

ЛЕКЦИЯ

по дисциплине «**ВОЕННО -
ТЕХНИЧЕСКАЯ ПОДГОТОВКА**»

**Тема №1.ОСНОВЫ ТЕОРИИ
РАДИОЛОКАЦИИ.**

**Занятие №12. Методы повышения
защищённости РЛС от пассивных
помех.**

Цель лекции

- Изучение характеристик маскирующих пассивных помех.
- Воздействия помех на РЛС а также методов защиты РЛС от маскирующих пассивных помех.

УЧЕБНЫЕ ВОПРОСЫ :

Вопрос№1.Пути повышения защищённости РЛС от пассивных помех.

Вопрос№2.Методы обеспечения когерентности импульсов в пачке.

Вопрос№3.Классификация и краткая характеристика системы СДЦ.

Литература:

- 1). Ботов М.И., Вяхирев В.А Теоретические основы радиолокационных систем РТВ.
- 2). Бердышев В.П. Основы построения радиолокационных станций.
- 3). Основы построения радиолокационных станций радиотехнических войск. Учебник/Тяпкин В.Н.Фомин А.Н.,Гарин Е.Н.и др., Сибирский федеральный университет 2011.
- 4) Радиолокационные системы. Учебник/ Бердышев В.П.,Гарин Е.Н.,Тяпкин В.Н.,Фомин А.Н.и др. Сибирский федеральный университет 2011г.
- 5). Теоретические основы радиолокации. Ширман Я.Д. Издательство «Советское радио». Москва 1970 г.
- 6). Основы построения РЛС РТВ. Бондаренко Б.Ф. Киев ВИРТУ ПВО. 1988 г.
- 7). Основы построения радиолокационного вооружения радиотехнических войск. Литвинов В.В. Харьков ВИРТА ПВО, 1986 г.

Вопросы для письменного контрольного опроса

1. Пояснить почему автокомпенсатор осуществляет подавление АШП но не подавляет полезных сигнал?
2. Перечислить какие схемные решения применяются для расширения возможности работы РЛС в условиях применения АШП.
3. Перечислить какие схемные решения применяются для расширения возможности работы РЛС при воздействии импульсных помех.
4. Перечислить какие принципиальные различия при подавлении НИП в схемах использующих принцип бланкирования и принцип рециркуляции.
5. Перечислить методы расширения динамического диапазона приёмного устройства. Зачем необходим большой динамический диапазон при работе в условиях применения АШП.

Применение пассивных помех основано на использовании принципа вторичного излучения радиоволн.

Пассивные помехи (ПП) для наземных РЛС(искусственные) создаются в настоящее время при помощи так называемых «ловушек» (ложных целей), надувных и уголковых отражателей, а также пассивных отражателей.

Неорганизованные ПП(естественные) возникают вследствие отражений от местных предметов, грозовых туч, дождя, снега. Отражения такого рода могут значительно сократить дальность действия РЛС или скрыть от наблюдения цели в ее зоне обнаружения. Поэтому повышение защищенности РЛС РТВ от ПП является одной из актуальных проблем теории и практики радиолокации.

Вопрос №1. Пути повышения защищенности РЛС от пассивных помех.

Повышение защищенности РЛС от пассивных помех является одной из актуальных проблем теории и практики радиолокации. Помехозащищенность РЛС в условиях отражений от местных предметов обычно оценивается **1. коэффициентом подавления** мешающих отражений $K_{ПП}$

$$K_{ПП} = P_{ПП ВХ} / P_{ПП ВЫХ}$$

2. или коэффициентом подпомеховой видимости $K_{ПВ}$

$$K_{ПВ} = \frac{P_{ПП ВХ}}{P_{С ВХ}} : \frac{P_{ПП ВЫХ}}{P_{С ВЫХ}} = \frac{P_{ПП ВХ}}{P_{ПП ВЫХ}} \frac{P_{С ВЫХ}}{P_{С ВХ}} = K_{ПП} K_{ПС}$$

Где: **$K_{ПП}$** -коэффициент подавления пассивной помехи;
 $K_{ПС}$ -коэффициент прохождения сигнала.

Достаточно часто коэффициент подмеховой видимости определяют как отношение мощности помехи к мощности полезного сигнала на входе приемника РЛС, при котором обеспечивается обнаружение сигнала на выходе устройства обработки с заданной вероятностью правильного обнаружения -

$$D_3 = 0,5 \text{ и } 0,8$$

при фиксированной вероятности ложной тревоги-

$$F_3 = 10^{-6}$$

$$K_{ПВ} = \frac{P_{ПП ВХ}}{P_{С ВХ}} = \frac{\sigma_{ПП ВХ}^2}{\sigma_{С ВХ}^2} \Bigg|_{D=D_3, F=F_3}$$

На практике помехозащищенность РЛС от пассивных помех оценивают также

3. линейной плотностью дипольных отражателей (числом пачек дипольных отражателей-

сбрасываемых на каждые 100 м пути), при которой обеспечиваются заданные характеристики обнаружения цели с указанной эффективной отражающей поверхностью $\sigma_{Ц}$

Эти характеристики связаны друг с другом прямо пропорциональной зависимостью. Так, при радиальной ориентации полосы отражателей отношение мощности помехи к мощности сигнала на входе приемника РЛС может быть определено по формуле

$$\frac{\sigma_{ПП ВХ}^2}{\sigma_{С ВХ}^2} = \frac{\sigma_{ПАЧ} N_{ПАЧ} \frac{c\tau_{И}}{2}}{100\sigma_{Ц}}$$

где: $\sigma_{ПАЧ}$ – эффективная отражающая поверхность стандартной пачки отражателей;

$\tau_{И}$ – длительность импульса на выходе оптимального фильтра.

Если левую часть выражения (3.) задать равной коэффициенту подпомеховой видимости РЛС- $K_{ПВ}$

, то можно получить выражение для расчета допустимой линейной плотности отражателей - $N_{ПАЧ доп}$

$$N_{ПАЧ доп} = K_{ПВ} \frac{200\sigma_{Ц}}{c\tau_{И}\sigma_{ПАЧ}}$$

Коэффициент подпомеховой видимости существующих РЛС РТВ равен 15-25 дБ (30-300).

Трудность выделения сигналов на фоне пассивных обусловлена тем, что помеха, как и полезный сигнал, представляет собой отражения зондирующего сигнала.

Основные классы параметров по которым различают сигналы и помехи: **энергетические, пространственные, поляризационные, скоростные (частотные), траекторные, геометрические, физические и другие.**

Сложная задача повышения защищенности РЛС от пассивных помех до уровня требуемой может быть решена лишь с помощью комплекса мероприятий, предусматриваемых при их проектировании и обеспечивающих:

-) - уменьшение мощности помехи на входе приемника;**
-) - сужение спектра флюктуаций помехи;**
-) - поляризационная селекция.**
-) - оптимизацию системы обработки сигналов на фоне пассивных помех.**

1.1 Уменьшение мощности помехи на входе приемника

Мощность пассивной помехи, воздействующей на вход приемника, равна сумме мощностей отражателей от совокупности отражателей данного разрешаемого объема. Естественно, чем меньше разрешаемый объем, тем меньше будет мощность пассивной помехи. (При этом предполагается, что размеры цели меньше разрешаемого объема и мощность полезного сигнала остается постоянной).

1.1.1. Повышение разрешающей способности РЛС по дальности и угловым координатам является действенной мерой повышения их защищенности от пассивных помех. Если возможности повышения разрешающей способности РЛС РТВ по азимуту уже практически исчерпаны, то по дальности и углу места еще достаточно велики.

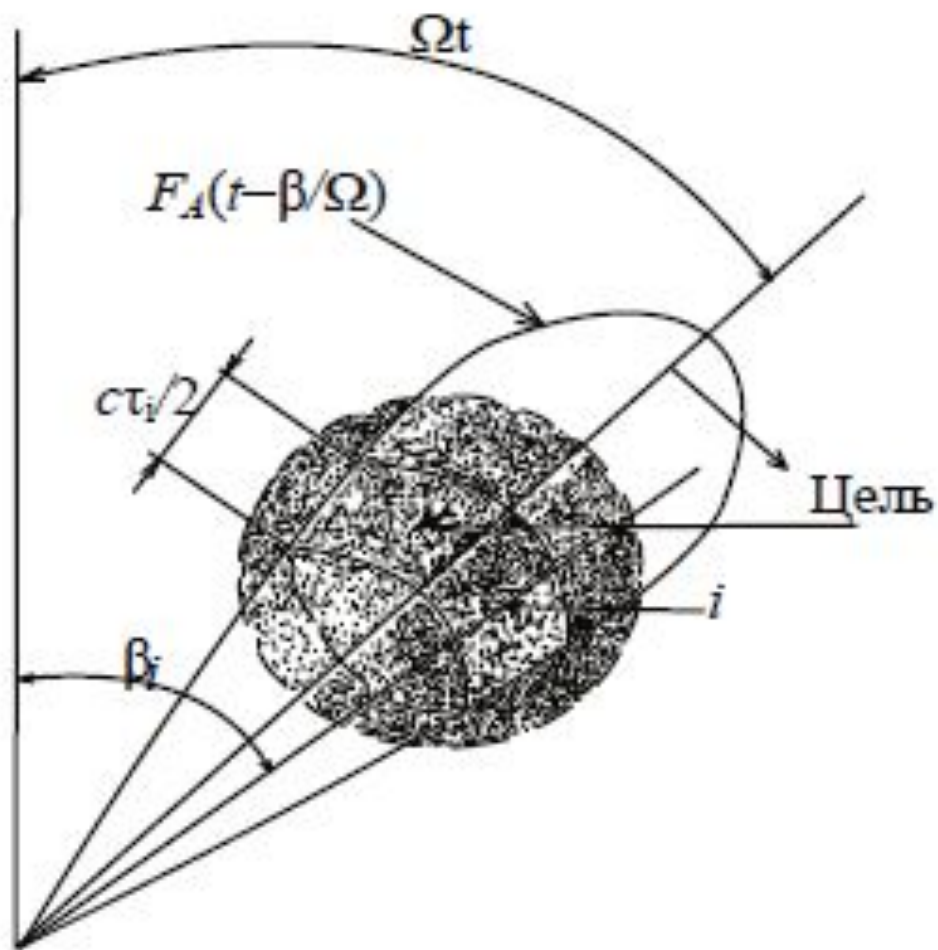


Рис. 6.3. Модель облака III

Для обеспечения высокой разрешающей способности по дальности в РЛС с небольшой дальностью действия целесообразно применять короткие «гладкие» импульсы, так как они не дают побочных максимумов на выходе оптимального фильтра и проще в формировании и обработке. В РЛС с большой дальностью действия, где требуется большая энергия зондирующего сигнала, обеспечить которую при коротких импульсах затруднительно, находят применение длинные широкополосные сигналы с разрешающей способностью по дальности порядка десятка метров.

1.1.2. Другой действенной мерой по уменьшению мощности пассивной помехи (отражений от местных предметов) на входе тракта обработки является отрыв диаграммы направленности антенны от линии горизонта.

1.1.3. Применение остронаправленных антенн (резкий спад коэффициента усиления на нулевых углах места)

1.2. Сужение спектра флуктуаций мощности помехи

Энергетический спектр пассивной помехи при когерентном периодическом зондирующем сигнале, как и спектр полезного сигнала, имеет гребенчатую структуру (рис. 1.) с интервалом между гребнями, равным частоте следования зондирующих импульсов F_{Π} . Минимально возможная ширина отдельных гребней спектра помехи определяется длительностью пачки и равна, на уровне 0,5

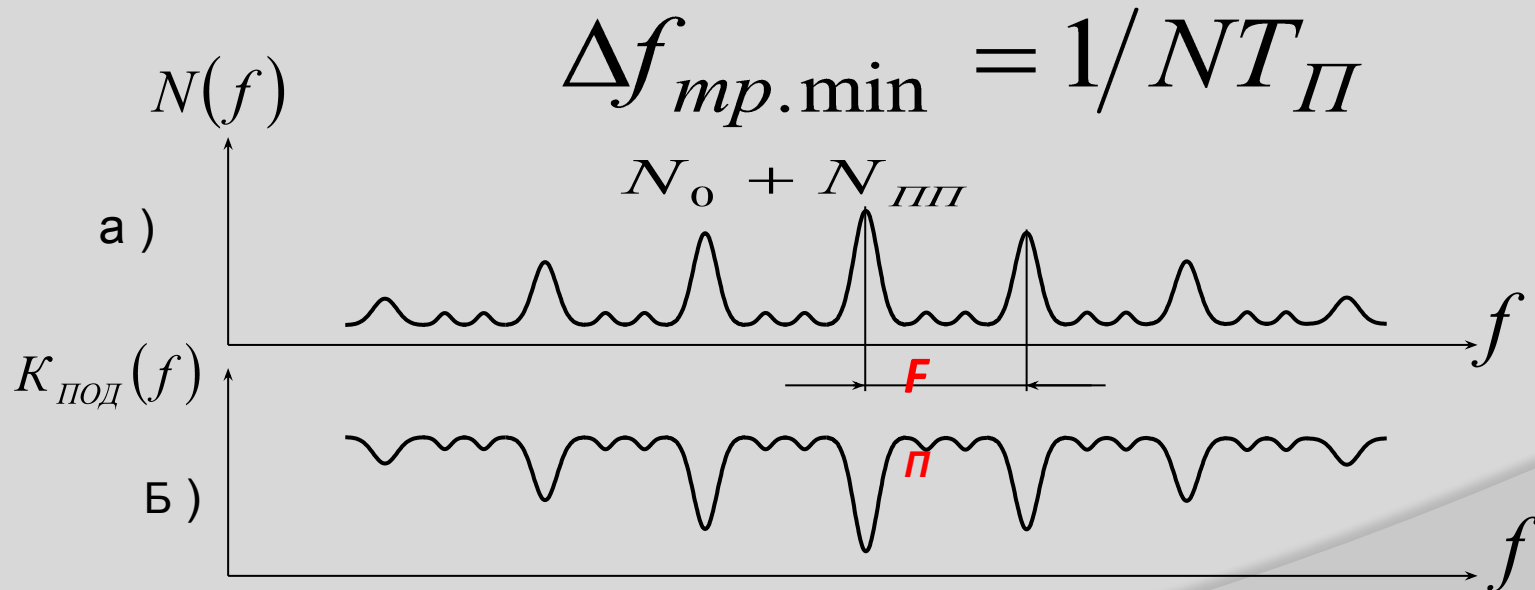
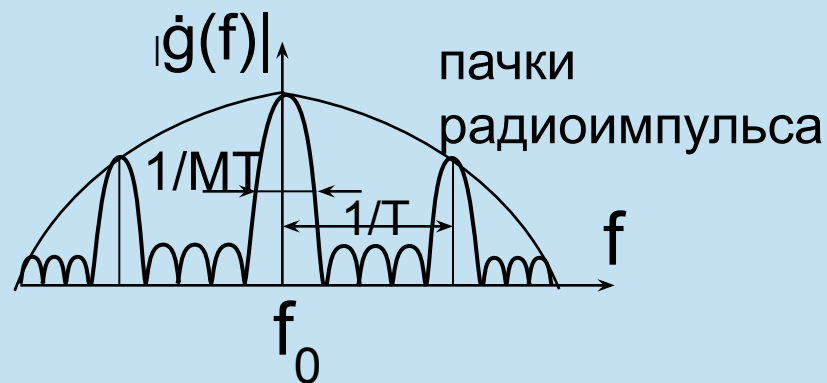
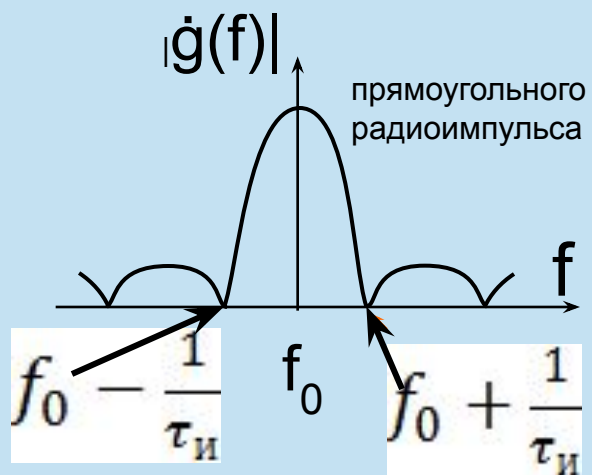
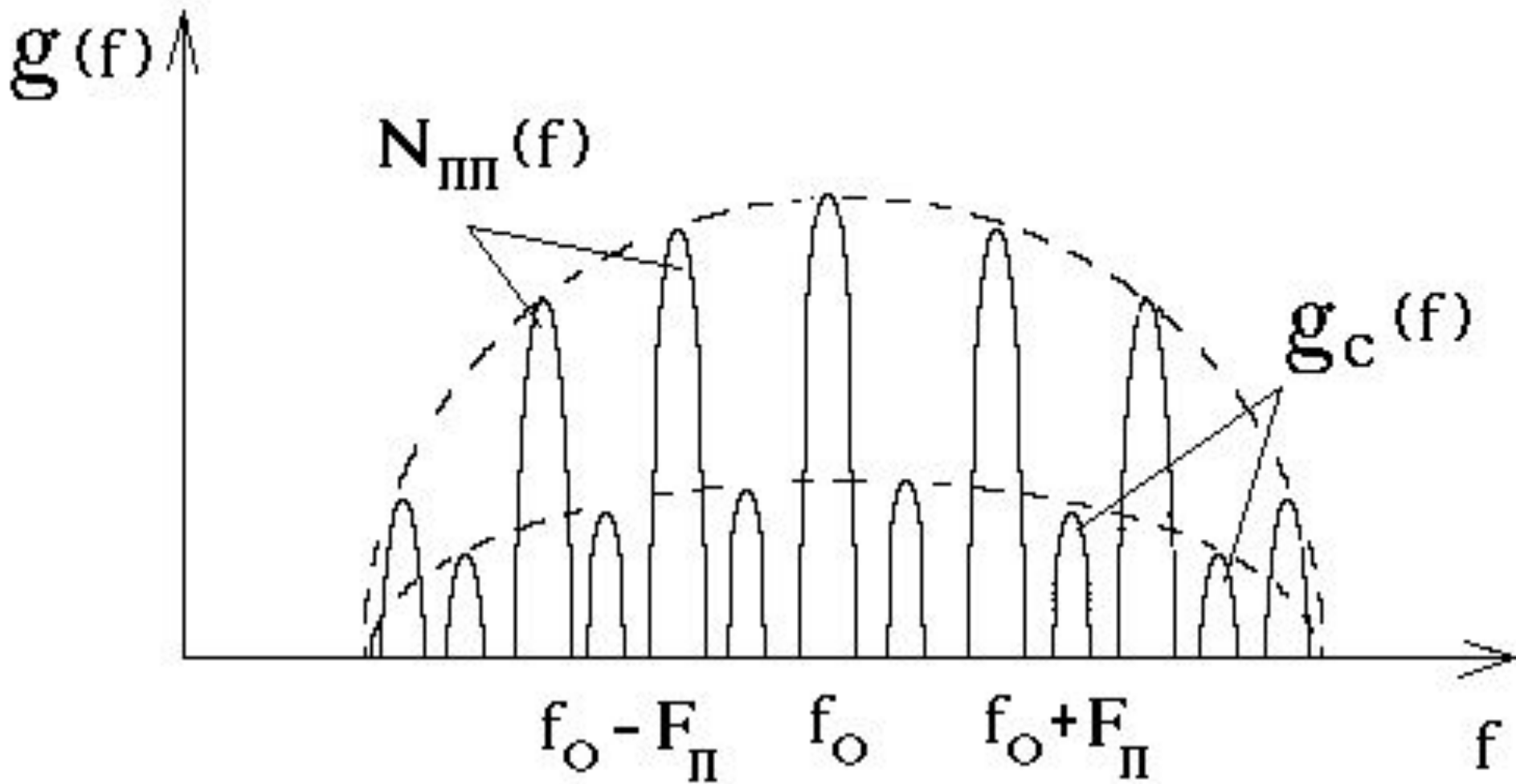


Рис. 1 спектр пассивной помехи и внутреннего шума а) и АЧХ фильтра подавления б)

АЧС типовых простых сигналов.





Спектры сигнала и помехи с гребенчатой периодической структурой.

Сужение спектра помехи обеспечивается также путем:

- **уменьшения скорости вращения** (сканирования) антенны, при

этом:

а). уменьшается скорость обновления отражателей в импульсном объеме;

б). увеличивается время когерентного накопления полезного сигнала.

Значительные возможности в этом отношении будут иметь перспективные трехкоординатные РЛС с ФАР, которые могут в течение достаточно длительного времени просматривать отдельные области пространства остронаправленным в обоих плоскостях перемещающимся лучом.

Кроме того, сужение спектра флюктуаций (а значит, и повышение значения $K_{пв}$) достигается путем

- **увеличения частоты следования импульсов $F_{п}$** , так как при этом возрастает межпериодный коэффициент корреляции пассивной помехи.

Реально же ширина гребней спектра оказывается большей.

Это обусловлено рядом причин:

а) *взаимным хаотическим перемещением отражателей* в импульсном объеме под действием ветра, что приводит к межпериодному случайному изменению амплитуды и фазы помехи и, следовательно, расширению ее спектра;

б) *амплитудными и фазовыми флюктуациями* помехи, что обусловлено обновлением части отражателей от периода к периоду следования при вращении антенны;

в) *нестабильностями параметров РЛС* (частоты, амплитуды, длительности и периода следования зондирующего сигнала, частоты местного и когерентного гетеродинов приемника, коэффициента усиления приемника, параметров системы межпериодной обработки пачки), которые вызывают дополнительные амплитудные и фазовые флюктуации помехи.

Расширение спектра помехи затрудняет выделение слабых сигналов на фоне интенсивной пассивной помехи методом частотной селекции.

Для повышения стабильности параметров РЛС в настоящее время передающие устройства строятся по схеме с независимым возбуждением и включают в себя маломощный низкочастотный возбудитель, несколько каскадов умножителей частоты и усилителей мощности.

Стабильность частоты таких устройств определяется стабильностью возбудителя, а она может быть обеспечена на несколько порядков выше, чем у однокаскадного передатчика (автогенератора). Это объясняется тем, что в маломощном возбудителе за счет кварцевой стабилизации или быстродействующей электронной системы АПЧ может быть сравнительно просто обеспечена высокая стабильность частоты зондирующего сигнала .

