

СЕМИНАР

по дисциплине «ВОЕННО -ТЕХНИЧЕСКАЯ ПОДГОТОВКА»

Раздел 1. Основы построения РЛС РТВ ВВС

Тема №1. ОСНОВЫ ТЕОРИИ РАДИОЛОКАЦИИ.

Занятие №14. Методы защиты РЛС от активных и пассивных помех.

Цель занятия:

Закрепить и углубить знания студентов по видам помех, способами их создания и защиты в РЛС.

1. В чем принципиальное различие между квадратурным и гетеродинным автокомпенсаторами.
2. Почему на выходе схемы ШОУ длительность полезного сигнала больше чем помехи.
3. Какие функции выполняет в системе СДЦ когерентно-импульсное устройство .
4. Какие функции в системе СДЦ выполняет система ЧПК.
5. В чем преимущества и недостатки многократной системы ЧПК.
6. Как влияет применение автокомпенсаторов на коэффициент сжатия и величину сектора эффективного подавления.

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?

Литература

-
- 1 Ботов М.И., Вяхирев В.А
Теоретические основы
радиолокационных систем РТВ
стр 195-206
 - 2..Бердышев В.П. Основы
построения радиолокационных
станций стр . 182-212
-

Вопрос №1. Что называется активной помехой радиотехническим системам? Каковы основные методы защиты от активных помех?

Любые посторонние излучения, воздействующие на приемное устройство РЛС, создают помехи. Их называют активными помехами.

Способы защиты РЛС от активных помех подразделяются на **технические и организационные.**

Технические способы реализуются в конструкции РЛС на стадии ее разработки и изготовления.

Они обеспечивают увеличение энергии сигнала или уменьшение уровня помех.

ТЕХНИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ЗАЩИТЫ РЛС ОТ АКТИВНЫХ ПОМЕХ

- увеличением энергетического потенциала РЛС («силовая» борьба с помехой);
- пространственной селекцией эхо-сигналов от целей на фоне помех;
- использованием поляризационного и временного «несовершенства» отдельных видов помех;
- расширением динамического диапазона приемных устройств.

Вопрос №1.

ОРГАНИЗАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ЗАЩИТЫ РЛС ОТ ПОМЕХ

- создание многодиапазонного радиолокационного поля (весогабаритные ограничения в отношении бортовой аппаратуры приведут к уменьшению мощности, переход к заградительной помехе вызовет увеличение диапазона частот);
- повышение плотности группировок РТВ (это вызовет уменьшение коэффициентов совпадения помехи обусловленное ограничением возможностей противника по созданию прицельно направленных помех);
- первоочередное уничтожение ПАП (приведет к увеличению минимальной дальности);
- применение многопозиционной (разнесенной) радиолокации (увеличение ЭПР, особенно при наблюдении СВН, разработанных по программе «Stelt»).

Вопрос №2. Сущность метода силовой борьбы.

Метод направлен на повышение отношения сигнал/помеха на выходе приемного устройства (а следовательно, на увеличение дальности обнаружения цели в шумовых помехах) за счет увеличения энергии зондирующего сигнала $\mathcal{E}_i = P_i \tau_i M_{\Pi}$ и повышения ее концентрации в пространстве (увеличение коэффициента усиления антенны на излучение G_{Π}). Он не преследует цели ослабления помехи на входе приемного устройства или в трактах обработки.

Высокая эффективность этого метода может быть достигнута лишь в специализированных РЛС РТВ, предназначенных специально для ведения "силовой" борьбы и анализа состава прикритых помехами целей. Эти РЛС не ведут обзор пространства вкруговую, а работают по целеуказанию от обзорных РЛС, поэтому могут иметь узкий луч и зондировать заданное направление длительное время.

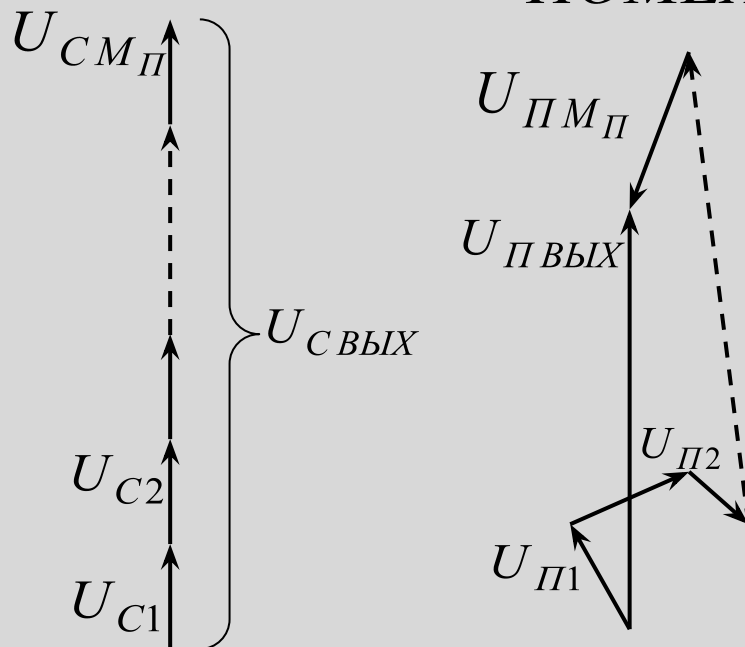
Повышение энергетического потенциала за счет увеличения числа импульсов в пачке будет иметь место лишь в том случае, когда при обработке производится накопление импульсов в пачке. Накопление может быть **когерентным** или **некогерентным**.

При когерентном накоплении импульсы пачки складываются в фазе, в результате чего амплитуда сигнала на выходе накопителя возрастет в M_{Π} раз (при одинаковой амплитуде всех импульсов пачки), а мощность - в M_{Π} раз.

$$P_{с\text{ вых}} = M_{\Pi} P_{с\text{ вх}}.$$

Шумовые выбросы складываются со случайными амплитудами и фазами, в результате чего мощность помехи на выходе накопителя возрастает в M_{Π} раз $P_{\Pi\text{ вых}} = M_{\Pi} \cdot P_{\Pi\text{ вх}}$ и отношение сигнал/помеха по мощности возрастет в M_{Π} раз. Известны два типа устройств когерентного накопления пачки: фильтровые и корреляционно-фильтровые.

СИГНАЛ ПОМЕХА



$$U_{CVYX} = M_{\Pi} U_{C1}$$

$$P_{CVYX} = M_{\Pi}^2 P_{C1}$$

$$P_{\Pi VYX} = M_{\Pi} P_{\Pi VYX}$$

Рис. Пояснение принципа когерентного
накопления пачки

Некогерентное накопление производится после амплитудного детектора, когда информация о начальной фазе сигналов и шумовых выбросов разрушена и сигналы и помеховые выбросы представляют собой импульсы одинаковой полярности. Увеличение отношения сигнал/помеха при некогерентном накоплении происходит вследствие того, что импульсы пачки появляются более или менее регулярно и имеют более или менее постоянную амплитуду, в то время как амплитуда шумовых выбросов имеет случайный характер. При некогерентном накоплении имеют место потери в отношении сигнал/шум по сравнению с когерентным накоплением. При небольшом числе импульсов в пачке (до 10) эти потери невелики, а с увеличением M_n потери растут и коэффициент потерь становится примерно равным $L = \sqrt{M_n}$, т.е. отношение сигнал/шум по мощности возрастает не в M_n раз, как при когерентном накоплении, а только в $\sqrt{M_n}$ раз.

Когерентное накопление пачки эхо-сигналов применяют в современных РЛС с истинной когерентностью. Накопление производится в каждом кольце дальности в **M параллельных доплеровских фильтрах**.

В РЛС с эквивалентной когерентностью применяется некогерентное накопление пачки на экране ИКО с послесвечением или с помощью рециркуляторов, схем логической обработки пачки и т.д.

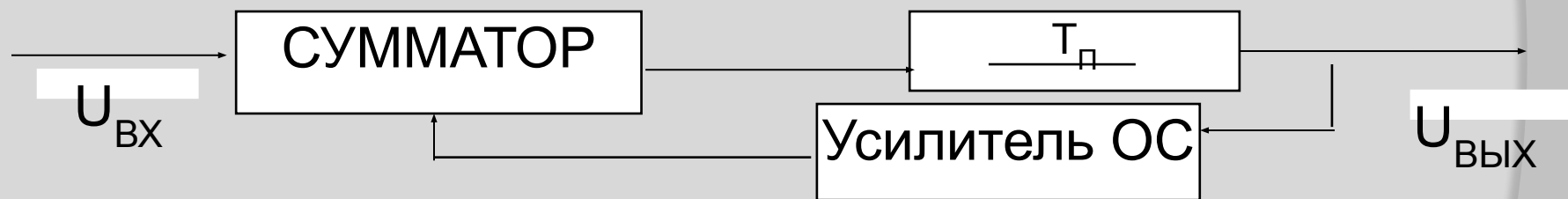


Рис. Структурная схема рециркулятора

Вопрос3. В чем заключается сущность метода пространственной селекции сигнала на фоне активных помех?

Метод пространственной селекции, предусматривающий создание условий, затрудняющих постановщику АШП по основному лепестку ДН приемной антенны, и снижение уровня приема помеховых сигналов по боковым лепесткам ДНА;

Наряду с принятием всех мер снижения фона боковых лепестков в настоящее время в РЛС осуществляется избирательное адаптивное подавление бокового приема в направлении на каждый постановщик помехи путем компенсации помехи, принятой по боковым лепесткам, помехой, принятой с того же направления вспомогательной антенной. ДН вспомогательной антенны перекрывает боковые лепестки основной антенны (рис.2).

