



Томский государственный
университет систем управления и
радиоэлектроники

Е.В.Масалов

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ ЧАСТЬ 1

Учебное пособие для студентов специальности 160905 –
«Техническая эксплуатация транспортного
радиооборудования»



ТОМСК 2012

Министерство образования и науки Российской Федерации

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

Е.В.Масалов

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ ЧАСТЬ 1

Учебное пособие для студентов специальности 160905 –
«Техническая эксплуатация транспортного
радиооборудования»

2012

Рецензент: заведующий кафедрой «Конструирования и производства радиоаппаратуры», д.т.н. Татаринов В.Н.

Технический редактор: доцент кафедры КИПР ТУСУР, к.т.н. Озёркин Д.В.

Масалов Е.В.

Радиолокационные системы. Часть 1. Учебное пособие для студентов специальности 160905 – «Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования».

Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012. – 131 с.

В данном пособии рассмотрены принципы и физический смысл основных методов обработки радиолокационных сигналов. Анализируются основные соотношения, позволяющие выбрать конкретный метод обработки для заданного сигнала. Приводятся сведения о практической реализации методов обработки.

© Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012

© Масалов Е.В., 2012

СОДЕРЖАНИЕ

1	ПОНЯТИЕ О СИСТЕМЕ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ.....	6
1.1	Введение.....	6
1.2	Понятие о системе обработки радиолокационной информации.....	7
1.3	Классификация систем обработки.....	10
1.4	Пространственно-временное описание принимаемого радиолокационного сигнала [23]	11
2	ОТНОШЕНИЕ ПРАВДОПОДОБИЯ И КОРРЕЛЯЦИОННАЯ ОБРАБОТКА КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ	16
2.1	Отношение правдоподобия и простейший корреляционный обнаружитель для сигнала с полностью известными параметрами.....	16
2.2	Простейшие корреляционные обнаружители для когерентных сигналов с нефиксируемыми случайными параметрами.....	19
3	ФИЛЬТРОВАЯ ОБРАБОТКА [22]	23
3.1	Принципы фильтровой обработки когерентных сигналов. Импульсная характеристика оптимального фильтра	23
3.2	Частотная характеристика, отношение сигнал/помеха и форма вершины импульса на выходе оптимального фильтра..	28
3.3	Пример оптимальной фильтрации колокольных радиоимпульсов без внутриимпульсной модуляции фазы колебаний	34
3.4	Гребенчатые фильтры подавления	40
3.5	Гребенчатые фильтры накопления.....	45
3.6	Пример оптимальной фильтрации прямоугольных радиоимпульсов без внутриимпульсной модуляции фазы колебаний	48
3.7	Широкополосные радиоимпульсы и понятие об эффекте сжатия	53

3.8	Сжатие простейшего фазоманипулированного радиоимпульса	58
3.9	Сжатие частотно-манипулированных и частотно-модулированных радиоимпульсов	61
4	ЧЕРЕСПЕРИОДНАЯ КОМПЕНСАЦИЯ СИГНАЛОВ.....	70
4.1	Классификация систем ЧПК	70
4.2	Принципы череспериодной компенсации на видеочастоте	71
4.3	Принцип действия аналоговой ЧПК	75
5	ФИЛЬТРЫ СЖАТИЯ ДЛЯ СИГНАЛОВ С ВНУТРИИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ.....	82
5.1	Общая характеристика.....	82
5.2	Назначение фильтров сжатия.....	83
5.3	Классификация фильтров сжатия	85
5.3.1	Классификация огибающей радиолокационного импульса [1]	85
5.3.2	Классификация типов модуляции, используемой в сигнале [1]	85
5.3.3	Классификация законов изменения частоты заполнения импульса [1]	87
5.4	Принципы сжатия импульса	87
5.4.1	Характеристика радиолокационной станции и форма сигнала.....	87
5.4.2	Общее рассмотрение методов сжатия импульсов	89
5.4.3	Выбор формы радиолокационного сигнала	91
5.4.4	Формирование ЛЧМ-сигнала. Система с использованием ЛЧМ-сигнала.....	95
5.4.5	Функция неопределённости зондирующего сигнала (ФНЗС).....	101
5.4.6	Весовая обработка ЛЧМ-сигналов во временной и частотной областях	104
5.4.7	Оптимальная обработка ЛЧМ-сигнала	108
5.5	Общие требования к фильтрам сжатия импульсов [1, 3, 14, 15].....	111
5.5.1	Длительность исходного импульса	111
5.5.2	Диапазон уровня боковых лепестков	112
5.5.3	Динамический диапазон.....	112
5.5.4	Внутренние потери.....	113
5.5.5	Доплеровский эффект	113
5.6	Комплексные схемы фильтров сжатия	113

6	ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ ДЛЯ СЖАТИЯ ИМПУЛЬСОВ.....	118
6.1	Акустические дисперсионные линии задержки с полосой B , заключающейся между 100 кГц и 1 МГц	120
6.1.1	Распространение волн в твёрдых телах	120
6.1.2	Ленточная линия с волной растяжения.....	122
6.1.3	Проволочные линии с волной растяжения	128
	СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ	131

1 ПОНЯТИЕ О СИСТЕМЕ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ

1.1 Введение

Получение информации о различных объектах и природных средах радиолокационным способом является одним из основных методов дистанционного зондирования и средств получения информации различными службами управления воздушным движением (УВД).

Для получения информации о координатах и характеристиках радиолокационных объектов, принятые сигналы в радиолокационных станциях (РЛС) подвергаются различного рода обработке, т.е. выделению полезной информации из сигнала, отраженного от радиолокационного объекта на фоне различного рода помех.

Рассмотрению вопросов связанных с обработкой сигналов посвящена первая часть данного учебного пособия. При этом, на основе фундаментальных работ в области построения радиолокационных систем, рассматриваются классические подходы к обработке сигналов: корреляционная и фильтровая обработки.

При анализе процессов с учетом их статистических характеристик (см. например, главу 2 и др.) предполагается, что случайные изменения подчинены корреляционному закону распределения. При этом полагается, что соседние отсчеты, взятые по Котельникову, не коррелированы, и дисперсия произвольной дискретности может быть найдена как произведение спектральной плотности помехи на полосу f_{\max} . Поскольку некоррелированность в случае нормального закона распределения означает статистическую независимость, то становится возможным определение многомерной плотности распределения реализации сигнала как произведения одномерных плотностей отсчетов сигнала в этой реализации, взятых в соответствии с теоремой Котельникова.

В части касающейся конкретных приложений рассмотрены вопросы построения режекторных гребенчатых фильтров и систем череспериодной компенсации (ЧПК) сигналов.

Значительное внимание в данной части пособия уделяется вопросам теории и практики формирования сложных сигналов, анализу элементов конструкций и вопросам настройки фильтров сжатия. В целом данное учебное пособие предназначено для студентов специальностей 160905 – «Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования» и 210201 – «Проектирование и технология радиоэлектронных средств».

1.2 Понятие о системе обработки радиолокационной информации

В настоящее время широкое применение находят автоматизированные системы управления (АСУ) и наблюдения за воздушной (космической) обстановкой для решения задач противовоздушной (противокосмической) обороны, а также для решения целого ряда научно-технических и народнохозяйственных задач (исследование космоса, управление воздушным движением и т.д.). Важнейшей составной частью таких АСУ является радиолокационная система сбора и обработки информации об объектах (целях), подлежащих разведке.

В радиолокационную систему входят (рисунок 1.1):

- измерительный радиолокационный комплекс, включающий одну или несколько РЛС;
- комплекс вычислительных средств (система) обработки радиолокационной информации;
- комплекс средств передачи информации между элементами радиолокационной системы и к потребителям;
- средства управления, предназначенные для обеспечения согласованной работы всех элементов.



Рисунок 1.1 – Состав радиолокационной системы

Круг задач, решаемых радиолокационной системой, варианты построения и требования к составляющим ее комплексам определяются назначением и принципами функционирования АСУ, в которой радиолокационная система является основным источником информации. Нас в дальнейшем будет интересовать только та часть радиолокационной системы, в которой производится обработка информации.

Как элемент радиолокационной системы, системы обработки радиолокационной информации непосредственно связана с источниками радиолокационных сигналов и должна обеспечивать решение следующих задач:

- «отсеивание» помех и выделение полезных сигналов, несущих информацию об интересующих систему управления целях;
- определение параметров отраженных сигналов;

- «увязывание» отраженных сигналов в траектории и определение параметров этих траекторий;
- селекция траекторий целей по признаку их важности для системы;
- формирование обобщенной воздушной (космической) обстановки в зоне ответственности (в зоне действия) системы управления.

Уже из предварительного знакомства с задачами, решаемыми в системе обработки радиолокационной информации, усматривается многообразие выполняемых системой функций, связанных с поэтапной переработкой больших потоков информации. Каждый этап обработки сводится, к выполнению определенного набора операций над входными сигналами и может осуществляться в отдельных устройствах той или иной сложности. Система обработки может быть, таким образом, представлена как совокупность элементарных подсистем, между которыми имеются сложные взаимосвязи. Такие системы получили название сложных кибернетических систем.

Сложность системы обработки делает, как правило, невозможным формализацию и анализ ее работы в целом. Поэтому предварительно систему приходится разбивать на элементы и изучать первоначально их функционирование. В общем случае разбиение сложной системы на элементы может быть выполнено неоднозначно и во многом определяется конкретным назначением системы. Однако целесообразно производить разбиение так, чтобы элементы имели четко выраженное функциональное назначение, и наряду с этим было возможно производить их описание с достаточно общих математических позиций.

В связи с таким подходом процесс обработки радиолокационной информации можно разделить на следующие функционально законченные операции.

1. Обнаружение полезных (отраженных от целей) сигналов и формирование радиолокационных отметок. Задача обнаружения сигналов состоит в вынесении однозначного решения: либо сигнал есть ($S > 0$), либо сигнала нет ($S = 0$). Оптимальность решения задачи обнаружения сигналов понимается, как правило, в смысле обеспечения минимального числа ошибочных решений.

2. Определение (оценка) координат радиолокационных отметок, полученных в результате однократного взаимодействия источника (цели) и получателя (РЛС) информации в канале связи «цель-РЛС». В процессе этой операции производится статистическая оценка дальности до цели (например, по задержке отраженного сигнала относительно момента послышки зондирующего сигнала), статистическая оценка радиальной скорости цели по доплеровскому сдвигу частоты отраженного сигнала относительно частоты зондирующего сигнала (для РЛС с разрешением по радиальной скорости), а также статистическая оценка угловых координат цели, закодированных в параметрах модуляции отраженного сигнала. Оптимальность решения задачи оценки параметров понимается в смысле максимального приближения оценки к ис-

тинному значению оцениваемого параметра (в смысле минимизации ошибок оценки).

Операции 1 и 2 выполняются на основе сигналов, полученных в каждом периоде (цикле) обзора РЛС. Совокупность этих операций составляет содержание первого этапа обработки, называемого **первичной обработкой радиолокационной информации**.

3. Обнаружение траектории цели по совокупности радиолокационных отметок, полученных в ряде последовательных периодов (циклов) обзора РЛС. В процессе выполнения этой операции необходимо установить принадлежность нескольких отметок из различных периодов обзора к одной цели, принять по ним однозначное решение о наличии или отсутствии цели, а также вычислить начальные значения параметров траектории обнаруженной цели.

4. Слежение за траекторией цели (сопровождение траектории цели). В процессе слежения за траекторией необходимо в каждом обзоре отобразить новые отметки для продолжения траектории и уточнить параметры траекторий с учетом координат новых отметок.

5. Траекторные расчеты по каждой (или части) из находящихся на сопровождении целей в интересах потребителей радиолокационной информации. Сюда относятся точное сглаживание и прогнозирование (экстраполяция) параметров траекторий на рубежи принятия окончательных решений, определение районов старта и падения баллистических целей и др.

Операции 3, 4 и 5 выполняются пообзорно на основе радиолокационных отметок, полученных в процессе первичной обработки информации, в общем случае нескольких РЛС. Совокупность этих операций составляет содержание второго этапа обработки и называется **вторичной обработкой радиолокационной информации**.

6. Третьим этапом обработки является объединение информации нескольких источников (отдельных РЛС или групп РЛС, имеющих общую систему вторичной обработки) по целям, находящимся в области перекрытия их зон обзора. В процессе объединения информации решаются задачи отождествления (идентификации) траекторий, полученных от нескольких источников по одной и той же цели, и вычисления параметров объединенных траекторий.

Последовательность выполнения перечисленных операций обработки радиолокационной информации показана на рисунке 1.2. Операции первичной обработки обычно выполняются на каждой РЛС. Вторичная обработка радиолокационной информации может производиться совместно для комплекса РЛС (узла). Объединение информации обычно производится на командных пунктах (пунктах сбора информации) с целью получения обобщенной радиолокационной обстановки в зоне ответственности радиолокационной системы.

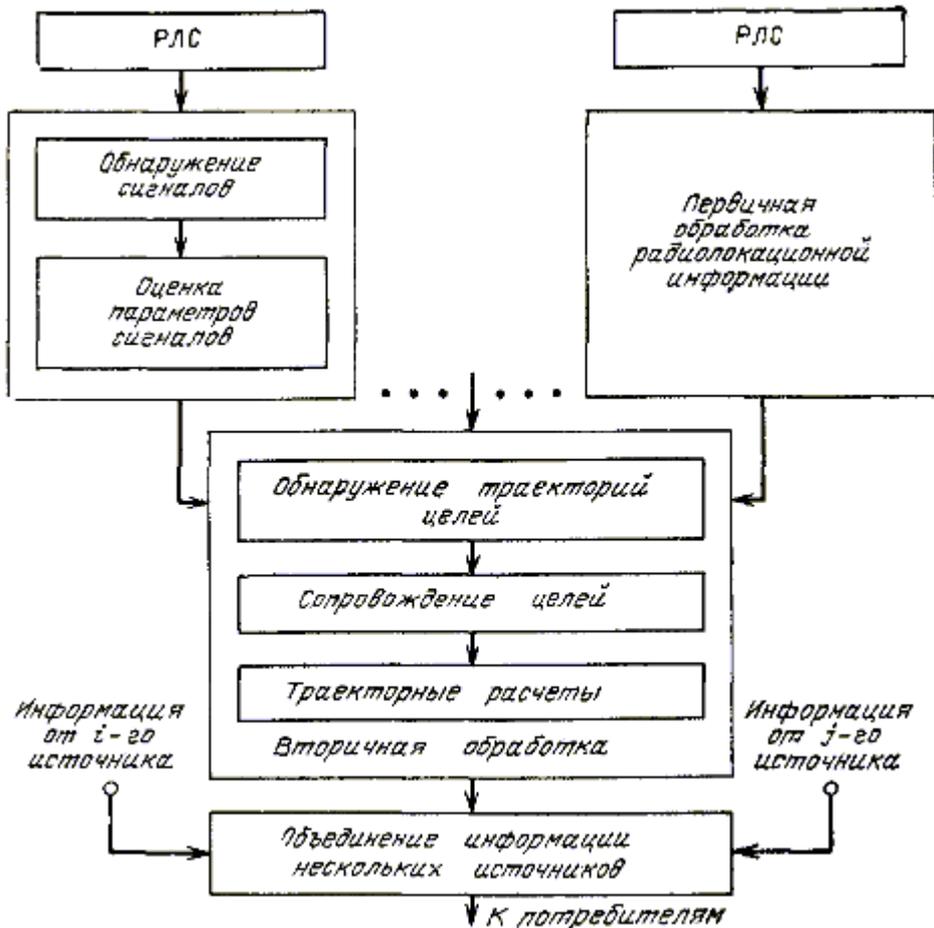


Рисунок 1.2 – Последовательность выполнения операций обработки радиолокационной информации

1.3 Классификация систем обработки

Обработка сигналов на высокой и промежуточной частоте относится к додетекторной фильтрации. Додетекторная фильтрация сигналов требует наличия когерентности сигналов, поэтому и схемы для ее выполнения часто называют схемами когерентной фильтрации сигналов.

В свою очередь додетекторную обработку можно разделить на **антенную** (пространственную) обработку и **внутриприемную** (временную) обработку.

Обработку на высокой и промежуточной частоте можно разделить на **аналоговую** (выполняется на высокой и промежуточной частоте) и на **цифровую** (выполняется на промежуточной частоте). Аналоговая и цифровая обработка могут производиться как в частотной области (с помощью преобразования Фурье), так и во временной области (с помощью интеграла свертки и элементов задержки сигналов) [22].

На высокой частоте можно производить следующие обработки: *пространственно-временную*, *фильтровую* (с помощью согласованных фильтров, фильтров сжатия: фазоманипулированных, частотно-

манипулированных, частотно-модулированных радиоимпульсов), *корреляционную обработку*.

На промежуточной частоте можно производить *пространственно-временную, корреляционно-фильтровую обработку и череспериодную компенсацию*.

Также различают обработку:

- по виду сигнала: *непрерывный, импульсный* (одиночный и пачка радиоимпульсов), *длинноимпульсный*;
- по форме сигнала: *прямоугольный радиоимпульс, колокольный радиоимпульс*;
- по виду модуляции: *с внутриимпульсной модуляцией* (фазовая, частотная), *без внутриимпульсной модуляции*.

1.4 Пространственно-временное описание принимаемого радиолокационного сигнала [23]

Теория оптимального радиолокационного приема исходит из предположения, что сигнал и шум поступают на вход приемника с выхода антенны и являются функциями единственной переменной – времени. При этом высокочастотный сигнал описывается всего четырьмя постоянными или изменяющимися параметрами: амплитудой, частотой, начальной фазой и началом отсчета времени.

На самом деле радиолокационный сигнал, приходящий от цели в пункт приема, является электромагнитной волной (полем), т.е. функцией, как времени, так и координат пространства. Электромагнитная волна дополнительно к приведенным характеризуется еще четырьмя параметрами: двумя угловыми координатами, определяющими направление ее прихода, и двумя параметрами, описывающими поляризационную структуру волн, т.е. полностью она описывается восьмью параметрами.

Антенна преобразует электромагнитное поле как пространственно-временной процесс в электрические высокочастотные сигналы, являющиеся чисто временными функциями. При этом преобразовании число параметров-носителей информации уменьшается вдвое – с восьми до четырех, что может привести к потере информации о цели.

Потенциальные возможности измерений параметров цели, закодированных в принимаемой электромагнитной волне, независимо от способа преобразования волны в высокочастотные сигналы можно определить только на основе пространственно-временного описания радиолокационного сигнала как волны на входе приемного устройства, включающего в себя весь приемный тракт – от антенны до конечных устройств включительно. Обычная, временная теория приема описывает только частные задачи радиолокации, например измерение дальности и радиальной скорости.

Учитывая, что поляризация (векторная) структура волны практически не влияет на определение координат цели и их производных, при изучении пространственно-временной теории радиолокационного приема ограничимся скалярным представлением волны, считая, что приемное устройство настроено на волну нужной поляризации.

Принимаемая волна как пространственно-временная функция полностью описывается двумя характеристиками радиолокационной системы: временной и пространственной. Временной (сигнальной) характеристикой системы являются комплексная огибающая радиосигнала $S(t)$ или ее комплексный спектр $S(f)$, взаимно связанные преобразованиями Фурье:

$$S(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) e^{j2\pi ft} df, \quad S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) e^{-j2\pi ft} dt. \quad (1.1)$$

Пространственную (апертурную) характеристику системы представляет либо комплексная диаграмма направленности двумерной антенны $G(u_x, u_y)$, где u_x и u_y – направляющие косинусы углов, отсчитываемых относительно осей X и Y раскрыва антенны соответственно, либо комплексная функция раскрыва:

$$G(X, Y) = G(v_x, v_y),$$

где $v_x = \frac{X}{\lambda}$ и $v_y = \frac{Y}{\lambda}$ – относительные координаты раскрыва антенны; λ – длина волны.

Функция раскрыва или апертурная функция $G(X, Y)$ (апертура – раскрыв антенны) характеризует взаимодействие между падающей волной и раскрывом в каждой его точке. Она максимальна в центре: $|G(0, 0)| = 1$ и обычно спадает до нуля к краям раскрыва. У передающей антенны она описывает распределение напряженности поля по раскрыву при излучении – по нормали к нему.

Диаграмма направленности и функция раскрыва также взаимно связаны двумерными или одномерными преобразованиями Фурье, где индекс « X » или « Y » выбирается при описании функции раскрыва вдоль оси X или Y ¹:

$$G(u_x, u_y) = \iint_{-\infty}^{\infty} G(v_x, v_y) e^{j2\pi v_x u_x + v_y u_y} dv_x dv_y, \quad (1.2)$$

$$G(v_x, v_y) = \iint_{-\infty}^{\infty} G(u_x, u_y) e^{-j2\pi v_x u_x + v_y u_y} du_x du_y, \quad (1.2a)$$

$$G(u_{x,y}) = \int_{-\infty}^{\infty} G(v_{x,y}) e^{j2\pi v_{x,y} u_{x,y}} dv_{x,y}, \quad (1.3)$$

¹ Функция $G(v_{x,y})$ отлична от нуля только в пределах раскрыва, и расширение пределов интегрирования до бесконечности не изменяет величины интеграла. Функция $G(u_{x,y})$ простирается в бесконечных пределах, хотя действительным углам соответствует $-1 \leq u_{x,y} \leq 1$; остальная часть ее, относящаяся к мнимым углам, характеризует реактивную (колебательную) составляющую поля в антенне.

$$G_{\nu_{x,y}} = \int_{-\infty}^{\infty} G_{u_{x,y}} e^{-j2\pi\nu_{x,y}u_{x,y}} du_{x,y}. \quad (1.3a)$$

Как частота f характеризует скорость изменения текущей фазы сигнала $\varphi(t) = 2\pi ft$ во времени t , так величины ν_x и ν_y определяют скорость изменения фазы волны $\varphi(u_{x,y}) = 2\pi\nu_{x,y}u_{x,y}$ по угловым координатам u_x или u_y . Поэтому ν_x или ν_y называют угловыми пространственными частотами, а функцию раскрыва – угловым пространственным спектром (спектром диаграммы направленности), двумерным $G(\nu_x, \nu_y)$ или одномерным $G(\nu_x, \nu_y)$ для плоского и линейного раскрыва соответственно.

Между временными и пространственными характеристиками системы существует определенная аналогия. В частности, при соответствующем выборе уровней отсчета ширина пика огибающей сигнала обратно пропорциональна ширине его спектра:

$$\Delta t = \frac{1}{\Delta f}. \quad (1.4)$$

Ширина диаграммы направленности синфазной антенны (по направляющим косинуса) также обратно пропорциональна ширине пространственного спектра:

$$\Delta u_{x,y} = \frac{1}{\Delta \nu_{x,y}} = \frac{\lambda}{d_{x,y}}, \quad (1.5)$$

где $\Delta \nu_{x,y} = \frac{d_{x,y}}{\lambda}$; $d_{x,y}$ – линейный раскрыв антенны по координате X или Y .

Однако ширина диаграммы направленности по самим углам зависит от угла γ между направлением максимума диаграммы направленности и нормалью к раскрыву:

$$\theta_{x,y} = \frac{\Delta u_{x,y}}{\cos \gamma} = \frac{\lambda}{d_{x,y} \cos \gamma}.$$

В дальнейшем будем считать, что функции $|S(t)|$ и $|G(u_x, u_y)|$ симметричны относительно своих максимумов, а спектры $|S(f)|$ и $|G(\nu_x, \nu_y)|$ – относительно нулевых частот, т.е. относительно несущей и центра апертуры соответственно.

Для пространственно-временного описания принимаемого сигнала рассмотрим огибающую напряженности поля $S_E(t) \equiv S(t)$ волны, падающей на раскрыв с характеристикой $G(X, Y)$ или $G(\nu_x, \nu_y)$. Пусть в момент времени $t = 0$, когда удаленная цель излучает (отражает) максимум сигнала $S_E(t)$, расстояние от цели до центра раскрыва равно R , а до произвольной точки $R - \Delta R$ (рисунок 1.3). Разность хода волны ΔR в общем случае равна проекции радиус-вектора $r = ix + jy + kz$ произвольной точки x, y, z на направление прихода волны, характеризуемое единичным вектором $u = iu_x + ju_y + ku_z$:

$$\Delta R = r' \cos(r, u) = ru = xu_x + yu_y + zu_z,$$

где $ru = xu_x + yu_y + zu_z$ – скалярное произведение векторов; u_x, u_y, u_z – направляющие косинусы относительно соответствующих осей; r' – модуль вектора r .

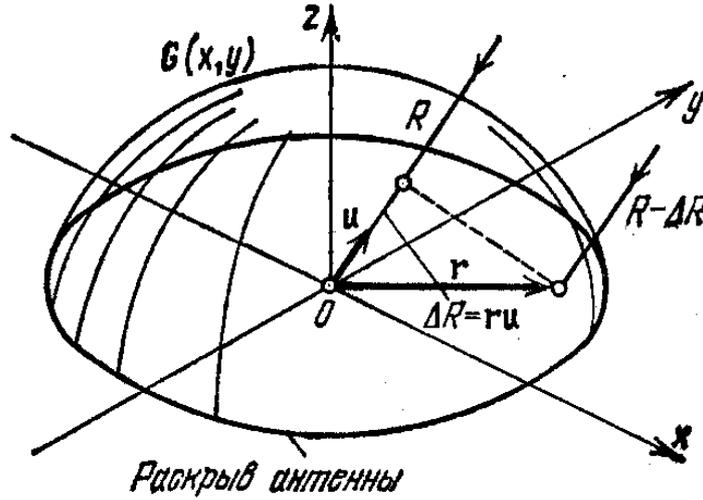


Рисунок 1.3 – Разность хода лучей при падении волны на раскрыв антенны

В плоскости раскрыва $z = 0$ и поэтому $\Delta R = xu_x + yu_y$.

Если цель движется с постоянными скоростями (радиальной R и угловыми u_x и u_y), то при $t \geq 0$ расстояние от цели до точки x, y раскрыва антенны:

$$R(x, y, t) = R + Rt - xu_x - yu_y - xu_x t - yu_y t \quad (1.6)$$

становится функцией времени и координат раскрыва, а также измеряемых параметров – координат цели и их производных. Следовательно, волна, падающая в произвольную точку x, y раскрыва в произвольный момент t , описывается функцией:

$$S_E(x, y, t) = \left[t - \frac{R(x, y, t)}{c} \right] \exp \left[-\frac{j2\pi f_0 R(x, y, t)}{c} \right],$$

где c – скорость света; f_0 – частота несущей.

На раскрыв воздействует составляющая поля, пропорциональная направляющему косинусу $u_z = \sqrt{1 - u_x^2 - u_y^2}$, отсчитываемому относительно нормали к раскрыву². Учитывая, что степень взаимодействия между полем и антенной по раскрыву определяется функцией $G(X, Y)$, находим комплексную огибающую напряженности поля сигнала, принимаемого точкой x, y антенны в момент времени t :

$$S_E(x, y, t) = \sqrt{1 - u_x^2 - u_y^2} \cdot G(X, Y) \cdot S_E \left[t - \frac{R(x, y, t)}{c} \right] \cdot \exp \left[\frac{-j2\pi f_0 R(x, y, t)}{c} \right]. \quad (1.7)$$

² Для простоты полагаем, что антенна нечувствительна к поляризации волны. В противном случае нужно отдельно учитывать влияние направления прихода на электрическую и магнитную составляющие, что в конечном итоге дает такой же результат.

Кроме того, необходимо учесть пространственно-временные характеристики аддитивных шумов как внешних, так и внутренних. Однако в общем случае это сделать сложно. Поэтому рассмотрим характерный для антенных решеток частный случай, когда уровень внутренних шумов выше, чем внешних, а сами внутренние шумы по раскрыву антенны распределены равномерно, независимы, широкополосны и гауссовы. Спектральная плотность суммарных шумов по всему раскрыву антенны равна N_0 , а удельная плотность равна отношению N_0 к общей площади антенны. Иными словами, входные шумы $N_E(x, y, t)$ равномерно распределены по обычным (временным) и пространственным частотам.

Указанное предположение позволяет применить для пространственно-временных функций хорошо разработанную теорию согласованной оптимальной фильтрации: установить потенциальные возможности системы в отношении точности измерений и разрешающей способности по всей совокупности измеряемых параметров через многомерную пространственно-временную функцию корреляции и определить структуру оптимального приемника как пространственно-временного фильтра или коррелятора.

2 ОТНОШЕНИЕ ПРАВДОПОДОБИЯ И КОРРЕЛЯЦИОННАЯ ОБРАБОТКА КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ /22/

2.1 Отношение правдоподобия и простейший корреляционный обнаружитель для сигнала с полностью известными параметрами

Наиболее простой пример вычисления отношения правдоподобия относится к случаю, когда ожидаемый сигнал $x(t, \alpha)$ не имеет неизвестных параметров. Тогда при условии наличия сигнала и помехи принимаемое колебание $y(t)$ отличается от случайного колебания шума на известную функцию $x(t, \alpha)$:

$$y(t) = n(t) + x(t, \alpha).$$

Дискретные значения y_k , соответствующие этому колебанию, удовлетворяют равенствам:

$$y_k = n_k + x_k,$$

где x_k – известные величины (дискретные значения сигнала); $k = 1, 2, \dots$

Это значит, что наличие сигнала приводит к смещению распределения величин y_k по сравнению со случаем, когда действует одна помеха и $y_k = x_k$. Можно записать, что:

$$p_{СП}(y_1, y_2, \dots) = p_{П}(y_1 - x_1, y_2 - x_2, \dots), \quad (2.1)$$

где $p_{СП}$ – плотность распределения сигнала с помехой; $p_{П}$ – плотность распределения помехи.

Таким образом, отношение правдоподобия для сигнала с полностью известными параметрами может быть представлено в виде:

$$l \frac{Y}{\alpha} = \frac{p_{П}(y_1 - x_1, y_2 - x_2, \dots)}{p_{П}(y_1, y_2, \dots)}. \quad (2.2)$$

Для случая нормального распределения помехи и дискретизации по Котельникову отношение правдоподобия имеет вид:

$$l \frac{Y}{\alpha} = \frac{e^{-\frac{y_1 - x_1}{N_0} \Delta t} e^{-\frac{y_2 - x_2}{N_0} \Delta t}}{e^{-\frac{y_1}{N_0} \Delta t} e^{-\frac{y_2}{N_0} \Delta t}} \dots$$

или

$$l \frac{Y}{\alpha} = e^{-\frac{1}{N_0} \sum_k x_k^2 \Delta t} e^{\frac{2}{N_0} \sum_k x_k y_k \Delta t}. \quad (2.3)$$

Выражение (2.3) определяет искомое отношение правдоподобия для сигнала с полностью известными параметрами и помехи в виде квазиглобального шума. Оно допускает простой предельный переход к случаю белого шума, когда $f_{\max} \rightarrow \infty$, а $\Delta t \rightarrow 0$. При этом сумма в показателе степени первого множителя перейдет в интеграл, численно равный энергии ожидаемого сигнала:

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \sum_k x_k^2 \Delta t = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 t, \alpha dt = \mathcal{E}(\alpha). \quad (2.4)$$

Сумма же в показателе степени второго сомножителя перейдет в интеграл:

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \sum_k x_k y_k \Delta t = \int_{-\infty}^{\infty} x t, \alpha y t dt, \quad (2.5)$$

который будем называть далее *корреляционным*.

Окончательно отношение правдоподобия может быть представлено в виде:

$$l\left(\frac{y t}{\alpha}\right) = e^{-\frac{\mathcal{E} \alpha}{N_0}} e^{\frac{z \alpha}{N_0}}, \quad (2.6)$$

где N_0 – спектральная плотность шума; $\mathcal{E}(\alpha)$ – энергия ожидаемого сигнала; $z(\alpha)$ – корреляционный интеграл.

Таким образом, *отношение правдоподобия является монотонной функцией корреляционного интеграла*, который с целью принятия оптимального решения может быть рассчитан по принятой реализации $y(t)$ для любого фиксированного параметра α , например для заданной дальности. Сравнение отношения правдоподобия с порогом l_0 эквивалентно сравнению корреляционного интеграла с соответствующим порогом z_0 :

$$z_0 = z_0 \alpha = \frac{N_0}{2} \ln l_0 \alpha + \frac{1}{2} \mathcal{E} \alpha,$$

т.е. *оптимальный обнаружитель должен вычислять корреляционный интеграл и сравнивать его с порогом*.

Структурная схема простейшего по принципу действия обнаружителя сигнала с полностью известными параметрами представлена на рисунке 2.1. Она состоит из умножителя, интегратора и порогового устройства (ограничителя по минимуму). На умножитель подается опорное колебание $x(t, \alpha)$, соответствующее ожидаемому сигналу, и принятый сигнал $y(t)$. Непосредственное интегрирование произведения $x(t, \alpha) \cdot y(t)$ дает корреляционный интеграл. Такой обнаружитель называется *корреляционным*. Величина корреляционного интеграла сравнивается с порогом z_0 порогового устройства. Уровень порога подбирается так, чтобы вероятность F ложного превышения порога была не больше допустимой. Опорное колебание $x(t, \alpha)$ может вырабатываться специальным гетеродином в зависимости, например, от установленного времени запаздывания α , пропорционального дальности до цели. Опорный сигнал может получаться также непосредственно от передатчика радиолокатора через линию задержки на время α .

Физический смысл корреляционной обработки поясняется на рисунке 2.2, где показаны ожидаемые колебания $x(t) = x(t, \alpha)$, принимаемые колебания $y(t) = n(t)$ при отсутствии сигнала и $y(t) = n(t) + x(t)$ – при его наличии, а также

проиллюстрирован результат перемножения функций $x(t)$, $y(t)$ и интегрирование за время существования опорного сигнала (для разных реализаций $y(t)$). Считается, что помеха имеет полосу, существенно большую, чем сигнал.

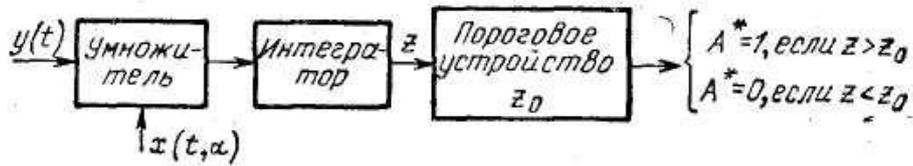


Рисунок 2.1 – Структурная схема простейшего корреляционного обнаружителя

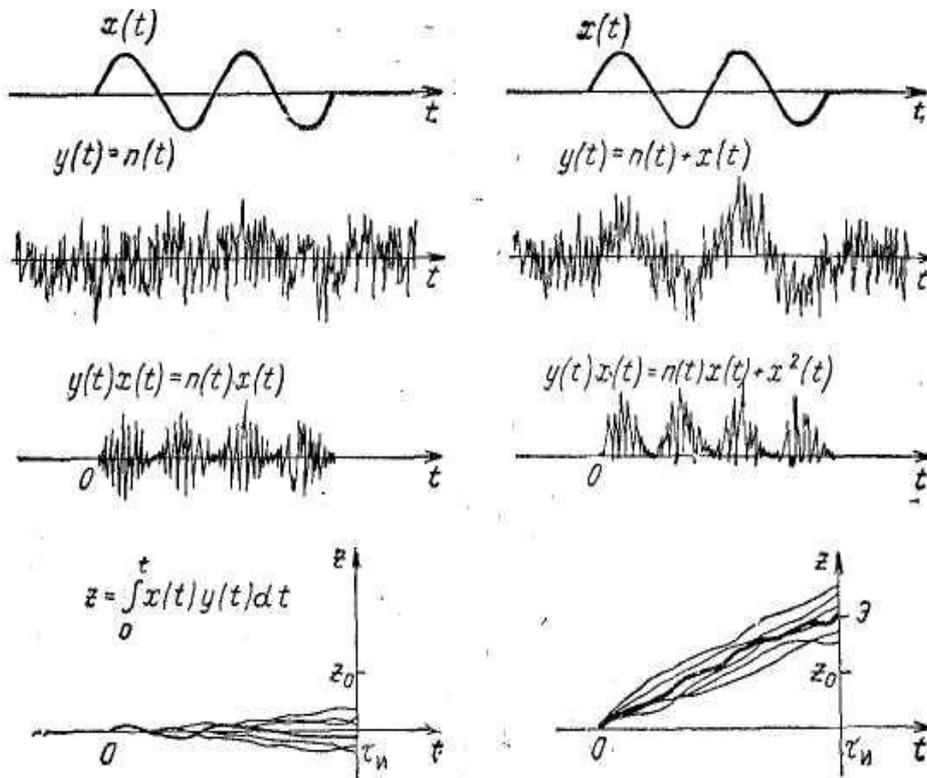


Рисунок 2.2 – Пояснение корреляционной обработки

При отсутствии сигнала произведение $x(t)y(t)$ соответствует знакопеременным колебаниям помехи, которые промодулированы опорным колебанием $x(t)$. При наличии сигнала наряду с шумовой составляющей $x(t)n(t)$ будет *сигнальная* $x^2(t)$, которая при интегрировании подчеркивается по сравнению со знакопеременной шумовой составляющей.

Распределение плотности вероятности $p_{\Pi}(z)$ величины z , соответствующее отсутствию сигнала (рисунок 2.3), при его наличии сдвигается на

$\int_{-\infty}^{\infty} x^2 t dt = \mathcal{E}$. За счет этого сдвига при достаточной энергии сигнала можно

получить требуемую условную вероятность правильного обнаружения D для допустимого значения условной вероятности ложной тревоги F , определяе-

мой установленным уровнем порога z_0 . Поскольку практически приходится вести обнаружение сигналов со случайными неизвестными параметрами (начальной фазой, амплитудой и т.п.), полученные результаты должны быть обобщены и распространены на этот случай.

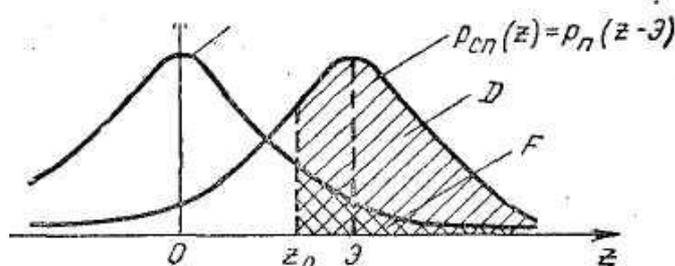


Рисунок 2.3 – Кривые распределения плотностей вероятности величины корреляционного интеграла z при отсутствии сигнала $p_n(z)$ и при его наличии $p_{сп}(z)$

2.2 Простейшие корреляционные обнаружители для когерентных сигналов с нефиксируемыми случайными параметрами

Когерентными называют сигналы с *закономерной фазовой структурой*, однако начальная фаза β радиолокационного сигнала обычно является *неизвестной случайной величиной*. Опуская пока для краткости записи фиксированный параметр α , считая известной амплитуду, модель такого сигнала представим в виде:

$$x(t, \beta) = X(t) \cos[\omega_0 t + \psi(t) - \beta]; \quad (2.7)$$

или

$$x(t, \beta) = x_1(t) \cos \beta + x_2(t) \sin \beta, \quad (2.8)$$

где

$$x_{1,2} = X(t) \begin{matrix} \cos \\ \sin \end{matrix} \omega_0 t + \psi(t); \quad (2.9)$$

$$x_{1,2} = X(t) \begin{matrix} \cos \\ \sin \end{matrix} \omega_0 t + \psi(t). \quad (2.10)$$

Тогда частное значение корреляционного интеграла приводится к виду:

$$z \left[\begin{matrix} y & t \\ \beta \end{matrix} \right] = z_1 \cos \beta + z_2 \sin \beta = Z \cos \beta - \theta, \quad (2.11)$$

$$Z = \sqrt{z_1^2 + z_2^2}, \quad (2.12)$$

$$z_{1,2} = \int_{-\infty}^{\infty} x_{1,2} \begin{matrix} t & y & t \\ t & t & dt \end{matrix}, \quad (2.13)$$

$$\cos \theta = \frac{z_1}{Z}, \quad \sin \theta = \frac{z_2}{Z}. \quad (2.14)$$

Что касается частного значения энергии, то для сигнала, содержащего большое число периодов колебаний, оно от β не зависит, т.е. $\mathcal{E}(\beta) = \mathcal{E}$.

Учитывая, что все случайные начальные фазы равновозможны, полагаем их распределение равномерным в пределах от 0 до 2π с плотностью вероятности $p \beta = \frac{1}{2\pi}$. Определяя математическое ожидание частного отношения правдоподобия или, вводя модифицированную функцию Бесселя первого рода нулевого порядка $I_0(u)$ и восстанавливая опущенный параметр α , имеем:

$$l \left[\begin{array}{c} y \ t \\ \alpha \end{array} \right] = e^{-\frac{\alpha}{N_0}} I_0 \left(\frac{2Z \ \alpha}{N_0} \right), \quad (2.15)$$

где $Z(\alpha)$ – модульное значение корреляционного интеграла, определяемое для принятой реализации $y(t)$ с учетом фиксированного параметра α :

$$Z \ \alpha = Z \left[\begin{array}{c} y \ t \\ \alpha \end{array} \right] = \sqrt{z_1^2 \ \alpha + z_2^2 \ \alpha}. \quad (2.16)$$

Термин *модульное значение корреляционного интеграла* может быть дополнительно пояснен, если представить в комплексной форме выражения:

$$\begin{aligned} x \ t, \alpha, \beta &= \text{Re} \left[\dot{X} \ t, \alpha \ e^{j \ \omega_0 t - \beta} \right], \\ x_{1,2} \ t, \alpha &= \begin{cases} \text{Re} \\ \text{Im} \end{cases} \left[\dot{X} \ t, \alpha \ e^{j \ \omega_0 t} \right], \\ z_{1,2} \ \alpha &= \begin{cases} \text{Re} \\ \text{Im} \end{cases} \left[\dot{Z} \ \alpha \right], \end{aligned} \quad (2.17)$$

где $\dot{X} \ t, \alpha = X \ t, \alpha \ e^{j \ \omega_0 t}$.

Тогда величина $Z(\alpha)$ оказывается равной *модулю* комплексного интеграла:

$$\dot{Z} \ \alpha = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{X} \ t, \alpha \ e^{j \ \omega_0 t} y \ t \ dt, \quad (2.18)$$

$$y \ t = \text{Re} \left[\dot{Y} \ t \ e^{j \ \omega_0 t} \right] = \frac{1}{2} \dot{Y} \ t \ e^{j \ \omega_0 t} + \frac{1}{2} \dot{Y}^* \ t \ e^{-j \ \omega_0 t}. \quad (2.19)$$

Учтем, что на практике после преселектора колебания сигнала и помехи имеют полосу частот, существенно меньшую несущей, так что функция $Y(t)$ является медленно меняющейся за период высокой (промежуточной) частоты. Пренебрегая интегралом, в котором подынтегральное выражение содержит быстро осциллирующий множитель, получим:

$$\dot{Z}(\alpha) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{X}(t, \alpha) \dot{Y}^*(t) dt. \quad (2.20)$$

Таким образом, для сигнала с неизвестной начальной фазой *отношение правдоподобия является монотонной функцией модульного значения корреляционного интеграла*:

$$Z(\alpha) = |\dot{Z}(\alpha)| = |\dot{Z}^*(\alpha)|. \quad (2.21)$$

Наряду с неизвестной начальной фазой когерентный сигнал может иметь *неизвестную амплитуду*.

Для него частное отношение правдоподобия при фиксированном множителе, характеризующем случайное изменение сигнала B , будет равно:

$$l\left[\frac{y(t)}{B}\right] = e^{-\frac{\mathcal{E}(B)}{N_0}} l_0\left(\frac{2Z(B)}{N_0}\right), \quad (2.22)$$

где $Z(B) = BZ$; $\mathcal{E}(B) = B^2\mathcal{E}$; \mathcal{E} и Z – энергия и модульное значение корреляционного интеграла, рассчитанные по ожидаемому сигналу, соответствующему $B = 1$.

При этом величину \mathcal{E} выбираем равной средней энергии:

$$\mathcal{E} = \mathcal{E}_{\text{CP}} = \int_{-\infty}^{\infty} \mathcal{E}(B) p(B) dB. \quad (2.23)$$

Задаваясь релеевским распределением амплитуд:

$$p(B) = \frac{B}{B_0^2} e^{-\frac{B^2}{2B_0^2}}, \quad (2.24)$$

и используя табличный интеграл:

$$\int_0^{\infty} x^3 e^{-vx^2} dx = \frac{1}{2v^2},$$

получим окончательно:

$$l\left[\frac{y(t)}{\alpha}\right] = \frac{N_0}{\mathcal{E}(\alpha) + N_0} e^{\frac{1}{N} \frac{Z^2(\alpha)}{\mathcal{E}(\alpha) + N_0}}. \quad (2.25)$$

Это показывает, что и для когерентного сигнала с неизвестными амплитудой и начальной фазой отношение правдоподобия *является монотонной функцией модульного значения корреляционного интеграла $Z(\alpha)$* , как и в случае, когда неизвестна только начальная фаза. Совпадение алгоритмов обнаружения позволяет использовать в обоих случаях одинаковые схемы обработки.

Перейдем к построению простейшей по принципу действия (но не по ее реализуемости) схемы корреляционной обработки для $\alpha = \text{const}$ (рисунок 2.4). В ней вычисляются корреляционные интегралы z_1 и z_2 . После операции $\sqrt{z_1^2 + z_2^2}$ производится сравнение полученной величины Z с порогом Z_0 , который выбирается из тех же соображений, что и в предыдущем случае.

В качестве опорных колебаний на умножители подаются сдвинутые по фазе на 90° колебания высокой (промежуточной) частоты $x_1(t)$ и $x_2(t)$. Поскольку такие колебания в радиотехнике называют квадратурными, то схема (рисунок 2.4) может быть названа *корреляционной схемой с двумя квадратурными каналами*. Наличие двух каналов исключает потерю полезного сигнала за счет незнания его начальной фазы. Если полезный сигнал не создает эф-

фекта в первом канале за счет сдвига по фазе на 90° относительно опорного, он обязательно даст приращение корреляционного интеграла во втором квадратурном канале.

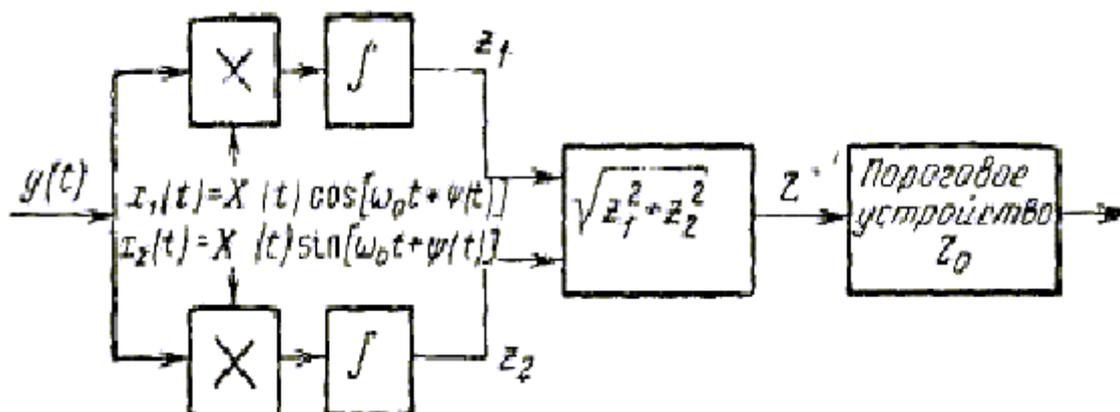


Рисунок 2.4 – Схема корреляционного обнаружителя с двумя квадратурными каналами

Поэтому при наличии двух квадратурных каналов результат обработки не зависит от случайной фазы. Примечательно, что квадратурная схема построена на основании общей теории без предварительного анализа других возможных схемных решений.

Схемы (рисунки 2.1 и 2.4) являются оптимальными лишь тогда, когда положение ожидаемого сигнала на оси времени известно. Ответ о наличии сигнала с неизвестным временем запаздывания может быть дан, если установить факт наличия или отсутствия этого сигнала для различных значений времени запаздывания, интервал между которыми не превышает соответствующей разрешающей способности. Отсюда приходим к возможности применения *многоканальной корреляционной схемы*, у которой каждый канал или каждая пара квадратурных каналов рассчитаны на свое время запаздывания. Многоканальные корреляционные схемы могут использоваться также для приема сигналов, отличающихся несущей частотой из-за эффекта Доплера.

