

Министерство высшего и среднего специального образования
Р С Ф С Р

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

ИССЛЕДОВАНИЕ СЛОЖНЫХ ЛИНЕЙНО-ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ
РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ И ЦИФРОВЫХ АЛГОРИТМОВ ИХ
ОБРАБОТКИ

Утверждено редакционно-издательским
советом института
в качестве методических указаний
к работе по курсу "Радиотехнические
системы"

В методических указаниях приводятся краткие сведения из теории сигналов, об алгоритме цифровой согласованной фильтрации линейно-частотно-модулированных сигналов, описывается модель цифрового приемника, даются указания по проведению машинного эксперимента на ЭВМ. Указания предназначены для студентов, обучающихся по специальности "Радиотехника".

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

Составитель Виктор Дмитриевич Кузнецов

ИССЛЕДОВАНИЕ СЛОЖНЫХ ЛИНЕЙНО-ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ
РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ И ЦИФРОВЫХ АЛГОРИТМОВ ИХ
ОБРАБОТКИ

Редактор Е.Д.Антонова
Техн. редактор Н.М.Каленюк

Подписано в печать 22.08.85г. Формат 60x84 1/16.

Бумага оберточная белая. Печать оперативная.

Усл.п.л. 2,3. Уч.-изд.л. 2,0. Т.300 экз.

Заказ 4788 Бесплатно.

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

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

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

Целью работы является:

изучение и исследование с помощью машинного эксперимента на ЭВМ сложных линейно-частотно-модулированных (ЛМЧ) радиолокационных сигналов;

изучение алгоритма согласованной цифровой фильтрации ЛМЧ-сигналов и способа построения цифрового приемника для таких сигналов;

ознакомление с возможным способом моделирования приемника; приобретение студентами навыков работы на ЭВМ.

Основу для выполнения настоящей работы составляет цифровая модель приемника, реализованная программным способом на ЕСЭВМ. Программа модели написана на алгоритмическом языке Фортран и записана на магнитном диске ЭВМ. Описание модели приемника, распечатка и описание программы, а также некоторые сведения из теории, необходимые для понимания сути и выполнения работы, приведены ниже.

Содержание работы следующее:

расчет параметров сигналов и модели приемника;
подготовка данных для машинного эксперимента;
выполнение машинного эксперимента на ЭВМ;
анализ полученных результатов и составление отчета.

Работа заканчивается отчетом перед преподавателем.

Выполнению машинного эксперимента предшествует домашняя подготовка, имеющая целью ознакомление с используемыми в работе методами, способом построения цифровой модели и ее программной реализацией.

В машинном эксперименте моделируется прохождение ЛМЧ-сигнала через приемник. Сигнал трижды "прогоняется" через приемник, при этом рассматриваются случаи: полного согласования сигнала и оптимального фильтра приемника; наличия рассогласования между ожидаемой и фактической несущими частотами, обусловленного доплеровским смещением частоты, соответствующим заданному движению цели; аналогичного частотного рассогласования, равного половине потенциального разрешения сигнала по частоте. Анализируется характер преобразования сигналов в приемнике, различия в выходных сигналах в трех указанных случаях. На основании анализа, а также сравнения полученных в эксперименте результатов с ожидаемыми по теории делаются выводы по работе.

Р а с ч е т п а р а м е т р о н

При расчете параметров сигналов и модели предположим для определенности, что цифровой приемник ЛЧМ-сигналов используется в наземной некогерентной импульсной РЛС, предназначенной для наблюдения за воздушным пространством. В качестве исходных данных для расчета параметров модели задаются:

- длительность зондирующих ЛЧМ-импульсов;
- потенциальное разрешение РЛС по дальности;
- максимально возможная скорость движения цели относительно

РЛС;

длина волны несущего колебания зондирующего сигнала.

Возможные варианты задания приведены в табл. I. Номер варианта задает преподаватель. Для наглядности и уяснения смысла рассчитываемых параметров целесообразно увязать расчет со структурной схемой приемника РЛС.

Т а б л и ц а I

Номер варианта задания	Длительность зондирующего импульса, мкс	Потенциальное разрешение по дальности, м	Скорость цели (макс), км/ч	Длина волны, м
1	15	5	1000	$2 \cdot 10^{-2}$
2	15	6	1000	$2 \cdot 10^{-2}$
3	20	7	1000	$3 \cdot 10^{-2}$
4	20	8	1000	$2 \cdot 10^{-2}$
5	25	9	1000	$3,2 \cdot 10^{-2}$
6	15	10	2500	$3,2 \cdot 10^{-2}$
7	15	11	2000	$3,2 \cdot 10^{-2}$
8	18	12	1500	$3 \cdot 10^{-2}$
9	40	13	1000	$3,2 \cdot 10^{-2}$
10	40	14	800	$4 \cdot 10^{-2}$
11	22,5	15	1000	$3,2 \cdot 10^{-2}$
12	10	7,5	2500	$3,2 \cdot 10^{-2}$
13	20	12,5	1000	$3,2 \cdot 10^{-2}$
14	18	6,25	1500	$4 \cdot 10^{-2}$
15	12	4	2000	$3,2 \cdot 10^{-2}$

Вначале следует определить параметры, присущие входным сигналам приемника:

разрешающую способность по времени δt , соответствующую заданному разрешению δD по дальности $\delta t = 2 \delta D / c$, где c - скорость света /1,2/;

девиацию частоты Δf_s ЛЧМ-сигнала, при которой обеспечивается требуемое разрешение δt ;

разрешающую способность ЛЧМ-сигнала по частоте δf ;

базу сигнала B ;

доплеровское смещение частоты /1,2/

$$f_{D \max} = (2 V_{\max} / \lambda) \cos \eta,$$

где V_{\max} - максимальное значение скорости цели, η - угол между вектором скорости и направлением РЛС - цель. Так как направление движения цели априори неизвестно, то целесообразно выбрать наихудший для обнаружения цели случай, т.е. положить $\eta = 0$. Перечисленные параметры в равной степени можно отнести также к сигналам на выходе УПЧ (см. разд. "Структурная схема приемника").

Параметры сигналов изменяются в фазовых детекторах квадратурных каналов, в которых из сигналов исключается несущая частота. Выбором соответствующей величины частоты опорного генератора можно учесть и скомпенсировать ожидаемое значение доплеровского смещения. Однако практически такую возможность можно реализовать в многоканальном по скорости приемнике, каждый канал которого предназначен для приема сигналов с некоторыми значениями доплеровского смещения частоты. Мы будем полагать частоту опорного генератора равной номинальной промежуточной частоте.

Далее следует определить параметры аналого-цифрового преобразователя. Параметрами АЦП являются частота временной дискретизации и число уровней квантования по уровню. Квантование по уровню в настоящей работе не рассматривается: в модели оно определяется способом представления чисел в ЭВМ. При выборе частоты дискретизации по времени следует учесть, что в отсутствие доплеровского смещения спектр сигналов на входе АЦП ограничен частотой, равной половине девиации частоты ЛЧМ-сигнала (см. разд. "Подпрограммы вычисления БПФ"). Очевидно, что при наличии доплеровского смещения максимальная частота в спектре этих сигналов будет $f_{\max} = \Delta f_s / 2 + f_{D \max}$.

Частоту дискретизации обычно выбирают несколько большей предельного минимума, следующего из теории Котельникова, а именно

$$f_0 = K 2 f_{\max} = K 2 (\Delta f_s / 2 + f_{g \max}),$$

где $K = 1, 1 \dots 1, 2$.

Соответственно шаг дискретизации по времени составляет $T = 1/f_0$. Длительность импульса входного сигнала, выраженная через количество отсчетов в последовательности, представляющей цифровой сигнал, будет $N_s = T_s \cdot f_0 = T_s / T$.

В работе для улучшения наглядности получаемых результатов рекомендуется увеличить частоту дискретизации в 2-3 раза относительно полученного выше значения. Однако при этом должно выполняться условие $N_s \leq 1024$, что определяется программой модели приемника.

Далее необходимо выбрать размерность БПФ, учитывая при этом следующие обстоятельства. Линейная цифровая свертка двух последовательностей, длиной N_1 и N_2 отсчетов каждая, имеет длительность $N_1 + N_2 - 1$ отсчетов /3,4/. При согласованной фильтрации последовательности сигнала и импульсной характеристики имеют одинаковые длительности по N_s отсчетов, а их линейная свертка $2N_s - 1$ отсчетов. Для обеспечения идентичности линейной свертки с круговой сверткой, вычисляемой в СФ, необходимо пополнить свертываемые последовательности $N_s - 1$ нулевыми отсчетами так, чтобы их длина была не меньше $2N_s - 1$. Число нулевых отсчетов может быть и больше $N_s - 1$, тогда в свертке также будут иметь место нулевые отсчеты. Таким образом, в качестве размерности БПФ следует выбрать число N , являющееся степенью два и удовлетворяющее условию $N = 2^M \geq 2N_s - 1$. Иначе в первом приближении размерность БПФ должна быть больше длительности сигнала не менее, чем в 2 раза. Отметим, что программа модели написана в предположении, что $N \leq 2048$. Ожидаемыми параметрами сигналов на выходе приемника являются длительность и амплитуда выходного импульса, величина скоростной ошибки измерения времени запаздывания (дальности). Способ их определения описан в разд. "Краткие сведения о ЛЧМ-сигналах".

Результаты расчета целесообразно оформить в виде таблицы.

П о д г о т о в к а и в в о д и с х о д н ы х д а н н ы х

Исходными данными к машинному эксперименту на ЭВМ являются длительность ЛЧМ - импульса T_u , величина девиации частоты Δf и два значения доплеровского смещения частоты f_{g1} и f_{g2} , которые задаются или рассчитываются. Все параметры вводятся в ЭВМ нор-

мированными относительно частоты дискретизации. Иначе, следует вводить величины $N_S = T_U f_0$, $\Delta F = \Delta f / f_0$, $F_1 = f_{g1} / f_0$, $F_2 = f_{g2} / f_0$, причем N_S должно быть целым числом.