Помеховые колебания, принятые **основной антенной по боковым лепесткам и вспомогательной антенной**, коррелированы, но отличаются друг от друга по интенсивности (рис. 2) и имеют сдвиг по фазе обусловленный разностью хода

Где : r - расстояние между фазовыми центрами основной и вспомогательной антенн;
 β_0 - направление максимума основной антенны;
 $\beta_{\text{П}}$ - азимут помехоносителя.

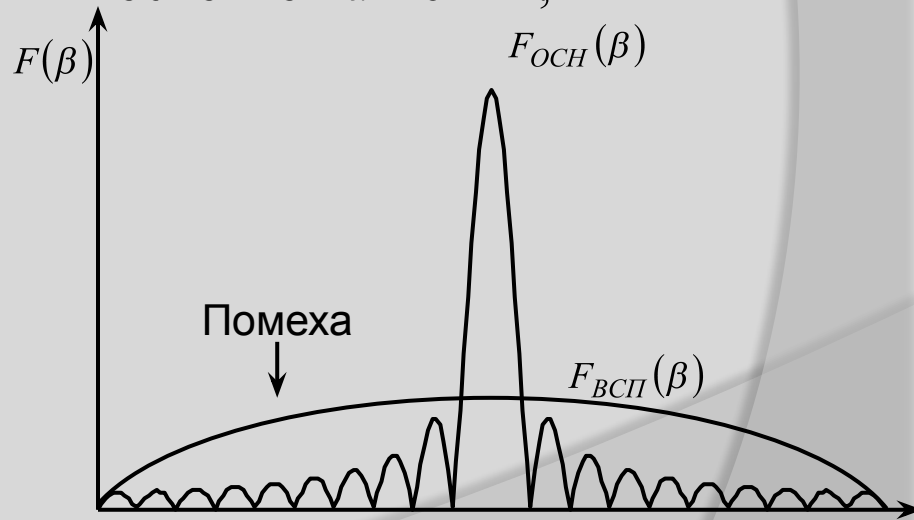
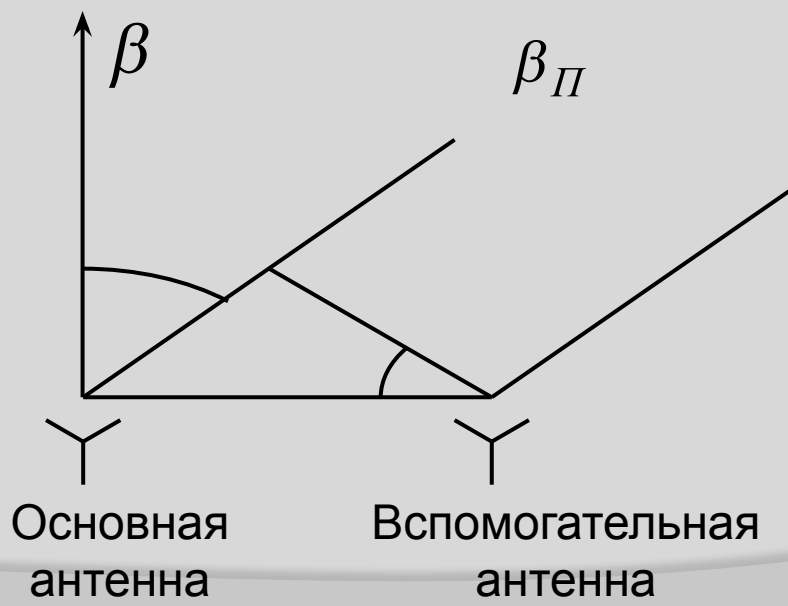


Рис. 2. Диаграммы направленности основной и вспомогательной антенн

На рис. 4 а, б представлены структурная схема и векторная диаграмма **квадратурного автокомпенсатора**. Символами X , \int , Σ , Φ обозначены соответственно перемножитель сигналов, интегратор, сумматор и фазовращатель. Управление процессами самонастройки в квадратурном автокомпенсаторе осуществляется на видео частоте. Поэтому перемножители в цепях обратной связи выполнены на базе фазовых детекторов, интеграторы – на базе RC – фильтров с постоянной времени, существенно превышающей длительность эхо-сигнала. Фазовые детекторы в единстве с соответствующими RC – фильтрами выполняют функцию коррелятора. Перемножители в цепях основного и дополнительного каналов выполнены на базе усилителей с управляемым коэффициентом усиления.

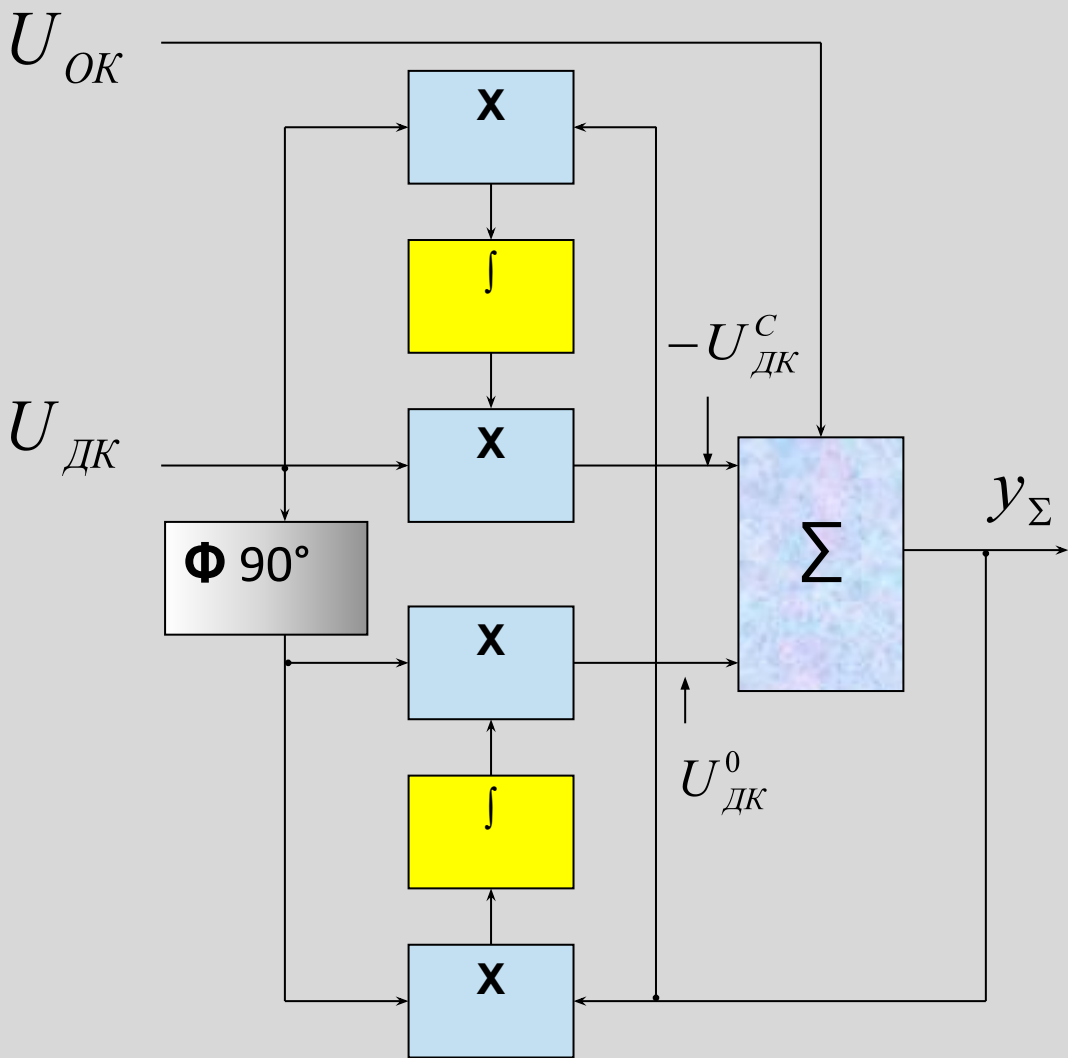


Рис. 4 а. Одноканальный
квадратурный
автокомпенсатор

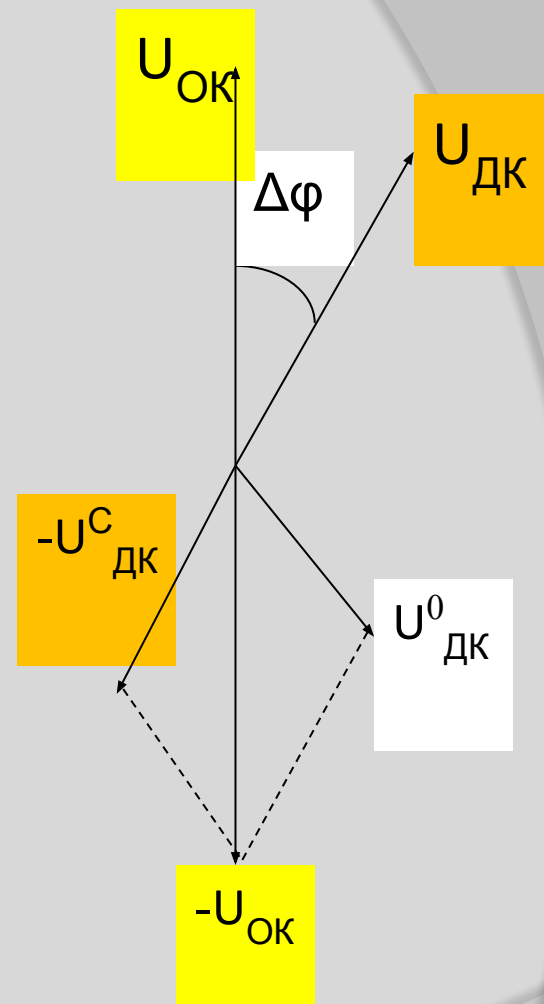


Рис. 4 б. Векторная
диаграмма
автокомпенсатора

В гетеродинном автокомпенсаторе (рис. 3.7) управление амплитудой и фазой помехи дополнительного канала осуществляется на промежуточной частоте. Поэтому конструктивно гетеродинный автокомпенсатор оказывается несколько проще квадратурного (отсутствует квадратурный подканал). Перемножители сигналов здесь выполнены на базе смесителей, а интегратор — на базе узкополосного кварцевого фильтра.

