

**Министерство высшего и среднего специального образования
Р С Ф С Р**

**Куйбышевский ордена Трудового Красного Знамени авиационный
институт имени академика С.П. Королева**

**ИССЛЕДОВАНИЕ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ
И СОГЛАСОВАННЫХ С НИМИ ЦИФРОВЫХ ПРИЕМНИКОВ**

**У т в е р ж д е н о
редакционно-издательским
советом института
в качестве
методических указаний
к работе по курсу
"Радиотехнические
системы"**

К У Й Б Ы Ш Е В 1 9 8 5

УДК 621.396.96

В методических указаниях приводятся сведения о свойствах сложных фазоманипулированных сигналов, принципе действия и способе построения цифровых приемников, согласованных с такими сигналами; описывается цифровая модель приемника; даются указания по проведению машинного эксперимента на ЭВМ. Указания предназначены для студентов, обучающихся по специальности "Радиотехника".

Составитель В. Д. Кузнецов

Рецензенты: канд. техн. наук доц. С. М. Тоскин,
канд. техн. наук доц. Е. А. Муштаков

Ц е л ь и с о д е р ж а н и е р а б о т ы

Целью настоящей работы является:

изучение и исследование с помощью машинного эксперимента на ЭВМ сложных псевдослучайных фазоманипулированных (ФМ) сигналов;

изучение способов построения и алгоритмов цифровых приемников обнаружения фазоманипулированных сигналов и исследование свойств таких приемников на модели;

приобретение студентами навыков работы на ЭВМ.

Выполнению работы предшествует самостоятельная подготовка, в процессе которой студентам надлежит ознакомиться с основами теории радиолокационных сигналов, со свойствами ФМ-сигналов и способами построения оптимальных фильтров и приемников, согласованных с такими сигналами.

Работа состоит из двух заданий: в первом из них исследуются свойства М-последовательностей, на основе которых формируются ФМ-сигналы, во втором – прохождение сигналов через цифровой приемник.

У к а з а н и я к в ы п о л н е н и ю

1-го задания

В первой части работы исследуется функция автокорреляции М-последовательности вида $R(j) = \sum_{l=1}^j S(N_c - l + 1) S(j - l + 1)$, $j = 1, 2, \dots, N_c$.

Здесь под $S(l)$ понимается бинарная кодовая последовательность символов, принимающих одно из двух возможных значений (0,1). Кодовая М-последовательность $S(l)$ определена на интервале $l = 1, 2, \dots, N_c$. Применительно к ФМ-сигналу функция $S(l)$ представляет собой закон манипуляции фазы. В свою очередь, функция автокорреляции $R(k)$ является цифровым эквивалентом аналоговой функции $R(Z, F)$ при $F = 0$ (см. разд. "Общие сведения о фазоманипулированных сигналах").

Для получения М-последовательности необходимо задать величину памяти последовательности (число N_c), набор весовых коэффициентов порождающего многочлена и подпоследовательность длиной N_c начальных символов М-последовательности. Порождающий многочлен и таблица весовых коэффициентов приведены в разд. "Способы получения М-последовательности".

При выборе исходных данных для получения М-последовательности величину памяти N_c не следует выбирать больше 5 вследствие ограничения размерности массивов в программе модели. Нужно также иметь

в виду, что при $l < 4$ эксперимент теряет наглядность.

Заметим, что при $l \geq 5$ существуют другие наборы весовых коэффициентов, кроме указанных в упомянутой таблице, при которых кодовая последовательность имеет максимальную длину.

Машинный эксперимент проводится при трех различных наборах начальных символов M -последовательности. Соответственно получают три различных функции автокорреляции $R(k)$. При выборе наборов начальных символов один следует выбрать совпадающим с набором весовых коэффициентов, а два других – любые последовательности из l нулей и единиц, кроме запрещенной комбинации "все нули".

Заметим, что в программе числу, определяющему последовательности, соответствует идентификатор N , набору весовых коэффициентов – одномерный массив $KL(5)$, наборам начальных символов – двумерный массив $NPSL(3,5)$.

В этом эксперименте на печать выводятся три реализации M -последовательности и их функции автокорреляции.

Анализируя полученные коды M -последовательностей, следует убедиться в том, что:

длина последовательности соответствует ожидаемой из теории; коды взаимосвязаны: все они могут быть получены друг из друга циклической перестановкой символов. Дать объяснение этому факту.

Далее следует убедиться в свойстве псевдослучайности M -последовательности. Для этого нужно мысленно образовать "окно" (строб), в которое попадает l символов, где l – память кода, и совместить его с началом последовательности. Далее, последовательно перемещая окно вправо на одну позицию, рассмотреть все возможные подпоследовательности, попадающие в скользящее окно. Убедиться в том, что среди этих подпоследовательностей нет совпадающих и нет подпоследовательности, состоящей из одних нулей (или -1).

При анализе функции автокорреляции M -последовательности полезно помнить о физическом смысле, вкладываемом нами в эту функцию. В самом деле, если каждому символу M -последовательности мы ставим в соответствие элементарный радиоимпульс с определенной начальной фазой и единичной амплитудой, а всей M -последовательности ΦM -сигнал, то модуль функции автокорреляции $R(f)$ имеет смысл огибающей сигнала на выходе согласованного фильтра.

При анализе функции корреляции требуется установить соответствие длительности этой функции, амплитуды и длительности главного

выброса, амплитуд побочных выбросов величинам, следующим из теории. Необходимо также провести сравнительный анализ трех полученных реализаций функций $R(K)$ с точки зрения их эффективности в задачах обнаружения и разрешения радиолокационных сигналов и выявления среди них минимаксной последовательности.

У к а з а н и я к в ы п о л н е н и ю 2 - г о з а д а н и я

В этой части работы исследуется на модели прохождение ФМ-сигналов через приемник с согласованным цифровым фильтром (см. разд. "Способ построения приемника с согласованным фильтром").

Цифровая модель приемника и способ ее функционирования, а также программа, с помощью которой модель реализуется на ЭВМ, описываются в разд. "Моделирование приемника ФМ-сигнала на ЭВМ".

Входной сигнал приемника моделируется в виде пачки ФМ-импульсов. Такая пачка включает в себя несколько периодов следования сигнала. На каждом таком периоде моделируется ФМ-импульс. Для выполнения моделирования необходимо выбрать некоторые параметры входного сигнала и приемника.

Параметры M-последовательности, определяющие ФМ-импульс (память последовательности, набор весовых коэффициентов, набор начальных символов) автоматически передаются из I-го задания. Поэтому выбираются следующие параметры: длительность периода следования ($LPER$), количество периодов следования в пачке сигнала ($NPER$), отношение сигнал/помеха ($SGNPDm$) и разрядность двоичных чисел, с помощью которых отсчеты сигнала представляются в приемнике ($NRAZR$). Здесь в скобках записаны наименования идентификаторов операторов ввода в программу, соответствующих поименованным величинам. Заметим, что в машинном эксперименте все временные интервалы берутся нормированными. Нормирующий множитель (шаг временной дискретизации) полагается равным длительности элементарного импульса ФМ-сигнала. Длительность периода следования должна быть не меньше длительности импульса сигнала на выходе согласованного фильтра (т.е. длительности функции автокорреляции M-последовательности), но не более 70 отсчетов. Количество периодов следования надлежит выбрать из условия, что произведение числа периодов на длительность периода не превышает 350 отсчетов. Отношение сигнал/помеха выбирается по указанию преподавателя. Достаточно хорошим приближением к реальным условиям может быть $SGNPDm = 1$. Разряд-

ность чисел должна быть целым числом, не превышающим 8.

В машинном эксперименте сигнал 4 раза "прогоняется" через приемник: при многоуровневом квантовании в отсутствие помехи; при многоуровневом квантовании и воздействии на входе смеси сигнала с помехой; при бинарном квантовании ($NRAZR = 1$) в отсутствие помехи; при бинарном квантовании и воздействии на входе смеси сигнала с помехой. Во всех 4-х случаях на печать выводятся значения сигналов на выходах квадратурных каналов, на выходе детектора и центральный импульс пачки на выходе приемника.

Заметим, печать организована так, что данные о сигналах с выхода детектора, относящиеся ко всей пачке сигнала (т.е. полученные во всех периодах следования), выводятся на печать совместно. При этом данные, относящиеся к первому импульсу пачки, размещаются в конце напечатанного массива чисел. При анализе данных, полученных при многоуровневом квантовании в отсутствие помехи, следует обратить внимание на то, что амплитуды сигналов в квадратурных каналах приемника случайным образом изменяются от периода к периоду следования импульсов в пачке, в то время как на выходе детектора амплитуды импульсов приобретают стабильный характер. Следует дать объяснение этому обстоятельству.

Как отмечалось, амплитуда импульсов на выходе линейного детектора приемника без учета ошибок квантования определяется модулем функции автокорреляции ФМ-сигнала. В реальном приемнике возникают ошибки квантования сигналов по уровню. Такие ошибки имеют место также и при моделировании. Анализируя результаты моделирования, требуется определить, лежат ли эти ошибки в ожидаемых пределах при выбранной разрядности чисел $NRAZR$, определить длительность и амплитуду центрального импульса пачки выходного сигнала приемника и сравнить их с ожидаемыми величинами, вытекающими из теории.

Следующим шагом исследования является анализ сигналов при многоуровневом квантовании и воздействии на входе приемника смеси сигнала с шумом. Здесь нужно сравнить сигналы на выходе детектора и центральный импульс пачки для двух случаев: при воздействии на входе помехи и в отсутствие таковой и дать качественную оценку влияния помехи на выходные сигналы. Кроме того, следует вычислить относительные изменения под воздействием помехи амплитуд главных выбросов сигнала и побочных выбросов. Если окажется, что относительное изменение амплитуд главных и побочных выбросов различно, то дать объяснение причин такого различия.

Далее необходимо перейти к анализу сигналов, полученных при бинарном квантовании без помехи. Задачей такого анализа является сравнение сигналов, полученных при бинарном и многоуровневом квантовании, и качественной оценки существа различия этих сигналов. То же самое необходимо проделать и для случая бинарного квантования и воздействия на входе смеси сигнала с шумом. Результаты исследования поместить в отчет по работе.

Подготовка задания для ЭВМ

В программу необходимо ввести следующие данные: номер варианта задания $NWAR$; память последовательности N , набор весовых коэффициентов $KL(5)$; три набора начальных символов (по N символов в каждом наборе) $NPDSL(3,5)$; отношение сигнал/помеха $SGNPDM$; число периодов следования сигнала $NPER$; длительность периода $LPER$; величина разрядности представления чисел $NRAZR$.

Операторы ввода данных $READ$ и соответствующие операторы $FDRMAT$ имеют вид:

```

READ 1,  $NWAR$ ,  $N$ , ( $KL(I)$ ,  $I=1, N$ )
1 FDRMAT ( $I2/I1$ ,  $2X$ ,  $5(I1)$ )
  READ 2, ( $(NPDSL(J,I)$ ,  $I=1, N$ ),  $J=1, 3$ )
2 FDRMAT ( $15(I1)$ )
  READ 40,  $SGNPDM$ ,  $NPER$ ,  $LPER$ ,  $NRAZR$ 
40 FDRMAT ( $F5.2$ ,  $1X$ ,  $I2$ ,  $1X$ ,  $I3$ ,  $1X$ ,  $I2$ )

```

Вводимые данные и соответствующие им идентификаторы и форматы ввода показаны в табл. I.