Следует отметить, что прием сигналов с произвольным временем запаздывания является особенно распространенным и важным в радиолокации. То обстоятельство, что корреляционные схемы приема должны иметь для просмотра всей дальности большое число каналов, является их недостатком. В следующих параграфах будут рассмотрены реальные возможности оптимального обнаружения в широком диапазоне времени запаздывания при использовании одного приемного канала.

3 ФИЛЬТРОВАЯ ОБРАБОТКА [22]

3.1 Принципы фильтровой обработки когерентных сигналов. Импульсная характеристика оптимального фильтра

Считая вначале параметры сигнала известными полностью, потребуем, чтобы элемент схемы оптимального приема вычислял корреляционный интеграл для произвольного времени запаздывания ожидаемого сигнала:

$$x(t, \alpha) = u(t - \alpha). \quad (3.1)$$

Тогда корреляционный интеграл будет:

$$z(\alpha) = z \left[\frac{y(t)}{\alpha} \right] = \int_{-\infty}^{\infty} y(t) u(t - \alpha) dt, \quad (3.2)$$

откуда видно, что схема вычисления корреляционного интеграла должна осуществлять математическую операцию интегральной свертки.

Из теории линейных электрических цепей известно, что интеграл свертки выражает напряжение на выходе линейного фильтра. Поэтому для осуществления математической операции (3.2) можно использовать фильтр, который дает интеграл свертки требуемого вида. Такой фильтр в дальнейшем будем называть *оптимальным*, так как он *реализует основную операцию оптимальной обработки – вычисление корреляционного интеграла*. В литературе его часто называют *согласованным фильтром*, относя термин «оптимальный фильтр» не только к обработке вида (3.2), но и к более сложным случаям обработки (например, на фоне небелого шума). Применительно к рассматриваемому здесь случаю помехи в виде белого гауссова шума термины «оптимальный» и «согласованный фильтр» являются синонимами.

Одной из основных характеристик произвольного линейного фильтра является его импульсная характеристика, или функция веса $v(t)$. Известно, что импульсная характеристика описывает реакцию системы на входное напряжение в виде единичного импульса $\delta(t)$ поданного в момент времени $t = 0$ (рисунок 3.1). Естественно, что импульсная характеристика принимает отличные от нуля значения лишь при $t \geq 0$, так как следствие не возникает ранее вызвавшей его причины.

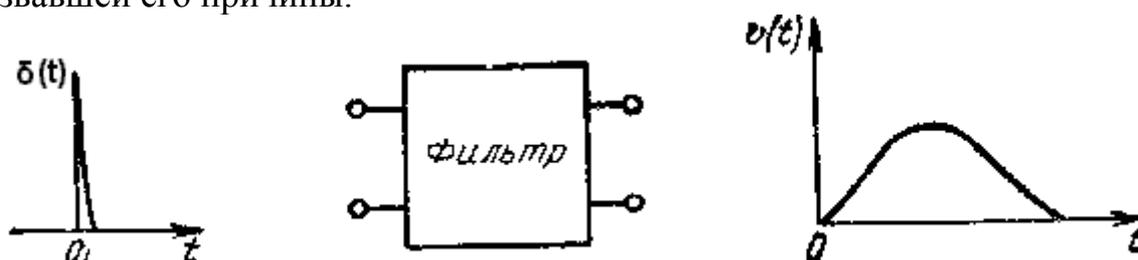


Рисунок 3.1 – К определению импульсной характеристики

Воздействие на фильтр колебания $y(t)$ в моменты времени от s до $s + ds$ эквивалентно подаче весьма короткого импульса «с площадью» $y(s)ds$ (рисунок 3.2). Реакция на этот импульс в произвольный момент времени $t > s$ равна $v(t-s)y(s)ds$ и, обращается в нуль, если $t < s$, откуда по принципу суперпозиции:

$$\omega(t) = \int_{-\infty}^t v(t-s) y(s) ds ;$$

$$0 = \int_t^{\infty} v(t-s) y(s) ds .$$

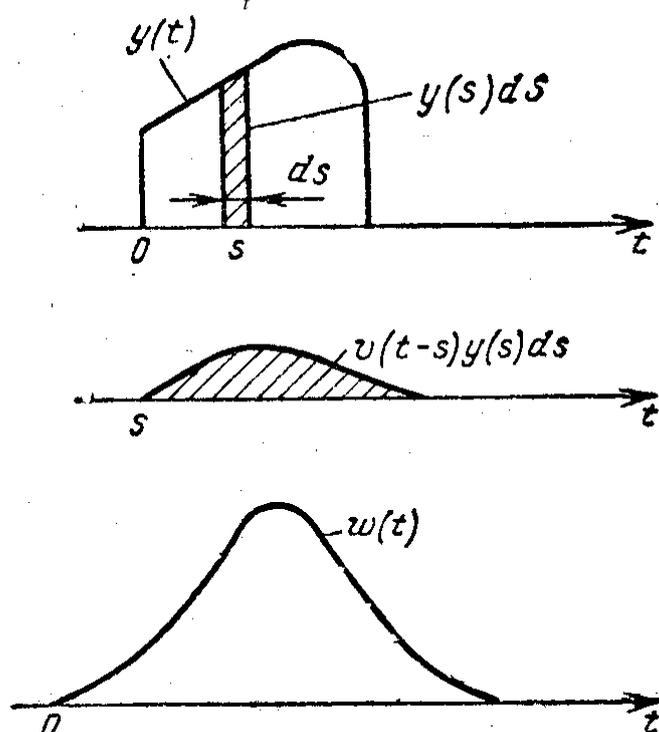


Рисунок 3.2 – К определению реакции фильтра при воздействии $y(t)$

Почленно суммируя написанные равенства, находим реакцию фильтра на произвольное воздействие $y(t)$ в виде известного интеграла свертки:

$$\omega(t) = \int_{-\infty}^{\infty} v(t-s) y(s) ds . \quad (3.3)$$

Для определения импульсной характеристики оптимального фильтра приравняем с точностью до вещественного множителя напряжение на его выходе в момент времени $t = \alpha + t_0$ (t_0 – постоянная задержка фильтра) значению корреляционного интеграла для ожидаемого сигнала с запаздыванием α :

$$\omega(\alpha + t_0) = Cz(\alpha) . \quad (3.4)$$

Это требование сводится к тому, чтобы на выходе фильтра последовательно во времени воспроизводились значения корреляционного интеграла с некоторой постоянной задержкой на t_0 . Использование временной развертки позволит при этом установить факт превышения порогового уровня для про-

извольного запаздывания сигнала: чем больше запаздывание, тем позже сформируется корреляционный интеграл. Это соответствует экрану амплитудного отметчика – чем больше расстояние до цели, тем дальше сигнал от начала развертки.

В силу соотношений (3.2) – (3.4) получим:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \upsilon(\alpha + t_0 - s) y(s) ds = C \int_{-\infty}^{\infty} u(s - \alpha) y(s) ds. \quad (3.5)$$

Равенство (3.5) тождественно выполняется, если:

$$\upsilon(\alpha + t_0 - s) = Cu(s - \alpha).$$

Вводя новую независимую переменную $t = \alpha + t_0 - s$, получаем окончательное выражение для импульсной характеристики оптимального фильтра:

$$\upsilon(t) = \upsilon_{\text{ОПТ}}(t) = Cu(t_0 - t), \quad (3.6)$$

где C и t_0 – постоянные, определяемые его параметрами.

Выражение (3.6) показывает, что импульсная характеристика оптимального фильтра получается из функции $u(t)$, описывающей сигнал с нулевым временем запаздывания, путем замены в ней аргумента t на $t_0 - t$. Такое преобразование соответствует *зеркальному отображению функции $u(t)$ относительно прямой $t = \frac{t_0}{2}$* . Действительно, проводя замену переменных

$t = \frac{t_0}{2} + \xi$, получим:

$$\upsilon_{\text{ОПТ}}\left(\frac{t_0}{2} + \xi\right) = Cu\left(\frac{t_0}{2} - \xi\right),$$

что свидетельствует о зеркальном преобразовании (3.6) относительно прямой $\frac{t_0}{2}$. Зеркальная импульсная характеристика оптимального фильтра (рисунок 3.3, а) обеспечивает наилучшее обнаружение сигнала на фоне белого гауссова шума.

Постоянные C и t_0 позволяют учесть практические особенности оптимальной обработки. Коэффициент C учитывает возможность выбора произвольного коэффициента усиления, в соответствии с которым выбирается уровень порога, обеспечивающий заданное значение условной вероятности ложной тревоги (зависимое или независимое от времени запаздывания). Постоянная t_0 , также произвольная в определенных пределах, выбирается из условия реализуемости так, чтобы отличные от нуля значения импульсной характеристики располагались в области $t > 0$ (рисунок 3.3, б).

Напряжение на выходе оптимального фильтра с учетом (3.3) и (3.6) может быть представлено в виде:

$$\omega(t) = C \int_{-\infty}^{\infty} u(t_0 - t + s) y(s) ds. \quad (3.7)$$

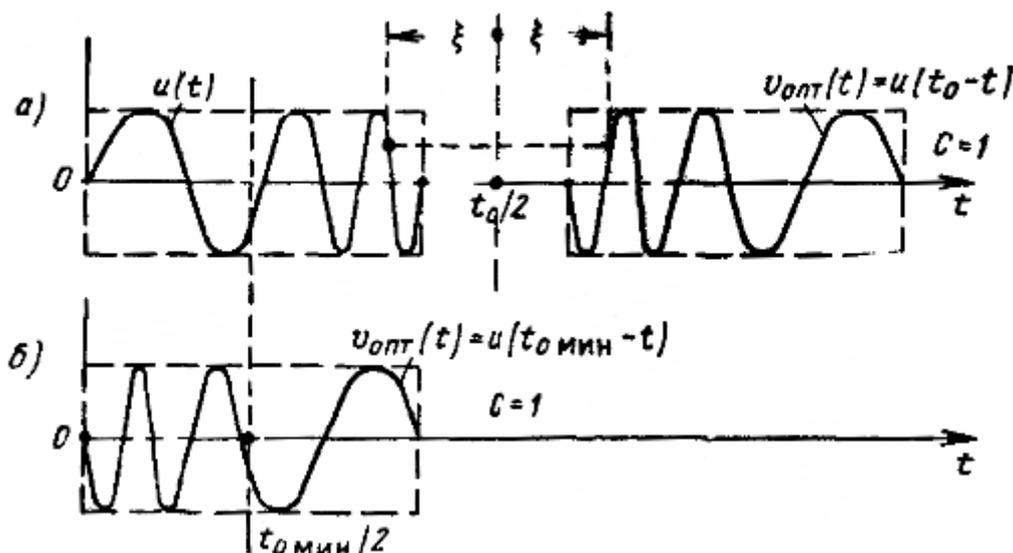


Рисунок 3.3 – Примеры построения импульсных характеристик оптимальных фильтров по заданному сигналу

С целью найти амплитуду этого напряжения в функции времени перейдем к комплексной записи аналогично:

$$y(s) = \frac{1}{2} \dot{Y}(s) e^{j\omega_0 s} + \frac{1}{2} \dot{Y}^*(s) e^{-j\omega_0 s};$$

$$u(t_0 - t + s) = \frac{1}{2} \dot{U}(t_0 - t + s) e^{j\omega_0(t_0 - t + s)} + \frac{1}{2} \dot{U}^*(t_0 - t + s) e^{-j\omega_0(t_0 - t + s)};$$

$$\omega(t) = \frac{1}{2} \dot{W}(t) e^{j\omega_0 t} + \frac{1}{2} \dot{W}^*(t) e^{-j\omega_0 t}.$$

После подстановки в (3.7), пренебрегая быстро осциллирующими подынтегральными выражениями, находим комплексную амплитуду на выходе оптимального фильтра:

$$\dot{W}(t) \approx \frac{1}{2} C e(t) e^{-j\omega_0 t} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}^*(t_0 - t + s) \dot{Y}(s) ds, \quad (3.8)$$

откуда амплитуда колебания в момент отсчета $t_0 + \alpha$ будет:

$$W(t_0 + \alpha) = \frac{1}{2} C \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}^*(s - \alpha) \dot{Y}(s) ds \right|. \quad (3.9)$$

Замечая, что $U(s - \alpha) = X(s)$ – комплексная амплитуда ожидаемого сигнала, убеждаемся, что амплитуда сигнала на выходе оптимального фильтра определяет модульное значение корреляционного интеграла, необходимое при оптимальном обнаружении сигналов со случайной начальной фазой (амплитудой и начальной фазой). Таким образом, построив оптимальный фильтр по сигналу с произвольно выбранной амплитудой и начальной фазой,

можно осуществить оптимальное обнаружение сигналов с любыми начальными фазами и амплитудами, даже отличающимися от выбранных.

Итак, амплитуда напряжения на выходе оптимального фильтра в момент $t_0 + \alpha$ представляет собой с точностью до множителя величину $Z(\alpha)$, которую и требуется сравнивать с порогом для каждого испытуемого времени запаздывания. Чтобы перейти от мгновенных значений напряжения на выходе фильтра к амплитудным, следует предусмотреть в оптимальном обнаружителе детектор огибающей. Полученный вывод очевиден, поскольку фаза напряжения на выходе оптимального фильтра при случайной начальной фазе сигнала также случайна. Информацию о наличии сигнала дают поэтому только огибающая и пропорциональное ей напряжение после детектора. Это напряжение должно сравниваться с порогом, уровень которого подбирается с учетом коэффициента передачи C . В результате один канал оптимальной обработки (рисунок 3.4) позволит производить обнаружение сигналов с неизвестной случайной начальной фазой, отличающихся временем запаздывания.

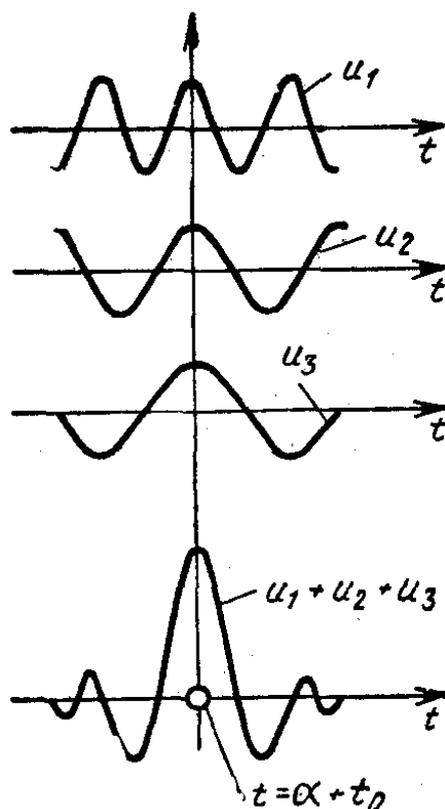


Рисунок 3.4 – Наложение максимумов гармонических составляющих полезного сигнала на выходе фильтра при оптимальной фазочастотной характеристике

Выражение (3.8) можно записать еще в виде:

$$\dot{W}(t) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}(s) \dot{V}_{\text{опт}}(t-s) ds, \quad (3.10)$$

где

$$\dot{V}_{\text{ОПТ}}(t) = C \dot{U}^*(t_0 - t) e^{-j\omega_0 t_0} \quad (3.11)$$

комплексная амплитуда импульсной характеристики $\upsilon_{\text{ОПТ}}(t)$.

Умножив обе части равенства (3.11) на $e^{j\omega_0 t}$ и взяв реальную часть, легко убедиться в соответствии (3.11) выражению (3.6).

3.2 Частотная характеристика, отношение сигнал/помеха и форма вершины импульса на выходе оптимального фильтра

Наряду с импульсными характеристиками фильтров весьма широко пользуются их частотными характеристиками. Частотные характеристики особенно удобны при анализе фильтрации в резонансных системах, но могут быть использованы и в других случаях.

Частотную характеристику $K(f)$ линейной цепи (в комплексной форме) определяют, подавая на вход цепи гармоническое колебание $y(t) = e^{j2\pi f t}$. Напряжение на выходе будет $\omega(t) = K(f) e^{j2\pi f t}$ и частотную характеристику определяют как отношение:

$$K(f) = \frac{\omega(t)}{y(t)} \text{ при } y(t) = e^{j2\pi f t}. \quad (3.12)$$

Используя (3.3) (см. п. 3.1), получим:

$$K(f) e^{j2\pi f t} = \int_{-\infty}^{\infty} \upsilon(t-s) e^{j2\pi f s} ds.$$

Поделив обе части равенства на множитель $e^{j2\pi f t}$ и произведя замену переменных $t-s = \tau$, найдем выражение частотной характеристики в виде преобразования Фурье от импульсной характеристики:

$$K(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \upsilon(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau. \quad (3.13)$$

Пользуясь соотношением (3.13), определяем отсюда частотную характеристику оптимального фильтра:

$$K_{\text{ОПТ}}(f) = C \int_{-\infty}^{\infty} u(t_0 - \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau,$$

или после замены переменных $t_0 - \tau = t$:

$$K_{\text{ОПТ}}(f) = C e^{-j2\pi f t_0} \int_{-\infty}^{\infty} u(t) e^{j2\pi f t} dt. \quad (3.14)$$

Отсюда частотная характеристика оптимального фильтра:

$$K_{\text{ОПТ}}(f) = C g^*(f) e^{-j2\pi f t_0} \quad (3.15)$$

с точностью до произвольного вещественного множителя C и множителя запаздывания $e^{-j2\pi f t_0}$ описывается сопряженной спектральной плотностью $g^*(f)$ ожидаемого сигнала, где спектральная плотность:

$$g(f) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) e^{-j2\pi ft} dt. \quad (3.16)$$

Воспользуемся записью спектральной плотности через ее модуль аргумент:

$$g(f) = |g(f)| e^{j \arg g(f)}, \quad (3.17)$$

где модуль $|g(f)|$ соответствует амплитудно-частотному спектру ожидаемого сигнала, а аргумент $\arg g(f)$ – его фазочастотному спектру. В сопряженном спектре модуль тот же, а аргумент имеет противоположный знак, и потому:

$$K_{\text{ОПТ}}(f) = C |g(f)| e^{-j \arg g(f)} e^{-j2\pi ft_0}. \quad (3.18)$$

Взяв от обеих частей равенства (3.18) модуль и аргумент, можно перейти к амплитудно- и фазочастотным характеристикам оптимального фильтра.

Амплитудно-частотная характеристика оптимального фильтра пропорциональна амплитудно-частотному спектру ожидаемого сигнала:

$$|K_{\text{ОПТ}}(f)| = C |g(f)|. \quad (3.19)$$

Оптимальный фильтр наилучшим образом пропускает спектральные составляющие, наиболее сильно выраженные в спектре. Слабые спектральные составляющие подавляются, в противном случае наряду с ними пройдут интенсивные составляющие помехи в широком диапазоне частот. Форма амплитудно-частотного спектра на выходе фильтра искажается, что является одной из причин искажения сигнала. Однако задачей фильтрации является не точное воспроизведение формы сигнала, а наилучшее выделение его на фоне помехи.

Фазочастотная характеристика оптимального фильтра:

$$\arg K_{\text{ОПТ}}(f) = -\arg g(f) - 2\pi ft_0 \quad (3.20)$$

складывается из аргумента спектра ожидаемого сигнала, взятого с обратным знаком, и аргумента задержки $-2\pi ft_0$. Чтобы убедиться в целесообразности такого выбора фазочастотной характеристики, найдем сигналную составляющую напряжения на выходе фильтра, зная спектральные плотности сигнала $u(t - \alpha)$ на входе $g(f) e^{-j2\pi f\alpha}$ и на выходе $K_{\text{ОПТ}}(f) g(f) e^{-j2\pi f\alpha}$.

По принципу суперпозиции напряжение полезного сигнала на выходе фильтра в произвольный момент времени с учетом временного множителя $e^{j2\pi ft}$ будет:

$$\omega_C(t) = \int_{-\infty}^{\infty} K_{\text{ОПТ}}(f) g(f) e^{-j2\pi f\alpha} e^{j2\pi ft} df.$$

Подставляя выражение (3.15) для $K_{\text{ОПТ}}(f)$ приходим к соотношению:

$$\omega_C(t) = C \int_{-\infty}^{\infty} |g(f)|^2 e^{j2\pi f(t-\alpha-t_0)} df, \quad (3.21)$$

которое является спектральным аналогом предшествующего выражения (3.7) (см. п. 3.1) при $y(s) = u(s - \alpha)$. Используя формулу Эйлера и учитывая нечетность функции $\sin 2\pi f(t - \alpha - t_0)$, окончательно находим:

$$\omega_c(t) = C \int_{-\infty}^{\infty} |g(f)|^2 \cos 2\pi ft (t - \alpha - t_0) df. \quad (3.22)$$

Как видим, *напряжение на выходе оптимального фильтра*, являясь наложением гармонических составляющих разных частот, *определяется амплитудно-частотным спектром сигнала*. Оно не зависит от фазочастотного спектра, так как последний компенсируется фазочастотной характеристикой фильтра. Поэтому все гармонические составляющие *одновременно* достигают амплитудных значений *в момент времени* $t = \alpha + t_0$ и эти значения *налагаются* друг на друга (см. рисунок 3.4). В этот момент времени имеет место максимум напряжения выходного полезного сигнала:

$$\omega_{C_{\max}} = \omega_c(\alpha + t_0) = C \int_{-\infty}^{\infty} |g(f)|^2 df. \quad (3.23)$$

В силу теоремы Парсеваля:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |g(f)|^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} u^2(t) dt = \Theta \quad (3.24)$$

этот максимум определяется *величиной энергии входного сигнала*:

$$\omega_{C_{\max}} = C\Theta. \quad (3.25)$$

При отступлении от оптимальной фазочастотной характеристики, последняя не компенсирует фазовых сдвигов, максимумы гармонических составляющих (см. рисунок 3.4) раздвигаются, а пик суммарного колебания полезного сигнала начнет рассыпаться. Это ухудшает условия обнаружения сигнала на фоне шумов.

Отношение максимального значения сигнала к эффективному (среднеквадратичному) значению помехи $\frac{\omega_{C_{\max}}}{\omega_{\text{П.СКВ}}}$ называется *отношением сигнал/помеха по напряжению*.

При спектральной плотности мощности $N(f)$ на входе фильтра средний квадрат напряжения помехи на выходе будет:

$$\omega_{\text{П.СКВ}}^2 = \overline{\omega_{\text{П}}^2} t = \int_0^{\infty} N(f) |K_{\text{опт}}(f)|^2 df \quad (3.26)$$

или для белого шума $N(f) = N_0$ с учетом (3.19):

$$\omega_{\text{П.СКВ}}^2 = N_0 C^2 \int_0^{\infty} |g(f)|^2 df.$$

Поскольку спектральная плотность вещественной функции времени:

$$g(-f) = g^*(f),$$

то $|g(-f)| = |g(f)|$, а

$$\int_0^{\infty} |g(f)|^2 df = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |g(f)|^2 df = \frac{1}{2} \Theta,$$

т.е.

$$\omega_{\text{П.СКВ}} = C \sqrt{\frac{1}{2} N_0 \mathcal{E}}. \quad (3.27)$$

Отношение сигнал/помеха на выходе оптимального фильтра по напряжению:

$$\frac{\omega_{\text{Сmax}}}{\omega_{\text{П.СКВ}}} = \frac{C \mathcal{E}}{C \sqrt{\frac{1}{2} N_0 \mathcal{E}}} = \sqrt{\frac{2 \mathcal{E}}{N_0}}. \quad (3.28)$$

зависит только от энергии полезного сигнала и спектральной плотности помехи N_0 и не зависит от формы сигнала.

То же справедливо и для отношения сигнал/помеха по мощности:

$$\frac{\omega_{\text{Сmax}}^2}{\omega_{\text{П.СКВ}}^2} = \frac{2 \mathcal{E}}{N_0}. \quad (3.29)$$

Ни один из линейных фильтров не может дать отношение сигнал/помеха большее, чем оптимальный фильтр. В противном случае, заменив им оптимальный фильтр, можно получить большую вероятность правильного обнаружения D при заданной вероятности ложной тревоги F . Но именно оптимальный приемник дает наивысшую вероятность D при заданной вероятности F . Значит, и оптимальный фильтр этого приемника при заданных условиях дает отношение сигнал/помеха, наивысшее по сравнению с другими линейными фильтрами.

Ввиду важности ряда полученных соотношений, приведем еще одну форму записи для случая, когда используется комплексная амплитуда $U(t)$ высокочастотного напряжения $u(t) = \text{Re} [U(t) e^{j2\pi f_0 t}]$. Заменяя

$$u(t) = \frac{1}{2} \dot{U}(t) e^{j2\pi f_0 t} + \frac{1}{2} \dot{U}^*(t) e^{-j2\pi f_0 t} \quad (3.30)$$

и подставляя (3.30) в (3.16), получим:

$$g(f) = \frac{1}{2} G(f - f_0) + \frac{1}{2} G(f + f_0), \quad (3.31)$$

где $G(f)$ – спектральная плотность комплексной огибающей

$$G(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(t) e^{-j2\pi f t} dt. \quad (3.32)$$

На рисунке 3.5 для сравнения показаны амплитудно-частотный спектр радиоимпульса $|g(f)|$ и спектр его огибающей $|G(f)|$. Легко видеть, что для соответствующего этому рисунку случая достаточно большой несущей f_0 спектральная плотность:

$$g(f) = \begin{cases} \frac{1}{2} G(f - f_0) & \text{для } f > 0; \\ \frac{1}{2} G(f + f_0) & \text{для } f < 0. \end{cases} \quad (3.33)$$

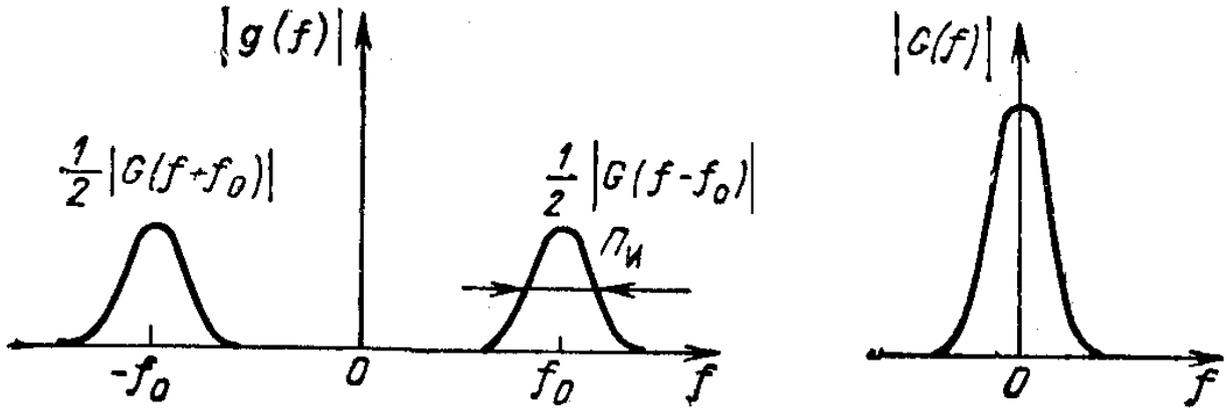


Рисунок 3.5 – Амплитудно-частотные спектры радиоимпульса $|g(f)|$ и его огибающей $|G(f)|$

Учитывая (3.33), вернемся к соотношению (3.21). Разобьем интервал интегрирования в этом соотношении на два, от $-\infty$ до 0 и от 0 до ∞ , выражая одновременно $g(f)$ через $G(f)$ согласно (3.33). Заменяя $f + f_0 = f'$ в первом интеграле и $f - f_0 = f''$ во втором и учитывая ограниченную протяженность функции $G(f)$, обозначим:

$$C \int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 e^{j2\pi f(t-\alpha-t_0)} df = 2\dot{W}_c(t). \quad (3.34)$$

Выражение (3.21) можно свести тогда к виду:

$$\omega_c(t) = \frac{1}{2} W_c(t) \left[e^{j2\pi f_0(t-\alpha-t_0)} + e^{-j2\pi f_0(t-\alpha-t_0)} \right] = W_c(t) \cos 2\pi f_0(t-\alpha-t_0). \quad (3.35)$$

В соотношении (3.35) $W_c(t)$ – огибающая напряжения на выходе оптимального фильтра; считаем, что $W_c(t) = W$. Это справедливо, если амплитудно-частотный спектр $|G(f)|$ симметричен, т.е. $|G(-f)| = |G(f)|$. В соответствие с формулой Эйлера из (3.34) получим:

$$W_c(t) = \frac{C}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 \cos 2\pi f(t-\alpha-t_0) df. \quad (3.36)$$

Соотношение (3.36) позволяет оценить форму вершины огибающей на выходе фильтра. Для большинства важных случаев можно воспользоваться приближенным разложением $\cos 2\pi f(t-\alpha-t_0)$ в окрестности максимума:

$$\cos 2\pi f(t-\alpha-t_0) = 1 - \frac{1}{2} (2\pi f(t-\alpha-t_0))^2,$$

откуда

$$W_c(t) = C\mathfrak{E} \left[1 - \frac{1}{2} \Pi_3^2(t-\alpha-t_0)^2 \right], \quad (3.37)$$

где

$$\Pi_{\mathfrak{S}}^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |2\pi f G(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 df}. \quad (3.38)$$

Приведенные соотношения справедливы, если $|G(f)|$ убывает с ростом $|f|$ быстрее чем $\frac{1}{|f|}$, и интегралы сходятся (что не соблюдается, например,

для прямоугольного радиоимпульса). В тех случаях, когда приведенные соотношения справедливы, вершина импульса на выходе оптимального фильтра (см. рисунок 3.4) имеет в силу (3.37) *параболическую форму* и тем уже, чем больше величина $\Pi_{\mathfrak{S}}$. Величина $\Pi_{\mathfrak{S}}$ имеет размерность частоты, она тем больше, чем шире спектр сигнала, и может быть названа поэтому *эффективной шириной спектра сигнала*. Как показывают формулы (3.37), (3.38), *чем больше $\Pi_{\mathfrak{S}}$, тем острее вершина огибающей сигнала на выходе оптимального фильтра*. Дифференцируя сопряженный с (3.32) интеграл

$$\dot{U}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} G(f) e^{j2\pi ft} df,$$

получим

$$\dot{U}'(t) = \int_{-\infty}^{\infty} j2\pi f G(f) e^{j2\pi ft} df,$$

что дает возможность трактовать выражение $|2\pi f G(f)|$ в числителе (3.38) как модуль спектральной плотности $U'(t)$.

Тогда по теореме Парсеваля:

$$\Pi_{\mathfrak{S}}^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}'(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}(t)|^2 dt}. \quad (3.39)$$

Величину $\Pi_{\mathfrak{S}}$ не следует отождествлять с шириной полосы амплитудного спектра $\Pi_{\text{И}}$ на каком-то общепринятом уровне (0.7; 0.5; 0.46 и т.д.). Для колокольного радиоимпульса полоса $\Pi_{\mathfrak{S}} = \sqrt{\pi \Pi_{\text{И}}}$, где $\Pi_{\text{И}}$ – полоса на уровне

0.46; она соответствует уровню $e^{-\frac{\pi^2}{4}} = 0.08$. Для другой формы импульса этот уровень может быть иным.

3.3 Пример оптимальной фильтрации колокольных радиоимпульсов без внутриимпульсной модуляции фазы колебаний

Оптимальный фильтр можно подбирать либо по частотной, либо по импульсной характеристикам, взаимосвязанным между собой. Для простых сигналов без внутриимпульсной модуляции фазы широко используемые фильтры в виде полосовых каскадов усилителя промежуточной частоты (УПЧ) близки к оптимальным. Обратимся поэтому вначале к анализу возможности оптимальной фильтрации для четырех моделей сигналов без внутриимпульсной модуляции фазы:

- 1) одиночный колокольный радиоимпульс;
- 2) когерентная пачка таких импульсов, т.е. ограниченная последовательность радиоимпульсов, жестко связанных по фазе;
- 3) одиночный прямоугольный радиоимпульс;
- 4) когерентная пачка прямоугольных радиоимпульсов.

Одиночный колокольный радиоимпульс описывается выражением вида

$$u(t) = e^{-at^2} \cos 2\pi f_0 t, \quad (3.40)$$

где a – коэффициент, определяющий крутизну радиоимпульса.

В результате преобразования Фурье можно найти спектральную плотность этого импульса:

$$g(f) = g_0 \left[e^{-b(f-f_0)^2} + e^{-b(f+f_0)^2} \right], \quad (3.41)$$

где $g_0 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi}{a}}$, $b = \frac{\pi^2}{a}$, т.е. для колокольного радиоимпульса амплитудно-частотный спектр как в области $f > 0$ (первое слагаемое), так и в области $f < 0$ (второе слагаемое) также является колокольным, а фазочастотный спектр – нулевым (в случае задержки импульса на τ – линейным с угловым коэффициентом, зависящим от τ). Вводя уровни отсчета длительности $\tau_{\text{и}}$ импульса $\frac{1}{d}$ и

полосы $\Pi_{\text{и}}$ амплитудно-частотного спектра $\frac{1}{d'}$, приходим к уравнениям:

$$e^{-a\left(\frac{\tau_{\text{и}}}{2}\right)^2} = \frac{1}{d} \quad \text{и} \quad e^{-b\left(\frac{\Pi_{\text{и}}}{2}\right)^2} = \frac{1}{d'},$$

откуда

$$a = \frac{4}{\tau_{\text{и}}^2} \ln d \quad \text{и} \quad b = \frac{4}{\Pi_{\text{и}}^2} \ln d'.$$

В частности, если уровни отсчета $\frac{1}{d} = \frac{1}{d'} = e^{-\frac{\pi}{4}} \approx 0.46$, то $\tau_{\text{и}} \Pi_{\text{и}} = 1$.

Чтобы построить оптимальный фильтр для колокольного радиоимпульса, нужно использовать линейную систему с колокольной амплитудно-

частотной и линейной фазочастотной характеристиками. Такие характеристики имеет многокаскадный резонансный усилитель с настроенными на общую резонансную частоту f_0 колебательными контурами.

Введя полосу контура Π_0 и относительную расстройку $v = \frac{2(f - f_0)}{\Pi_0}$, используем известное выражение нормированной передаточной функции одного каскада:

$$K(f) = K\left(f_0 + v \frac{\Pi_0}{2}\right) = \frac{1}{1 + jv} = \frac{1}{\sqrt{1 + v^2}} e^{-j \arctg v}.$$

Тогда для n -каскадного усилителя:

$$K_n(f) = K^n\left(f_0 + v \frac{\Pi_0}{2}\right) = \left[\frac{1}{1 + v^2}\right]^{\frac{n}{2}} e^{-jn \arctg v}.$$

Поскольку полоса многокаскадного усилителя существенно уже полосы одного каскада, полагаем на интересующем нас участке резонансной характеристики $v \ll 1$ и заменяем $\frac{1}{1 + v^2} \approx 1 - v^2 \approx e^{-v^2}$, а $\arctg v \approx v$, откуда:

$$K_n(f) \approx e^{-\frac{2(f-f_0)^2}{(\Pi_0/\sqrt{n})^2}} e^{-jn \frac{2(f-f_0)}{\Pi_0}}.$$

Таким образом, при перемножении резонансных характеристик одиночных контуров приходим практически к *колокольной амплитудно-частотной* характеристике с полосой, обратно пропорциональной корню квадратному из числа каскадов, и к *линейной фазовой* характеристике, определяющей задержку в усилителе, тем большую, чем уже его полоса и больше число каскадов n . При соответствующем подборе результирующей полосы такой резонансный усилитель является оптимальным фильтром для любого заданного колокольного радиоимпульса.

Импульсная характеристика $\upsilon(t)$ этого усилителя, будучи преобразованием Фурье от частотной, также является *колокольной* (по крайней мере при $n \rightarrow \infty$), что обеспечивает ее «зеркальность» по отношению к сигналу. По мере увеличения n эта характеристика сдвигается вправо по временной оси в соответствии с условием реализуемости: $\upsilon(t) = 0$ при $t < 0$.

На рисунке 3.6 показаны: амплитудно-частотный спектр $|g(f)| = e^{-\pi \left[\frac{(f-f_0)}{\Pi_{\text{и}}}\right]^2}$ колокольного радиоимпульса для $f > 0$, амплитудно-частотная характеристика $|K_{\text{опт}}(f)| = e^{-\pi \left[\frac{(f-f_0)}{\Pi_{\text{и}}}\right]^2}$ оптимального фильтра и амплитудно-частотный спектр $|K_{\text{опт}}(f)g(f)| = e^{-2\pi \left(\frac{f-f_0}{\Pi_{\text{и}}}\right)^2} = e^{-\pi \left(\frac{f-f_0}{\Pi_{\text{и}}/\sqrt{2}}\right)^2}$ импульса на

выходе этого фильтра $\left(\frac{1}{d} = e^{-\frac{\pi}{4}}\right)$. Существенно, что полоса частот сигнала при оптимальной фильтрации сужается в $\sqrt{2}$ раз, за счет чего в $\sqrt{2}$ раз увеличивается длительность выходного радиоимпульса по сравнению с входным.

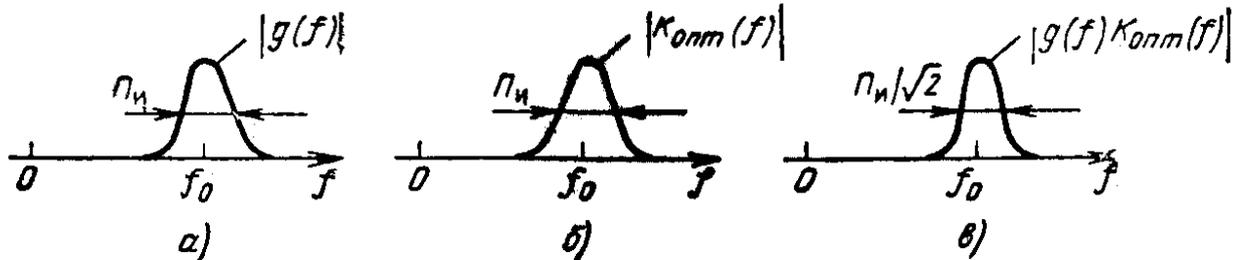


Рисунок 3.6 – Амплитудно-частотные: спектр $|g(f)|$ колокольного радиоимпульса (а), характеристика $|K_{\text{опт}}(f)|$ оптимального фильтра (б) и спектр выходного радиоимпульса (в) для $f > 0$

Когерентная пачка колокольных радиоимпульсов иллюстрируется на рисунке 3.7, а, где показана последовательность однотипных импульсов $u(t - kt)$, $k = 0, 1, 2, \dots$, сдвинутых по отношению к соседним на одинаковый временной интервал T , называемый периодом посылки. На рисунке 3.7, б иллюстрируется возможность формирования соответствующей оптимальной импульсной характеристики линейного фильтра. Последний образован в результате последовательного соединения двух звеньев с частотными характеристиками $K_1(f)$ и $K_2(f)$. Первое звено представляет собой описанный выше резонансный усилитель, согласованный по полосе пропускания с одиночным импульсом. В режиме снятия импульсной характеристики (т.е. при воздействии на вход δ -функции) на выходе этого фильтра с определенной задержкой образуется колокольный отклик, соответствующий ожидаемому импульсу. Второе звено представляет собой неискажающую линию задержки с отводами и общим сумматором. На выходе сумматора в режиме снятия импульсной характеристики можно добиться получения нужной пачки колокольных радиоимпульсов за счет выбора расположения отводов, их числа и коэффициентов передачи.

На рисунке 3.7, в иллюстрируется результат оптимальной фильтрации когерентной пачки колокольных радиоимпульсов; показаны пачки импульсов $\omega_1(t - kt)$, снимаемые с отводов линии задержки и отличающиеся от поданной на вход пачки увеличенной в $\sqrt{2}$ раз длительностью каждого импульса. Огибающая пачки радиоимпульсов на выходе сумматора $\omega_2(t)$ имеет ромбическую форму и длительность по нулям $2MT$, где M – число импульсов в исходной пачке. Число импульсов выходной пачки составляет $(2M - 1)$.

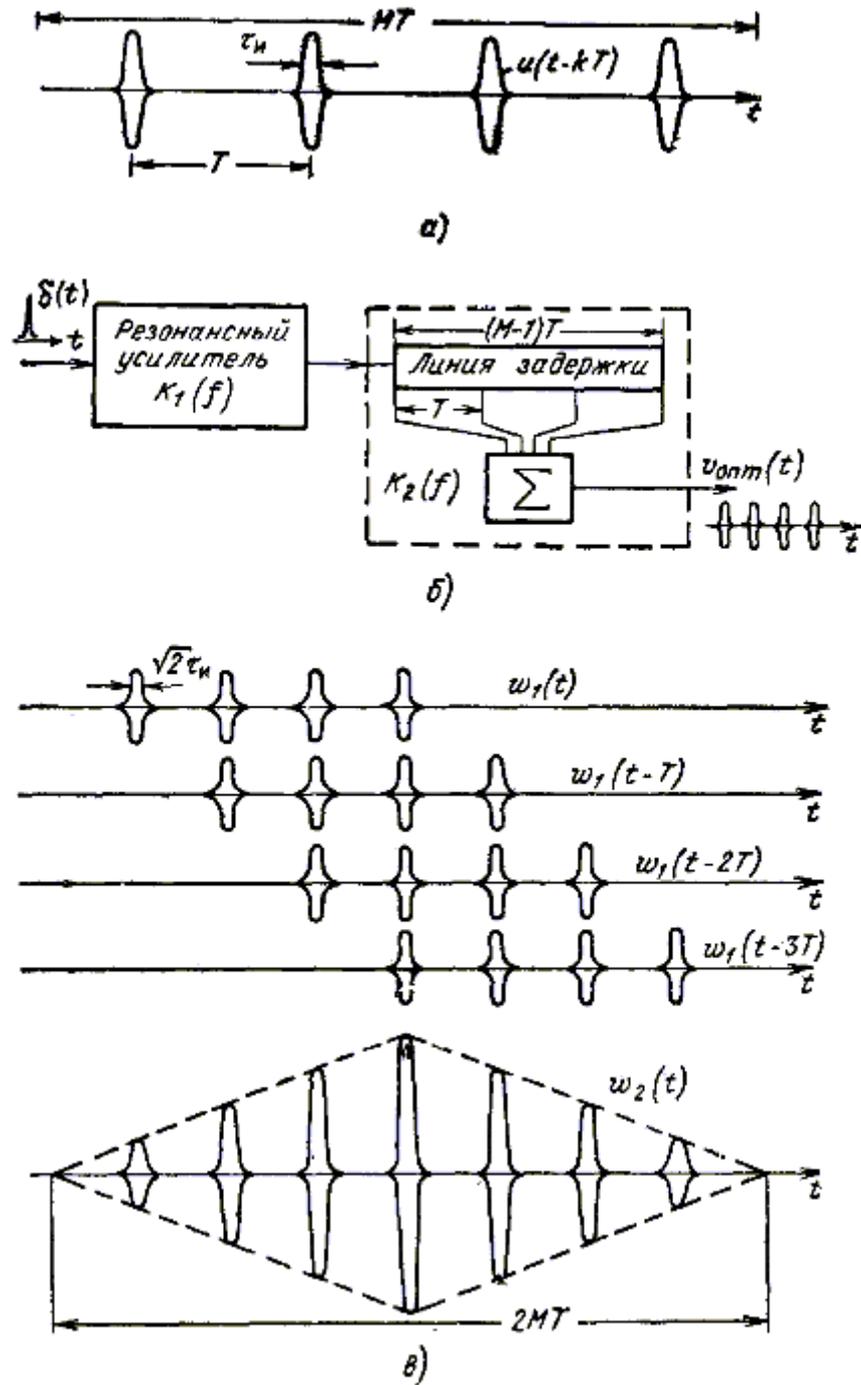


Рисунок 3.7 – Когерентная пачка колокольных радиоимпульсов (а), оптимальный для нее фильтр (б) и процесс оптимальной фильтрации пачки (в)

Частотная характеристика второго звена $K_2(f)$ может быть получена в результате суммирования частотных характеристик звеньев с различной задержкой, образующих геометрическую прогрессию:

$$K_2(f) = \sum_{k=1}^M e^{-j2\pi f(k-1)T}.$$

Ее модуль определяет амплитудно-частотную характеристику второго звена:

$$K_2(f) = \left| \frac{\sin \pi f M T}{\sin \pi f T} \right|.$$

Эта частотная характеристика является *гребенчатой* (рисунок 3.8, а) с периодически повторяющимися через интервал $\frac{1}{T}$ зубцами шириной по нулям $\frac{2}{MT}$, неограниченно заполняющими ось частот.

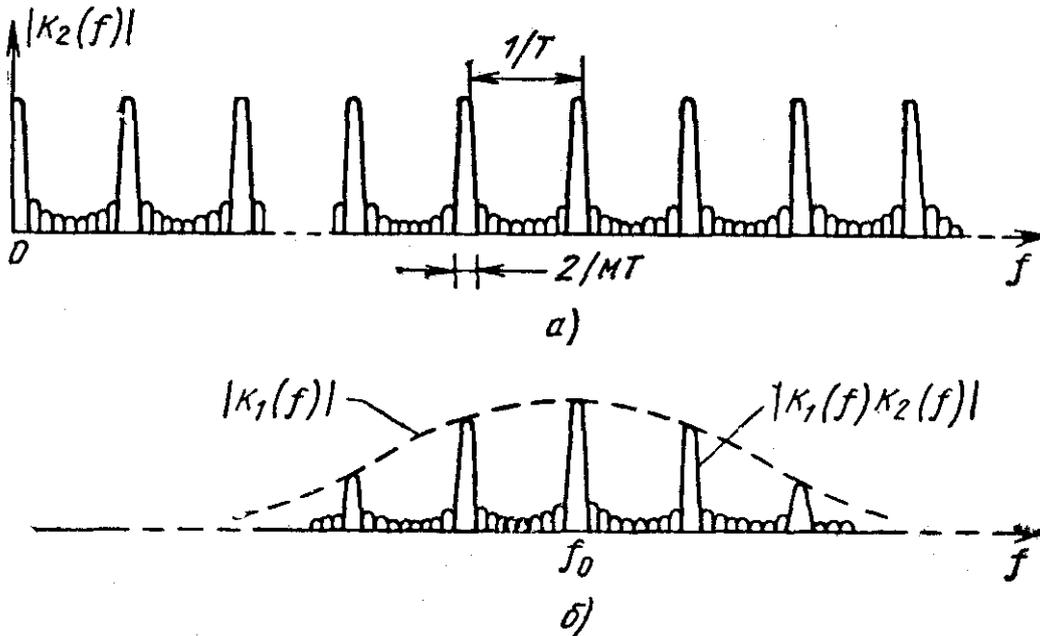


Рисунок 3.8 – Гребенчатая амплитудно-частотная характеристика схемы оптимального суммирования (а) и результирующая амплитудно-частотная характеристика (б) оптимального фильтра для когерентной пачки радиоимпульсов ($f > 0$)

Результирующая частотная характеристика $K(f) = K_1(f)K_2(f)$ практически ограничена по спектру колокольной характеристикой первого звена, она также является *гребенчатой* и показана на рисунок 3.8, б.

Если ввести энергетическое отношение сигнал/помеха $\frac{2\mathcal{E}_и}{N_0}$ для одиночного колокольного радиоимпульса на выходе первого звена, то после второго звена оно изменится. Напряжение сигнала увеличивается в M раз, его мощность в M^2 раз, а дисперсия помехи всего лишь в M раз. Поэтому отношение сигнал/помеха возрастает до величины:

$$\frac{2\mathcal{E}_и M}{N_0} = \frac{2\mathcal{E}_{пачки}}{N_0},$$

что согласуется с изложенной выше теорией. Выигрыш в отношении сигнал/помеха получен за счет суммирования колебаний импульсов сигнала в определенный момент времени. В то время как суммирование колебаний сигнала происходит в фазе, колебания помехи суммируются со случайными фазами, что объясняет преимущества оптимальной обработки.

Те же преимущества могут быть пояснены с иной, частотной точки зрения. Когерентная последовательность импульсов имеет гребенчатый спектр. Поэтому гребенчатая частотная характеристика схемы суммирования обеспечивает пропускание через систему только части спектральных компонентов помехи. На тех участках спектра, где сигнал отсутствует, помеха не проходит. Выигрыш при этом соответствует «скважности» спектра M , чем объясняется рациональное использование энергии пачки, в M раз большей энергии отдельного импульса. Из проведенного рассуждения следует, что один и тот же выигрыш за счет суммирования и гребенчатого характера спектра дважды учитывать нельзя. Наивысшее отношение сигнал/помеха на выходе оптимального фильтра по мощности определяется соотношением (3.28) (см. п. 3.2) и в данном случае будет $\frac{2\mathcal{E}_{\text{пачки}}}{N_0}$.