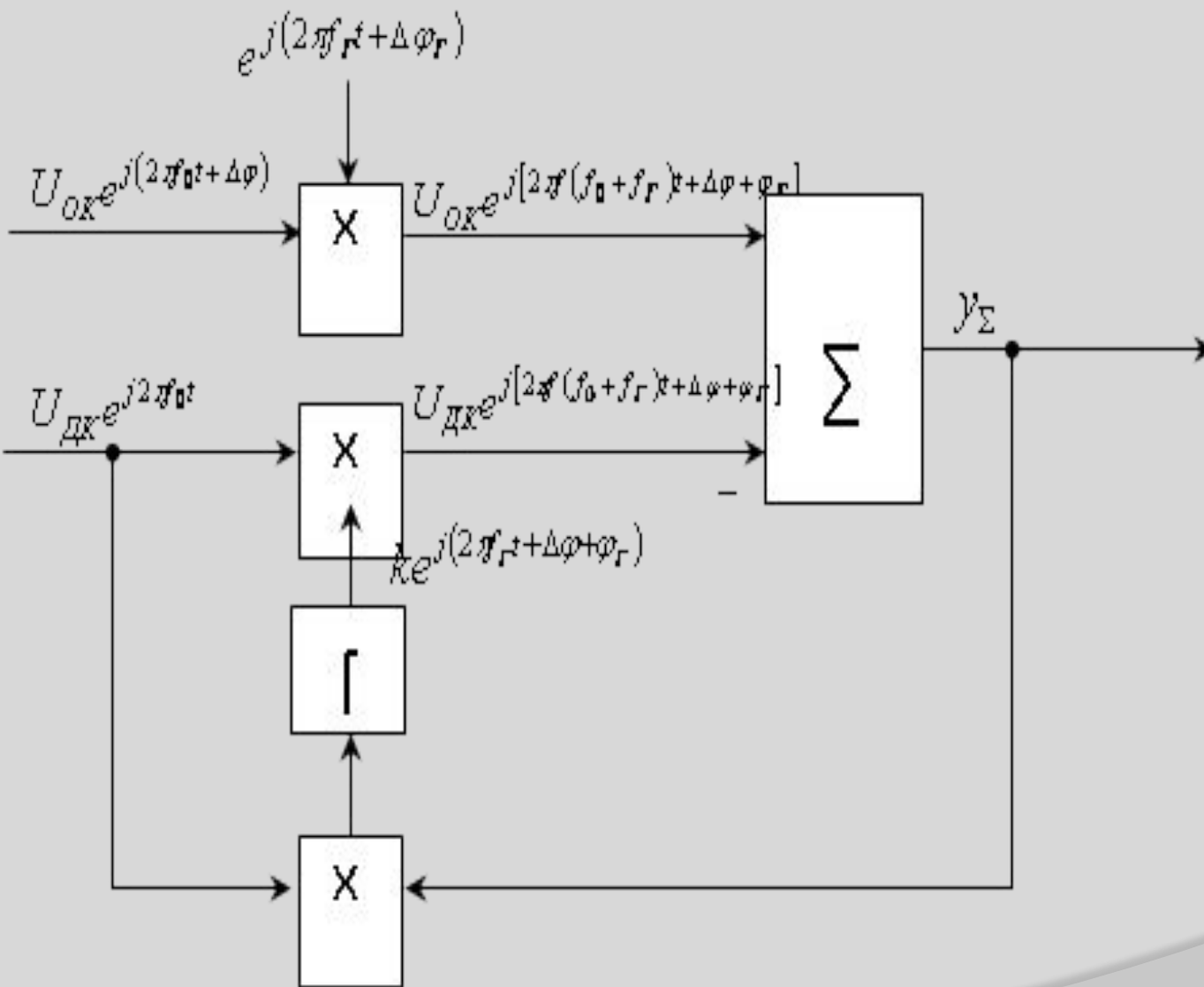


Рис. 3.7. Одноканальный гетеродинный автокомпенсатор

Вопрос №4. В чем заключается сущность метода поляризационной селекции сигнала на фоне активных шумовых помех, принимаемых

Для подавления шумовых помех может быть эффективно использовано их поляризационное несовершенство. В настоящее время применяются помехи с равномерной эллиптической (круговой) или наклонной под 45° к горизонту линейной поляризацией. Такие помехи воздействуют на РЛС с любой поляризацией зондирующего сигнала. Несовершенство помех с такими видами поляризации состоит в том, что горизонтальная и вертикальная составляющие их вектора поляризации коррелированы между собой, т.е. жестко связаны по амплитуде и фазе, следовательно, могут быть взаимно скомпенсированы с помощью поляризационного автокомпенсатора (рис. 7), если в РЛС предусмотреть их **раздельный прием.**

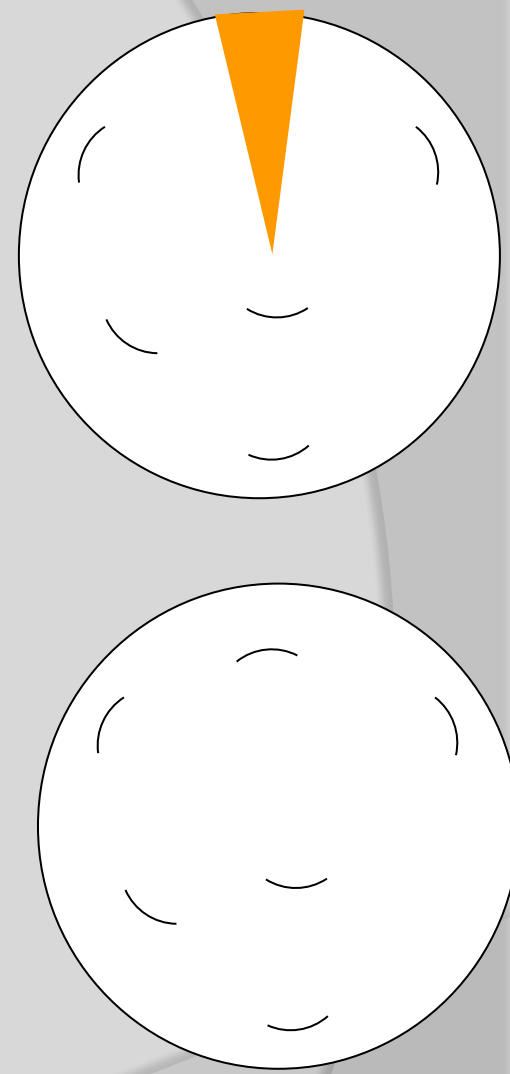
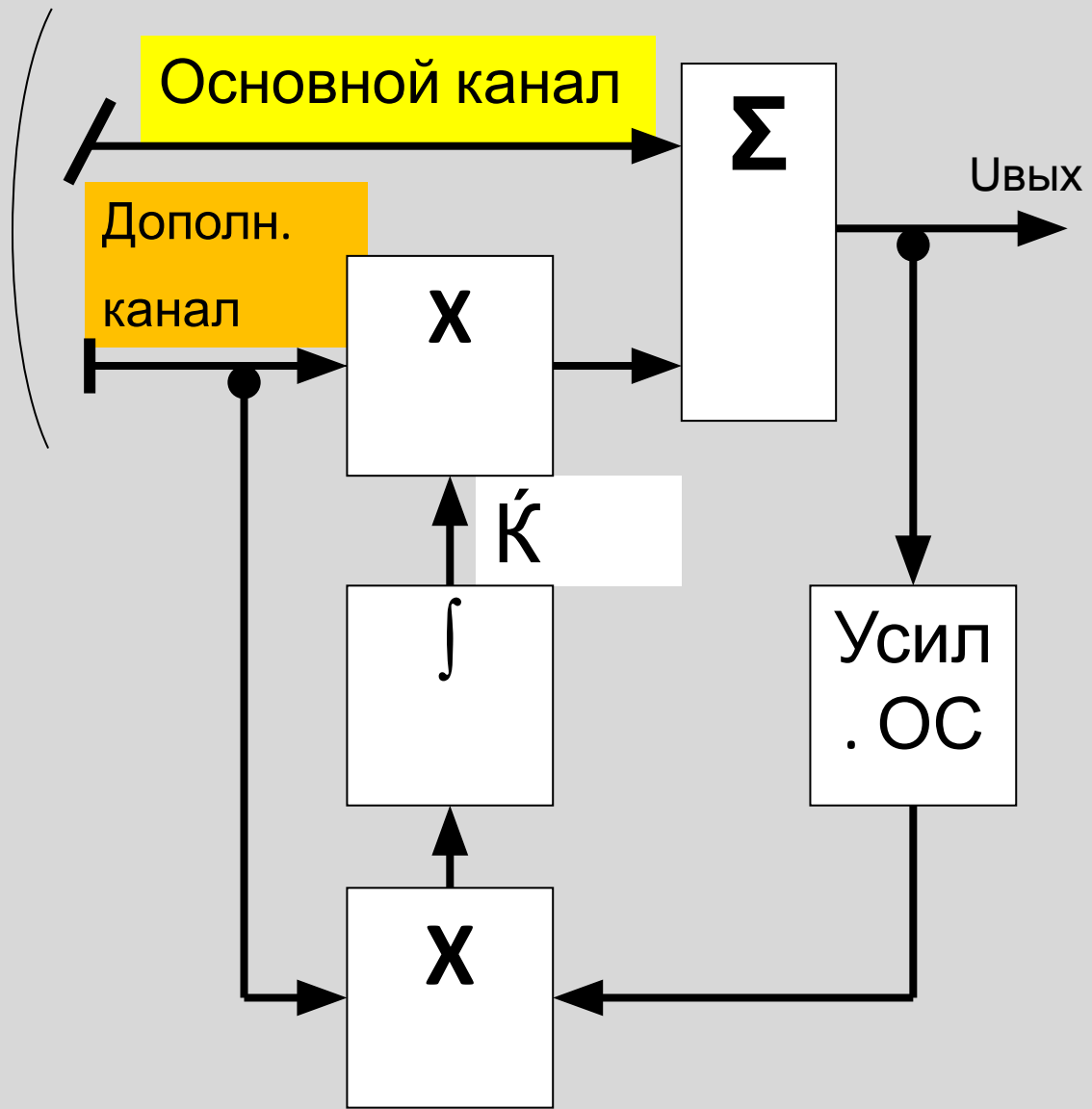