Т а б л и ц а I

Переменная	Идентификатор	Формат ввода
Номер варианта	$NWAR$	$I2$
Память последовательности	N	$I1$
Набор весовых коэффициентов	$KL(5)$	$5(I1)$
Начальные наборы символов	$NPDSL(3,5)$	$15(I1)$
Отношение сигнал/помеха	$SGNPDM$	$F5.2$
Число периодов сигнала	$NPER$	$I2$
Длина периода	$LPER$	$I3$
Разрядность представления чисел	$NRAZR$	$I2$

Пример

Исходные данные: $NWAR = 16$; $N = 5$

Набор весовых коэффициентов: 11101, т.е.:

$KL(1)=1$; $KL(2)=1$; $KL(3)=1$; $KL(4)=D$, $KL(5)=1$

Три начальных набора: 11101, 10101, 11001, т.е.:

$NPDSL(1,1)=1$; $NPDSL(1,2)=1$; $NPDSL(1,3)=1$; $NPDSL(1,4)=D$;

$NPDSL(1,5)=1$; $NPDSL(2,1)=1$; $NPDSL(2,2)=D$; $NPDSL(2,3)=1$;

$NPDSL(2,4)=D$; $NPDSL(2,5)=1$; $NPDSL(3,1)=1$; $NPDSL(3,2)=1$;

$NPDSL(3,3)=D$; $NPDSL(3,4)=D$; $NPDSL(3,5)=1$;

$SGNPDM=1$; $NPER=5$; $LPER=70$; $NRAZR=8$;

Блок исходных данных имеет вид:

//GD. SYSIN DD *

16

5 11101

111011010111001

11. 111115 70 118

1*

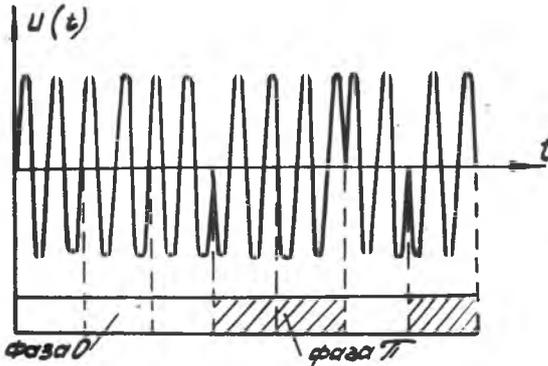
// Содержание отчета

1. Постановка задачи.
 2. Структурная схема приемника с цифровым согласованным фильтром.
 3. Графики функций корреляции и сигналов; полученных в результате машинного эксперимента. Во избежание излишней рутинной работы допускается вычерчивать кривые не полностью, а только их фрагменты, однако так, чтобы в них сохранились характерные особенности соответствующих функций.
 4. Результаты исследования в соответствии с указаниями.
 5. Выводы и заключение.
- Отчет за работу должен носить характер краткого, но связного научно-технического отчета, в текстовой части содержать ссылки на структурную схему и графики. Оформление должно соответствовать требованиям ГОСТ.

КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ ИЗ ТЕОРИИ

Общие сведения о фазоманипулированных сигналах

Фазоманипулированным сигналом (ФМ) называют последовательность примыкающих друг к другу простых (т.е. с гармоническим заполнением) радиоимпульсов длительностью T_0 , фаза которых может принимать одно из q дискретных значений. Наиболее часто $q = 2$, а фаза элементарных импульсов составляет 0 или π . Значения фазы элементарных импульсов в сигнале изменяется в соответствии с некоторым кодом. Пример такого сигнала показан на рис. I. Особенности, связанные с выбором кода



Р и с. I

манипуляции фазы рассмотрим ниже особо. Отметим, что благодаря специально подобранным кодам ФМ сигналы обладают шумоподобными свойствами, поэтому такие сигналы часто называют псевдошумовыми (ПШС).

Так как ФМ-сигналы подробно описаны в литературе [1, с. 227-233] и [2, с. 102-108], то ниже приведем лишь краткие сведения о них.

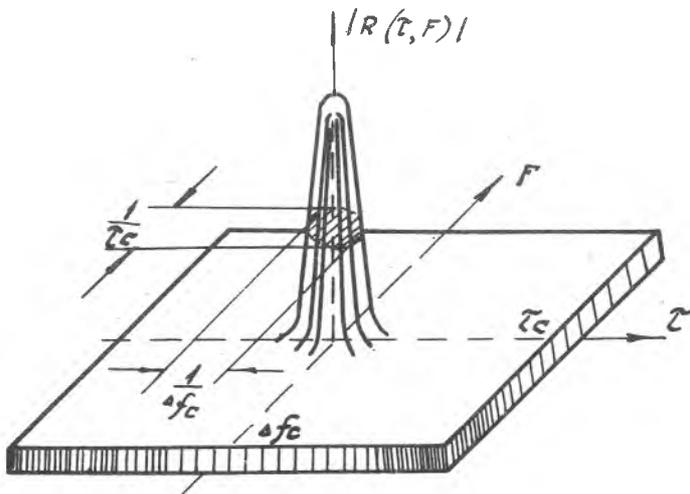
Ширина спектра ФМ-сигнала равна ширине спектра элементарного импульса $\Delta f = \frac{1}{T_0}$. Вместе с тем, длительность ФМ-последовательности

$T_c = N_c T_0$, где N_c - число элементарных импульсов в сигнале.

Ясно, что база ФМ-сигнала $B = \Delta f T_c = N_c$. Следовательно, при согласованной фильтрации такой сигнал укорачивается по длительности в N_c раз.

Большое практическое значение имеет характер зависимостей амплитуды сигнала на выходе согласованного фильтра (СФ) от времени и частоты, влияющих на разрешение целей по времени (дальности) и по частоте (скорости). Характер этих зависимостей определяется модулем нормированной двумерной смешанной функции автокорреляции сигнала $|R(\tau, F)|$.

Обратимся сначала к двумерной функции автокорреляции гипотетического сигнала типа белого шума бесконечной длительности и с бесконечно широким спектром. Ясно, что такой сигнал физически нереализуем, однако, анализ его свойств представляется полезным с методической точки зрения. Функция корреляции белого шума имеет вид δ -функции Дирака, поэтому функция $|R(\tau, F)|$ такого сигнала имеет бесконечно узкий пик в начале координат (τ, F) . Если длительность сигнала и ширину его спектра ограничить, то поверхность $R(\tau, F)$ приобретает "кнопочный" вид (перевернутой канцелярской кнопки) с острым, но конечной ширины пиком в начале координат и ровным слоем в области низкой корреляции (рис.2).



Р и с. 2

Напомним, что сечения поверхности $|R(\tau, F)|$ вертикальными плоскостями, параллельными оси τ , дают вид сигнала на выходе СФ в функции времени. Сечение плоскостью, проходящей через ось τ , соответствует случаю, когда частота принимаемого сигнала в точности соответствует ожидаемому значению (т.е. расстройка $F = 0$). При этом амплитуда сигнала в момент времени, соответствующий ожидаемому времени прихода сигнала (т.е. при неучтенном смещении $\tau = 0$), достигает максимально возможной величины. При частотном сдвиге $F \neq 0$ амплитуда всплеска сигнала на выходе СФ уменьшается. При достаточно большой расстройке F сигнал становится несогласованным с фильтром. Обычно полагают, что при значениях τ и F , при которых амплитуда сигнала уменьшается в два раза, сигналы разрешаются соответственно по времени или по частоте.

Из рис.2 видно, что разрешающая способность сигнала по времени (дальности) определяется протяженностью области высокой корреляции (центрального пика по уровню 0,5) вдоль оси τ , а разрешающая способность по частоте (скорости) – протяженностью вдоль оси F . Поверхность $|R(\tau, F)|$, показанная на рис.2, является идеальной в том смысле, что монотонно спадает при возрастании $|\tau|$ и $|F|$ и не имеет побочных выбросов в области низкой корреляции.

Ясно, что если бы сигнал типа белого шума удалось практически реализовать, то с его помощью можно было бы обеспечить высокое разрешение как по времени (дальности), так и по частоте (скорости) без нарушения принципа неопределенности.

Поверхность неопределенности фазоманипулированного сигнала имеет определенное сходство и, вместе с тем, существенные различия с поверхностью $|R(\tau, F)|$ для шумового сигнала (см.рис.2). Сходство состоит в наличии центрального пика. По уровню 0,5 его протяженность вдоль оси τ (разрешение по времени) равна длительности элементарного импульса $\tau_0 = \frac{1}{\Delta f_s}$, а протяженность вдоль оси F (разрешение по частоте) составляет $\frac{1}{\Delta f_s} = \frac{1}{\Delta \tau_0} \approx 1,2$. Различие заключается в структуре поверхности в области малой корреляции. В отличие от показанной на рис.2 – это не тонкий ровный слой, а холмистая поверхность с большим количеством побочных выбросов. Ясно, что наличие этих выбросов является негативным свойством ФМ-сигнала, так как выбросы могут быть зарегистрированы на выходе приемника как самостоятельные сигналы – это приводит к обнаружению несуществующих, т.е. ложных целей. Структура поверхности неопределенности

с учетом побочных выбросов имеет очень сложный вид [3, с. 141]. Поэтому ниже приведем лишь сечения этой поверхности $|R(\tau, D)| = |R(\tau)|$ для некоторых видов ФМ-сигналов.

Относительная интенсивность побочных выбросов зависит от кода, используемого для манипуляции фазы в ФМ-сигнале. В радиолокации наибольшее практическое применение получили коды Баркера и М-последовательности. Заметим, что под кодом понимают последовательность двоичных символов 0 и 1 (или -1, 1). При манипуляции фазы символу "1" ставится в соответствие значение начальной фазы элементарного импульса в сигнале, равное нулю, и символу "0" - значение фазы π (или наоборот).

Коды Баркера характеризуются тем, что имеют наименьшую амплитуду боковых выбросов функции автокорреляции, не превышающую уровень $1/\sqrt{N_c}$ от амплитуды центрального пика. Вид модуля функции автокорреляции $R(\tau)$ кодов Баркера для $N_c = 7$ и $N_c = 13$ показан на рис. 3. Однако, коды Баркера существуют только для $N_c \leq 13$. Соответственно коэффициент сжатия сигнала с манипуляцией фазы по Баркеру не может превышать числа 13. Это обстоятельство в существенной степени ограничивает область применения кодов Баркера.

Второй класс кодов - рекуррентные двоичные последовательности максимальной длины или М-последовательности - не имеют ограничений на длительность, присущих кодам Баркера. Поэтому на значение коэффициента сжатия ФМ-сигнала не существует принципиальных ограничений. Однако, величина побочных выбросов функции неопределенности таких сигналов выше, чем при модуляции кодами Баркера, и при соблюдении некоторых условий, не превышает $1/\sqrt{N_c}$ от главного максимума.