При подготовке исходных данных, помимо перечисленных параметров сигналов, необходимо определить и ввести в ЭВМ две вспомогательные величины, предназначенные для управления выводом данных на печать.

В настоящей работе результатом моделирования является цифровая последовательность выходного сигнала. По условиям задачи полная длительность этой последовательности имеет большую величину, достигающую нескольких сотен и более отсчетов, в то время как длительность основного выброса выходного сигнала невелика и составляет единицы отсчетов. Поэтому достаточно вывести на печать отрезок выходной последовательности, включающий в себя главный выброс и некоторый опережающий этот выброс и последующий за ним интервалы. Совокупную длину этого отрезка можно взять, например, в 6-10 раз превышающей длительность основного выброса (по "нулям"). При наличии доплеровского смещения частоты следует также учесть частотное смещение главного выброса. Номера начального и конечного отсчетов отрезка задаются с помощью упомянутых выше чисел.

В программе, как уже отмечалось, реализуется алгоритм быстрой свертки, в котором используется БПФ. Размерность БПФ $N = 2^M$ задается с помощью числа M , которое вводится в программу. Вводится также номер варианта задания. Исходные данные, соответствующие идентификаторы и формат ввода приведены в табл.2.

Т а б л и ц а 2

Исходные данные	Идентификатор	Формат ввода
Номер варианта N	$NWAR$	$I 2$
Длительность импульса T_U	NS	$I 4$
Степень алгоритма БПФ M	M	$I 2$
Девияция частоты Δf	$DLTF$	$F 6.4$
Смещение частоты F_1, F_2	$SM(1), SM(2)$	$2(F 10.8)$
Начальные и конечные номера отрезков выходного массива N_1, N_2, K_1, K_2	$NA(1), NA(2),$ $KDN(1), KDN(2)$	$4(I 4)$

Для ввода данных в программе применяется пара операторов *READ* и *FORMAT* :

READ 12, NWAR, NS, M, DLTF, SM, NA, KDN.
12 FORMAT (I2/I4, 2X, I2, 2X, F6.4/2(F10.8, 2X)/4(I4, 2X))

Наклонная черта "/" обозначает, что чтение данных начинается с новой строки.

Пример.

Исходные данные: $NWAR = 4$, $NS = 128$, $M = 8$, $DLTF = \emptyset.38$,
 $SM(1) = \emptyset.4$, $SM(2) = \emptyset.\emptyset85$, $NA(1) = 25$, $NA(2) = 1$,
 $KDN(1) = 1\emptyset\emptyset$, $KDN(2) = 5\emptyset$.

Блок исходных данных выглядит следующим образом:

```
//GD.SYSIN DD *
  4
  128  8  0.38
  4  0.085
  25  1  100  50
/*
//
```

Содержание отчета

1. Задание и постановка задачи машинного эксперимента.
2. Краткое изложение сущности машинного эксперимента.
3. Расчеты параметров сигналов и пояснения к ним.
4. Графики полученных результатов.
5. Анализ результатов, сравнение их с расчетными и ожидаемыми, выводы и заключение.

В отчете, в частности, следует отразить, подтверждаются или, наоборот, не подтверждаются свойства ЛЧМ-сигналов, вытекающие из теории; определить по графикам сигналов разрешающие способности по времени (дальности) и по частоте (скорости); оценить диапазон скоростей цели, в котором возможно использование одноканального по скорости приемника; рассмотреть формугибающей выходного сигнала, оценить амплитуды боковых выбросовгибающей, дать суждение о значимости боковых выбросов, предложения о способе снижения уровня боковых выбросов (если это необходимо и возможно). Ответы на поставленные вопросы должны быть аргументированными.

К отчету следует приложить распечатку, полученную на ЭВМ.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАБОТЫ

Краткие сведения о радиолокационных сигналах

В настоящее время в радиолокации широко распространение получили сложные сигналы. Для обработки таких сигналов в приемных устройствах находят применение цифровые методы. Для сравнения свойств сложных и простых сигналов приведем некоторые сведения о простых сигналах.

Напомним, что все сигналы, применяемые в радиолокации, разделяются на два основных класса: простые и сложные /1,2/. Простые сигналы имеют тональное (гармоническое) высокочастотное заполнение. База простого сигнала (произведение ширины спектра Δf_s на длительность сигнала T_s) равна единице:

$$B = \Delta f_s T_s = 1. \quad (1)$$

Ясно, что ширина спектра и длительность у таких сигналов жестко связаны между собой и не могут быть выбраны независимо. Вообще говоря, соотношение (1) для сигналов различной формы выполняется при измерении длительности сигнала T_s и ширины спектра Δf_s по различным незначительно разнящимся уровням от максимума. Хотя это обстоятельство несущественно, некоторые авторы /1/ вводят понятия эффективной длительности сигнала и эффективной ширины спектра. При этом сигнал и его спектр заменяются равновеликими по площади прямоугольниками с высотой, равной максимальному значению амплитуды сигнала или его спектра. Основание такого прямоугольника и составляет эффективную T_s или Δf_s соответственно. У сложных сигналов благодаря модуляции частоты или фазы высокочастотного заполнения величина базы может отличаться от единицы. В имеющих практический интерес случаях у таких сигналов база

$$B = \Delta f_s T_s \gg 1. \quad (2)$$

В сложных сигналах, изменяя параметры модуляции, представляется возможным варьировать ширину спектра независимо от длительности. Для выделения сигналов из помех в приемнике РЛС используются оптимальные фильтры.

Оптимальный фильтр (ОФ) /1,2/ согласуется с ожидаемым сигналом, т.е. с сигналом, для обработки которого фильтр предназначает-

ся. В этом смысле можно говорить, что ожидаемый сигнал "закодирован" в параметрах согласованного фильтра (СФ). Условиями согласования являются:

во временной области

$$h(t) = C \delta(t - t_0), \quad (3)$$

в частотной области

$$K(f) = C |S(jf)|, \quad (4)$$

$$\varphi(f) = -\arg S(jf) - 2\pi f t_0 \quad (5)$$

где $s(t)$ - ожидаемый сигнал;

$S(jf)$ - его комплексный спектр;

$h(t)$ - импульсная характеристика СФ;

$K(f), \varphi(f)$ - амплитудная и фазовая характеристики СФ;

C, t_0 - константы, параметры фильтра. Ясно, что модуль $|S(jf)|$ представляет собой амплитудный спектр сигнала, а аргумент $\arg(S(jf))$ фазовый.

Как видно из условий (3,4,5), импульсная характеристика СФ с точностью до масштабирующего множителя суть зеркальное отображение сигнала $s(t)$ относительно момента времени $t = t_0/2$; амплитудная характеристика СФ пропорциональна амплитудному спектру сигнала, а фазовая характеристика принимает значения, обратные фазовому спектру сигнала.

Оптимальный фильтр, удовлетворяющий условиям (3,4,5), обеспечивает в момент времени $t = t_0$ максимально достижимое в классе линейных фильтров отношение сигнал/помеха на выходе при приеме сигналов на фоне белого шума. Это отношение определяется выражением

$$\eta = \sqrt{\frac{2E_s}{N_0}}, \quad (6)$$

где E_s - энергия сигнала на входе СФ;

N_0 - спектральная плотность помехи. Физическая сущность выражения (4) для АЧХ СФ очевидна. В самом деле, для получения наилучшего отношения сигнал/помеха коэффициент передачи фильтра должен быть большим на тех частотах, на которых сигнал имеет интенсивный спектр, и, наоборот, коэффициент передачи должен быть малым на частотах с малой интенсивностью спектра сигнала. Физическая суть выражения (5) менее прозрачна. Чтобы раскрыть ее,

вспомним, что любой произвольный сигнал представляется в общем случае в виде совокупности бесконечного числа гармонических составляющих. Распределение их амплитуд составляет амплитудный спектр, а распределение фаз соответственно фазовый спектр.

При образовании сигнала гармоники суммируются с начальными фазами, определяемыми фазовым спектром. Иначе, сигнал на входе СФ образуется геометрической суммой векторов, представляющих его гармонические составляющие. В согласованном фильтре с фазовой характеристикой (5) происходит компенсация фазового спектра сигнала. Благодаря такой компенсации все гармонические составляющие сигнала на выходе СФ в момент времени $t = t_0$ оказываются синфазными и суммируются арифметически, т.е. суммируются амплитуды гармоник. Так как арифметическая сумма не может быть меньше геометрической суммы векторов, то на выходе СФ в момент времени $t = t_0$ образуется всплеск сигнала. Если условие (5) в фильтре не выполняется, то гармоники на выходе фильтра также будут складываться с различными начальными фазами. В результате максимум выходного сигнала уменьшается.

Гармонические составляющие помехи имеют случайные начальные фазы, поэтому на входе и выходе СФ всегда суммируются геометрически. Выполнение условия (5) особенно важно для сложных сигналов, имеющих нелинейный фазовый спектр. При согласованной фильтрации сложных сигналов, вследствие условия (5), фазовая характеристика СФ компенсирует нелинейность фазового спектра сигнала: смысл состоит в том, что в СФ устраняется фазовая (частотная) модуляция. Сигнал на выходе СФ имеет линейный фазовый спектр и, соответственно, гармоническое высокочастотное заполнение. Таким образом, в СФ сложный входной сигнал преобразуется в простой выходной. Ширина спектра сигнала при этом практически не изменяется, поэтому такое преобразование сопровождается сжатием выходного сигнала по длительности. Степень сжатия можно определить из формул: для входного сложного сигнала справедливо соотношение (2), для выходного — (1). Вследствие того, что ширина спектра Δf_s в СФ изменяется незначительно, длительность импульса укорачивается в $\sqrt{5}$ раз. Так как энергия сигнала при этом сохраняется, то амплитуда всплеска сигнала на выходе СФ увеличивается в $\sqrt{5}$ раз.