Рис. 7. Поляризационный автокомпенсатор помех

Ориентация излучателей приемной антенны соответствует поляризации зондирующего сигнала РЛС. Она служит антенной основного канала автокомпенсатора, использующего поляризационное несовершенство помехи. Антенна вспомогательного канала имеет излучатели, идентичные основному, но ориентированные ортогонально. Автокомпенсатор с использованием поляризационных различий полезного сигнала и помехи позволяет подавить помеху, воздействующую по главному лепестку диаграммы направленности приемной антенны и, следовательно, обнаруживать сам помехоноситель. Комплексный коэффициент передачи K , как и в случаях с квадратурным и гетеродинным автокомпенсаторами, обеспечивает равенство фазы и амплитуды помехи дополнительного канала фазе и амплитуде помехи основного канала и, следовательно, когерентную компенсацию последней.

Вопрос №5. Расширение динамического диапазона приемных устройств.

Принцип работы схем: ШАРУ, БАРУ и ВАРУ

Диапазон изменения амплитуды входных сигналов, при которых в приемнике еще не происходит ограничение, носит название **динамического диапазона приемника**. Обычно динамический диапазон определяется так:

среднеквадратическое значение собственных шумов на входе приемника (в пределах его полосы пропускания).

Динамический диапазон приемно-индикаторных трактов РЛС, если не приняты меры по его расширению, оказывается небольшим (8-14) дБ, причем для отдельных элементов тракта он имеет следующие значения:

УВЧ - 60-70 дБ,

УПЧ – 20-30 дБ, видеоусилитель – 10-20 дБ,

ИКО – 8-14 дБ,

т.е. наименьший динамический диапазон имеют выходные элементы тракта.

Расширение динамического диапазона приемных устройств достигают тремя методами:

- а) созданием приемников с логарифмическими амплитудными характеристиками (ЛАХ);
- б) применением в приемниках шумовой автоматической регулировки усиления (ШАРУ);
- в) применением ограничения сигналов в широкополосном тракте приемника (до оптимального фильтра).

Для получения ЛАХ приемника параллельно колебательным контурам каскадов УПЧ включает нелинейные резисторы, сопротивление которых зависит от амплитуды колебаний в контуре. При соответствующем подборе характеристик нелинейных резисторов в каскадах УПЧ можно получить логарифмическую амплитудную характеристику приемника (рис. 8а), что обеспечивает расширение его динамического диапазона.