Когерентная пачка импульсов с одинаковой фазовой структурой не является единственно возможной. Может использоваться пачка, образованная в результате амплитудной модуляции синусоидальных колебаний частоты f_0 последовательностью видеоимпульсов. Гребни амплитудно-частотного спектра этой пачки располагаются на расстояниях $\frac{1}{T}$ от несущей, но не обязательно от начала отсчета частот $f = 0$. Для обычного сигнала, полоса которого существенно меньше несущей, необходимая гребенчатая частотная характеристика может быть при этом синтезирована с помощью той же самой схемы (рисунок 3.7, б). Точное положение гребней на оси частот в пределах заданной полосы можно подобрать за счет небольших изменений расположения отводов на линии, что практически не скажется на расстоянии между гребнями, но изменит их положение в полосе частот относительно несущей.

Огибающая пачки радиоимпульсов может быть непрямоугольной. Схема (рисунок 3.7, б) при этом видоизменится только в том отношении, что суммирование с различных отводов производится с весами, обеспечивающими формирование необходимой импульсной характеристики фильтра.

Поскольку задержку порядка длительности пачки осуществить трудно, используют иногда линию задержки на один период посылки, но с обратной связью с выхода на вход (рисунок 3.9), что обеспечивает многократное использование линий при формировании импульсной характеристики, а значит, и при обработке сигнала. Коэффициент обратной связи β выбирается таким, чтобы импульс, пройдя через тракт линии задержки с коэффициентом передачи K , возвращался на вход линии с небольшим ослаблением. Далее процесс повторяется (рециркуляция). При этом стремятся, чтобы к моменту прихода

последнего импульса пачки первый затухал не очень сильно, но наложения шумов без наложения импульсов пачки не было. Обычно берут $K\beta = 0.8 \dots 0.95$. Амплитудно-частотная характеристика рециркулятора имеет вид гребенки.

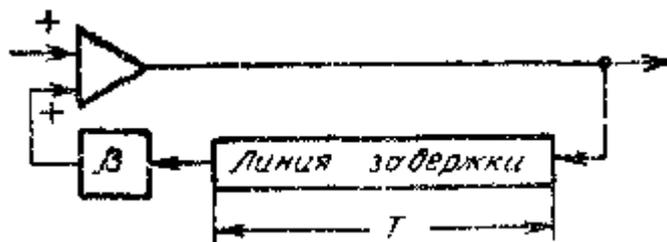


Рисунок 3.9 – Рециркулятор

Гребенчатые фильтры можно составить, используя не только линии задержки, но и *колебательные контуры*, настроенные на частоты гребней. Поскольку потребуется значительное число контуров, такой способ пригоден лишь для систем малой скважности.

3.4 Гребенчатые фильтры подавления

Если потребное число гребней велико, реализация фильтров с помощью контуров вызывает затруднение. Более простой оказывается реализация необходимых частотных характеристик с помощью *линий задержки*.

На рисунке 3.10, а показана простейшая схема такого фильтра, состоящая из линии задержки (здесь на промежуточной частоте) и обобщенного сумматора – схемы образования разности незадержанного и задержанного напряжений. Эта схема соответствует линейным операциям обработки:

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = u_{\text{ВХ}}(t) - u_{\text{ВХ}}(t - T) \quad (3.42)$$

и поэтому представляет собой линейный фильтр.

Частотная характеристика этого фильтра может быть найдена из соотношения:

$$K(f) = \frac{u_{\text{ВЫХ}}(t)}{u_{\text{ВХ}}(t)} \Big|_{u_{\text{ВХ}}(t) = e^{j2\pi ft}} = 1 - e^{-j2\pi fT} = 2je^{-j\pi fT} \sin \pi fT.$$

Амплитудно-частотная характеристика

$$|K(f)| = 2 |\sin \pi fT| \quad (3.43)$$

изображена на рисунке 3.11, а. Она обращается в нуль для частот $f_k = \frac{k}{T}$ и

достигает максимума для частот $f_k + \frac{1}{2T}$.

Положение нулей этой характеристики изменяется при изменении периода посылки на некоторую величину ΔT . Поскольку практический интерес представляет участок гребенчатой характеристики в пределах полосы частот

одиноким радиоимпульсом, где величину $2\pi f(T + \Delta T) = 2\pi fT + \alpha$ можно считать постоянной, то изменение положения нулей в нужной полосе частот (пунктир на рисунке 3.11, *a*) можно обеспечить, включая последовательно с нерегулируемой линией задержки регулируемый фазовращатель.

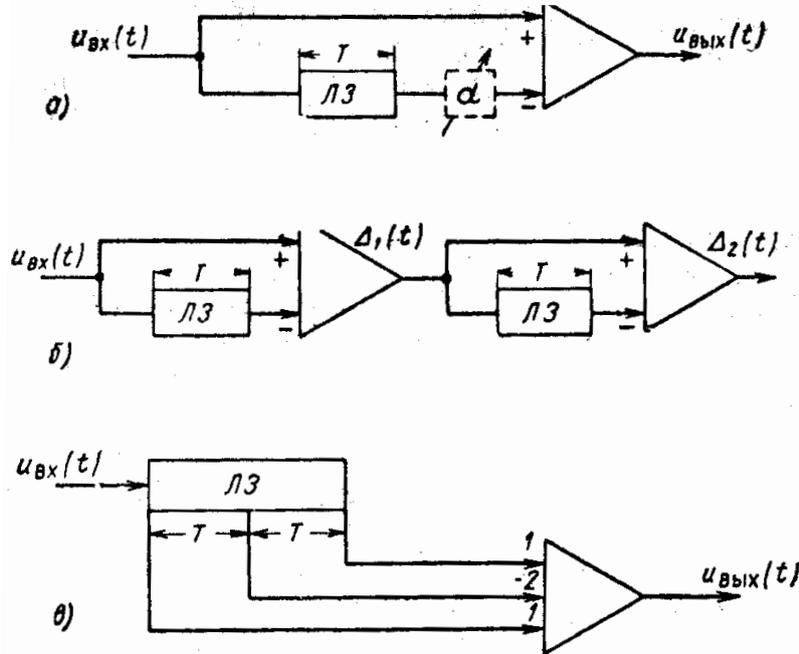


Рисунок 3.10 – Схема однократного (*a*) и двукратного (*б, в*) череспериодного вычитания – гребенчатые фильтры подавления

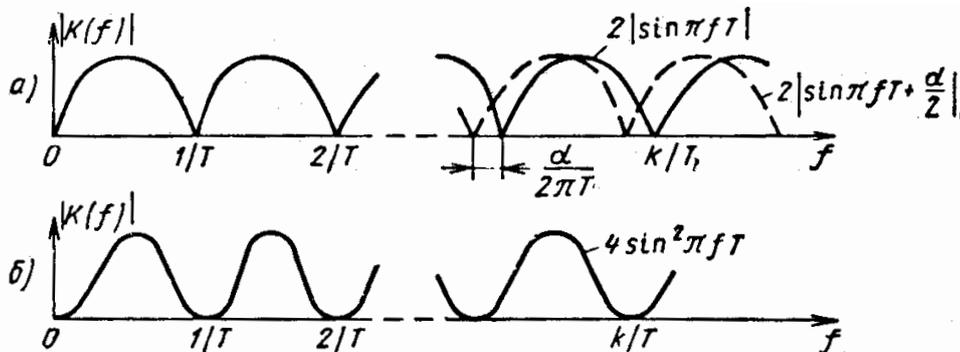


Рисунок 3.11 – Амплитудно-частотные характеристики схем однократного (*a*) и двукратного (*б*) череспериодного вычитания

Поясним работу гребенчатого фильтра подавления (рисунок 3.10, *a*), полагая, что на него воздействуют различные последовательности радиоимпульсов (бесконечная периодическая последовательность; пачки периодически следующих радиоимпульсов, отраженные от точечной цели и от импульсного объема отражателей при наличии разброса скоростей). Пояснение может быть дано как на основе спектральной, так и на основе временной трактовки воздействия.

Бесконечная периодическая последовательность импульсов имеет линейчатый спектр. Меняя несущую частоту спектра либо смещая по частоте области подавления, можно подвести спектральные линии под эти области и тем самым полностью подавить отражения от местных предметов, представляющие собой периодически следующие импульсы на несущей частоте f_0 . С временной точки зрения полное подавление периодически следующих импульсов объясняется их временной компенсацией на промежуточной частоте, поскольку задержанный на период импульс не отличается от незадержанного.

В случае пачки периодически следующих импульсов, образуемой при обзоре, разные импульсы пачки имеют неодинаковые амплитуды. Поэтому при использовании череспериодного вычитания (ЧПВ) нельзя добиться полной компенсации, особенно на краях пачки. Чем больше количество импульсов в пачке, тем качество компенсации лучше. Качество компенсации ухудшается при увеличении скорости обзора, когда уменьшается число импульсов в пачке.

Со спектральной точки зрения ухудшение качества компенсации объясняется расширением гребней спектра пачки. Ширина каждого гребня по уровню, близкому к 0.5, определяется величиной $\frac{1}{MT}$, где T – период повторения; M – число импульсов в пачке. Чем меньше количество импульсов в пачке, тем хуже качество подавления. Качество подавления ухудшается и в том случае, если ширина гребней помехи увеличивается за счет разброса скоростей отражателей.

Существенное ухудшение качества подавления в обоих случаях можно пояснить со спектральной точки зрения заостренной формой провалов амплитудно-частотной характеристики схемы однократного ЧПВ (рисунок 3.11, а).

Для расширения областей подавления была предложена схема *двукратного вычитания*, которую можно представить последовательным соединением двух схем однократного ЧПВ (рисунок 3.10, б). При этом первая схема однократного вычитания вырабатывает первую конечную (не бесконечно малую) разность:

$$\Delta_1(t) = u_{\text{ВХ}}(t) - u_{\text{ВХ}}(t - T),$$

а вторая схема однократного вычитания вырабатывает вторую разность:

$$\Delta_2(t) = \Delta_1(t) - \Delta_1(t - T)$$

или

$$\Delta_2(t) = u_{\text{ВХ}}(t) - 2u_{\text{ВХ}}(t - T) + u_{\text{ВХ}}(t - 2T). \quad (3.44)$$

Тот же эффект дает и схема (рисунок 3.10, в), построенная на основе линии задержки на время $2T$ с отводом, соответствующим задержке на время T , и схемы весового суммирования.

Амплитудно-частотную характеристику схемы двукратного вычитания можно получить, перемножая амплитудно-частотные характеристики (3.43) схем однократного череспериодного вычитания,

$$|K(f)| = 4 \sin^2 \pi f T,$$

т.е. амплитудно-частотная характеристика на рисунке 3.11, б в отличие от рисунка 3.11, а оказывается не синусной, а *синус-квадратной*. Эта схема лучше компенсирует *расширенные* гребни спектра помехи, т.е. гребни спектра при уменьшенном числе импульсов в пачке или при разбросе скоростей отражателей.

Улучшение качества подавления в этих случаях можно пояснить и с временной точки зрения. Если при линейном нарастании амплитуды импульсов первая схема однократного вычитания даст постоянный уровень остатка, то вторая схема однократного вычитания этот остаток полностью скомпенсирует. Поэтому схема двукратного вычитания в меньшей степени реагирует на амплитудную модуляцию импульсов в пачке, обусловленную обзором по угловой координате или разбросом скоростей отражателей. Таким же образом можно убедиться, что схема двукратного вычитания в меньшей степени реагирует не только на амплитудную, но и на фазовую модуляцию (при малых изменениях фазы от импульса к импульсу).

Наряду с определенными достоинствами схема двукратного вычитания характеризуется следующими недостатками: увеличением объема аппаратуры и расширением области провалов частотной характеристики. Последнее может ухудшить условия обнаружения цели при некоторых ее скоростях.

Области провалов можно сузить, сохраняя при этом параболическую форму последних.

Для этого могут быть использованы обратные связи, например, с выхода схемы двукратного вычитания на ее вход, как это показано на рисунке 3.12, соответствующем использованию отрицательной обратной связи.

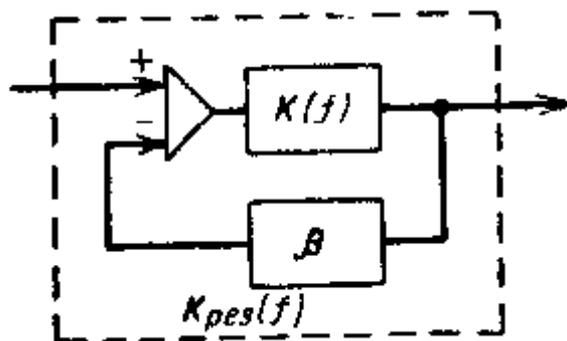


Рисунок 3.12 – Схема ЧПВ с отрицательной обратной связью

Для расчета частотной характеристики $K_{PE3}(f)$ этой схемы используем обычную методику, полагая

$$K_{PE3}(f) = \frac{u_{ВЫХ}(t)}{u_{ВХ}(t)} \Big|_{u_{ВХ}(t) = e^{j2\pi ft}}$$

Учитывая последовательные циркуляции входного сигнала, получим:

$$K_{PE3}(f) = e^{-j2\pi ft} [K(f)e^{j2\pi ft} + (-\beta)K^2(f)e^{j2\pi ft} + (-\beta)^2 K^3(f)e^{j2\pi ft} + \dots].$$

Суммируя члены бесконечной геометрической прогрессии, найдем:

$$K_{\text{РЕЗ}}(f) = \frac{K(f)}{1 + \beta K(f)}. \quad (3.45)$$

При $K(f) = 1$ имеем $K_{\text{РЕЗ}}(f) = \frac{1}{1 + \beta}$. Вводя нормированную результирующую частотную характеристику $K_{\text{РЕЗ.Н}}(f)$, окончательно получим:

$$K_{\text{РЕЗ.Н}}(f) = \frac{(1 + \beta)K(f)}{1 + \beta K(f)}. \quad (3.46)$$

Формула (3.46) справедлива не только в том случае, когда $|\beta K(f)| < 1$ и геометрическая прогрессия является убывающей, но и когда величина $|\beta| > 0$ достаточно велика. В этом можно убедиться, составляя баланс напряжений для установившегося режима гармонических колебаний:

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = K(f)[u_{\text{ВХ}}(t) - \beta u_{\text{ВЫХ}}(t)],$$

откуда:

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{K(f)}{1 + \beta K(f)} u_{\text{ВХ}}(t),$$

что с учетом нормировки приводит к (3.46) без ограничения на величину β .

Если β достаточно велико, а частоты таковы, что $|\beta K(f)| \gg 1$, то $|K_{\text{РЕЗ.Н}}(f)| = 1$, т.е. результирующая частотная характеристика (рисунок 3.13) имеет уплощенные вершины. Для тех же частот, для которых $|\beta K(f)| \ll 1$,

$$K_{\text{РЕЗ.Н}}(f) = (1 + \beta)K(f),$$

т.е. сохраняется параболический характер областей подавления, хотя ширина провалов сужается.

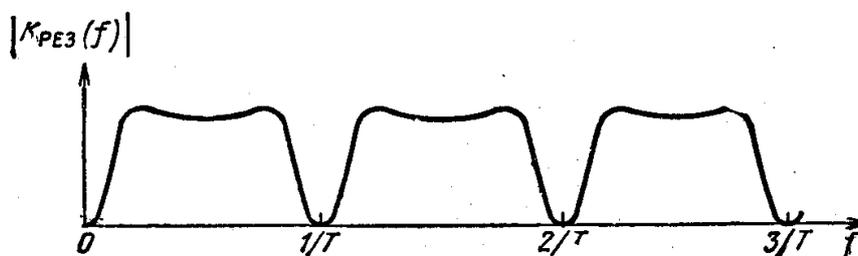


Рисунок 3.13 – Амплитудно-частотная характеристика схемы ЧПВ с отрицательной обратной связью

Наряду с использованием обратных связей по схеме (рисунок 3.12), т.е. с выхода на вход, возможны и более сложные случаи, когда используются обратные связи от промежуточных точек схемы череспериодного вычитания. За счет этого возрастают возможности коррекции амплитудно-частотной характеристики.

3.5 Гребенчатые фильтры накопления

Гребенчатые фильтры накопления могут быть построены на основе схемы рециркулятора, включающей линию задержки, поставленную в цепь обратной связи (рисунок 3.14). В этой схеме выходное напряжение определяется по формуле:

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = u_{\text{ВХ}}(t) - \beta u_{\text{ВХ}}(t - T) + \beta^2 u_{\text{ВХ}}(t - 2T) + \dots \quad (3.47)$$

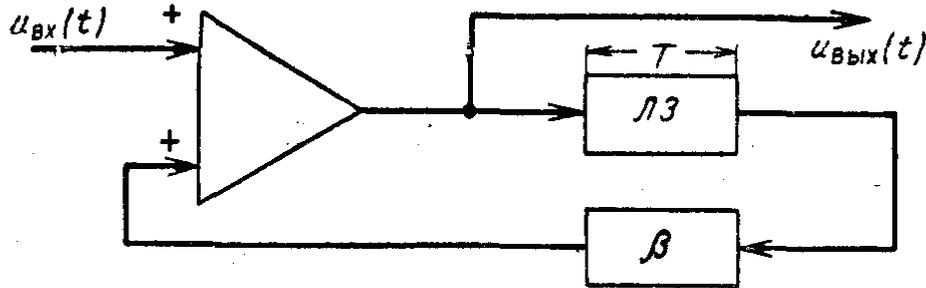


Рисунок 3.14 – Рециркулятор – гребенчатый фильтр накопления

Коэффициент обратной связи β считаем при этом комплексной величиной с модулем, меньшим единицы.

При воздействии на вход рециркулятора импульса на его выходе получается последовательность периодически следующих импульсов с убывающей амплитудой, причем убывание амплитуды тем меньше, чем ближе к единице величина $|\beta|$. Если на рециркулятор подать периодическую последовательность импульсов, например, с периодом, точно равным времени задержки, будет наблюдаться накопление импульсов.

Частотную характеристику рециркулятора найдем по обычной методике:

$$K(f) = 1 + \beta e^{-j2\pi f T} + \beta^2 e^{-j4\pi f T} + \dots$$

Суммируя члены геометрической прогрессии, находим

$$K(f) = \frac{1}{1 - \beta e^{-j2\pi f T}}. \quad (3.48)$$

Переходя к нормированной амплитудно-частотной характеристике

$$|K_{\text{н}}(f)| = \frac{|K(f)|}{|K(f)|_{\text{max}}},$$

получим

$$|K_{\text{н}}(f)| = \frac{1 - |\beta|}{\sqrt{1 + |\beta|^2 - 2|\beta| \cos[2\pi f T - \arg \beta]}}. \quad (3.49)$$

Амплитудно-частотная характеристика рециркулятора имеет *гребенчатую* структуру (рисунок 3.15). Ее гребням соответствуют частоты

$f_m = \frac{m}{T} + \frac{\arg \beta}{2\pi T}$. Амплитуды гребней нормированы к единице. Между гребнями

располагаются провалы с уровнем $\frac{1-|\beta|}{1+|\beta|}$. Подбор необходимой ширины

гребней и уровней провалов может быть осуществлен за счет выбора $|\beta|$. Чем $|\beta|$ ближе к единице, тем *уже* гребни амплитудно-частотной характеристики, что соответствует *увеличению памяти* рециркулятора. Для оптимизации фильтрации ширину гребней амплитудно-частотной характеристики согласуют с шириной гребней амплитудно-частотного спектра сигнала. Иначе, это означает *согласование длительности импульсной характеристики рециркулятора с длительностью пачки*.



Рисунок 3.15 – Амплитудно-частотная характеристика рециркулятора

Положение гребней амплитудно-частотной характеристики рециркулятора вдоль оси частот необходимо совместить с положением гребней амплитудно-частотного спектра сигнала. Последнее можно обеспечить как за счет частотного сдвига каждой из спектральных составляющих сигнала, так и за счет подбора аргумента β .

Рассматриваемая схема не может быть, вообще говоря, оптимальной для целей, имеющих разные скорости. При изменении скорости цели изменяется положение гребней спектра сигнала. Соответственно нужна новая настройка гребней амплитудно-частотной характеристики рециркулятора.

Задача одновременного обнаружения сигналов от целей с различными скоростями может быть решена путем параллельного соединения рециркуляторов, рассчитанных на разные скорости. Сложность такой схемы явилась препятствием распространению рециркуляторов.

В последнее время, однако, выяснилась *возможность обнаружения целей с различными скоростями при помощи рециркулятора с одной линией задержки*.

Поясним возможность такого обнаружения. Предположим, одиночный радиоимпульс поступает на оптимальный для него фильтр. Пусть выход этого фильтра периодически стробируется короткими импульсами с периодом $\tau'_и$, заметно меньшим длительности выброса сигнала на выходе оптимального

фильтра (рисунок 3.16). Стробирование не ухудшает отношения сигнал/помеха, поскольку вершина выходного импульса образовалась в результате когерентного накопления за время всей длительности входного импульса

и соответствует отношению сигнал/помеха, близкому к пиковому $\sqrt{\frac{2\mathcal{E}}{N_0}}$. По-

этому короткие импульсы, полученные после стробирования, могут нести информацию об амплитуде и фазе более широких вершин импульсов на выходе оптимального фильтра. Они затем могут быть обработаны в рециркуляторе, если линия задержки и остальные элементы рециркулятора обеспечивают необходимую широкополосность, а время задержки кратно величине $\tau'_и$. Для указанной последовательности стробирующих импульсов может быть установлено необходимое значение $\arg \beta$.

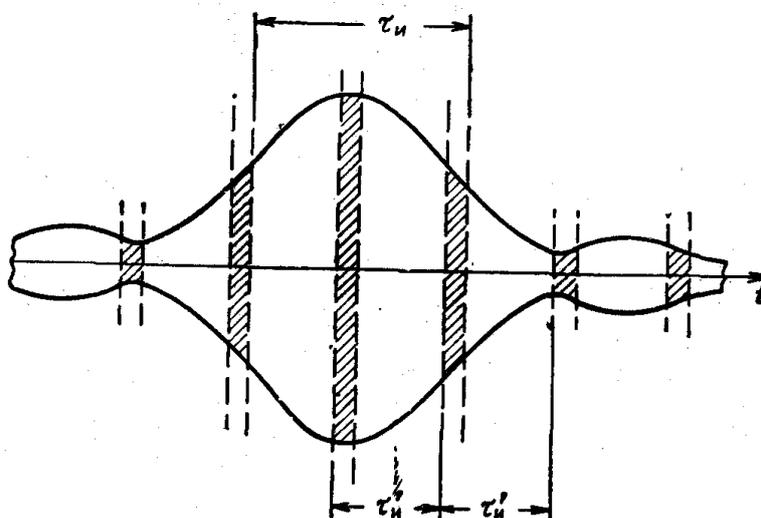


Рисунок 3.16 – К пояснению малости потерь при стробировании выходного напряжения оптимального фильтра

Существенно, что схема рециркулятора значительную часть времени остается незагруженной и может производить обработку для других значений скорости, а значит, и $\arg \beta$.

На указанном принципе основана схема, которая представляет собой рециркулятор, в цепь обратной связи которого включено звено, обеспечивающее необходимое значение $|\beta|$, и звено, обеспечивающее изменение во времени $\arg \beta$. Последнее достигается в схеме двойного преобразования частоты, содержащей гетеродины с частотами f_{Γ} и $f_{\Gamma} + \frac{1}{\tau'_{и}}$. Если на вход этой схемы поступает колебание $\cos 2\pi f_0 t$, то на выходе получается колебание вида:

$$\cos 2\pi \left[f_0 + \left(f_{\Gamma} + \frac{1}{\tau'_{и}} \right) - f_{\Gamma} \right] t = \cos 2\pi f_0 t + \arg \beta ,$$

где $\arg \beta = \frac{2\pi t}{\tau'_и}$.

Аргумент $\arg \beta$ через каждый интервал времени меняется на 2π , т.е. принимает повторяющиеся значения. Соответственно через интервалы $\tau'_и$ следуют моменты максимального накопления для некоторой доплеровской частоты. Поэтому обработка оказывается *эквивалентной обработке в рециркуляторе со стробированием*. Колебания разностной частоты гетеродинов выделяются в смесителе и синхронизируют генератор вертикальной развертки растрового индикатора. Вертикальная развертка, синхронизованная с изменением $\arg \beta$, является разверткой скорости. На горизонтальные пластины индикатора подается обычная развертка дальности. Яркая отметка на индикаторе покажет положение цели в координатах дальность - скорость.

Описанные выше рециркуляторы на линиях задержки обладают большим достоинством – *возможностью одноканальной обработки* как на различных элементах дальности, так и для различных скоростей движения цели. Это преимущество тем больше, чем сложнее схема для элемента дистанции.

Однако, как уже отмечалось, за последнее время намечаются пути значительного упрощения отдельных ячеек обработки за счет перехода к интегральным схемам. В этом случае вновь возрождается интерес к схемам *корреляционно-фильтровой обработки*, когда принимаемые колебания стробируются импульсами для каждого участка дальности. При известной доплеровской частоте для накопления достаточно иметь только один контур. С учетом различия в доплеровских частотах потребуется число контуров порядка числа импульсов в пачке.

Такая схема должна производить *накопление* для каждого элемента дистанции. Продетектированное выходное напряжение контура с наибольшей амплитудой повторно стробируется после детектора. Состыкованные импульсы для различных элементов дистанции поступают на выход схемы.

Наряду с накоплением таким же образом может быть решена задача *режекции* по частоте. Переходя к подобным методам, рассчитывают на более высокое качество режекции, чем при использовании памяти в виде линий задержки, потенциалоскопов и т.д.

3.6 Пример оптимальной фильтрации прямоугольных радиоимпульсов без внутриимпульсной модуляции фазы колебаний

Одиночный прямоугольный радиоимпульс $u(t) = \cos 2\pi f_0 t$ при $|t| < \frac{\tau_и}{2}$ и $u(t) = 0$ при $|t| > \frac{\tau_и}{2}$ имеет спектральную плотность:

$$g(f) = \frac{\sin \pi(f - f_0)\tau_{\text{И}}}{2\pi(f - f_0)} + \frac{\sin \pi(f + f_0)\tau_{\text{И}}}{2\pi(f + f_0)}, \quad (3.50)$$

где в области $f > 0$ можно пренебречь вторым слагаемым, а в области $f < 0$ – первым. Амплитудно-частотный спектр прямоугольного радиоимпульса (для $f > 0$) показан на рисунке 3.17. Ширина его по нулям равняется $\frac{2}{\tau_{\text{И}}}$, а по

уровню $\frac{\sin \frac{\pi}{2}}{\frac{\pi}{2}} \approx 0.64$ эта ширина составляет $\frac{1}{\tau_{\text{И}}}$.

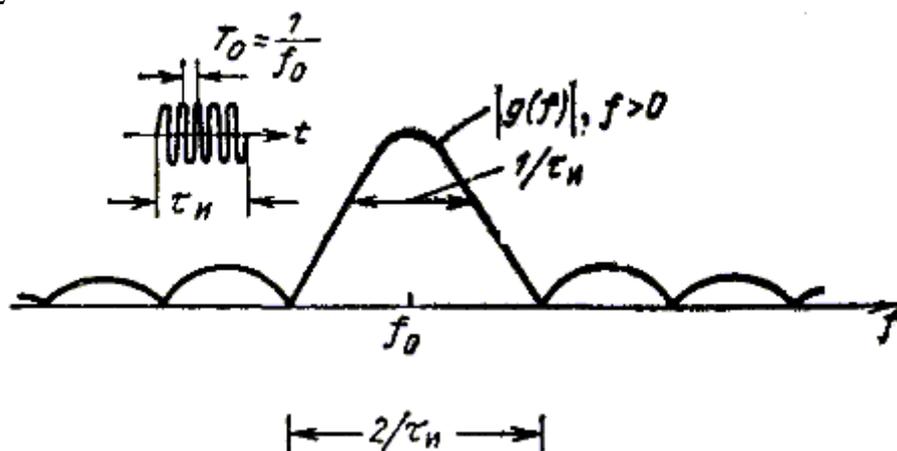


Рисунок 3.17 – Амплитудно-частотный спектр
прямоугольного радиоимпульса $f > 0$

Перейдем к рассмотрению возможностей осуществления *квазиоптимальной* и *оптимальной* фильтрации прямоугольного радиоимпульса.

Квазиоптимальную фильтрацию осуществляют с помощью полосовых усилителей путем подбора полосы пропускания.

Зададимся близкой к прямоугольной единичной амплитудно-частотной характеристикой фильтра с полосой Π и линейной фазочастотной характеристикой $e^{-j2\pi f t_0}$. Здесь t_0 – задержка в фильтре. Чем ближе амплитудно-частотная характеристика фильтра к прямоугольной, тем больше t_0 , так как импульсная характеристика вида $\frac{\sin \pi \Pi(t - t_0)}{\pi \Pi(t - t_0)}$ по условию реализуемости

равна 0 при $t < 0$. Напряжение на выходе фильтра при единичной амплитуде напряжений на входе можно представить в виде:

$$\omega(t) = \frac{1}{2} \int_{f_0 - \frac{\Pi}{2}}^{f_0 + \frac{\Pi}{2}} \frac{\sin \pi(f - f_0)\tau_{\text{И}}}{\pi(f - f_0)} e^{j2\pi f(t - t_0)} df + \frac{1}{2} \int_{-f_0 - \frac{\Pi}{2}}^{-f_0 + \frac{\Pi}{2}} \frac{\sin \pi(f + f_0)\tau_{\text{И}}}{\pi(f + f_0)} e^{j2\pi f(t - t_0)} df.$$

После замены переменных $\pi(f - f_0)\tau_{\text{И}} = x$ в первом интеграле и $\pi(f + f_0)\tau_{\text{И}} = y$ – во втором выражение приводится к виду:

$$\omega(t) = W(t) \cos 2\pi f_0 t,$$

где

$$W(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi\tau_{\text{И}}}{2}}^{\frac{\pi\tau_{\text{И}}}{2}} \frac{\sin x}{x} e^{j2x \frac{t-t_0}{\tau_{\text{И}}}} dx = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi\tau_{\text{И}}}{2}} \frac{\sin x}{x} \cos \left(2x \frac{t-t_0}{\tau_{\text{И}}} \right) dx.$$

Преобразуя произведение тригонометрических функций, и вводя интегральный синус $\text{Si } y = \int_0^y \frac{\sin x}{x} dx$, получим:

$$W(t) = \frac{1}{\pi} \left[\text{Si } \pi \Pi \left(t - t_0 + \frac{\tau_{\text{И}}}{2} \right) - \text{Si } \pi \Pi \left(t - t_0 - \frac{\tau_{\text{И}}}{2} \right) \right]. \quad (3.51)$$

Замечая, что $(\text{Si } y)' = \frac{\sin y}{y}$ заключаем, что максимум огибающей достигается в момент времени $t = t_0$, когда $W'(t) = 0$, и будет:

$$W_{\text{max}} = \frac{2}{\pi} \text{Si} \left(\frac{\pi \Pi \tau_{\text{И}}}{2} \right).$$

Квадрат эффективного напряжения помехи на единичном сопротивлении для выбранной прямоугольной единичной характеристики составит:

$$\omega_{\text{П.СКВ}}^2 = \int_{f_0 - \frac{\Pi}{2}}^{f_0 + \frac{\Pi}{2}} N_0 df = N_0 \Pi,$$

откуда энергетическое отношение сигнал/помеха на выходе квазиоптимального фильтра:

$$\frac{W_{\text{max}}^2}{\omega_{\text{П.СКВ}}^2} = q^2 \frac{\text{Si}^2 \frac{\pi \Pi \tau_{\text{И}}}{2}}{\left(\frac{\pi}{2} \right)^2 \Pi \tau_{\text{И}}},$$

где $q^2 = \frac{2\mathcal{E}_{\text{И}}}{N_0} = \frac{\tau_{\text{И}}}{N_0}$ – отношение сигнал/помеха на выходе оптимального фильтра.

Полосовой фильтр оптимизируется при $\Pi \tau_{\text{И}} = 1.37$, и максимальное отношение сигнал/помеха составляет $0.83q^2$. Таким образом, *полосовой фильтр с неоптимальной прямоугольной амплитудно-частотной характеристикой, но оптимальной полосой* $\Pi_{\text{Опт}} = \frac{1.37}{\tau_{\text{И}}}$ дает для рассматриваемого сигнала в виде прямоугольного радиоимпульса *проигрыш в энергетическом отношении сигнал/помеха всего лишь на 17% или в $1/0.83 \approx 1.2$ раза.*

Наряду с квазиоптимальными фильтрами принципиально можно построить *оптимальный* для прямоугольного радиоимпульса фильтр. В этом

проще всего убедиться, разбивая длинный прямоугольный импульс на M более коротких импульсов длительностью $\frac{\tau_{\text{и}}}{M}$. Оптимальная фильтрация полученной таким образом «пачки» сомкнутых радиоимпульсов может быть произведена, как и в п. 3.3, с помощью достаточно широкополосного фильтра, линии задержки с отводами и сумматора. Рассмотренная в п. 3.3 частотная характеристика $K_2(f) = \frac{\sin \pi f M T}{\sin \pi f T}$ при целом числе периодов колебаний в импульсе длительностью $\frac{\tau_{\text{и}}}{M}$ приводится к виду:

$$\frac{\sin \pi(f - f_0) M T}{\pi(f - f_0) T} = M \frac{\sin \pi(f - f_0) \tau_{\text{и}}}{\pi(f - f_0) \tau_{\text{и}}},$$

что с точностью до множителя совпадает с требуемой. На выходе схемы в этом случае получается сплошной ромбовидный импульс частоты f_0 . Схема оптимального фильтра на линии задержки без промежуточных отводов показана на рисунке 3.18, а. Она содержит сумматор, на котором вырабатывается разность незадержанного и задержанного на $\tau_{\text{и}}$ радиоимпульсов, и колебательный контур высокой добротности (подключаемый к сумматору через сопротивление, чтобы избежать шунтирования). Другая разновидность этой же схемы приведена на рисунке 3.18, б.

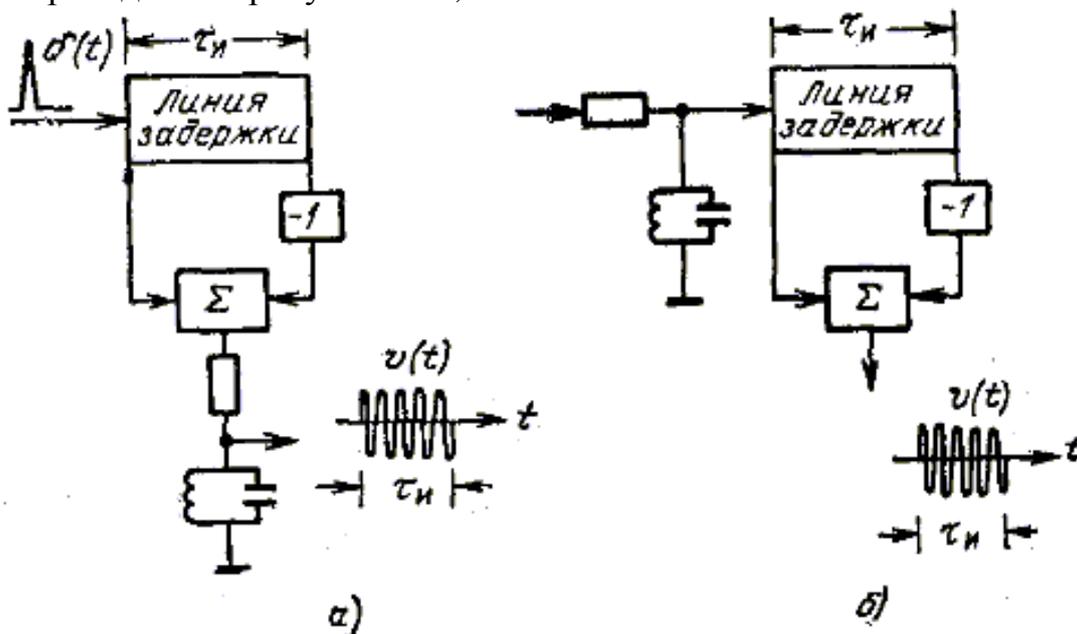


Рисунок 3.18 - Оптимальный фильтр для прямоугольного радиоимпульса без внутримпульсной модуляции фазы

В обоих случаях считается, что время задержки составляет целое число периодов колебаний высокой частоты. Получаемая при подаче на вход δ -функции импульсная характеристика образуется в результате вычитания двух свободных колебаний – незадержанного и задержанного на $\tau_{\text{и}}$. При большой добротности контура длительность переходного процесса в нем много боль-

ше $\tau_{и}$. В результате вычитания получается импульсная характеристика в виде радиоимпульса длительностью $\tau_{и}$, близкого к прямоугольному. Частотная характеристика фильтра (рисунок 3.18, а, б) в случае предельно большой добротности контура соответствует спектру вида $\frac{\sin x}{x}$.

При воздействии на вход фильтра прямоугольного радиоимпульса на выходе получается *ромбовидный* радиоимпульс. В этом случае на контуре высокой добротности происходит линейное нарастание амплитуды напряжения в течение длительности импульса и весьма медленное затухание колебаний после его окончания. В результате вычитания двух переходных процессов, незадержанного и задержанного, на выходе получается ромбовидный радиоимпульс длительностью $2\tau_{и}$ (рисунок 3.19).

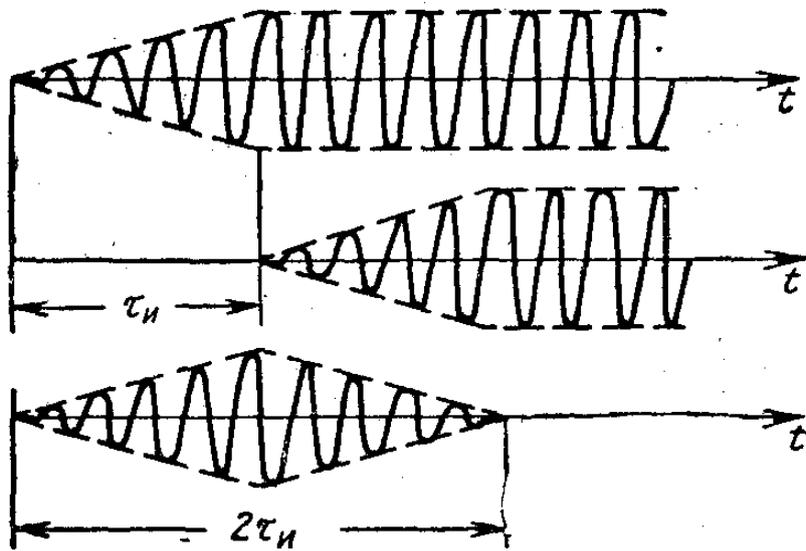


Рисунок 3.19 – Процесс оптимальной фильтрации прямоугольного радиоимпульса в схеме на рисунке 3.18

Оптимальная фильтрация прямоугольной пачки прямоугольных радиоимпульсов может быть осуществлена путем последовательного включения двух фильтров: фильтра, оптимального для одиночного прямоугольного радиоимпульса, например, как на рисунке 3.18, и когерентного сумматора импульсов пачки, аналогичного звену формирования частотной характеристики $K_2(f)$ на рисунке 3.7, б (п. 3.3).

В результате оптимальной фильтрации на выходе получится последовательность $(2M - 1)$ ромбовидных радиоимпульсов с общей ромбовидной огибающей (рисунок 3.20). Если, не изменяя схемы когерентного накопления, оптимальный фильтр для прямоугольного радиоимпульса заменить квазиоптимальным, то изменится форма огибающей отдельных импульсов при сохранении формы огибающей пачки.

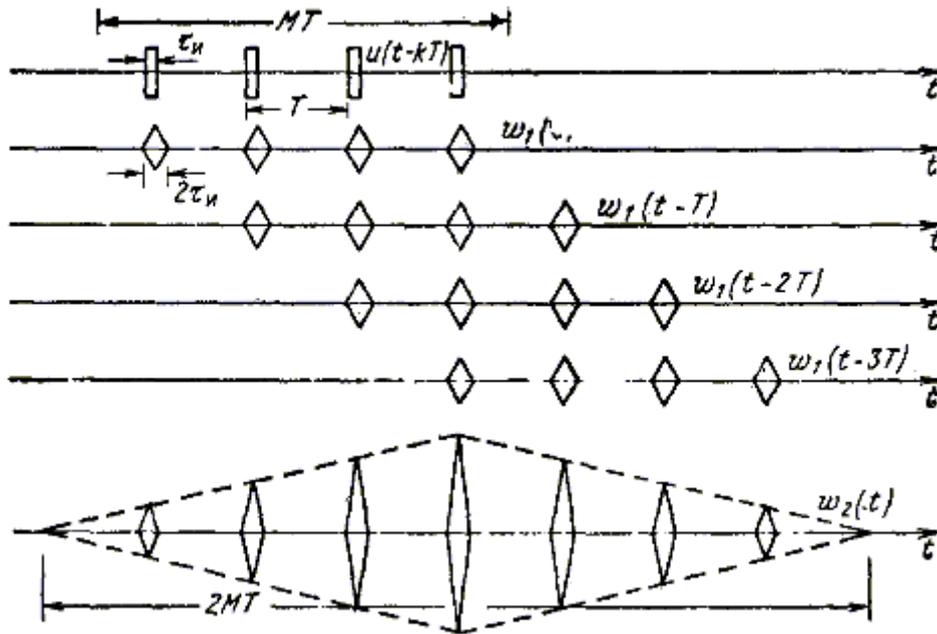


Рисунок 3.20 – Результат оптимальной фильтрации когерентной пачки радиоимпульсов с прямоугольной огибающей

3.7 Широкополосные радиоимпульсы и понятие об эффекте сжатия

Импульсный сигнал называется *широкополосным*, если произведение его длительности на ширину спектра частот $\Pi\tau_n = n \gg 1$. Широкополосность обычно достигается путем *внутриимпульсной модуляции фазы* (частоты) *колебаний*. Широкополосный радиоимпульс имеет ширину спектра в n раз большую, чем импульс той же длительности τ_n без внутриимпульсной модуляции. Ширина его спектра соответствует импульсу без внутриимпульсной модуляции существенно меньшей длительности $\frac{\tau_n}{n}$.

Из формулы (3.22) (см. п. 3.2) следует, что импульс на выходе оптимального фильтра определяется *амплитудно-частотным спектром сигнала*. Это значит, что широкополосный радиоимпульс преобразуется в своем оптимальном фильтре в импульс *такой же длительности*, что и импульсы длительности $\frac{\tau_n}{n}$ при воздействии на *свой* оптимальный фильтр. Иначе говоря, широкополосные радиоимпульсы *сжимаются в оптимальных фильтрах*, причем *тем сильнее, чем больше произведение $\Pi\tau_n = n$* .

Если два перекрывающихся сдвинутых широкополосных радиоимпульса воздействуют на соответствующий оптимальный фильтр (рисунок 3.21), каждый из них в силу применимости принципа суперпозиции к линейным системам сжимается *независимо*, т.е. имеется *возможность разрешения сигналов от целей, импульсы которых перекрываются*. Это позволяет *наращивать длительности импульсов без ухудшения разрешающей способности по даль-*

ности. Увеличение длительности импульса является средством увеличения его энергии при пиковой мощности, ограниченной обычно условиями генерации и пробоя в фидерных трактах. Наряду с увеличением энергетике можно *повышать* в значительных пределах *разрешающую способность по дальности*, используя весьма широкополосные сигналы.

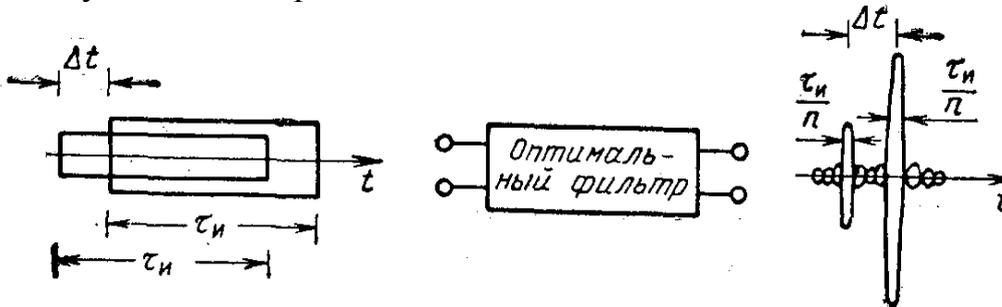


Рисунок 3.21 – Разрешение при сжатии широкополосных радиоимпульсов в оптимальном фильтре

В связи с практической целесообразностью использования широкополосных сигналов следует более подробно рассмотреть пути расширения спектра, а затем изучить физические процессы при сжатии в оптимальных фильтрах.

В качестве средства расширения спектра радиоимпульсов может использоваться *фазовая манипуляция*. Она состоит в том, что импульс длительностью $\tau_{и}$ разбивается на определенное число n более коротких сомкнутых между собой парциальных радиоимпульсов, и в каждый из этих импульсов вводится соответствующий фазовый сдвиг $\Delta\varphi$. Фазовые сдвиги, вводимые в парциальные радиоимпульсы, могут быть кратны (или некратны) одному и тому же фазовому сдвигу, например, $\frac{2\pi}{m}$, где m – целое число. При $m > 2$ фазовая манипуляция называется *многофазной*, а при $m = 2$ *противофазной*, так как, по существу, возможны лишь два различающихся значения $\Delta\varphi$ (0 или π), а комплексный множитель $C = e^{j\Delta\varphi}$ принимает два значения (1 или -1). На рисунке 3.22 представлен манипулированный по фазе $0, \pi$ импульс и его условное обозначение, отображающее лишь знаки множителей $C_k = e^{j\Delta\varphi_k}$ для парциальных элементов импульса ($k = 0, 1, 2, \dots$).

Спектр фазоманипулированного радиоимпульса можно представить как наложение спектров сдвинутых парциальных импульсов или, с учетом теоремы запаздывания:

$$g(f) = g_0(f) \sum_{k=0}^{n-1} C_k e^{-j2\pi f k \tau_0},$$

где $g_0(f)$ соответствует спектру первого из парциальных радиоимпульсов. В случае, когда $C_k = 1$ для всех k , фазоманипулированный радиоимпульс переходит в длинный немодулированный радиоимпульс. Модуль суммы соответ-

ствуется, как и в п. 3.3, выражению вида $\left| \frac{\sin \pi f \tau_0 n}{\sin \pi f \tau_0} \right|$, а результирующий амплитудно-частотный спектр становится существенно уже спектра парциального радиоимпульса. На рисунке 3.23 пунктиром показаны амплитудно-частотные спектры импульса длительностью τ_0 и немодулированного импульса такой же энергии длительностью $\tau_{\text{И}} = n\tau_0$. Сплошной линией показан амплитудно-частотный спектр при значениях C_k соответствующих коду $+++--+-$. Ширина спектра фазоманипулированного импульса длительностью $\tau_{\text{И}}$ имеет при этом тот же порядок, что и ширина спектра парциального импульса длительностью τ_0 .