1.3. Поляризационная селекция.

Применяется для выделения сигналов на фоне отражений от гидрометеоров и облаков дипольных отражателей. Для ослабления отражений от гидрометеоров целесообразно применение волны с круговой поляризацией, так как в этом случае отраженная волна также имеет круговую поляризацию, но противоположного направления вращения вектора электрического поля, вследствие чего она оказывается несогласованной по поляризации с антенной, работающей в режиме приема. Для ослабления отражений от облаков дипольных отражателей целесообразно применение волны с горизонтальной поляризацией, так как дипольные отражатели преимущественно имеют вертикальную поляризацию.

1.4. Оптимизация системы обработки сигналов на фоне пассивных помех

Как известно, частотная характеристика оптимального устройства для выделения полезного сигнала на фоне смеси пассивной помехи с энергетическим спектром -

$$N_{ПП}(f)$$

и внутреннего (белого) шума со спектральной плотностью N_0

должна иметь вид:

$$K(f) = \frac{G_C(f)}{N_0 + N_{ПП}(f)}$$

Она может быть представлена в виде произведения двух сомножителей

$$K(f) = \frac{1}{\sqrt{N_0 + N_{ПП}(f)}} \cdot \frac{G_C(f)}{\sqrt{N_0 + N_{ПП}(f)}}$$

и, следовательно, структурная схема оптимального фильтра может быть представлена в виде последовательного соединения двух фильтров (рис.2):

1. фильтра подавления помехи с частотной характеристикой

$$K_{ПОД}(f) = \frac{1}{\sqrt{N_0 + N_{ПП}(f)}}$$

2. фильтра накопления искаженного при прохождении через фильтр подавления помехи сигнала с частотной характеристикой

$$K(f) = \frac{G_C(f)}{\sqrt{N_0 + N_{III}(f)}}$$

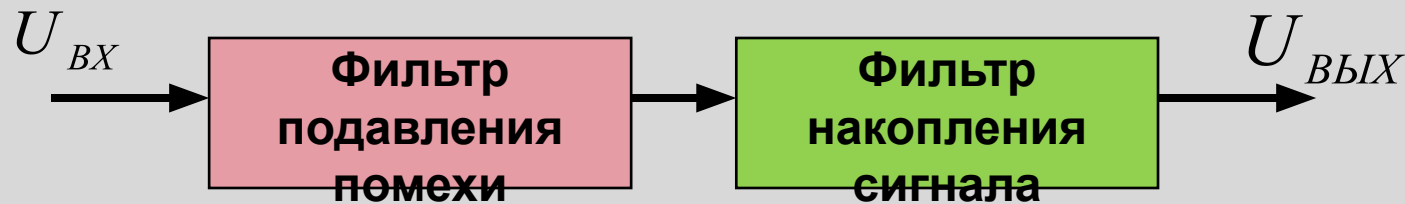


Рис. 2. Структурная схема оптимального фильтра при выделении сигнала на фоне пассивных помех

Принцип частотной селекции показан на рис. 6.9.

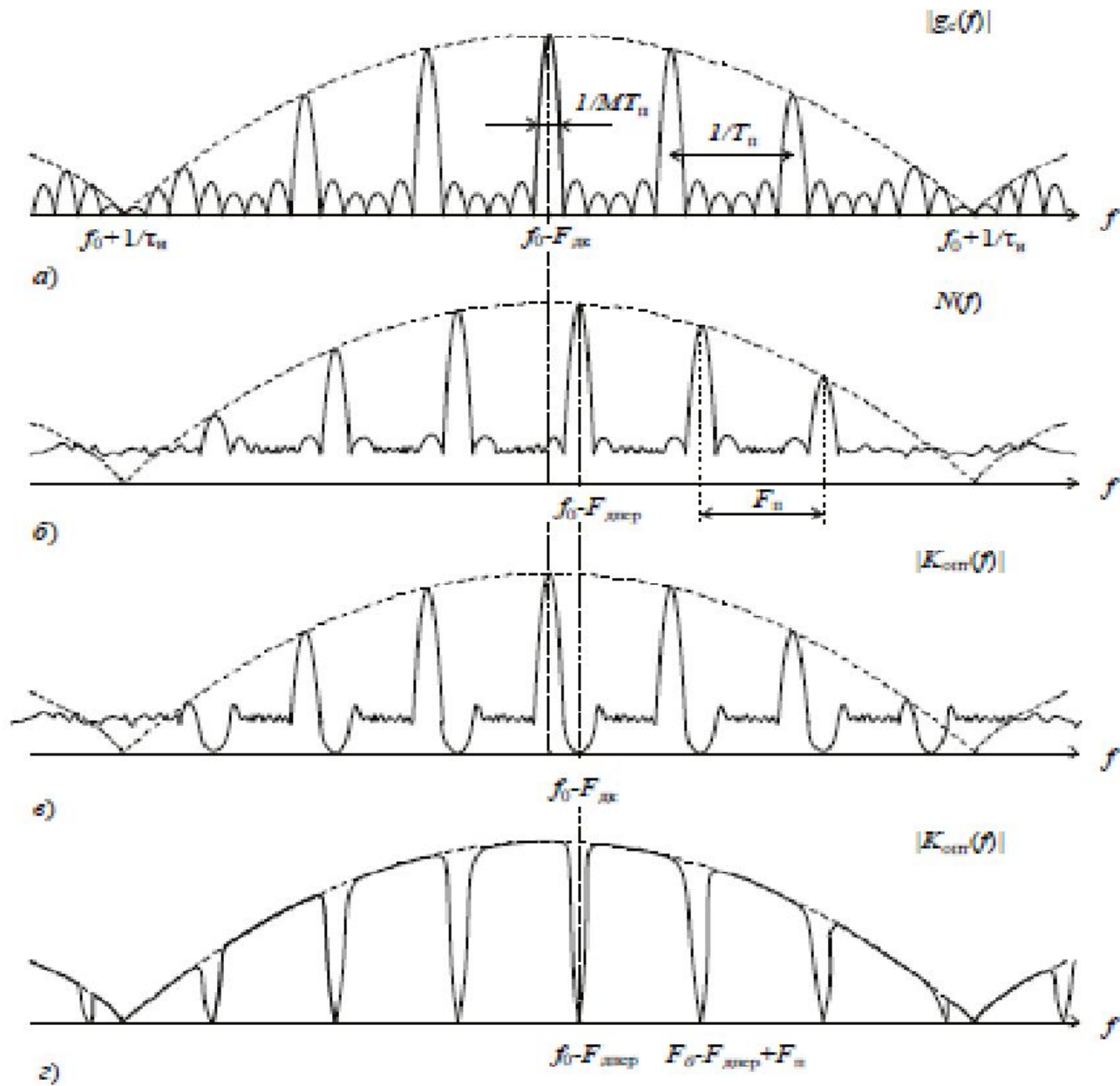


Рис. 6.9. Амплитудно-частотные спектры полезного сигнала, ПП и АЧХ оптимальных фильтров

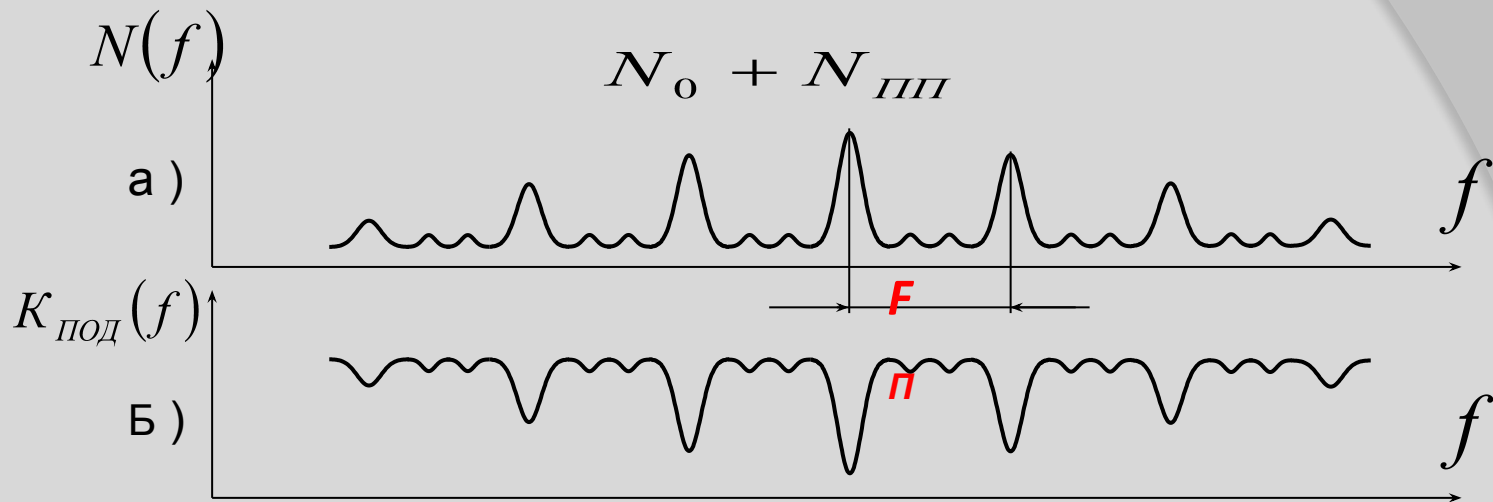


Рис. 1. Спектр пассивной помехи и внутреннего шума а) и АЧХ фильтра подавления б)

На рис.1. изображены энергетический спектр смеси пассивной помехи и шума и амплитудно-частотная характеристика фильтра подавления. Фильтр с такой характеристикой производит подавление спектральных составляющих помехи тем сильнее, чем больше их интенсивность, в результате чего происходит обеление помехи (подавленная помеха имеет на выходе фильтра равномерную спектральную плотность подобно белому шуму).

Возможный принцип реализации частотной характеристики (рис. 6.9в) при использовании межпериодной когерентности полезного сигнала приведен на рис. 6.10. _

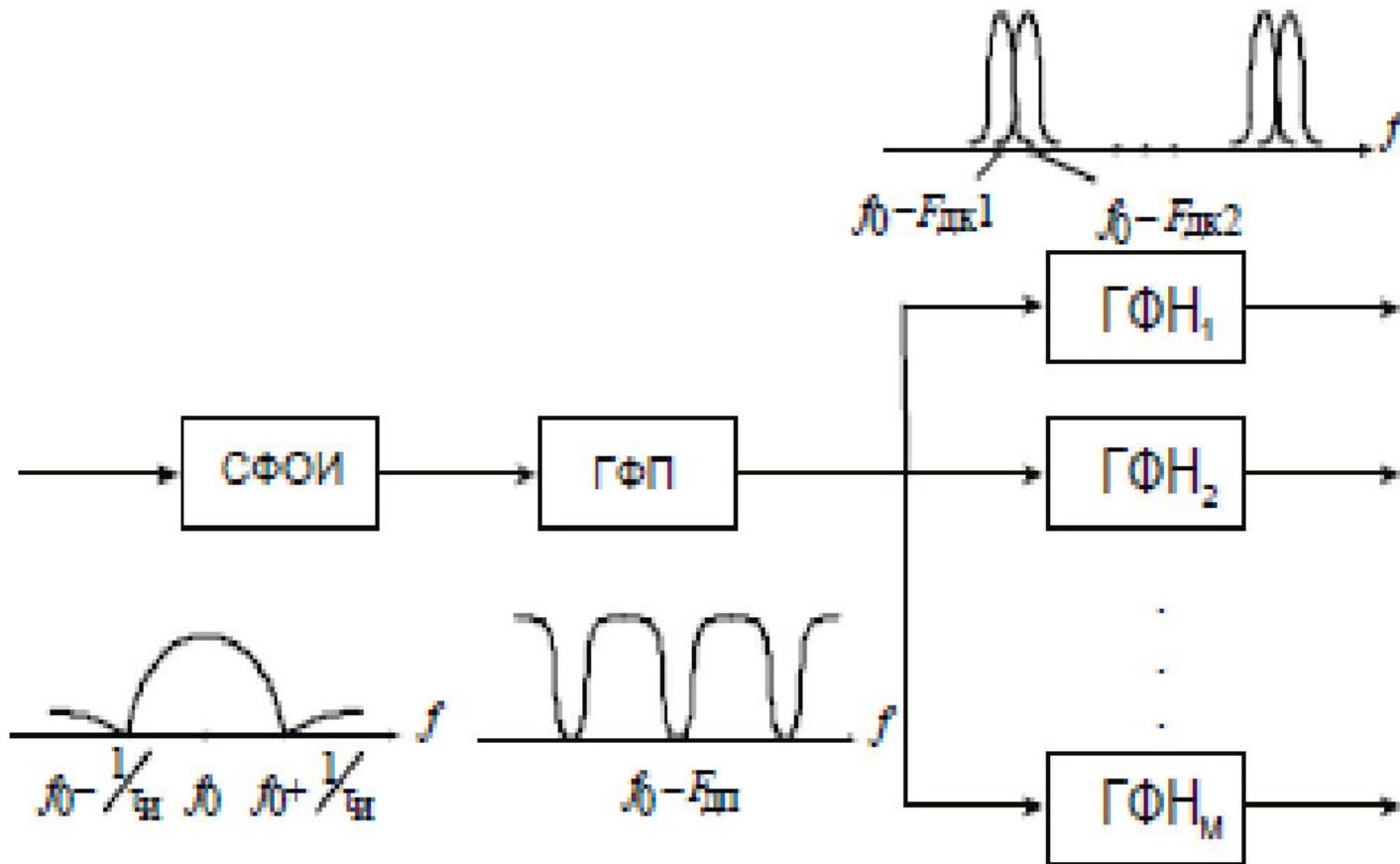


Рис. 6.10. Структурная схема системы оптимальной фильтрации сигналов на фоне отражений от ПП

Оптимальный фильтр подавления практически реализовать невозможно,

так как на практике соотношение спектральных плоскостей пассивной помехи и шума, форма и ширина гребней спектра пассивной помехи могут существенно изменяться, что требует и соответствующего изменения параметров частотного фильтра.

Значительную трудность представляет пока и реализация когерентного накопления сигнала на фоне обеленной помехи.

Поэтому в существующих РЛС РТВ применяются системы обработки, состоящие из последовательно включенных *неоптимального (квазиоптимального) режекторного фильтра и некогерентного накопителя.*

В качестве режекторных фильтров применяются схемы, получившие название схем селекции движущихся целей (СДЦ).

Реализация АЧХ приведенной на рис. 6.9г достигается технически более просто (рис. 6.11).

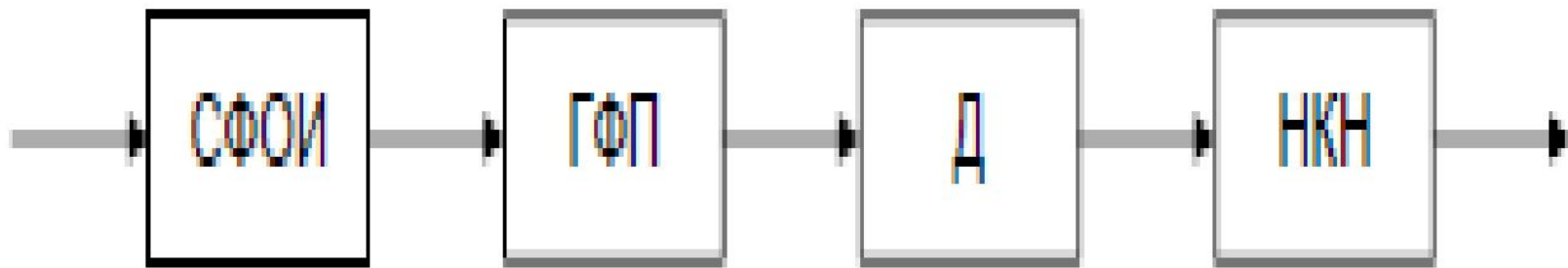
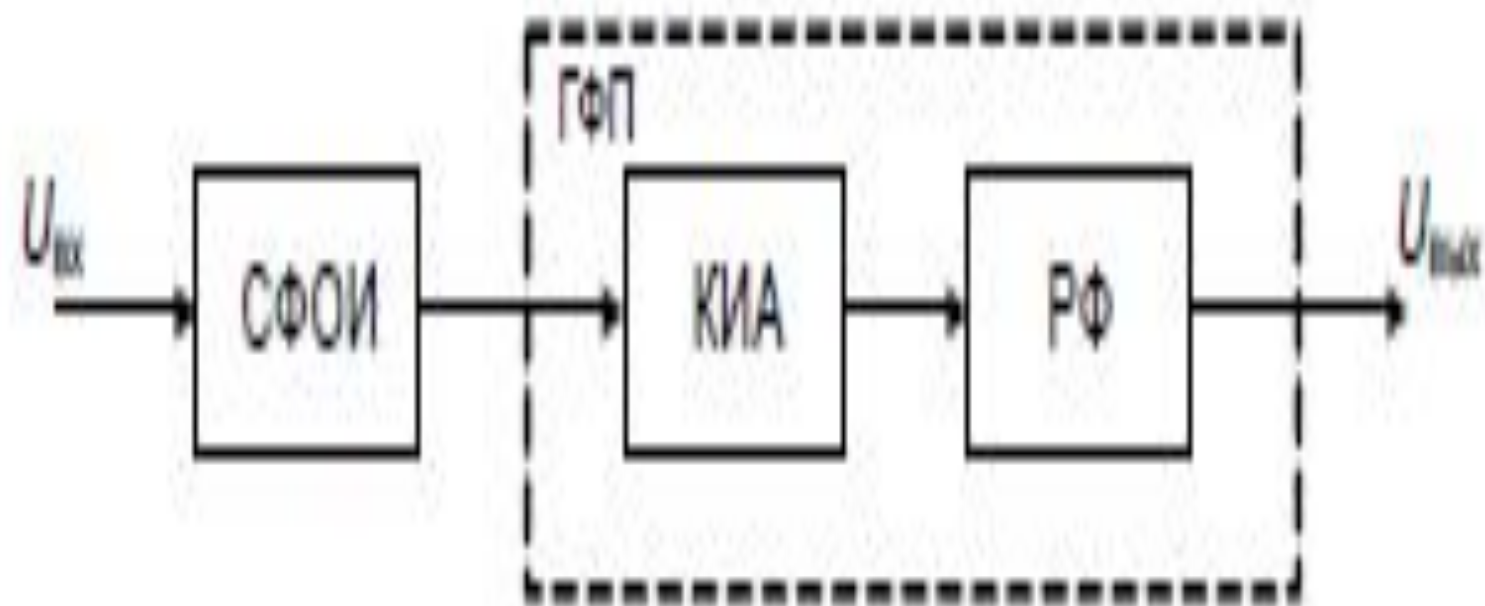


Рис. 6.11. Структурная схема системы квазиоптимальной фильтрации сигналов на фоне отражений от ПП



Структурная схема квазиоптимального ГФП

В схеме рис. 6.11 когерентное накопление заменено некогерентным, т. е. последетекторным. Поэтому в схеме нет ряда гребенчатых фильтров накопления, рассчитанных на различные скорости целей, нет и возможности измерения скорости целей или автосопровождения по скорости. **Здесь реализуется когерентная компенсация помехи (межпериодная обработка колебаний) при некогерентном накоплении сигнала соответственно в некогерентном накопителе (НКН).**

Роль ГФП в схеме рис. 6.11 выполняют квазиоптимальные режекторные фильтры (РФ), в качестве которых на практике применяются устройства, называемые **системами СДЦ.**

Подавление спектральных составляющих ПП в данных схемах осуществляется методом ЧПВ колебаний.

Вопрос №2. Методы обеспечения когерентности импульсов в пачке.

Полезный сигнал (сигнал, отраженный от воздушного судна) и ПП являются результатом вторичного излучения электромагнитной энергии.

Основное различие сигналов заложено в частотах отраженных сигналов и обусловлено разными радиальными составляющими скоростей движения цели и источников ПП. Различия в радиальных скоростях целей и отражателей имеются и могут быть использованы для селекции по скорости.

Селекцию по скорости (иначе по эффекту движения цели) называют СДЦ.

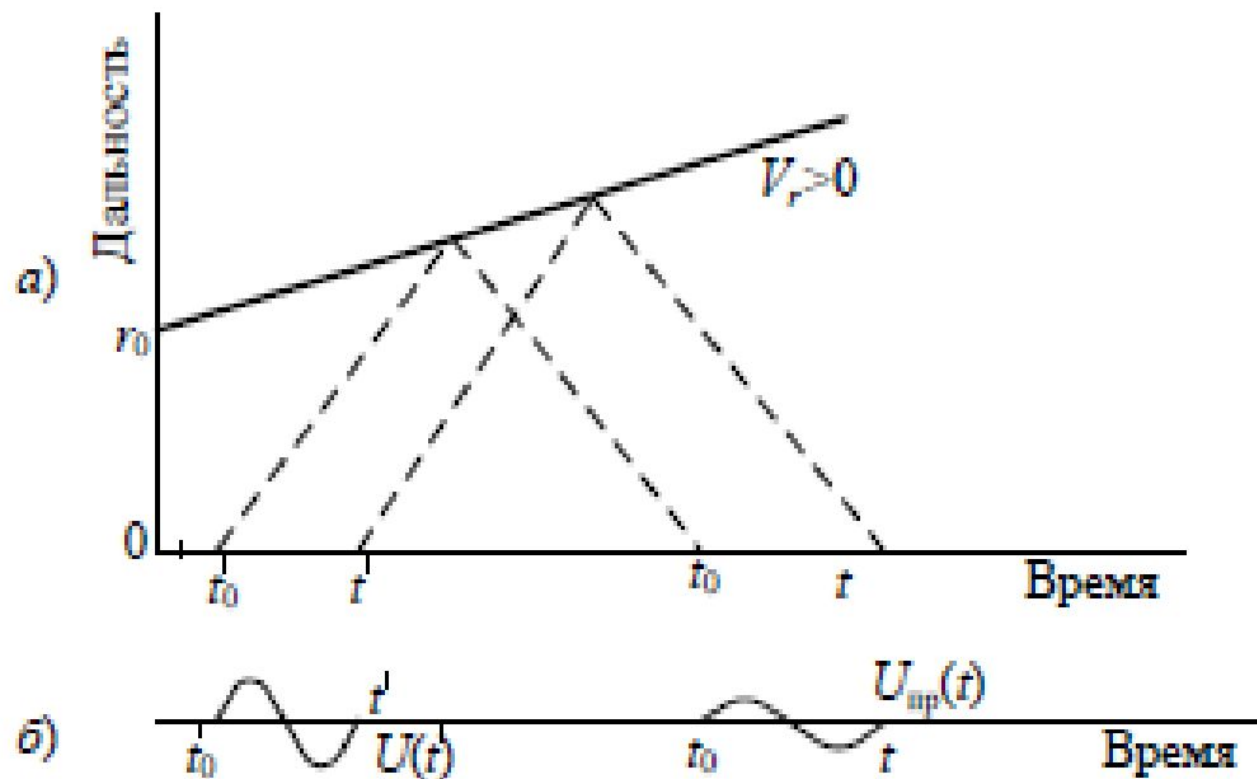


Рис. 4.61. Графики, поясняющие трансформацию сигнала, отраженного движущейся «блестящей» точкой

В соответствии с трансформацией масштаба времени изменяется зависимость принимаемых колебаний $U_{\text{пр}}(t)$ по сравнению с излучаемыми $U(t)$. В случае если излучаются гармонические колебания

$$U(t) = \cos 2\pi f_0 t,$$

имеем следующий результат при приеме:

$$U_{\text{пр}}(t) = \cos \left[2\pi f_0 \frac{1 - V_r/c}{1 + V_r/c} (t - t_0) + \varphi \right], \quad (4.41)$$

где $\varphi = 2\pi f_0 t_0'$, что соответствует трансформации частоты (эффект Доплера).