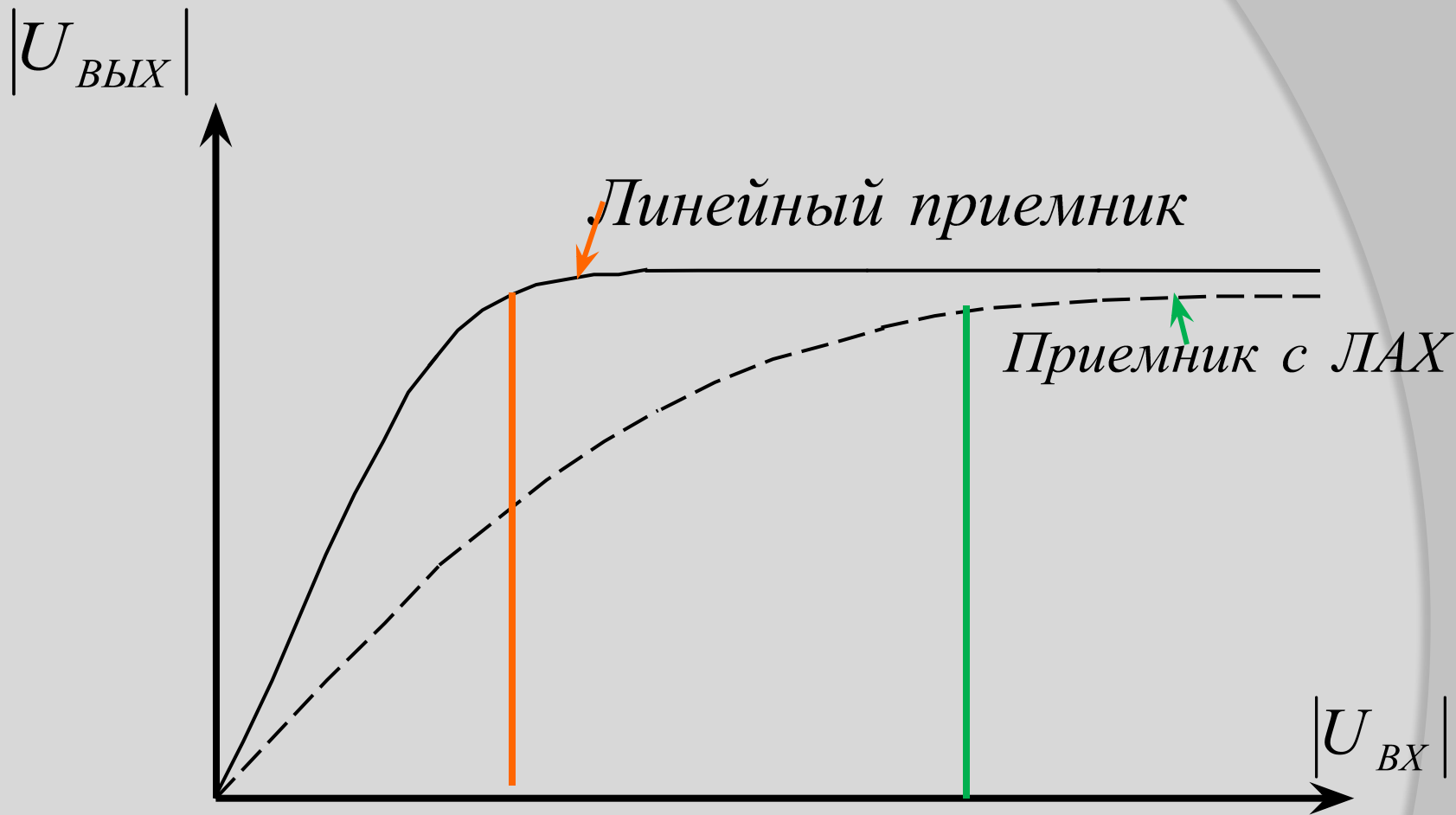


Рис. Амплитудные характеристики линейного приемника и приемника с ЛАХ

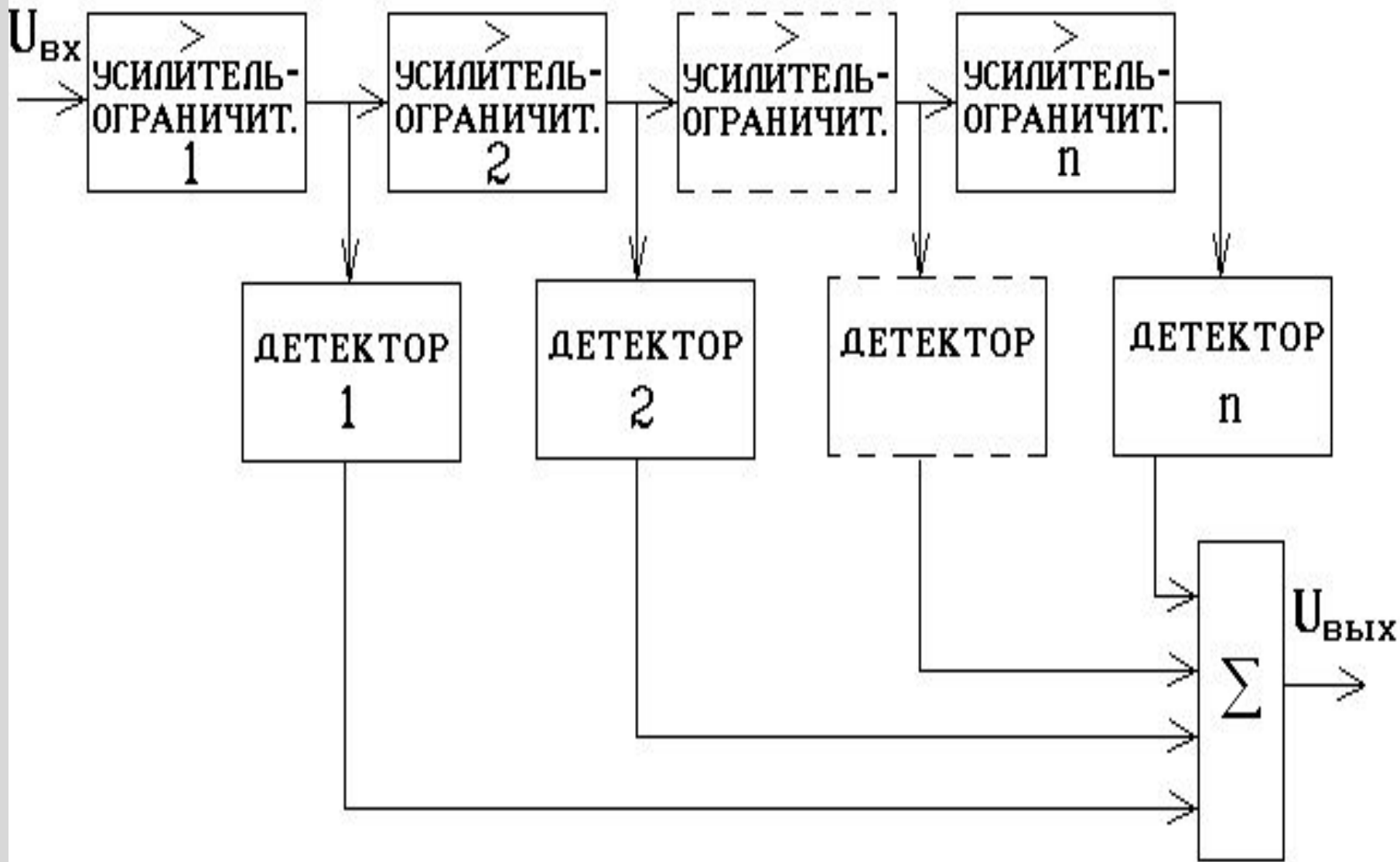
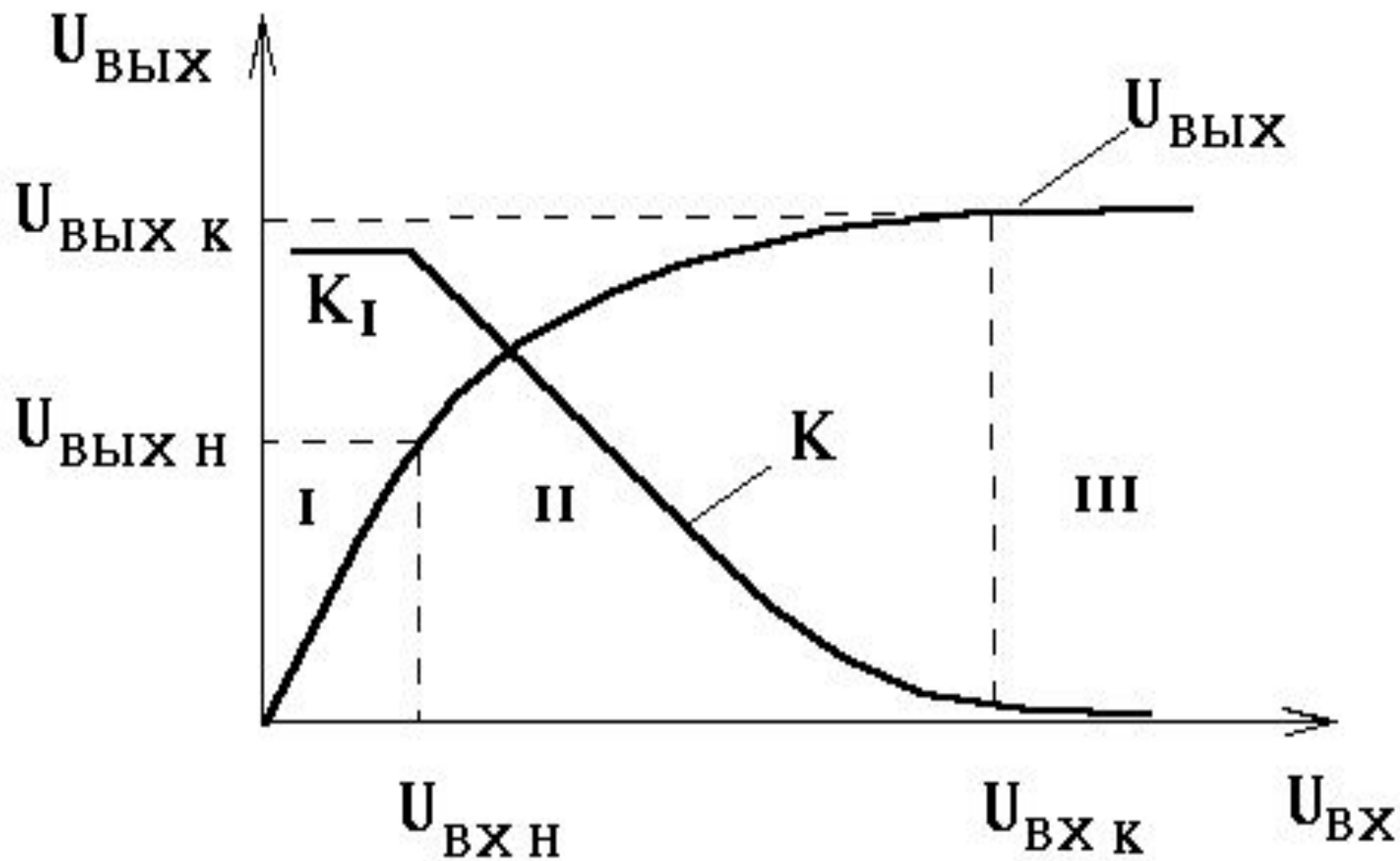


Рис.1. Логарифмический усилитель с последовательным детектированием



Эффективной мерой расширения динамического диапазона является также введение автоматической регулировки среднего уровня шума на выходе УПЧ приемника (ШАРУ) (рис. 8б). Схема ШАРУ представляет собой статическую систему автоматического регулирования коэффициента усиления УПЧ. Продетектированный выходной шум УПЧ сглаживается узкополосным фильтром, благодаря чему на выходе фильтра выделяется напряжение, пропорциональное среднему уровню шума.

Это напряжение усиливается в УПТ и подается на первые 2...3 каскада УПЧ для регулирования их коэффициента усиления. Чем больше уровень помехи на входе УПЧ, тем больше величина регулирующего напряжения на выходе схемы ШАРУ и тем меньше коэффициент усиления УПЧ.