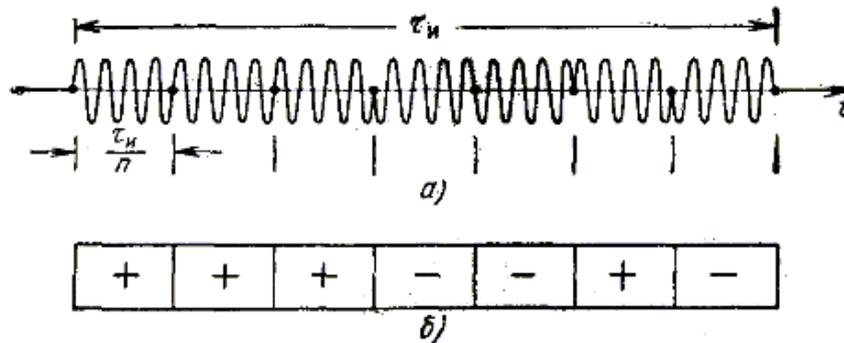
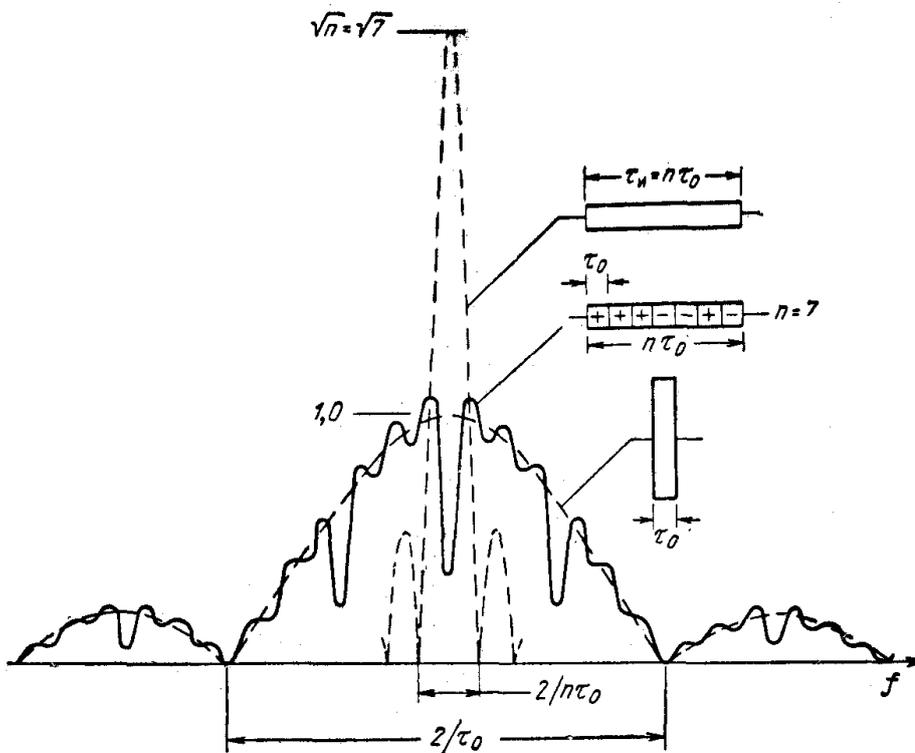


Рисунок 3.22 – Фазоманипулированный радиоимпульс (а) и его условное изображение (б)



фазоманипулированный (сплошная кривая), парциальный длительностью τ_0 и немодулированный длительностью $n\tau_0$ (пунктир)

Рисунок 3.23 – Амплитудно-частотные спектры радиоимпульсов

Другим способом расширения спектра импульса является использование *частотной манипуляции*. На рисунке 3.24 показан составной импульс длительностью $\tau_{\text{и}}$, полученный путем состыковывания (например, с точностью до фазы) более коротких импульсов длительностью τ_0 . Частота колебаний от импульса к импульсу меняется скачком, так что результирующий спектр складывается из взаимно смещенных парциальных спектров. Возможности расширения результирующего спектра при этом увеличиваются.

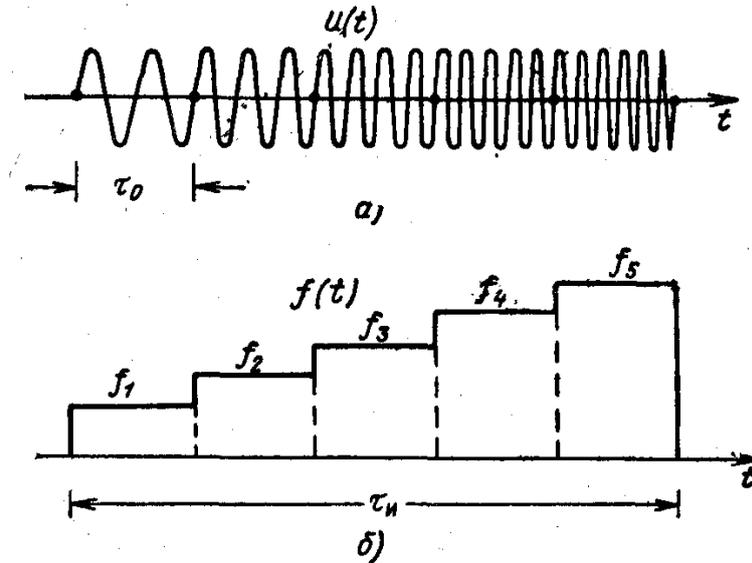


Рисунок 3.24 – Частотно манипулированный радиоимпульс (а) и закон изменения частоты (б) в импульсе

Наряду со ступенчатым изменением частоты, как это показано на рисунке 3.24, возможно *плавное* (например, линейное) изменение частоты (рисунк 3.25, а). Радиоимпульс называется при этом частотно-модулированным, в частности линейно частотно-модулированным (ЛЧМ). Амплитудно-частотный спектр такого импульса показан на рисунке 3.25, б.

Анализ сжатого импульса особенно прост, если амплитудно-частотный спектр аппроксимируется прямоугольником (рисунк 3.25, б) высотой g_0 . Из формулы (3.22) (см. п. 3.2) для напряжения на выходе фильтра при $\alpha = 0$ и $2Cg_0\Pi = 1$ имеем:

$$\omega_{\text{с}}(t) = 2Cg_0 \int_{f_0 - \frac{\Pi_{\text{и}}}{2}}^{f_0 + \frac{\Pi_{\text{и}}}{2}} \cos 2\pi f(t - t_0) df = \frac{\sin \pi \Pi_{\text{и}}(t - t_0)}{\pi \Pi_{\text{и}}(t - t_0)} \cos 2\pi f_0(t - t_0).$$

Если длительность импульса на входе $\tau_{\text{и}}$, то длительность на выходе по нулям составляет $\frac{2}{\Pi_{\text{и}}}$, а по уровню ≈ 0.64 составляет $\frac{1}{\Pi_{\text{и}}}$, т.е. *коэффициент сжатия* по этому последнему уровню:

$$k_{\text{сж}} = \Pi_{\text{и}}\tau_{\text{и}} = n.$$

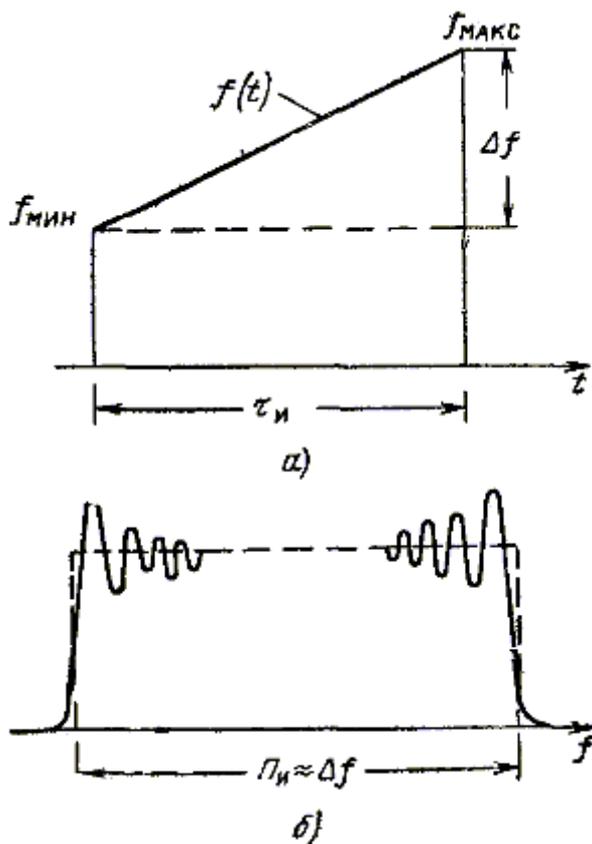


Рисунок 3.25 – Закон изменение частоты $f(t)$ (а), амплитудно-частотный спектр (сплошная линия) и его аппроксимация (пунктир) при линейной частотной модуляции радиоимпульса (б)

В зависимости от формы амплитудно-частотного спектра меняется форма сжатого импульса на выходе оптимального фильтра (рисунок 3.26).

Как было показано, она имеет огибающую вида $\left| \frac{\sin x}{x} \right|$ в случае прямоугольного спектра, колокольную огибающую – в случае колокольного спектра, ромбовидную огибающую – в случае спектра $\left(\frac{\sin x}{x} \right)^2$. Это уже дает основание судить о различного рода промежуточных случаях. Так, например, *скругление амплитудно-частотного спектра* и приближение его от прямоугольного к колокольному должно *уменьшить боковые лепестки сжатого импульса* (так же, как скругление амплитудного распределения поля в раскрыве антенны уменьшает боковые лепестки диаграммы направленности).

Для фазоманипулированного импульса, спектр которого близок к $\frac{\sin x}{x}$ на входе оптимального фильтра и к $\left(\frac{\sin x}{x} \right)^2$ на выходе, следует ожидать сжа-

тый импульс ромбовидной формы (хотя отступление от законов $\frac{\sin x}{x}$ и $\left(\frac{\sin x}{x}\right)^2$ должно привести к известным отступлениям от чистого ромба). В этом можно убедиться, рассматривая более подробно процесс сжатия фазоманипулированного радиоимпульса в оптимальном для него фильтре.

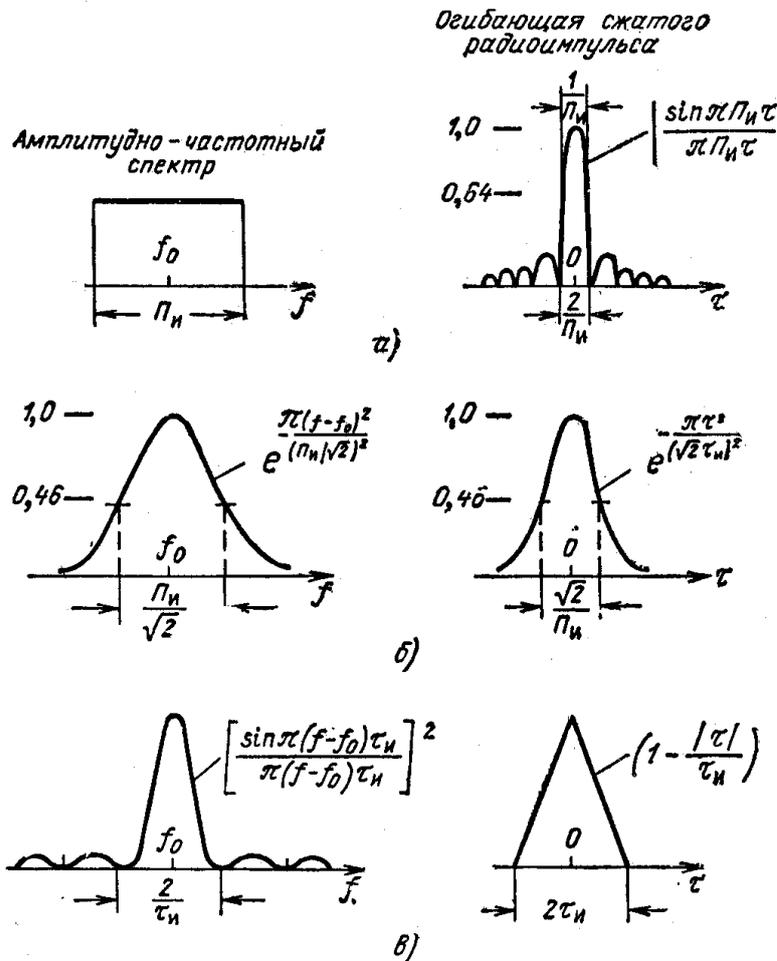


Рисунок 3.26 – Зависимость формы огибающей сжатого импульса от вида его амплитудно-частотного спектра

3.8 Сжатие простейшего фазоманипулированного радиоимпульса

Рассмотрим фазоманипулированный радиоимпульс длительностью τ_n , составленный из парциальных импульсов длительностью $\tau_0 = \frac{\tau_n}{n}$ (рисунок 3.27). В течение каждого промежутка времени τ_0 излучаются колебания одинаковой частоты f_0 с постоянной начальной фазой, которая может меняться скачком на n при переходе к следующему элементарному импульсу.

Оптимальная импульсная характеристика, соответствующая этому сигналу, схематически представлена на рисунке 3.27, б. Чтобы построить оптимальный фильтр с такой характеристикой, можно воспользоваться линией задержки с отводами и общим сумматором, к которому часть отводов подключена через инверсные каскады (рисунок 3.28). Выходное напряжение сумматора подается на оконечный фильтр, который является оптимальным для элементарного импульса длительностью $\tau_0 = \frac{\tau_{и}}{n}$ (рисунок 3.19).

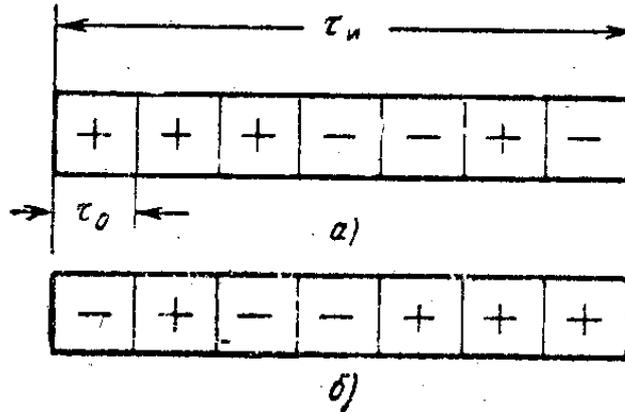


Рисунок 3.27 – Условное изображение фазоманипулированного радиоимпульса (а) и оптимальной импульсной характеристики (б)

Проследим процесс оптимальной фильтрации импульса (рисунок 3.27) с заданным законом модуляции. На рисунок 3.29, а схематически представлены сдвинутые во времени входные радиоимпульсы с учетом наличия инверсных каскадов. Результат их суммирования представлен на рисунке 3.29, б, а выходное напряжение оптимального фильтра в целом – на рисунке 3.29, в.

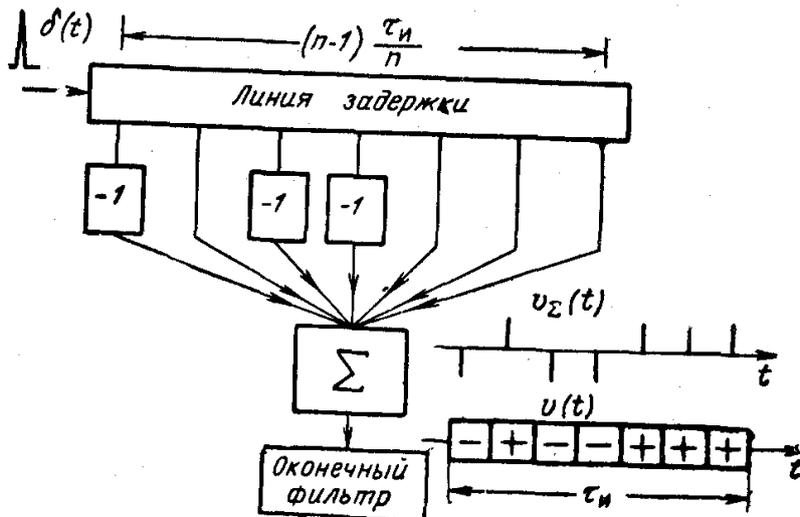


Рисунок 3.28 – Формирование импульсной характеристики оптимальной для фазоманипулированного радиоимпульса

Рассмотренный пример интересен с двух точек зрения. С одной стороны, он показывает возможности синтеза оптимальных фильтров с достаточно сложными импульсными характеристиками. С другой стороны, он иллюстрирует указанный ранее эффект сжатия импульса со сложным законом модуляции при оптимальной обработке. Легко видеть, что длительность основного выброса выходного сигнала существенно меньше длительности сигнала на входе.

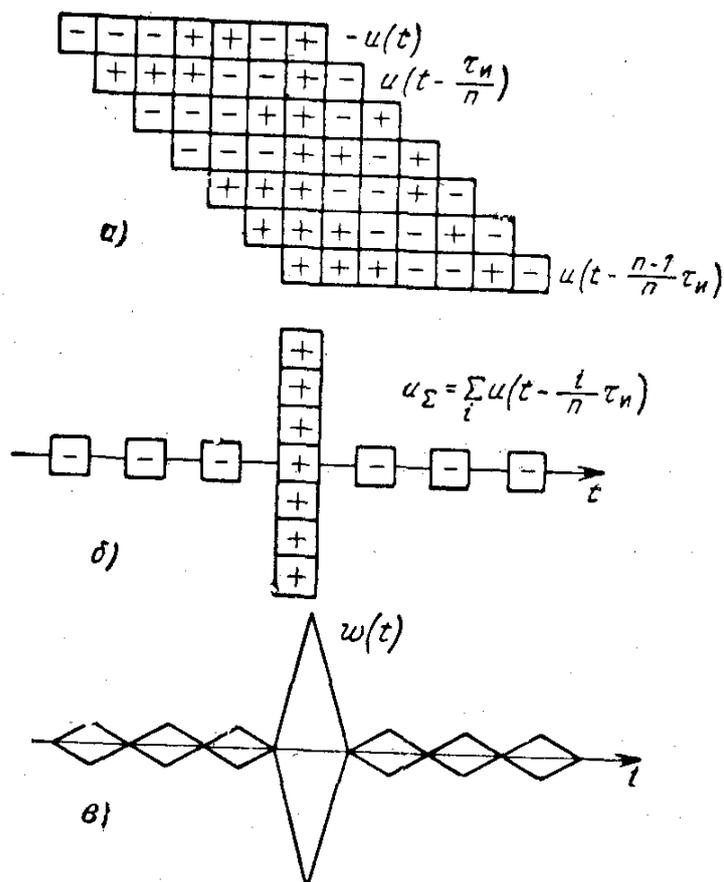


Рисунок 3.29 – Процесс оптимальной фильтрации фазоманипулированного радиоимпульса

Напомним, что в качестве оконечного фильтра схемы (рисунок 3.28) можно использовать также полосовой фильтр с оптимальной полосой $\frac{1.37}{\tau_0} = \frac{1.37}{\tau_n} n$. Полосовой фильтр преобразует при этом элементарные прямоугольные радиоимпульсы (рисунок 3.29, б) в радиоимпульсы, форма огибающей которых несколько отличается от ромбовидной. Хотя обработка в целом будет неоптимальной, проигрыш в энергетическом отношении сигнал/помеха составит всего 17%.

В отличие от рисунка 3.28 полосовой фильтр обычно предшествует линии задержки с отводами и сумматором.

3.9 Сжатие частотно-манипулированных и частотно-модулированных радиоимпульсов

На рисунке 3.30 показана схема, позволяющая формировать сигналы и импульсные характеристики в виде частотно-манипулированных радиоимпульсов. Эта схема состоит из линии задержки с подключенными к ее отводам колебательными контурами и сумматора.

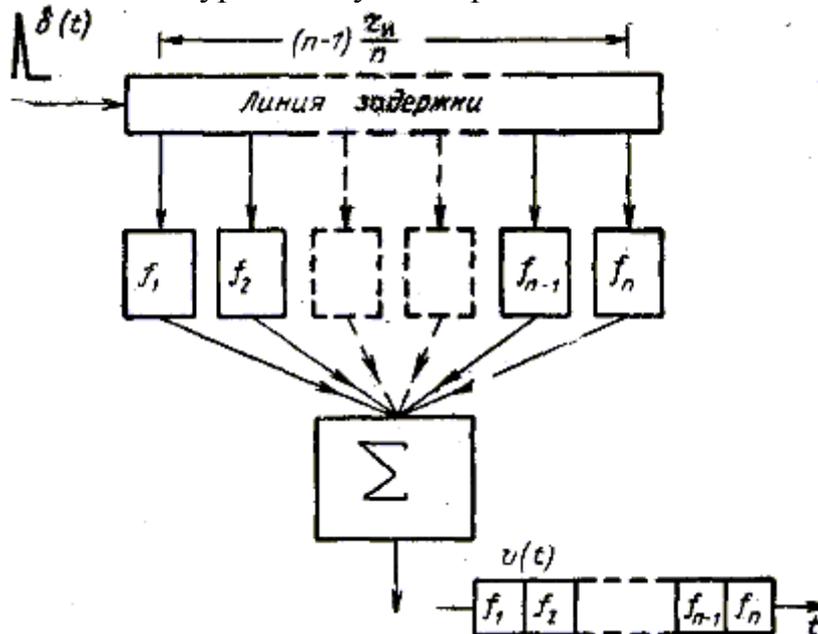


Рисунок 3.30 – Формирование импульсной характеристики в виде частотно-манипулированного радиоимпульса

При воздействии δ -функции на вход системы в каждом из контуров последовательно возбуждаются импульсные переходные процессы, а на выходе сумматора при соответствующем подборе параметров получается протяженное частотно-модулированное колебание. Более точное приближение импульсной характеристики к прямоугольному частотно-манипулированному радиоимпульсу можно получить, используя соседние пары отводов для формирования парциальных радиоимпульсов с прямоугольной огибающей (см. рисунок 3.19) и добиваясь «сшивания» прямоугольных радиоимпульсов разных частот. Примерный вид амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик элементов цепей, подключаемых к сумматору, показан на рисунке 3.31. Фазочастотная характеристика каждого элемента цепи определяется соответствующей задержкой и имеет тем больший наклон, чем больше эта задержка, т.е.:

$$K(f) = e^{-j 2\pi f t_i + \text{const}}, \quad \arg K(f) = -2\pi f t_i - \text{const},$$

при

$$\frac{f_i + f_{i-1}}{2} < f < \frac{f_i + f_{i+1}}{2},$$

откуда находится задержка *огibaющей группы близких по частоте спектральных составляющих*:

$$t_i = -\frac{1}{2\pi} \frac{d}{df} \arg K(f),$$

образующих *i*-ых парциальных импульсов частотно-манипулированного колебания. График зависимости задержки (группового запаздывания) от частоты представлен на рисунке 3.31, *в*.

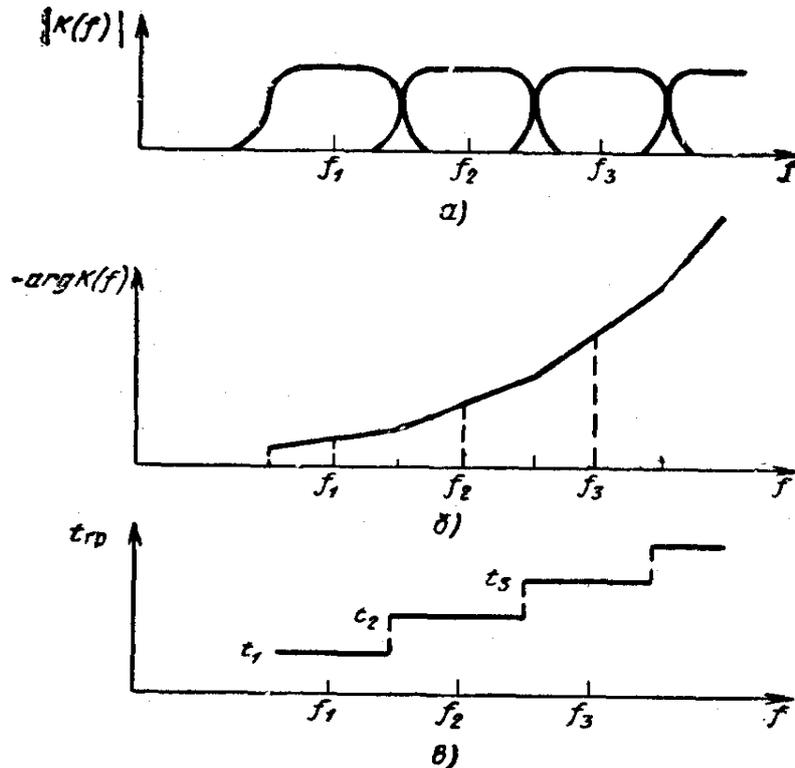


Рисунок 3.31 – Амплитудно-частотные (а) и фазочастотные (б) характеристики элементов цепей, подключаемых к сумматору на рисунке 3.30; зависимость времени группового запаздывания от частоты в этой схеме (в)

Рассмотренная схема (рисунок 3.30) способна осуществлять сжатие радиоимпульса, зеркального по отношению к ее импульсной характеристике.

Если от частотно-манипулированного радиоимпульса перейти к частотно-модулированному (рисунок 3.32, *а*), то импульсная характеристика оптимального фильтра перейдет в частотно-модулированное колебание с зеркальным по отношению к сигналу законом частотной модуляции. Рассматривая в соответствии с интегралом Фурье δ -функцию как наложение радиоимпульсов различных частот, можно утверждать, что оптимальный фильтр должен осуществлять разную задержку различных групп частот. Рисунок 3.32, *б* соответствует меньшей задержке низких частот и большей задержке высоких, т.е. зависимость групповой задержки от частоты

$$t_{ГП} = -\frac{1}{2\pi} \frac{d}{df} \arg K(f)$$

должна соответствовать графику на рисунке 3.32, в. Для этого время группового запаздывания в линии должно изменяться в диапазоне частот сигнала по определенному закону, в данном случае по линейному.

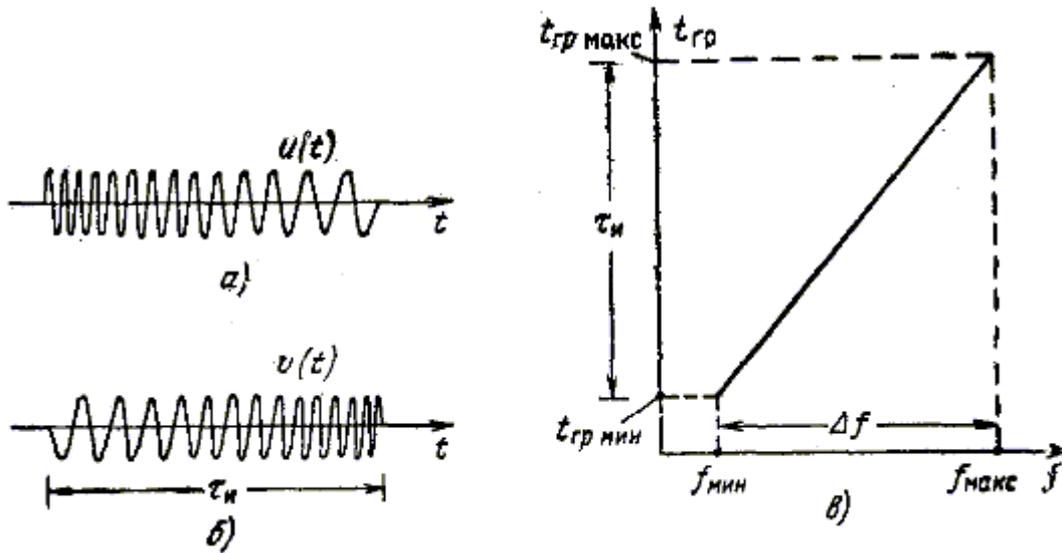


Рисунок 3.32 – Частотно-модулированный радиоимпульс (а), импульсная характеристика оптимального фильтра (б) и характеристика группового запаздывания в нем (в)

Непостоянство группового времени запаздывания для различных спектральных составляющих относят к классу явления дисперсии скорости распространения. Поэтому линии задержки с переменным временем группового запаздывания называют *дисперсионными*.

Понятие зависящего от частоты группового запаздывания позволяет дать простую трактовку механизма сжатия при внутриимпульсной частотной модуляции. Линия с характеристикой $t_{ГР} = t_{ГР}(f)$, показанной на рисунке 3.32, в, задерживает в большей степени высокие, чем низкие частоты. Подадим на нее импульс, мгновенная частота которого изменяется от более высокой в начале до более низкой в конце импульса. Таким образом, более высокие частоты действуют в данном случае ранее, но задерживаются в большей степени, а более низкие действуют позже, но задерживаются меньше.

Это создает предпосылку для совмещения всех групп частот и образования сжатого импульса. Условием совмещения является соотношение:

$$t_B(f) + t_{ГР}(f) = \text{const},$$

где $t_B(f)$ – момент воздействия мгновенной частоты. Длительность сжатого импульса при полной компенсации фазовых сдвигов обратно пропорциональна ширине спектра частот.

Подбор оптимальной характеристики времени группового запаздывания эквивалентен в соответствии с (3.20) (см. п. 3.2) подбору оптимальной фазочастотной характеристики.

Компенсация фазочастотного спектра сигнала является основной причиной временного сжатия, приводя к согласованному наложению гармониче-

ских составляющих (см. рисунок 3.4) и образованию пика сжатого радиоимпульса. Подбор оптимальной амплитудно-частотной характеристики, изменяя соотношение спектральных составляющих сигнала с целью ослабления помехи, может вести лишь к сужению спектра и расширению сжатого импульса. Однако для широкополосных радиоимпульсов такое расширение существенно перекрывается сжатием за счет компенсирующего действия фазочастотной характеристики.

Дисперсия скорости распространения может быть обеспечена в линии передачи с распределенными параметрами – волноводе, если, по крайней мере, один из его размеров соизмерим с длиной волны. Наряду с этим могут использоваться линии задержки с сосредоточенными параметрами – фильтровые цепочки, обеспечивающие требуемые фазовые характеристики. Промежуточное положение занимают волноводные фильтры.

Различные дисперсионные задерживающие устройства дают характеристики $t_{ГР}(f)$, отличающиеся рабочей полосой частот $f_{\max} - f_{\min}$ и перепадом времени группового запаздывания $f_{ГР.\max} - f_{ГР.\min}$ в пределах этой полосы. Наряду с нарастающим законом $t_{ГР}(f)$ (рисунок 3.32, в) используется спадающий.

Сверхвысокочастотные дисперсионные замедляющие системы на радиоволноводах могут обеспечить очень широкие полосы частот $f_{\max} - f_{\min}$, но при небольшом перепаде $f_{ГР.\max} - f_{ГР.\min}$.

Большие переменные временные задержки можно получить на электрических линиях задержки с распределенными или сосредоточенными параметрами в диапазоне промежуточных частот, поскольку при этом могут быть обеспечены большие замедления.

Еще большие переменные временные задержки, но при меньших полосах частот, можно обеспечить, используя ультразвуковые волноводы, выполненные в виде лент или цилиндрических проводов из материала, проводящего ультразвук. Толщина ленты или диаметр цилиндра при этом должны быть порядка длины ультразвуковой волны в материале звукопровода для средней частоты спектра сигнала в тракте промежуточной частоты.

На рисунке 3.33 схематически показан пример подобного *дисперсионного ультразвукового волновода* с пьезоэлектрическими преобразователями, которые преобразуют электрические колебания в ультразвуковые за счет прямого пьезоэффекта и ультразвуковые в электрические – за счет обратного. На рисунке схематически показан усилитель с корректирующей амплитудно-частотной характеристикой. Если последняя корректирует лишь амплитудно-частотные искажения в ультразвуковом волноводе, на выходе получается сжатый радиоимпульс с огибающей вида $\frac{\sin x}{x}$ (см. рисунок 3.26, а). Уровень

наибольших боковых выбросов такого импульса составляет около 22%. Поэтому в корректирующий усилитель могут включаться дополнительные звенья для уменьшения остатков за счет некоторой неоптимальности фильтра,

ведущей к скруглению амплитудно-частотного спектра, т.е. к приближению результата оптимальной фильтрации к условиям на рисунке 3.27, б. При таком скруглении спектра должно одновременно наблюдаться некоторое расширение сжатого импульса. Скругление спектра может быть осуществлено в каскадах резонансного усилителя с частотной характеристикой, близкой к колокольной. Для уменьшения остатков сжатых частотно-модулированных, а также фазоманипулированных сигналов используют часто так называемую *весовую обработку*, состоящую в компенсации боковых выбросов с помощью сигналов, снятых с отводов линии задержки.

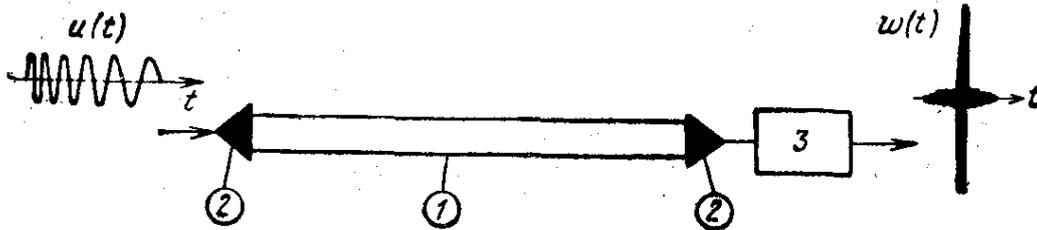


Рисунок 3.33 – Дисперсионный ультразвуковой волновод (1), пьезоэлектрические преобразователи (2), корректирующий усилитель (3), входной $u(t)$ и выходной $w(t)$ радиоимпульсы

Убедимся, что весовую обработку можно рассматривать как разновидность скругления спектра, и приведём расчетные данные об ее эффективности.

Пусть прямоугольный амплитудно-частотный спектр с полосой Π пропускается через полосовой фильтр с частотной характеристикой:

$$K(f) = \left[a + 2b \cos \left(2\pi \frac{f - f_0}{\Pi} \right) \right] e^{-j2\pi f t_0}, \quad (3.52)$$

где t_0 – задержка в фильтре; a, b – весовые коэффициенты.

Соответствующая амплитудно-частотная характеристика для $a = 0.5$, $b = 0.25$ изображена на рисунке 3.34, а.

По частотной характеристике (3.52) рассчитаем импульсную:

$$v(t) = \int_{-\infty}^{\infty} K(f) e^{j2\pi f t} df.$$

Полагая $t_0 = \frac{1}{\Pi}$, а отношение $\frac{\Pi}{f_0}$ целочисленным, получим:

$$v(t) = b\delta(t) + a\delta\left(t - \frac{1}{\Pi}\right) + b\delta\left(t - \frac{2}{\Pi}\right). \quad (3.53)$$

Данная импульсная характеристика реализуется с помощью сумматора, к которому подключены вход и отводы неискажающей линии задержки на величины $\frac{1}{\Pi}$ и $\frac{2}{\Pi}$, причем суммирование ведется с весами b, a, b (рисунок

3.34, б). Устройство с импульсной характеристикой (3.53) называют поэтому *устройством весовой обработки*.

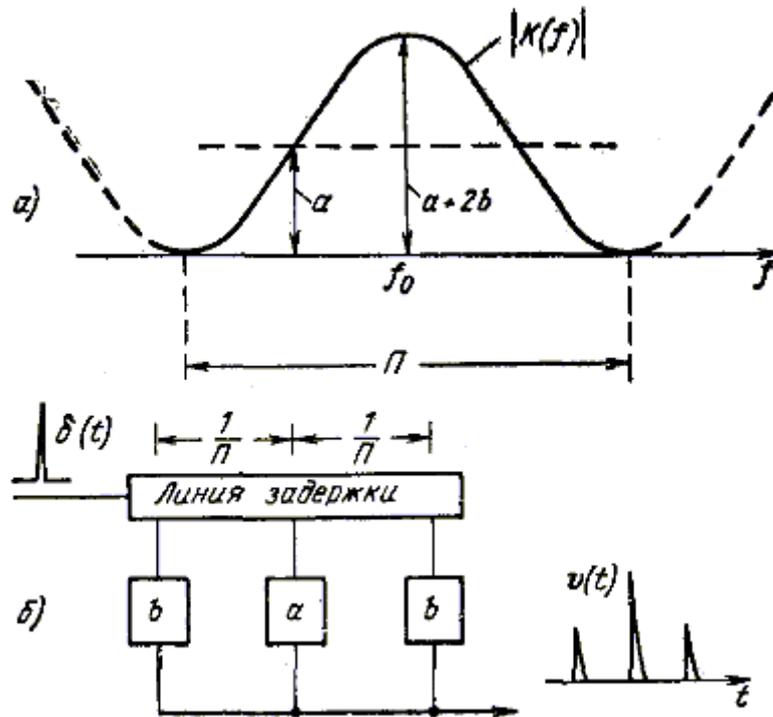


Рисунок 3.34 – Амплитудно-частотная характеристика (а) корректирующего устройства весовой обработки (б)

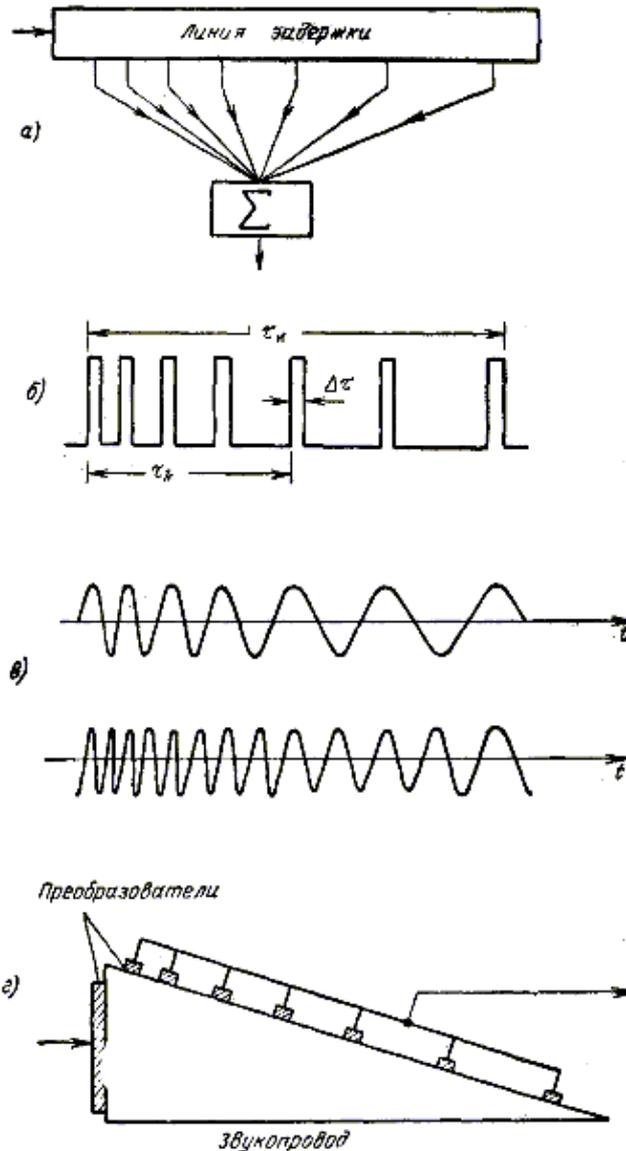
При $a = 0.5$, $b = 0.25$ потенциально обеспечивается снижение уровня боковых лепестков до 2.4%. Известная неоптимальность обработки приводит при этом к энергетическим потерям примерно до 1.7 дБ. Кроме того, в связи с общим сужением спектра основной лепесток сжатого импульса расширяется примерно в 1.2 раза. Если выбрать $a = 0.54$ и $b = 0.23$, расчетный уровень боковых лепестков сжатого импульса снизится до 0.16%, потери составят 1.3 дБ, но основной лепесток расширится в 1.5 раза.

Наряду с дисперсионными ультразвуковыми и электрическими линиями в качестве элементов оптимальных фильтров частотно-модулированных радиоимпульсов могут использоваться *недиспергирующие линии задержки с неравномерно распределенными дискретными съемами* (рисунок 3.35, а). Импульсную характеристику такой линии (с учетом ее конечной полосы пропускания) аппроксимируем последовательностью коротких прямоугольных видеоимпульсов единичной амплитуды длительностью $\Delta\tau$ на интервале $|t| \leq \frac{\tau_{и}}{2}$

(рисунок 3.35, б). Вначале остановимся на случае равномерного расположения съемов, соответствующем одинаковым интервалам задержки T , где $\Delta\tau \leq T \leq \tau_{и}$. Тогда последовательность видеоимпульсов можно считать периодической (с периодом T) и описать ее спектральным разложением:

$$v(t) = \frac{\Delta\tau}{T} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2}{m\pi} \sin \frac{m\pi\Delta\tau}{T} \cos \frac{2m\pi}{T} \left(t - \tau - \frac{\Delta\tau}{2} \right), \quad (3.54)$$

где τ характеризует момент начала одного из импульсов.



a – схема формирования; *б* – импульсная характеристика; *в* – ее «гармоники»; *г* – реализация схемы на клиновом звукопроводе
Рисунок 3.35 – Принцип формирования частотно-модулированной импульсной характеристики на недиспергирующих линиях

При этом момент начала произвольного импульса с номером k определяется соотношением $t_k = \tau + kT$ ($k = 0, 1, 2, \dots$). Если параметр τ будет меняться во времени, соответственно будут меняться и моменты начала импульсов $t_k = \tau(t_k) + kT$. Таким образом, за счет подбора функции $\tau(t)$ можно учесть неравномерность распределения дискретных съёмов. Подбор функции $\tau(t)$ целесообразно осуществить так, чтобы гармоники разложения (3.54) оказались частотно-модулированными (рисунок 3.35, в). Выбирая квадратичный

закон изменения $\tau(t) = ct^2 - \frac{\Delta\tau}{2}$, и полагая, что для интересующих нас членов ряда $m\Delta\tau \ll T$ представим импульсную характеристику в виде суммы:

$$v(t) = \frac{\Delta\tau}{T} \left[1 + 2 \sum_m \cos \frac{2m\pi}{T} (t - ct^2) \right],$$

в которой каждая «гармоника» является частотно-модулированным колебанием с линейно изменяющейся мгновенной частотой:

$$f_m(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \left[\frac{2m\pi}{T} (t - ct^2) \right] = \frac{m}{T} (1 - 2ct).$$

В пределах $-\frac{\tau_{и}}{2} \leq t \leq \frac{\tau_{и}}{2}$ эти «гармоники» изменяют свою частоту на величину:

$$\Delta f_m = f_m \left(-\frac{\tau_{и}}{2} \right) - f_m \left(\frac{\tau_{и}}{2} \right) = m \frac{2\tau_{и}}{T} c.$$

Если спектр первой (или второй) «гармоники» практически не перекрывается с остальными, то эту «гармонику» можно выделить полосовым фильтром, т.е. импульсная характеристика схемы в целом будет описываться одним линейно-модулированным по частоте импульсным колебанием.

На рисунке 3.35, *г* изображена еще одна реализация фильтра сжатия с дискретными съемами, также позволяющая получать импульсную характеристику в виде частотно-модулированного радиоимпульса. В клиновом звукопроводе фильтра возбуждается плоский фронт волны, а съем производится в неравномерно распределенных точках с тем, чтобы получить нужную импульсную характеристику. При использовании сапфира в качестве звукопровода и пьезопреобразователей из *CdS* удастся получить полосы порядка сотен мегагерц.

Наряду с дискретным возможен *распределенный съем с линии задержки*, позволяющий получить нужную импульсную характеристику без дополнительной фильтрации.

Интересным новым направлением построения широкополосных оптимальных фильтров является использование дисперсионных явлений на сверхвысоких частотах в так называемых *магнитоупругих линиях задержки* на базе *кристаллов железо-иттриевого граната* (ЖИГ). В этих кристаллах могут распространяться акустические и спиновые волны (волны намагничивания). Последние имеют наименьшую групповую скорость (10...100 м/с), зависящую от величины приложенного постоянного продольного магнитного поля и частоты распространяющихся колебаний. От этих же факторов зависит положение участков линии задержки, в которых возможны переходы энергии акустической в энергию спиновой волны и обратно. За счет использования указанных свойств можно создать компактные линии задержки с линейной дисперсионной характеристикой в очень широком диапазоне частот (порядка сотен мегагерц), работающие на сверхвысоких частотах. Возбуждение волн

возможно за счет пьезоэлектрического эффекта, либо непосредственного перехода энергии электромагнитной в энергию спиновой волны.

4 ЧЕРЕСПЕРИОДНАЯ КОМПЕНСАЦИЯ СИГНАЛОВ

4.1 Классификация систем ЧПК

Череспериодная компенсация сигналов неподвижных объектов предназначена для режекции сигналов пассивных помех и неподвижных объектов, которые не представляют интереса (например, зданий, холмов, деревьев). Такие компенсаторы на практике называют селекторами движущихся целей (СДЦ).

Техническая реализация устройств ЧПК определяется элементной базой (цифровой или аналоговой), а также и тем, с сигналами промежуточной частоты или видеосигналами оперирует устройство подавления.

В аналоговых системах подавления в качестве элементов задержки или запоминания используются электромагнитные, ультразвуковые, магнито-стрикционные, электрострикционные линии задержки и потенциалоскопы. В цифровых системах для тех же целей применяются устройства переноса зарядов, регистры сдвига и оперативные запоминающие устройства.

В зависимости от способа компенсации пассивных помех ЧПК делятся на однократные и многократные. На рисунке 4.1 показано последовательное и параллельное построение многократных систем ЧПК.

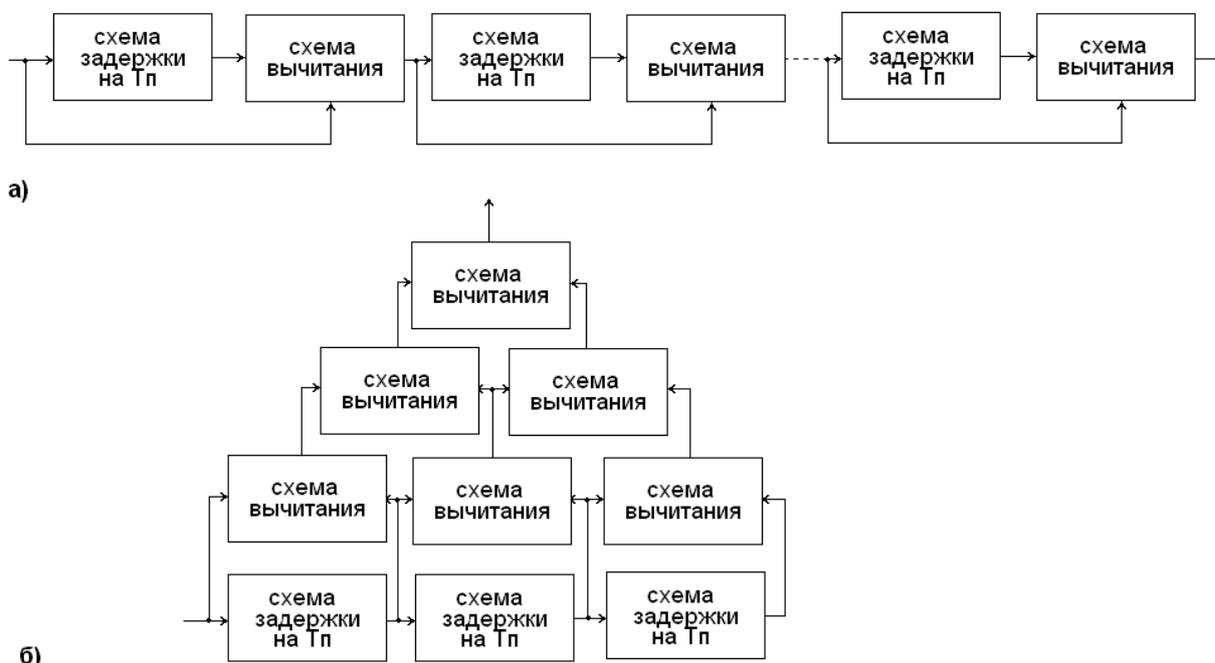


Рисунок 4.1 – Последовательные (а) и параллельные (б) схемы ЧПК

Обобщенная схема классификации приведена на рисунке 4.2.



Рисунок 4.2 – Классификация ЧПК

4.2 Принципы череспериодной компенсации на видеочастоте

Если визуальная селекция видеоимпульсов от движущихся целей на экране индикатора с амплитудной отметкой затрудняется, и пассивная помеха сплошь забивает экран, то осуществить селекцию цели невозможно. Визуальная селекция не применима, кроме того, при использовании индикаторов кругового или растрового обзора с яркостной отметкой. Поэтому нужны схемы, позволяющие исключать помеху, сохраняя отметки от целей, радиальные скорости которых не являются «слепыми».

Для решения этой задачи можно использовать схемы однократного или многократного череспериодного вычитания на видеочастоте. На рисунке 4.3 поясняется работа схемы однократного череспериодного вычитания с временной точки зрения. Показаны соответствующие осциллограммы напряжений: незадержанного $U(t)$, задержанного $U(t - T)$ и результат их вычитания $U(t) - U(t - T)$, после которого получают положительные и отрицательные импульсы от движущейся цели. Наконец, показан результат двухполупериодного (по отношению к огибающей частоты пульсаций) выпрямления этих импульсов, после чего пульсирующие импульсы от движущихся целей имеют одну (положительную) полярность и могут быть поданы для управления яркостью трубки индикатора с яркостной отметкой.