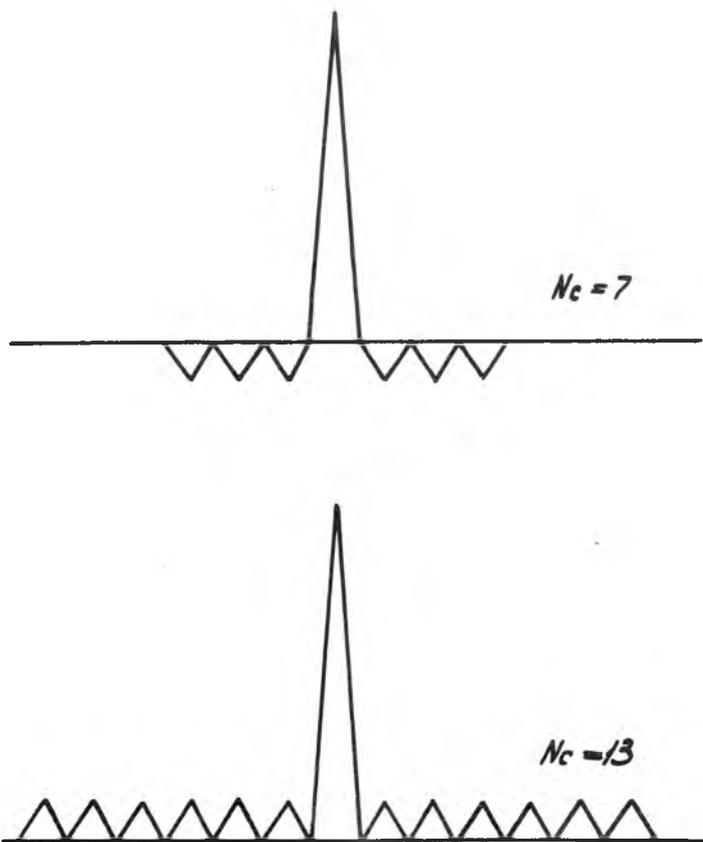
Способы получения М-последовательности

Каждый из последующий элемент М-последовательности может быть получен по рекуррентным формулам как линейная комбинация L предшествующих элементов, где L - целое число, именуемое п а м я т ью п о с л е д о в а т е л ь н о с т и. Упомянутая рекуррентная формула имеет вид

$$a_k = \delta_1 a_{k-1} \oplus \delta_2 a_{k-2} \dots \oplus \delta_L a_{k-L}, \quad k > L, \quad (1)$$

где a_1, a_2, \dots - элементы М-последовательности;

$\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_L \in \{0, 1\}$ - одноразрядные двоичные числа;



Р и с. 3

\oplus - символ сложения по модулю 2 (логическая функция неравнозначности).

Выражение в правой части уравнения (1) носит название порождающего многочлена M -последовательности. Собственно говоря, формула (1) определяет неограниченную по длительности периодическую двоичную последователь-

ность. При соответствующем выборе значений коэффициентов порождающего многочлена b_L период последовательности имеет максимально возможную длину, равную $N_c = 2^L - 1$. Именно такие, обладающие максимальной длиной последовательности являются M-последовательностями.

При $K > N_c$ значения элементов, в силу периодичности последовательности, начинают повторяться. Любая подпоследовательность из N_c элементов из такой бесконечной последовательности составляет M-последовательность. Иначе, M-последовательность может начинаться с любого символа периодической последовательности (особенность, связанную с выбором начальных символов, отметим ниже). В общем случае для получения M-последовательности при заданном L в уравнении (1) могут быть использованы различные наборы коэффициентов b_L , $L = 1, \dots, L$. В табл.2 приведены возможные значения коэффициентов, при которых длина последовательности максимальна.

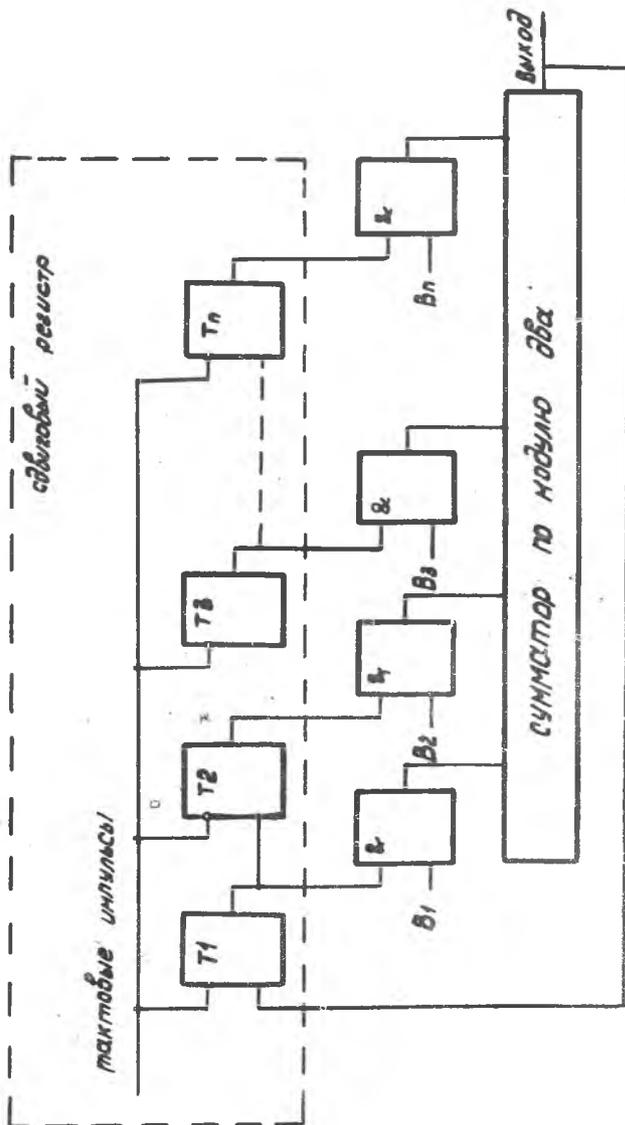
Т а б л и ц а 2

L	N	b_1	b_2	b_3	b_4	b_5	b_6	b_7	b_8
2	3	I	I	-	-	-	-	-	-
3	7	I	0	I	-	-	-	-	-
4	15	I	0	0	I	-	-	-	-
5	31	I	I	I	0	I	-	-	-
6	63	I	0	I	I	0	I	-	-
7	127	0	0	I	0	0	0	I	-
8	255	0	I	I	I	0	0	0	I

Схема устройства формирования линейной рекуррентной последовательности, реализующая функцию (1), приведена на рис.4. Устройство включает регистр сдвига на D-триггерах, охваченный обратной связью, схемы "И" и сумматор по модулю два. Перед началом работы регистр необходимо привести в некоторое исходное состояние, отличающееся однако от состояния 0,0,...,0.

В табл.3 приведен пример формирования M-последовательности для $L = 3$. Нетрудно проследить периодичность M-последовательности: при $K > 7$ ее значения повторяются.

Фазоманипулированные радиосигналы могут быть непрерывными или импульсными. Для образования непрерывного сигнала используется соответственно непрерывная периодическая M-последовательность.



Р и с . 4

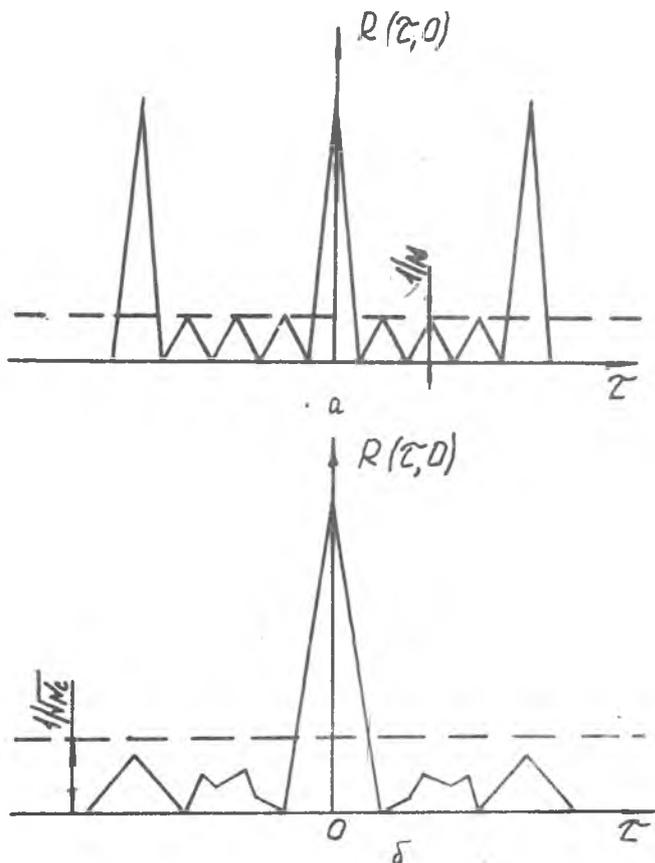
Т а б л и ц а 3

Номер такта	Состояние триггеров			M-последовательность
1	1	0	1	0
2	0	1	0	0
3	0	0	1	1
4	1	0	0	1
5	1	1	0	1
6	1	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	1	0
9	0	1	0	0
10	0	0	1	1
11	1	0	0	1
12	1	1	0	1
13	1	1	1	0
14	0	1	1	1

Огибающая функции автокорреляции такого периодического сигнала также является периодической функцией с периодом $N_c T_c$ (рис.5, а). В таком сигнале выбор вида набора первых N элементов, необходимых для формирования всей последовательности по функции (1), не имеет значения.

Фазоманипулированный импульс можно получить, вырезав из периодической последовательности подпоследовательность длиной $N_c - 2^{n-1}$ элементов. Однако, в этом случае минимальное значение максимального бокового выброса автокорреляционной функции имеет место только при определенном для каждого N исходном состоянии сдвигающего регистра. Такая последовательность называется м и н и м а к с н о й. Исходным состоянием для минимаксной M-последовательности при $N = 3$ является состояние $T_1=1, T_2=1, T_3=0$. Иначе, минимаксной последовательности соответствуют значения $K = 5-11$ (см. табл.3). На рис.5,б для примера показана функция минимаксной M-последовательности при $N_c = 15$.

Отметим свойство "хаотичности" M-последовательности, которое состоит в следующем. Если из этой последовательности выбрать всевозможные подпоследовательности (отрезки) по N -членов в каждой,



Р и с. 5

то среди них не будет совпадающих. Кроме того, в них найдутся любые комбинации из единиц и нулей, состоящие из $1/2$ членов (кроме "запрещенной" комбинации, состоящей только из нулей).