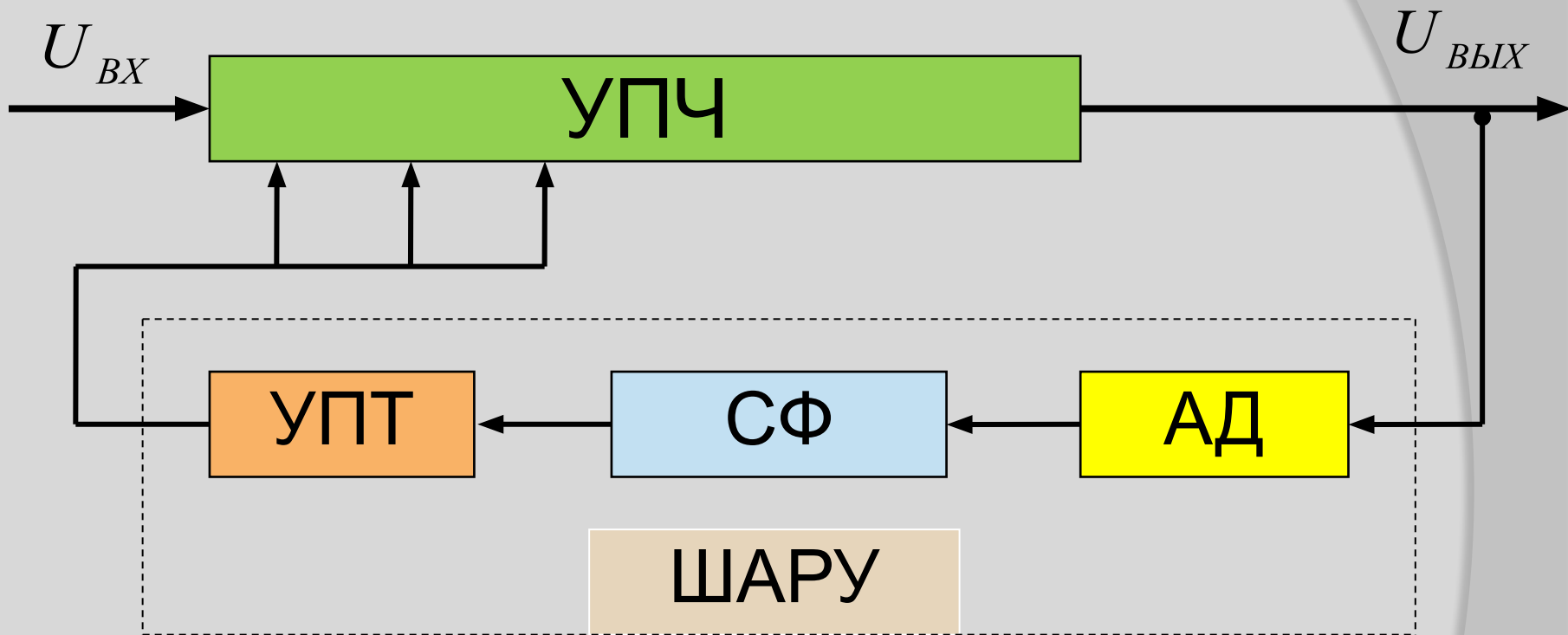
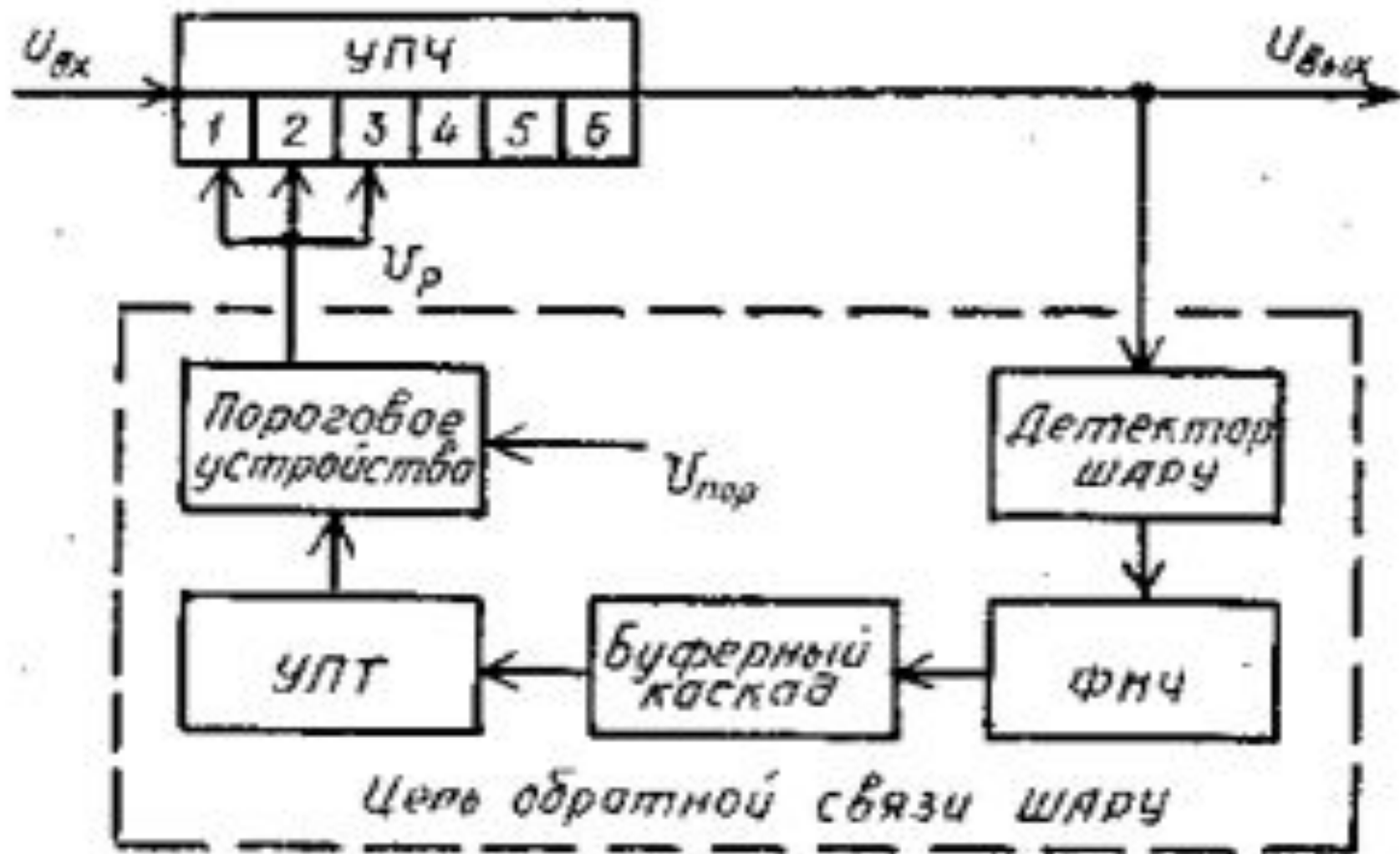


Рис. 8б. Структурная схема ШАРУ

УПТ – усилитель постоянного тока, СФ – согласованный фильтр,

АД – амплитудный детектор



а)

Динамический диапазон приемно-индикаторного тракта при введении схемы ШАРУ или применении УПЧ с ЛАХ расширяется до 50-60 дБ. Нужно иметь в виду, что применение схемы ШАРУ и УПЧ с ЛАХ не приводит к улучшению отношения сигнал/помеха, а только стабилизируют шумовую помеху на выходе УПЧ на уровне, значительно меньшем уровня ограничения в последующих элементах приемно-индикаторного тракта, и тем самым способствуют обнаружению сигнала в том случае, когда отношение сигнал/помеха больше единицы.

В широкополосном тракте для сжатия динамического диапазона помехи до динамического диапазона согласованного фильтра и последующих элементов приемника иногда применяют ограничение. Примером реализации метода сжатия динамического диапазона помехи является схема с ограничителем перед согласованным фильтром в РЛС со сложномодулированным сигналом (рис. 9).

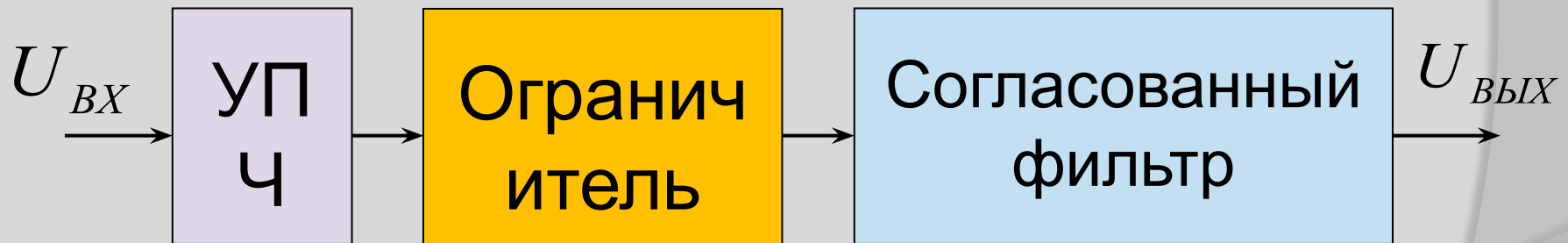


Рис.9. Схема с ограничителем перед согласованным фильтром

Быстродействующая автоматическая регулировка усиления

Быстродействующая автоматическая регулировка усиления (БАРУ) предназначена для повышения эффективности приема слабых сигналов на фоне отражений от местных предметов большой протяженности.

Принцип работы БАРУ аналогичен принципу работы инерционной АРУ. Разница между ними состоит в скорости срабатывания.

Скорость изменения усиления системы БАРУ должна соответствовать скорости изменения амплитуды помехи. Вместе с тем БАРУ не должна реагировать на полезные сигналы. Очевидно, это можно обеспечить только в том случае, если спектр сигнала шире спектра помехи, т. е. в случае узкополосной помехи. В этом смысле БАРУ эквивалентна фильтру верхних частот, который обеспечивает подавление частот от нуля до некоторой граничной частоты

Короткие импульсы сигнала, имеющие спектр частот, значительно выходящий за граничную полосу фильтра, проходят с некоторым ослаблением, в то время как длительная помеха, обладающая более узким спектром, будет в значительной мере подавлена.

Система БАРУ (рис.2.15) состоит из следующих элементов: детектора, усилителя и фильтра низких частот. Принцип работы системы заключается в следующем. При воздействии на вход приемника мощных и сравнительно длительных отражений от местных предметов или облачности схема БАРУ вырабатывает постоянное напряжение, которое поступает на вход регулируемого каскада УПЧ в виде добавочного смещения. При этом смещение подается автоматически с запаздыванием на время, соизмеримое с длительностью зондирующего импульса.

Для того чтобы исключить потерю полезного сигнала, рабочая точка A на характеристике лампы регулируемого каскада (рис.2.16) должна быть смещена на величину U_p , равную амплитуде помехи на входе регулируемого каскада. После прекращения помехи рабочая точка B автоматически возвращается в исходное положение A .