Условимся выражение для частоты принимаемых колебаний записывать в следующем виде:

$$f_{\text{пр}} = f_0 - F_{\text{Д}},$$

где доплеровская поправка частоты (частота Доплера)

$$F_{\text{Д}} = f_0 \left[1 - \frac{1 - V_r/c}{1 + V_r/c} \right]$$

положительна при $V_r > 0$ и отрицательна при $V_r < 0$. При $|V_r| \ll c$ можно полагать, что

$$F_{\text{Д}} \approx \frac{2V_r}{\lambda_0} = f_0 \frac{2V_r}{c}. \quad (4.42)$$

Деформацию сигнала можно заметить лишь по изменению фазы колебаний высокой частоты.

Чтобы использовать эту возможность, нужно предъявить достаточно жесткие требования к фазовой структуре высокочастотных колебаний, иначе их когерентности.

Различают несколько видов обеспечения когерентности колебаний.

1. **Истинная внутренняя когерентность** достигается тем, что колебания создаются стабильным задающим генератором (ЗГ), после которого стоит усилитель мощности (УМ) с устойчивой фазовой характеристикой.

2. **Эквивалентная внутренняя когерентность** достигается тем, что генератор с самовозбуждением вырабатывает последовательность импульсов постоянной несущей частоты со случайными начальными фазами.

Начальная фаза каждого зондирующего импульса запоминается на время приема отраженных сигналов до следующего зондирования. Путем соответствующей обработки принимаемого колебания эта фаза исключается, и принимаемые колебания оказываются практически такими же, как и в случае истинной когерентности.

Техническая реализация системы СДЦ возможна при использовании когерентных пачек зондирующих радиоимпульсов. При этом возможны различные варианты построения когерентно-импульсных РЛС:

истинно когерентные РЛС (излучаются когерентные последовательности радиоимпульсов);

псевдокогерентные с эквивалентной внутренней когерентностью (применяется когерентный гетеродин, запоминающий фазу зондирующего сигнала на период T_{Π});

псевдокогерентные с внешней когерентностью (используются сигналы, отраженные от неподвижных объектов, в одном элементе разрешения с движущейся целью).

Применение той или иной структуры зондирующего сигнала обусловлено требованиями к эффективности функционирования системы СДЦ.

Внутренняя когерентность обеспечивает большие значения коэффициента подавления помехи (40 дБ и более).

Внешняя когерентность применяется в том случае, когда к системе СДЦ не предъявляются жесткие требования, а определяющим является условие простоты технической реализации аппаратуры.

Истинно когерентные РЛС (излучаются когерентные последовательности радиоимпульсов);

Для повышения стабильности параметров РЛС ,
В ТОМ ЧИСЛЕ И ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ИСТИННОЙ КОГЕРЕНТНОСТИ РАДИОИМПУЛЬСОВ В ПАЧКЕ в настоящее время передающие устройства строятся по схеме с независимым возбуждением и включают в себя маломощный низкочастотный возбудитель, несколько каскадов умножителей частоты и усилителей мощности. Структурная схема передающего устройства для ступенчато частотно-модулированного сигнала представлена на рис. 3.

Гет. 1 – маломощный, низкочастотный, высокостабильный генератор;

Гет. 2 – генератор промежуточной частоты ;

Умн. частот. – каскад умножителя частоты;

Ус. – каскад усилителей;

АП – антенный переключатель;

Форм. – формирователь вида зондирующего сигнала;

Синхр. – синхронизатор;

ФД – фазовый детектор;

Ф – фильтр;

АЦП – аналого-цифровой преобразователь;

φ - фазовращатель.

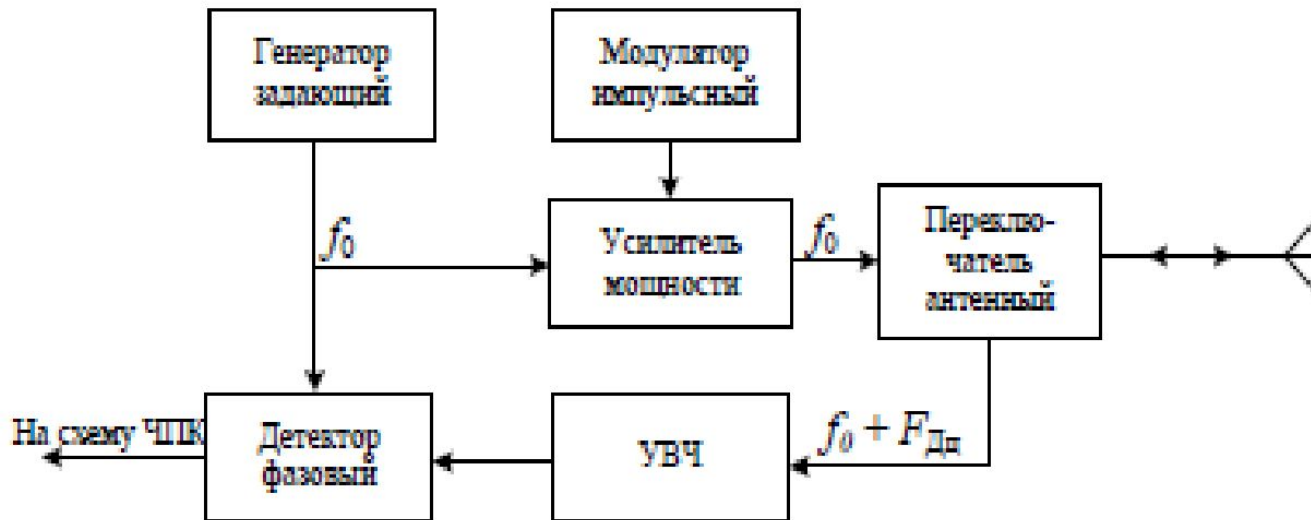


Рис. 4.87. РЛС с истинной внутренней когерентностью

Принцип работы .

Если сигнал отражается от неподвижного объекта, то начальные фазы всех отраженных радиоимпульсов (φ_0) будут одинаковы:

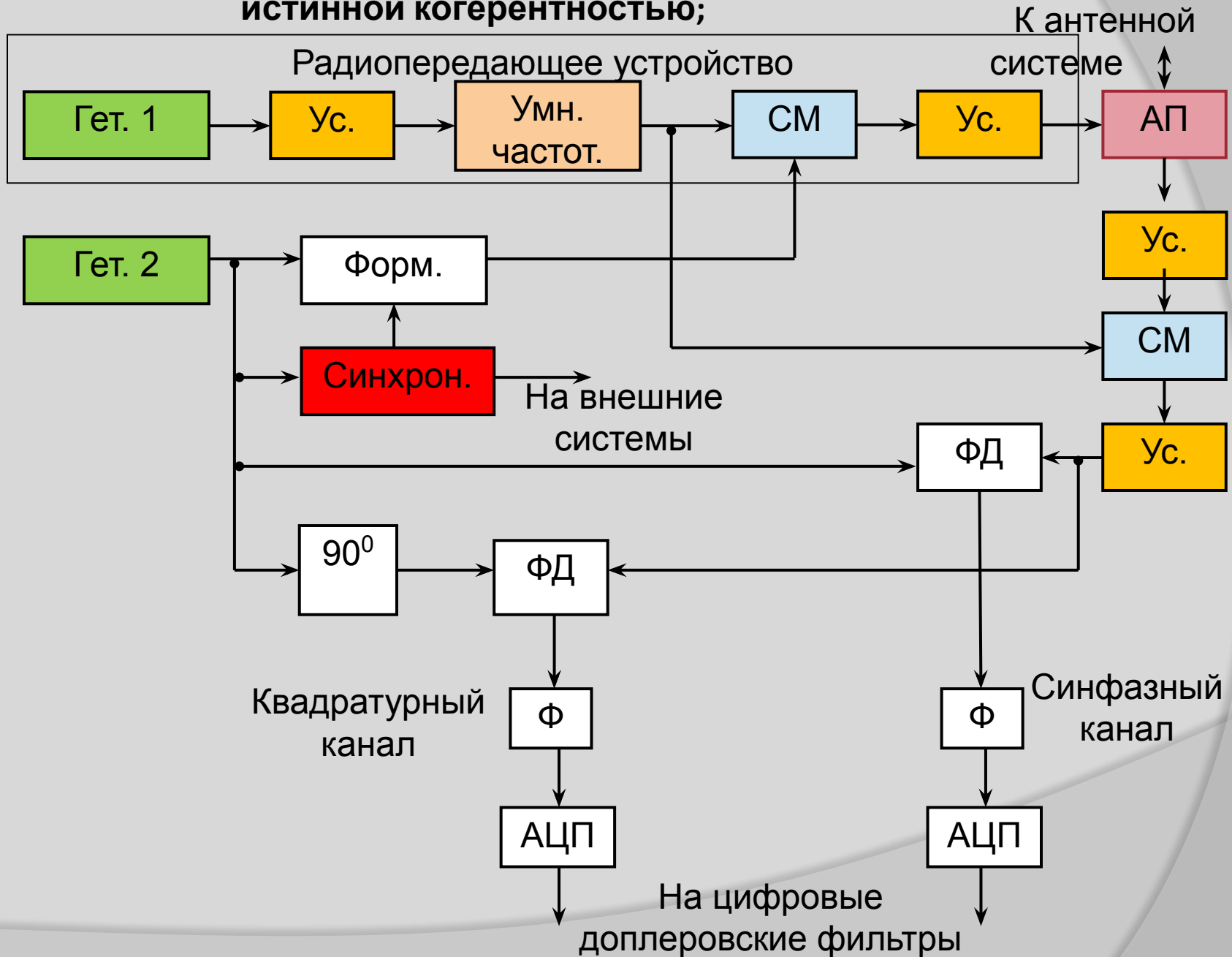
Если цель движется равномерно, $\varphi(t) = \varphi_0 + 2\pi F t$,

$$\overline{F}_{Дл} = \frac{\Phi_T}{2\pi T}$$

$$\varphi_0 = 2\pi f_0 t_0 = \frac{4\pi f_0}{c} \cdot D_0, \quad (4.54)$$

Передатчик включает в себя умножитель частоты в n раз и усилитель мощности, на который подаются прямоугольные импульсы от модулятора. В качестве гетеродина супергетеродинного приемника используется умножитель частоты на $(n+1)$, благодаря чему промежуточная частота $f_{\text{пр}}$ равна $f_{\text{кг}}$, относительно которой происходит доплеровское смещение частоты.

Рис. 3. Когерентно импульсная аппаратура РЛС с истинной когерентностью;



Для сужения спектра помехи :

- передающие устройство строятся по схеме с независимым возбуждением и включают в себя :низкочастотный возбудитель несколько каскадов умножителей.
- сужение спектра флюктуаций помех достигается также повышением разрешающей способности РЛС по всем координатам и, особенно, по углу места, так как при узкой диаграмме направленности значительно слабее проявляется влияние вертикального градиента скорости ветра.
- сужение спектра помехи обеспечивается также путем уменьшения скорости вращения (сканирования) антенны, при этом,
во-первых, уменьшается скорость обновления отражателей в импульсном объеме,
во-вторых, увеличивается время когерентного накопления полезного сигнала.

Значительные возможности в этом отношении будут иметь перспективные трехкоординатные РЛС с ФАР, которые могут в течение достаточно длительного времени просматривать отдельные области пространства остронаправленным в обоих плоскостях перемещающимся лучом.

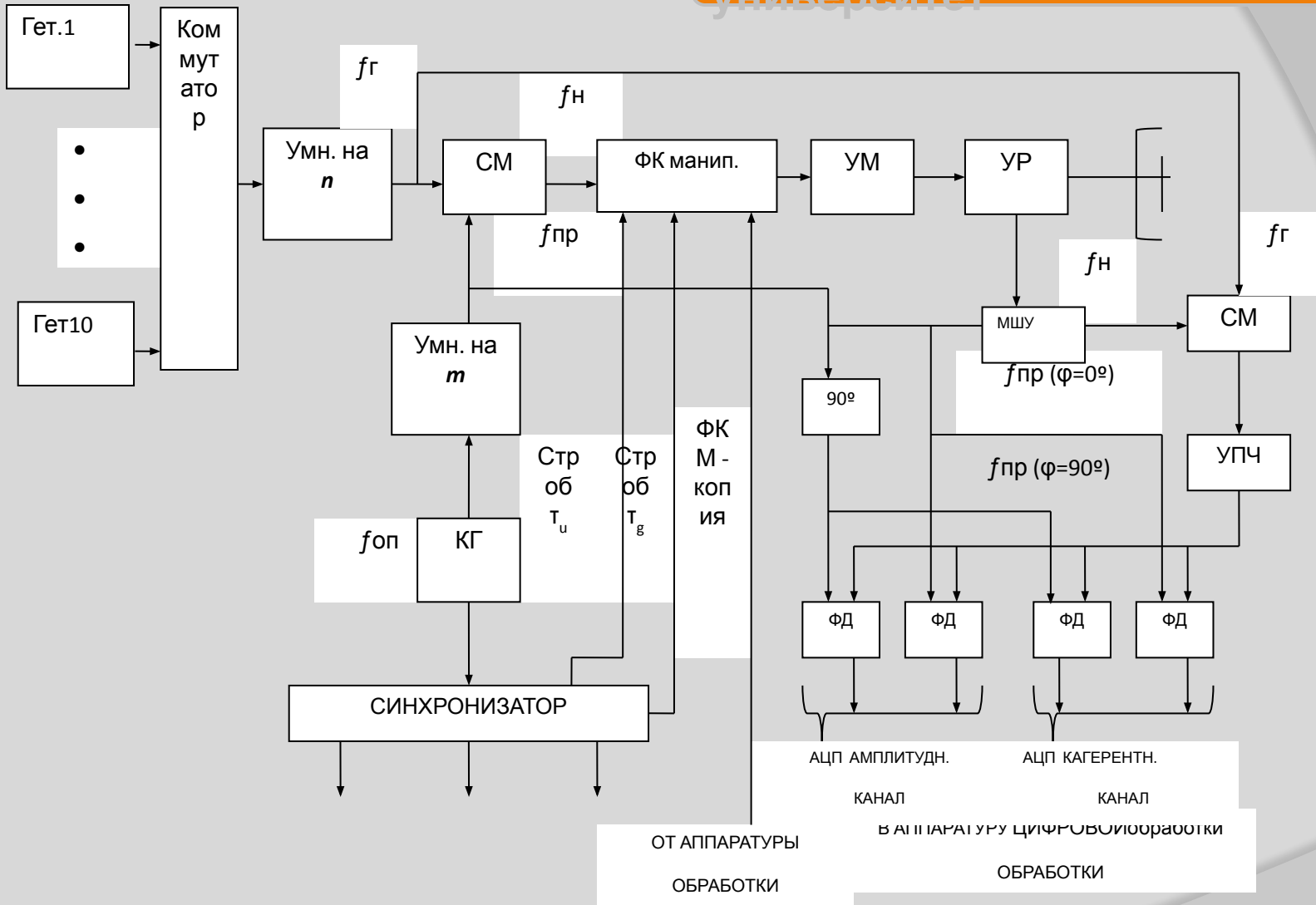


Рис. 3. б. Когерентно импульсная аппаратура РЛС с истинной когерентностью; ФК манипул. – фазокодовый манипулятор; УР – устройство развязки

В псевдокогерентной РЛС зондирующий сигнал формируется мощным автогенератором СВЧ (например, магнетроном), поэтому он представляет собой некогерентную последовательность радиоимпульсов. Для получения эффекта когерентности между принимаемыми радиоимпульсами и опорными колебаниями когерентный гетеродин фазируется импульсами генератора СВЧ, преобразованными на промежуточную частоту.

С целью сохранения фазовых соотношений между опорным колебанием и принимаемым сигналом используется общий местный гетеродин для приемника и канала фазирования

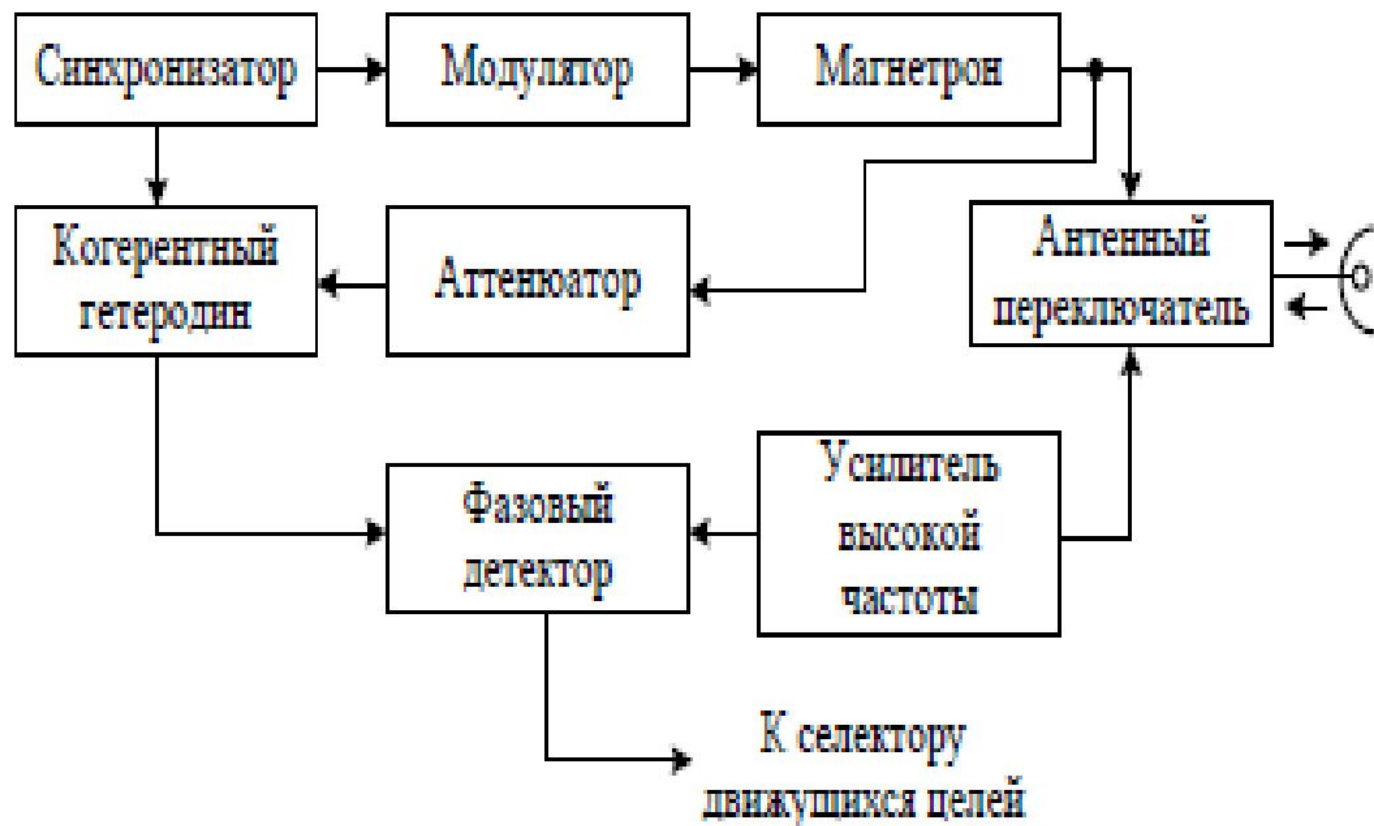


Рис. 4.82. Структурная схема простейшей псевдокогерентной РЛС

Для выделения полезного сигнала на фоне пассивной помехи путем частотной (скоростной) селекции необходимо применять сигналы большой длительности с таким расчетом, чтобы ширина пика функции $\rho(0, F)$ была меньше разности доплеровских смещений частот сигнала и пассивной помехи. Длинные сигналы приемлемы и с точки зрения их выделения на фоне АШП, так как при длинном сигнале можно получить требуемую энергию и при невысокой импульсной мощности.