Явление сжатия сигнала по длительности позволяет улучшить разрешающую способность РЛС по дальности (времени) и точность измерения дальности.

Важнейшими параметрами РЛС являются разрешающая способность и точность измерения координат. Потенциальное разрешение (т.е. предельное, к которому может приближаться реальное разрешение) по времени (дальности) и по частоте (скорости) определяется свойствами зондирующего сигнала. Проявляются эти свойства при оптимальной обработке сигнала в согласованном фильтре. Алгоритм такой обработки заключается в образовании корреляционного интеграла. Выражение для модуля корреляционного интеграла имеет вид

$$|R(t_D - t_{D_0})| = \frac{1}{E_s} \left| \int_{-\infty}^{\infty} s(t - t_{D_0}) \cdot s^*(t - t_D) dt \right|,$$

где $t_{D_0} = \frac{2D_0}{c}$ - запаздывание отраженного сигнала в предположении, что дальность до цели имеет ожидаемую величину D_0 ; $t_D = \frac{2D}{c}$ - действительное запаздывание сигнала; * - знак комплексно сопряженной величины.

Обозначим через $\tau = t_D - t_{D_0}$ отличие действительного запаздывания от ожидаемого и совместим начало отсчета времени с моментом t_{D_0} . Тогда

$$|R(\tau)| = \frac{1}{E_s} \left| \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cdot s^*(t - \tau) dt \right|. \quad (7)$$

Модуль функции автокорреляции (7) описывает характер изменения амплитуды сигнала на выходе ОФ во времени. Ясно, что при $\tau = 0$ функция принимает максимальное значение $R_0 = 1$. При $|\tau| > 0$ величина $R(\tau)$ уменьшается по мере роста τ (не обязательно монотонно). Потенциальное разрешение по времени часто определяют как длительность функции $|R(\tau)|$ по уровню 0,5. Нетрудно показать, что потенциальное разрешение по времени имеет величину, обратно пропорциональную ширине спектра сигнала Δf_s [1,2],

$$\delta t = \frac{1}{\Delta f_s}. \quad (8)$$

В формуле (7) предполагается, что все параметры сигнала на входе СФ, кроме времени τ , точно известны и соответствуют ожидаемым значениям. Подобным образом при оценке разрешающей способности сигнала по частоте полагают, что все параметры (в том числе и время запаздывания), кроме частоты, точно известны. Для этого случая выражение для модуля функции автокорреляции сигнал имеет вид

$$|R(f)| = \frac{1}{E_s} \left| \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s^*(t) e^{j2\pi f t} dt \right| = \frac{1}{E_s} \left| \int_{-\infty}^{\infty} S(j-f) S^*(j) df \right|. \quad (9)$$

Шириной функции $|R(F)|$ по уровню 0,5 определяется потенциальное разрешение по частоте. Разрешающая способность по частоте имеет величину, обратную длительности сигнала,

$$\delta f = \frac{1}{T_s} \quad (10)$$

Совместное разрешение сигналов по времени и по частоте характеризуется смешанной или двумерной функцией автокорреляции

$$R(\tau, F) = \frac{1}{E_s} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s^*(t-\tau) e^{j2\pi Ft} dt \quad (11)$$

квадрат модуля $|R(\tau, F)|^2$ часто именуют функцией неопределенности радиолокационного сигнала. Функция $|R(\tau, F)|^2$ удовлетворяет соотношению

$$\int_{-\infty}^{\infty} |R(\tau, F)|^2 d\tau dF = 1 \quad (12)$$

и, кроме того, $|R(0, 0)|^2 = 1$.

Выражение (12) в теории сигналов известно под названием принципа неопределенности. Сущность принципа состоит в следующем: объем, заключенный между поверхностью $|R(\tau, F)|^2$ и координатной плоскостью для произвольного сигнала, равен единице $|1, 2|$. Это означает, что разрешающие способности сигнала по времени и частоте взаимосвязаны и не могут быть выбраны независимо друг от друга.

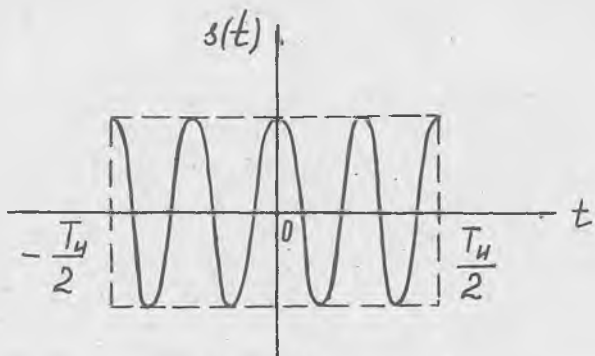
Наглядно это свойство сигналов можно показать на примере простого одиночного радиоимпульса (рис.1), который запишем в виде

$$s(t) = A_0 \sin(2\pi f_0 t + \varphi_0), \quad |t| \leq \frac{T_H}{2} \quad (13)$$

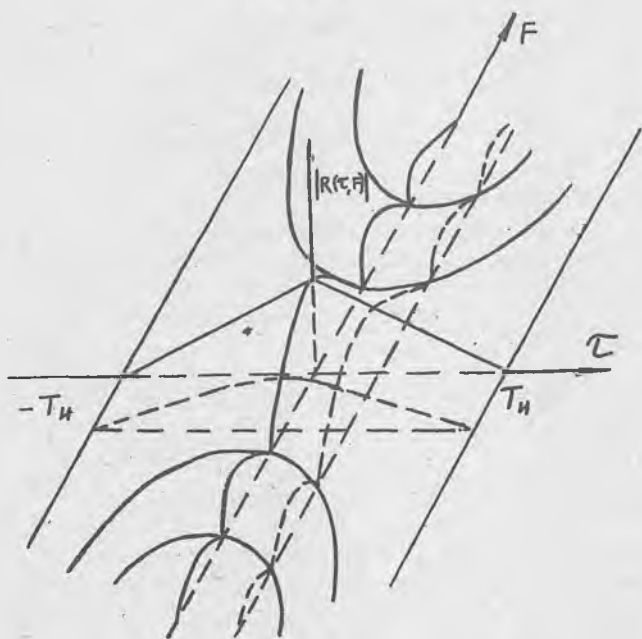
Для модуля двумерной функции автокорреляции прямоугольного радиоимпульса согласно формулам (11) и (13) можно получить выражение

$$|R(\tau, F)| = \left| \frac{\sin \pi [1 - \frac{|\tau|}{T_H}] \pi F T_H}{\pi F T_H} \right| \quad (14)$$

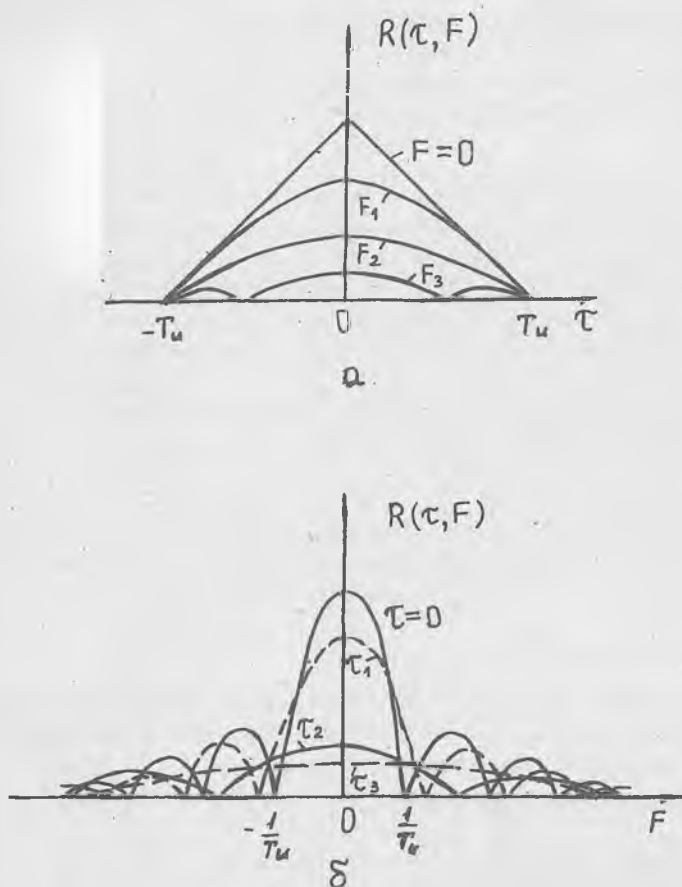
График функции автокорреляции $|R(\tau, F)|$ показан на рис.2. Представляют интерес сечения функции $|R(\tau, F)|$ вертикальными плоскостями, параллельными координатным осям τ (рис.3, а) и F (рис.3, б). Первые из них показывают характер изменения амплитуды полезной составляющей сигнала (в отсутствие помехи) на выходе 0Ф во време-



Р и с. 1



Р и с. 2



Р и с. 3

ни при различной величине частоты F . (На рис.3,а принято $F_1 < F_2 < F_3$). При $F = 0$ огибающая сигнала имеет треугольную форму. Как видно, разрешение по времени составляет $\delta\tau = \frac{1}{\Delta f}$. При $|F| > 0$ максимум амплитуды сигнала на выходе 0Φ уменьшается, а разрешение по времени - ухудшается.

Графики на рис. 3, б показывают характер зависимости амплитуды сигнала на выходе СФ от частотного смещения F . Значение параметра $\tau = 0$ на этих графиках соответствует случаю, когда время поступления сигнала на вход фильтра совпадает с ожидаемым временем. Как видно, при этом разрешение по частоте составляет

$$\delta f = \frac{1}{T_H} = \Delta f_s, \quad (15)$$

при $\tau \neq 0$ ($\tau_1 < \tau_2 < \tau_3$) разрешение по частоте ухудшается.