Согласованная фильтрация ФМ-сигналов

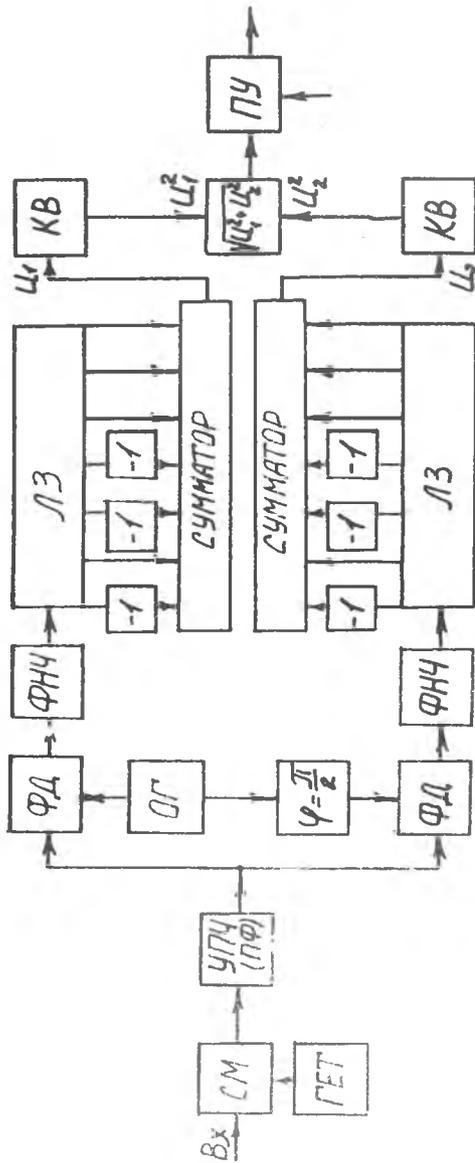
Существуют различные схемы согласованных фильтров (СФ) для ФМ-импульсов [1,4]. В основе этих схем лежит запоминание сигнала в линии задержки и суммирование элементарных импульсов ФМ-сигнала

1/2-5-4226

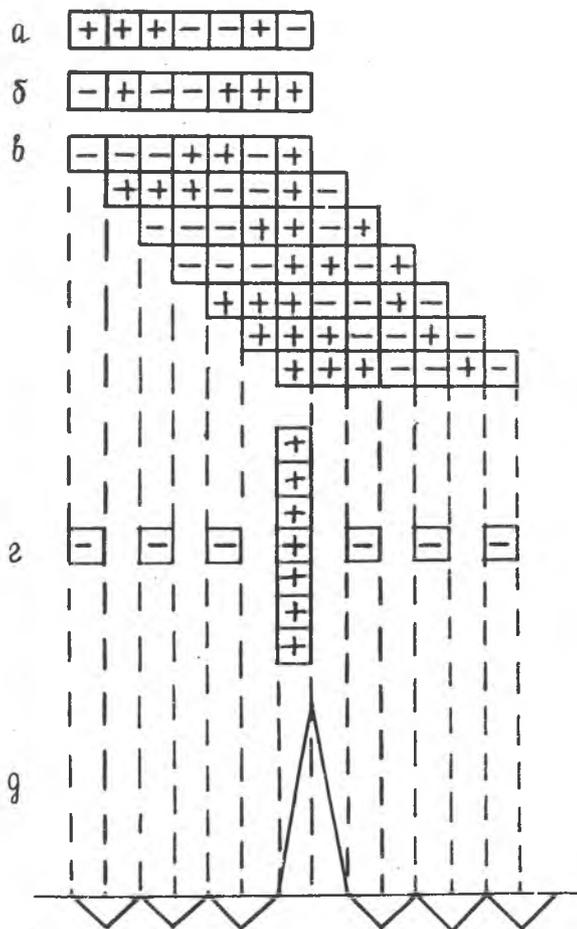
с требуемыми фазовыми соотношениями. Линия задержки в СФ может работать на радио- или видеочастоте. Цифровой СФ имеет много общего с видеочастотным СФ, поэтому рассмотрим сначала приемник с таким фильтром (рис.6). В нем полосовой фильтр (УПЧ приемника) имеет полосу пропускания, соответствующую спектру ФМ-сигнала. Нетрудно заметить, что этот фильтр является квазиоптимальным для одиночного элементарного импульса ФМ-сигнала. Далее в двух квадратурных каналах с помощью фазовых детекторов (ФД) радиосигнал преобразуется на видеочастоту. Квадратурные каналы необходимы для исключения возможных потерь, связанных со случайным характером начальной фазы радиосигнала. Частота опорного генератора (ОГ) выбирается равной несущей частоте сигнала. Для упрощения дальнейших рассуждений предположим временно, что полосовой фильтр (УПЧ) не искажает форму радиоимпульсов. Тогда сигнал на выходе ФД будет состоять из элементарных видеоимпульсов прямоугольной формы, полярность которых определяется кодом фазовой манипуляции. Например, в случае манипуляции фазы кодом Баркера при $N_c = 7$ видеосигнал может иметь следующий вид (рис.7,а). Здесь знак "+" соответствует положительной полярности видеоимпульса, а знак "-" — отрицательной. Импульсная характеристика СФ, представляющая собой зеркальное отображение сигнала, приведена на рис.7,б. Соответственно импульсной характеристике в отводах линии задержки (ЛЗ) устанавливаются инверторы. Процесс суммирования элементарных импульсов сигнала показан на рис.7,в. Как видно, в момент окончания ФМ-сигнала на выходе сумматора образуется выброс сигнала, превышающий в N_c раз амплитуду субимпульса (рис.7,г).

На рис.7,д показана форма сигнала на выходе сумматора с учетом интегрирующего действия полосового фильтра (УПЧ приемника).

В зависимости от значения случайной начальной фазы радиосигнала полярность видеосигналов U_1 и U_2 на выходе сумматоров в квадратурных каналах может быть различной. Поэтому эти сигналы при объединении предварительно возводятся в квадрат и затем суммируются. Ясно, что эти операции эквивалентны амплитудному детектированию. В случае извлечения корня из суммы детектирование будет "линейным"; в противном случае — квадратичным. Сигнал на выходе такого детектора имеет вид, аналогичный показанному на рис.7,д. Этот сигнал поступает в пороговое устройство. По превышении сигналом порога принимается решение об обнаружении сигнала. В случае, если частота принимаемого сигнала отличается от ожидаемой (от



Р и с. 6



Р и с. 7

частоты опорного генератора ОГ), то видеосигналы на выходе ФД будут промодулированы по амплитуде разностной частотой. Нетрудно убедиться, что при этом амплитуда сигнала на выходах сумматоров в каналах и на выходе приемника будет уменьшаться. Это явление сос-

тавляет основу для разрешения приемником сигналов (целей) по частоте (скорости).

Рассмотрим коротко прохождение помехи через согласованный фильтр. Ясно, что в отличие от сигнала реализация помехи не ограничена какой-либо длительностью, так как помеха поступает на вход фильтра в течение всего времени работы РЛС. Поэтому в квадратурных каналах СФ (см. рис. 6) помеха в каждый момент времени поступает на вход сумматора со всех отводов линии задержки ЛЗ. Умножение помехи на коэффициенты передачи инверторов не приводит к какому-либо ее упорядочению, поэтому в сумматорах суммируются \sqrt{N} случайных некоррелированных составляющих помехи. Образованная таким образом помеха совместно с сигналом или без него, в случае его отсутствия, проходит через квадраторы и поступает на вход порогового устройства (ПУ).

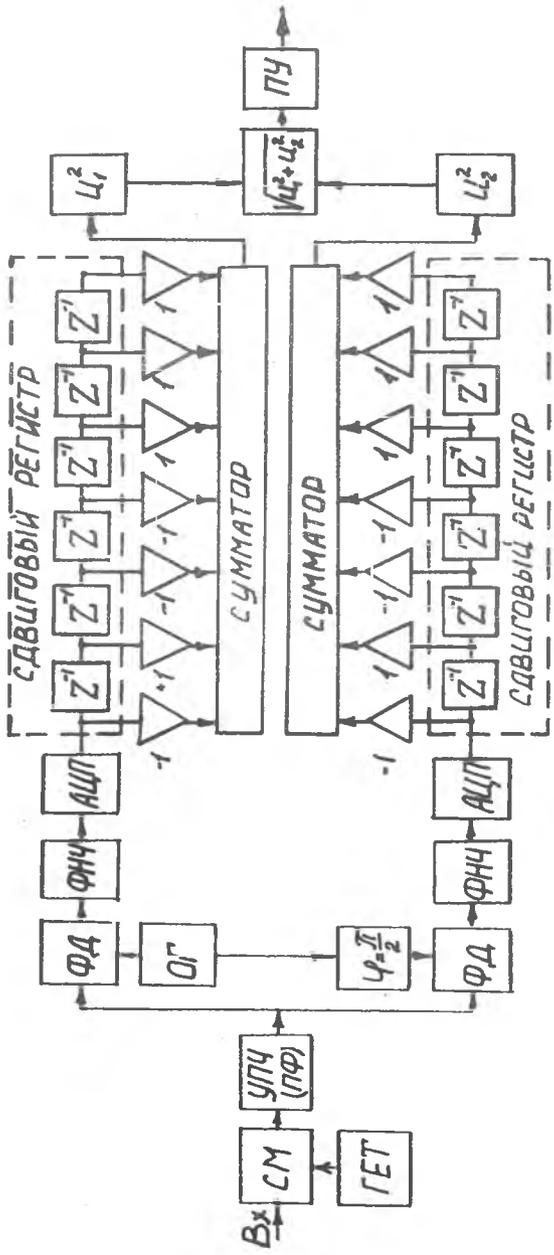
Ознакомимся с устройством и принципом действия приемника с цифровым СФ. Структурная схема такого приемника показана на рис. 8.

В квадратурных каналах приемника на выходе ФД с помощью АЦП осуществляется дискретизация по времени и преобразование отсчетов аналогового сигнала в цифровой многозарядный двоичный код. Шаг временной дискретизации обычно берется равным длительности элементарного импульса ФМ-сигнала. Таким образом, каждому такому импульсу в цифровой последовательности соответствует один отсчет. Роль ЛЗ в ЦФ выполняет сдвиговый регистр. В этом регистре через Z^{-1} обозначены элементы задержки на один шаг дискретизации по времени. В отводах регистра установлены умножители с коэффициентами умножения на 1 или -1 . Эти коэффициенты выбираются соответствующими коду манипуляции фазы с учетом его зеркального отображения в импульсной характеристике СФ. Нетрудно увидеть, что сдвиговый регистр, совокупность умножителей и сумматор составляют нерекурсивный (ННХ) цифровой фильтр. Эти фильтры в каналах приемника согласованы с ФМ-импульсом.

Выходные цепи цифрового приемника по сути выполняемых операций подобны соответствующим цепям аналогового приемника (см. рис. 6).

Способ построения приемника с согласованным цифровым фильтром

Обратимся к особенностям приемников с цифровой обработкой сигналов. Структурная схема, приведенная на рис. 8, отображает подобие цифровой и аналоговой фильтрации ФМ-сигналов и полезна лишь



Р и с . 8

в методическом плане. При практической реализации цифровые приемники оказываются намного сложнее.

Рассмотрим возможный способ построения приемника с согласованным цифровым фильтром (СЦФ) / 5/. Как известно /6,7/, выходной сигнал произвольного линейного цифрового фильтра представляет собой линейную свертку входного сигнала с импульсной характеристикой фильтра

$$u(k) = \sum_{l=0}^{k-1} h(l) x(k-l), \quad (2)$$

где $h(l)$ - импульсная характеристика ЦФ;

$x(l), u(l)$ - входной и выходной сигналы;

L - длительность (число дискретных отсчетов) импульсной характеристики.