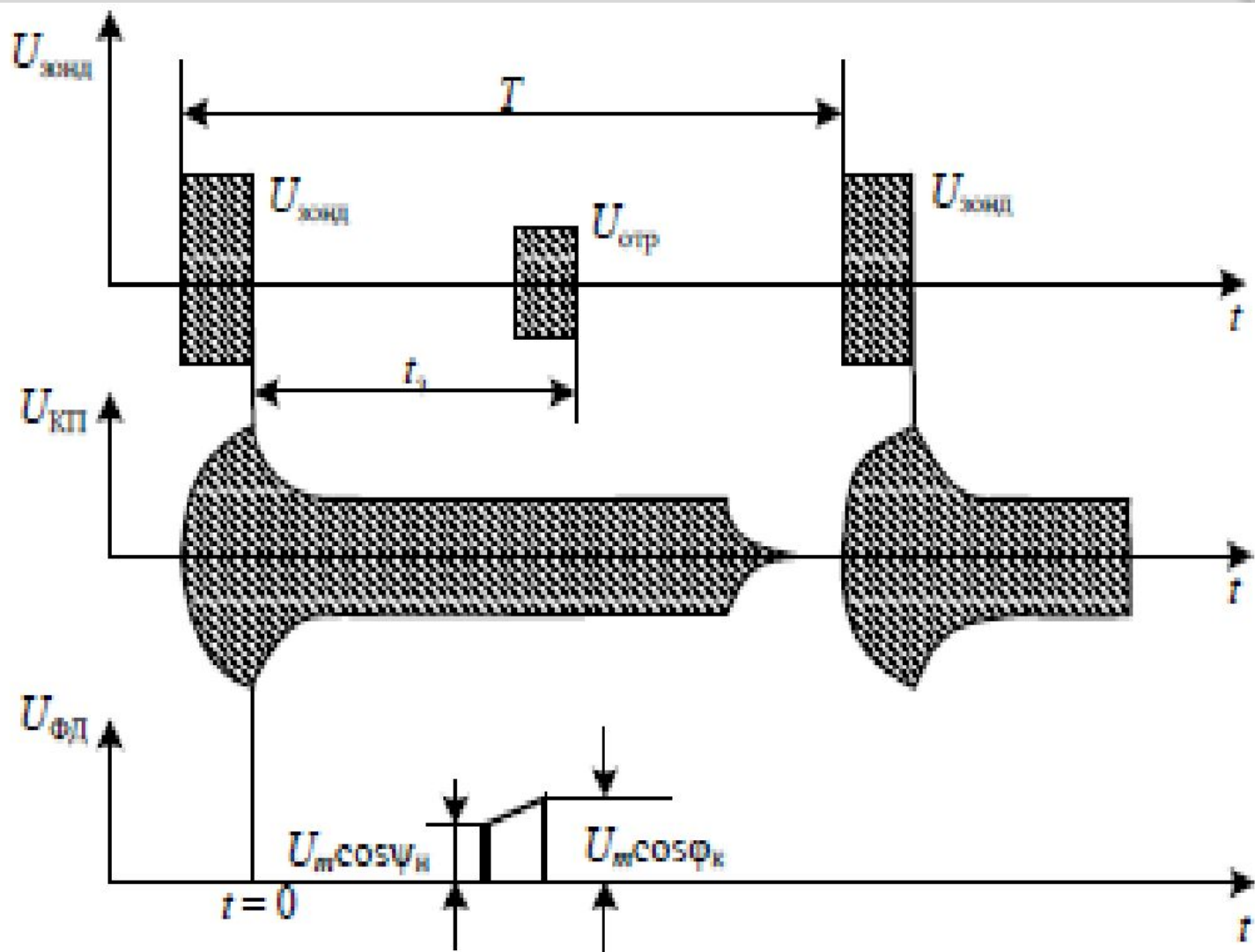


Рис. 4.83. Пояснение принципа действия когерентного гетеродина

Эквивалентная внутренняя когерентность.

Формируется импульсная последовательность на несущей частоте со случайными начальными фазами. Начальная фаза каждого зондирующего импульса запоминается с помощью когерентного гетеродина на время приема отраженных сигналов (до следующего зондирования). Напряжение когерентного гетеродина используется в качестве опорного напряжения.

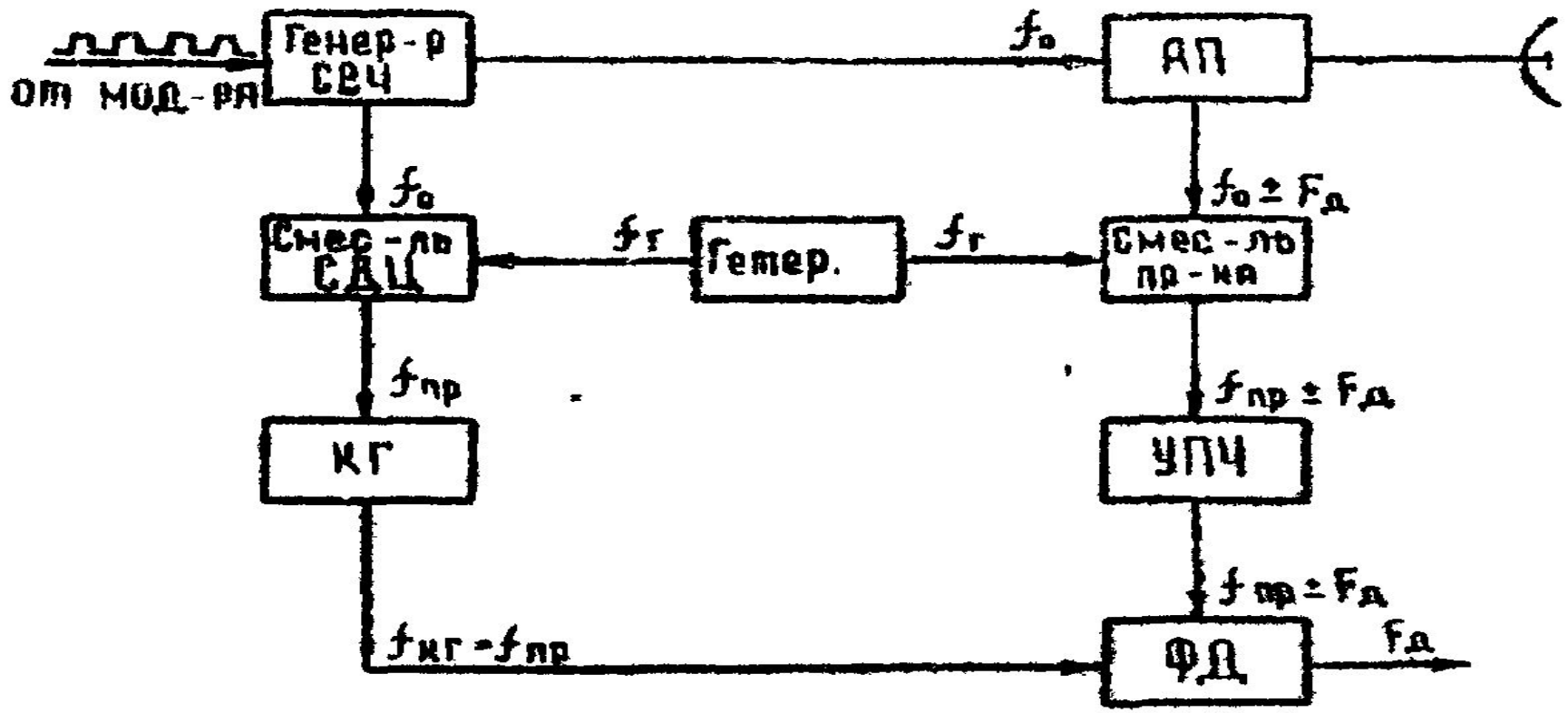


Рис. 7.7

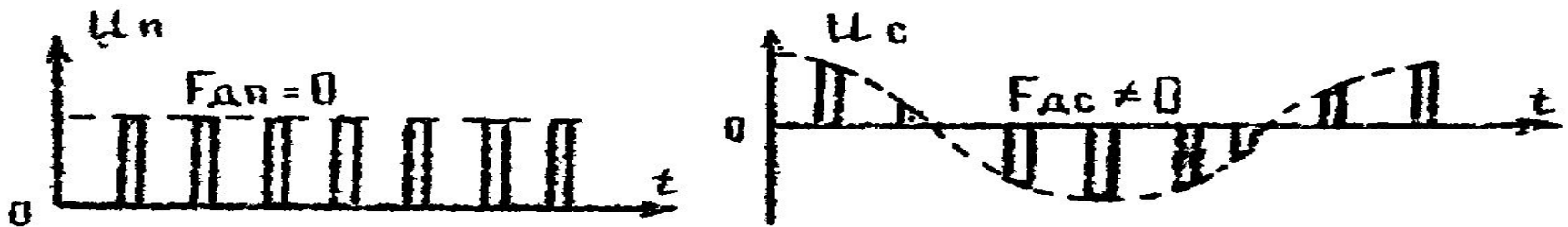
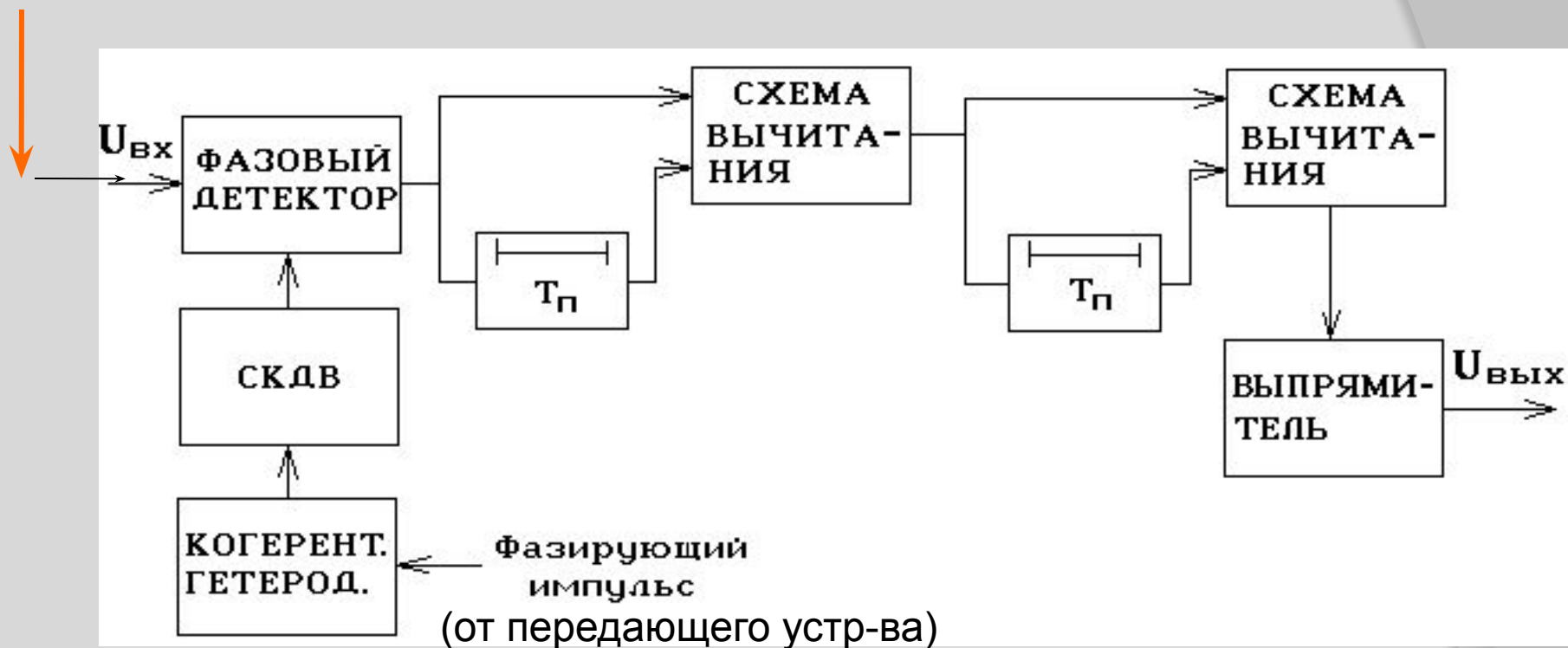


Рис. 7.13

Антенна-АП-АФС-УВЧ-УПЧ



Защита от ПП в псевдокогерентной РЛС

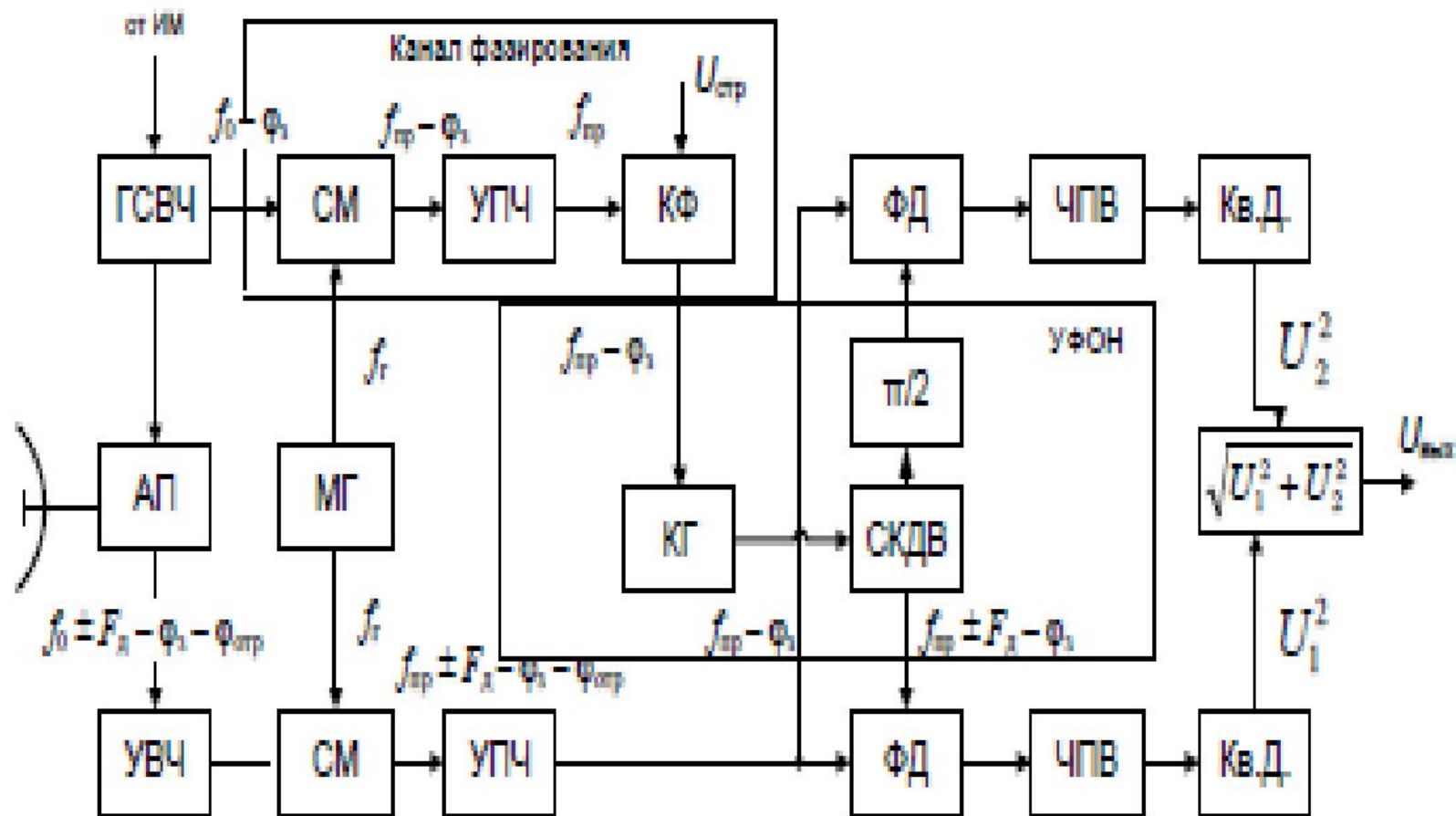


Рис. 6.24. Структурная схема РЛС с эквивалентной внутренней когерентностью

Недостатком систем с внутренней когерентностью (как истинно-, так и псевдокогерентных, или с эквивалентной внутренней когерентностью) является необходимость учета движения облака дипольных отражателей со скоростью ветра, вследствие которого спектр пассивной помехи сдвигается на частоту $F_{дп}$. Для этого в канал формирования опорного напряжения (или УФОН) необходимо ввести специальную схему компенсации действия ветра (СКДВ), сдвигающую частоту опорного напряжения на $F_{дп}$.

Однако это усложняет устройство в целом; кроме того, остается еще одна проблема: величина $F_{дп}$, определяемая различной составляющей скорости, различна в различных направлениях на источник помехи, даже при одинаковых направлении и скорости ветра, что снижает эффективность ее подавления.

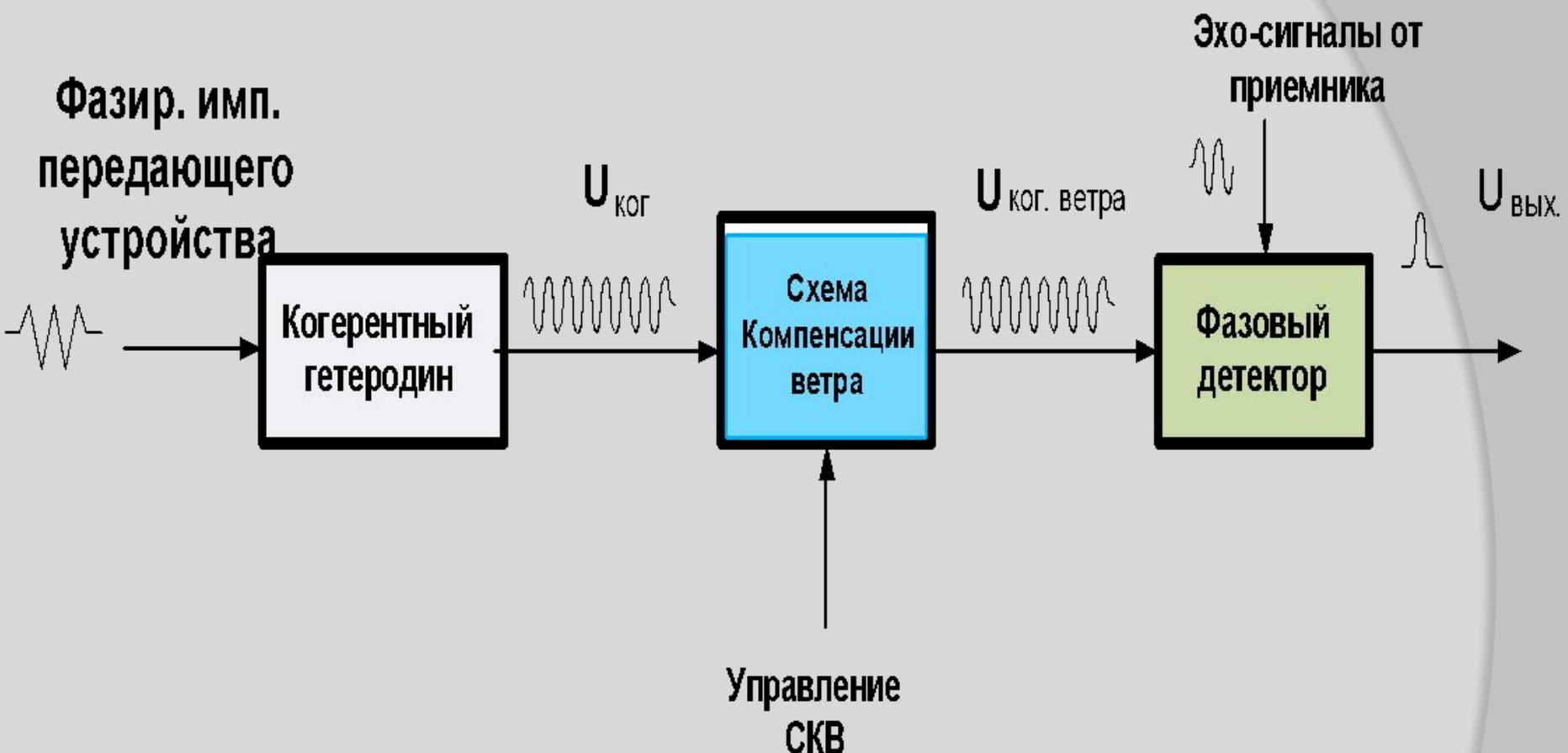
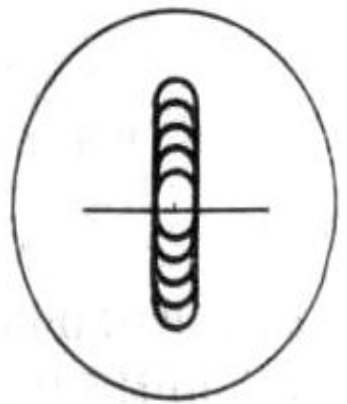
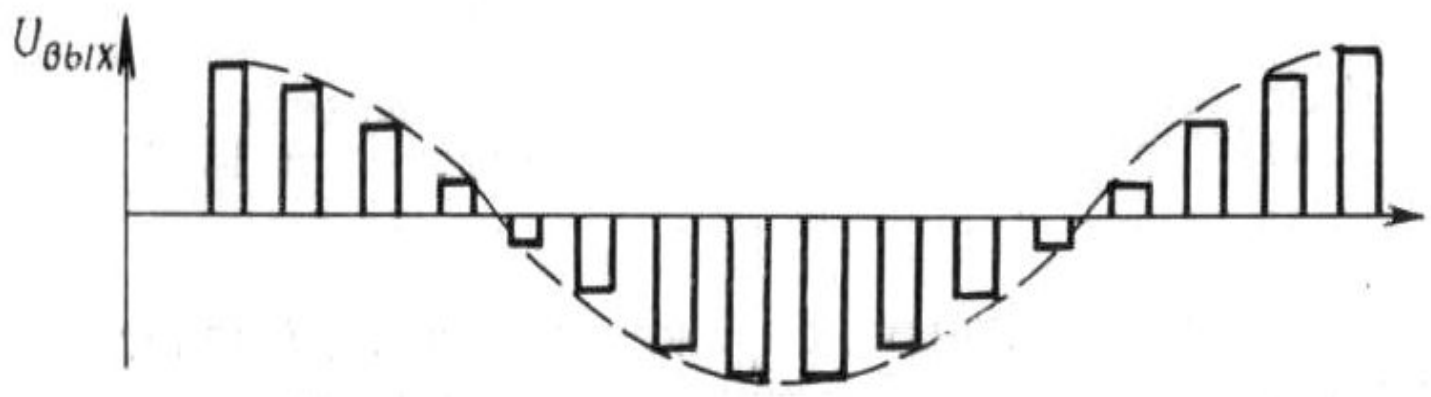
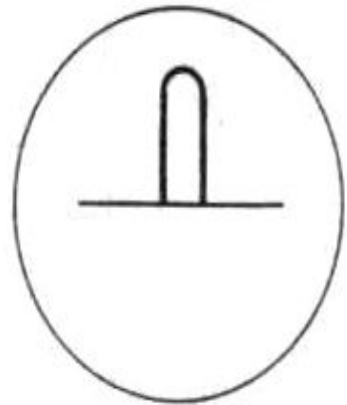
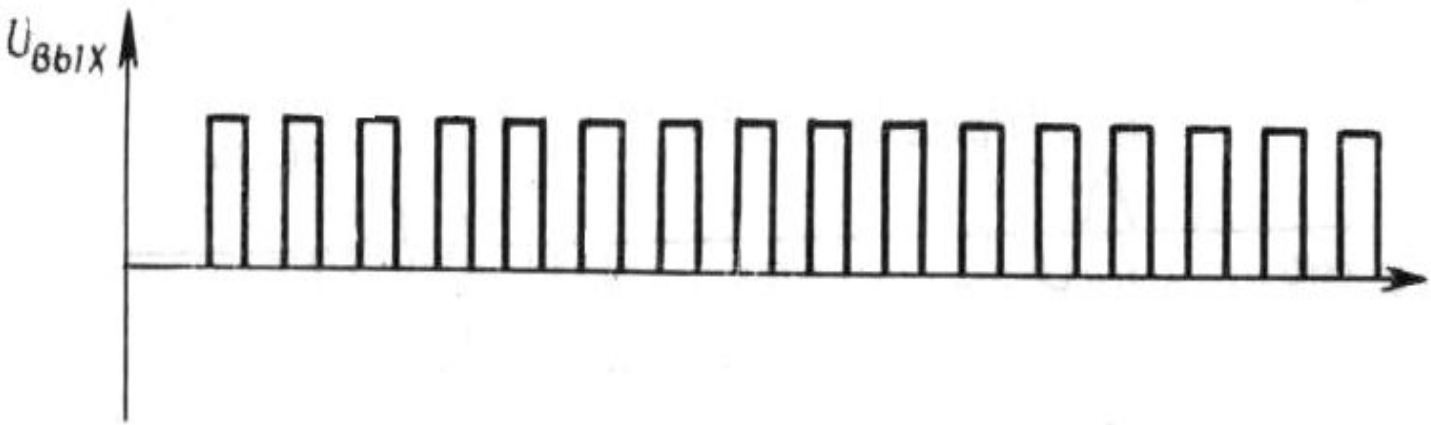


Рис . Упрощенная структурная схема когерентно-импульсного устройства

Индикатор
контроля



От этого недостатка свободны системы с внешней когерентностью,

в которых опорный сигнал формируется за счет использования пассивной помехи . При этом возможны два варианта :

а) в качестве опорного сигнала используется непосредственно пассивная помеха, отраженная от неподвижных (или медленно движущихся) отражателей, расположенных в одном элементе разрешения с движущейся целью. В результате суперпозиции полей помехи и сигнала сигнал флюктуирует с частотой Доплера. В данном случае нет необходимости в ФД, и принимаемый сигнал подается на амплитудный детектор; на выходе которого формируются видеоимпульсы, амплитуда которых изменяется с частотой Доплера. Такие устройства называются системами с совмещенной помехой;

б) в качестве опорного сигнала используется напряжение так называемого помехового гетеродина, фазируемого помехой. В отличие от системы с эквивалентной внутренней когерентностью фазирующий сигнал на КГ подается не с выхода передатчика после преобразования на промежуточную частоту, а непосредственно с выхода УПЧ приемника.