В соответствии с принципом неопределенности объем, заключенный между поверхностью $|R(\tau, F)|$ и координатной плоскостью, является постоянным вне зависимости от параметров радиоимпульса. Ясно, что сжатие тела $|R(\tau, F)|$ вдоль одной координатной оси повлечет неизбежное его расширение вдоль другой (ортогональной) оси, поэтому у простого сигнала разрешающие способности жестко связаны между собой соотношением

$$\delta \tau \delta f = 1. \quad (16)$$

Для сложных сигналов принцип неопределенности также соблюдается. Однако такие сигналы имеют большее число степеней свободы и выполнение соотношения (16) для них не обязательно.

Краткие сведения о ЛЧМ-сигналах

Будем рассматривать радиоимпульс с прямоугольной формой огибающей. В соответствии с наименованием высокочастотное заполнение ЛЧМ-сигнала имеет линейную частотную модуляцию:

$$f(t) = f_0 + \beta t, \quad 1 \leq t \leq \frac{T_H}{2}, \quad (17)$$

где $\beta = \frac{\Delta f}{T_H}$ - крутизна ЧМ;

f_0 - несущая частота;

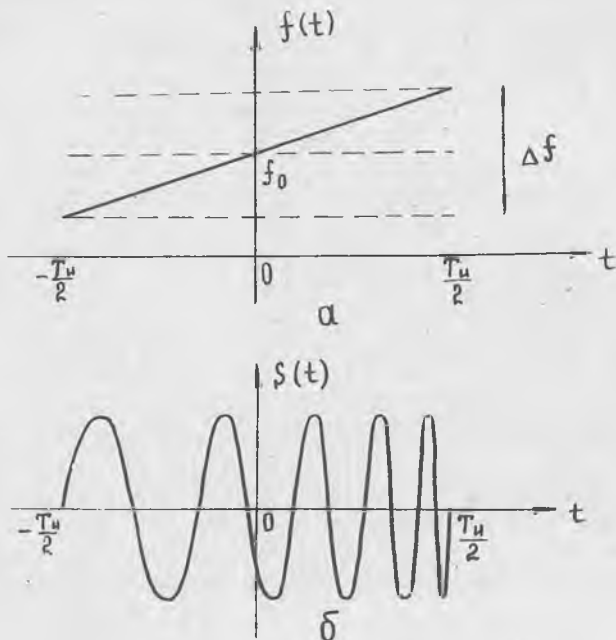
Δf - девиация частоты (полная);

T_H - длительность импульса.

Соответственно для сигнала (17) можно написать

$$s(t) = A_0 \sin(2\pi f_0 t + \pi \beta t^2 + \varphi_0), \quad (18)$$

здесь A_0, φ_0 - амплитуда и начальная фаза сигнала. Графики функций (17) и (18) приведены на рис. 4(а, б).

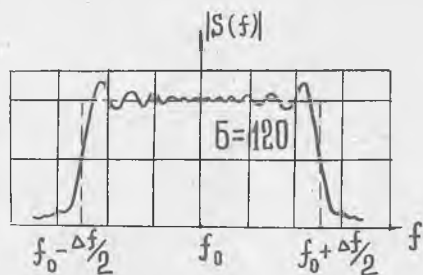


Р и с. 4

Свойства ЛЧМ-сигналов подробно описаны в литературе [1/ с.97-102, /2/ с.343-349, поэтому мы коротко упомянем только о тех, которые необходимы для понимания сути настоящей работы.

Спектр ЛЧМ-сигнала определяется сложным образом через специальные функции - интегралы Френеля. Однако при больших значениях базы сигнала $B = \Delta f T_u$ существует асимптотическое приближение для интегралов Френеля. В радиолокации величина базы имеет порядок несколько сотен, а иногда достигает тысячи и более. В этих условиях амплитудный спектр достаточно хорошо аппроксимируется П-образной кривой, а фазовый спектр - параболой (рис.5). Там же приведен примерный график для реального спектра. Как видно, ширина спектра ЛЧМ-сигнала определяется девиацией частотной модуляции.

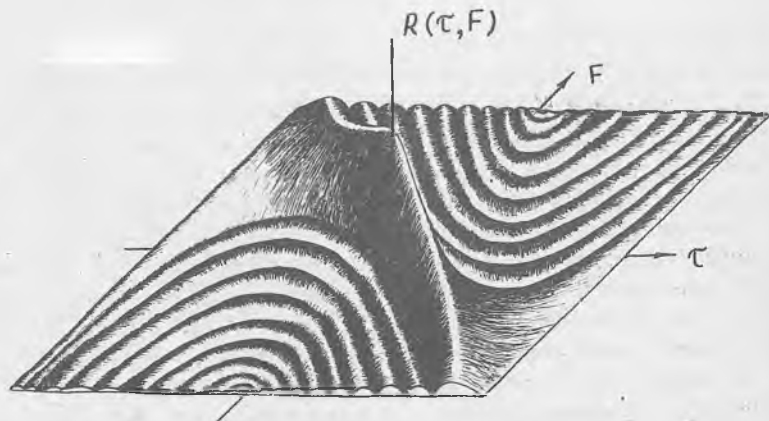
В соответствии с выражениями (II) и (I8) для модуля двумерной функции автокорреляции ЛЧМ-импульса можно написать



Р и с. 5

$$|R(\tau, F)| = \left| \frac{\sin \left[\pi \left(F + \Delta f \frac{\tau}{T_H} \right) (T_H - |\tau|) \right]}{\pi \left(F + \Delta f \frac{\tau}{T_H} \right) T_H} \right|, \quad |\tau| \leq T_H \quad (19)$$

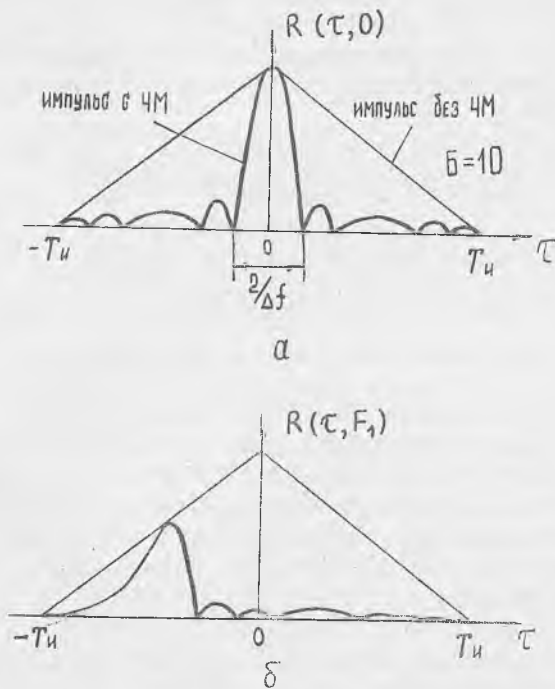
Вид функции (19) показан на рис.6. Как уже отмечалось сечения функции $|R(\tau, F)|$ вертикальными плоскостями при $F = \text{const}$ позволяют получить нормированную огибающую (т.е. амплитуду) сигнала во времени на выходе согласованного фильтра в отсутствие помех



Р и с. 6

при некоторой фиксированной частотной расстройке. Графики функций $R(\tau, \rho)$ для ЛЧМ-сигнала (при $B = 10$) и для прямоугольного импульса без ЧМ приведены на рис. 7, а, из них видно, что в результате обработки в согласованном фильтре ЛЧМ-сигнал сжимается по длительности в $B = \Delta f T_{и}$ раз. Длительность сжатого импульса по уровню 0,5 определяется шириной спектра входного сигнала и составляет $T_{и \text{выш}} \frac{1}{\Delta f}$

Представление об огибающей сигнала при $F \neq 0$ можно получить из рис. 6. Одно из возможных сечений функции неопределенности показано на рис. 7, б. Как видно из этих рисунков, доплеровское



Р и с. 7

смещение частоты приводит не только к уменьшению отклика согласованного фильтра по амплитуде, но и к смещению сжатого импульса во времени. Это смещение характеризует скоростную ошибку измерения времени запаздывания (дальности) и составляет

$$|T_{\text{сум}}| \approx \frac{T_H}{\Delta f} |F|. \quad (20)$$

Скоростная ошибка может в некоторых случаях привести к искажениям радиолокационного изображения.

Цифровая согласованная фильтрация ЛЧМ-сигналов

В сложных системах радиолокации для обработки сигналов применяются специализированные ЭВМ, обладающие большой вычислительной мощностью. Для цифровой согласованной обработки сложных сигналов в радиолокации используется метод, именуемый быстрой сверткой [3,4]. Этот метод основан на известной в теории дискретного преобразования Фурье (ДПФ) теореме о свертке, суть ее состоит в следующем: если

$$\left. \begin{aligned} X(k) &= \text{ДПФ}\{x(n)\} = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j \frac{2\pi}{N} nk} \\ H(k) &= \text{ДПФ}\{h(n)\} = \sum_{n=0}^{N-1} h(n) e^{-j \frac{2\pi}{N} nk} \end{aligned} \right\} k=0, 1, \dots, N-1,$$

$$Y(k) = X(k) H(k) \quad (21a)$$

то обратное дискретное преобразование Фурье (ОДПФ)

$$y(n) = \text{ОДПФ}\{Y(k)\} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Y(k) e^{j \frac{2\pi}{N} nk} \quad (21b)$$

представляет собой циклическую (круговую) свертку

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} x(m) h(n-m).$$

Применительно к задаче фильтрации сигналов в алгоритме (21) последовательность $x(n)$ имеет смысл входного дискретного сигнала, $h(n)$ - импульсная характеристика цифрового фильтра, $y(n)$ - последовательность отсчетов дискретного выходного сигнала. Таким образом, для получения свертки согласно алгоритму (21), следует выполнить следующие операции:

вычислить спектр входного дискретного сигнала $X(k)$;

определить дискретный спектр выходного сигнала как произведение спектра входного сигнала на частотную характеристику;

вычислить выходной сигнал как ОДПФ его спектра.