Поскольку система череспериодного вычитания на видеочастоте (до двухполупериодного выпрямителя) является линейной, можно пояснить ее работу, как и системы на промежуточной частоте, со спектральной точки зрения.

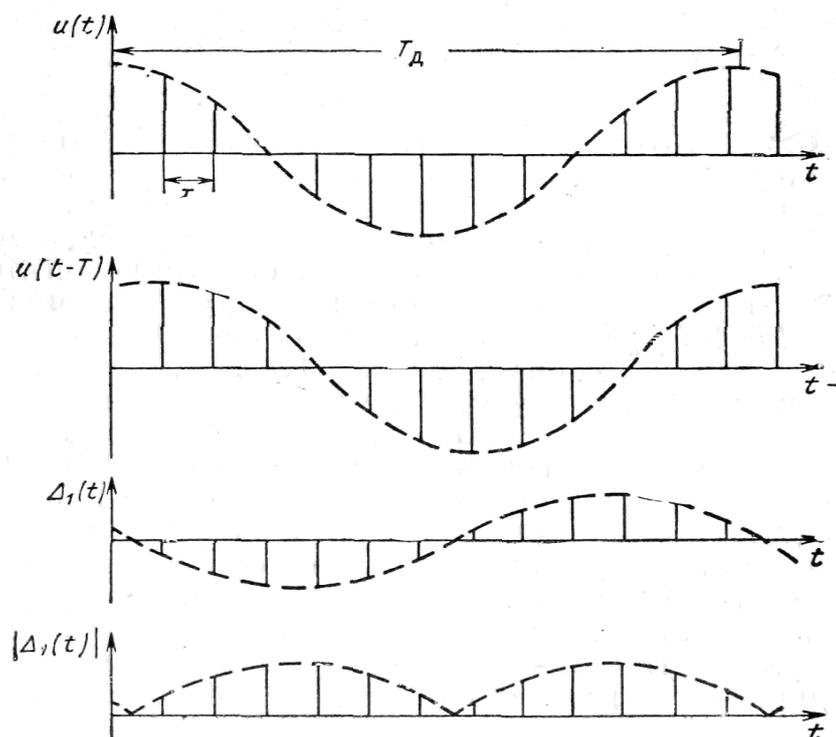


Рисунок 4.3 – Пояснение принципа действия однократного череспериодного вычитания с временной точки зрения

При этом надо учесть специфику спектра последовательности двухполярных видеоимпульсов, имеющей в качестве огибающей синусоиду доплеровской частоты. Известно, что бесконечная периодическая последовательность импульсов периода $T = 1/F$ (без модуляции) может быть представлена рядом Фурье:

$$U(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos 2\pi k F t. \quad (4.1)$$

Тогда двухполярная последовательность импульсов, модулированная доплеровской разностной частотой $F_{д.р}$, будет:

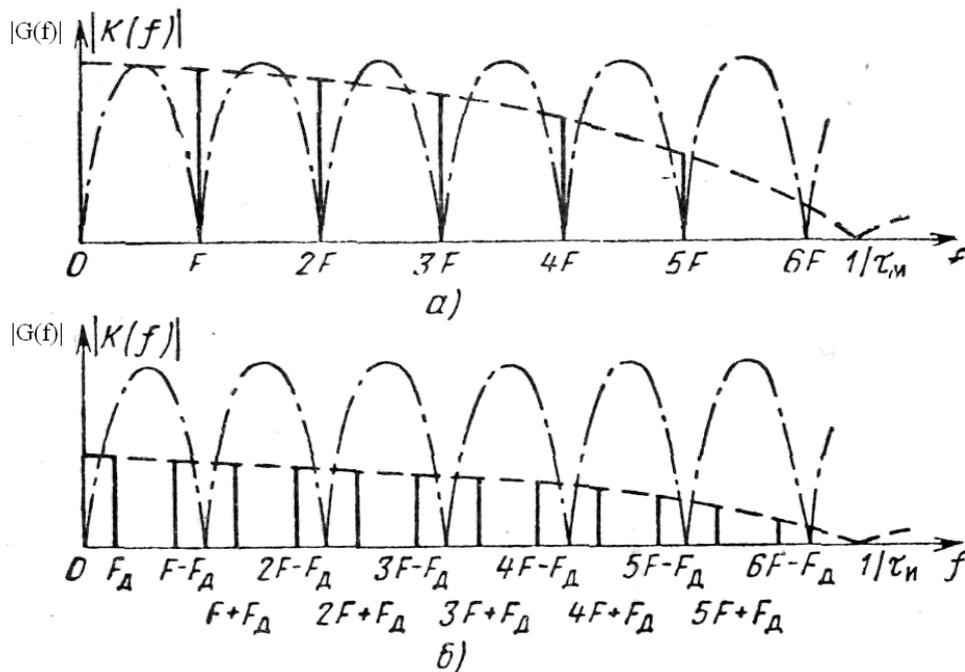
$$U(t) \cos 2\pi F_{д.р} t = \frac{A_0}{2} \cos 2\pi F_{д.р} t + \sum_{k=1}^{\infty} A_k [\cos 2\pi F t \cos 2\pi F_{д.р} t], \quad (4.2)$$

т.е.:

$$U(t) \cos 2\pi F_{д.р} t = \frac{A_0}{2} \cos 2\pi F_{д.р} t + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{A_k}{2} [\cos 2\pi(kF + F_{д.р})t + \cos 2\pi(kF - F_{д.р})t]. \quad (4.3)$$

Амплитудно-частотные спектры периодической (немодулированной доплеровской частотой) и двухполярной (модулированной) последовательностей видеоимпульсов представлены на рисунке 4.4. Характерным для двухполярной последовательности импульсов является расщепление каждой спектральной линии частоты kF ($k \neq 0$ – номер гармоники) на пару спектральных линий (дуплет) $kF + F_{д.р}$ и $kF - F_{д.р}$. Для случая $k = 0$ имеет место замена нулевой частоты доплеровской. На тех же рисунках пунктиром показана ампли-

тудно-частотная характеристика схемы однократного череспериодного вычитания. Как можно видеть, эта схема полностью подавляет все гармонические составляющие бесконечной периодической последовательности импульсов от неподвижной цели; соответствующие гармонические составляющие модулированной последовательности движущейся цели пропускаются. Поскольку эти составляющие в различной степени ослабляются в зависимости от значения доплеровской частоты, амплитуда пульсирующих импульсов (как и ее среднее значение после двухполупериодного выпрямления) зависит от радиальной скорости движения цели.



a – объект неподвижен; *б* – объект движется ($F_{\text{д.р}} = F_{\text{д}}$)

Рисунок 4.4 – Амплитудно-частотные спектры последовательности видеоимпульсов на выходе фазочувствительного детектора (сплошные линии) и амплитудно-частотные характеристики схемы череспериодного вычитания (штрих-пунктир)

Зависимость отношения амплитуды пульсирующих импульсов (или ее среднего значения) на выходе схемы к амплитуде входных импульсов от радиальной скорости движения цели называют *амплитудно-скоростной характеристикой* схемы череспериодного вычитания.

В случае однократного вычитания и при отсутствии обзора последнюю можно найти, составляя разность двух модулированных доплеровской частотой последовательностей видеоимпульсов единичной амплитуды – незадержанной и задержанной. Выражение для этой разности имеет вид:

$$U(t) \cos 2\pi F_{\text{д.р}} t - U(t - T) \cos 2\pi F_{\text{д.р}} (t - T) = U(t) (-2) \sin \pi F_{\text{д.р}} T \sin 2\pi F_{\text{д.р}} \left(t - \frac{T}{2} \right)$$

при $U(t) \approx U(t - T)$.

Для рассматриваемого случая отношения амплитуды и среднего значения выходных пульсирующих импульсов к единичной амплитуде входных импульсов определяются выражениями:

$$U_{\text{ВЫХ max}} = 2 \left| \sin \pi F_{\text{Д.П}} T \right| = 2 \left| \sin 2\pi \frac{T}{\lambda} v_{r \text{ Ц}} - v_{r \text{ П}} \right|; \quad (4.4)$$

$$U_{\text{ВЫХ.СР}} = \frac{2}{\pi} U_{\text{ВЫХ max}} = \frac{4}{\pi} \left| \sin 2\pi \frac{T}{\lambda} v_{r \text{ Ц}} - v_{r \text{ П}} \right|, \quad (4.5)$$

где $v_{r \text{ Ц}}$ – радиальная скорость цели; $v_{r \text{ П}}$ – радиальная скорость помехи.

Каждое из этих выражений можно рассматривать как амплитудно-скоростную характеристику схемы однократного череспериодного вычитания.

Скорости $v_{r \text{ СЛ}}^n = \frac{n\lambda}{2T} + v_{r \text{ П}}$ по-прежнему можно назвать «слепыми» скоростями. На этих скоростях имеют место провалы амплитудно-скоростной характеристики до нуля.

Значительное спадание амплитудно-скоростной характеристики (например, на 10 дБ и более) имеет место и в окрестностях $v_{r \text{ СЛ}}^n$, называемых *зонами «слепых» скоростей*.

При включенном обзоре вместо периодической последовательности радиоимпульсов от цели приходит пачка радиоимпульсов. Соответственно этому после фазочувствительного детектора будет наблюдаться пачка модулированных доплеровской частотой видеоимпульсов. Спектральные линии при этом расплываются в спектральные области, которые подавляются не полностью. Компенсация видеоимпульсов будет при этом также неполной, особенно тех из них, которые соответствуют моментам нарастания или спадания пачки.

К аналогичным эффектам приводят амплитудные и фазовые флуктуации, связанные с разбросом скоростей отражателей. В этой связи могут применяться схемы двукратной череспериодной компенсации, имеющие синус-квадратные амплитудно-скоростные характеристики, их видоизменения с использованием обратных связей, а также схемы многократной компенсации, которые имеют более широкие области подавления амплитудно-скоростной характеристики (в данном случае на видео-, а не на промежуточной частоте).

Следует обратить внимание на то, что форма пачки радиоимпульсов после фазочувствительного детектора и схемы череспериодного вычитания искажается из-за эффекта их пульсаций (рисунок 4.5, *а*, *б*) даже в том случае, когда сама цель не флуктуирует.

Искажений можно избежать, если перейти к оптимальной схеме квадратурной обработки. В этой схеме используются два фазочувствительных детектора, на которые подаются сдвинутые по фазе на 90° опорные напряжения. После фазочувствительного детектора в каждом канале стоит своя схема череспериодного вычитания.

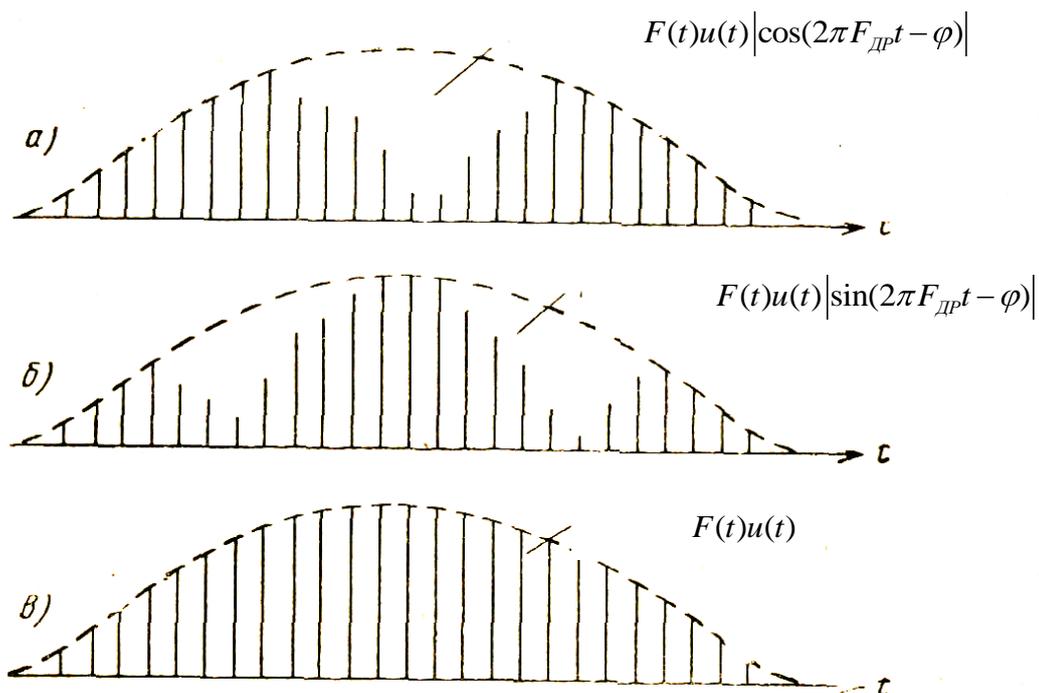


Рисунок 4.5 – Пачки видеоимпульсов движущейся цели в квадратурных каналах (а, б) и на выходе схемы оптимальной обработки на видеочастоте (в)

Если огибающая в одном квадратурном канале модулируется по закону косинуса (рисунок 4.5, а), то в другом канале она модулируется по закону синуса (рисунок 4.5, б). Поэтому, поставив квадратичные детекторы (вместо двухполупериодных выпрямителей), суммируя напряжения двух квадратурных каналов и извлекая корень, можно получить пачку неискаженной формы (поскольку $\sqrt{\cos^2 \psi + \sin^2 \psi} = 1$, где $\psi = 2\pi F_{дp}t - \varphi$). Амплитуда пачки при этом зависит от скорости цели и определяется по амплитудно-скоростной характеристике.

Такая же *неискаженная* форма пачки была бы, если бы обработка производилась на *промежуточной частоте*.

4.3 Принцип действия аналоговой ЧПК

Как было сказано выше, возможны два способа компенсации сигналов от неподвижных отражающих объектов:

- компенсация по несущей частоте (на промежуточной частоте (ПЧ)), когда задержанный и прямой сигналы сравниваются непосредственно на несущей частоте и результирующий сигнал зависит от фазовых соотношений и амплитуд сравниваемых сигналов;

- компенсация по огибающей (на видеочастоте), когда сравнение задержанного и прямого сигналов осуществляется после их детектирования, и результирующий сигнал зависит от соотношения амплитуд сравниваемых сигналов.

Компенсация по несущей частоте имеет ряд преимуществ по сравнению с компенсацией по огибающей. Во-первых, компенсация по несущей частоте может происходить практически при любых уровнях сигналов, тогда как в случае компенсации по огибающей сигналы во избежание нелинейных искажений при их детектировании должны иметь достаточно высокий уровень. Во-вторых, при компенсации по несущей частоте некомпенсированные сигналы после детектирования представляют собой однополярные импульсы, тогда как при компенсации по огибающей некомпенсированные сигналы могут быть как положительной, так и отрицательной полярности, а усиление двуполярных видеоимпульсов при широком диапазоне изменения их амплитуд сопряжено с определенными трудностями.

Однако до настоящего времени компенсация сигналов по несущей частоте не нашла широкого использования в радиолокационной технике.

Дело в том, что для качественной компенсации сигналов по несущей частоте необходимо обеспечить:

- постоянство от периода к периоду фазовых соотношений колебаний несущей частоты сигналов с пусковыми импульсами;
- строгое совпадение временных положений задержанного и прямого сигналов.

При этом допустимая неточность совпадения во времени сравниваемых сигналов измеряется долями периода колебаний несущей частоты сигналов.

При компенсации сигналов по огибающей предъявляемые требования менее сложны, а именно:

- точное воспроизведение огибающей сигнала на выходе как задержанного, так и прямого каналов;
- совпадение во времени задержанного и прямого сигналов.

На рисунке 4.6 изображена упрощенная блок-схема компенсирующего устройства со сравнением сигналов по огибающей.

Генератор несущей частоты работает в непрерывном режиме. Глубина модуляции его колебаний выбирается такой, чтобы при уровнях сигнала U_{\min} и U_{\max} (рисунок 4.7), соответствующих максимальным по абсолютной величине отрицательному и положительному модулирующим импульсам, рабочая точка детектора находилась на линейном участке характеристики.

Если E_H и E_K – уровни входного напряжения детектора, соответствующие началу и концу линейного участка детекторной характеристики, то коэффициент модуляции колебаний несущей частоты видеосигналами не должен превышать величины:

$$M \leq \frac{E_K - E_H}{E_K + E_H}.$$



Рисунок 4.6 – Упрощенная блок-схема компенсирующего устройства со сравнением сигналов по огибающей

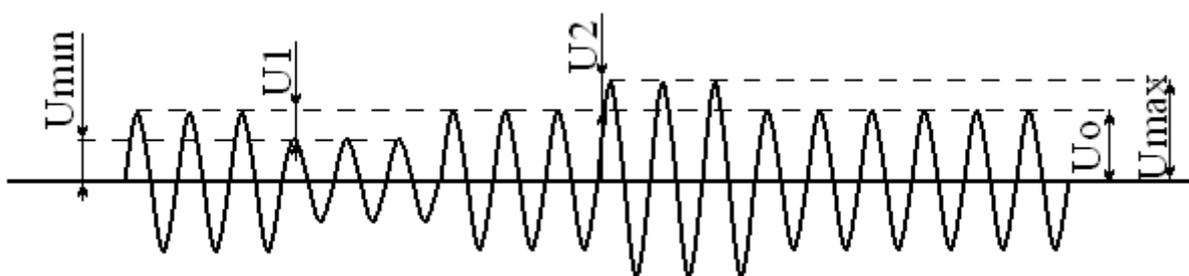


Рисунок 4.7 – Модулированные колебания генератора несущей частоты

Одной из причин искажения огибающей сигнала является так называемое «просачивание» сигнала, происходящее при модуляции в том случае, если в спектре модулирующего сигнала имеются составляющие того же порядка, что и несущая частота.

Колебания несущей частоты (рисунок 4.8, а) обычно некогерентны с пусковыми импульсами, следовательно, их фаза изменяется относительно модулирующего сигнала (рисунок 4.8, б) от периода к периоду повторения импульсов. Поэтому при наличии «просочившегося» сигнала (рисунок 4.8, в) огибающая результирующего сигнала на выходе модулятора будет флуктуировать (рисунок 4.8, г).

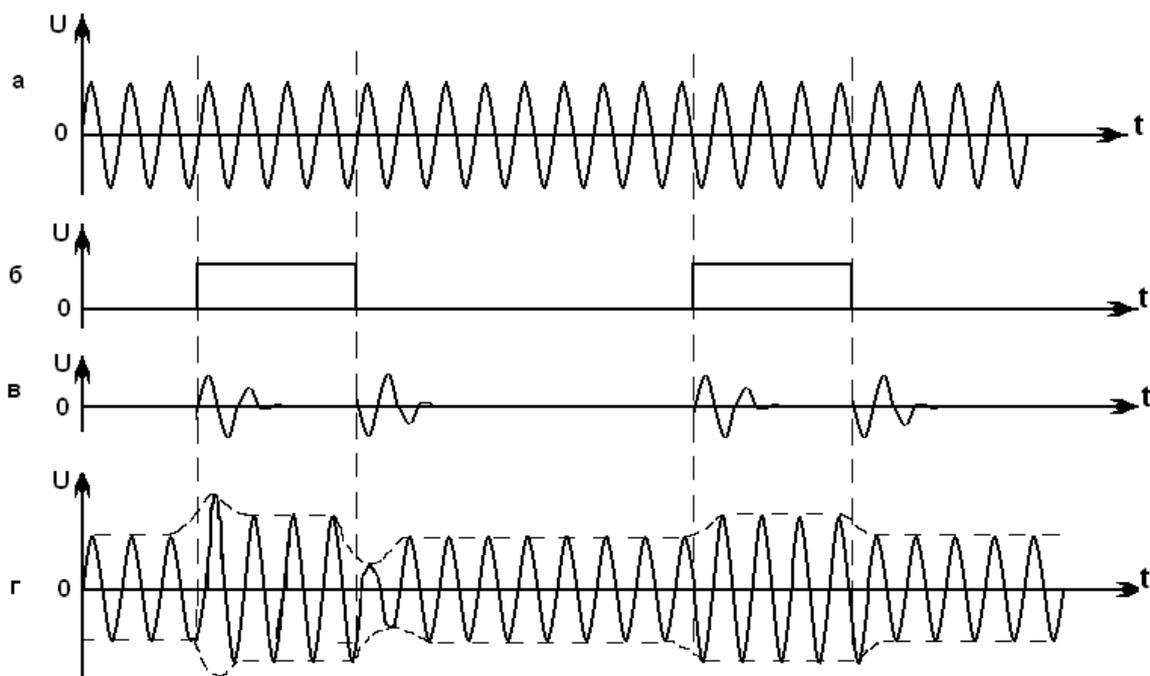
Если окажется, что модуляция колебаний несущей частоты, обусловленная «просочившимся» сигналом, превосходит модуляцию, вызываемую наименьшим полезным сигналом, то необходимо принимать специальные меры борьбы с «просачиванием» модулирующего сигнала.

Возможные меры борьбы с «просачиванием» сигнала следующие:

- балансная модуляция;
- применение генератора когерентных колебаний несущей частоты;
- применение схем сглаживания флуктуации видеоимпульсов (фильтров

RC).

Качество компенсации мешающих отражений зависит не только от того, как точно совпадают во времени сравниваемые сигналы, но и от того, насколько одинаковы их формы и амплитуды.



а – колебания несущей частоты; *б* – пусковые импульсы;
в – «просочившийся сигнал»; *г* – результирующий сигнал

Рисунок 4.8 – Искажение огибающей сигнала

Изменение формы сигналов в том или ином канале определяется его амплитудно-частотной характеристикой данного канала (рисунок 4.9, *а*).

Амплитудно-частотные характеристики задержанного и прямого каналов неодинаковые, так как, во-первых, усилитель задержанного сигнала состоит, как правило, из большего числа каскадов, чем усилитель прямого сигнала, и, во-вторых, коэффициент передачи линии задержки зависит от частоты.

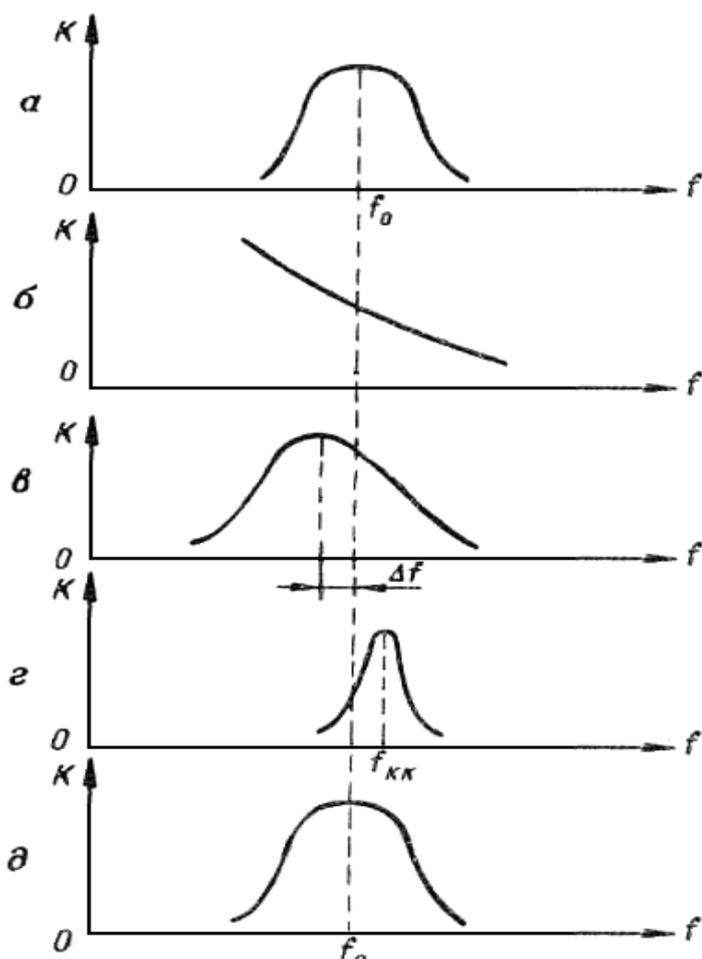
Как известно, искажения сигналов, возникающие при прохождении их через усилитель, незначительны, если полоса пропускания последнего достаточно широка. Поэтому полосы пропускания усилителей обоих каналов выбираются значительно шире (обычно примерно в два раза) полосы пропускания компенсирующего устройства в целом.

Зависимость коэффициента передачи линии задержки от частоты (рисунок 4.9, *б*) приводит к расстройке общей полосы пропускания устройства компенсации на некоторую величину Δf относительно несущей частоты сигналов (рисунок 4.9, *в*). В результате этого форма задержанных сигналов отличается от формы прямых сигналов.

Указанная частотная расстройка может быть скомпенсирована включением в прямой или в задержанный канал соответствующей корректирующей цепочки.

Амплитудно-частотная характеристика корректирующей цепочки, включаемой в прямой канал, должна быть подобна характеристике линии за-

держки. Характеристика же корректирующей цепочки, включаемой в задержанный канал, должна быть обратной характеристике линии задержки.



- a* – амплитудно-частотная характеристика канала;
- б* – зависимость коэффициента передачи линии задержки от частоты;
- в* – сдвиг амплитудно-частотной характеристики;
- г* – амплитудно-частотная характеристика контура, включенного в задержанный канал с целью компенсации частотной расстройки;
- д* – общая амплитудно-частотная характеристика задержанного канала

Рисунок 4.9 – Влияние амплитудно-частотной характеристики на качество компенсации мешающих отражений

Простейший вид корректирующей цепочки – расстроенный относительно несущей частоты сигналов резонансный контур.

На рисунке 4.9, *г* приведена амплитудно-частотная характеристика контура, включенного в задержанный канал для компенсации частотной расстройки Δf , в результате чего общая амплитудно-частотная характеристика задержанного канала (рисунок 4.9, *д*) становится примерно такой же, как в канале прямого сигнала.

Для более точной коррекции используется система определенным образом расстроенных относительно несущей частоты резонансных контуров.

Причиной появления нескомпенсированного остатка от мешающих отражений может быть также разница в амплитудах сравниваемых сигналов на входе схемы вычитания.

Чтобы амплитуды задержанного и прямого мешающих сигналов, подлежащих компенсации, были равны между собой в каждом цикле работы станции, необходимо стабилизировать усиление в обоих каналах сигнала.

Возможны два метода стабилизации усиления каналов сигнала компенсирующего устройства:

- метод абсолютной стабилизации усиления (усиление каждого канала стабилизируется на определенном уровне);
- метод относительной стабилизации усиления (усиление одного канала стабилизируется относительно усиления другого канала).

Одной из мер обеспечения постоянства усиления в задержанном и прямом каналах является применение одинакового числа каскадов в усилителях обоих каналов. Однако эта мера недостаточна, так как вследствие влияния дестабилизирующих факторов (изменения температуры, изменения напряжения питания, «старения» полупроводников и т.п.) коэффициенты усиления каналов изменяются неодинаково.

Значительно лучших результатов можно добиться, применив в каждом канале автоматическую регулировку усиления.

При однократном детектировании сигналов в случае, если фаза колебаний несущей частоты изменяется от периода к периоду повторения пусковых импульсов (рисунок 4.10), получается неточное воспроизведение огибающей по длительности. Максимальная величина неточности воспроизведения равна половине периода несущей частоты. В результате этого ухудшается качество компенсации мешающих отражений.

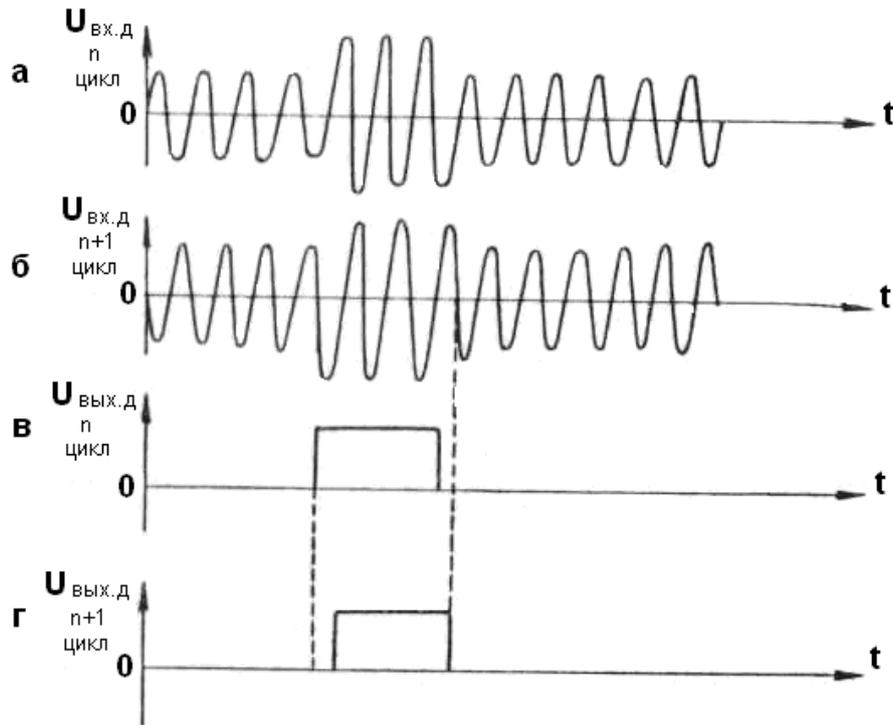
Для устранения или, по крайней мере, ограничения влияния указанного явления на качество компенсации могут быть приняты следующие меры:

- применение генератора когерентных (относительно пусковых импульсов) колебаний несущей частоты;
- передача сигналов на относительно высокой несущей частоте, период колебаний которой меньше допустимой неточности совпадения во времени компенсируемых сигналов;
- двухтактное детектирование сигналов.

Последняя мера является наиболее рациональной, хотя и требует некоторого усложнения компенсирующего устройства.

Двухтактный детектор позволяет более точно воспроизвести огибающую сигнала, так как в нем детектируются обе половины синусоидального напряжения.

В качестве средств, осуществляющих непосредственную задержку сигналов, применяются электромагнитные, ультразвуковые линии задержки и электронно-лучевые трубки с накоплением зарядов (потенциалоскопы).



а, б – сигналы на несущей частоте; *в, г* – сигналы на выходе детектора
Рисунок 4.10 – Неточность воспроизведения по длительности огибающей сигналов при изменении фазы колебаний несущей частоты от периода к периоду повторения пусковых импульсов

5 ФИЛЬТРЫ СЖАТИЯ ДЛЯ СИГНАЛОВ С ВНУТРИИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

5.1 Общая характеристика

В начале развития радиолокации было широко распространено деление радиолокационных систем на две основные категории [1]. В соответствии с этим радиолокатор являлся либо системой с непрерывным излучением, обладающей большими возможностями по измерению скорости (или доплеровского сдвига), либо импульсной системой, эффективно измеряющей дальность и имеющей хорошую разрешающую способность по дальности. В импульсных РЛС параметры передаваемого импульса обычно представляли собой компромисс между желанием получить лучшее разрешение по дальности (что связано с необходимостью иметь возможно меньшую длительность импульса) и стремлением добиться максимально возможной дальности обнаружения (что требует максимизации энергии импульса за счёт использования как можно более длительных импульсов).

Попытки удовлетворить этим противоречивым требованиям одновременного обеспечения разрешения по дальности и максимальной дальности обнаружения часто заставляли идти на компромисс при решении и других вопросов, связанных с разработкой радиолокатора. Одним из примеров его является уменьшение скорости обзора исследуемого пространства антенной радиолокатора с тем, чтобы получить большее число импульсов, отражённых от объекта. Максимальная дальность обнаружения при этом могла увеличиваться за счёт использования методов накопления импульсов (интегрирования).

С развитием радиолокационной техники произошёл постепенный переход от разработки устройств, единственным критерием качества которых была их работоспособность, к созданию систем, способных обеспечить оптимальную или близкую к оптимальной обработку сигналов. Возникли новые концепции, которые заложили основы теории построения сигналов как неотъемлемой части теории радиолокационных систем. Одним из примеров применения этой теории для частной задачи служат импульсные доплеровские системы, в которых была предпринята попытка обеспечить одновременное точное измерение скорости (или разрешение по скорости) и разрешение по дальности. Это явилось предвестником более поздних работ, основанных на использовании сложных сигналов в виде последовательностей импульсов. Однако лишь в фундаментальной монографии Вудворда [2] были систематизированы исследования в различных областях теории радиолокационных сигналов, которые начали развиваться в послевоенный период. Эта работа позволила установить, что форма сигнала является дополнительным параметром при разработке радиолокатора и что такие характеристики радиолокационной

системы, как разрешение по дальности, могут определяться не только средней излучаемой мощностью и длительностью излучаемого импульса, но и формой сигнала.

Основные идеи, развитые Вудвордом, означают, что длительность излучаемого импульса может быть выбрана настолько большой, насколько это необходимо для удовлетворения энергетических требований, предъявляемых к системе (например, для наиболее полного использования характеристик ламп, имеющихся в мощных каскадах передатчика). После удовлетворения требований к характеристикам обнаружения можно обеспечить условия для получения необходимого разрешения по дальности за счёт кодирования излучаемого сигнала с помощью широкополосной модуляции. Одним из наиболее важных вкладов Вудворда в развитие радиолокации было установление того, что разрешение по дальности и точность измерений определяются шириной полосы сигнала, а не длительностью излучаемого импульса.

Для извлечения широкополосной информации, содержащейся в сигнале описываемого типа, требуется использовать более сложные приёмные системы по сравнению с системами для простого импульсного радиолокатора. Такие приёмные системы получили название систем обработки сигнала с помощью согласованных фильтров или систем согласованной фильтрации сигнала.

Возможность варьировать и подбирать в соответствии с теми или иными требованиями различные характеристики радиолокационного сигнала является важным фактором развития всевозможных радиолокационных систем, использующих сложные методы обработки сигналов. Соответствующие прошлому и современному уровню развития радиолокационных систем методы обработки сигналов широко известны как методы сжатия импульсов, согласованная фильтрация или методы кодирования сигналов [3]. Для реализации данных методов служат специальные радиотехнические устройства – фильтры сжатия. Существует большое многообразие их схемотехнической реализации в зависимости от вида обрабатываемого сигнала. В данном разделе будут рассмотрены фильтры сжатия для сигналов с модуляцией внутри импульса.

5.2 Назначение фильтров сжатия

Пиковая мощность в РЛС ограничена сверху возможностями генератора радиочастоты и особенно электрической прочностью фидерных линий, соединяющих этот генератор с антенной. При использовании фазированных антенных решеток (ФАР) пиковая мощность ограничена максимальной мощностью модулей ФАР. Эти ограничения по импульсной мощности препятствуют достижению больших дальностей обнаружения целей радиолокационными станциями [9, 10, 11]. Следовательно, проще повышать энергию сигнала пу-

тём увеличения длительности сигнала. Однако сигналы большой длительности не обладают хорошим разрешением по дальности. Сложные сигналы с большой базой могут разрешить эти противоречия. В настоящее время широко используются два вида сложных сигналов: линейно-частотно модулированные (ЛЧМ) и дискретно-кодированные (ДКС). *Сложными* называются такие сигналы, база которых, т.е. произведение ширины спектра Δf_c на длительность T_0 , удовлетворяет условию $\Delta f_c T_0 \gg 1$. Причём, определение ширины спектра и длительности сигнала является условным. Если сигнал занимает конечное время, то его спектр простирается в бесконечном интервале частот. Аналогично если спектр занимает конечный интервал, то соответствующий сигнал существует по оси времени в интервале от $-\infty$ до $+\infty$. Однако при обычных сигналах и принятых уровнях отсчета длительности и ширины спектра их произведение имеет порядок единицы. Например, для прямоугольного импульса длительностью $\tau_{\text{и}}$ ширина спектра часто определяется первым нулем, т.е. равна $1/\tau_{\text{и}}$, так что $\Delta f_c T_0 = 1$. Естественно, что при других уровнях отсчета можно получить большие значения произведения. Однако в сложных сигналах речь идет о том, что произведение значительно возрастет при тех же уровнях отсчета. Это обеспечивается за счет внутриимпульсной частотной или фазовой модуляции. Сложные сигналы не исчерпываются одиночными импульсами. Например, когерентная пачка импульсов может рассматриваться как один сложный сигнал [12, 13].

Реализация и излучение длинных импульсов (с большой базой) с модулированной по частоте несущей и последующим сжатием принимаемого сигнала во времени является способом повышения эффективности радиолокационных станций для обеспечения требуемой средней мощности облучения целей при приеме сигналов, без ухудшения разрешающей способности, определяемой тактическими требованиями. Такое сжатие осуществляется путем применения соответствующих методов обработки сигнала. Импульс после сжатия имеет значительно меньшую длительность и относительно большую эффективную импульсную мощность.

Таким образом, фильтры сжатия в общем случае используются для [1]:

- более эффективного использования средней мощности, которую можно получить от радиолокационного передатчика, а иногда и ради возможности избежать трудностей, связанных с ограничением пиковой мощности в мощных каскадах радиолокационного передатчика;

- более высокой разрешающей способности как по дальности, так и по скорости. При стремлении обеспечить высокую разрешающую способность по дальности с помощью использования методов сжатия импульса можно обойти затруднения, связанные с генерированием сигналов, имеющих очень крутые фронты импульсов и высокую пиковую мощность;

- повышения помехоустойчивости по отношению к определённым типам интерферирующих сигналов, свойства которых отличаются от свойств кодированных сигналов;

- извлечения информации из сигналов, поступающих на вход приёмника, что позволяет оценить такие важные параметры, как дальность, скорость и ускорение объектов, от которых отражены отдельные сигналы. Этот вид обработки радиолокационных сигналов называется оценкой параметров.

Также фильтры сжатия применяются в спектроанализаторах и при обнаружении сигналов с неизвестной несущей частотой колебаний [4].

5.3 Классификация фильтров сжатия

Фильтры сжатия (ФС) для сигналов с внутриимпульсной модуляцией (ВМ) классифицируются по множеству признаков, среди которых тип модуляции, вид огибающей импульса, тип закона изменения частоты заполнения импульса, тип закона частотной модуляции (ЧМ), тип схемотехнической и конструкторской реализации фильтра [1, 4, 5, 6, 7] и т.д.

5.3.1 Классификация огибающей радиолокационного импульса [1]

По виду огибающей радиолокационного импульса различают:

- сигналы с гауссовой огибающей;
- сигналы с колоколообразной огибающей (рисунок 5.1);
- сигналы с прямоугольной огибающей;
- эрмитовы сигналы.

5.3.2 Классификация типов модуляции, используемой в сигнале [1]

По типу модуляции, используемой в сигнале, различают:

- сигналы с амплитудно-модулированным (АМ) заполнением (например, сигналы с гауссовой или колоколообразной огибающей (рисунок 5.1), эрмитовы сигналы);

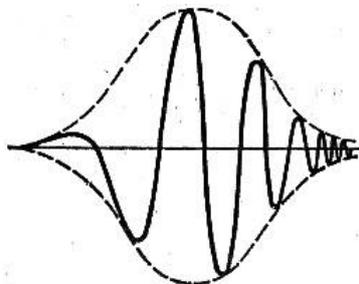
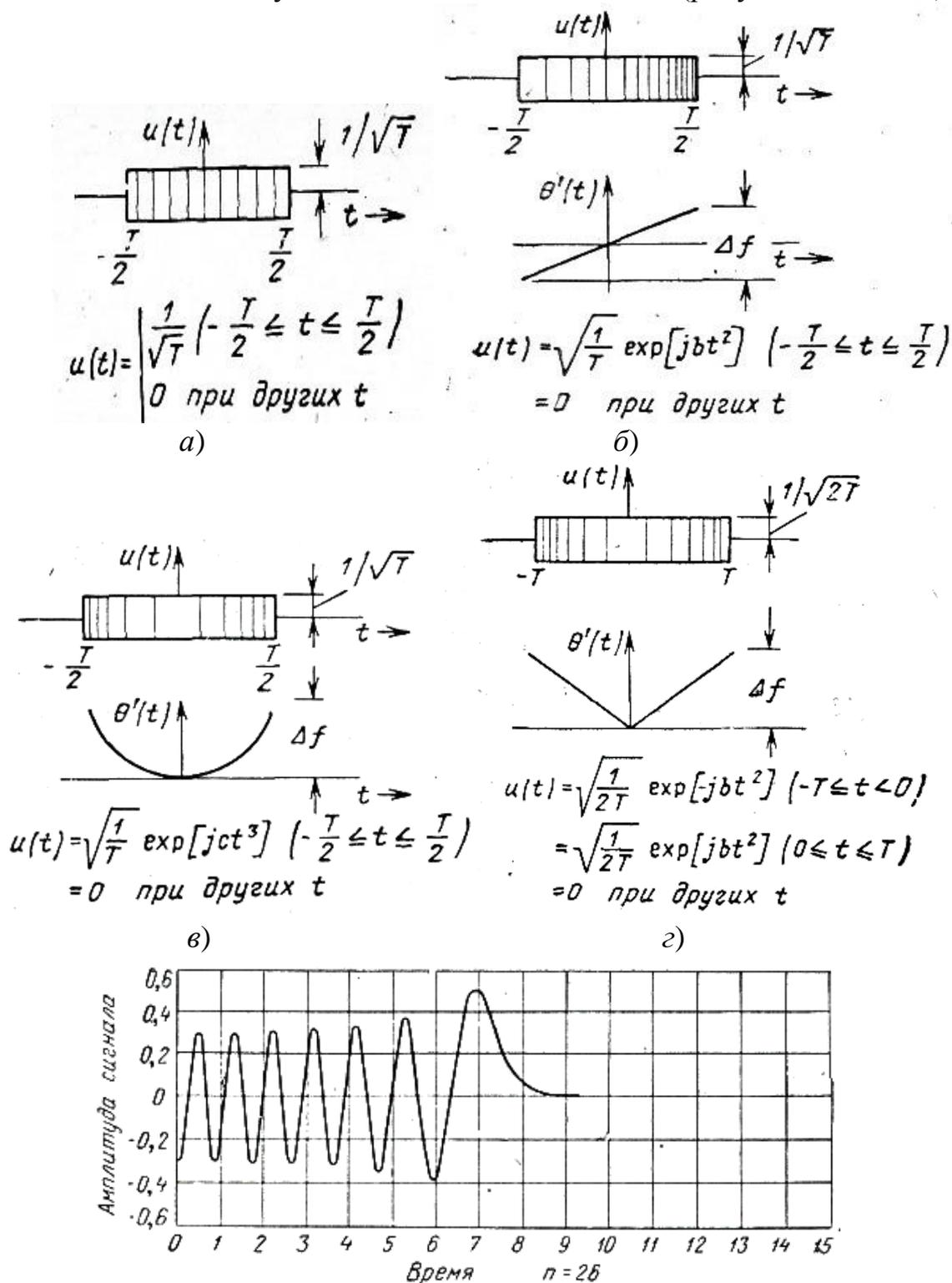


Рисунок 5.1 – Колоколообразный радиоимпульс

- сигналы с ЧМ-заполнением (рисунки 5.1, 5.2);
- сигналы с фазомодулированным (ФМ) заполнением;

- сигналы с амплитудно-частотным заполнением (рисунки 5.1, 5.2, д).



а – без ЧМ; б – с ЛЧМ; в – с параболической ЧМ;

г – закон изменения девиации частоты;

д – зависимость амплитуды сигнала от времени

Рисунок 5.2 – Примеры аналитического задания прямоугольных импульсов РЛС с разными законами ЧМ

Следует отметить, что с точки зрения постоянства энергетического режима передатчика весьма удобна частотная (фазовая) модуляция [4]. Именно такой тип модуляции нашёл наиболее широкое применение в радиолокации. Но не нужно забывать, что для решения тех или иных узкоспециализированных задач в радиолокационной технике могут применяться и другие виды сигналов. Например, для подавления боковых лепестков выходного сигнала производится специальный подбор закона частотной модуляции, отличного от линейного (например, параболическая ЧМ, косинусоидальная ЧМ, V-образная ЧМ и т.д.), или же формы огибающей зондирующего радиоимпульса (сигналы с гауссовой огибающей, колоколообразной огибающей, эрмитовы сигналы) [13].

5.3.3 Классификация законов изменения частоты заполнения импульса [1]

По характеру закона изменения частоты заполнения импульса различают:

- без ЧМ;
- с линейной ЧМ (ЛЧМ-импульс);
- с параболической ЧМ (ПЧМ-импульс);
- с косинусоидальной ЧМ;
- с V-образной ЧМ;
- эрмитовы сигналы.

5.4 Принципы сжатия импульса

Так как существует большое многообразие схемотехнических и конструкторских реализаций фильтров сжатия, основанных на различных физических принципах, то логично будет рассмотреть наиболее общий принцип сжатия сигналов, поясняющий, что именно делает фильтр сжатия с параметрами сигнала. Для этого также необходимо рассмотреть общие условия, которым должны удовлетворять импульсы, предназначенные для сжатия, и только уже потом – методы сжатия импульса [8].

5.4.1 Характеристика радиолокационной станции и форма сигнала

Наиболее важными параметрами сигнала являются ширина спектра, длительность и полная энергия сигнала. Данные параметры сигнала влияют на следующие характеристики РЛС [8].

1. Разрешающая способность по дальности определяется частотной структурой или спектром сигнала и при заданной форме последнего пропорциональна $1/F$ [с], где F – ширина спектра, [Гц]. При данной ширине спектра наилучшая разрешающая способность по дальности получается в том случае, когда сигнал имеет прямоугольный амплитудный спектр.

2. Разрешающая способность по скорости (имеется в виду радиальная составляющая скорости цели) определяется временной структурой или огибающей сигнала. При данной форме огибающей разрешающая способность по скорости пропорциональна $1/T$ [Гц], где T – длительность сигнала в секундах. Для данной длительности максимальная разрешающая способность по скорости получается при сигнале с прямоугольной огибающей.

3. Возможность обнаружения цели определяется отношением энергии принятого сигнала к мощности шума приемника. Для данных коэффициента усиления, коэффициента направленного действия антенны, коэффициента шума приемника, размеров цели и метода обработки сигнала улучшить возможность обнаружения, а, следовательно, получить максимальную дальность можно только путем увеличения излучаемой энергии.

Простейшим радиолокационным (РЛ) сигналом является радиоимпульс, который создается путём попеременного включения и выключения генератора, частота колебаний которого обычно неизменна. Такой сигнал устанавливает характеристики РЛС на основании компромисса между разрешающей способностью по скорости и максимальной дальностью, с одной стороны, и разрешающей способностью по дальности, с другой стороны.

Желательно иметь сигнал с широким спектром F и большой длительностью T . При этих условиях предпочтение следует отдать сигналу с прямоугольными спектром и огибающей.

Произведение длительности на ширину спектра, или TF , может служить количественной характеристикой данного сигнала. Однако, хотя большая величина произведения TF необходима для улучшения характеристики, она не достаточна для гарантирования его.

Желательно, чтобы форма колебания и частотный спектр рассчитывались независимо друг от друга. К сожалению, при выборе временной функции определен, конечно, и ее частотный спектр. К тому же требования теории должны быть согласованы с практическими возможностями изготовления соответствующего оборудования.

Учитывая все это, улучшенная форма сигнала находится при помощи рассуждений, основанных на известных фактах, а не расчетным путем. При этом вначале производят выбор формы колебаний, способной обеспечить нужные разрешающие способности по дальности и скорости. Затем находят возможные средства генерирования сигнала и способы извлечения всей содержащейся в нем информации.

5.4.2 Общее рассмотрение методов сжатия импульсов

Для получения одновременно хорошей разрешающей способности по дальности и по скорости необходимо найти сигнал с требуемой длительностью и шириной спектра; следует также разработать способ генерации этого сигнала и метод приема эхо-сигналов [8]. Для решения указанных задач был разработан ряд систем сжатия импульсов. Рассмотрим в самом общем виде операцию сжатия импульса и установим требования к сигналам, пригодным для сжатия.

В системе сжатия импульсов генерируется и передается длинный импульс, имеющий длительность T [с] и ширину полосы частот F [Гц], где $TF > 1$. После соответствующей обработки принимаемых эхо-сигналов возникают короткие импульсы с длительностью $1/F$. Эта операция характеризуется коэффициентом сжатия $K = TF \gg 1$.

Чтобы понять, как происходит сжатие импульса, рассмотрим два импульса с одинаковыми амплитудными спектрами. Один из них (первый) обладает фазовой дисперсией. Требуется сравнить длительности этих двух импульсов.