Структурная схема такой системы изображена на рис.4.86. Ее отличие от системы СДЦ с эквивалентной внутренней когерентностью состоит в том, что когерентный гетеродин фазируется не зондирующим сигналом, а принятыми колебаниями пассивной помехи. При таком фазировании в опорное напряжение вводятся случайная начальная фаза зондирующего импульса ϕ_i (заключена в фазе помехи) и регулярное изменение фазы помехи $i \cdot \Omega_{\text{дп}} \cdot T_{\text{п}}$ (определяется перемещением отражателей под действием ветра). В результате этого отпадает необходимость в применении СКДВ, что является существенным достоинством систем СДЦ с внешней когерентностью.

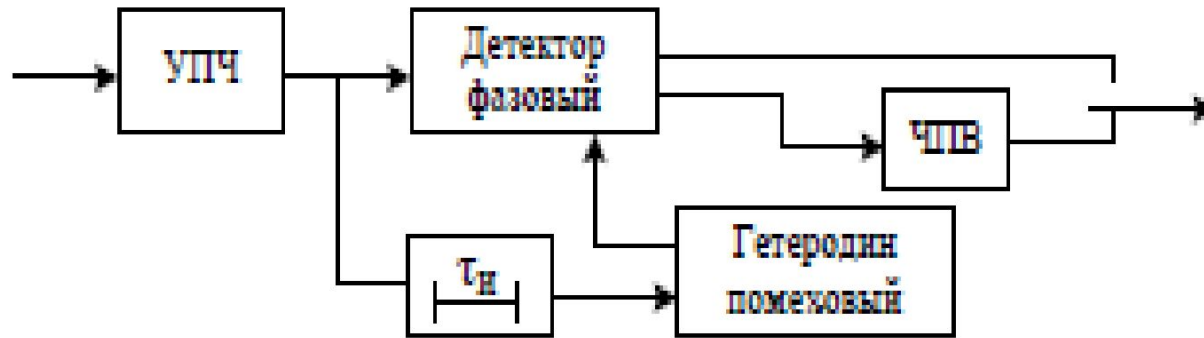


Рис. 4.86. Система СДЦ с внешней когерентностью

В подобных системах предъявляются менее жесткие требования к стабильности частоты местного гетеродина приемника, так как все случайные изменения фазы помехи, вызываемые флюктуациями частоты гетеродина, вводятся при фазировании и в опорное напряжение.

Однако данным схемам свойственны и определенные недостатки по сравнению с системами с внутренней когерентностью. К их числу следует отнести **недостаточную точность фазирования при малой амплитуде пассивной помехи.**

Хуже компенсируется передняя кромка помехи и вся помеха в целом, если она имеет разрывной характер. Это обусловлено следующей причиной. Чтобы не происходило компенсации полезного сигнала, фазирующее напряжение задерживается на время длительности зондирующего сигнала, предшествующего наблюдаемому. Поэтому при поступлении начальной части напряжения помехи на вход фазового детектора когерентный гетеродин еще не сфазирован, из-за чего передняя кромка помехи на выходе ФД флюктуирует по амплитуде от импульса к импульсу и не компенсируется системой ЧПВ.

Очень существенно, что спектры пассивных помех на выходе фазового детектора расширяются вследствие того, что имеет место преобразование колебаний помехи на ФД.

Это приводит к понижению качества подавления помехи по сравнению с системой с внутренней когерентностью при скомпенсированной скорости ветра.

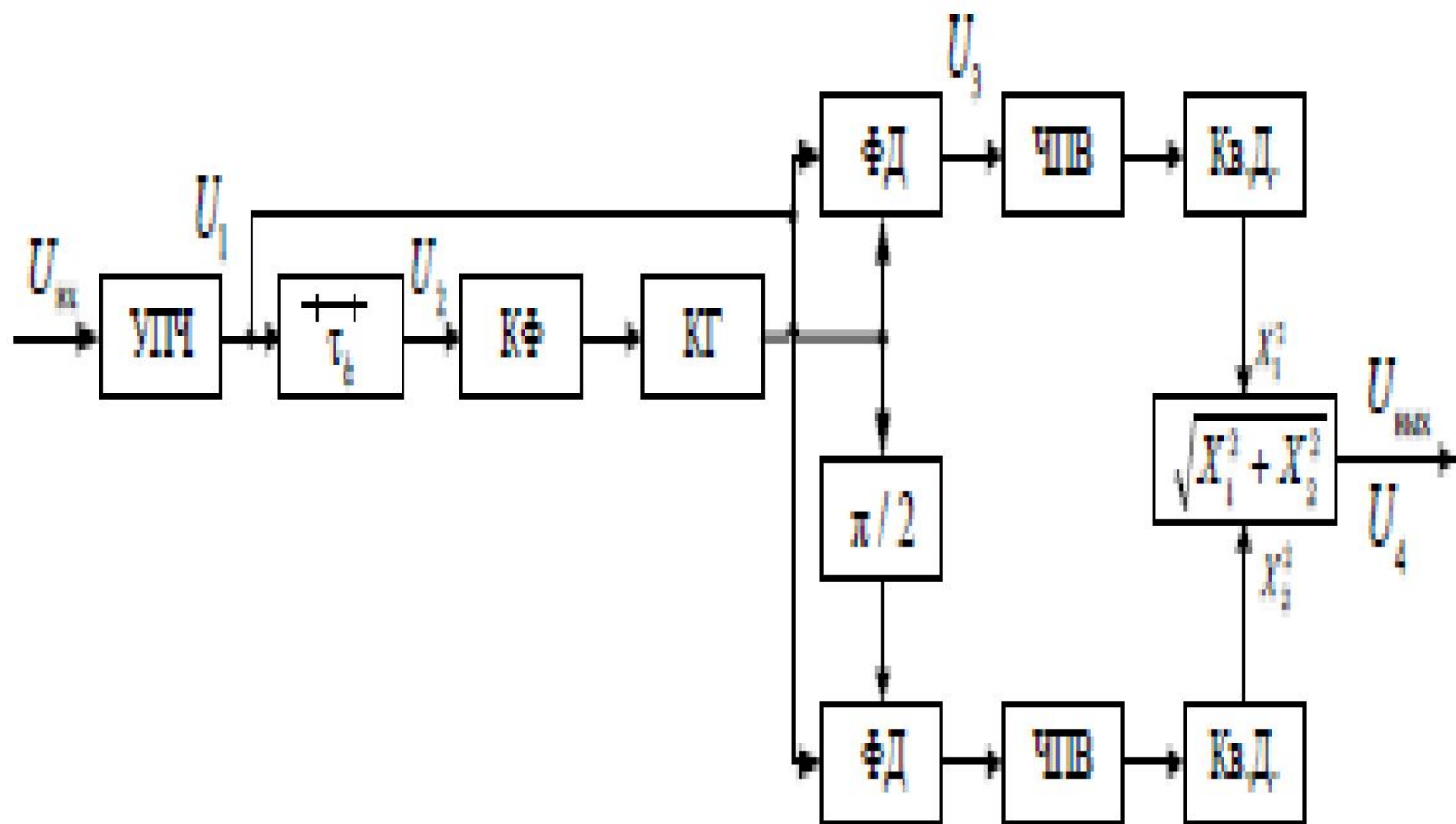


Рис. 6.27. Структурная схема СДЦ в РЛС с внешней когерентностью

Вопрос №3. Классификация и краткая характеристика системы СДЦ.

Система селекции движущихся целей представляет собой комплекс специальных средств, обеспечивающих выделение сигналов движущихся целей на фоне отражений от неподвижных или медленно перемещающихся объектов. Рассмотрим некоторые системы СДЦ, которые используются в аппаратуре РЛС РТВ. Системы СДЦ можно классифицировать по следующим признакам (рис.4).

По способу обеспечения когерентности импульсов в

СИСТЕМЫ СДЦ

(по другим признакам)

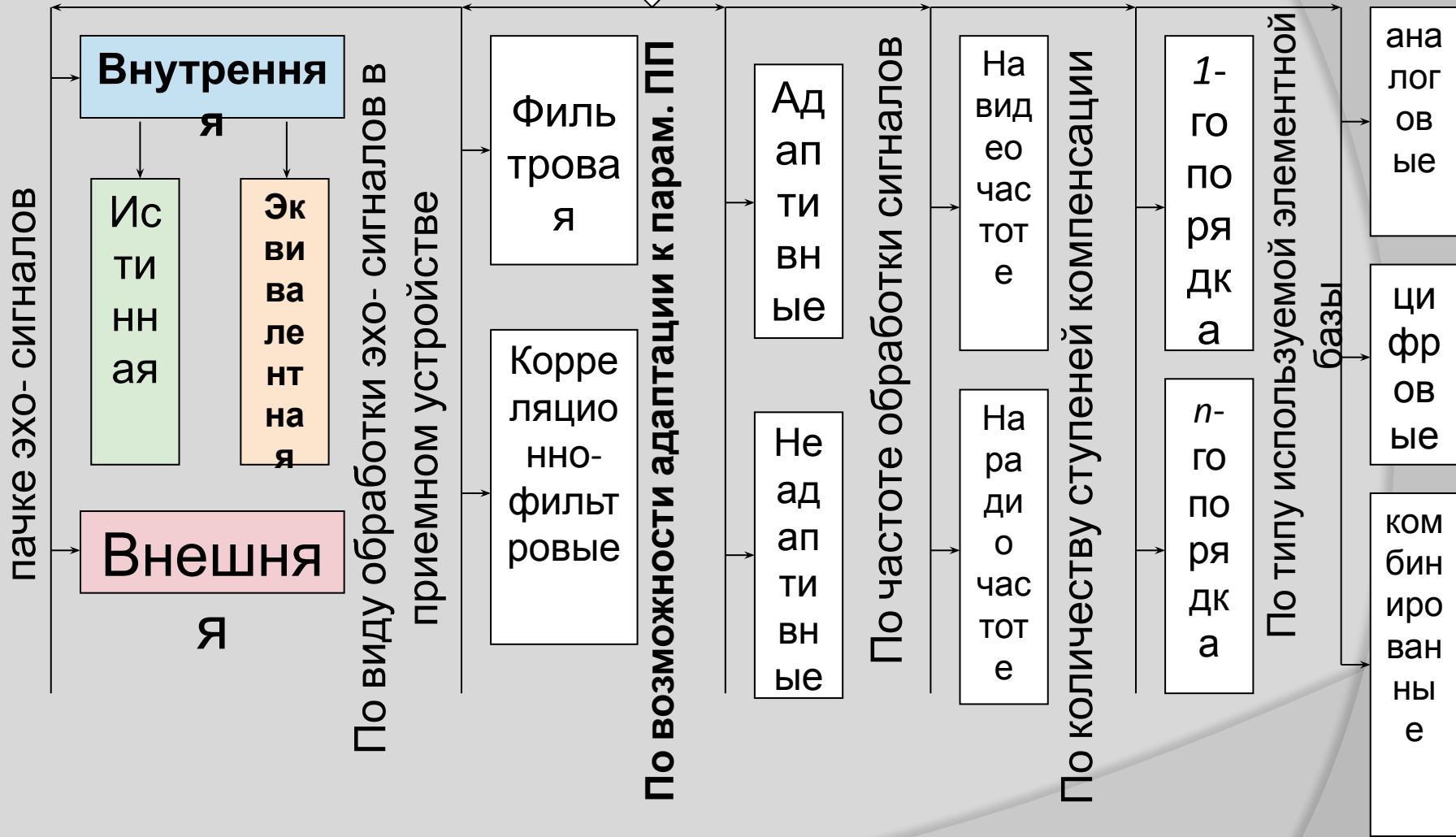


Рис. 4. Классификация систем СДЦ

На практике находят применение различные типы систем СДЦ, классифицируемых по следующим признакам:

по способу формирования опорного колебания в РЛС:

- с истинной когерентностью,
- с эквивалентной внутренней когерентностью,
- с внешней когерентностью;

по кратности ЧВП (накопления) эхо-сигналов:

- с однократным ЧВП,
- с многократным ЧВП (накоплением);

по элементной базе:

- аналоговые,
- дискретно-аналоговые,
- цифровые,
- реализованные программно на ЭВМ;

По частоте сигнала,на котором производится череспериодная обработка сигналов:

- на СВЧ,
- на промежуточной частоте,
- на видео,
- на разностной частоте при двухчастотном зондирующем сигнале;

по способу настройки параметров (частотных характеристик):

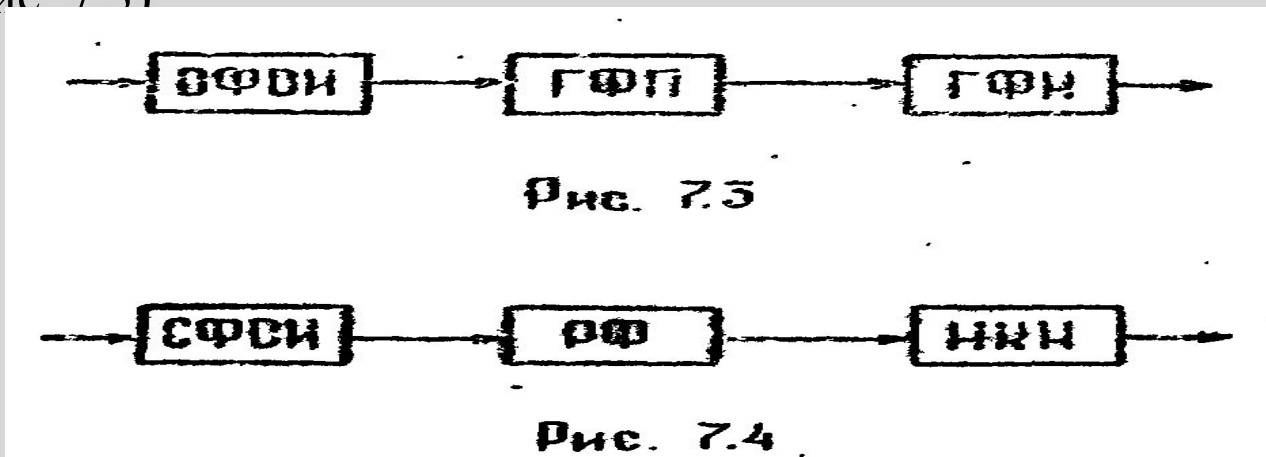
- с ручной настройкой,
- самонастраивающиеся;

по методам селекции целей на фоне помех:

- поляризационные,
- пространственно-временные (углоскоростные),
- скоростные,
- траекторные,
- амплитудные (энергетические).

Рассмотрим принципы построения наиболее распространенных типов устройств СДЦ .

Как мы ранее говорили структурная схема оптимального фильтра для выделения полезного сигнала на фоне пассивной помехи может быть представлена в общем виде последовательного соединения трех фильтров: оптимального фильтра одиночного импульса (ОФОИ), гребенчатого фильтра подавления помехи (ГФП) и гребенчатого фильтра накопления сигнала (ГФН) (рис. 7.3)



Оптимальный фильтр реализовать практически невозможно, поэтому в РЛС РТВ применяются системы обработки (рис. 7.4), состоящие из последовательно включенных согласованного фильтра одиночного импульса (СФОИ), квазиоптимального режекторного фильтра (РФ) и некогерентного накопителя (ННН).

В качестве режекторных фильтров применяются схемы, называемые системами селекции движущихся целей (СДЦ). Подавление спектральных составляющих пассивных помех в данных схемах осуществляется, как правило, методом череспериодного вычитания (ЧПВ). При построения фильтров СДЦ используются 2 основных метода-с использованием схемы ЧПВ и линейного фильтра.

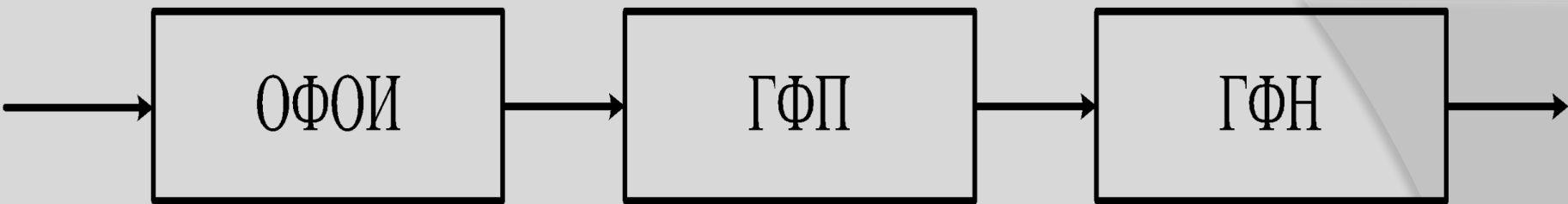


Рис. 3.8. Структурная схема системы оптимальной фильтрации сигналов на фоне отражений от пассивных помех

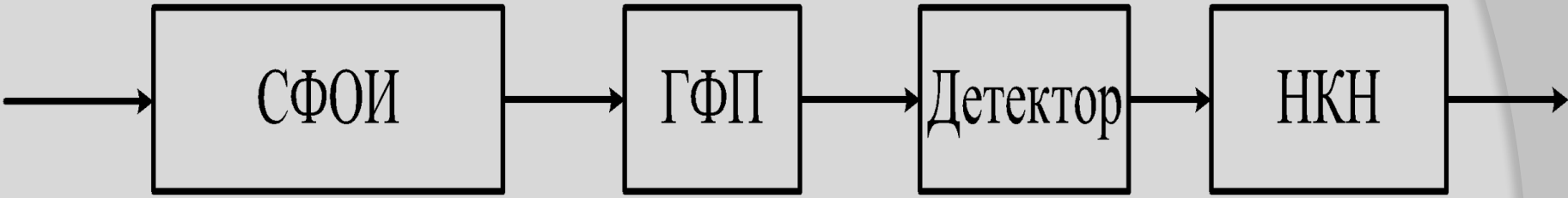


Рис. 3.9. Структурная схема системы квазиоптимальной фильтрации сигналов на фоне отражений от пассивных помех

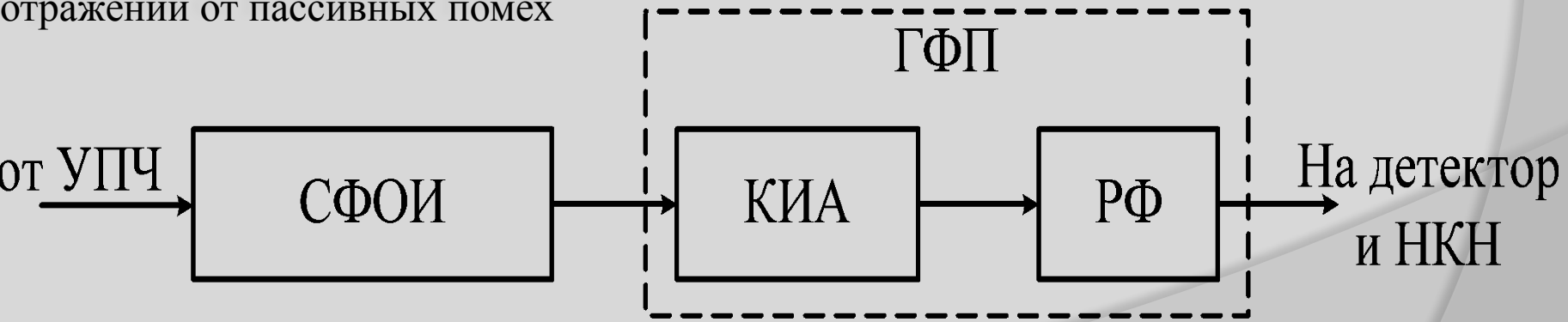


Рис. 3.10. Структурная схема квазиоптимального ГФП

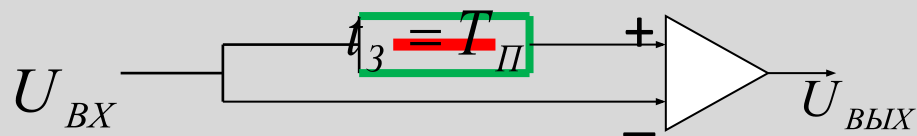
3.1. Череспериодная компенсация (ЧПК)

В аналоговых и цифровых системах СДЦ фильтр подавления помехи может быть реализован по схеме череспериодной компенсации (ЧПК) реализуемой во временной области. Эквивалентные структурные схемы устройств ЧПК с однократным и двукратным вычитанием представлены на рис. 5. Данная схема имеет гребенчатую АЧХ (рис. 6). Амплитудно-частотные характеристики этих устройств ЧПК определяются соответственно соотношениями:

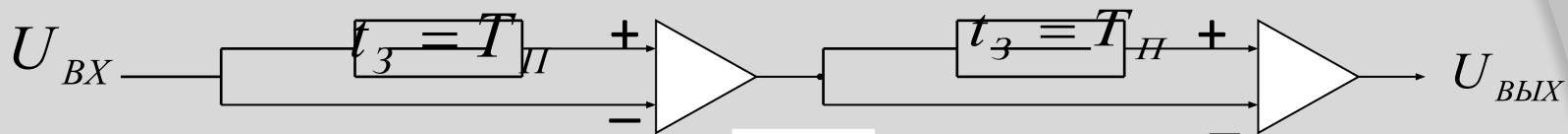
$$K_1(f) = |\sin(\pi f T_{II})| \quad K_2(f) = |\sin^2(\pi f T_{II})|$$

К основным характеристикам любой системы СДЦ относятся: скоростная характеристика, представляющая собой зависимость коэффициента передачи полезного сигнала по мощности от радиальной скорости цели (частоты Доплера)

$$k_{ср} = f(v_r) [k_{ср} = f(F_d)];$$



а)



б)

Рис. 5. Эквивалентные схемы устройств ЧПК:

а) с однократным вычитанием и б) с двукратным вычитанием.