Вторую операцию в алгоритме (21) - вычисление $H(k)$ по импульсной характеристике $h(n)$ - мы опустили, так как она выполняется однажды и заранее. Значения функции $H(k)$ вносятся в постоянное запоминающее устройство ЭВМ (табличную память) и используются в течение всего времени работы устройства.

Заметим, во избежание недоразумений, что под частотной характеристикой цифрового фильтра в теории сигналов понимают непрерывную функцию частоты $H(e^{j\omega})$. Функцию дискретного аргумента $H(k)$ следует рассматривать как частотную выборку из функции $H(e^{j\omega})$.

Структурная схема алгоритма фильтрации приведена на рис.8.



Р и с. 8

Свертка в алгоритме (21) является циклической, в то время как алгоритм фильтрации представляет собой линейную свертку. Трудности, связанные с этой особенностью, несложно преодолеть включением нулевых отсчетов в последовательности $x(n)$ и $h(n)/3,4/$.

Для выполнения ДПФ и ОДПФ в формулах (21) используется алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ). В этом случае алгоритм (21), выполняющий свертку в частотной области, оказывается при больших N значительно экономичнее метода прямой линейной свертки во временной области.

Для согласования фильтра с сигналом его частотная характеристика выбирается как дискретная функция, комплексно сопряженная со спектром ожидаемого сигнала /1,2/.

Структурная схема приемника с цифровым согласованным фильтром

Рассмотрим способ функционирования приемника РЛС с цифровым согласованным фильтром, упрощенная структурная схема которого при-

ведена на рис.9. Преобразованный на промежуточную частоту в смесителе (СМ) сигнал поступает на вход полосового фильтра - УПЧ приемника. УПЧ имеет АЧХ, соответствующую амплитудному спектру ЛЧМ-сигнала (см.рис.5), линейную ФЧХ и выполняет обычные функции выделения сигнала из помехи. Далее путем синхронного детектирования сигнал преобразуется на видеочастоту. При этом из сигнала исключается несущая, благодаря чему снижаются требования к быстродействию цифрового процессора. Синхронное детектирование осуществляется в двух квадратурных каналах с помощью фазовых детекторов (ФД) и опорного гетеродина (ОГ). Два канала необходимы для того, чтобы устранить возможные потери, связанные со случайным характером начальной фазы сигнала.

Рассмотрим суть синхронного детектирования подробнее. Пусть сигнал с выхода ПФ имеет вид

$$U_s(t) = A_s \cos(2\pi f_s t + \pi v t^2 + \varphi_0), \quad 0 \leq t \leq T_s = T_H, \quad (22)$$

где φ_0 - случайная фаза, и опорное напряжение в каналах

$$\begin{aligned} U_{оп1}(t) &= U_m \sin(2\pi f_{оп} t), \\ U_{оп2}(t) &= U_m \cos(2\pi f_{оп} t), \quad 0 \leq t \leq T_s = T_H. \end{aligned}$$

Учтем, что низкочастотная составляющая на выходе ФД имеет величину, пропорциональную произведению амплитуд входных сигналов и косинуса их разности фаз. В результате получим в каналах приемника

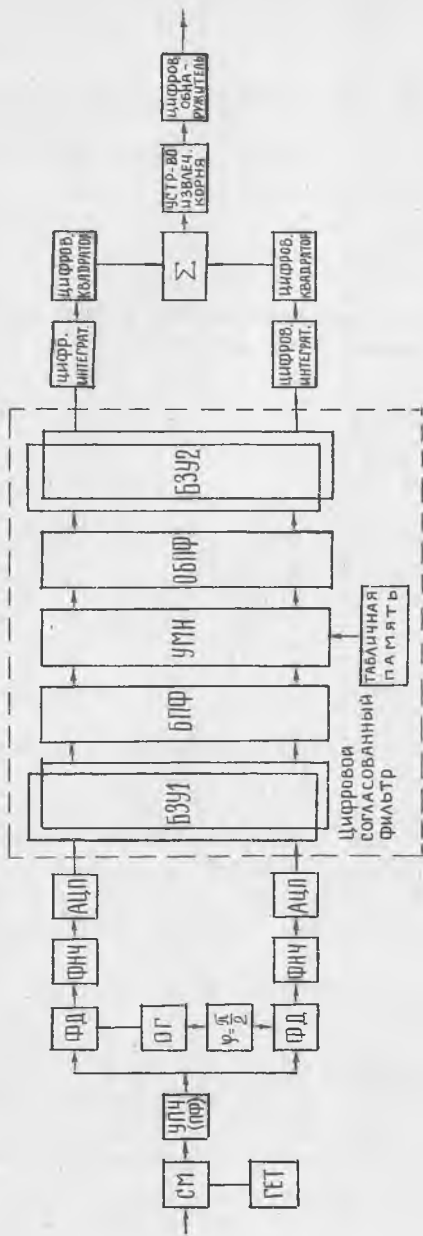
$$\begin{aligned} U_{ФД1} &= K_{ФД} A_s U_m \sin[2\pi(f_s - f_{оп})t + \pi v t^2] \cdot \sin \varphi_0, \quad (23) \\ U_{ФД2} &= K_{ФД} A_s U_m \cos \varphi_0 \cos[2\pi(f_s - f_{оп})t + \pi v t^2], \end{aligned}$$

где $K_{ФД}$ - константа, коэффициент передачи ФД. Частота опорного колебания $f_{оп}$ выбирается равной ожидаемой частоте сигнала. При условии равенства частот сигнала и ОГ, как видно из выражений (23), возникают нулевые биения. Образующиеся при этом видеосигналы

$$\begin{aligned} U_{ФД1} &= U_{мФД1} \sin(\pi v t^2), \\ U_{ФД2} &= U_{мФД2} \cos(\pi v t^2), \quad 0 \leq t \leq T_s = T_H, \quad (24) \end{aligned}$$

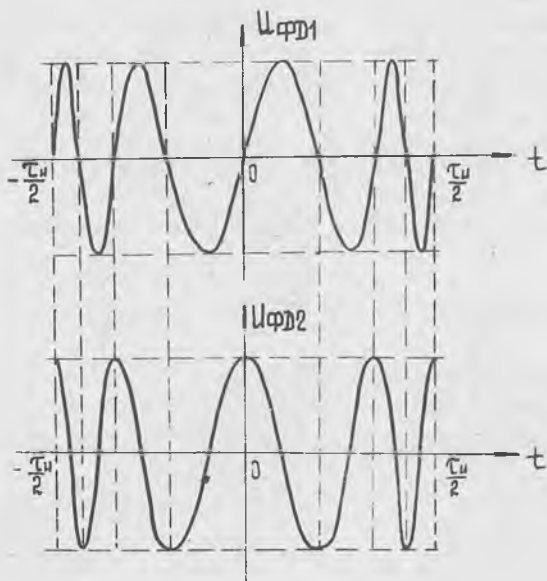
где $U_{мФД1} = K_{ФД} A_s U_m \sin \varphi_0$,
 $U_{мФД2} = K_{ФД} A_s U_m \cos \varphi_0$

отфильтровываются с помощью ФНЧ от составляющих высших частот.



Р и с . 9

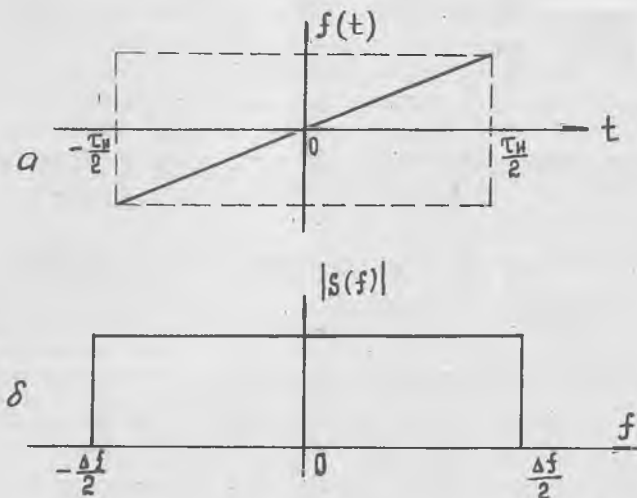
Как видно из выражений (24), видеосигналы в каналах несут всю информацию об амплитуде входного сигнала и его фазе, обусловленной ЛЧМ-модуляцией, поэтому могут быть обработаны в согласованном фильтре. Нетрудно заметить, что амплитуды сигналов в каналах приемника не обращаются в нуль одновременно ни при каких значениях случайной начальной фазы φ_0 - тем самым исключаются потери, обусловленные неопределенностью φ_0 . Графики сигналов $U_{\text{ФД1}}$ и $U_{\text{ФД2}}$ показаны на рис.10. График модуляции частоты и амплитудный спектр этих сигналов приведены соответственно на рис.11 (а,б).



Р и с. 10

В реальных условиях значения взаимной скорости цели и РЛС и, соответственно, доплеровской частоты - случайные величины, поэтому частота принимаемого сигнала может отличаться от ожидаемой. В этом случае, как видно из формул (23), среднее значение частоты сигналов на выходе ФД будет отличным от нуля.

Сигналы с выхода ФД преобразуются в цифровую форму с помощью аналого-цифровых преобразователей (АЦП). Полученные в результате



Р и с. II

этого преобразования последовательности чисел с тактовой частотой дискретизации поступают в цифровой согласованный фильтр. В цифровом фильтре реализуется описанный алгоритм (см. "Краткие сведения о ЛЧМ-сигналах"). Алгоритм ДПФ выполняется над всей выборкой объема N отсчетов. Для хранения этой выборки служат буферные ЗУ (БЗУ1). По той же причине вводится БЗУ2, служащее для сопряжения согласованного фильтра с последующими устройствами обработки сигналов.

Для обеспечения поточного режима работы БЗУ1 и БЗУ2 дублируются. На некотором интервале времени последовательностью отсчетов входного сигнала заполняется одна часть БЗУ1, в то время как из второй части ранее заполненные отсчеты извлекаются в блок БПФ. Затем эти части БЗУ1 переключаются. БЗУ2 работает в аналогичном режиме.