Отсутствие фазовой дисперсии в спектре второго импульса означает, что в определенный момент (заданный, если фазовая крутизна постоянна) все частотные составляющие имеют одинаковую фазу. Величина огибающей получается посредством векторного суммирования всех составляющих. Если все составляющие находятся в фазе, величина огибающей представляет собой арифметическую сумму составляющих и в этот момент достигает максимального значения. Однако частотные составляющие импульса с дисперсией никогда не бывают в фазе, и величина его огибающей поэтому всегда меньше величины второго импульса.

Энергия этих импульсов может быть найдена любым из двух способов:

1) возведением в квадрат амплитудного спектра и интегрированием его по всем частотам;

2) возведением в квадрат огибающей и интегрированием по времени.

Так как оба импульса имеют одинаковый амплитудный спектр, они обладают и равной энергией. Для того чтобы выполнить это равенство энергий, импульс с дисперсией, имеющий меньшую амплитуду, должен продолжаться более длительное время, чем импульс без дисперсии. Последний имеет наибольшую величину, возможную при данном амплитудном спектре, и является поэтому максимально коротким импульсом, который можно получить в этих условиях. Длительность указанного импульса составляет $1/F$.

Из приведенных рассуждений следует, что если фазовая дисперсия устранена из спектра импульса, последний будет укорочен по длительности, т.е. сжат. Поскольку фазовая дисперсия сигнала на выходе цепи является суммой фазовых дисперсий цепи и входного сигнала, для удаления фазовой

дисперсии импульса необходима цепь с фазовой дисперсией, равной фазовой дисперсии сигнала и взятой с обратным знаком.

Условия сжатия длинного импульса можно сформулировать следующим образом:

- 1) для того, чтобы импульс был сжат, он должен иметь фазовую дисперсию, т.е. фазовый спектр должен быть нелинейной функцией частоты;
- 2) импульс должен быть пропущен через цепь с фазовой дисперсией, которая равна, но противоположна по знаку фазовой дисперсии импульса.

До сих пор не рассматривалась амплитудная характеристика такого фильтра. Однако она может быть определена из условия получения наибольшего отношения сигнал/шум.

Если сигнал и шум пропускаются через фильтр, то для вполне определенного фильтра отношение сигнал/шум будет максимальным. Этот фильтр имеет амплитудную характеристику, равную амплитудному спектру сигнала, и фазовую дисперсию, которая равна, но противоположна по знаку фазовой дисперсии сигнала. Максимальное отношение сигнал/шум равно отношению полной энергии сигнала к мощности шума, приходящейся на единицу полосы.

Если характеристика фильтра и спектр сигнала подобраны указанным образом, то говорят, что фильтр согласован с сигналом и его называют согласованным фильтром.

Легко видеть, что условия работы согласованного фильтра позволяют получить высокое отношение сигнал/шум. Выше показано, что условие импульсного сжатия (фазовое согласование) дает наибольшую величину импульса, возможную при заданном амплитудном спектре. С другой стороны, составляющие шума случайны по фазе, и фазовая дисперсия фильтра не существенна для амплитуды шума. Располагая же амплитудной характеристикой фильтра, равной амплитудному спектру импульса, т.е. выполняя амплитудное согласование, подчёркивают части спектра с высоким отношением сигнал/шум, в то время как части с меньшим отношением сигнал/шум имеют меньший вес.

В некоторых случаях точное выполнение условий согласования фильтра может быть нежелательным. Так, например, форма импульса, полученная на выходе согласованного фильтра, кроме основного максимума может иметь несколько вторичных максимумов или «боковых лепестков». Однако, осуществив некоторое отклонение от амплитудного согласования, боковые лепестки можно ослабить при сохранении основного максимума.

Если сигнал имеет прямоугольный амплитудный спектр, то сигнал на выходе согласованного фильтра изменяется во времени по закону $\frac{\sin x}{x}$. Этот сигнал характеризуется относительно большими боковыми лепестками (высотой ~ 13.5 дБ). При желании получить меньший боковой лепесток необходимо изменить форму характеристики фильтра, сделав ее непрямоугольной.

Снижение уровня бокового лепестка происходит не без ухудшения других характеристик. Более низкий уровень бокового лепестка получается ценой снижения отношения сигнал/шум и возрастания ширины импульса. Для демонстрации этого сравним, например, характеристику, имеющую форму $\cos^2 x$, с идеальной прямоугольной характеристикой [9]. В результате получаем:

- 1) отношение сигнал/шум снижается на 1.76 дБ;
- 2) уровень бокового лепестка составляет -33 дБ вместо -13.3 дБ;
- 3) ширина импульсов (расстояние между первыми нулями) удваивается.

Формирование (взвешивание) амплитудного спектра, соответствующее импульсу с наименьшей шириной при заданном уровне бокового лепестка (или наименьшему уровню этого лепестка при заданной ширине импульса), достигается применением метода взвешивания Тэйлора. Так, например, при снижении уровня боковых лепестков до -33 дБ длительность импульса увеличивается приблизительно в 1.5 раза. В качестве другого примера, когда нецелесообразно добиваться точного согласования, можно указать на сигнал с доплеровским смещением. В этом случае потребовался бы фильтр, отдельно согласованный по отношению к каждому доплеровскому смещению.

При незначительных расхождениях в амплитуде и снижении вследствие этого обнаруживаемости сигнала фильтр, согласованный с сигналами, не имеющими доплеровского смещения, может дать удовлетворительные результаты также и для сигналов с доплеровским смещением.

5.4.3 Выбор формы радиолокационного сигнала

Как показано выше, улучшение характеристики РЛС можно получить путем применения сигнала, удовлетворяющего определенным требованиям:

- 1) произведение полосы частот и длительности больше единицы (для хорошей разрешающей способности как по дальности, так и по скорости);
- 2) прямоугольный амплитудный спектр (для наилучшей разрешающей способности по дальности);
- 3) прямоугольная огибающая (для наилучшей разрешающей способности по скорости);
- 4) фазовая дисперсия (т.е. нелинейный фазовый спектр, который позволяет осуществить сжатие импульса) [8].

Хотя перечисленные выше требования исключают многие возможности изменения параметров сигнала, форма сигнала не определяется ими еще полностью. При постановке пятого условия может быть предложена определенная форма сигнала. Ниже показывается, что эта форма колебаний удовлетворяет всем пяти поставленным условиям.

Для того чтобы осуществить эффективное сжатие импульса, принятые сигналы должны быть пропущены через цепь, имеющую «противополож-

ную» фазовую дисперсию. Это условие называется фазовым согласованием. При прохождении сигнала через цепь, согласованную по фазе, фазовый спектр теряет фазовую дисперсию и будет содержать только линейный член и постоянное слагаемое. *Такое преобразование осуществляет сжатие импульса.*

Вообще, в РЛС принятые сигналы будут претерпевать доплеровское смещение частоты, которое *априори* неизвестно, исключая лишь то, что оно заключено в определенных пределах.

Применительно к большинству сигналов в приемнике подключался ряд параллельных согласованных по фазе цепей, каждая из которых предназначалась для определенного доплеровского смещения [9]. Обычно принятые сигналы не соответствовали точно ни одной цепи. Очевидно, оборудование значительно упростится в том случае, если можно будет найти такой сигнал, который останется согласованным по фазе с определенной цепью независимо от доплеровских смещений. Это представляет собой пятое требование к желательному сигналу.

Рассмотрим простейший случай фазовой дисперсии, когда изменение фазы пропорционально квадрату частоты (параболическая фазовая дисперсия). Это можно записать так:

$$\Phi(\omega) = a(\omega - \omega_c)^2,$$

где a – коэффициент фазовой дисперсии; ω_c – частота сигнала.

Фазовая дисперсия согласованной по фазе цепи должна составлять $\theta(\omega) = -a(\omega - \omega_c)^2$. Если сигнал с фазовой дисперсией $\Phi(\omega)$ подвергся доплеровскому смещению ω_d , то фазовая дисперсия выразится как $\Phi(\omega + \omega_d) = a(\omega - \omega_c + \omega_d)^2$. Когда этот сигнал проходит через цепь, согласованную по фазе при нулевом доплеровском смещении, т.е. при смещенном сигнале, фазовая дисперсия на выходе будет:

$$\begin{aligned} \Phi(\omega + \omega_d) + \theta(\omega) &= a(\omega - \omega_c)^2 + 2a(\omega - \omega_c)\omega_d + a\omega_d^2 - a(\omega - \omega_c)^2 = \\ &= 2a\omega_d(\omega - \omega_c) + a\omega_d^2. \end{aligned}$$

Как видно, фазовый спектр выходного сигнала состоит из постоянной фазы $a\omega_d^2$ и линейного члена $2a\omega_d(\omega - \omega_c)$. Линейный член обуславливает одинаковую фазовую крутизну $2a\omega_d$, которая находится в линейном соотношении с доплеровским смещением. Используя эту постоянную крутизну, можно предложить простой и эффективный способ измерения скорости.

Таким образом, фазовая дисперсия устраняется независимо от доплеровского смещения. Дисперсионные функции более высокого порядка не обладают этим свойством.

Для получения наибольшей обнаруживаемости сигнала амплитудная характеристика согласованной по фазе цепи должна бы такой же, как амплитудный спектр сигнала. Ясно, что, имея простую цепь, выполнить это амплитудное согласование для всех доплеровских смещений обычно невозможно. Однако при использовании цепи, согласованной по амплитуде (по амплитуд-

ной характеристике) в отношении сигналов без доплеровского смещения (с прямоугольной амплитудной характеристикой) потеря в обнаруживаемости возрастает линейно с доплеровскими смещениями. Она составляет всего 3 дБ при смещении на половину полосы пропускания цепи.

Другой подход к возможности учета доплеровских смещений будет состоять в применении согласованной по фазе цепи, которая обладает достаточной полосой, чтобы полностью пропустить принятые сигналы с максимально ожидаемыми доплеровскими смещениями. Следовательно, принятые сигналы не будут искажены или ослаблены доплеровскими смещениями. Однако при чрезмерно широкой полосе пропускания отношение сигнал/шум окажется меньше, чем в случае фильтрации точно согласованным фильтром. Частично эта потеря может быть компенсирована путем применения должным образом согласованного последетекторного фильтра.

Сигнал с прямоугольным амплитудным спектром и параболической фазовой дисперсией удовлетворяет, таким образом, второму, четвёртому и пятому требованиям. Для того чтобы узнать, превосходит ли произведение полосы частот и длительности единицу (первое требование) и является ли огибающая прямоугольной (третье требование), необходимо определить сигнал как функцию времени. С этой целью выполняется обратное преобразование Фурье. В результате появляется сигнал с огибающей, весьма близкой к прямоугольной, и с фазовой модуляцией, очень близкой к параболической. Кроме того, длительность импульса определяется как $T = 4\pi aF$, где F – ширина спектра, а a – коэффициент фазовой дисперсии $a(\omega - \omega_c)^2$.

Если задана определенная ширина спектра, то в соответствии с практическими ограничениями длительность импульса может быть установлена максимально большой, для чего применяется подходящая фазовая дисперсия. В целях удобства последующего обсуждения этот сигнал будет называться сигналом с линейной частотной модуляцией или ЛЧМ-сигналом. Такое наименование связано с тем, что частотная модуляция (определяемая как производная от фазовой модуляции) весьма близка к линейной.

Фазовая дисперсия ЛЧМ-сигнала выражается как $\Phi = a(\omega - \omega_c)^2$. Следовательно, дисперсия фазовой крутизны составит $\sigma = -2a(\omega - \omega_c)$. В пределах всей полосы частот сигнала $2\pi F$ дисперсия фазовой крутизны изменяется на $4\pi aF$, что численно равно T , т.е. длительности сигнала.

Член фазовой модуляции ЛЧМ-сигнала $\varphi = -\frac{t^2}{4a}$ имеет важное значение. Соответствующая частотная модуляция $\frac{d\varphi}{dt} = -\frac{t}{2a}$. Таким образом, мгновенная частота сигнала изменяется на величину $\frac{T}{2a} = \frac{4\pi aF}{2a} = 2\pi F$, т.е. на ширину спектра за время длительности импульса.

Таким образом, сигнал с прямоугольным амплитудным спектром параболической фазовой дисперсией (ЛЧМ-сигнал) удовлетворяет всем требованиям, необходимым для хорошей характеристики радиолокационной системы:

- 1) произведение полосы частот на длительность больше единицы;
- 2) прямоугольный амплитудный спектр;
- 3) прямоугольная огибающая;
- 4) фазовая дисперсия;
- 5) согласование по фазе достигается посредством одного фильтра.

Применяя такой сигнал в радиолокационной системе, можно получить высокую разрешающую способность как по дальности, так и по скорости. Сжатие импульса будет происходить в широком диапазоне доплеровских смещений частоты при использовании для обработки только одного фильтра. К тому же отклик фильтра на сигналы с доплеровским смещением может обеспечить простой метод измерения скорости цели.

На рисунке 5.3 показаны временные и частотные характеристики ЛЧМ-сигнала. Характеристики во временном представлении показывают лишь общую форму. Отклонения в кривых фазовой и частотной модуляции увеличены, чтобы сделать их заметными.

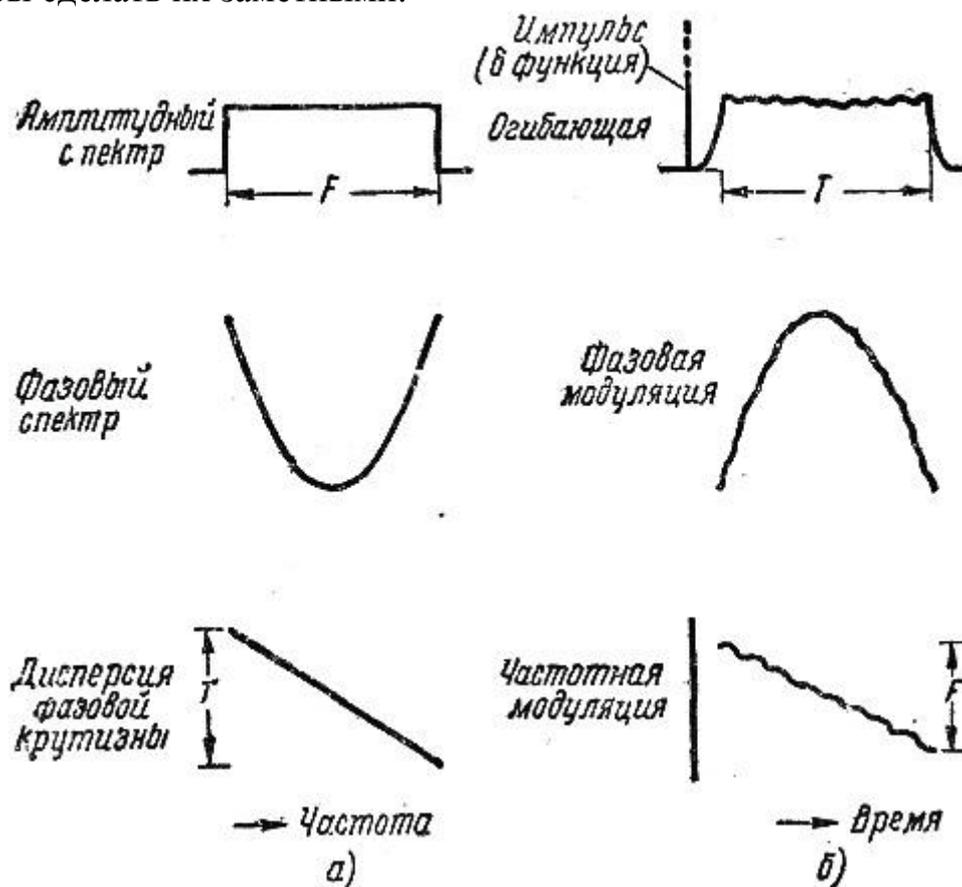


Рисунок 5.3 – Характеристики ЛЧМ-сигнала

5.4.4 Формирование ЛЧМ-сигнала. Система с использованием ЛЧМ-сигнала

Для получения улучшенных данных РЛС должен быть найден сигнал с соответствующими свойствами, а также разработана система для эффективного применения этого сигнала [8, 9, 10].

Существуют два основных метода формирования ЛЧМ-сигналов: активный и пассивный. При активном методе (рисунок 5.4, а) используется управляемый по частоте генератор ГУН, управляющее напряжение для которого вырабатывает генератор модулирующей функции (ГМФ).

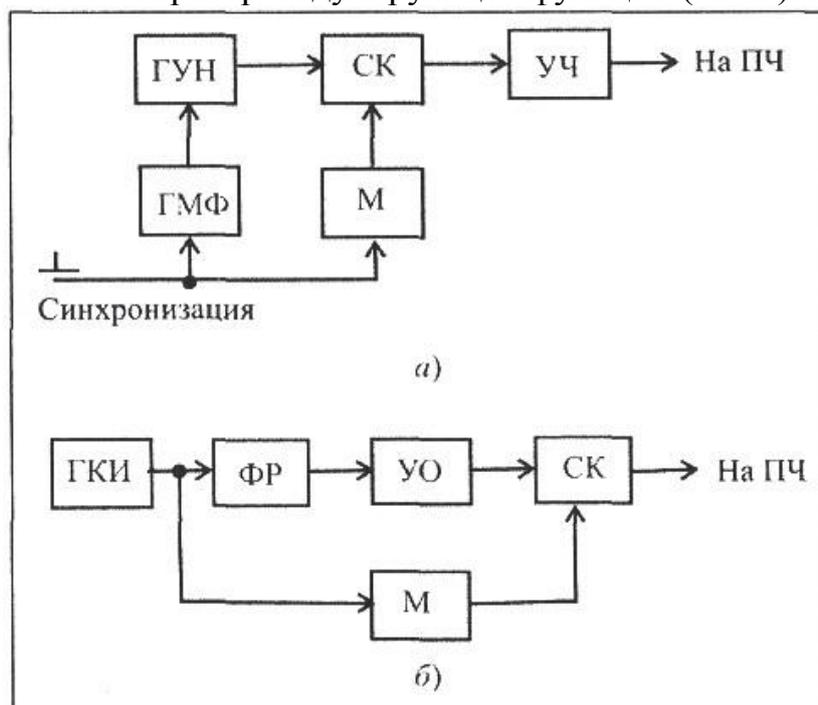


Рисунок 5.4 – Структурные схемы устройств формирования ЛЧМ-сигнала активным (а) и пассивным (б) методами

Частота вырабатываемого ГУН сигнала пропорциональна напряжению ГМФ так, что линейное нарастание напряжения будет вызывать линейное нарастание частоты во времени. Для выделения линейной части характеристики «частота-напряжение» используется мультипликатор (М), формирующий импульс заданной длительности, и стробируемый каскад (СК).

Формирование частотно-модулированного сигнала идет обычно на промежуточной частоте, после чего сигнал переносят на несущую частоту либо с помощью умножителя частоты (УЧ), либо путем гетеродинирования.

Пассивный метод (рисунок 5.4, б) основан на возбуждении от генератора коротких импульсов (ГКИ) фильтра растяжения (ФР), частотная характеристика которого комплексно сопряжена с частотной характеристикой согласованного фильтра. Выходной сигнал фильтра растяжения, представляющий собой его импульсную характеристику, оказывается ЛЧМ-сигналом, согласованным с характеристикой фильтра сжатия в приемнике. Амплитудные флук-

туации выходного сигнала ФР устраняются в усилителе-ограничителе (УО). Мультивибратор формирует импульс заданной длительности, который управляет СК. В результате на выходе СК частотно-модулированный импульс имеет постоянную амплитуду и заданную длительность. Этот импульс подается на преобразователь частоты (ПЧ).

До сих пор рассматривались свойства ЛЧМ-сигнала, которые согласовывались с хорошими характеристиками РЛС. Первой проблемой при разработке системы является генерация сигнала. Один из методов генерации состоит в одновременной амплитудной и фазовой модуляции генератора и называется активной генерацией. Однако ввиду сложности совместной амплитудной и фазовой модуляции активная генерация ЛЧМ-сигнала не практикуется.

Более практичный способ генерации сигнала основан на том, что импульсная характеристика цепи представляет собой обратное преобразование Фурье по отношению к частотной характеристике цепи. Таким образом, для генерирования определенного сигнала цепь с частотной характеристикой, идентичной спектру сигнала, подвергается воздействию δ -функции. Для генерирования ЛЧМ-сигнала требуется такая цепь, которая обладает прямоугольной амплитудной характеристикой и параболической фазовой дисперсией, аналогичными амплитудному спектру и фазовой дисперсии сигнала. Если указанная цепь (называемая ЛЧМ-фильтром) возбуждается δ -функцией, то на выходе появляется ЛЧМ-сигнал. Такой метод называется пассивной генерацией.

Следует, однако, заметить, что δ -функция, которую невозможно реализовать физически, для пассивной генерации не требуется. Чтобы осуществить ее, необходим только короткий импульс с шириной спектра, достаточной, чтобы перекрыть полосу, соответствующую спектру требуемого сигнала. Импульс должен иметь равномерный амплитудный спектр и линейный (как функция частоты) фазовый спектр.

Описанный импульс легко получить, например, от блокинг-генератора. В дальнейшем будет иметься в виду именно такой короткий импульс.

После того, как ЛЧМ-сигнал сформирован, он преобразуется к подходящей центральной частоте, усиливается и излучается. Принятые эхо-сигналы преобразуются к первоначальной полосе частот и усиливаются. Для сжатия импульса принятые сигналы должны быть пропущены через цепь, согласованную по фазе. Поскольку эта цепь имеет фазовую дисперсию равную, но противоположную фазовой дисперсии сигнала, фазовая дисперсия принятых сигналов устраняется и происходит сжатие импульса.

На рисунке 5.5 изображена упрощенная блок-схема РЛС со сжатием импульса. Фильтр 1 представляет собой цепь генерации сигнала, а фильтр 2 – цепь, согласованную по фазе или сжимающую импульс.

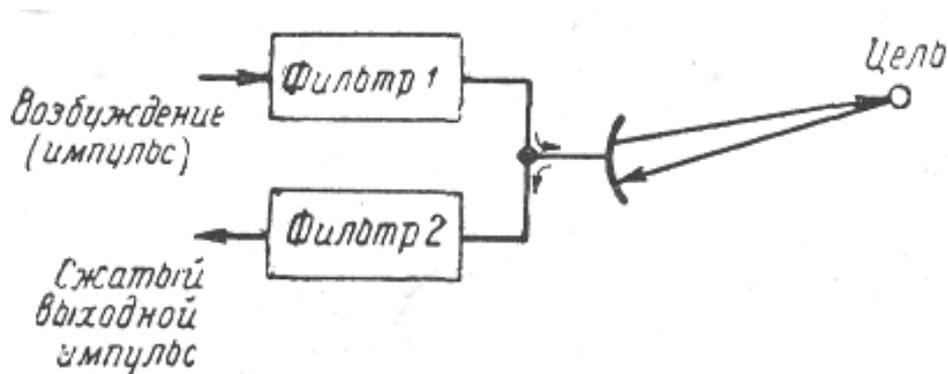


Рисунок 5.5 – Система сжатия импульсов, использующая отдельные фильтры для генерации (фильтр 1) и для обработки (фильтр 2)

Характеристики обоих фильтров представлены на рисунке 5.6. Здесь вместо фазовой дисперсии показана дисперсия задержки, которая является производной по частоте от фазовой дисперсии цепи. Поскольку фазовая дисперсия этой цепи изменяется с частотой по параболическому закону, дисперсия задержки есть линейная функция частоты. Амплитудная характеристика и дисперсия смещения фильтра 1 представляют собой амплитудный спектр и дисперсию фазовой крутизны излучаемого ЛЧМ-сигнала. В соответствии с требованием сжатия импульса дисперсия задержки 2 фильтра имеет крутизну, равную, но противоположную относительно фильтра 1. Импульсная характеристика фильтра 1, которая является, конечно, ЛЧМ-сигналом, показана на рисунке 5.3.

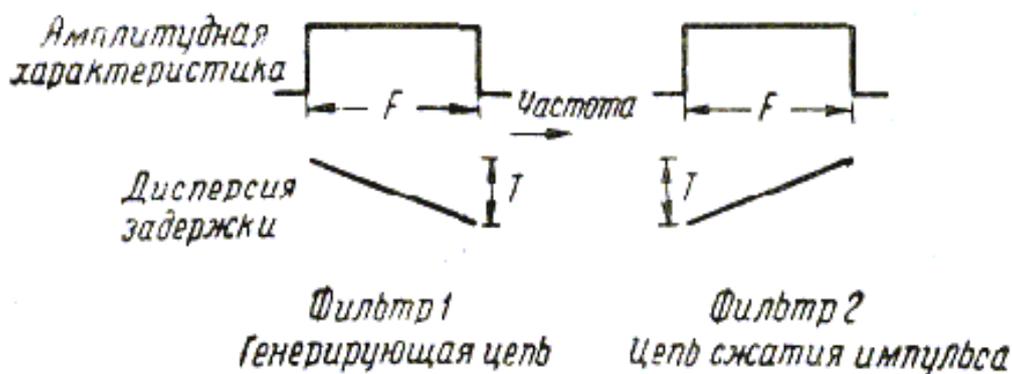


Рисунок 5.6 – Характеристики фильтров генерации и обработки

Работу упрощенной системы, изображенной на рисунке 5.5, можно пояснить с помощью рисунка 5.7. Здесь задержки фильтров 1 и 2 и крутизна фазы сигналов в различных точках системы построены как функции частоты. Рисунок 5.7, а показывает случай неподвижной цели, а рисунки 5.7, б и в относятся к движущейся цели.

Рассмотрение начнем с импульса, который имеет равномерную по частоте фазовую крутизну. Постоянная фазовая крутизна означает временное смещение сигнала относительно начала отсчета времени.

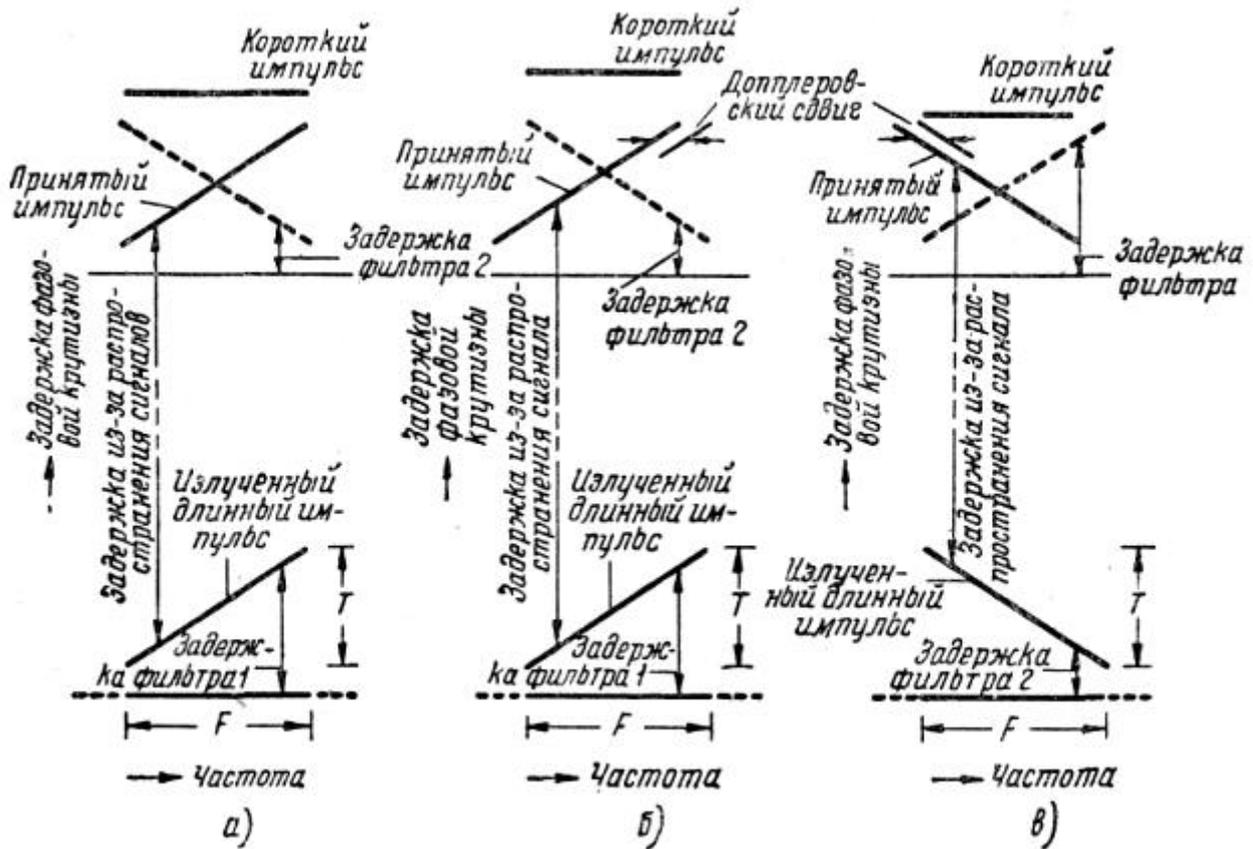


Рисунок 5.7 – Графическое пояснение работы ЛЧМ-системы

Примем момент появления импульса за начало отсчета времени; тогда фазовая крутизна импульса будет равна нулю. Фазовая крутизна сигнала на выходе цепи представляет собой сумму фазовой крутизны входного сигнала и задержки цепи. Фазовая крутизна длинного импульса, который излучается (импульсный отклик фильтра 1), есть, следовательно, задержка фильтра 1. Разумеется, фильтр 1 пропускает лишь те составляющие спектра импульса, которые заключены в полосе пропускания фильтра шириной F .

Время, потребное для распространения сигнала до цели и обратно к радиолокационной станции, эквивалентно в частотном представлении постоянной задержке. Если доплеровское смещение отсутствует, что соответствует случаю, показанному на рисунке 5.7, а, фазовая крутизна принятого длинного импульса является суммой постоянной задержки и фазовой крутизны излученного импульса. Так как фильтр 2 согласован по фазе с длинным импульсом, фазовая дисперсия устраняется, т.е. фазовая крутизна выходного импульса постоянна. Таким образом, выходной спектр равномерен по амплитуде в пределах полосы F и не обладает фазовой дисперсией. Такой сигнал (δ -функция, ограниченная по спектру частот) имеет форму $\frac{\sin x}{x}$ и длительность

между двумя нулями $2/F$. Этот короткий импульс появляется в момент времени, который определяется его равномерной фазовой крутизной, представляющей собой сумму задержек сигнала в цепи и при распространении.

Рисунок 5.7, б иллюстрирует, что происходит при перемещении цели (в рассматриваемом случае на РЛС). Здесь принятый импульс не только задерживается на время распространения до цели и обратно, но и смещается (в показанном случае возрастает) из-за эффекта Доплера частота каждой составляющей принятого сигнала. Величина этого смещения пропорциональна радиальной составляющей скорости цели. Теперь, когда задержка фильтра 2 складывается с фазовой крутизной принятых сигналов, фазовая крутизна выходного сигнала снова постоянна, но имеет большую величину, чем при отсутствии эффекта Доплера. Поэтому короткий импульс появляется позже, чем от неподвижной цели, находящейся на том же расстоянии. Поскольку соотношение между фазовой крутизной длинного импульса и частотой линейно, это временное смещение пропорционально доплеровскому смещению и, таким образом, радиальной скорости цели.

Так как положение короткого импульса зависит от расстояния до цели, а также от ее радиальной скорости, простая система, изображенная на рисунке 5.5, дает неоднозначный результат. Однако эта неоднозначность может быть устранена переменной положений фильтров 1 и 2. Рисунок 5.7, в показывает, что произойдет, если фильтр 2 используется как генераторный, а фильтр 1 – как сжимающий. Для тех же расстояний до цели и ее скорости, которые приняты на рисунке 5.7, б, короткий импульс снова смещается во времени на величину, пропорциональную радиальной скорости, но теперь в противоположном направлении.

При перемене положений обоих фильтров для каждого последующего импульса цель будет создавать два коротких сигнала. Отражение от типичной цели, наблюдаемое на осциллографе с разверткой типа А, показано на рисунке 5.8. Центр двух положений импульсов указывает расстояние до цели, в то время как расстояние между импульсами пропорционально радиальной скорости цели. Если доплеровское смещение скорости равно f_D , то временной интервал между импульсами составит $\frac{2\pi f_D}{F}$.



Рисунок 5.8 – Типично обработанное отражение от движущейся цели (развёртка типа А)

Фильтр с прямоугольной амплитудной характеристикой и параболической фазовой дисперсией (ЛЧМ-фильтр) представляет собой сложное устройство. Значительное упрощение системы получается при использовании одного фильтра как для генерации, так и для сжатия. Такая однофильтровая система становится возможной в том случае, если применяется метод преобразования боковой полосы частот.

Если сигнал имеет преобразованную боковую полосу, его амплитудный спектр в действительности преобразован вокруг центральной частоты. Подобным же образом преобразован и фазовый спектр, но с переменной знака. Таким образом, если до преобразования боковой полосы фазовая крутизна возрастает с частотой, то после нее она будет уменьшаться. Когда ЛЧМ-сигнал подвергается преобразованию боковой полосы, единственное изменение, которое происходит при этом вследствие симметрии, состоит в перемене знака коэффициента фазовой дисперсии.

На рисунке 5.9 показана упрощенная блок-схема системы, в которой использован один фильтр в сочетании с преобразователем боковой полосы.

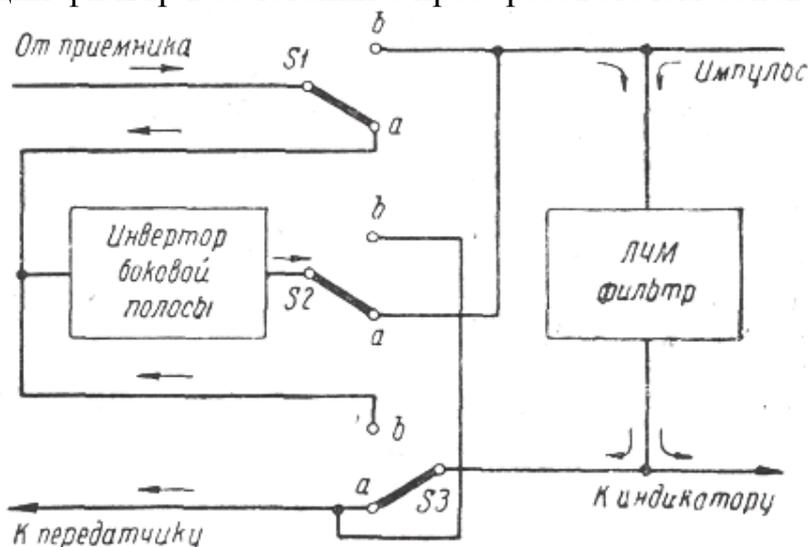


Рисунок 5.9 – Упрощённая схема ЛЧМ-системы

Сигнал проходит через систему при полном цикле работы (два периода импульсного процесса) в следующем порядке. Вначале он поступает на ЛЧМ-фильтр. Результирующий выходной сигнал представляет собой колебание с фазовой крутизной, уменьшающейся с частотой. Так как ключ $S3$ находится в положении a , этот сигнал проходит к передатчику и излучается. Принятый сигнал достигает ключа $S1$ и направляется ко входу преобразователя боковой полосы. Далее он покидает преобразователь, имея фазовую крутизну, возрастающую с частотой.

Пройдя через ключ $S2$, преобразованный сигнал попадает на вход ЛЧМ-фильтра. Условия идентичны показанным на рисунке 5.7, б; на выходе ЛЧМ-фильтра получается короткий импульс.

Для ясности преобразователь боковой полосы рассматривается здесь как отдельный блок системы. Однако операцию преобразования боковой по-

лосы можно выполнить в сочетании с гетеродинированием, которое обычно осуществляется в каждой РЛС. При этом необходимо только применить два различных местных гетеродина в передающем и приемном трактах системы. Ежепериодное переключение этих гетеродинов посредством соответствующих пусковых цепей обеспечивает преобразование боковой полосы попеременно перед передачей и после приема.

Таким образом, недостатки РЛС, обусловленные простым радиолокационным импульсом, можно устранить путем применения сигнала с прямоугольным амплитудным и параболическим фазовым спектрами (ЛЧМ-сигнал). Этот сигнал отвечает требованиям, необходимым для хорошей характеристики РЛС, поскольку имеет большую величину произведения длительности на ширину спектра, прямоугольный амплитудный спектр и прямоугольную огибающую. Кроме того, параболический фазовый спектр обладает редкой особенностью, состоящей в том, что сигнал и сжимающий фильтр остаются согласованными по фазе независимо от доплеровских смещений частоты. ЛЧМ-сигнал является также важным для практики, так как легко можно изготовить радиолокационную систему, в которой он используется, и получить величину произведения длительности на ширину полосы свыше 100. Однако при работе по одному ЛЧМ-импульсу отсутствует возможность одновременного измерения дальности и скорости цели, и разрешающая способность по скорости остаётся такой же, как и у радиолокатора с простым импульсным сигналом [10].

5.4.5 Функция неопределённости зондирующего сигнала (ФНЗС)

Разрешающая способность и потенциальная точность при зондирующем сигнале с внутриимпульсной частотной или фазовой модуляцией могут быть определены с помощью нормированной *двумерной корреляционной функции* (ДКФ) $\rho(\tau, F)$ или *функции неопределённости* этого сигнала [10]:

$$\chi(\tau, F) = |\rho(\tau, F)|. \quad (5.1)$$

Это объясняется тем, что при оптимальном обнаружении сигнала на выходе согласованного фильтра или коррелятора формируются сигналы, описываемые модулем корреляционного интеграла. Поэтому ДКФ является обобщением корреляционного интеграла на случай расстройки пары «фильтр - сигнал» по частоте или рассогласования пары «опорный сигнал - принятый сигнал» по времени. Отсюда следует, что *особенности разрешения сигналов и оценивания их параметров связаны с формой ДКФ зондирующего сигнала.*

Для определения ДКФ³ служит соотношение:

³ Функцию $R_m(\tau, F)$ называют также функцией рассогласования комплексной огибающей по параметрам τ и F

$$R_m(\tau, F) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_m(t) \dot{U}_m^*(t - \tau) \exp j2\pi ft \, dt, \quad (5.2)$$

где $\dot{U}_m(t) = U_A(t) \exp j \varphi(t) + \varphi_0$ – комплексная огибающая сигнала; $U_A(t)$ – функция, описывающая амплитудную модуляцию сигнала; $\varphi(t)$ – закон фазовой модуляции сигнала; φ_0 – начальная фаза колебания.

Так как ДКФ зависит от мощности сигнала, более удобно использовать нормированную ДКФ:

$$\rho_{\tau, F} = \frac{R_m(\tau, F)}{R(0, 0)} = \frac{R_m(\tau, F)}{E},$$

где E – энергия сигнала.

Тогда ФНЗС:

$$\chi(\tau, F) = |\rho(\tau, F)|. \quad (5.3)$$

При любом сигнале ФНЗС можно представить в виде тела неопределённости над плоскостью τF (рисунок 5.10).

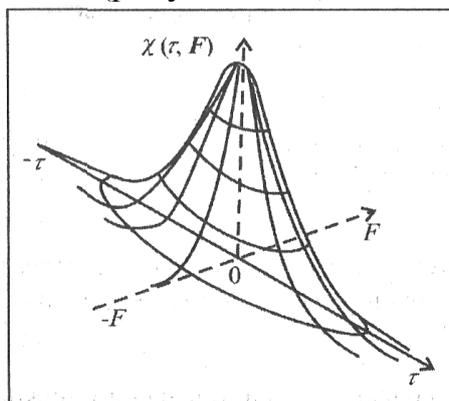


Рисунок 5.10 – Тело неопределённости

Тело неопределённости есть центрально-симметричная фигура, максимум которой находится в центре координат и всегда равен единице. Всегда равен единице и объём тела неопределённости. Рельеф ФНЗС позволяет судить о свойствах сигнала. Так, сечение ФНЗС вертикальной плоскостью при $F = 0$, т.е. $\chi(\tau)$, совпадает по форме с временной корреляционной функцией зондирующего сигнала, а такие же сечения, проходящие через различные точки оси F , показывают изменения огибающей выходного сигнала при расстройке по частоте пары «согласованный фильтр - входной сигнал». Сечение ФНЗС вертикальной плоскостью при $\tau = 0$, т.е. $\chi(F)$, есть нормированный спектр зондирующего сигнала. Если построить подобные сечения, проходящие через различные точки оси τ , то можно определить, как изменяется спектр выходного сигнала при задержке принимаемого сигнала относительно опорного сигнала.

Следует иметь в виду, что при периодическом сигнале с периодом T_{Π} ДКФ, а, следовательно, и ФНЗС, также являются периодическими и повторяются с тем же периодом вдоль оси τ .

При анализе зондирующих сигналов вместо ФНЗС удобнее использовать *диаграммы неопределенности зондирующих сигналов* (ДНЗС) или просто диаграммы неопределенности (ДН). Для получения ДН находят сечение ФНЗС плоскостью, параллельной плоскости $\tau 0F$ и проведённой на уровне:

$$\chi(\tau, F) = 0.5.$$

Проекция этого сечения на плоскость $\tau 0F$ есть искомая ДН. Площадь S диаграммы неопределенности при изменении параметров сигнала остается постоянной.

Ширина ДН $\chi(\tau, 0)_{0.5}$ или $\chi(0, F)_{0.5}$ является мерой разрешающей способности по времени $\delta\tau$ или по частоте δF , которая может быть достигнута при оптимальной обработке сигнала:

$$\delta\tau = \chi(\tau, 0)_{0.5}; \quad \delta F = \chi(0, F)_{0.5}. \quad (5.4)$$

Так как дальность R измеряется по времени запаздывания t_R сигнала, а радиальная скорость V_r – по доплеровскому сдвигу частоты $F = F_D$, т.е.:

$$R = 0.5ct_R; \quad V_r = 0.5\lambda F_D, \quad (5.5)$$

где c – скорость распространения электромагнитной волны (ЭМВ); разрешающие способности по дальности и радиальной скорости соответственно:

$$\delta R = 0.5c\delta\tau; \quad \delta V_r = 0.5\lambda\delta F. \quad (5.6)$$

Для разрешения двух или нескольких целей (сигналов) нужно, чтобы их ДН не пересекались.

Потенциальная точность измерения времени запаздывания или частоты сигнала характеризуется средними квадратическими погрешностями σ_t или σ_f соответственно, получаемыми при оптимальной обработке сигнала. Так как при такой обработке значения дальности R и радиальной скорости V_r находят по положению максимума ДКФ, точность фиксации этого максимума зависит от остроты (кривизны) пика ДКФ и отношения мощностей сигнала и шума $q = \frac{E}{N_0}$. При $q \gg 1$ и независимых измерениях τ и F :

$$\sigma_r = \left[q \left| \frac{d^2\chi}{d\tau^2} \right|_{\tau=0} \right]^{-\frac{1}{2}}; \quad \sigma_f = \left[q \left| \frac{d^2\chi}{dF^2} \right|_{F=0} \right]^{-\frac{1}{2}}. \quad (5.7)$$

С учётом (5.5) получаем, что потенциальная точность измерения дальности и радиальной скорости характеризуется погрешностями:

$$\sigma_R = 0.5c\sigma_r; \quad \sigma_{V_r} = 0.5\lambda\sigma_f. \quad (5.8)$$

На рисунке 5.11, *а* в качестве примера показана диаграмма неопределённости пачки из n прямоугольных когерентных радиоимпульсов длительности τ_{Π} , следующих с периодом повторения T_{Π} . Принято, что огибающая пачки имеет прямоугольную форму. Сечение $\chi(\tau, 0)$ (рисунок 5.11, *б*) имеет вид корреляционной функции огибающей пачки импульсов того же периода T_{Π} , а сечение $\chi(0, F)$ (рисунок 5.11, *в*) – форм спектра этих импульсов.

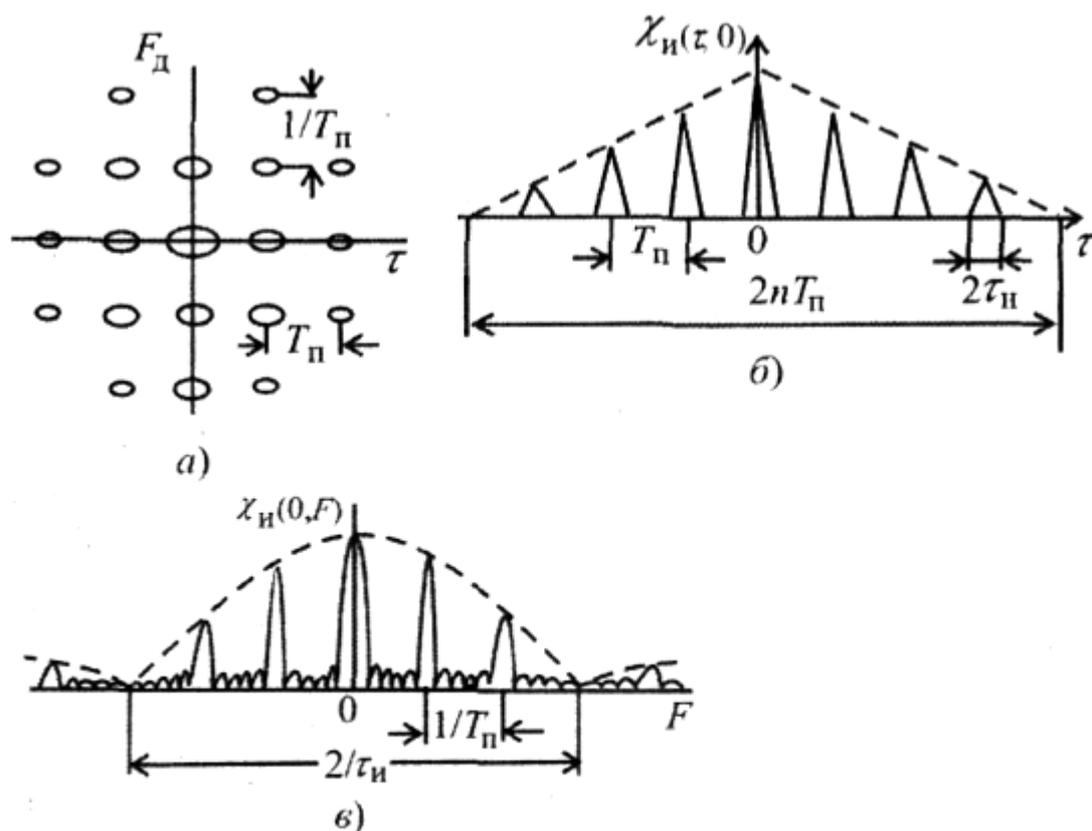


Рисунок 5.11 – Диаграмма неопределённости пачки импульсов, построенная по двум сечениям ФНЗС

Для получения диаграммы неопределенности пачки импульсов надо найти точки пересечения линий, параллельных осям τ и F и отстоящих на расстояния, кратные соответственно T_n и $1/T_n$. Периодичность функции неопределенности $\chi(\tau, F)$ приводит к неоднозначности измерения дальности и скорости. Для исключения неоднозначности отсчета необходимо иметь:

$$T_n > \frac{2R_{\max}}{c}; F_n > \frac{4|V_{r,\max}|}{\lambda}, \quad (5.9)$$

где R_{\max} – максимальная дальность действия радиолокатора; $V_{r,\max}$ – максимальная радиальная скорость движения цели.

5.4.6 Весовая обработка ЛЧМ-сигналов во временной и частотной областях

Сжатый импульс имеет форму $\frac{\sin x}{x}$, что повышает опасность маски-

ровки основных лепестков сжатого радиоимпульса, отраженного от цели с малой эффективной площадью рассеяния (ЭПР) (рисунок 5.12) боковыми лепестками сильного сигнала [9]. Первый лепесток ФНЗС – 22% от величины центрального, второй – 13% и т.д. [10]. Для борьбы с этим явлением приме-

няют весовую обработку сигналов во временной, либо в частотной области с помощью специальных корректирующих фильтров (рисунок 5.13), построенных обычно по трансверсальной схеме.