Для согласованного фильтра, как уже отмечалось, импульсная характеристика $h(l)$ с точностью до несущественного мультипликативного множителя представляет собой зеркальное отображение ожидаемого полезного сигнала $s(l)/1-3/$:

$$h(l) = s(L-l). \quad (3)$$

Таким образом, для отклика с ЦФ можно написать следующее:

$$u(k) = \sum_{l=0}^{k-1} s(L-l) x(k-l). \quad (4)$$

В процессоре цифрового приемника применяется двоичная система счисления. Отсчеты сигналов и импульсной характеристики в общем случае представляются многоразрядными двоичными кодами. Способ кодирования двоичных чисел может отличаться от общепринятого, используемого в ЭВМ дополнительного кода. Особенность такого кодирования /5/ состоит в том, что двоичное представление чисел состоит из "+1" или "-1" во всех разрядах, а не из "0" и "1", как это общепринято. Учитывая сказанное, запишем

$$x(l) = \sum_{m=0}^{M-1} x_m(l) 2^{-m}, \quad (5)$$

$$s(l) = \sum_{n=0}^{N-1} s_n(l) 2^{-n}, \quad (6)$$

где $x_m(l), s_n(l)$ - биты m -го и n -го разрядов чисел $x(l)$ и $s(l)$;
 M, N - разрядность чисел. Ясно, что $x_m(l), s_n(l)$ могут принимать одно из двух значений (+1, -1). Здесь предполагается.

что $x(l), y(l)$ промасштабированы так, что почти всегда находятся в интервале $[-2, +2]$. Очевидно, что кодирование в соответствии с выражениями (5), (6) пригодно как для положительных, так и для отрицательных чисел. Так например, десятичное $+2_{10}$ приближенно представляется $+1$ во всех разрядах: $+2_{10} \approx +1, +1, +1, \dots, +1$ (здесь индекс 10 означает десятичную систему счисления). Подобным образом $-2_{10} \approx -1, -1, -1, \dots, -1$. Число нуль имеет два представления: $+0 \approx +1, -1, -1, \dots, -1$ и $-0 \approx -1, +1, +1, +1, \dots, +1$. Как видно, специальный знаковый бит, обозначающий знак числа, в этих кодах отсутствует.

Заметим, что отмеченное выше масштабирование чисел к интервалу $[-2, 2]$ может быть осуществлено выбором соответствующего шага квантования в АЦП или другим каким-либо способом. Кроме того, предполагается наличие АРУ во входной аналоговой части приемника.

Подставим выражения (5), (6) в (2), (4) и, изменив порядок суммирования, получим

$$LL(k) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} 2^{-(m+n)} \sum_{l=0}^{L-1} f_m(l) x_n(k-l); \quad (7)$$

$$LL(k) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} 2^{-(n+m)} \sum_{l=0}^{L-1} f_m(k-l) x_n(k-l); \quad (8)$$

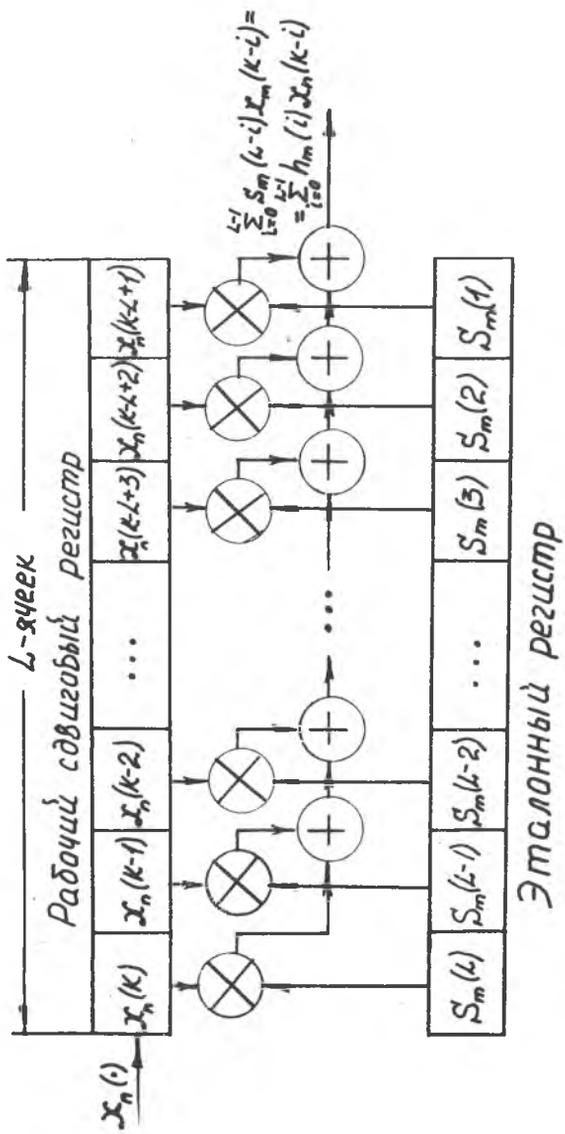
Нетрудно заметить, что внутренняя сумма в выражении (7) представляет свертку разрядов двоичного представления сигнала $x_n(l)$ и импульсной характеристики $f_m(l)$. Равным образом внутренняя сумма в уравнении (8) суть поразрядная корреляция входного $x_n(l)$ и ожидаемого $f_m(l)$ сигналов.

Как видно, для вычисления цифровой функции корреляции (4) необходимо:

получить $N \cdot M$ поразрядных функций корреляции, осуществив корреляцию значений m -х ($m = 0, 1, \dots, M-1$) разрядов двоичного представления y с значениями n -х ($n = 0, 1, \dots, N-1$) разрядов двоичного представления x ;

объединить результаты корреляционной обработки согласно формуле (8) с весами $2^{-(n+m)}$.

Поразрядную корреляцию можно выполнить с помощью цифрового коррелятора, структурная схема которого приведена на рис.9.

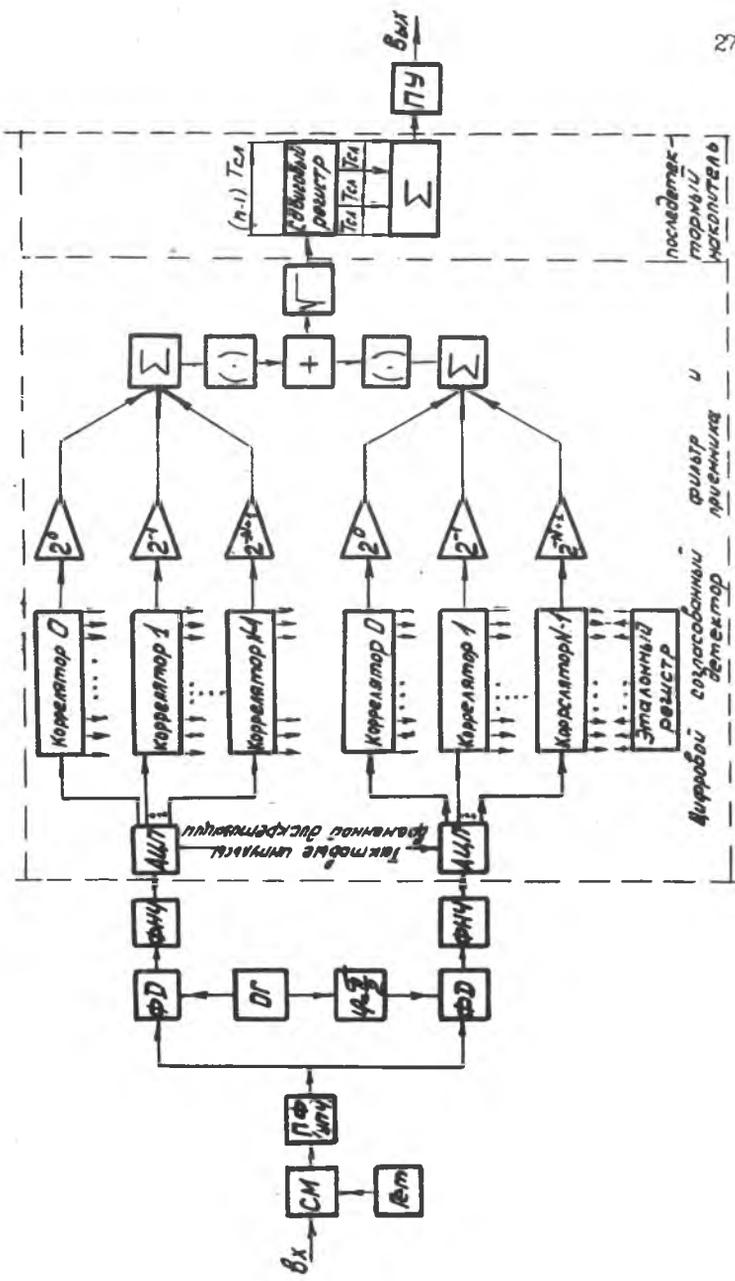


Р и с . 9

Устройство состоит из рабочего сдвигового регистра, эталонного регистра, совокупности сумматоров и одноразрядных умножителей. В эталонном регистре постоянно хранятся значения lL -х разрядов отсчетов ожидаемого сигнала $J_m(L)$. Последовательность значений lL -х разрядов двоичного представления отсчетов сигнала $x_{lL}(K)$ поступает на вход рабочего сдвигового регистра. С каждым тактовым импульсом очередной, соответствующий текущему моменту времени lL -й разряд $x_{lL}(K)$ поступает в крайнюю левую ячейку сдвигового регистра. Предварительно все биты, полученные в предшествующих тактах, сдвигаются на одну ячейку вправо. При этом содержимое крайней правой ячейки сдвигового регистра сбрасывается. При каждом тактовом импульсе содержимое обоих регистров поразрядно перемножается и произведения суммируются.

В цифровом приемнике аналогично устройству, изображенному на рис.8, должно быть два квадратурных канала (ветви). Для реализации цифрового согласованного фильтра в таком приемнике потребуется $2N$ сдвиговых регистров, работающих в "реальном масштабе времени" (по N для каждой ветви схемы), M эталонных регистров (которые используются в обеих ветвях схемы), $2MNL$ перемножителей и $2MN(L-1)$ сумматоров, а также выходные сумматоры устройства возведения в квадрат, и другие устройства, суть которых поясним ниже. До недавнего времени такое количество компонентов даже при малых значениях M, N и L исключало возможность практической реализации согласованных фильтров в мобильных установках, и их применение ограничивалось системами большой сложности. В настоящее время благодаря успехам микроэлектронной технологии уже появилась возможность реализации всего ЦФ на нескольких кристаллах БИС для средних величин M, N и L . Структурная схема ЦФ для произвольных величин M и N выглядела бы слишком громоздкой, так как потребовалось бы изобразить $2MN$ связей между $2N$ сдвиговыми регистрами и M эталонными регистрами. На рис.10 изображена структурная схема приемника для частного случая $M = 1$. На рисунке корреляторы содержат сдвиговые регистры для текущих значений сигнала, а также все перемножители и сумматоры, показанные на рис.9, но без эталонного регистра; последний изображен отдельно и выдает последовательность эталонных значений $J_D(L)$.

Заметим, что согласование предварительного (полосового) фильтра, т.е. УПЧ с элементарной посылкой сигнала оптимизирует отношение сигнал/помеха на выходе этого фильтра. Однако такая предвари-



Р и с. 10

тельная фильтрация искажает форму сигнальной составляющей во входном сигнале $\mathcal{X}(i)$, что приводит к необходимости точной синхронизации устройств дискретизации по времени для обеспечения максимального отношения сигнал/помеха на выходе квантователей (АЦП). Поэтому будем полагать, что полосовой фильтр (УПЧ), а также ФНЧ в квадратурных каналах приемника имеют достаточно широкие полосы пропускания и не искажают форму сигнала.