Как отмечалось выше, в результате согласованной обработки ЛЧМ-сигнала в фильтре происходит сжатие импульсов сигнала по длительности.

Остановимся кратко на последующих этапах обработки сигналов.

В случае, если на входе приемника сигнал представляет собой когерентную пачку, состоящую из многих ЛЧМ-импульсов, то после согласованной фильтрации каждого из импульсов в отдельности производится накопление энергии пачки. Для этой цели служат цифровые интеграторы. Квадраторы в каналах, сумматор и устройство извлечения корня позволяют получить модуль выходного сигнала. Как видно, эти элементы выполняют функции амплитудного детектирования (заметим, что извлечение корня не является обязательной операцией).

В обнаружителе производится сравнение амплитуды принятых сигналов с порогом: по превышении сигналом порога принимается решение о наличии цели.

ОПИСАНИЕ МОДЕЛИ И ЕЕ ПРОГРАММЫ

Модель цифровой части приемника

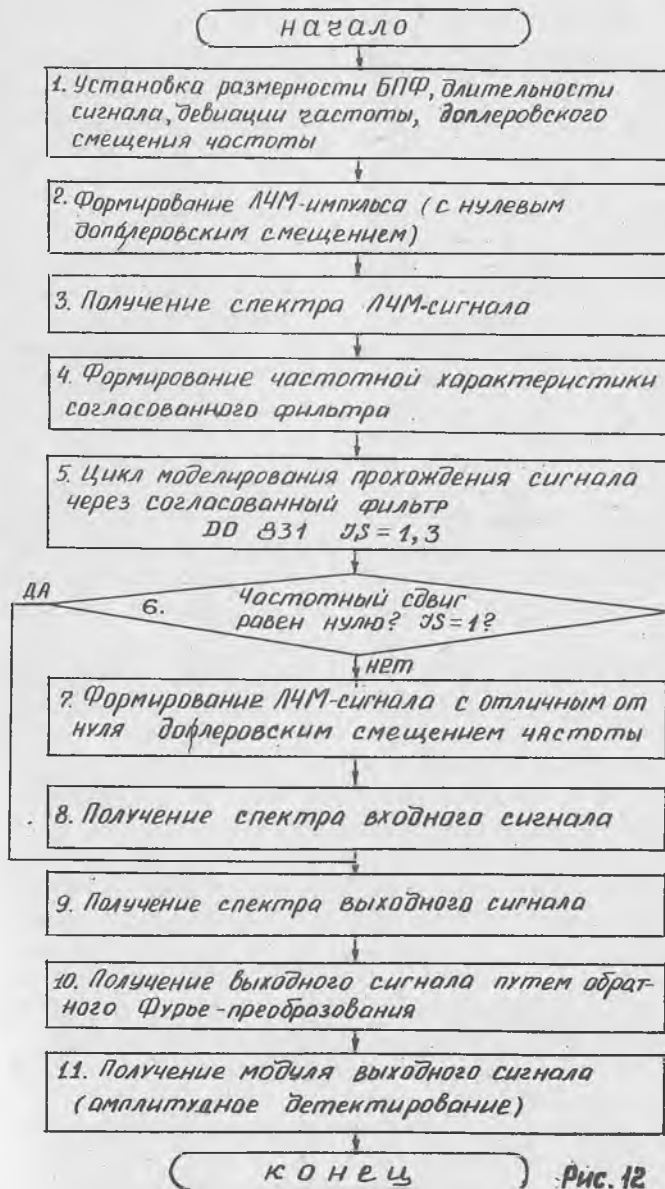
Модель приемника реализована на универсальной ЭВМ в виде программы, написанной на алгоритмическом языке "Фортран-IV". Модель воспроизводит суть обработки сигналов в части приемника, следующей за АЦП (см. рис.9). Вместе с тем имеются различия между моделью и приемником. Так как моделируется прохождение через СФ одиночного ЛЧМ-импульса, то цифровые интеграторы, предназначенные для накопления энергии пачки импульсов, в модели отсутствуют. Кроме того, для исследования прохождения через фильтр одиночного импульса нет необходимости моделировать поточный режим работы, как это предполагается в приемнике. Укрупненная структурная схема программного алгоритма модели приведена на рис.12.

Вначале (блок 1) производится установка размерности БПФ, длительности ЛЧМ-импульса, девиации частоты и доплеровского смещения частоты. Далее в блоке 2 формируются квадратурные составляющие цифрового ЛЧМ-сигнала:

$$x_s(l) = U_{ms} \sin(\pi b l^2), \quad (25)$$

$$x_c(l) = U_{mc} \cos(\pi b l^2). \quad (26)$$

Для получения отсчетов сигналов (25) и (26) используются стандартные программы системной библиотеки языка "Фортран-IV". Затем сигналы (25) и (26) объединяются в один комплексный сигнал



$$x(i) = U_{mc} \cos(\pi \delta i^2) + j U_{ms} \sin(\pi \delta i^2). \quad (27)$$

В формулах (25), (26) и (27) L - безразмерное время, которое получается путем деления целочисленного времени на шаг временной дискретизации T .

В блоке 3 вычисляется дискретный спектр сигнала:

$$X(j) = \sum_{l=0}^{N-1} x(l) e^{-j \frac{2\pi}{N} j l}, \quad j = 0, 1, \dots, N-1. \quad (28)$$

Для вычисления спектра (28) используется алгоритм БПФ.

В блоке 4 формируется комплексная частотная характеристика согласованного фильтра по правилу

$$H(j) = X^*(j), \quad (29)$$

где $*$ - знак комплексно-сопряженной величины.

Далее осуществляется моделирование прохождения сигнала через СФ. Эта часть алгоритма оформлена в программе в виде цикла (блок 5)

Оператор условного перехода (блок 6) работает на первом шаге цикла, когда моделируется прохождение сигнала без доплеровского сдвига частоты.

В последующих шагах цикла выполняются блоки 7 и 8 программы. В первом из них производится вычисление входного сигнала по формулам

$$x_s(i) = U_{ms} \sin(\pi \delta i^2 + 2\pi \delta f_v i), \quad (30)$$

$$x_c(i) = U_{mc} \cos(\pi \delta i^2 + 2\pi \delta f_v i), \quad (31)$$

где f_v - доплеровский сдвиг частоты.

Далее в блоке 8 с помощью алгоритма БПФ вычисляется спектр сигнала.

В блоке 9 в соответствии с формулами (21) путем умножения спектра входного сигнала на комплексный коэффициент передачи СФ, получают спектр выходного сигнала СФ.

В блоке 10 вычисляется комплексный выходной сигнал с помощью обратного Фурье-преобразования:

$$y(i) = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} Y(j) e^{j \frac{2\pi}{N} j i}, \quad i = 0, 1, \dots, N-1. \quad (32)$$

Для вычисления ОДПФ (32) используется алгоритм БПФ, для этого выражение (18) представляется в виде

$$y(i) = \frac{1}{N} \left(\sum_{j=0}^{N-1} Y^*(j) e^{j \frac{2\pi}{N} i j} \right)^*, \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (33)$$

Таким образом, для выполнения ОДПФ сначала вычисляется комплексно-сопряженный спектр сигнала $Y^*(j)$, затем выполняется прямое ДПФ с помощью программы БПФ. Полученная таким образом последовательность чисел преобразуется в комплексно-сопряженную и почленно делится на N . В результате получаем ОДПФ (33).

Заключительная операция обработки сигнала - получение модуля (амплитуды) выходного сигнала - осуществляется в блоке II. (Операторы ввода-вывода в структурной схеме опущены).

Программа моделирования оптимальной фильтрации ЛЧМ-сигнала

Программа моделирования согласованной фильтрации ЛЧМ-сигнала состоит из основной части и подпрограмм *FFT* и *SERV* (прил.). В программе моделируется обработка сигнала согласно структурным схемам на рис.8 и 9. Подпрограмма *SERV* используется для оформления печати исходных данных. Подпрограмма *FFT(A, M, N)*, реализующая алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ), заимствована из работы 3 и будет описана позднее.

Последовательность операций в основной программе выполняется в соответствии с блок-схемой, изображенной на рис.12.

В начале программы производится описание действительных и комплексных массивов. Действительные массивы $YR(2048)$, $YI(2048)$, $YMOD(2048)$ - реальная, мнимая части и модуль отсчетов выходного сигнала, $SM(2)$ - величина, пропорциональная смещению по частоте. $X11(1024)$, $X22(1024)$ - вспомогательные массивы. Комплексные массивы $X1(2048)$, $X2(2048)$ - отсчеты входных сигналов и их частотных характеристик (спектров), $H(2048)$, $Y(2048)$ - отсчеты частотной характеристики и выходного сигнала. Как видно, размерность всех массивов (кроме $SM, X11, X22$) составляет 2048 чисел. Далее следует ввод начальных значений параметров и постоянных величин. В цикле с меткой I3 производится обнуление массивов $X1$ и $X2$. В цикле "4" осуществляется формирование массива $X1$ - отсчетов ЛЧМ-сигнала. По окончании цикла вызывается подпрограмма вычисления

БПФ при помощи оператора $CALL FFT(X1, M, N)$. При этом происходит замещение комплексного массива $X1$, который заполняется отсчетами спектра ЛЧМ-сигнала. Полученный массив является исходным для формирования частотной характеристики согласованного фильтра H . Каждый отсчет последовательности H является комплексно-сопряженным соответствующему отсчету спектра $X1$. Образование массива H осуществляется в цикле с меткой 3. В дальнейшем последовательность отсчетов частотной характеристики остается неизменной для всех вариантов входного сигнала.