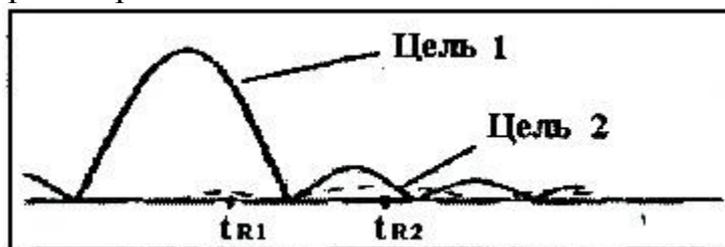


Рисунок 5.12 – Маскировка цели сильным сигналом

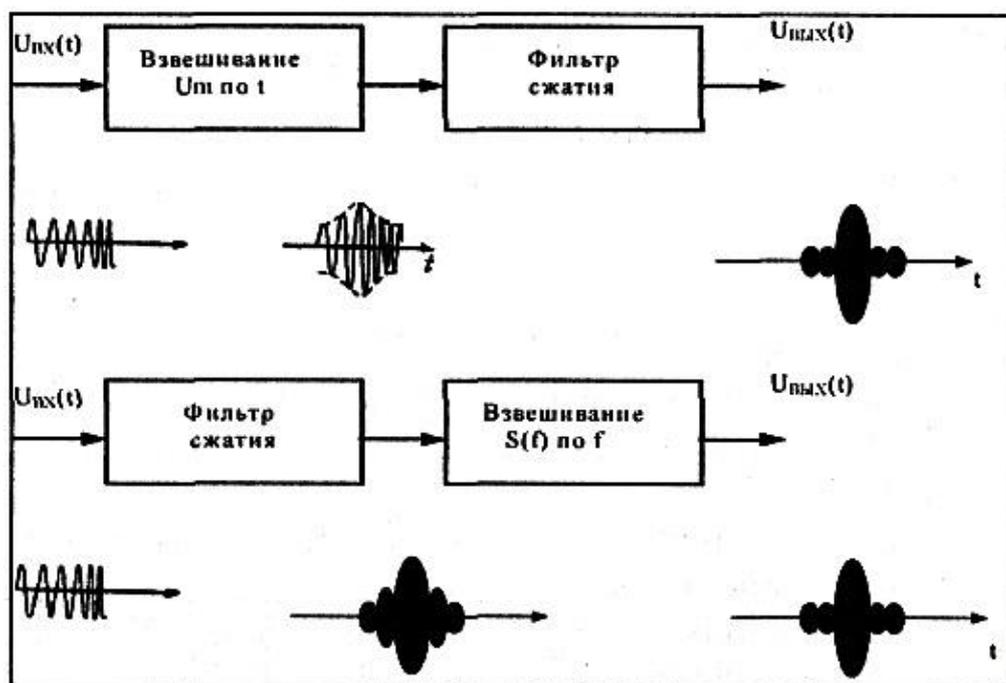


Рисунок 5.13 – Схемы весовой обработки ЛЧМ-сигналов во временной и частотной областях

В отводы трансверсальных фильтров сжатия ставят усилители, коэффициенты передачи которых соответствуют весовым коэффициентам корректирующей функции⁴.

Весовую обработку можно реализовать, используя следующие весовые функции корректирующего фильтра:

- 1) весовая функция *Дольфа - Чебышева* (рисунок 5.14);
- 2) весовая функция *Тейлора*;
- 3) весовая функция *общего вида* [9].

Частным случаем весовой функции Тейлора является весовая функция Хэмминга:

⁴ В дисперсионных ультразвуковых линиях задержки (ДУЛЗ) на поверхностных акустических волнах (ПАВ) требуемые весовые коэффициенты получают изменением длины электродов решетки

$$K N = a + 2b \cos \left[\frac{\pi \omega - \omega_0}{\Delta \omega} \right] = k + (1-k) \cos^2 \left[\frac{\pi \omega - \omega_0}{2\Delta \omega} \right], \quad (5.10)$$

где a, b, k – постоянные коэффициенты.

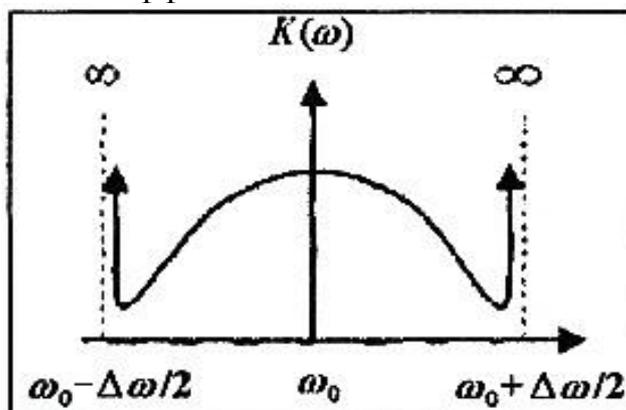


Рисунок 5.14 – Весовая функция Дольфа - Чебышева

Структурная схема фильтра с $a = 0.54$; $b = 0.23$; $k = 0.08$ показана на рисунке 5.15. Фильтр подавления реализуется в виде двух последовательно включенных линий задержки на $\Delta t = \frac{1}{\Delta \omega}$, трех весовых усилителей и сумматора.

При такой обработке уровень боковых лепестков уменьшается до -42.8 дБ. Однако при этом основной лепесток расширяется примерно в 1.47 раза, а отношение сигнал/шум по мощности уменьшается в 1.34 раза по сравнению с отношением сигнал/шум на входе фильтра Хэмминга. Следует отметить, что для минимизации уровня боковых лепестков ФНЗС часто пропускают сжимаемый сигнал через устройства, имеющие АЧХ, совпадающую по форме с функцией Хэмминга [10].

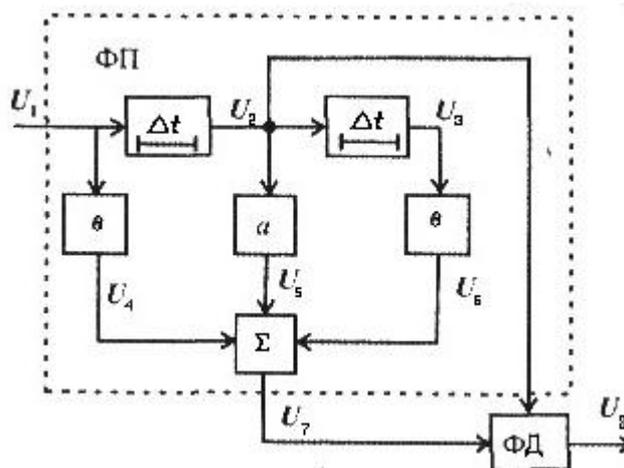


Рисунок 5.15 – Схема подавления боковых лепестков

Уровень боковых лепестков уменьшается обратно пропорционально времени при всех видах весовой обработки, кроме весовой функции Дольфа - Чебышева, где он неизменен. При этом несколько расширяется основной ле-

песток, и возрастают энергетические потери по сравнению с оптимальной обработкой (без корректирующего фильтра). Кроме корректирующих фильтров, для борьбы с боковыми лепестками используют изменение формы (предыскажение) зондирующих сигналов и внутриимпульсную нелинейную частотную модуляцию.

Процесс подавления боковых лепестков поясняется на рисунках 5.15 и 5.16.

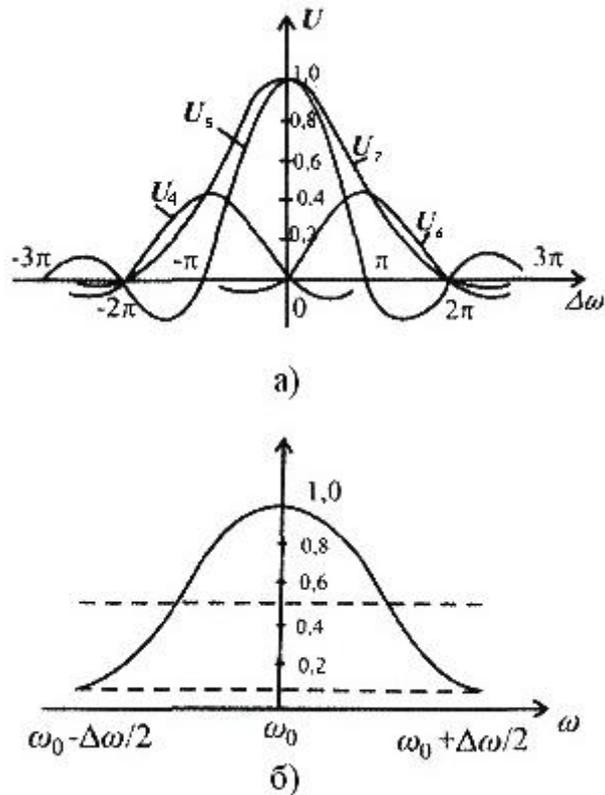


Рисунок 5.16 – Графики сигналов (а), частотная характеристика фильтра (б)

Фильтр подавления (ФП) реализуется на двух включённых последовательно линиях задержки на время Δt , трёх весовых усилителях и сумматоре [10]. Корреляционная обработка сжатого импульса в фазовом детекторе (ФД), который производит операции перемножения сигналов и усреднения их произведения, позволяет уменьшить как длительность, так и уровень боковых лепестков по дальности (времени) выходного импульса (рисунок 5.15). На опорный вход ФД подаётся с выхода сумматора импульс U_7 , а на сигнальный вход – импульс U_2 со среднего отвода линий задержки фильтра подавления. На выходе ФД $U_8(t) = \overline{U_2(t) \cdot U_7(t)}$.

Огибающие сигналов на входе и выходе ФД представлены на рисунке 5.17. Расчёты показывают, что длительность выходного сигнала ФД уменьшается примерно в 2 раза по сравнению с длительностью импульса на выходе фильтра подавления.

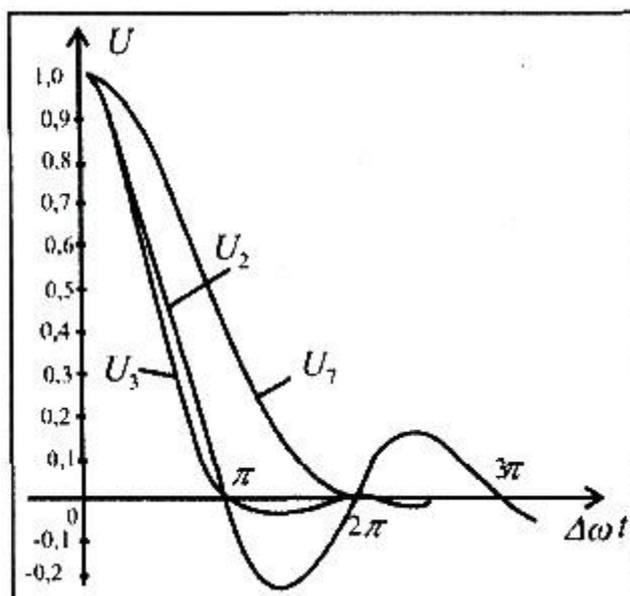


Рисунок 5.17 – Огибающие сигналов на входе и выходе ФД
схемы рисунка 5.15

Наибольший уровень (-27 дБ) имеет первый лепесток по дальности. Однако этот лепесток имеет отрицательную полярность, что позволяет устранить его при дальнейшей обработке.

Уровень остальных боковых лепестков не превышает -65 дБ. Отношение сигнал/шум q получается практически таким же, как после амплитудного детектирования импульса фильтра подавления.

5.4.7 Оптимальная обработка ЛЧМ-сигнала

Оптимальная обработка ЛЧМ-сигнала обычно выполняется с помощью согласованных фильтров [9, 10].

Спектр сигнала на выходе согласованного фильтра:

$$S_{\text{ВЫХ}}(\omega) = U_m \sqrt{\frac{\pi}{\gamma}} \exp -j\omega T_{\Phi} , \quad (5.11)$$

при $|\omega - \omega_0| \leq 2\pi\Delta f$,

где γ – весовой множитель; T_{Φ} – постоянная времени фильтра.

Выходной сигнал фильтра:

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = U_m \sqrt{k_{\text{СЖ}}} \frac{\sin[\pi\Delta f (t - T_{\Phi})]}{\pi\Delta f (t - T_{\Phi})} \exp j\omega_0 (t - T_{\Phi}) , \quad (5.12)$$

где $k_{\text{СЖ}} = \Delta f \tau_{\text{И}}$ – коэффициент сжатия ЛЧМ-импульса.

На выходе согласованного фильтра мгновенная мощность сигнала увеличилась, а длительность импульса на уровне 0.7 уменьшилась в $k_{\text{СЖ}}$ раз по сравнению с мощностью и длительностью импульса на входе.

Таким образом, при согласованной обработке импульса с ЛЧМ получается эффект сжатия сигнала, имеющего большую длительность, чем обеспечиваются высокие разрешающая способность и точность при измерении дальности.

Согласованные фильтры реализуются на основе *дисперсионных линий задержки* и *обычных линий задержки с неравномерно-распределенными отводами* (рисунок 5.18). Дисперсией называют зависимость времени задержки сигнала в линии задержки от частоты.

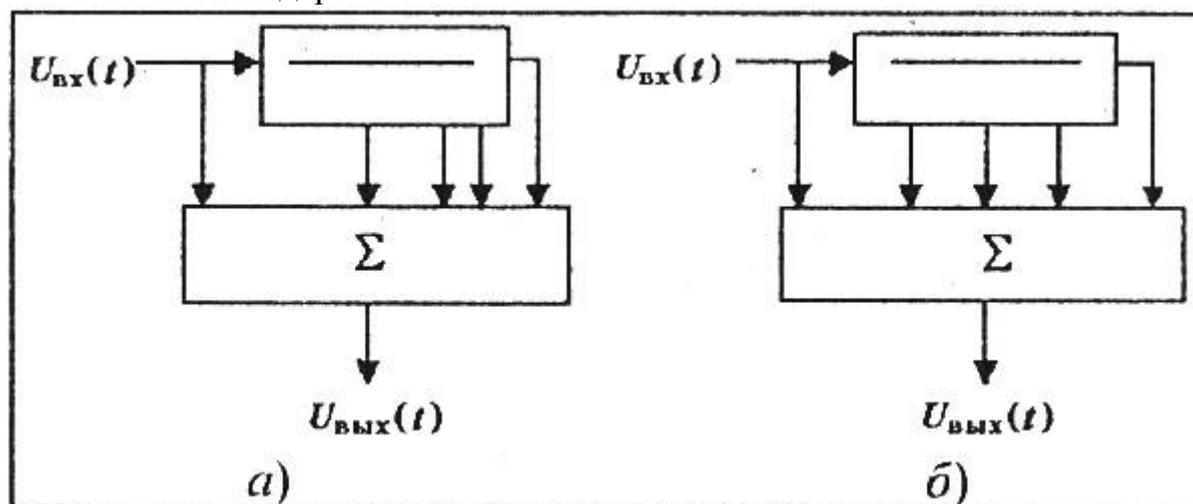


Рисунок 5.18 – Недисперсионная линия задержки (а) и дисперсионная линия задержки (б)

Для сжатия ЛЧМ-радиоимпульсов наиболее употребительны дисперсионные ультразвуковые линии задержки (ДУЛЗ) на поверхностных акустических волнах (ПАВ), представляющие собой тонкие пластины пьезоэлектрических материалов (синтетического пьезокварца, ниобата лития, германата висмута и др.), на которые нанесены передающие и приёмные металлические решётчатые электроды (рисунок 5.19).

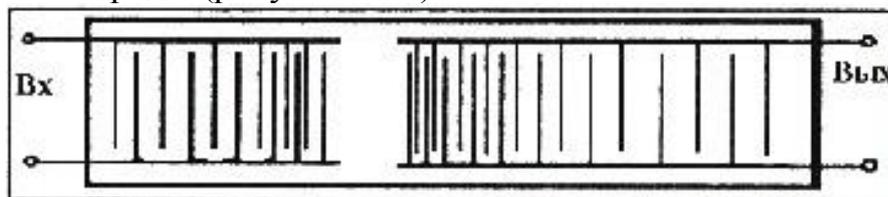
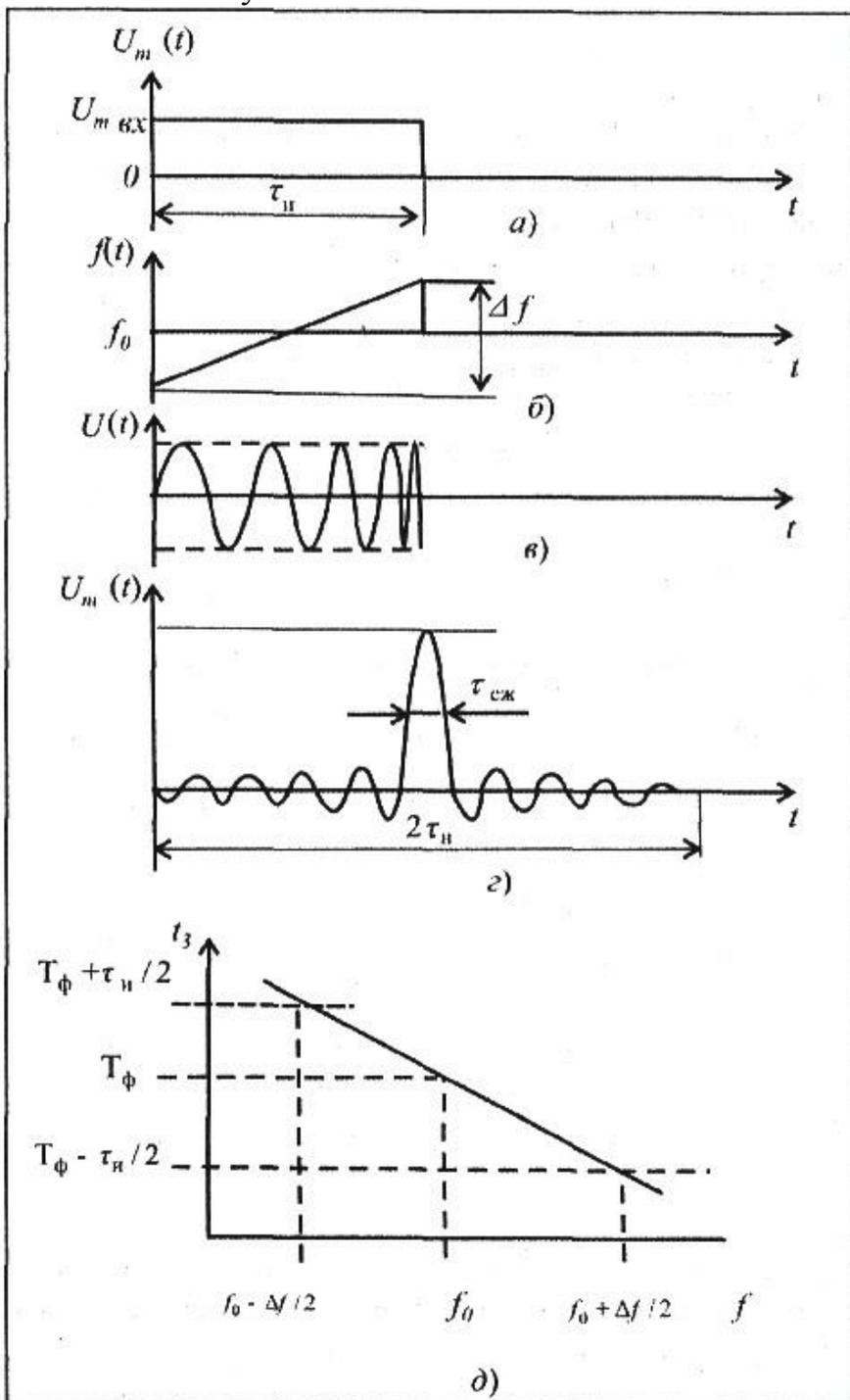


Рисунок 5.19 – ДУЛЗ на ПАВ

На рисунке 5.20 показаны графики, иллюстрирующие процесс сжатия ЛЧМ-импульса. Если такой импульс проходит через фильтр, у которого зависимость времени задержки от частоты имеет вид, показанный на рисунке 5.20, б, то составляющие низких частот задерживаются в фильтре дольше, чем составляющие высоких частот. В момент времени T_{ϕ} все составляющие сигнала суммируются в фазе. При этом амплитуда сигнала достигает максимального значения. Фазы слагаемых до момента T_{ϕ} и после него расходятся,

так как частота меняется. Для этих моментов времени результирующая амплитуда сигнала близка к нулю.



a – огибающая входного импульса; *б* – изменение частоты ЛЧМ-импульса;
в – ЛЧМ-импульс; *г* – огибающая входного импульса;
д – дисперсионная характеристика фильтра сжатия

Рисунок 5.20 – Графики процесса сжатия ЛЧМ-радиоимпульса

Согласованный с ЛЧМ-сигналом фильтр на основе линий задержки с неравномерно распределенными отводами показан на рисунке 5.21, *a* и со-

стоит из фильтра (Φ), полоса пропускания которого согласована с шириной спектра сигнала $\Delta f_c = \Delta f$, линии задержки (ЛЗ) и сумматора.

На рисунке 5.21, б показаны графики сигналов на отводах ЛЗ, а также результат суммирования сигналов. Как и в случае дисперсионной линии задержки в момент времени T_Φ сигналы со всех отводов суммируются в фазе, и в окрестности точки T_Φ образуется короткий импульс большой амплитуды. На остальном интервале времени амплитуда сигнала мала, так как сигналы с отводов суммируются с несовпадающими фазами.

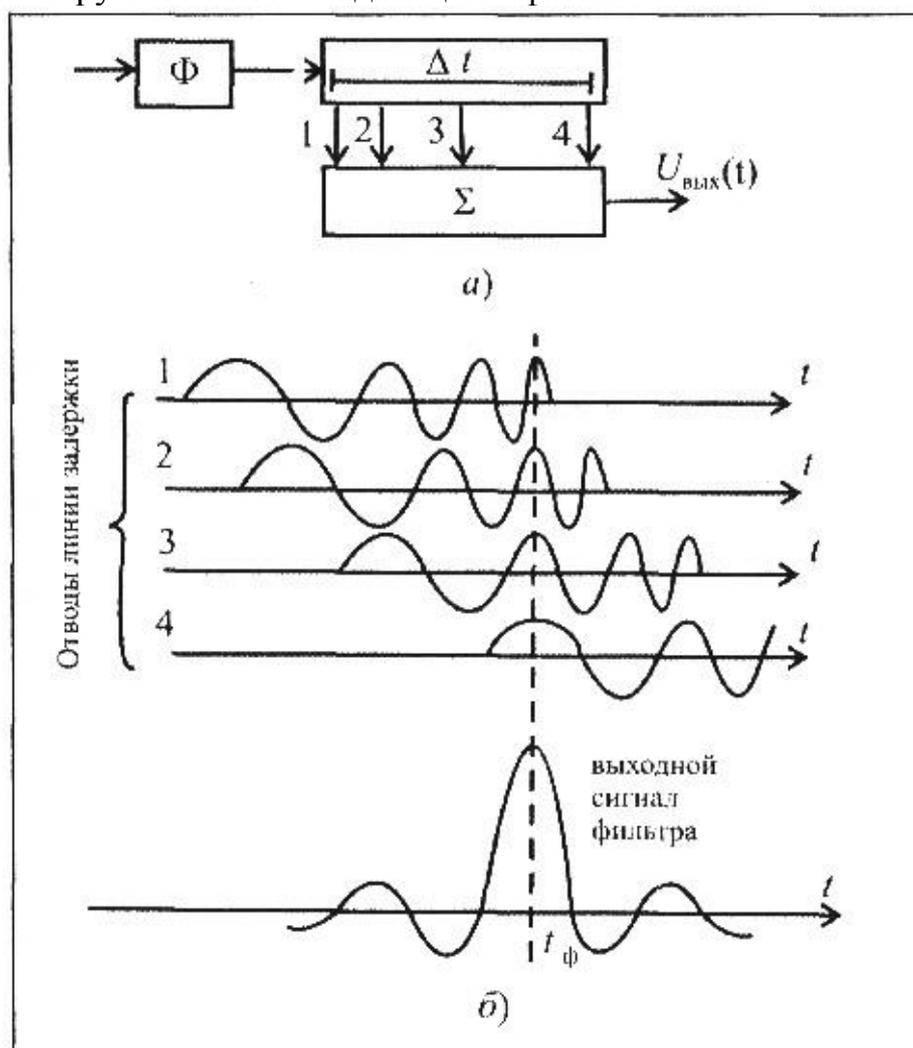


Рисунок 5.21 – Фильтр сжатия ЛЧМ-сигнала на основе линии задержки (а) и графики сигналов на её отводах (б)

5.5 Общие требования к фильтрам сжатия импульсов [1, 3, 14, 15]

5.5.1 Длительность исходного импульса

Длительность импульса T выбирается в зависимости от частоты повторения и скважности передатчика. После сжатия ширина сжатого импульса на уровне половины мощности приблизительно равна $1/W$, где W – ширина по-

лосы излучаемого сигнала. Для современных РЛС ширина полосы может быть свыше 50 МГц. Отношение значений ширины длинного и короткого импульсов будет $T \cdot W$. Произведение времени на ширину полосы или коэффициент сжатия является критерием степени сжатия.

5.5.2 Диапазон уровня боковых лепестков

Когда энергия равномерно распределена по всей ширине полосы сигнала, то огибающая импульса приближенно имеет вид функции $\frac{\sin x}{x}$, у которой имеется большой главный максимум и дополнительные максимумы по обе стороны от главного. Эти дополнительные максимумы называют обычно боковыми лепестками. Амплитуда первой пары составляет около -13 дБ от главного максимума. Боковые лепестки ухудшают характеристики РЛС, поскольку последние могут быть приняты за действительные цели. Уровень боковых лепестков в -13 дБ является абсолютно непригодным. Боковые лепестки вызывают необходимость амплитудного взвешивания исходного импульса. В лучшем случае уровень боковых лепестков может достигать 30 дБ относительно уровня сигнала, что является удовлетворительным.

5.5.3 Динамический диапазон

Требования к динамическому диапазону фильтра сжатия определяются ожидаемыми изменениями амплитуды обрабатываемых сигналов. Типичная РЛС проектируется для обнаружения целей, которые имеют эффективную отражающую поверхность, отличающуюся между собой в 1000 раз. Поэтому, если мы учтем эхо-сигналы от целей всех размеров только на одном расстоянии, то подходящим будет динамический диапазон фильтра в 30 дБ.

Обычно максимальная дальность больше минимальной в 10 раз. Мощность эхо-сигнала обратно пропорциональна четвертой степени дальности, и, следовательно, для прохождения через фильтр сигналов от целей с одинаковой эффективной отражающей поверхностью необходим динамический диапазон в 40 дБ. Таким образом, если учитывать все цели на всех расстояниях, то необходим динамический диапазон в 70 дБ или более.

Достижение такого динамического диапазона будет зависеть от внутренних потерь и энергетических свойств прибора.

5.5.4 Внутренние потери

Во время процесса сжатия импульса с помощью согласованного фильтра уровень мощности сигнала увеличивается относительно шума пропорционально коэффициенту сжатия. Однако это увеличение относительно, поскольку практически и шум, и сигнал испытывают затухание при прохождении через прибор. Таким образом, при чрезмерно больших внутренних потерях максимальный выходной сигнал может оказаться недостаточно большим по сравнению с шумами на входе последующего усилителя, чтобы обеспечить требуемый динамический диапазон.

Использование усилителя до фильтра сжатия импульсов может улучшить динамический диапазон до тех пор, пока не окажется превышенным максимально допустимый уровень входной мощности прибора.

5.5.5 Доплеровский эффект

Для построения согласованного фильтра необходимо детальное знание частоты и фазы компонент обрабатываемого сигнала. При движении цели отраженный сигнал смещается по частоте вследствие эффекта Доплера.

Если скорость целей высокая, должна быть рассмотрена реакция системы сжатия на такой сигнал. Однако такое рассмотрение определяет только выбор частотного спектра излучаемого импульса, к самому же прибору, используемому для построения согласованного фильтра, никаких новых требований не предъявляется.

5.6 Комплексные схемы фильтров сжатия

Структурные схемы фильтров сжатия радиоимпульсов, выполненные на основе дисперсионных и недисперсионных линий задержки, уже были рассмотрены ранее (рисунки 5.18, *а*, *б* и 5.21).

Комплексные схемы фильтров сжатия являются схемами, в которых выполняется полная обработка сжатых сигналов, включающая в себя исходный источник сигнала, т.е. генератор импульсов с внутриимпульсной модуляцией, и цепи коррекции, обеспечивающие подавление боковых лепестков результирующего сигнала.

Приведём пример использования фильтров сжатия в лабораторных установках по исследованию способов формирования ЛЧМ-сигналов (рисунок 5.22) [10].

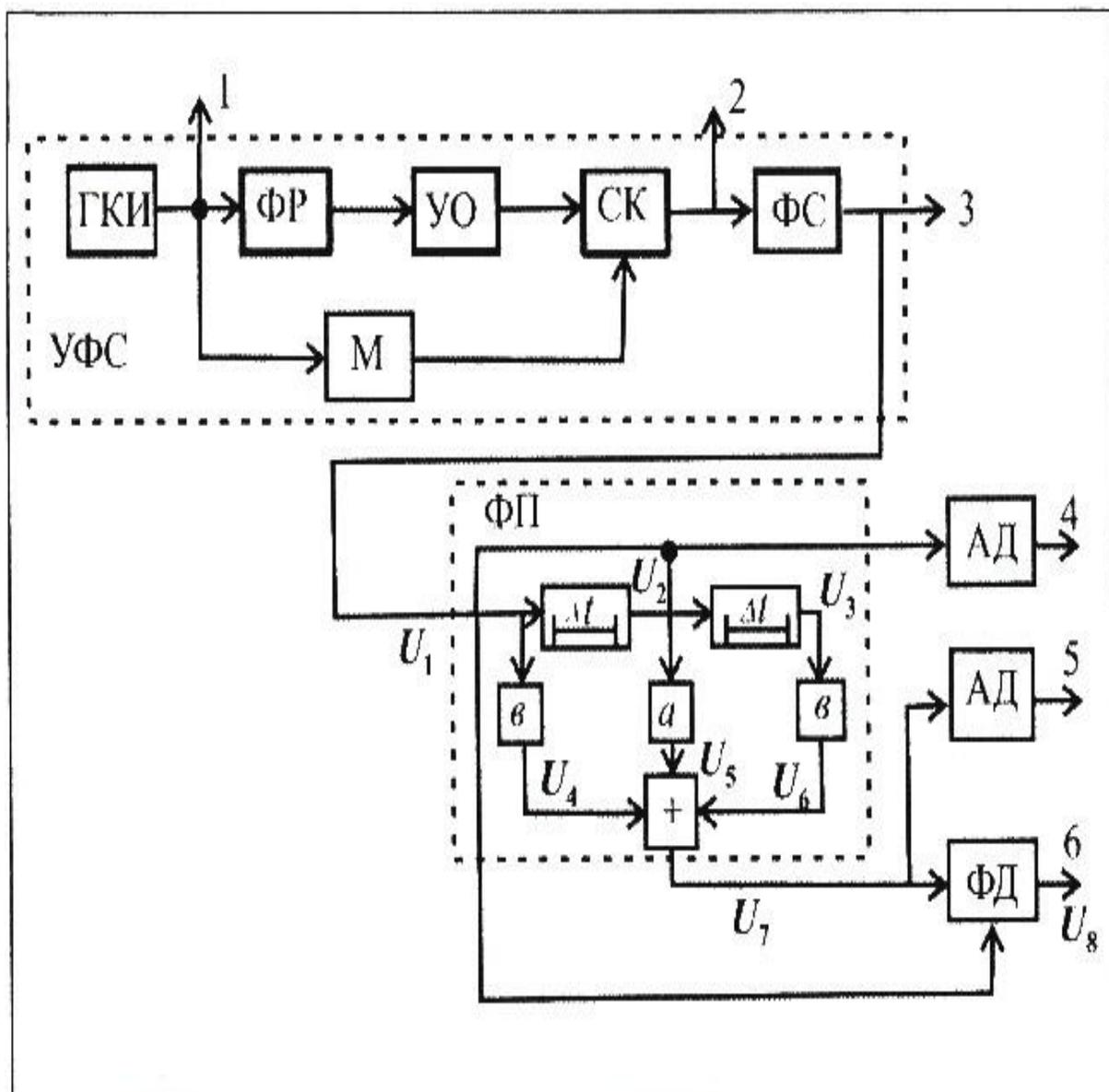


Рисунок 5.22 – Структурная схема лабораторной установки

Структурная схема (рисунок 5.22) состоит из устройства формирования и сжатия ЛЧМ-сигнала (УФС), фильтра подавления боковых лепестков по дальности (ФП) и контрольно-измерительной аппаратуры. Для формирования ЛЧМ-сигнала использован пассивный метод (рисунок 5.4, б). Сформированный сигнал поступает на фильтр сжатия (ФС). Сжатый импульс подаётся на фильтр подавления боковых лепестков (ФП). Огибающая сжатого импульса выделяется амплитудным детектором (АД) и поступает на выход 4. Второй амплитудный детектор служит для выделения огибающей сигнала с подавленными боковыми лепестками (выход 5).

Сигнал с выхода ФП используется в качестве опорного для фазового детектора (ФД). На сигнальный вход ФД подаётся сигнал с выхода ФС.

Другим примером комплексной схемы фильтра сжатия является схема, представленная на рисунке 5.23 [11].

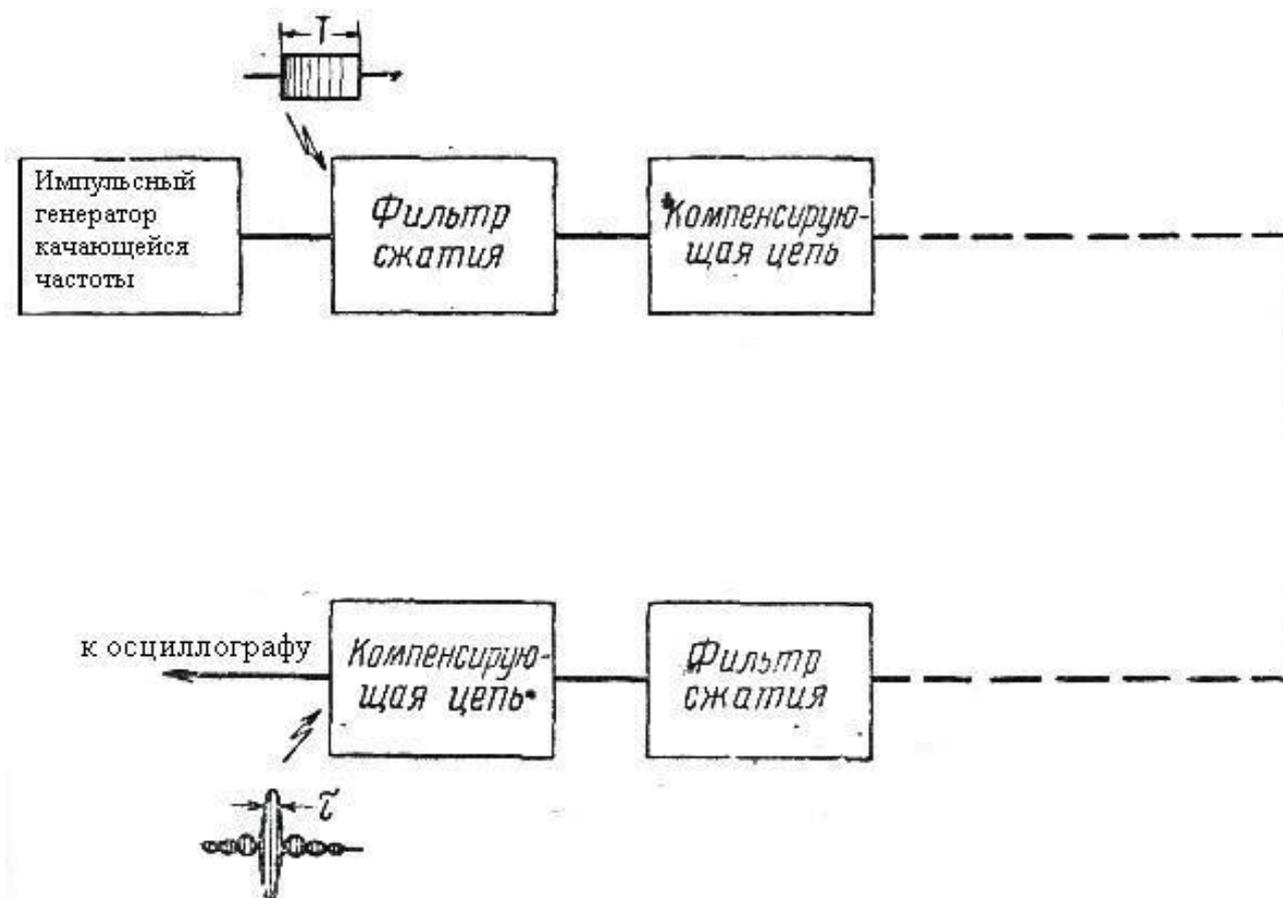


Рисунок 5.23 – Блок-схема лабораторной установки для исследования фильтров сжатия импульсов

Увеличение коэффициентов сжатия можно получить при каскадном соединении дополнительных элементов в виде соответствующих фильтров. На рисунках 5.24 и 5.25 показаны результаты экспериментов. На рисунке 5.24 показан характерный сжатый импульс, полученный на промежуточной частоте.



нижняя часть импульса устранена для лучшего выявления деталей лепестковой структуры импульса

Рисунок 5.24 – Сигнал на промежуточной частоте после сжатия импульса

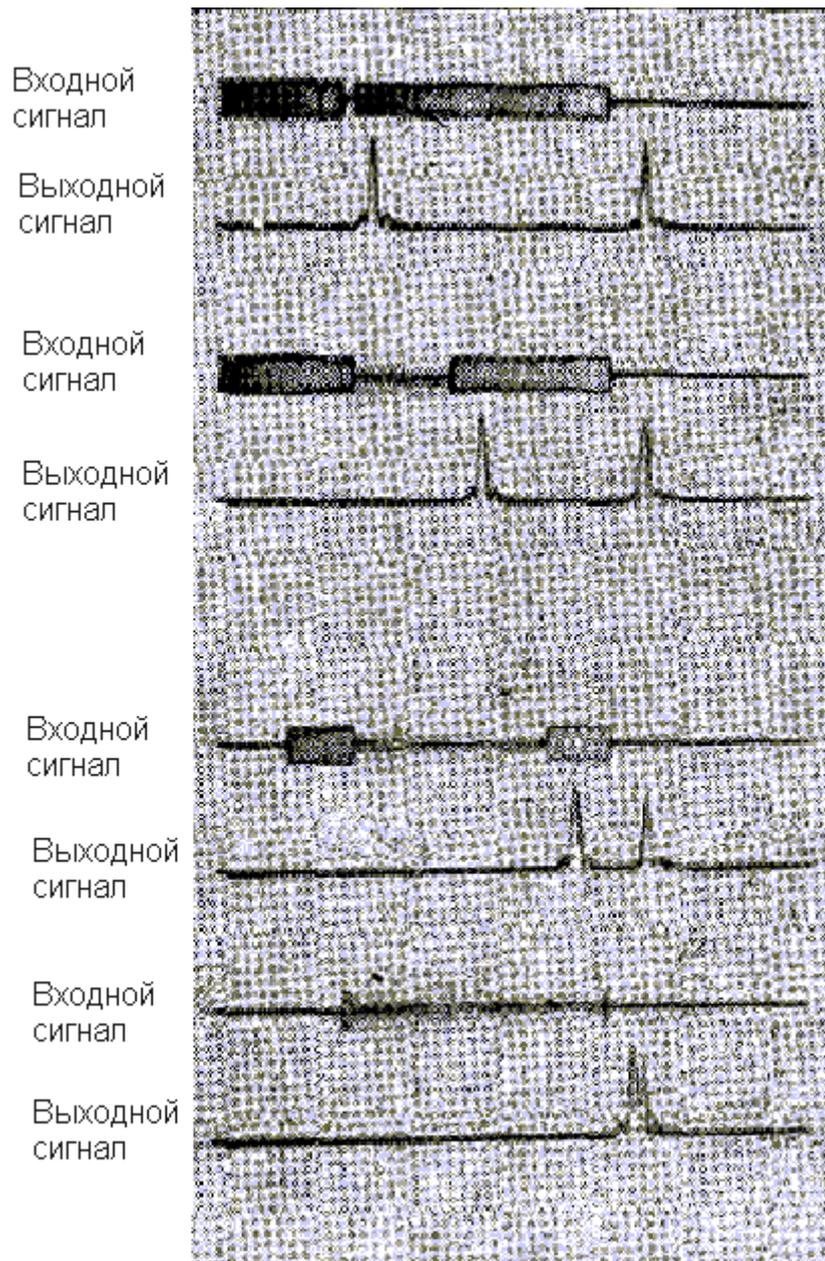


Рисунок 5.25 – Кратные сигналы на входе фильтра сжатия и на его выходе после детектирования, которые иллюстрируют применимость принципа суперпозиции в этом случае

В качестве фильтра для схемы на рисунке 5.23 может быть выбрана схема T -образного моста (рисунок 5.26), эквивалентная по своему действию фазосдвигающему четырёхполюснику с постоянным сопротивлением. Как подразумевает само название, фазосдвигающие четырёхполюсники практически не имеют потерь, но такие идеальные структуры не могут быть получены на практике, особенно на промежуточных частотах. Однако правильным применением цепей компенсации по фазе и амплитуде обеспечивается некоторое приближение их к идеальным характеристикам.

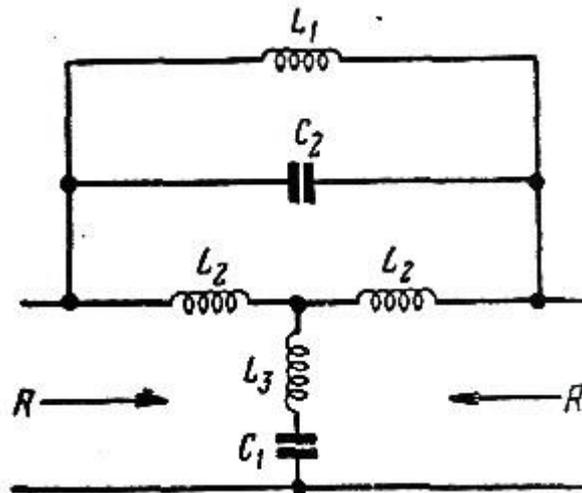


Рисунок 5.26 – Схема T-образного моста фазосдвигающей цепи

На рисунке 5.27 приведен пример использования дисперсионной линии задержки (ДЛЗ) в радиолокационной станции со сжатием импульсов [6, 17].

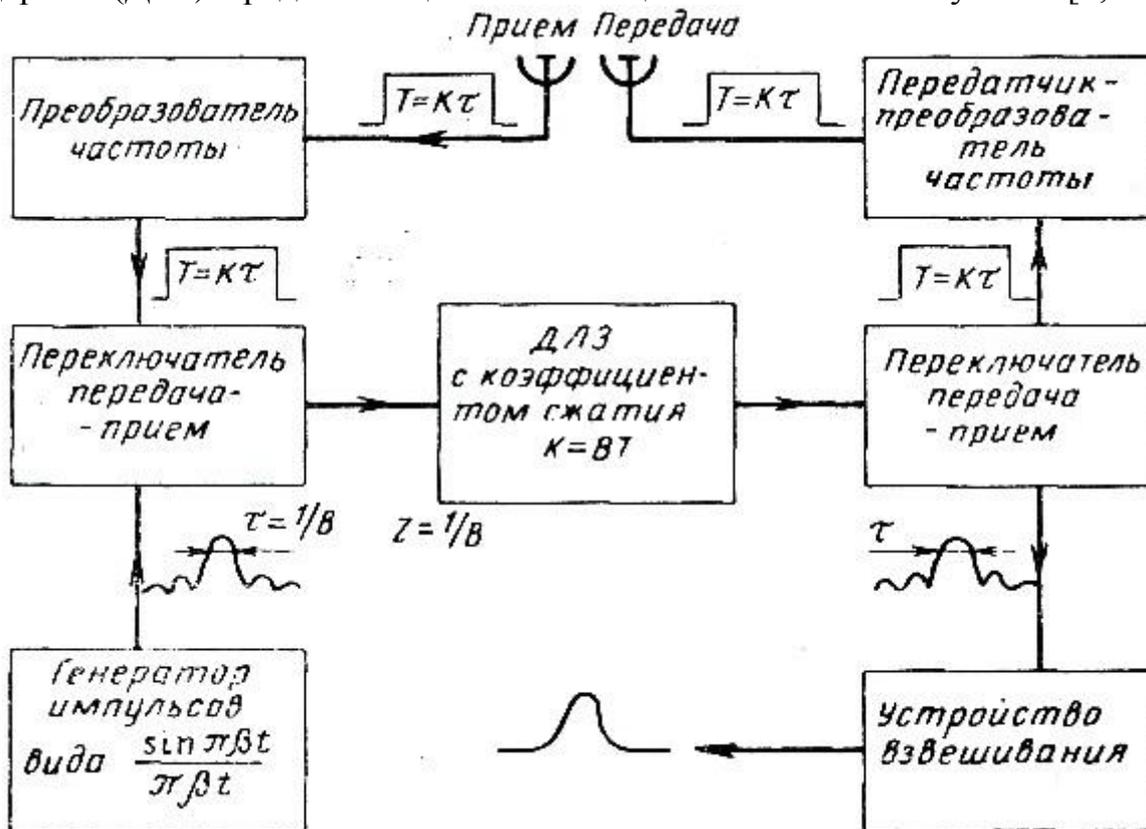


Рисунок 5.27 – Пример использования ДЛЗ в РЛС со сжатием импульсов

6 ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ ДЛЯ СЖАТИЯ ИМПУЛЬСОВ

Линия задержки с линейной дисперсией «фокусирует» на своём выходе модулированный импульс, поданный на её вход, подобно тому, как оптическая линза фокусирует направленный на неё пучок параллельных световых лучей [16]. Рисунок 6.1 иллюстрирует эту аналогию, позволяющую представить в простой форме преобразование Фурье, связывающее амплитуды входного и выходного сигналов линии.

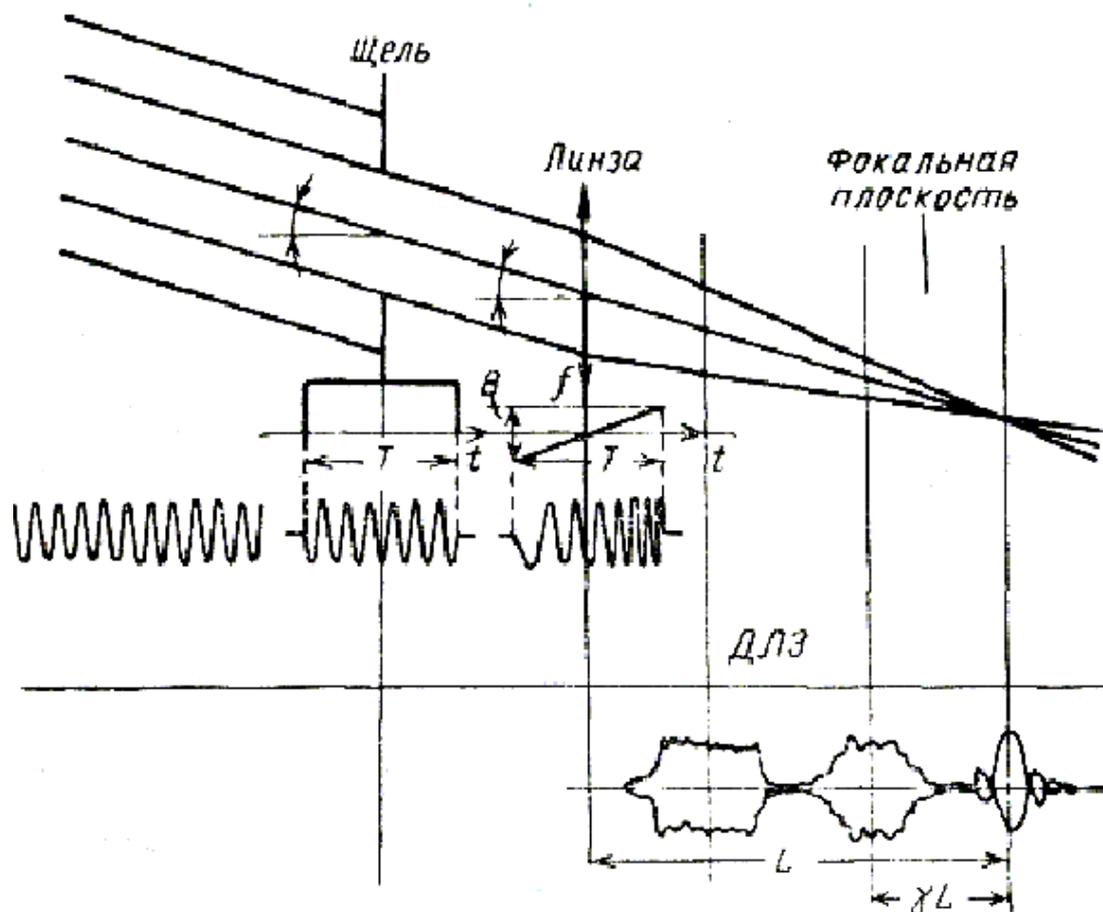


Рисунок 6.1 – Оптическая аналогия механизма сжатия импульсов

Таким образом, прямоугольный импульс длительностью T с амплитудой, равной 1, и линейной частотной модуляцией в полосе B преобразуется линией в импульс с огибающей $\frac{\sin t}{t}$ длительностью $1/B$ на уровне 3 дБ и амплитудой $BT^{\frac{1}{2}}$. Следовательно, начальный импульс сжат в BT раз при сохранении его энергии постоянной.