Амплитудно-частотные характеристики этих устройств ЧПК определяются соответственно соотношениями:

$$K_1(f) = |\sin(\pi f T_{II})|$$

$$K_2(f) = |\sin^2(\pi f T_{II})|$$

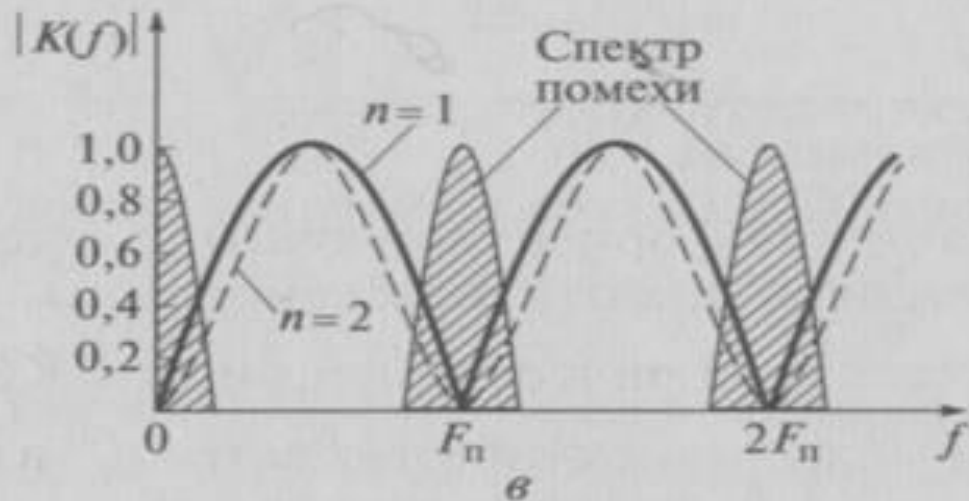
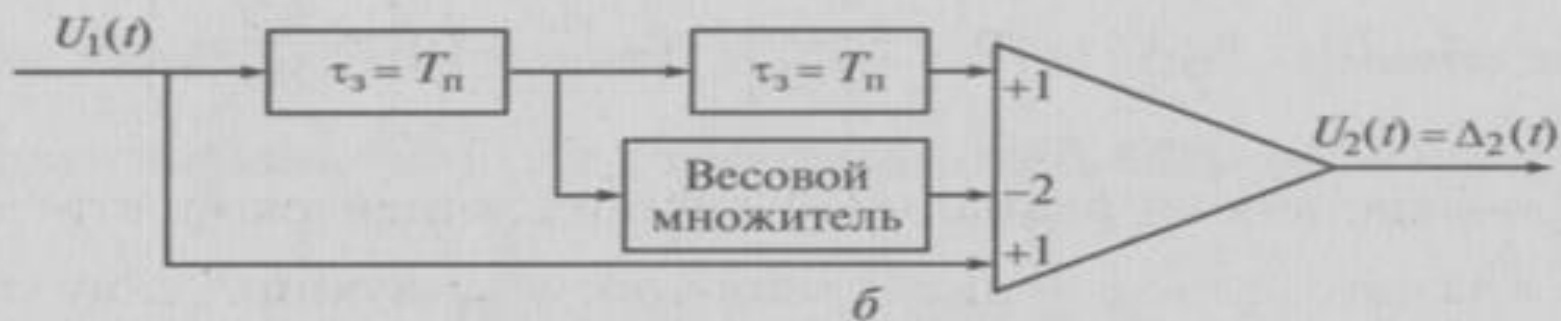
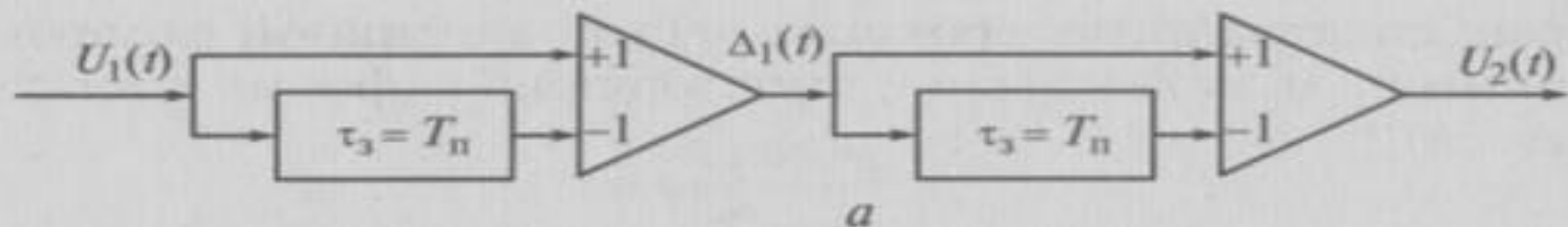


Рис. 6.4. Структурные схемы двухкратной ЧПК (*a*, *б*) и зависимость модуля его коэффициента передачи (пунктир) от частоты (*в*)

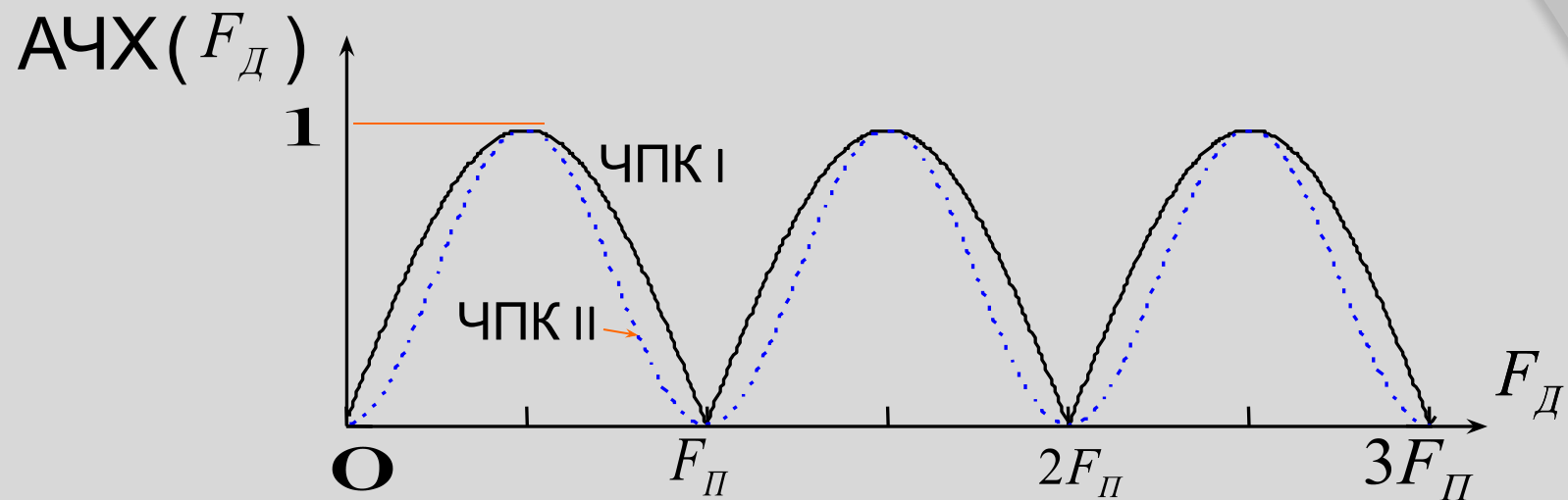


Рис.6. Зависимость нормированного коэффициента передачи принимаемого сигнала от доплеровской поправки частоты

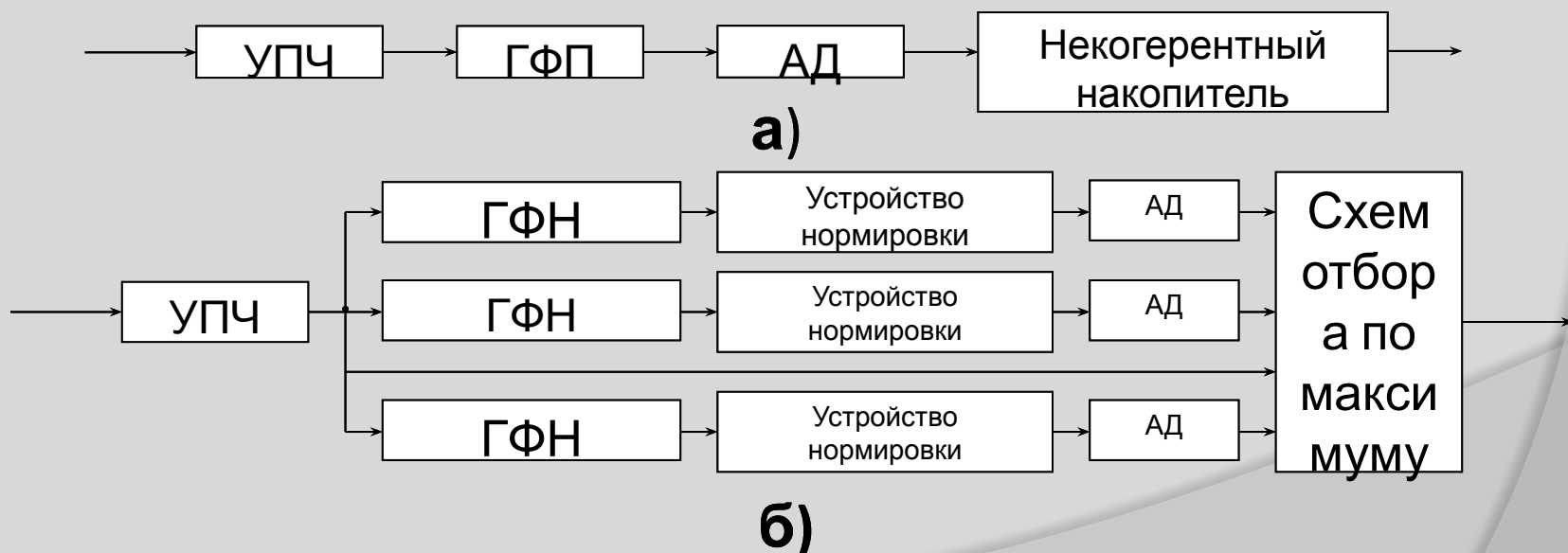


Рис.7 Система обработки с цифровой СДЦ:

а) - при некогерентном накоплении; б) - при когерентном накоплении

На рис. 6 изображены зависимости нормированного коэффициента подавления принимаемого сигнала от доплеровской поправки частоты -- F_D

при однократном и двукратном черезпериодном вычитании сигналов. На рисунке видно, что увеличение кратности вычитания приводит к расширению зоны режекции (подавления) пассивной помехи в области доплеровских частот, близким к нулю и кратным **значениям- $k \times F_p$ ($k=1,2,\dots,N$)** В тоже время увеличение кратности вычитания приводит к расширению зоны слепых скоростей (область доплеровских частот, кратных частоте повторения зондирующих сигналов).

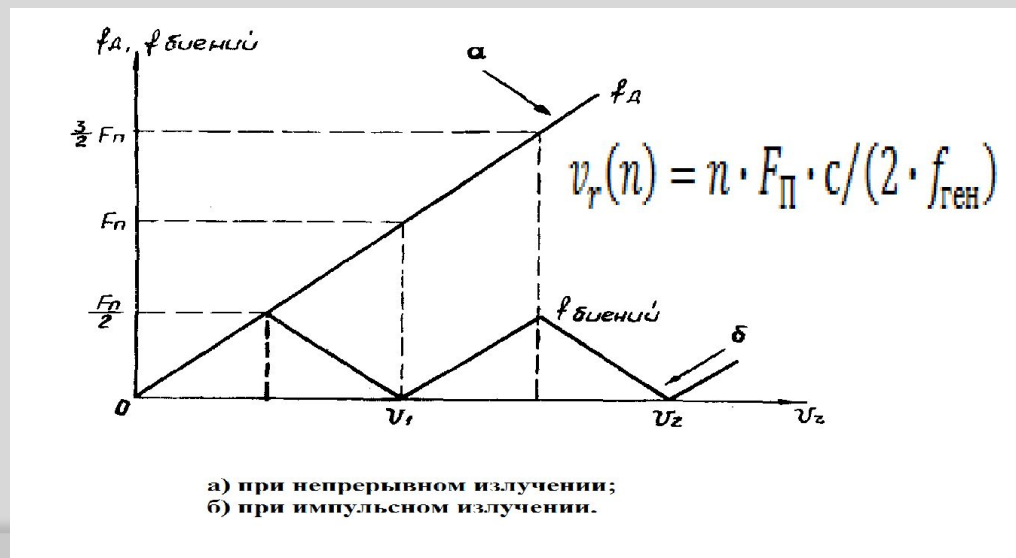
$$V_r(n) = \frac{n * F_n * C}{2f_{ген.}}$$

где: n – номер слепой скорости;

C – скорость света, км/ч;

F_n – частота повторения импульсов, Гц;

$f_{ген.}$ – генерируемая частота, Гц.



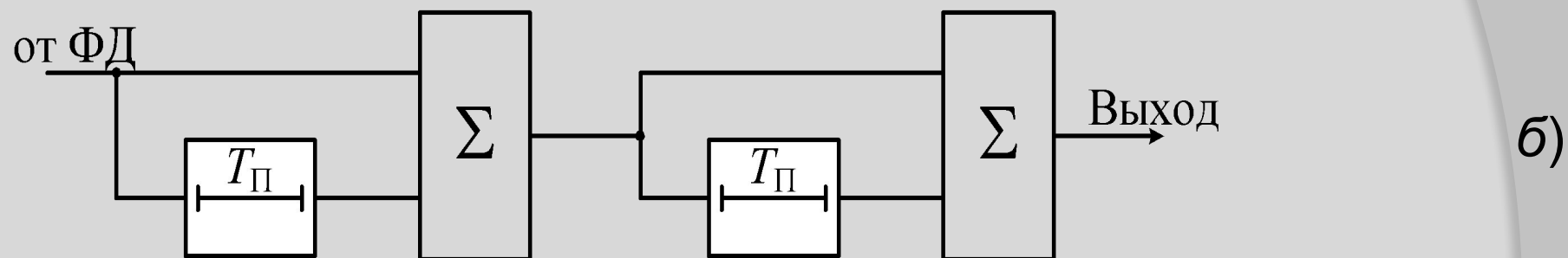
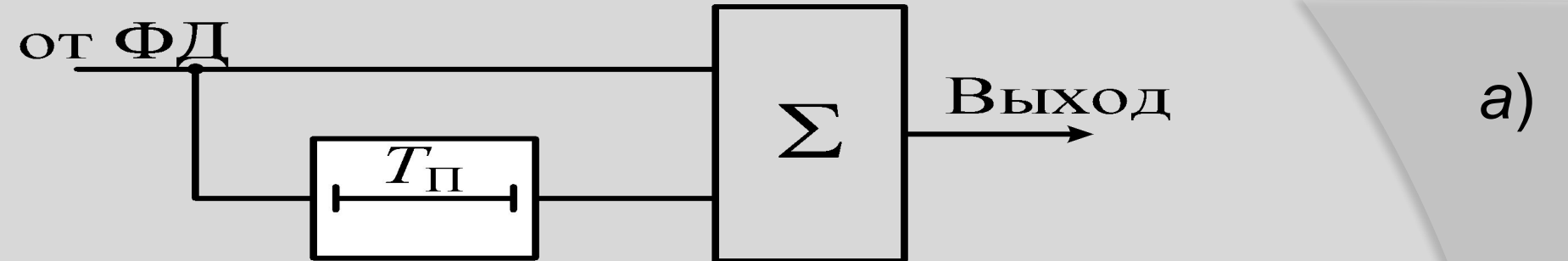
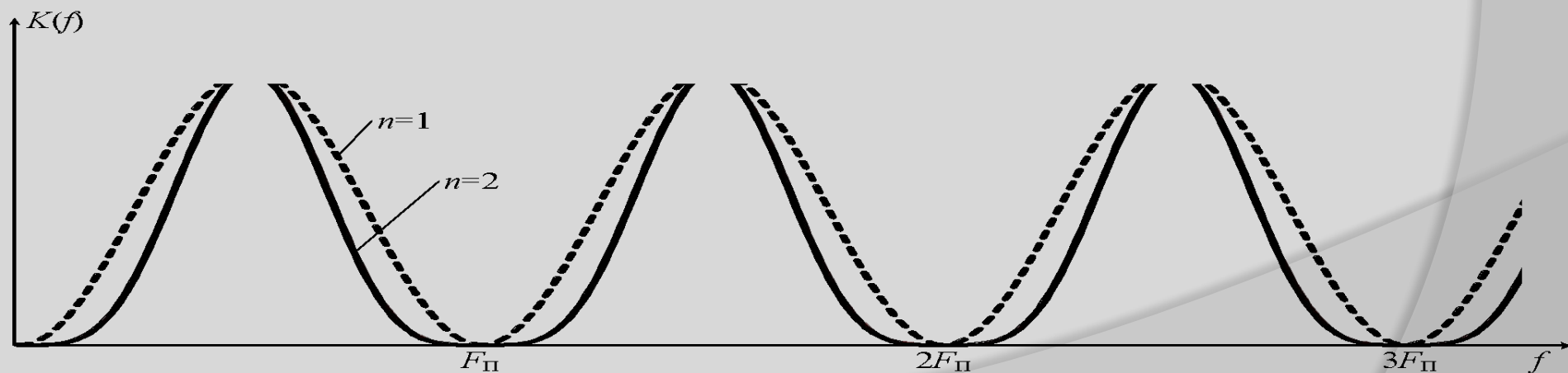


Рис. Структурная схема системы ЧПК однократной (а) и двукратной (б) на видеочастоте



Амплитудно-частотные характеристики системы СДЦ с однократным и двукратным ЧПК

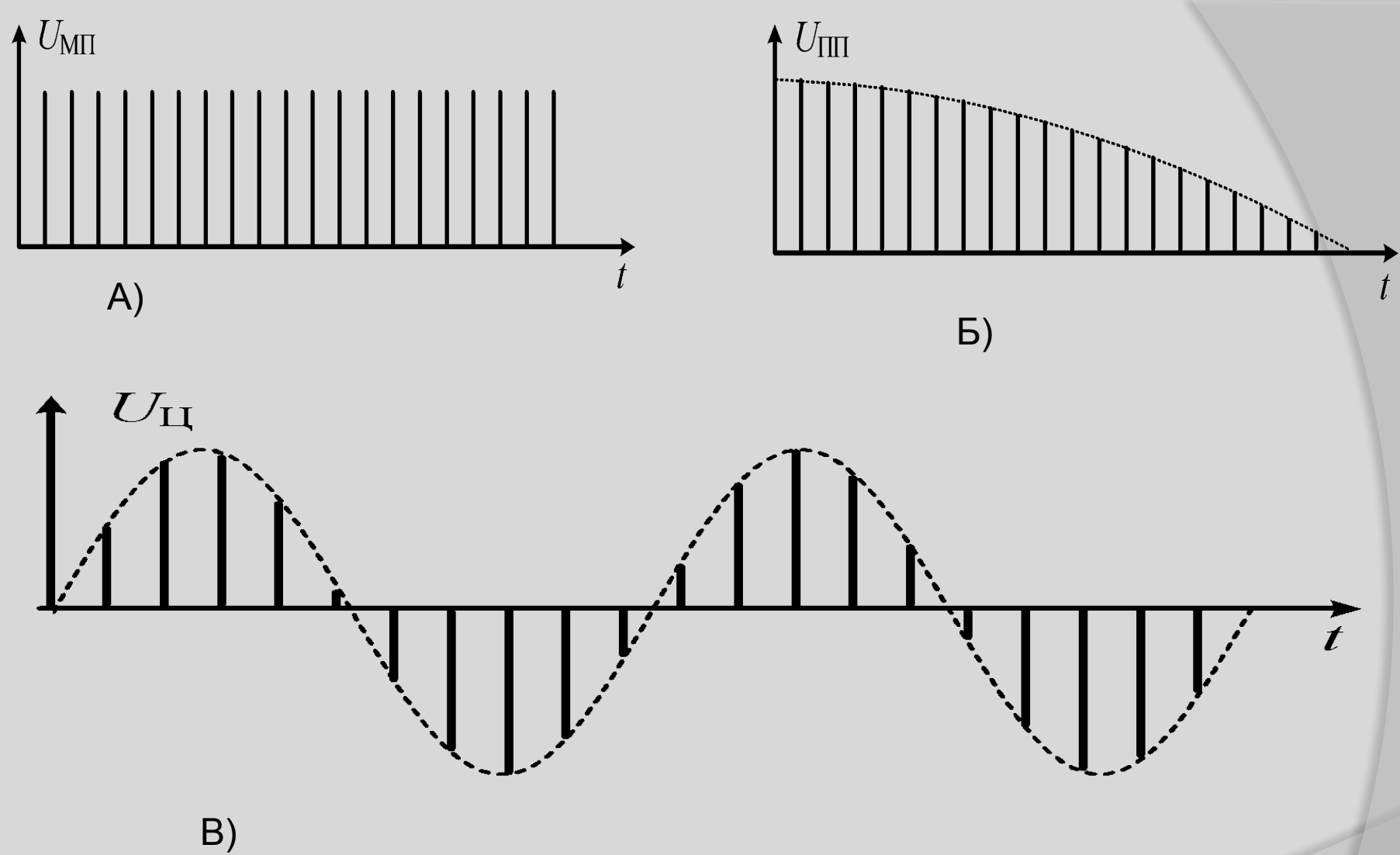


Рис. 3.11. Видеоимпульсы на выходе ФД в зависимости от $F_{Д}$ при отражении: *a)* от местного предмета; *б)* от пассивной помехи, движущейся со скоростью ветра; *в)* от движущейся цели.