В основной программе моделируется процесс фильтрации трех сигналов (цикл с меткой 831). Для сигнала, спектр которого изображен на рис. II, б, фильтр является согласованным. Средняя частота двух других сигналов не равна нулю. Таким образом, моделируется доплеровское смещение частоты. Отсчетами этих сигналов поочередно заполняется массив $X2$. Вид зависимости частоты заполнения ЛЧМ-импульса от времени меняется в параметре $ARG 1$. При поступлении в фильтр первого из упомянутых сигналов формирование массива $X2$ игнорируется с помощью оператора условного перехода: $IF(JS, EQ, 1) GOTO 14$

Подпрограмма $FFT(A, M, N)$ преобразует сигналы $X2$ в частотную область. Следующий внутренний цикл (с меткой 25) предназначен для перемножения отсчетов частотной характеристики фильтра на отсчеты спектра входного сигнала.

В зависимости от значения параметра JS одним из сомножителей является либо массив $X1$, либо массив $X2$:

$$Y(I) = X2(I) * H(I),$$

$$IF(JS, EQ, 1) Y(I) = X1(I) * H(I).$$

В этом же цикле осуществляется подготовка массива Y для операции ОБПФ. Каждый отсчет массива заменяется комплексно-сопряженным. Полученный массив обрабатывается в подпрограмме FFT :

$$CALL FFT(Y, M, N).$$

Отсчеты выходного сигнала получаются в цикле "5":

$$Y(I) = Y(I) / N.$$

В этом же цикле заполняются массивы результата фильтрации - реальной, мнимой части и модуля выходного сигнала. На печать выводится массив $YMOD$. Операторы $STOP$ и END завершают основную программу.

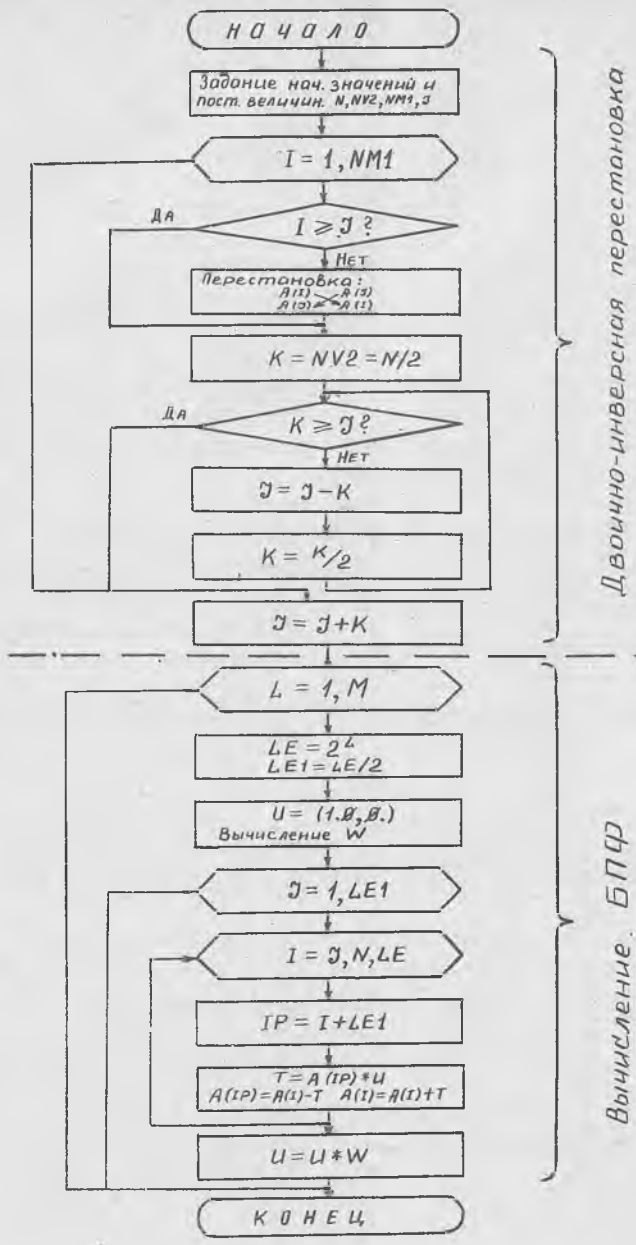
Подпрограммы вычисления БПФ

В подпрограмме *SUBROUTINE FFT* реализуется алгоритм БПФ с прореживанием по времени по основанию 2. Структурная схема программы представлена на рис.13. Параметрами подпрограммы являются: $A(N)$ - массив чисел сигнала, M - число этапов БПФ, $N=2^M$ - число элементов массива A . Перед обращением к подпрограмме массив A заполняется отсчетами входного сигнала. При обращении к подпрограмме с помощью оператора *CALL FFT* массив отсчетов входного сигнала передается в подпрограмму. В алгоритме БПФ используется принцип замещения памяти /3,4/. Поэтому по окончании выполнения вычислений массив A оказывается заполненным отсчетами выходного сигнала. При возврате из подпрограммы выходной сигнал через массив A передается в основную программу.

Программа БПФ состоит из двух частей: первая часть, которая оканчивается оператором, помеченным меткой 7, предназначена для выполнения двоично-инверсной перестановки элементов входного массива данных. Такая перестановка необходима в соответствии с алгоритмом БПФ /3,4/. В том, что эта часть программы осуществляет упомянутое выше упорядочение входного массива данных, можно убедиться непосредственной проверкой. Возьмем для простоты $N = 8$. Сущность двоично-инверсной перестановки для этого случая иллюстрирует табл.3 и рис.14.

Т а б л и ц а 3

Номер	Двоичное представление	Двоичная инверсия	Двоично-инверсный номер
0	000	000	0
1	001	100	4
2	010	010	2
3	011	110	6
4	100	001	1
5	101	101	5
6	110	011	3
7	111	111	7



Двойно-инверсная перестановка

Вычисление БПФ

Естественный порядок:

элементы массива $A(1) \ A(2) \ A(3) \ A(4) \ A(5) \ A(6) \ A(7) \ A(8)$

элементы БПФ $x(0) \ x(1) \ x(2) \ x(3) \ x(4) \ x(5) \ x(6) \ x(7)$



Двоично-инверсный порядок:

элементы БПФ $x(0) \ x(4) \ x(2) \ x(6) \ x(1) \ x(5) \ x(3) \ x(7)$

элементы массива $A(1) \ A(5) \ A(3) \ A(7) \ A(2) \ A(6) \ A(4) \ A(8)$

Заметим, что в теории ДПФ при нумерации элементов последовательности первому элементу принято присваивать нулевой номер:

$N = 0, 1, 2, \dots, N-1$. В алгоритмическом языке Фортран нумерация элементов начинается с номера "1"; $N = 1, 2, \dots, N$ - поэтому на рис.14 приведена также нумерация элементов массива.

Итак, проверяем алгоритм перестановки (см.прил.):

$J = 1$ (начальное присваивание), далее проследим работу оператора цикла.

Шаг 1. $I = 1$; $I \geq J$? Да;
 $1 \geq 1$?

Перестановки нет;
переход по метке 5.

$K = NV/2 = 4$ $K \geq J$? Да;
 $J = J + K = 1 + 4 = 5$

Переход по метке 7.

Шаг 2. $I = 2$;

$I \geq J$? Нет;
 $2 \geq 5$?

$A(2) \quad A(5)$
 $A(5) \quad A(2)$

$K = NV/2 = 4$ $K \geq J$? Нет;
 $4 \geq 5$? Нет;
 $J = J - K = 5 - 4 = 1$

Перехода нет
 $K = K/2 = 2$

Безусловный переход по метке 6.

$K \geq J$? Да;
 $2 \geq 1$?

Переход по метке 7.
 $J = J + K = 1 + 2 = 3$

Шаг 3. $I = 3$;

$I \geq J$? Да;
 $3 \geq 3$?

Перестановки нет;
переход по метке 5.

$K = NV/2 = 4$

$K \geq J$? Да;
 $4 \geq 3$?

Переход по метке 7.

$J = J + K = 3 + 4 = 7$

Шаг 4. $I = 4$;

$I \geq J$? Нет;
 $4 \geq 7$?

$A(4) \quad A(7)$
 $A(7) \quad A(4)$

$K = NV/2 = 4$

$K \geq J$? Нет;
 $4 \geq 7$?

Перехода нет.

$J = J - K = 7 - 4 = 3$

$K = K/2 = 2$

Безусловный переход по метке 6.

$$\begin{aligned} K &\geq J \\ 2 &\geq 3 \quad ? \text{ Нет;} \end{aligned}$$

Перехода нет.

$$J = J - K = 3 - 2 = 1$$

Безусловный переход по метке 6.

$$\begin{aligned} K &\geq J \\ 2 &\geq 1 \quad ? \text{ Да;} \end{aligned}$$

Переход по метке 7.

$$J = J + K = 1 + 2 = 3$$

Шаг 5. И так далее.

Ясно, что логика работы программы соответствует рис.14. Собственно БПФ начинается в программе оператором $DO\ 2\ L=1, M$, открывающим цикл по числу этапов БПФ. В следующем блоке (см.рис.13) определяются величины LE и $LE1$, необходимые для вычисления поворачивающего множителя и параметров внутренних циклов. Далее вычисляется поворачивающий множитель W_N^K .

В программе для вычисления W_N^K используется соотношение

$$W_N^K = (W_N^{K-1}) \cdot W_N^1$$

это повышает быстродействие работы программы. Цикл с параметром J предназначен для комбинирования БПФ, т.е. образования текущей последовательности из $LE1$ групп.

Внутренний цикл

$$DO\ 1\ I=J, N, LE-$$

цикл выполнения базовых операций внутри групп.

После завершения последнего этапа БПФ в основную программу передается новая комплексная последовательность $A(N)$, представляющая собой отсчеты ДПФ входной последовательности.

Вопросы для самоконтроля

1. Какие существуют виды радиолокационных сигналов и в чем их характерные особенности?
2. Каковы условия согласования оптимального фильтра с ожидаемым сигналом?
3. Какие критерии оценки разрешения сигналов по времени, по частоте и совместного разрешения по времени и частоте Вам известны и в чем их сущность?