Изменение сигнала при распространении его от входа к выходу линии аналогично изменению светового пучка на пути от линзы до её фокуса. Рисунок 6.2 показывает различные промежуточные сигналы, полученные в ре-

зультате расчета, а на рисунке 6.3 представлены сигналы в тех же точках, полученные экспериментальным путем.

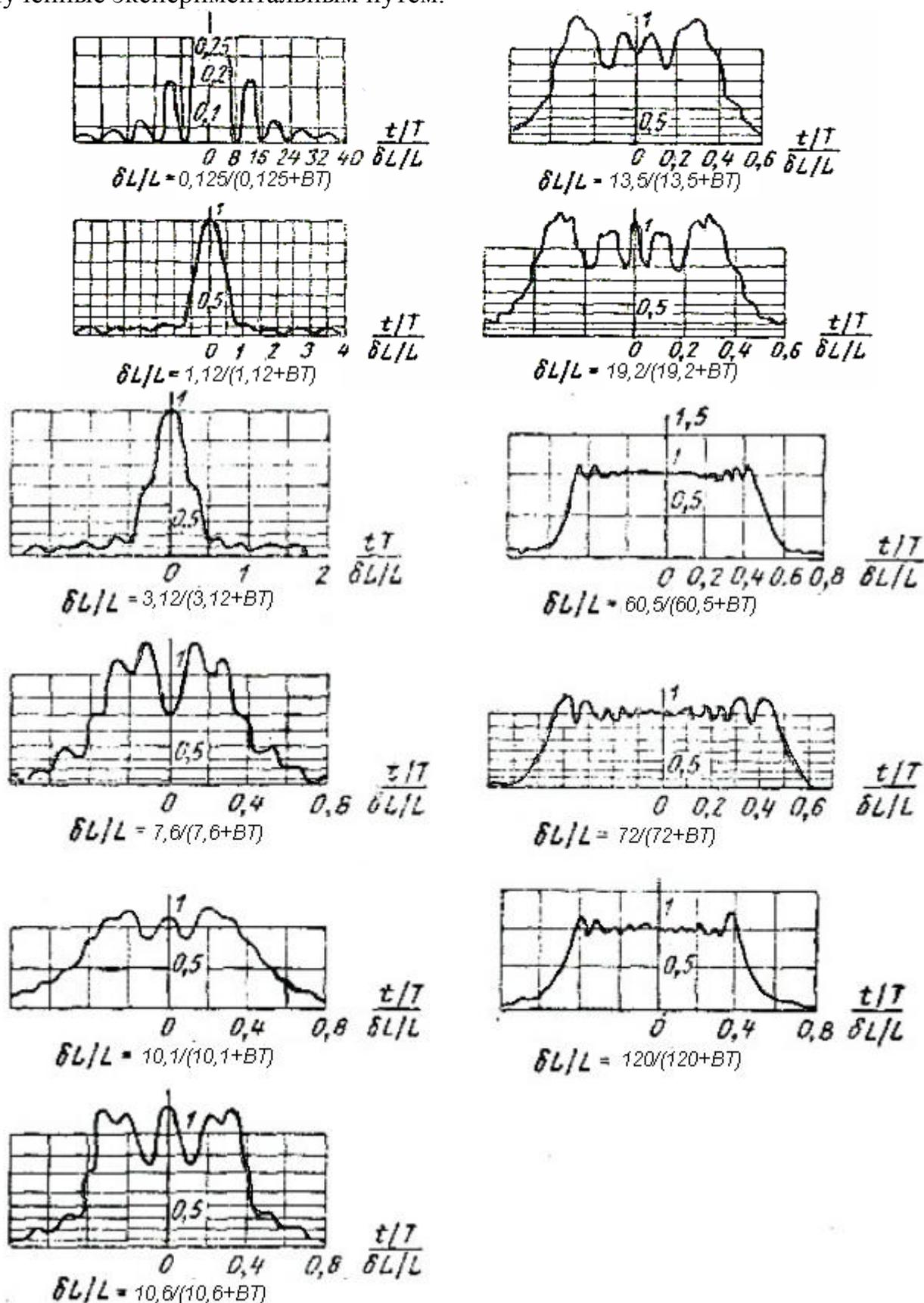


Рисунок 6.2 – Теоретические кривые амплитуд промежуточных сигналов

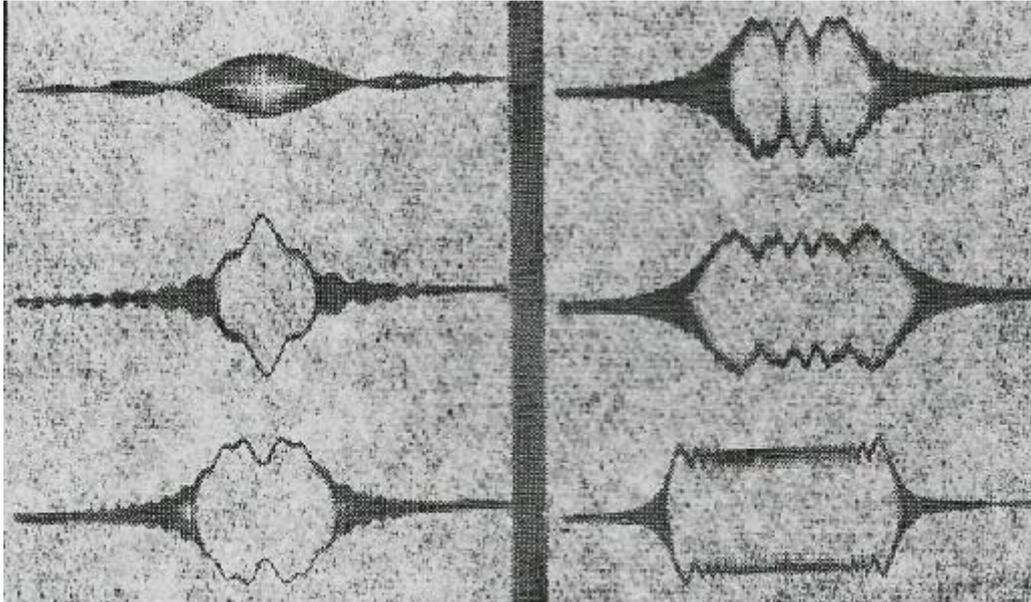


Рисунок 6.3 – Экспериментальные промежуточные результаты

Эта аналогия с оптикой позволяет определить допустимые отклонения от линейности кривой времени задержки на основании критерия Релея [20] или Маршала [21] для волновой поверхности. Таким образом, можно найти [16], что наибольшее возможное отклонение, нормированное относительно максимально возможной задержки, должно быть меньше величины, обратной коэффициенту сжатия импульса $\frac{\delta t}{T} < \frac{1}{BT}$.

6.1 Акустические дисперсионные линии задержки с полосой B , заключающейся между 100 кГц и 1 МГц

6.1.1 Распространение волн в твёрдых телах

В изотропном твердом теле бесконечных размеров могут распространяться независимо продольная волна (волна P) и поперечная волна (волна S) со скоростями c_P и c_S . Когда волна P достигнет границы твердого тела, часть ее энергии пройдет через эту границу, а часть отразится в виде поперечной волны S , колебания которой происходят в плоскости падения волны P . В соответствии с направлением поляризации эту волну обозначают SV . Аналогично, когда волна SV достигает границы твердого тела, часть ее энергии преобразуется в волну P . В противоположность этому, поперечная волна S , колебания которой перпендикулярны плоскости падения (волна SH), не преобразуется в другие волны ни при прохождении границы твердого тела, ни при отражении от нее (рисунок 6.4).

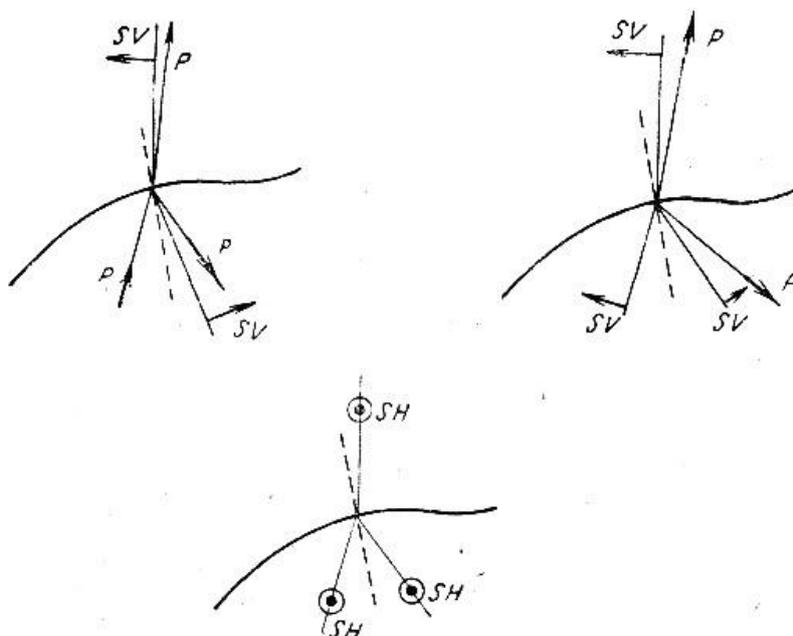


Рисунок 6.4 – Возможное преобразование мод волн на границе твёрдого тела

Это рассмотрение показывает, что в твердотельных звукопроводах, из которых конструируются линии задержки, используются два типа распространения колебаний.

При первом типе (SH) основная мода не обладает дисперсией, как в лентах прямоугольного сечения, так и в проволоке (волна скручивания).

При втором типе ($P + SV$) имеет место интерференция волны P и SV . Этот случай известен в теории тонких пластин под названием «волн Лэмба» [10]. Колебания среды при этом разлагаются на два типа смещений, которые могут возникать независимо: симметричное смещение растяжения и антисимметричное смещение изгиба.

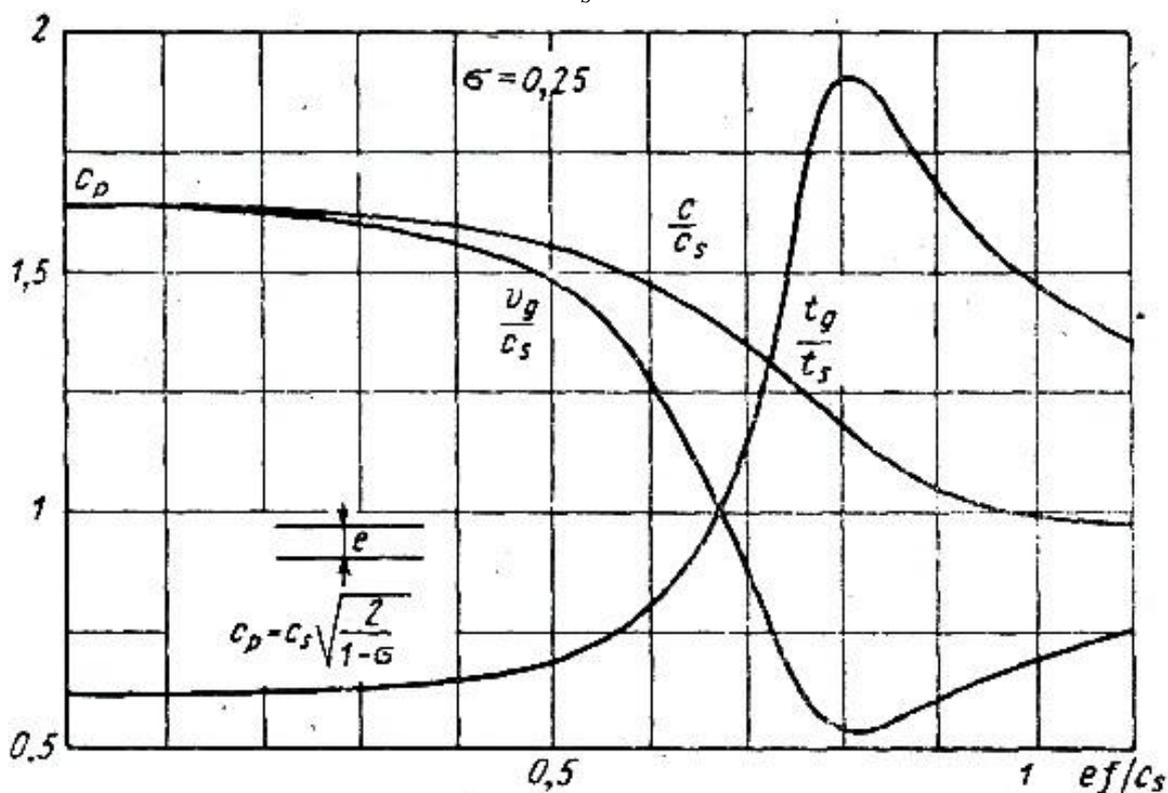
Из сказанного можно сделать вывод, что при этих двух типах распространения колебаний в твердых звукопроводах появляются три волны: волна SH , волна растяжения и волна изгиба.

Основная мода волны SH используется в проволоках в форме волны скручивания для создания регулируемых магнестрикционных линий задержки, не обладающих дисперсионными свойствами в широком диапазоне температур, а также для запоминания цифровой информации при тактовой частоте порядка мегагерц [4, 10]. Эта же основная мода волны SH используется в лентах или в блоках кремнезема для тех же целей, когда тактовая частота более высокая, диапазон температур менее широкий, и когда задержка может быть нерегулируемой.

Основная мода волн растяжения и изгиба претерпевает дисперсию и используется в конструировании дисперсионных линий задержки для сжатия импульсов.

6.1.2 Ленточная линия с волной растяжения

Основная мода волны растяжения в металлической ленте претерпевает дисперсию, так как она образуется в результате наложения волн P и S , распространяющихся с различными скоростями, отношение которых изменяется в зависимости от частоты. Фазовая и групповая скорость этой моды, нормированные относительно скорости волны S , а также время групповой задержки, нормированное относительно времени задержки волны S , представлены на рисунке 6.5 в функции параметра $\frac{ef}{c_s}$, где e – толщина ленты; f – частота.



v_g – групповая скорость; t_g – время групповой задержки

Рисунок 6.5 – Теоретические кривые дисперсии в тонкой пластине ($\sigma = 0.25$)

Влияние материала ленты на кривую времени задержки показано на рисунке 6.6 в зависимости от коэффициента Пуассона σ .

Идею использования линейной части кривой изменения времени задержки для сжатия импульсов предложил Микер [10]. Конструкцию дисперсионной линии ($B = 200$ кГц, $T = 0.5$ мс), построенной по этому принципу, можно видеть на фотографии (рисунок 6.7). На рисунке 6.8 даны результаты измерения линейности кривой задержки, а на рисунках 6.9 и 6.10 – результаты экспериментов по сжатию импульсов.

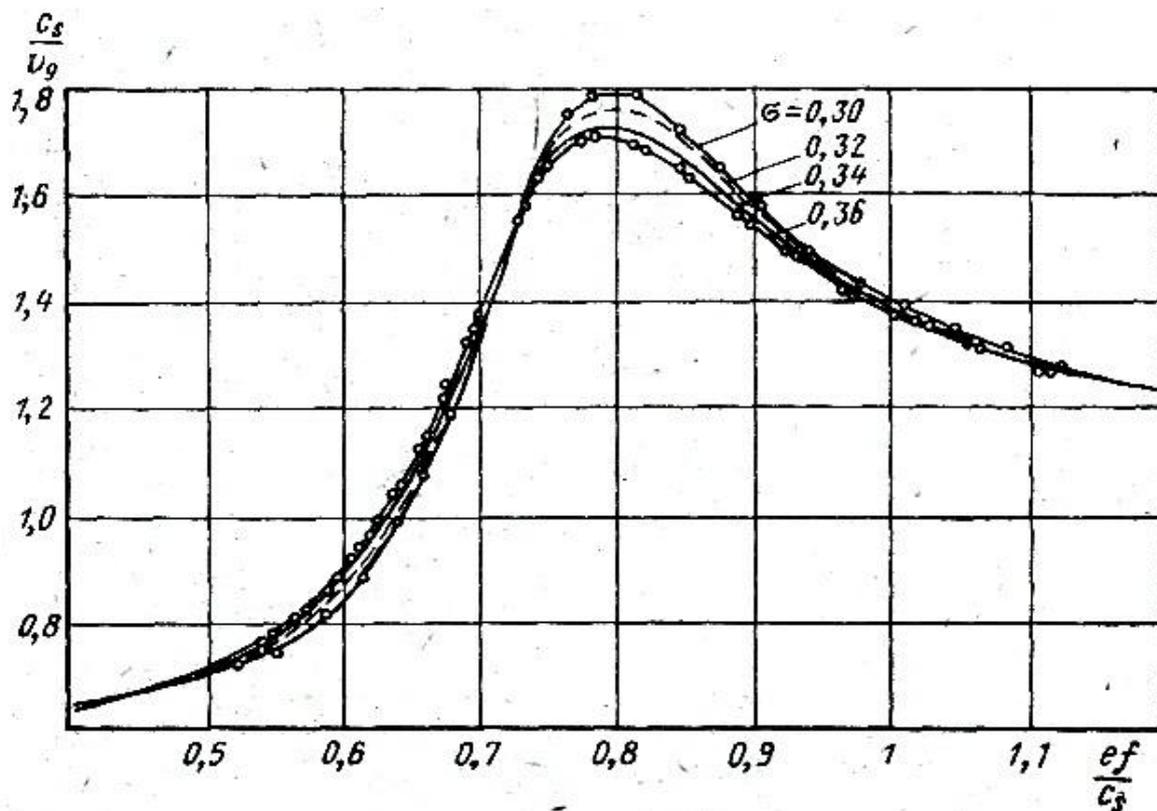


Рисунок 6.6 – Дисперсия основной волны растяжения E_{01} в ленте

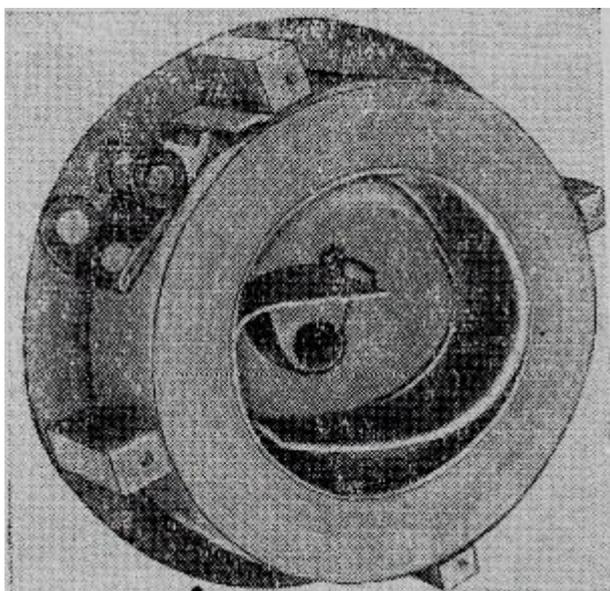


Рисунок 6.7 – Ленточная дисперсионная линия с параметрами
 $B = 200$ кГц, $T = 0.5$ мс

На рисунке 6.11 представлены два семейства кривых. Первое семейство (сплошные кривые) дает зависимость потерь в линии от центральной частоты (толщины пластины) и имеет в качестве параметра желаемую линейность за-

держки T/B . Второе семейство (пунктирные кривые) имеет в качестве параметра полосу пропускания B и показывает, как отклонение от линейности временной задержки $\frac{\delta t_g}{T}$ зависит от центральной частоты. Возможности получения наиболее широкой полосы B таких линий ограничивается центральной частотой. Действительно, допуск на линейность изменения времени задержки позволяет использовать полосу частот, равную только 5...10% от центральной частоты, а верхний предел этой частоты ограничивается двумя факторами: наименьшей допустимой толщиной линии и поглощением, пропорциональным f^4 , обусловленным рассеянием упругих волн зернами металла.

Вследствие этого ширина полосы таких линий равна в среднем 1 МГц.

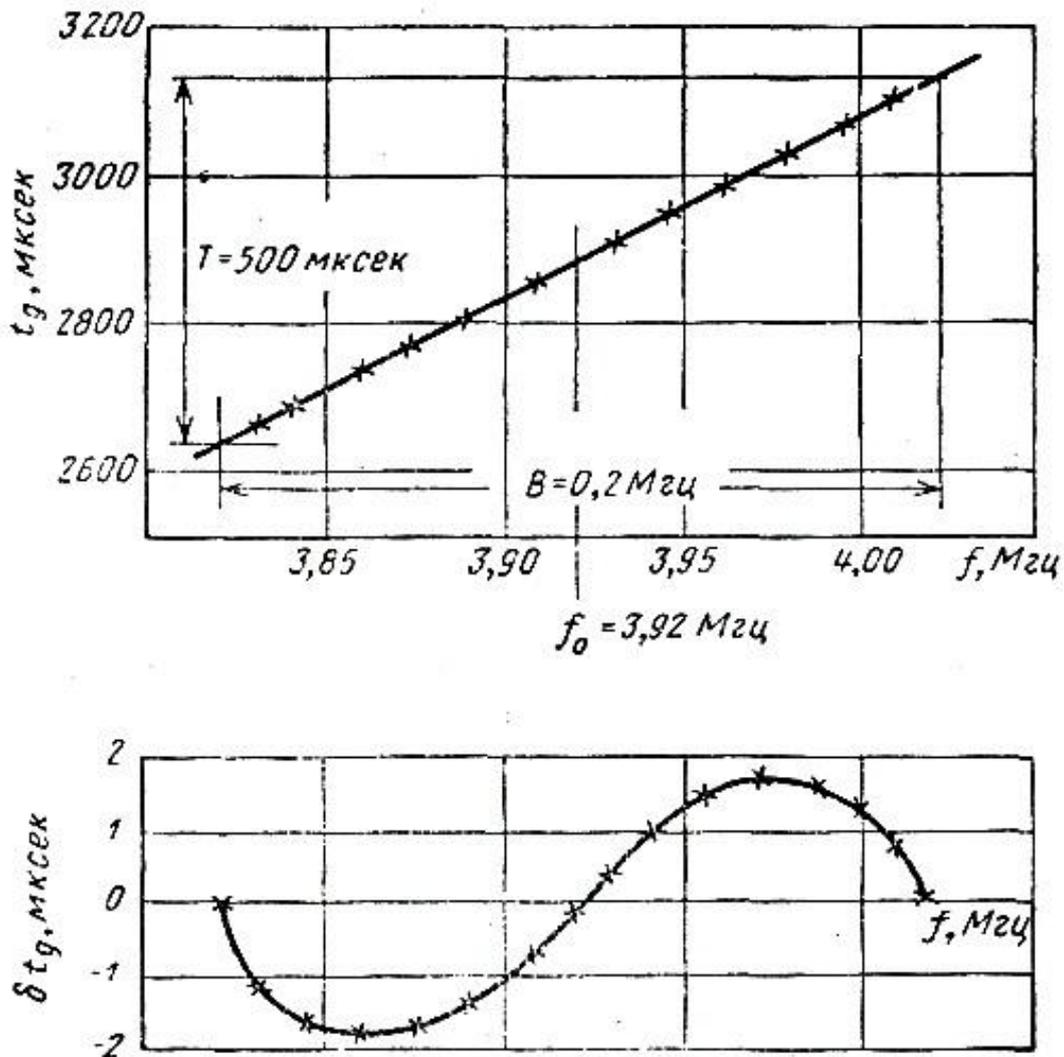
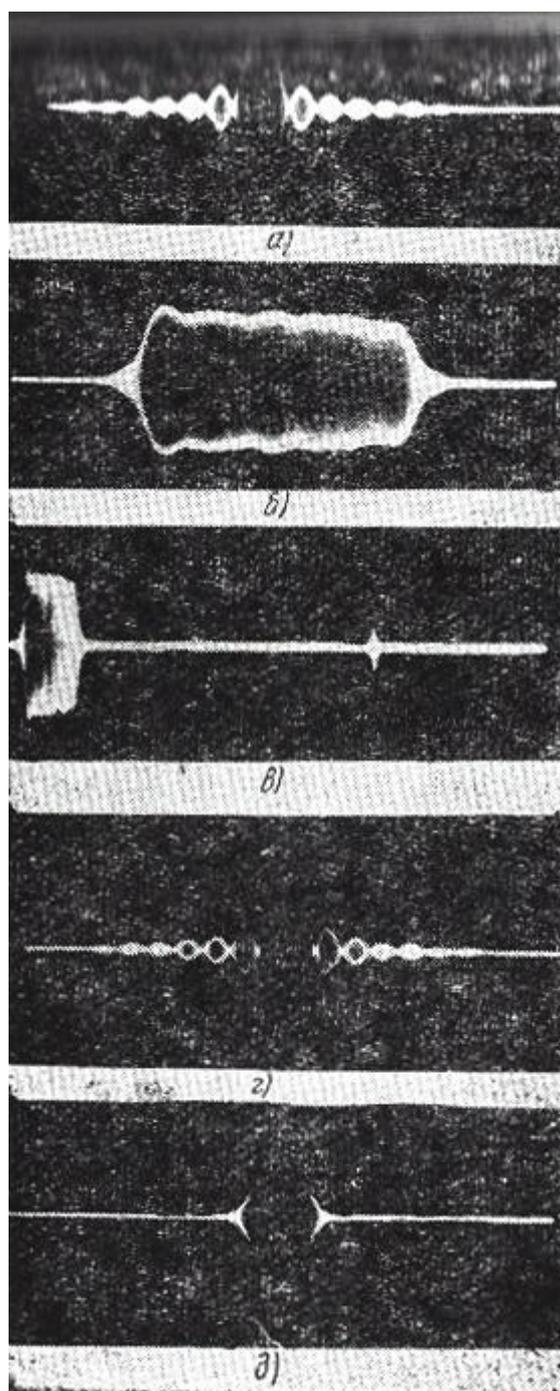


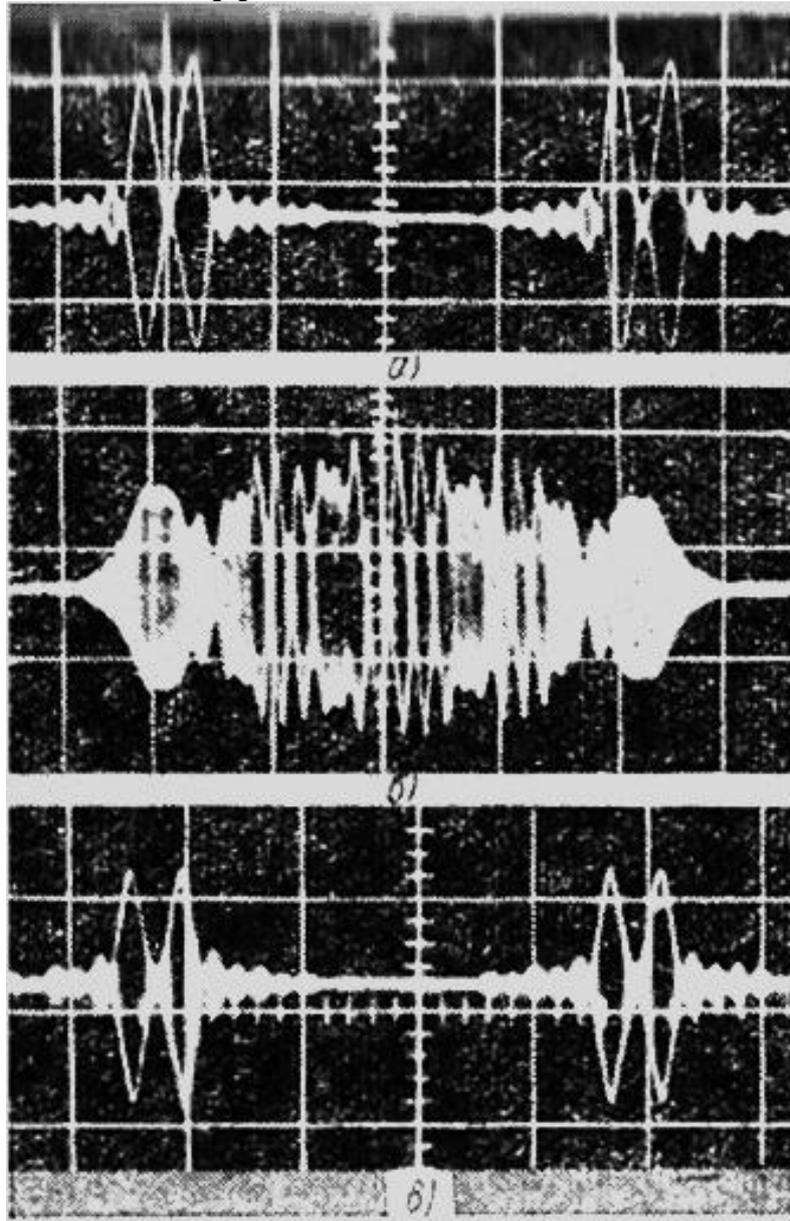
Рисунок 6.8 – Результаты измерения линейности времени задержки для ленточной ДЛЗ (рисунок 6.7)

С точки зрения получения наиболее узкой полосы ограничивающими факторами являются размеры линии и возрастание вносимых потерь с увеличением ее длины. Средняя скорость распространения волны растяжения в режиме линейности времени задержки оказывается слишком большой, для того чтобы длинные импульсы (имеющие узкую полосу) могли быть размещены в линии. Вследствие этого факта нецелесообразно рассматривать линии с полосой менее 100 кГц.



а – начальный импульс на входе ЛЗ; *б* – длинный импульс на выходе линии;
в – длинный импульс, за которым следует сжатый импульс;
г – сжатый импульс до взвешивания; *д* – сжатый импульс после взвешивания

Рисунок 6.9 – Сигналы в дисперсионной линии с коэффициентом сжатия $K = 100$



a – начальный импульс на входе ДЛЗ; b – длинный импульс на выходе линии, наложение четырех эхо-сигналов; c – сжатый импульс до взвешивания

**Рисунок 6.10 – Линия с коэффициентом сжатия $K=100$.
Наложение четырёх эхо-сигналов**

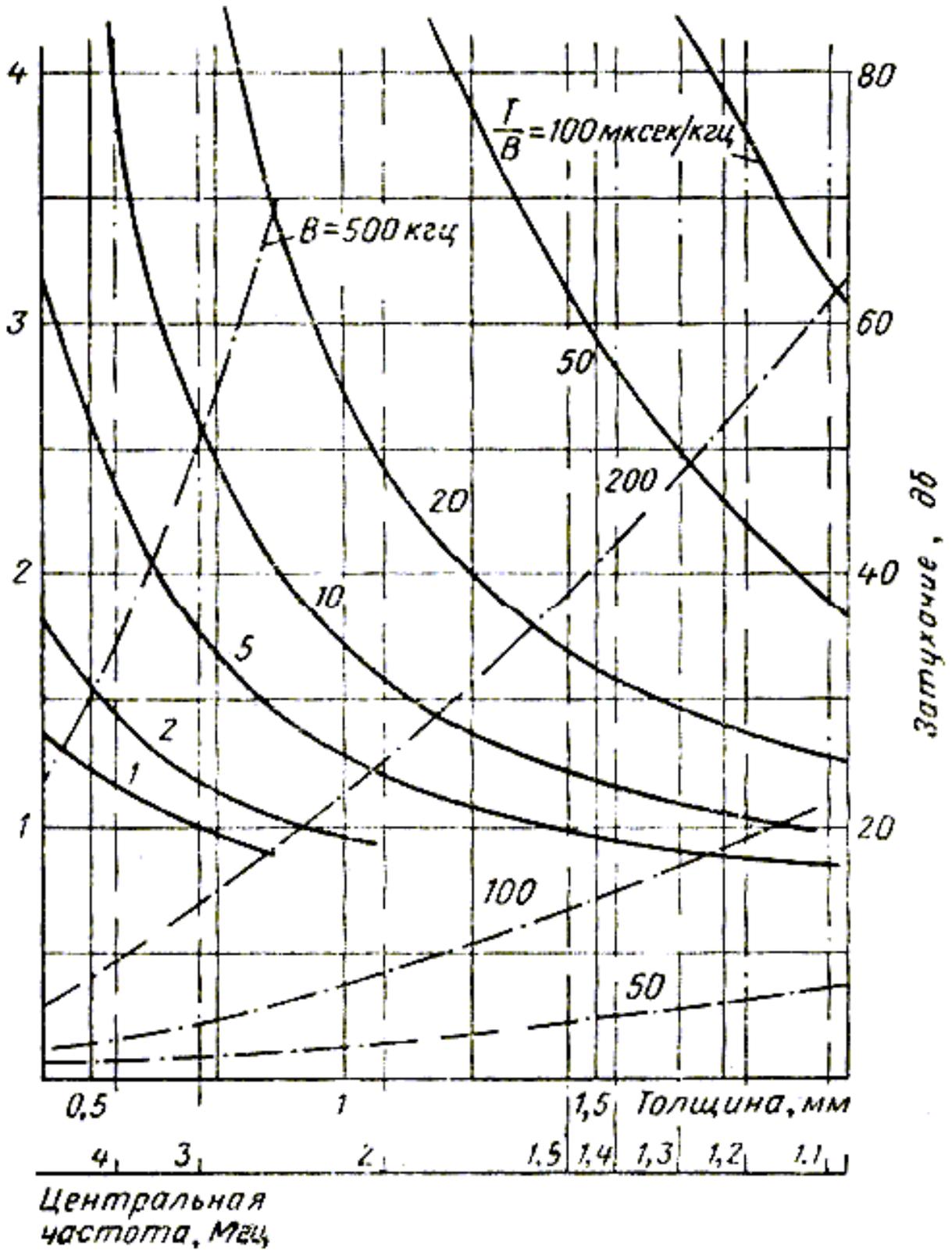


Рисунок 6.11 – Номограмма для расчёта ленточных линий

6.1.3 Проволочные линии с волной растяжения

Основная мода волны растяжения витка металлической проволоки претерпевает дисперсию, подобную дисперсии в ленте (рисунок 6.12). Проволока была выбрана Мэйем [10] для конструирования линии задержки.

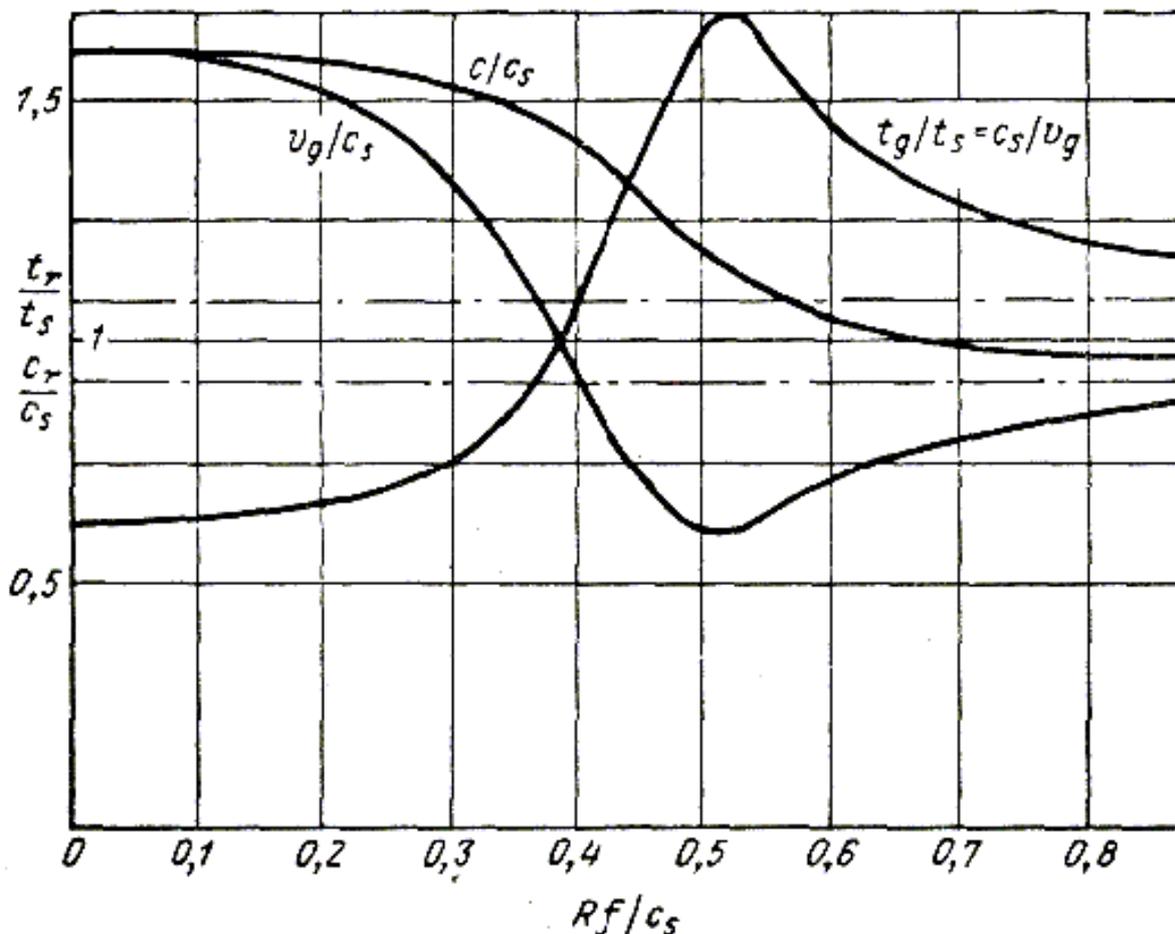


Рисунок 6.12 – Теоретические кривые дисперсии в проволоке ($\sigma = 0.29$)

На рисунке 6.13 можно видеть влияние коэффициента Пуассона материала проволоки на кривую времени задержки. На рисунке 6.14 приведены экспериментальные кривые времени задержки, а на рисунке 6.15 – фотография выпускавшейся в США линии задержки указанного типа ($B = 100$ кГц; $T = 0.2$ мс).

Ограничения полосы такой линии обусловлены:

- допусками на линейность зависимости задержки от частоты, а, следовательно, центральной частотой при работе с большими полосами;
- длиной линии, а следовательно, вносимыми потерями при работе с узкими полосами.

Проволочные линии имеют худшую линейность, чем ленточные, но они меньше по размерам, и поэтому могут изготавливаться для полос 50...200 кГц.

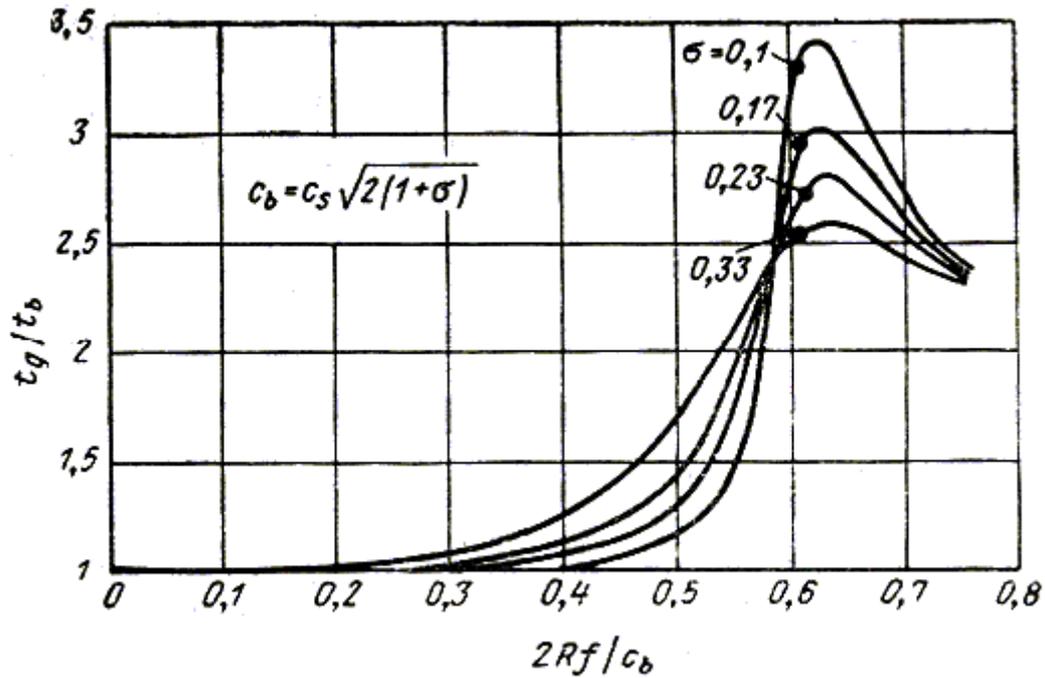
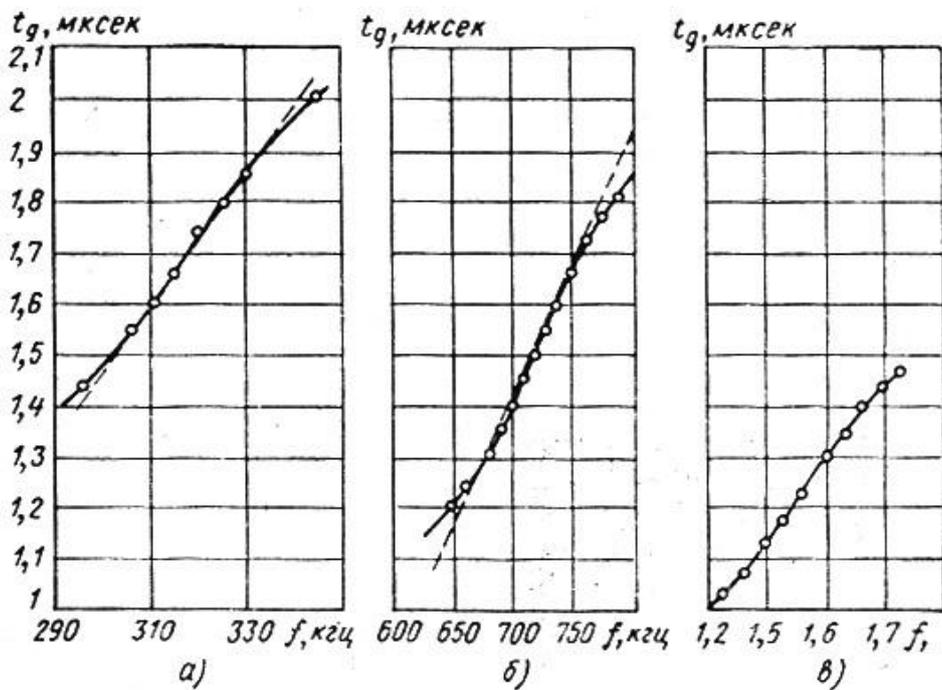


Рисунок 6.13 – Сравнение дисперсии в проволоке при различных значениях σ



а – латунь диаметром 6 мм, длиной 2.9 м;
 б – латунь диаметром 3 мм, длиной 2.8 м;
 в – алюминий диаметром 1.7 мм, длиной 3 м
 (на рисунке 6.14, в частота в мегагерцах)

Рисунок 6.14 – Экспериментальные кривые времени задержки в проволоке

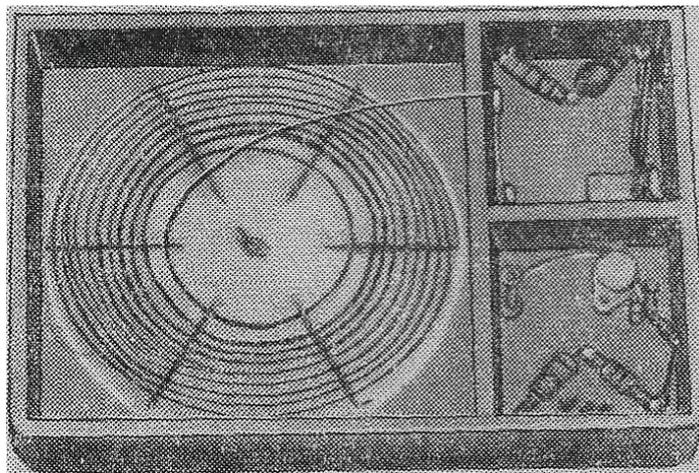


Рисунок 6.15 – Проволочная дисперсионная линия [10]

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы (теория и применение). – М.: Советское радио, 1971.
2. Вудворд Ф.М. Теория вероятности и теория информации с применениями в радиолокации. – М.: Советское радио, 1955.
3. Турин Г.Л. Согласованные фильтры // Зарубежная радиоэлектроника, 1961, № 3. – С. 30-63.
4. Ширман Я.Д. Разрешение и сжатие сигналов. – М.: Советское радио, 1974.
5. Бромлей Р.А., Коллэн Б.Е. Применение волноводной дисперсионной линии в системе сжатия ЧМ-импульсов // Зарубежная радиоэлектроника, 1969, №2. – С. 35-46.
6. Турнуа П. Акустические дисперсионные линии задержки для сжатия импульсов // Зарубежная радиоэлектроника, 1969, №3. – С. 88-117.
7. Коурт И.Н. СВЧ акустические приборы для сжатия импульсов // Зарубежная радиоэлектроника, 1970, №11. – С. 94-125.
8. Рамп Х.О., Уингров Е.Р. Принципы сжатия импульсов // Зарубежная радиоэлектроника, 1962, №9. – С. 15-27.
9. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. – М.: Радиотехника, 2004.
10. Бакулев П.А., Сосновский А.А. Радиолокационные системы. Лабораторный практикум. – М.: Радиотехника, 2007.
11. Кук Ч. Повышение эффективности радиолокационных устройств за счёт сжатия импульса // Зарубежная радиоэлектроника, 1960, №9. – С. 38-50.
12. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации. – М.: Радио и связь, 1983.
13. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1992.
14. Клаудер Дж.Р., Прайс А.К., Дарлингтон С., Элберзгайм В.Дж. Теория и расчёт импульсных радиолокационных станций с частотной модуляцией // Зарубежная радиоэлектроника, 1961, №1. – С. 16-30.
15. Клаудер Дж.Р. Радиолокационные сигналы с высокой разрешающей способностью по дальности и скорости // Зарубежная радиоэлектроника, 1961, №1. – С. 50-58.
16. Турнуа П. Аналогия оптическому сжатию импульсов // Радиотехника, 1964, №10.
17. Хаффмен Д.А. Исследование сигналов, эквивалентных импульсу // Радиотехника, 1964, №8. – С. 3-8.
18. Быстров Р.П., Потапов А.А., Соколов А.В. Миллиметровая радиолокация с фрактальной обработкой. – М.: Радиотехника, 2005.
19. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. – М.: Радиотехника, 2005.

20. Кобаяси Н. Введение в нанотехнологию. – М.: «БИНОМ. Лаборатория знаний», 2007.

21. Кузьмин С.З. Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации. – М.: Советское радио, 1974.

22. Ширман Я.Д. Теоретические основы радиолокации. – М.: Радио и связь, 1970.

23. Дулевич В.Е. Теоретические основы радиолокации. – М.: Советское радио, 1978.

Учебное издание

Масалов Евгений Викторович

Радиолокационные системы. Часть 1

Учебное пособие

Формат 60×84 1/16. Усл. печ. л. 7,67

Тираж 200 экз. Заказ

Отпечатано в Томском государственном университете
систем управления и радиоэлектроники.

634050, Томск, пр. Ленина, 40. Тел. (3822) 533018.