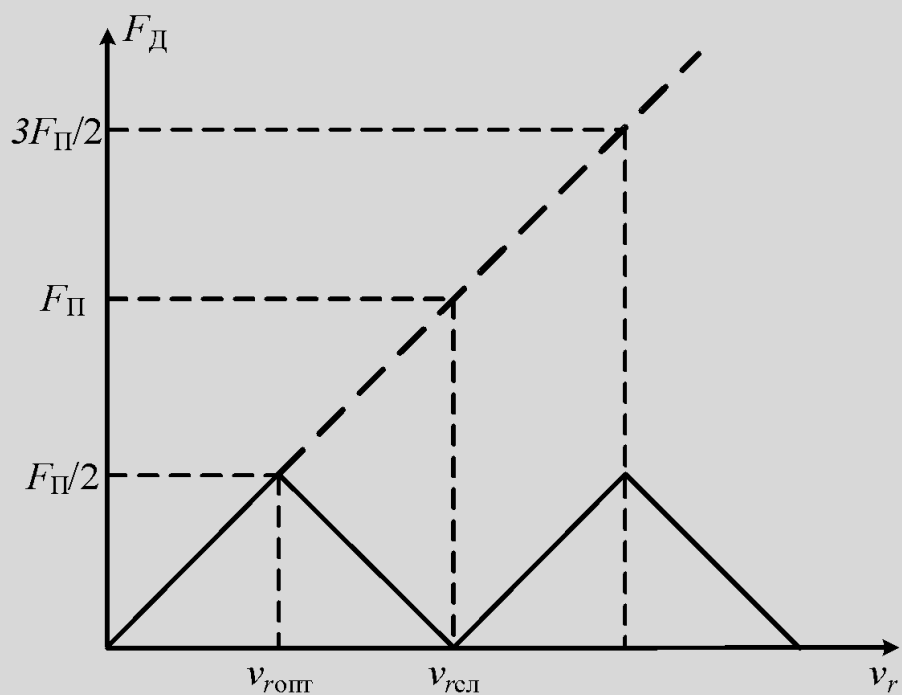


Рис. 3.12. Зависимость выделяемой частоты Доплера от радиальной скорости

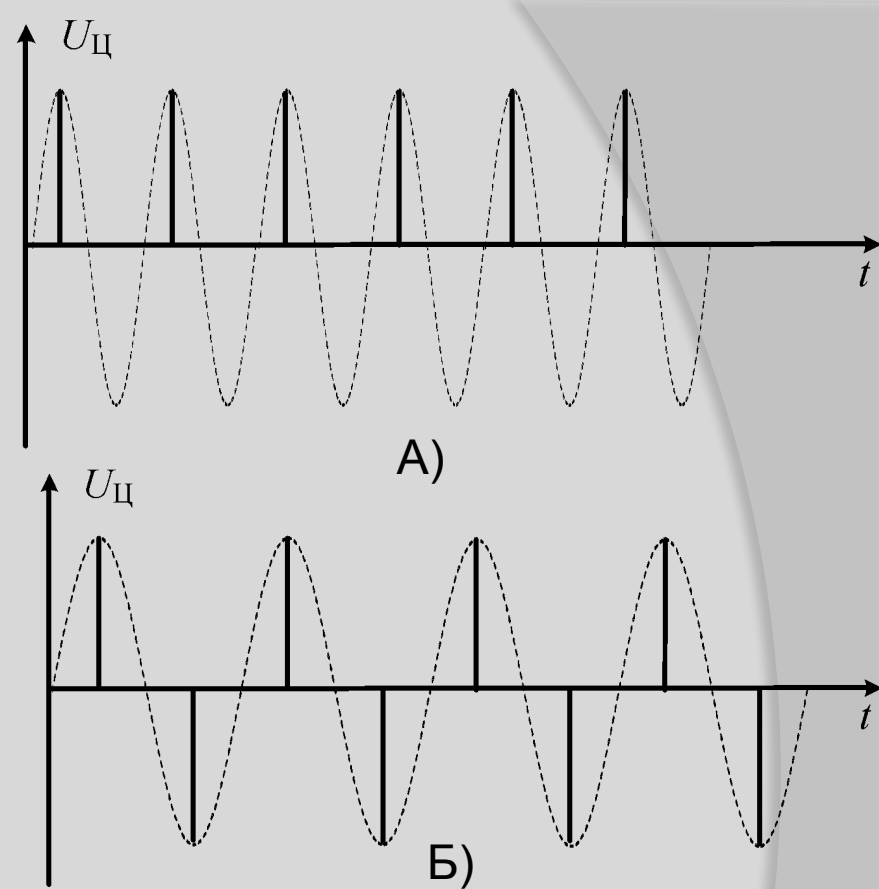


Рис. 3.13. Видеоимпульсы на выходе ФД в зависимости от F_D при отражении: а) от цели, движущейся со «слепой» скоростью; б) от цели, движущейся с оптимальной скоростью.

Аналитическое выражение,
описывающее АЧХ n-кратной схемы ЧПВ,
имеет вид:

$$K(\omega) = 2^n \cdot \left| \sin(\omega T_{\Pi} / 2) \right|^n .$$

Важным достоинством таких фильтров является сохранение информации о дальности, так как они, являясь широкополосными, гребенчатыми, практически сохраняют импульсную форму сигнала.

3.2. Фильтровые системы СДЦ.

Фильтровые системы СДЦ используются при высоких требованиях к помехозащищенности РЛС в условиях воздействия пассивных помех. В этом случае РЛС, как правило, работает в режиме истинной внутренней когерентности (рис.3), а система СДЦ представляет собой режекторный фильтр с АЧХ, (рис.1). Такая характеристика называется гребенчатой, а фильтр - гребенчатым фильтром подавления (ГФП).

Структура системы обработки сигналов с фильтровой СДЦ определяется способом накопления отраженных сигналов. При некогерентном накоплении она имеет вид, представленный на рис.7а, при когерентном - на рис7б.

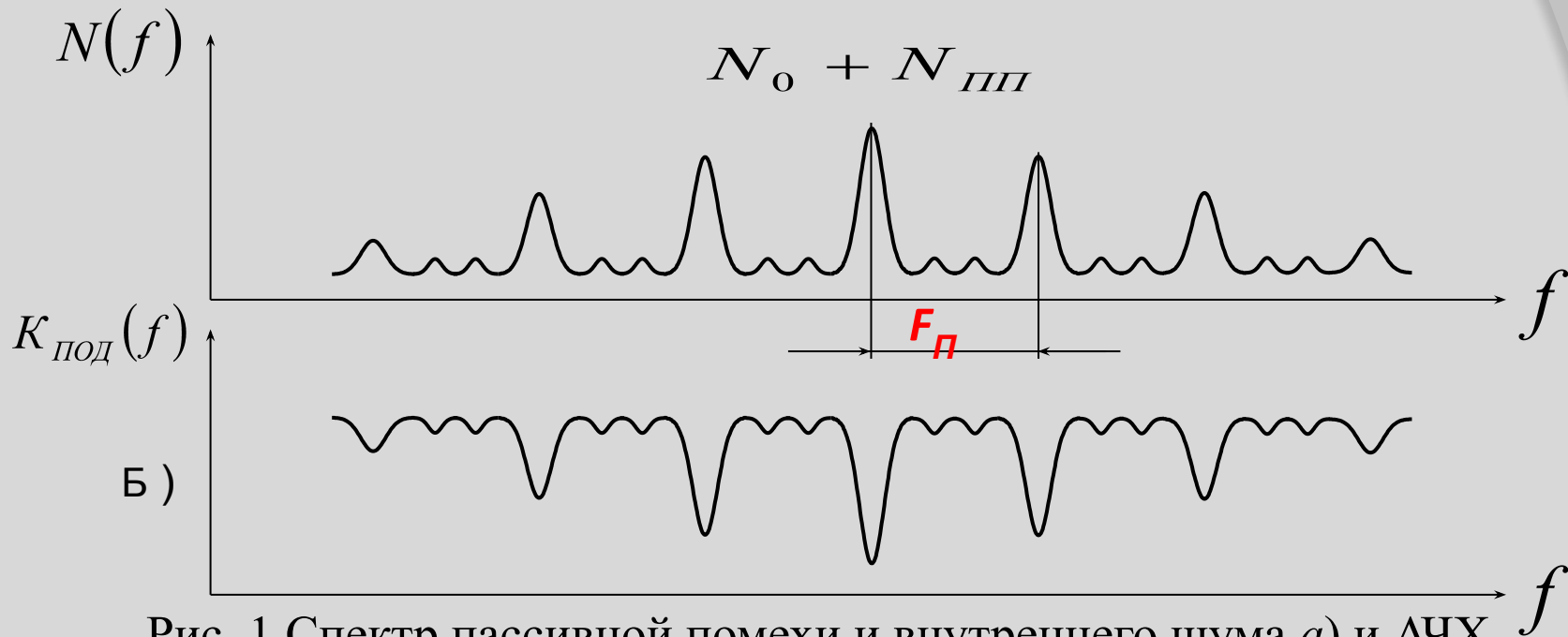


Рис. 1.Спектр пассивной помехи и внутреннего шума а) и АЧХ фильтра подавления б)

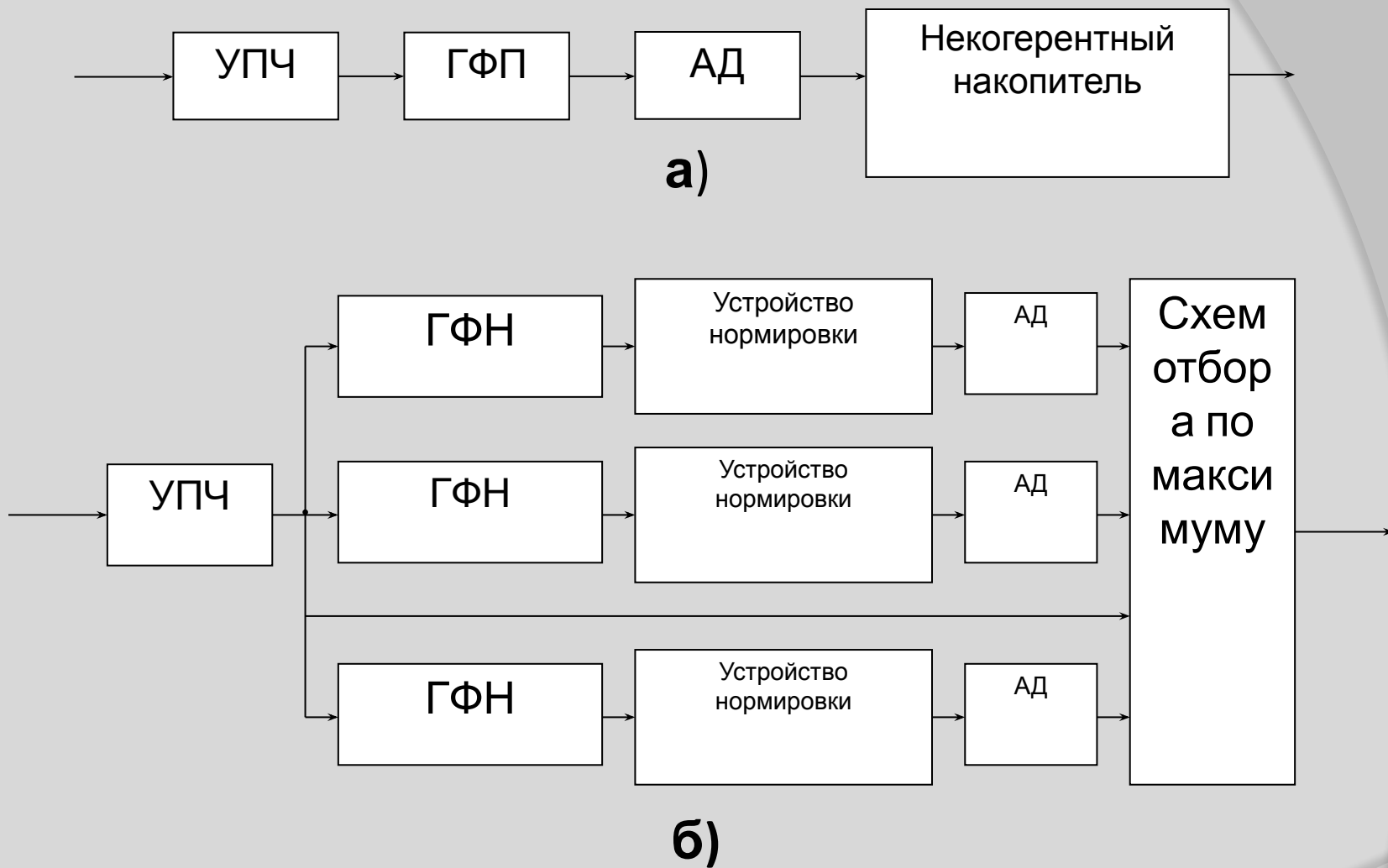


Рис.7 Система обработки с цифровой СДЦ:

а) - при некогерентном накоплении; б) - при когерентном накоплении

Некогерентное накопление используется с целью упрощения технической реализации системы обработки в случае, когда нет необходимости в использовании информации о скорости.

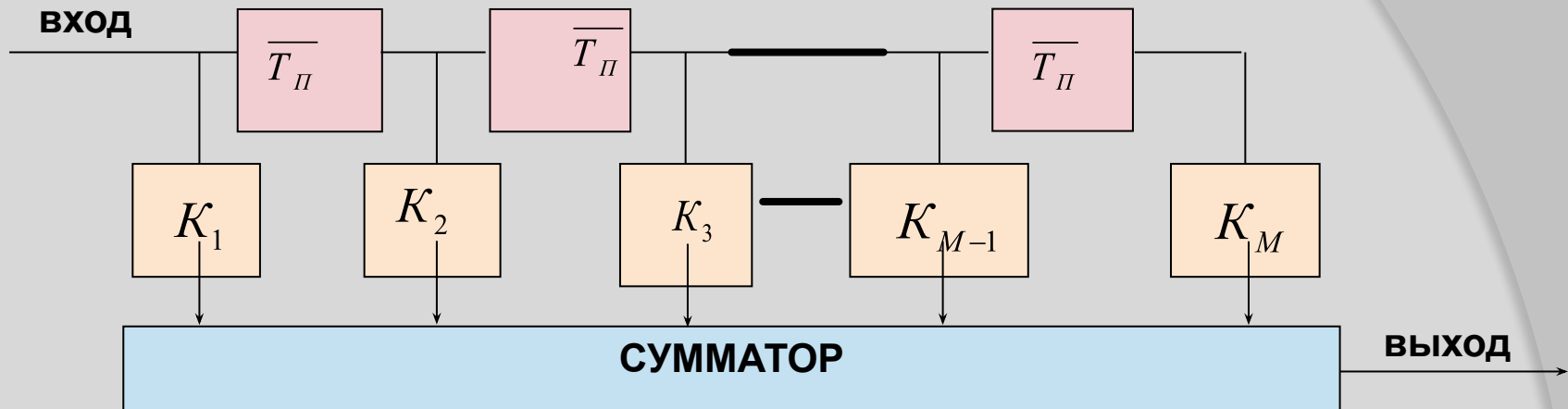
Гребенчатые фильтры подавления могут быть выполнены либо на линиях задержки с числом отводов через , $T_g = T_{\Pi}$

равных числу импульсов в пачке M , либо в виде последовательно соединенных режекторных фильтров с заданной полосой режекции--

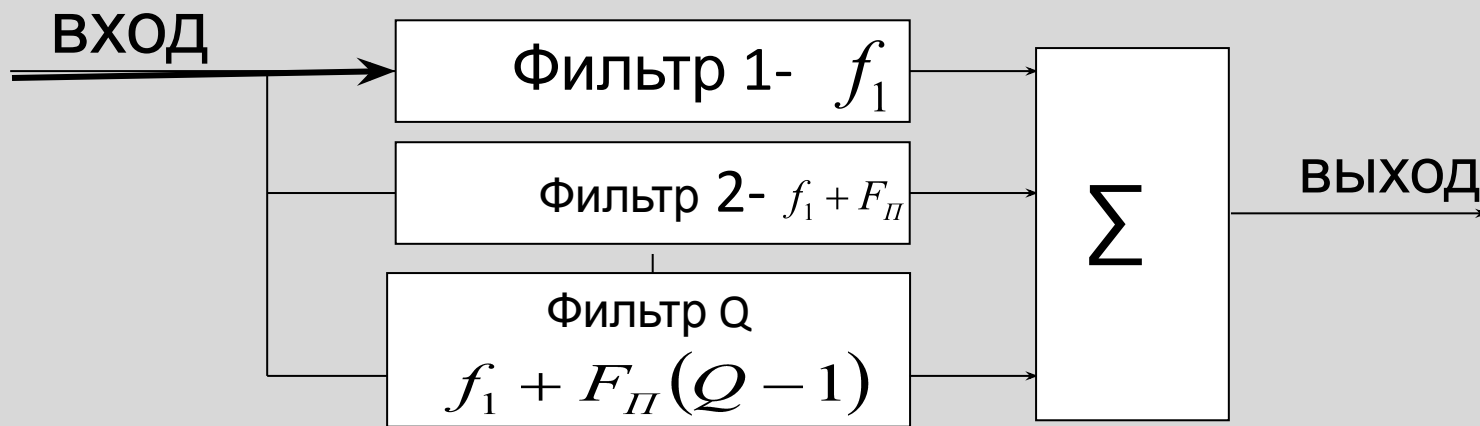
и разносом по частоте, кратным-

Количество таких фильтров $\frac{\Pi_P}{F_{\Pi}} \approx Q$

, где- Q – скважность импульсов в азимутальной пачке.



а)



б)

Рис.8 Гребенчатый фильтр накопления:

а) - на линии задержки с отводами; б) - на узкополосных фильтрах.

При когерентном накоплении отраженных сигналов принципиальная реализация возможна лишь в РЛС с истинной внутренней когерентностью, а селекция сигналов целей на фоне пассивных помех обеспечивается схемой отбора сигналов, накопленных различными скоростными каналами. В этом случае естественным является решение о том, что сигналы, появляющиеся на выходах первых (настроенных на частоты $F_{д}=0$, $F_{д}=2V_{г \text{ ветра}}/\lambda$) каналов, являются сигналами, отраженными от местных предметов и дипольных помех, а сигналы, отраженные от целей, появляются на выходах тех скоростных каналов, частотные фильтры которых настроены с учетом частотных добавок, соответствующих скоростям движения реальных целей.

Роль ГФП могут выполнять устройства нормировки выходных сигналов скоростных каналов с коэффициентом передачи $K_i = 1/P_{\text{ппвых.}i}$ (здесь $P_{\text{ппвых.}i}$ - мощность сигналов ПП на выходе i -го скоростного канала). Наличие сигналов ПП в i -м частотном канале объясняется неидеальностью АЧХ фильтра, размытостью основных и наличием боковых спектральных составляющих спектра ПП, которые и создают помеховый фон в i -м скоростном канале. В качестве устройств нормировки при протяженных источниках ПП могут применяться схемы ШАРУ.

Основным функциональным узлом скоростного канала является гребенчатый фильтр накопления (ГФН), настроенный на соответствующую доплеровскую частоту. Такой фильтр может быть выполнен либо на линиях задержки с отводами, аналогичных представленным на рис.7.а, либо на узкополосных фильтрах с полосой пропускания $\Pi_{\text{ф}} \approx F_{\text{н}}/M$ с разносом по частоте, кратным $F_{\text{п}}$ (рис.7.б).

Скоростной канал представляет собой гребенчатый фильтр накопления (ГФН), настроенный на сопутствующую доплеровскую частоту. Такой фильтр может быть выполнен либо на линиях задержки с отводами (рис.8а), либо на узкополосных фильтрах с полосой пропускания $\Pi_{\Phi} \approx F_{\Pi} / M$ и с разносом по частоте, кратным-- F_{Π}

(рис. 8б). Количество узкополосных фильтров для реализации одного ГФН должно быть равным $\Pi_{\Phi} / F_{\Pi} = Q$, число скоростных каналов в системе обработки равно числу импульсов в пачке M .

Таким образом, суммарное количество узкополосных фильтров, необходимое для реализации всех ГФН, равна MQ . Эти фильтры настраиваются на разные частоты с разносом, равным F_{Π} / M

. Добротность их, особенно при работе системы СДЦ на промежуточной частоте, должна быть очень высокой. Например, при $f_{\Pi P} = 30 \text{ МГц}$ $M = 10$

$F_{\Pi} = 30 \text{ Гц}$ она составляет $Q_{\Phi} = f_{\Pi P} / \Pi_{\Phi} \approx 10^6$

3.3. Корреляционно-фильтровые системы СДЦ.