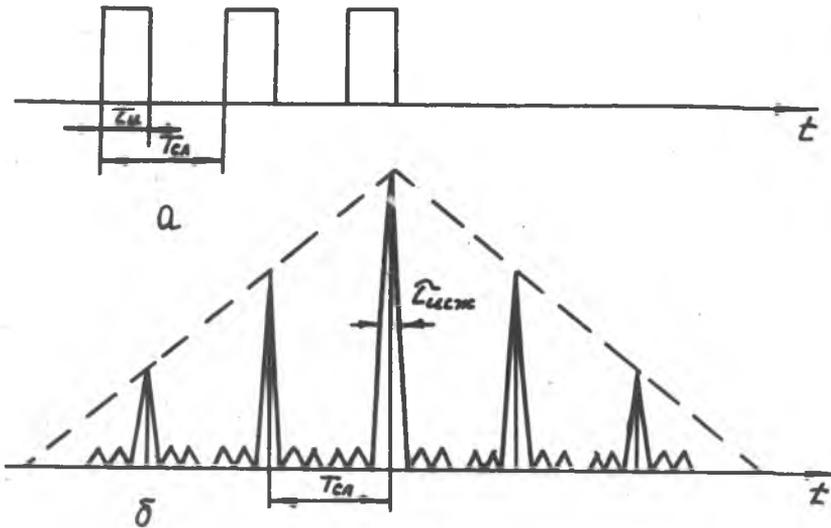
В приведенном выше описании цифрового приемника не делалось никаких предположений относительно вида сигнала $\mathcal{S}(i)$, с которым приемник согласован, поэтому применение приемников рассмотренной структуры, не ограничено фазоманипулированными сигналами.

Теперь учтем, что в настоящей работе мы изучаем бинарные, фазоманипулированные сигналы. Код таких сигналов может принимать одно из двух значений $\mathcal{S}(i) = \pm A$, которые после нормировки могут быть сведены к величинам ± 1 . Поэтому для ФМ-сигнала в уравнении (6) можно ограничиться только одним членом, т.е. положить $M = 1$.

Таким образом, для ФМ-сигнала структурная схема, представленная на рис.10, является наиболее полной, а не оказывается следствием каких-либо упрощений.

В некоторых случаях при практической реализации цифровых приемников используется бинарное квантование сигналов, т.е. принимается $N=1$. В этом случае в схеме (см.рис.10) только два цифровых коррелятора. Это означает, что в квадратурных каналах приемника в сигналах на выходе фазовых детекторов при квантовании сохраняется лишь полярность сигналов. При этом отпадает необходимость в АРУ для нормировки сигналов. Ясно, что такое упрощение сопряжено с дополнительными потерями в отношении сигнал/помеха на выходе приемника.

Структурные схемы приемников, приведенные на рис.7 и 8, составлены в предположении, что в оконечном элементе приемника - пороговом устройстве (ПУ) - обнаружение, т.е. решение о наличии полезного сигнала принимается на основании одного импульса. Реально, практически всегда для принятия такого решения используется энергия нескольких (многих) импульсов сигнала. Так, например, в импульсных РЛС обзорного типа сигнал представляет собой пачку импульсов. Огибающая амплитуд импульсов прямоугольной пачки на входе приемника, состоящей из $L = 3$ импульсов, приведена на рис.11,а. Пачка может быть когерентной и некогерентной. В последнем случае начальные фазы радиочастотного заполнения импульсов случайны и независимы.



Р и с. II

Оптимальная обработка некогерентной пачки состоит в согласованной фильтрации каждого импульса в отдельности (в нашем случае ФМ-импульса), детектировании откликов СФ и последующем последетекторном накоплении энергии импульсов пачки /1,2,4/. Такое накопление осуществляется с помощью многоотводной линии задержки и сумматора. Количество отводов ЛЗ должно быть $N_p - 1$, где N_p - число импульсов в пачке, а временной сдвиг между отводами выбирается равным периоду следования импульсов T_{ca} . В цифровом приемнике роль ЛЗ выполняет сдвиговый регистр. На рис.10 этот регистр размещен за устройством извлечения корня.

Вид пачки сигнала на выходе приемника (сумматора) показан на рис.11,б. В ПУ решение принимается на основании наиболее интенсивного центрального импульса пачки.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРИЕМНИКА ФМ-СИГНАЛА НА ЭВМ

Цифровая модель приемника

Способ построения модели рассмотрим по ее структурной схеме (рис.12). Эта модель запрограммирована на ЭВМ. Ясно, что элементы модели, показанные на структурной схеме, существуют только в памяти ЭВМ. В модели нашли отображение почти все узлы цифрового приемника (см.рис.10) за исключением входной радиочастотной части (смеситель СМ, гетеродин *ГЕТ*, полосовой фильтр УПЧ) и порогового устройства на выходе - эти узлы приемника не моделируются. Рассмотрим подробнее особенности и способ функционирования модели.

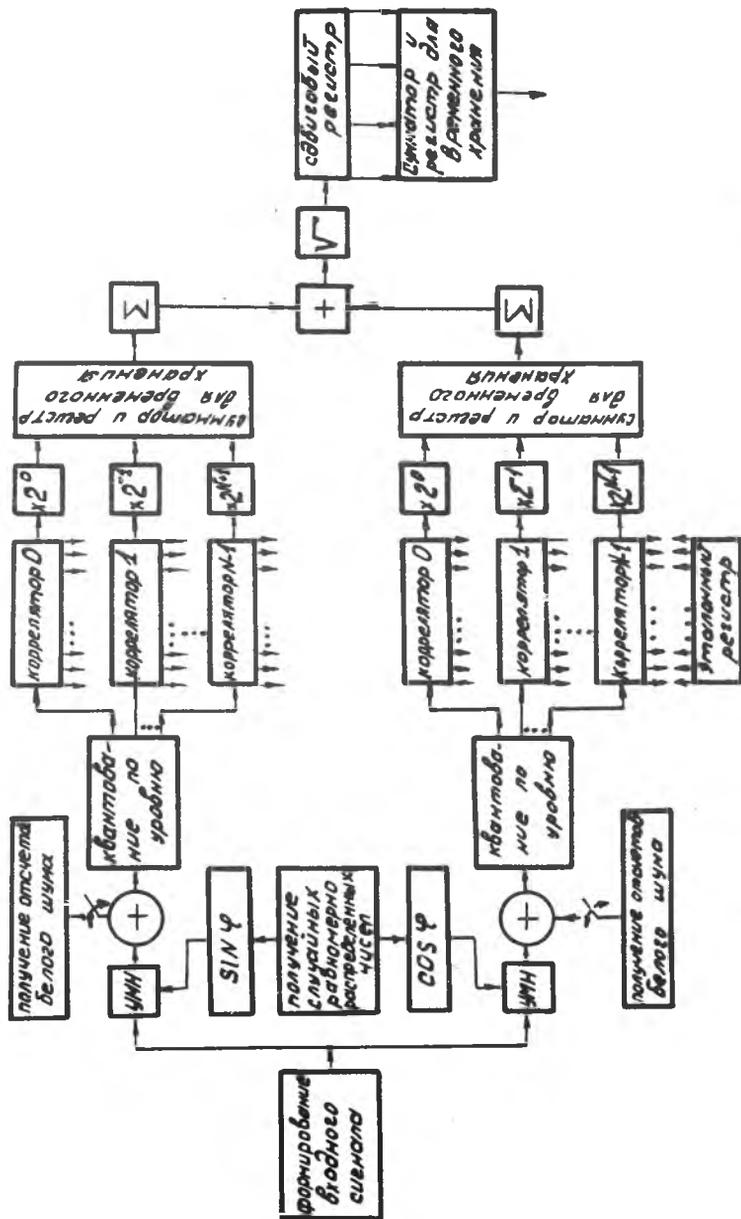
На входе формируется пачка импульсов входного сигнала (без помехи). Предполагается, что этот сигнал по длительности имеет несколько периодов следования (см.рис.11,а). В течение части каждого периода формируется импульс сигнала. Отсчеты на оставшейся части периода следования имеют нулевые значения. В качестве импульсов сигнала используется бинарный код M -последовательности, который представляет собой "оглашающую" модуляции реального ФМ-сигнала. Таким образом, можно считать, что сигнал моделируется не на радио-, а на видеочастоте.

Как известно, в реальном приемнике сигнал на выходе ФД имеет величину, пропорциональную произведению амплитуд входного сигнала и опорного напряжения и косинуса разности их фаз (см.рис.10). Амплитуду опорного напряжения можно принять равно: единице. Начальные фазы импульсов некогерентной пачки, как уже отмечалось, случайны и независимы. Поэтому, при учете фазовращателя на $\pi/2$, напряжения на выходах ФД в квадратурных каналах будут пропорциональны произведению амплитуды входного сигнала на $\cos\varphi$ или $\sin\varphi$, где φ - случайная фаза, равномерно распределенная на интервале $0,2\pi$.

Учитывая сказанное, в модели фазовые детекторы представлены умножителями УМН. Случайные значения фазы получаются с помощью имеющейся в библиотеке стандартных программ алгоритмического языка Фортран подпрограммы случайных равномерно-распределенных чисел. В начале каждого периода следования случайная фаза φ принимает новое значение, которое сохраняется постоянным в течение всего периода.

В реальном приемнике в квадратурных каналах шумы некоррелированы. Для нормальных процессов некоррелированность адекватна неза-

Р и с. 12



висимости. При моделировании сигнала на фоне шума в каждом канале вводится случайная помеха. Отсчеты шума берутся от системного датчика (подпрограммы) случайных чисел с гауссовским распределением вероятности. Обращение к этому датчику происходит с частотой временной дискретизации, дисперсия шума может изменяться, тем самым осуществляется варьирование отношения сигнал/помеха на входе приемника.

Все сигналы в ЭВМ представлены в цифровой форме. Точность такого представления определяется разрядностью регистров ЭВМ. В универсальных ЭВМ регистры имеют 32 разряда, и точность представления чисел весьма высокая.

В специализированных процессорах цифровых приемников обычно используется существенно меньшая точность представления чисел. Например, в модели полагается, что в согласованном фильтре разрядность чисел не может превышать восьми, поэтому в каналах приемника моделируется квантование по уровню в соответствии с формулой (5). Отметим особенность моделирования квантования по уровню. В обычном смысле под квантованием по уровню понимают получение многоразрядного двоичного числа, число разрядов которого равно уровню квантования. В модели же каждому уровню квантования сопоставляется одноразрядное число, в результате получается массив чисел, каждое из которых имеет одно из двух возможных значений: +1 или -1. В основу алгоритма квантования положен известный в практике АЦП метод поразрядного уравнивания. Этот алгоритм представляет собой многошаговую процедуру, поясним коротко ее суть.

Примем обозначения: $x^{(j)}$ - значение квантуемого числа на j -м шаге квантования; x_j - значение j -го разряда двоичного числа, $\Delta^{(j)}$ - вес j -го разряда.