4. Какими параметрами сигналов определяется потенциальное разрешение по времени, по частоте?

5. Каковы структура и характеристики ЛЧМ-сигнала?

6. В чем состоит скоростная ошибка измерения дальности при использовании ЛЧМ-сигнала и в чем причина ее возникновения?

7. Сущность и особенности ДПФ.

8. В чем состоит метод быстрой свертки и каковы его особенности?.

9. Как реализуется приемник с согласованным цифровым фильтром? Принцип его действия.

10. В каком виде представляется ЛЧМ-сигнал на входе цифрового согласованного фильтра и в чем суть преобразований сигнала в СФ?

11. Расскажите, как реализуется в работе модель цифровой части приемника (по структурной схеме).

12. Расскажите о программной реализации алгоритма БПФ.

Библиографический список

1. Дымов А.И., Альбац М.Е., Бонч-Бруевич А.М. Радиотехнические системы / Под ред. А.И.Дымовой.-М.: Сов.радио, 1975.-440 с.

2. Теоретические основы радиолокации / Под ред. Я.Д.Ширмана.-М.:Сов.радио, 1970.- 560 с.

3. Рабинер Л., Голд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов: Пер. в англ./ Под ред.Ю.Н.Александрова. - М.:Мир, 1978.- 943 с.

4. Кузнецов В.Д. Методы цифровой обработки сигналов: Учебное пособие.-Куйбышев:КуАИ, 1983.

РАСПЕЧАТКА МАШИНОЙ ПРОГРАММЫ

```

//LCHM1 JOB          'КУЗЕНКОВ',MSCLEVEL=(1,1),REGION=140K
//PUN EXEC.FORTCCLG,PARM='ACXREF'
//PORT.SYSIN DD *
  DIMENSION YR(2048),YI(2048),SM(2),YMC(2048),X11(1024),X22(1024)
  COMPLEX Y(2048),X1(2048),X2(2048),H(2048)
  DIMENSION NA(2),KON(2)
  READ 411,NSI
  411 FORMAT(I2)
  0  ВВОД ИСХОДНЫХ ДАННЫХ
  001955 ISA=1,NSI
  READ 12,NWAR,NS,M,DLTF,SM,NA,KON
  12 FORMAT(I2/I4,2X,I2,2X,F6,4/2(F10.8,2X)/4(I4,2X))
  N=2**M
  NS2=NS/2
  CALL SERV(NWAR,NS,M,N,DLTF,SM,NA,KON)
  NA1=1
  KON1=NS2
  PI=3.1415926569
  B=DLTF/NS
  0  ОБНУЛЕНИЕ МАССИВОВ
  DO 13 J=1,N
  X1(J)=CMPLX(0.,0.)
  13 X2(J)=CMPLX(0.,0.)
  0  ФОРМИРОВАНИЕ f.чм-СИГНАЛА
  DO 4 I=1,NS2
  ARG=PI*(I-0.5)*(I+0.5)*B
  X11(I)=COS(ARG)
  X22(I)=SIN(ARG)
  X1(I-NS2)=CMPLX(X11(I),X22(I))
  4 X1(NS2-I+1)=CMPLX(X11(I),-X22(I))
  0  ПОЛУЧЕНИЕ СПЕКТРА ЛЧМ-СИГНАЛА
  DO89 I=1,NS
  X11(I)=REAL(X1(I))
  89 X22(I)=AIMAG(X1(I))
  CALL FFT(X1,M,N)
  0  ФОРМИРОВАНИЕ Ч X ФИЛЬТРА
  DO3 I=1,N
  XR=REAL(X1(I))
  XI=AIMAG(X1(I))
  H(I)=CMPLX(XR,-XI)
  3 CONTINUE
  0  ПРОХОЖДЕНИЕ СИГНАЛА ЧЕРЕЗ С Ф
  DO831 JS=1,3
  PRINT99,JS
  99 FORMAT(1H0,50X,'ВХОДНОЙ СИГНАЛ N',I3)
  IF(JS,EQ,1)GOTO14
  0  ФОРМИРОВАНИЕ ВХОДНОГО СИГНАЛА С УЧЕТОМ ДОПЛА. СДВИГА Ч-ТЫ
  IF(JS,NE,3)GOTO18
  DO61 IP=1,N
  61 X2(IP)=CMPLX(0.,0.)
  18 CONTINUE

```

```

DO15 I=1,N
ARG1=2.*PI*SM(JS-1)*(I1*0.5)
XB1=COS(ARG1)
XB2=SIN(ARG1)
XBA=X1(I1)*XB1-X22(I1)*XB2
XBB=X11(I1)*XB2+X22(I1)*XB1
15 X2(I1)=CMPLX(XBA,XBB)
C ПОЛУЧЕНИЕ СПЕКТРА ВХОДНОГО СИГНАЛА
CALL FFT(X2,M,N)
14 CONTINUE
C ПОЛУЧЕНИЕ СПЕКТРА НА ВЫХОДЕ С *
DC 25 I=1,N
Y(I)=X2(I)*H(I)
IF(JS.EQ.1)Y(I)=X1(I)*H(I)
YR(I)=REAL(Y(I))
YI(I)=AIMAG(Y(I))
Y(I)=CMPLX(YR(I),-YI(I))
25 CONTINUE
C ПОЛУЧЕНИЕ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА
CALL FFT(Y,M,N)
DC 5 I=1,N
Y(I)=Y(I)/N
C ПОЛУЧЕНИЕ МОДУЛЯ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА
YR(I)=REAL(Y(I))
YI(I)=AIMAG(Y(I))
5 YMOD(I)=SQRT(YR(I)*YR(I)+YI(I)*YI(I))
47 FORMAT(1H0,4BX,'МОДУЛЬ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА'//6(3X,E11.4))
IF(JS.EQ.1)GO TO 188
NA1=NA(JS-1)
KON1=KON(JS-1)
188 PRINT47,(YMOD(J),J=NA1,KON1)
831 CONTINUE
1955 CONTINUE
STOP
END
SUBROUTINE FFT(A,M,N)
DIMENSION A(N)
COMPLEX A,U,W,T
N=2**M
NV2=N/2
NM1=N-1
J=1
DO7 I=1,NM1
IF(I,GE,J)GOTO5
T=A(J)
A(J)=A(I)
A(I)=T
5 K=NV2
6 IF(K,GE,J)GOTO7
J=J-K
K=K/2
GOTO6
7 J=J+K
PI=3.14159265
DO20 L=1,M
LE=2**L
LE1=LE/2

```

Окончание п р и л .

```

U=(1,0)
X=CMPLX(COS(P/L),-SIN(P/L))
DO20 J=1,LE1
DO10 I=J,N,LE
IP=I+LE1
T=A(IP)*U
A(IP)=A(I)-T
10 A(I)=A(I)+T
20 U=U*X
RETURN
END
SUBROUTINE SERV(NWAR,NS,M,N,DLTF,SH,NA,KON)
DIMENSION SM(2),NA(2),KON(2)
801 FORMAT(1X,120(1H*))
811 FORMAT(1H,120(1H*))
802 FORMAT(1H0,9X,'К у А И',9X,'К Д Ф Е Д Р А',9X,'Р А Ч 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,28X,'Р А Д И О Т Е Х Н И Ч Е С К И Е',6X,'С И С Т Е М Ь',
,'')
804 FORMAT(1H0,9X,'ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА: С О Г Л А С О В А Н Н А Я',
,' Ф И Л Ь Т Р А Ц И Я Л Ч М С И Г Н А Л О В')
PRINT 801
PRINT 801
PRINT 802
PRINT 811
PRINT 803
PRINT 804
PRINT 811
PRINT 91
91 FORMAT(1H0,52X,'ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ:!!')
PRINT 1:NWAR,NS,M,N,DLTF,SH,NA,KON
1 FORMAT(7X,'ВАРИАНТ (NWAR)',47(1H,1),12/7X,'ЭФЕКТИВНОСТЬ ЛЧМ-УМГУ/БС
СА (NS)',31(1H,1),14/7X,'СТЕПЕНЬ АЛГОРИТМА ВФ (M)',36(1H,1),12/7X,
,'РАЗМЕРНОСТЬ АЛГОРИТМА ВФ (N)',32(1H,1),14/7X,'ДЕВИАЦИЯ ЧАСТОТЫ (D
DLTF)',38(1H,1),16.4/7X,'ДОПЛЕРОВСКИЙ ЧАСТОТНЫЙ СДВИГ (ДВА ЗНАЧЕНИЯ)
(SM)',13(1H,1),2(10.8,1X)/7X,'НАЧАЛЬНЫЙ ОТЧЕТ ПРИ СДВИГЕ (ДВА ЗН
НАЧЕНИЯ) (NA)',14(1H,1),2(14,2X)/7X,'КОНЕЧНЫЙ ОТЧЕТ ПРИ СДВИГЕ (ДВА
А ЗНАЧЕНИЯ) (KON)',14(1H,1),2(14,2X)
PRINT 811
PRINT 900
900 FORMAT(1H0,50X,'РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА:!!')
RETURN
END

```

```

/*
//CO.SYSIN DD *
01
13
0836 11 0.29
0.000415 0.0006
0001 0001 0064 0064
/*
//

```

Содержание

Цель и содержание работы	3
Расчет параметров.....	4
Подготовка и ввод исходных данных.....	6
Содержание отчета.....	8
Теоретические основы работы.....	9
Краткие сведения о радиолокационных сигналах.....	9
Краткие сведения о ЛЧМ-сигналах.....	16
Цифровая согласованная фильтрация ЛЧМ-сигналов.....	20
Структурная схема приемника с цифровым согласованным фильтром.....	21
Описание модели и ее программы.....	26
Модель цифровой части приемника.....	26
Программа моделирования оптимальной фильтрации ЛЧМ-сигнала.....	29
Подпрограммы вычисления БПФ.....	31
Вопросы для самоконтроля.....	35
Библиографический список.....	36
Приложение.....	37