Потенциальные возможности корреляционно-фильтровых систем СДЦ (рис. 9) по подавлению ПП такие же, как и у фильтровых. Отличие состоит лишь в особенностях технической реализации.

Высокую добротность фильтров можно обеспечить только лишь в пьезоэлектрических фильтрах. Сложность технической реализации как самой фильтровой системы СДЦ, так и РЛС в целом, является основным препятствием к практическому применению таких систем.

В такой системе осуществляется стробирование выходных сигналов УПЧ по времени запаздывания (дальности). Относительный временной сдвиг стробирующих импульсов в смежных каналах дальности примерно равен (но не больше)

$$\tau_{и(в)} \approx \Pi_{и}^{-1}$$

Число каналов дальности зависит от диапазона дальностей - ΔR , в котором работает система СДЦ. и составляет

$$2 \Delta R / C \tau_{и}$$

Выбор начала дистанции обеспечивается задержкой стробирующих импульсов относительно импульсов запуска РЛС. В каждом канале дальности имеется M узкополосных доплеровских фильтров с полосой пропускания и разносом по частоте, равным -- $F_{П} / M$

. Общее количество узкополосных фильтров в системе равно

$$2M \Delta R / C \tau_{И}$$

, причем, число различающихся типов лишь ***M***. Это является большим преимуществом.

Устройства нормировки выполняют ту же роль, что и в фильтровой системе СДЦ, их коэффициенты передачи должны устанавливаться с учетом оценки мощности сигналов ПП на выходе одноименных доплеровских фильтров нескольких каналов дальности.

Если форма АЧХ доплеровских фильтров отличается от прямоугольной, а РЛС работает в условиях интенсивных отражений от местных предметов, то в каждый канал дальности дополнительно включается фильтр, обеспечивающий режекцию сигналов с нулевым доплеровским смещением частоты.

Входные ключи, которые управляются теми же стробирующими импульсами, что и выходные, выполняют роль восстановителей дистанции и обеспечивают возможность измерения дальности. Из-за временного и частотного стробирования в корреляционно-фильтровых системах СДЦ имеют место потери энергии сигнала порядка - $2,5\text{дБ}$. В фильтровых системах СДЦ они вдвое меньше, так как в них отсутствует временное стробирование.

Таким образом, по общему числу фильтров для обзорных РЛС корреляционно-фильтровые и фильтровые системы СДЦ равноценны, т.к. число каналов дальности в обзорных РЛС должно быть равно числу одиночных импульсов на входе оптимального фильтра, укладываемых в периоде следования, то есть равно скважности--(Q)

. В одноцелевых РЛС (РЛС «силовой» борьбы, РЛС сопровождения и т.д.), которые осуществляют захват цели по данным целеуказания и автоматическое ее сопровождение, устройство корреляционно-цифровой обработки предпочтительнее, так как здесь можно ограничиться небольшим числом (5...10) следящих каналов дальности.

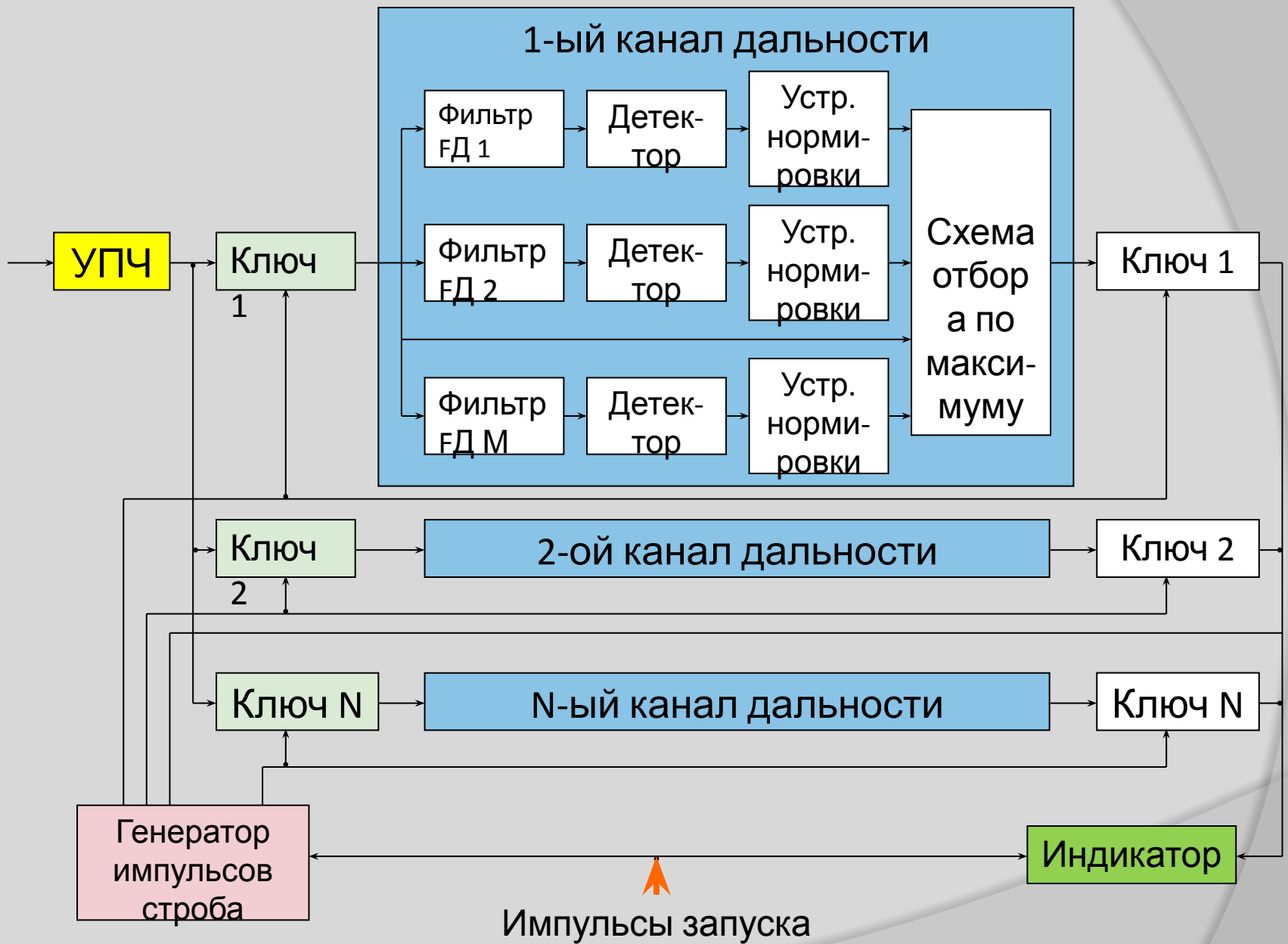


Рис.9. Обобщенная структурная схема корреляционно-фильтровой системы СДЦ.

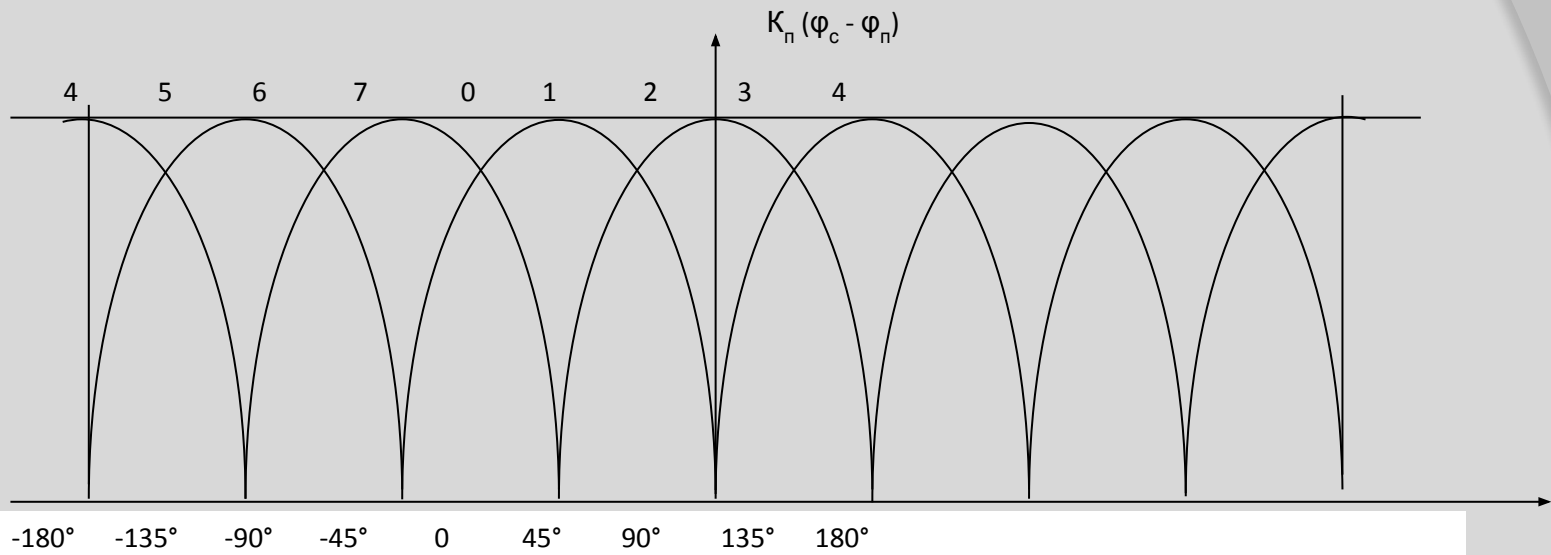


Рис. 3.30. Амплитудно-фазовые характеристики цифровых доплеровских фильтров

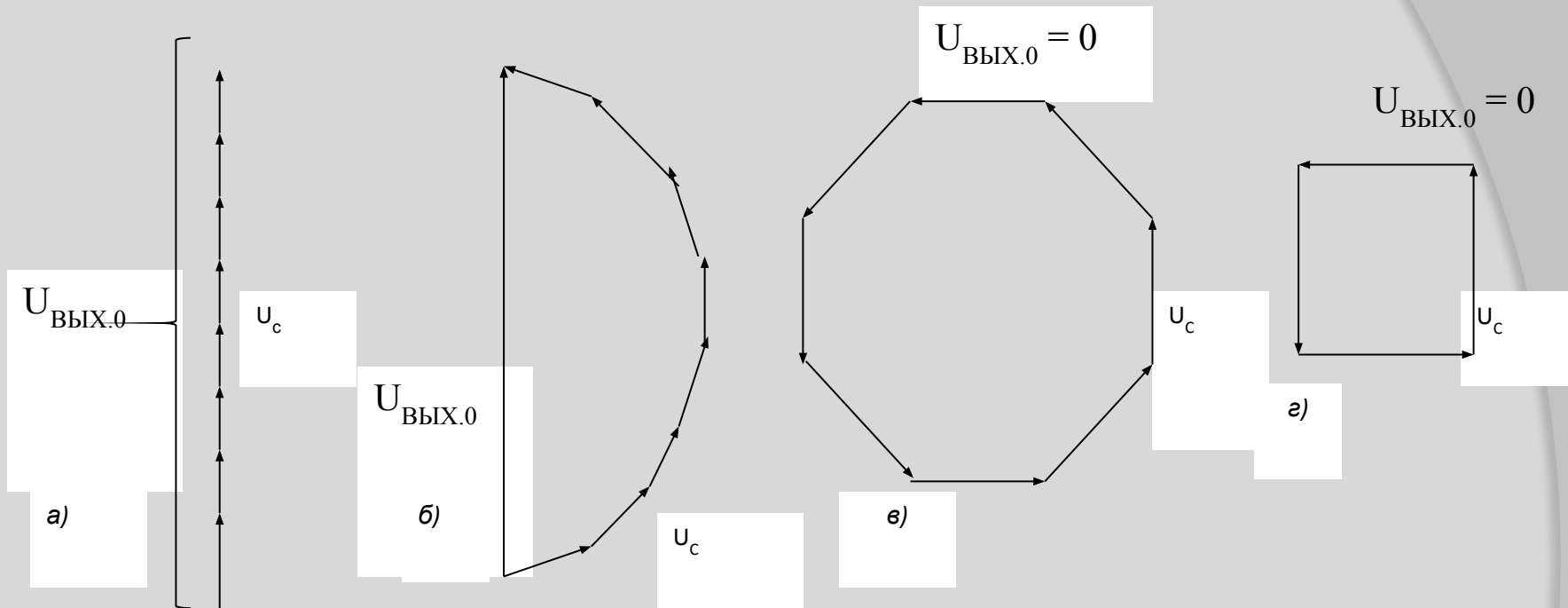
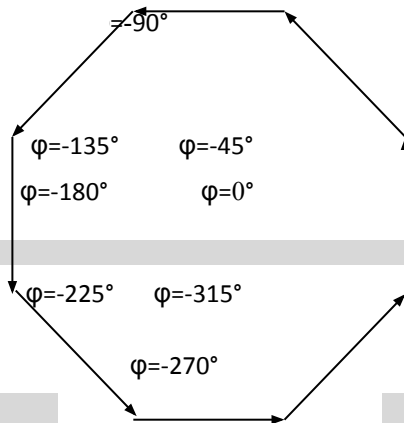


Рис. 3.31. Векторные диаграммы, иллюстрирующие принцип когерентного сложения сигналов в нулевом фильтре при: а) $\varphi_C = 0^\circ$; б) $0 < \varphi_C < 45^\circ$; в) $\varphi_C = 45^\circ$; г) $\varphi_C = 90^\circ$

Оператор поворота фазы первого фильтра



Сигнал на входе первого фильтра

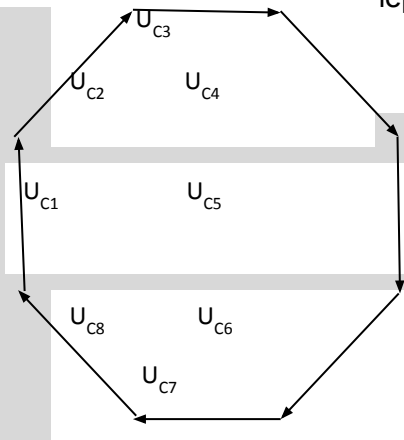


Рис. 3.32. Векторные диаграммы, иллюстрирующие принцип когерентного сложения сигналов в первом доплеровском фильтре

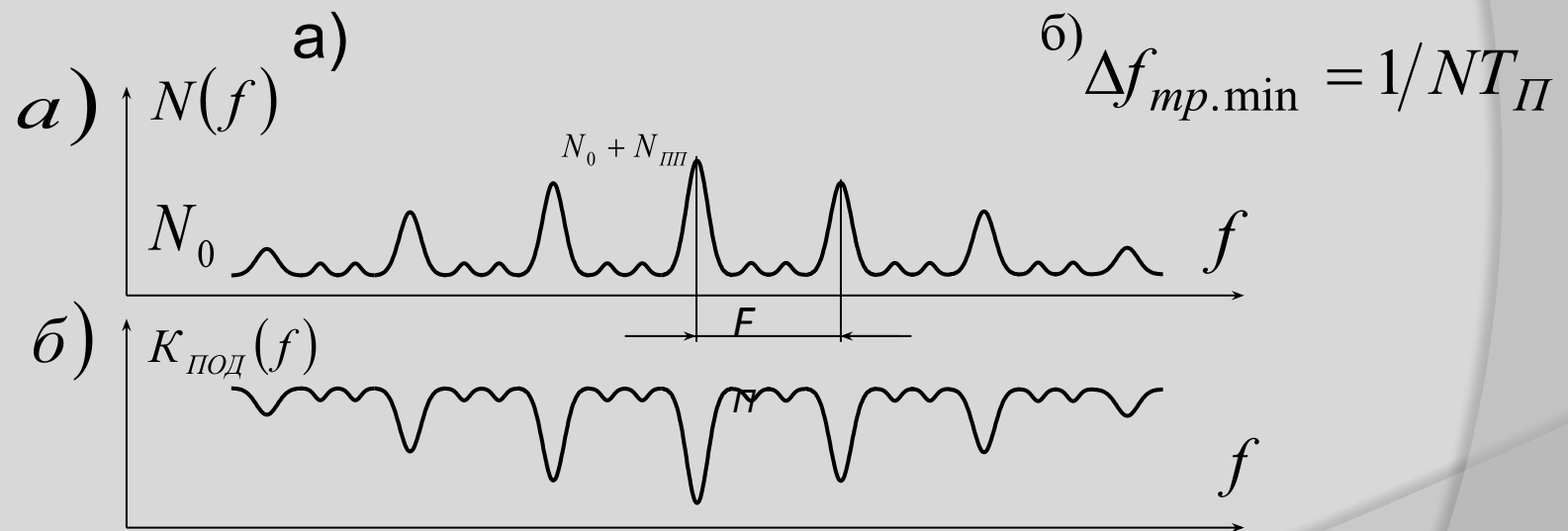
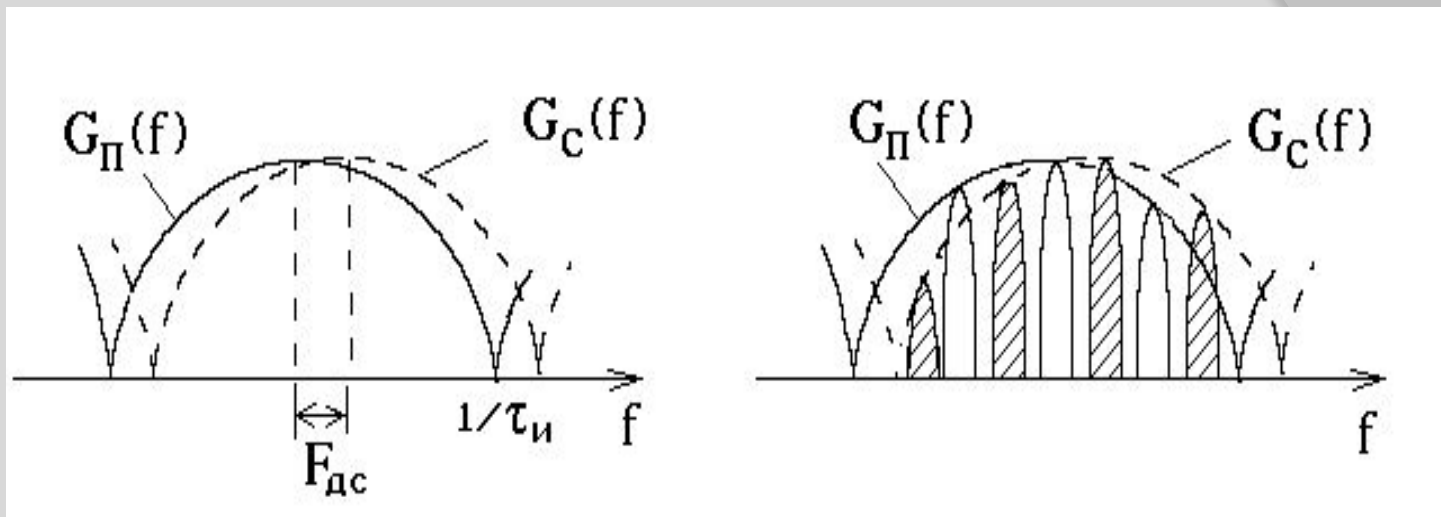


Рис. 2. Суммарный спектр пассивной помехи и внутреннего шума *а)* и АЧХ фильтра подавления *б)*

1. Что называется активной помехой радиотехническим системам?
2. 3. Каковы основные принципы вывода и анализа уравнения противорадиолокации?
3. Каковы основные методы защиты РЛС от активных помех?
4. В чем заключается сущность метода пространственной селекции сигнала на фоне активных помех?
5. Каковы основные принципы и методы защиты РЛС от импульсных активных помех?
6. В чем заключается сущность метода селекции сигнала по длительности, частоте повторения и закону внутриимпульсной модуляции?
7. Что называется пассивной помехой?
8. Почему пассивную помеху принято называть помехой, коррелированной во времени?
15. Каковы основные направления повышения защищенности РЛС от пассивных помех?
16. Каковы основные принципы и методы защиты РЛС от пассивных помех?
17. Каковы основные критерии защищенности РЛС от пассивных помех?
18. В чем заключается сущность метода сужения спектра флюктуации сигналов, отраженных от пассивных помех?

Вопросы для семинара(занятие № 14)

1. Что называется активной помехой радиотехническим системам?
Каковы основные методы защиты РЛС от активных помех?
2. В чем сущность метода силовой борьбы?
3. В чем заключается сущность метода пространственной селекции сигнала на фоне активных помех?
4. В чем заключается сущность метода поляризационной селекции сигнала на фоне активных шумовых помех, принимаемых основным лепестком диаграммы направленности РЛС?
5. Расширение динамического диапазона приемных устройств.
Принцип работы схем: ШАРУ, БАРУ и ВАРУ.
6. Принцип работы квадратурного автокомпенсатора по упрощенной схеме.
7. Принцип работы гетеродинного автокомпенсатора по упрощенной схеме .
8. Основные принципы и методы защиты РЛС от импульсных активных помех.

9. В чем заключается сущность метода селекции сигнала по длительности?
10. В чем заключается сущность метода селекции сигнала по частоте повторения и закону внутриимпульсной модуляции?
11. Что называется пассивной помехой? Отличия целей и маскирующих пассивных помех . Основные направления повышения защищенности РЛС от пассивных помех.
12. В чем заключается принцип построения устройств применяемых в РЛС для селекции целей по скорости, режекции помех и накопления сигналов
13. Какими критериями оценивается защищенность РЛС от пассивных помех?
14. Пояснить принцип работы фильтра подавления помехи в системах СДЦ построенной по схеме череспериодной компенсации (ЧПК). реализуемой во временной области.
15. В чем заключается сущность метода сужения спектра флюктуации сигналов, отраженных от пассивных помех?

16. Пояснить принцип работы системы СДЦ в РЛС с истинной внутренней когерентностью (истинно-когерентные РЛС).

17. Пояснить принцип работы системы СДЦ в РЛС с эквивалентной внутренней когерентностью (псевдокогерентные РЛС) - фазирование зондирующим сигналом.

18. Пояснить принцип работы системы СДЦ в РЛС с эквивалентной внутренней когерентностью (псевдокогерентные РЛС) - фазирование помехой.

19. В чем заключается сущность корреляционно-фильтровой обработки сигналов?

20. Как доказать, что доплеровские фильтры обеспечивают разделение сигналов по скоростным каналам и когерентное накопление эхо-сигналов?