Алгоритм имеет следующий вид:

Шаг 0. Если $x^{(0)} > 0$, то $x_0 = 1$, иначе $x_0 = -1$;

$$x^{(1)} = x^{(0)} - \Delta^{(0)} x_0; \Delta^{(1)} = \Delta^{(0)} / 2.$$

Шаг 1. Если $x^{(1)} > 0$, то $x_1 = 1$, иначе $x_1 = -1$;

$$x^{(2)} = x^{(1)} - \Delta^{(1)} x_1; \Delta^{(2)} = \Delta^{(1)} / 2$$

Шаг 2. И так далее.

Поясним эту процедуру на примере. Возьмем $x = 1,526$. Ясно, что $x^{(0)} = x$. Примем $\Delta^{(0)} = 1$. Процедура квантования числа x сведена в табл.4.

Таблица 4

j	$x(j)$	x_j	$\Delta(j)$	$x(j+1)$
0	1,526	I	I	0,526
1	0,526	I	0,5	0,026
2	0,026	I	0,25	-0,124
3	-0,124	-I	0,125	0,001
4	0,001	I	0,0625	-0,0615
5	-0,0615	-I	0,03125	0,03025
6	0,03025	I	0,015625	0,014625
7	0,014625	I	0,0078125	0,0068125

Таким образом получаем, что при восьмиразрядном квантовании двоичный эквивалент числа $1,526_{10} \rightarrow III-II-III$. Ошибка квантования составляет $0,0068125$. Массив чисел $I, I, I, -I, I, -I, I, I$ представляет собой результат квантования.

Далее за квантователями в модели следует одноразрядные корреляторы, способ функционирования которых подробно был описан выше. В общем для всех корреляторов эталонном регистре хранится импульсная характеристика $S\Phi$ $f_n(l) = S_n(k-l)$, здесь $f_n(l)$ и $S_n(l)$ — одноразрядные двоичные числа. Результаты сверток суммируются с весами по формулам (7) или (8). Учитывая, что числа импульсной характеристики имеют всего 1 разряд, эти формулы можно упростить:

$$LL(k) = \sum_{n=0}^{k-1} 2^{-n} \sum_{l=0}^{k-1} f_n(l) x_n(k-l), \quad (9)$$

$$LL(k) = \sum_{n=0}^{k-1} 2^{-n} \sum_{l=0}^{k-1} S_n(k-l) x_n(k-l). \quad (10)$$

Результаты суммирования в ветвях модели на схеме обозначим U_s и U_c (см. рис. 12.). Величины U_s и U_c возводятся в квадрат, суммируются, и из суммы извлекается корень. Выше отмечалось, что эти операции эквивалентны амплитудному детектированию.

Далее с помощью сдвигового регистра и сумматора осуществляется накопление энергии пачки импульсов. Для экономии памяти ЭВМ в модели в оконечном регистре хранится выходной сигнал только на интервале, соответствующем центральному импульсу пачки выходного сигнала (см. рис. 11, б).

Краткое описание машинной программы

Программа написана на алгоритмическом языке Фортран, она состоит из основной программы и трех подпрограмм типа *SUBROUTINE*, имеющих имена *MPSLD*, *СВРТКА*, *РРИЕМН*. Кроме того, программа обращается к стандартным подпрограммам библиотеки языка Фортран *RANDU* и *GAUSS*. Эти стандартные подпрограммы являются датчиками случайных чисел соответственно с равномерным и нормальным распределением вероятности. В подпрограмме *MPSLD* формируется код M-последовательности в соответствии с заданными величиной памяти, набором весовых коэффициентов порождающего многочлена и набором начальных символов последовательности. В подпрограмме *СВРТКА* вычисляется функция автокорреляции M-последовательности.

Наиболее сложным модулем программы является подпрограмма *РРИЕМН*. В ней моделируется прохождение сигналов через приемник в соответствии с описанным выше.

В основной программе организуется выполнение машинного эксперимента. Часть основной программы, оканчивающаяся оператором, помеченным меткой 20, соответствует 1-му заданию работы, последующая часть относится ко 2-му заданию. Распечатка программы дана в приложении.

Вопросы для самопроверки

1. Что такое ФМ-сигналы, каковы их свойства и назначение?
2. Какими свойствами обладают функции автокорреляции ФМ-сигнала и каким образом эти свойства проявляются в радиолокации?
3. Какие коды применяются для манипуляции фазы в ФМ-сигналах и какими свойствами они обладают?
4. Каким способом можно получить M-последовательность? Что такое минимальная последовательность? В чем состоит свойство псевдослучайности M-последовательности?
5. Расскажите о структуре и принципе действия приемника ФМ-сигналов с видеочастотным согласованным фильтром.
6. В чем состоит принцип действия цифрового приемника ФМ-сигналов?
7. Расскажите об алгоритме обработки сигналов в цифровом согласованном приемнике и приведите соответствующие выкладки.
8. Какой способ кодирования чисел используется в цифровом приемнике и каковы его особенности ?

9. Начертите схему поразрядного коррелятора и поясните его работу.

10. Начертите (на память) структурную схему цифрового приемника ФМ-сигналов и поясните принцип его действия.

11. В чем сущность обработки пачки импульсов в приемнике обнаружения сигналов?

12. Расскажите по структурной схеме о способе и особенностях моделирования цифрового приемника.

13. Расскажите об алгоритме и особенностях квантования по уровню сигналов в модели цифрового приемника.

14. Сущность функции автокорреляции M -последовательности и смысл ее исследования в работе.

15. Сущность и смысл исследования цифрового приемника ФМ-сигналов?

16. Расскажите о порядке подготовки задания для ЭВМ. Какова структура и форматы операторов ввода данных на алгоритмическом языке Фортран? Как подготавливаются и записываются наборы исходных данных в ОС ЕС?

Библиографический список

1. Теоретические основы радиолокации/ Под. ред. В.В.Дулевича.- 2-е изд., перераб. и доп.-М.:Сов.радио, 1978.- 608 с.
2. Дымова А.И., Альбац М.Е., Бонч-Бруевич А.М. Радиотехнические системы/Под ред. А.И.Дымовой.-М.:Сов. радио, 1975. - 440 с.
3. Справочник по радиолокации в 4-х т.т./Под ред.М.Сколонника. Основы радиолокации. Т.1: Пер. с англ./ Под ред. С.Я. Ицхоки.-М.:Сов.радио, 1976. - 455 с.
4. Теоретические основы радиолокации /Под ред. Я.Д.Ширмана.-М.:Сов.радио, 1970. - 560 с.
5. Турин Д. Введение в теорию цифровых согласованных фильтров.-ТИИЭР, т.64, № 7, 1976, с.85-109.
6. Рабинер Л., Голд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов: Пер. с англ.-М.:Мир, 1978. - 847 с.
7. Кузнецов В.Д. Методы цифровой обработки сигналов.- Куйбышев:КуАИ, 1983.- 93 с.

РАСПЕЧАТКА МАШИННОЙ ПРОГРАММЫ

```

//MPOS1 JOB 'КУЗЕНКОВ',MSGLLEVEL=(1,1),REGION=100*
//S1 EXEC FORTGCLG,PARM='ACXREF'
//FORT.SYSIN DD *
DIMENSION KL(5),MPOS1(3,5),MKOD(31),IK(31),KCR(61),NN(5),
,SPFD(3,2),Y(3,2,10),DISP(3,2),KNEG(2,8,31),YK(2,10),YR(1,K0)
COMMON IX,IY,IJX1
123 FORMAT(1H0,50X,'3 А Д А Н К Е 1')
IX=3337777
IY=7773333
READ 1,NWAR,N,(KL(I),I=1,N)
1 FORMAT(12/11,2X,5(I1))
IF(N,GT,5)GO TO 300
2 FORMAT(15(I1))
5 READ2,(MPOS1(J,I),I=1,N),J=1,3)
READ 4,SGNPOD,NPER,LPER,NRAZR
40 FORMAT(F5,2,1X,12,1X,13,1X,12)
CALL SERV(NWAR,N,KL,MPOS1,SGNPOD,NPER,LPER,NRAZR)
K00=2**N-1
PRINT 134,N,K00
134 FORMAT(1H0,20X,'N='12,10X,'K00='1,13)
PRINT 103
N2=K00*2-1
DO 21 J=1,3
DO 7 I=1,N
7 X(I)=MPOS1(J,I)
CALL MPOS1(N,K00,MK0C,KL,NN,J)
DO 11 I=1,K00
10 I=(K00-I+1)*K0C(1)
CALL CRTKA(MK0C,MK0C,KOR,14,N2)
PRINT 12
12 FORMAT(1H0,30X,'ФУНКЦИЯ АВТОКОРРЕЛЯЦИИ * - ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ: //)
PRINT 15,(KOR(I),I=1,N2)
15 FORMAT(40I3)
23 CONTINUE
*****
PRINT 124
124 FORMAT(1H0//20X,'3 А Д А Н К Е 2')
J=1
DO 25 I=1,N
25 X(I)=MPOS1(I,1)
CALL MPOS1(N,K00,MK0C,KL,NN,J)
DO 31 I=1,K00
30 I=(K00-I+1)*K0C(1)
K00=RA7M
MPC0C=1
DO 5 I=1,2
IF(I,EQ,2)M=1
DO 5 J=1,2
IF(I,EQ,1,AND,J,EQ,1)PRINT 61
IF(I,EQ,1,AND,J,EQ,2)PRINT 62

```

Продолжение п р и л .

```

IF(I.EQ.2.AND.J.EQ.1)PRINT 63
IF(I.EQ.2.AND.J.EQ.2)PRINT 64
61 FORMAT(1H0,50X,'СЛУЧАЯ 1: //30X,'МНОГОУРОВНЕВОЕ КВАНТОВАНИЕ В
  СТУТСУТСТВИЕ ПОМЕХИ//)
62 FORMAT(1H0,50X,'СЛУЧАЯ 2: //18X,'МНОГОУРОВНЕВОЕ КВАНТОВАНИЕ У
  РОЗДЕЛЕНИЕ НА ВХОДЕ СМЕСИ СИГНАЛА И ПОМЕХИ//)
63 FORMAT(1H0,50X,'СЛУЧАЯ 3: //35X,'БИНАРНОЕ КВАНТОВАНИЕ В СТУТ
  СТВТИЕ ПОМЕХИ//)
64 FORMAT(1H0,50X,'СЛУЧАЯ 4: //23X,'БИНАРНОЕ КВАНТОВАНИЕ И ВРЗБЕ
  РАСТВИЕ НА ВХОДЕ СМЕСИ СИГНАЛА И ПОМЕХИ//)
SIGMA=SGNPR0M
IF(J.EQ.1)SIGMA=P,
CALL PRIEMN(SIGMA,NPVB,CPREB,KKOD,MKOD,IN,NR,1,UMAX,MPRESH,UK,UR,
,KREG)
50 CONTINUE
GOTO 400
300 PRINT 140
140 FORMAT(10X,'ОШИБКА В ИСХОДНЫХ ДАННЫХ!')
400 STOP
END
SUBROUTINE MPSLD(M,N,KOD,KL,NPOSL,J)
*ФОРМИРОВАНИЕ КОДОВОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ
DIMENSION KOD(N),KL(M),NPOSL(M)
DO 10 I=1,M
10 KOD(I)=NPOSL(I)
M1=M+1
DO 15 I=M1,N
15 KOD(I)=0
DO 20 I=M1,N
*P=0
DO 25 J=1,M
K1=KOD(I-1)*KL(J)
25 K=(K-K1)+(K*K1)
20 KOD(I)=K
DO 5 I=1,N
5 KOD(I)=KOD(I)*2-1
PRINT 201
201 FORMAT(1H0,14X,'РЕССРЬЕ КОЭФФИЦИЕНТЫ: //
*14X,'B1',4X,'B2',4X,'B3',4X,'B4',4X,'B5')
PRINT 40,KL
PRINT 11
11 FORMAT(1H0,10X,'ИСХОДНОЕ СОСТОЯНИЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ')
PRINT 40,NPOSL
40 FORMAT(1H0,10X,S(5X,I1))
PRINT 14,J
14 FORMAT(1H0,35X,'М - П О С Л Е Д О В А Т Е Л Ь Н О С Т Ь Б И Т ' , I 2 /
)
PRINT 45,KOD
45 FORMAT(1X,40I3)
RETURN
END
SUBROUTINE СВРТКА(N,S1,S2,M,N2)
*РАСЧИСЛЕНИЕ ЛИНЕЙНОЙ СВЕРТКИ ДВУХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ
INTEGER S1(N),S2(N2),F(N)
DO 15 J=1,N

```

```

S2(J)=0,
DO 15 I=1,J
15 S2(J)=S2(J)*M(I)+S1(J-I+1)
N1=N+1
DO 20 J=N1,N2
S2(J)=0,
N3=J+N+1
DO 20 I=N3,N
20 S2(J)=S2(J)*M(I)+S1(J-I+1)
RETURN
END
SUBROUTINE ПРИЕМН(SIGMA,NPER,LPER,NKOD,MKOD,IN,NRAZR,DELTA,YRAY,
,MPREGH,YK,YR,KREGC)
C МОДЕЛЬ ШИРОКОПОЛОСНОГО ПРИЕМНИКА
DIMENSION NKOD(NKOD),XK(2),KREG(2,N,NRAZR,NKOD),YK(2,LPER),
,IN(NKOD),YREG(350),YR(LPER)
COMMON IX,IY,IX1
SIGMA=SIGMA/SQRT(2.)
C SIGMA- С.К.О. БЕЛОГО ШУМА
MAXY=350
PI=3.1415926536
DO 5 I=1,MAXY
5 YREG(I)=0,
DO 10 I=1,NPER
C NPER- КОЛ-ВО ПЕРИОДОВ СЛЕДОВАНИЯ СИГНАЛОВ
DO 6 KN=1,2
DO 6 KR=1,NRAZR
DO 6 J=1,NKOD
6 KREG(KN,KR,J)=0,
CALL RANDU(IX,IY,PI)
IX=IY
FI=2.*PI*FI
CFI=COS(FI)
SFI=SIN(FI)
DO 93 I=1,LPER
X=0
C X- ВХОДНОЕ СИГНАЛ
IF(I,LE,NKOD)X=NKOD(I)
XK(1)=X*SFI
XK(2)=X*CFI
C XK- ЗНАЧЕНИЯ ОТСЧЕТОВ РОЗЕЖНОГО СИГНАЛА НА ВХОДЕ с.ф. В КАНАЛАХ
C ПРИЕМНИКА
DO 22 KN=1,2
CALL GAUSS(IX1,1.100,,P)
20 XK(KN)=XK(KN)*P*SIGMA
DO 40 KN=1,NRAZR
C NRAZR- КОЛ-ВО РАЗРЯДОВ В ДВОИЧНЫХ ЧИСЛАХ КВАНТОВАННОГО СИГНАЛА
DO 40 K1=1,2
DO 40 J1=2,NKOD
J=NKOD-J1+2
40 KREG(KN,KR,J)=KREG(KN,KR,J-1)

```

Продолжение п р и л.

```

C KREG- СДВИГОВЫЙ РЕГИСТР КОРРЕЛЯТОРА
  DO 50 KN=1,2
    DLT=DELTA
C DELTA- ТАГ КВАНТОВАНИЯ ПО УРОВНЕ
  DO 52 KR=1, NKAZR
    KREG(KN, KR, 1) = 1
    IF (XK(KN).LT.0) KREG(KN, KR, 1) = -1
    XK(KN) = XK(KN) - KREG(KN, KR, 1) * CLT
50 DLT = DLT / 2.
  DO 70 KN=1,2
    YK(KN, 1) = 0.
C YK- ОТСЧЕТЫ СИГНАЛА НА ВЫХОДЕ КВАДРАТУРНЫХ КАНАЛОВ ПРИЕМНИКА
  DO 70 KR=1, NKAZR
    SVRTKA = 0.
C SVRTKA- СИГНАЛ НА ВЫХОДЕ ОДНОРАЗЯННОГО КОРРЕЛЯТОРА
  DO 68 J=1, NKOD
60 SVRTKA = SVRTKA + KREG(KN, KR, J) * JH(J)
70 YK(KN, 1) = YK(KN, 1) + SVRTKA / 2 * (KR=1)
  DO 80 J1=2, MAXY
    J = MAXY - J1 + 2
C MAXY- РАЗМЕРНОСТЬ ПОСЛЕДЕТЕКТОРНОГО СДВИГОВОГО РЕГИСТРА
80 YREG(J) = YREG(J-1)
C YREG- ПОСЛЕДЕТЕКТОРНЫЙ СДВИГОВЫЙ РЕГИСТР
  YREG(1) = SQRT(YK(1, 1) * YK(1, 1) + YK(2, 1) * YK(2, 1))
90 CONTINUE
  IF (MPESH.EQ.0) GO TO 150
C MPESH- ПРИЗНАК ВВОДА НА ПЕЧАТЬ
  DO 120 KN=1,2
    PRINT 9, KN, LPER
91 FORMAT(1X0, 10X, 'СИГНАЛ НА ВЫХОДЕ КАНАЛА ', I2, 1X, 'В ', I2, 1X,
1 ' ПЕРИОДЕ СЛЕДОВАНИЯ')
100 PRINT 110, (YK(KN, I), I=1, LPER)
110 FORMAT(1X, 15F6.1)
150 CONTINUE
  IF (MPESH.EQ.0) GO TO 135
  PRINT 120
120 FORMAT(1X, 'СИГНАЛ НА ВЫХОДЕ ДЕТЕКТОРА ')
  PRINT 130, (YREG(I), I=1, MAXY)
130 FORMAT(1X, 15F6.1)
135 CONTINUE
  DO 160 I=1, LPER
    YP(I) = 0.
C YP- РЕГИСТР, В КОТОРОМ ОБРАЗУЕТСЯ РЕЗУЛЬТАТ ПОСЛЕДЕТЕКТОРНОГО
C НАКОПЛЕНИЯ ПАЧКИ
  DO 140 J=1, NPER
160 YP(I) = YP(I) + YREG(I + (J-1) * LPER)
    YMAX = YP(LPER * NKOD - 1)
    IF (MPESH.EQ.0) GO TO 190
    PRINT 170
170 FORMAT(10X, 'ЦЕНТРАЛЬНЫЙ ИМПУЛЬС ПАЧКИ')
    PRINT 180, (YP(I), I=1, LPER)
180 FORMAT(1X, 20F5.2)
190 CONTINUE
  RETURN
  END

```

```

SUBROUTINE SEHV (NVAR, N, KL, NPOSL, SGNPCM, NPER, LPER, NRAZR)
DIMENSION KL(5), NPOSL(3:5)
801 FORMAT(1X, I20(1H*))
811 FORMAT(1H, I20(1H*))
802 FORMAT(1H0, 9X, JK, Y, A, И, 9X, 'К Д Ф Е Д Р А', 9X, 'Р А Д У С',
, 'Т Е Х Н И Ч Е С К И Х', 9X, 'У С Т Р О Й С Т В', 9X, '
803 FORMAT(1H, 20X, 'Р А Д И О Т Е Х Н И Ч Е С К И Е', 6X, 'С И С Т Е М Ъ
')
804 FORMAT(//26X, 'ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА: ИССЛЕДОВАНИЕ ФАЗОНАЛИГУ/УРСТАВ-
НЬХ СИГНАЛОВ')
PRINT 801
PRINT 801
PRINT 802
PRINT 811
PRINT 803
PRINT 804
PRINT 811
PRINT 801
91 FORMAT(1H0, 52X, 'ИСОСДАНЬЕ ДАННЫЕ: /' ')
PRINT 1, NVAR, N, KL, NPOSL, SGNPCM, NPER, LPER, NRAZR
1. FORMAT(7X, 'ВАРИАНТ (NVAR)', 47(1H.), I2/7X, 'ПАМЯТЬ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТ-
ТИ (N)', 32(1H.), I1/7X, 'НАБОР ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ (KL)', 25(1H.), 5(
I1)/7X, 'НАЧАЛЬНЫЕ НАБОРЫ СИМВОЛОВ (NPOSL)', 22(1H.), 3(5(I1), 2X)/7X,
, 'ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ/ШУМ (SGNPCM)', 29(1H.), F5.2/7X, 'ЧИСЛО ПЕРИОДОВ
* СИГНАЛА (NPER)', 32(1H.), I2/7X, 'ДЛИНА ПЕРИОДА (LPER)', 41(1H.), I3/7
7X, 'РАЗРЯДНОСТЬ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ЧИСЕЛ (KRAZR)', 12(1H.), I2)
PRINT 811
PRINT 900
900 FORMAT(1H0, 50X, 'РЕЗУЛЬТАТ РАСЧЕТА: ')
PRINT 811
RETURN
END
/*
//LKED.SYSLIB DD DSN=SYS1,FCRTL1,DISP=SHR
// DD DSN=SYS1,SSPL1B,DISP=SHR
//SQ.SYSLIB DD *
16
5 11101
111011217111001
1. 5 78 8
/*
//

```

Содержание

Цель и содержание работы	3
Указание к выполнению I-го задания	3
Указания к выполнению 2-го задания	5
Подготовка задания для ЭВМ	7
Содержание отчета	8
Краткие сведения из теории	9
Общие сведения о фазоманипулированных сигналах	9
Способы получения M-последовательности	12
Согласованная фильтрация ФМ-сигналов	17
Способ построения приемника с согласованным цифровым фильтром	21
Моделирование приемника ФМ-сигнала на ЭВМ	30
Цифровая модель приемника	30
Краткое описание машинной программы	34
Вопросы для самопроверки	34
Библиографический список	35
Приложение	36

Составитель Виктор Дмитриевич К у з е н к о в

ИССЛЕДОВАНИЕ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ
СИГНАЛОВ И СОГЛАСОВАННЫХ С НИМИ ЦИФРОВЫХ ПРИЕМНИКОВ

Редактор Е.Д.А н т о н о в а
Техн.редактор Н.М.К а л е н ю к

Подписано в печать 29.07.85. Формат 60x84 1/16.
Бумага оберточная белая. Печать оперативная.
Усл.п.л. 2,79. Уч.-изд.л. 2,0. Т.300 экз.
Заказ № 4226 Бесплатно.

Куйбышевский ордена Трудового Красного Знамени авиационный
институт имени академика С.П.Королева, г.Куйбышев, ул.Моло-
догвардейская, 151.

Обл.тип. им. В.П.Мяги, г.Куйбышев, ул.Венцека, 60.