Малая постоянная времени цепи обратной работы связи накладывает существенный отпечаток на схемное решение системы БАРУ. По соображениям устойчивости не представляется возможным охватить малоинерционной обратной связью регулируемый усилитель с большим коэффициентом усиления.

Поскольку регулировкой одного каскада УПЧ не удастся обеспечить требуемый диапазон регулирования, придется охватывать отдельными цепями БАРУ несколько каскадов УПЧ.

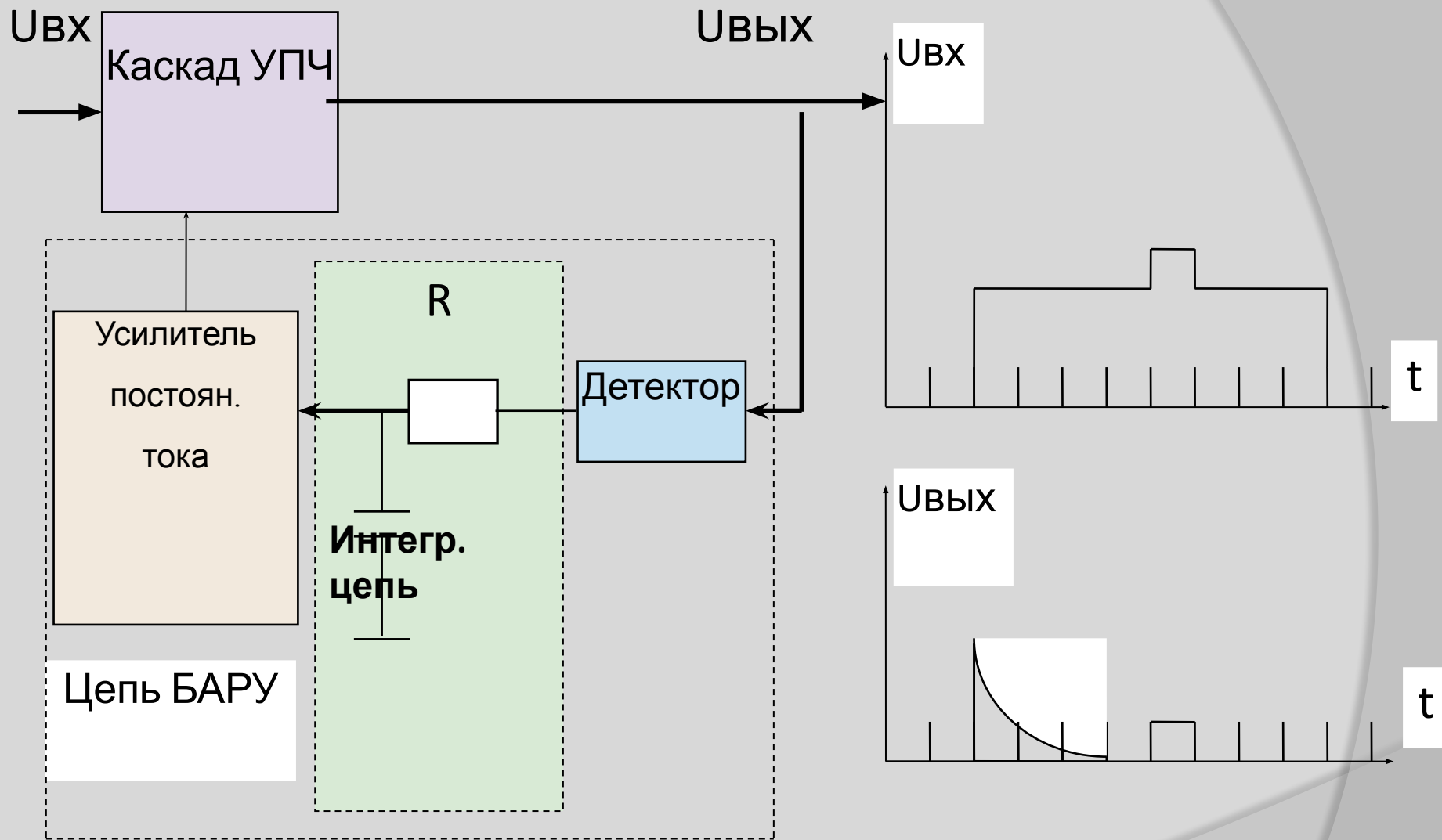


Рис. Структурная схема и принцип работы усилителя с БАРУ

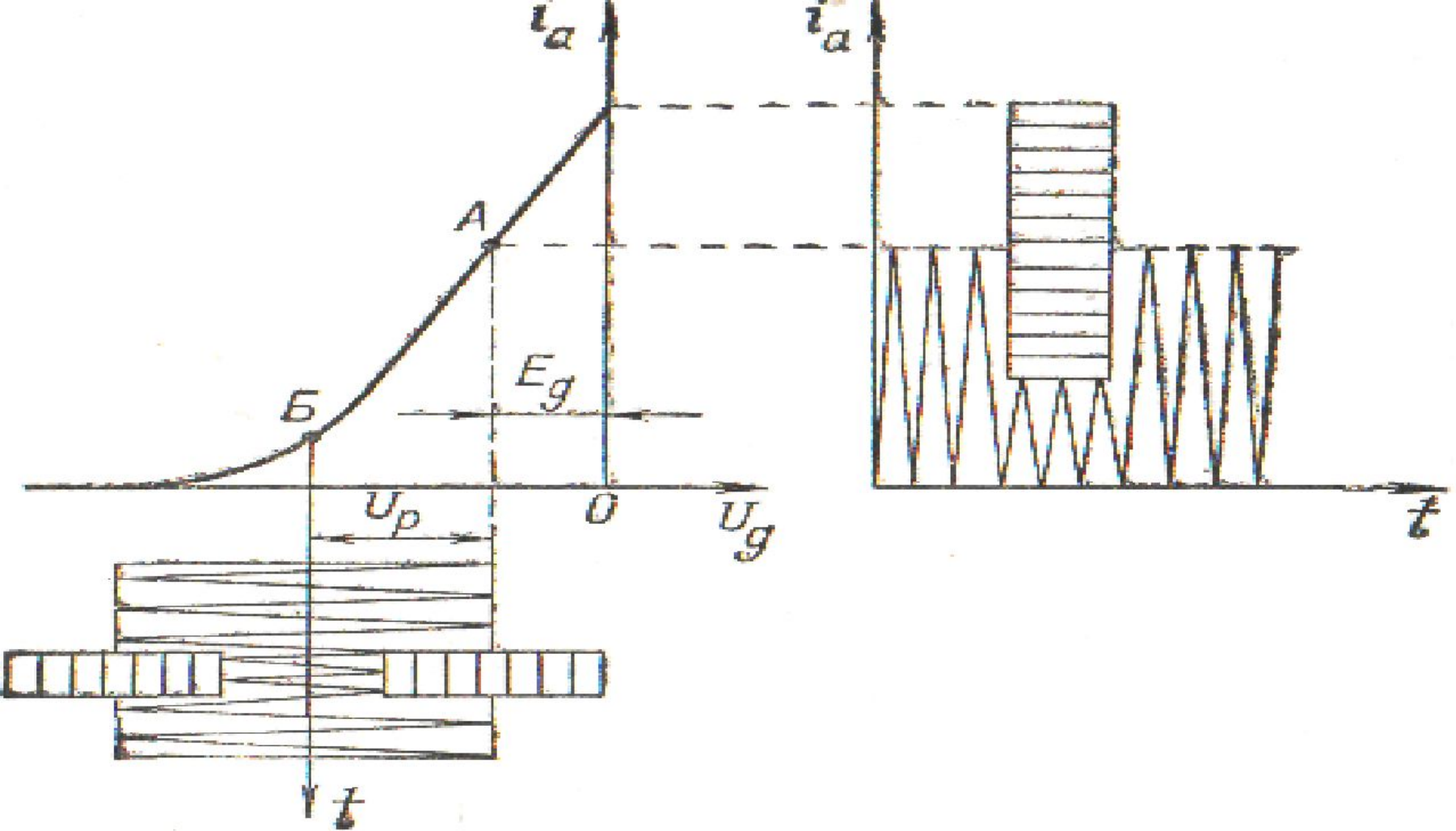


Рис 2.16 Принцип действия

БАРУ

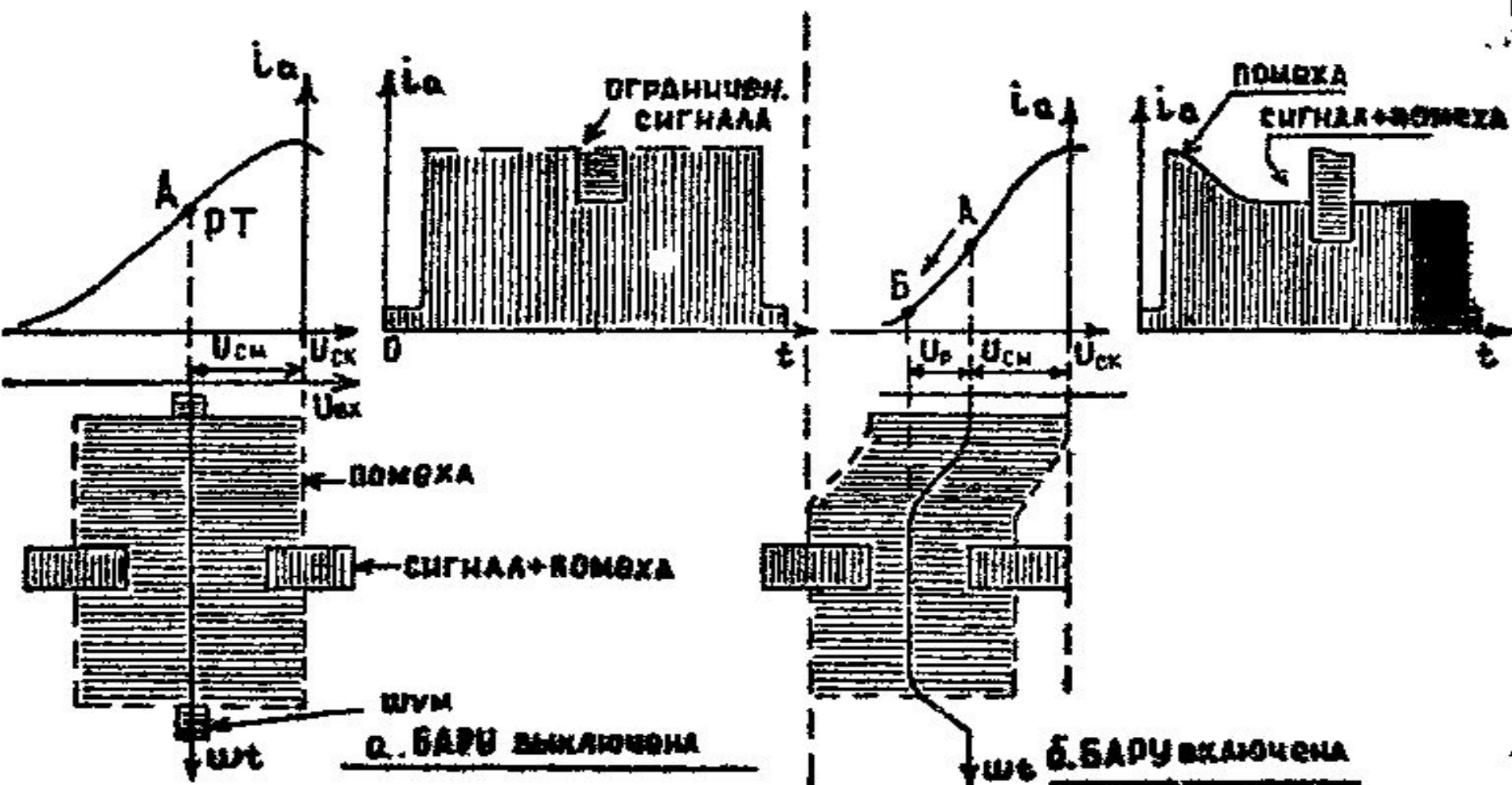
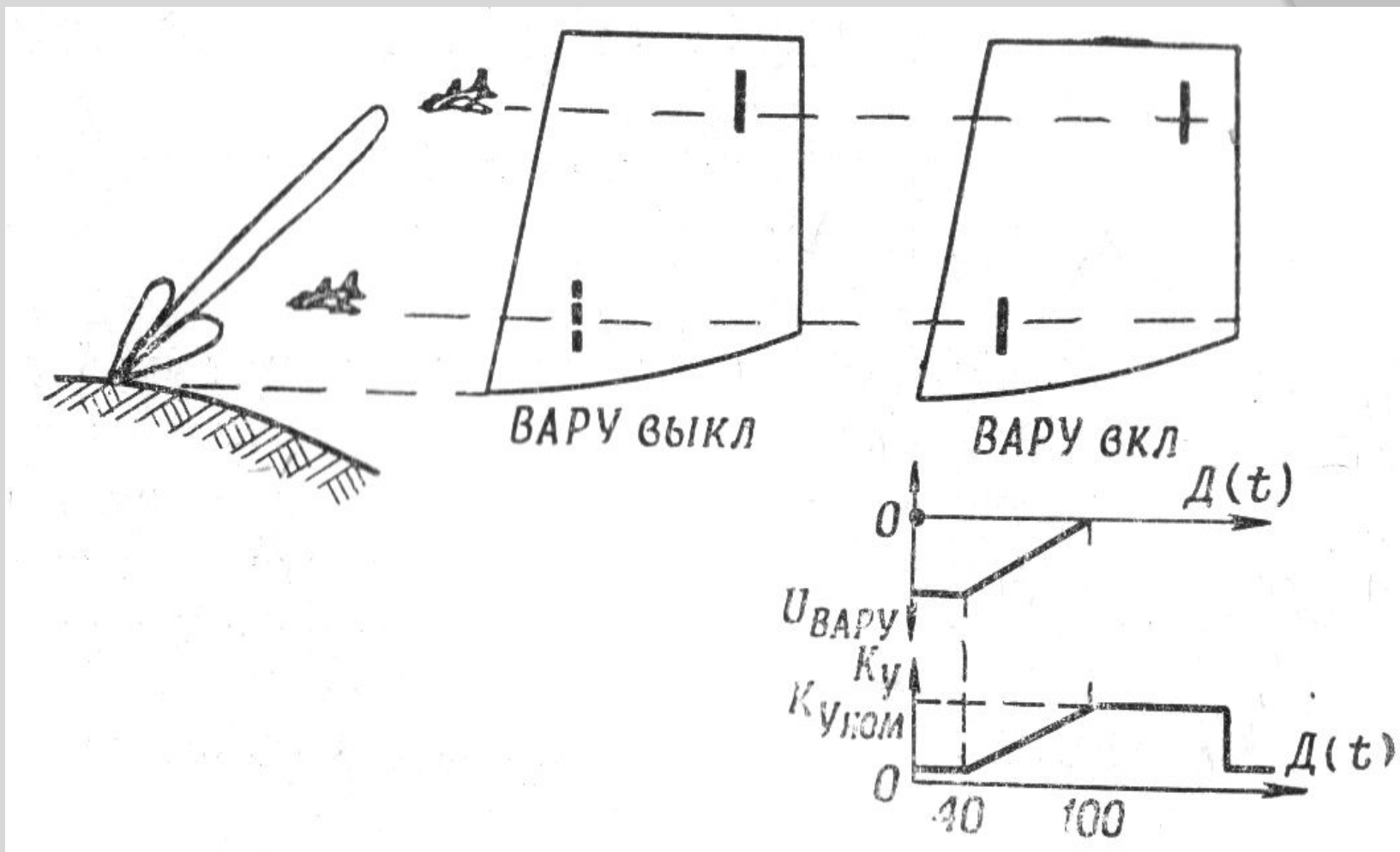


Рис. 8.8.



Принцип работы ВАРУ

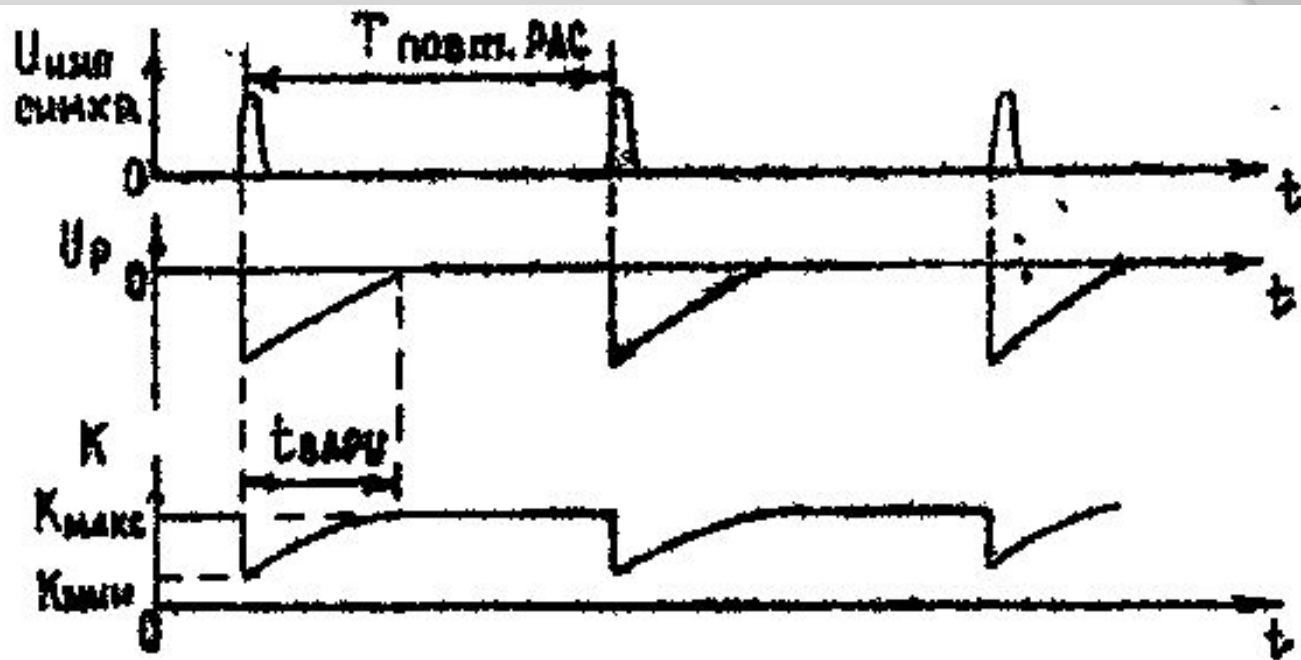
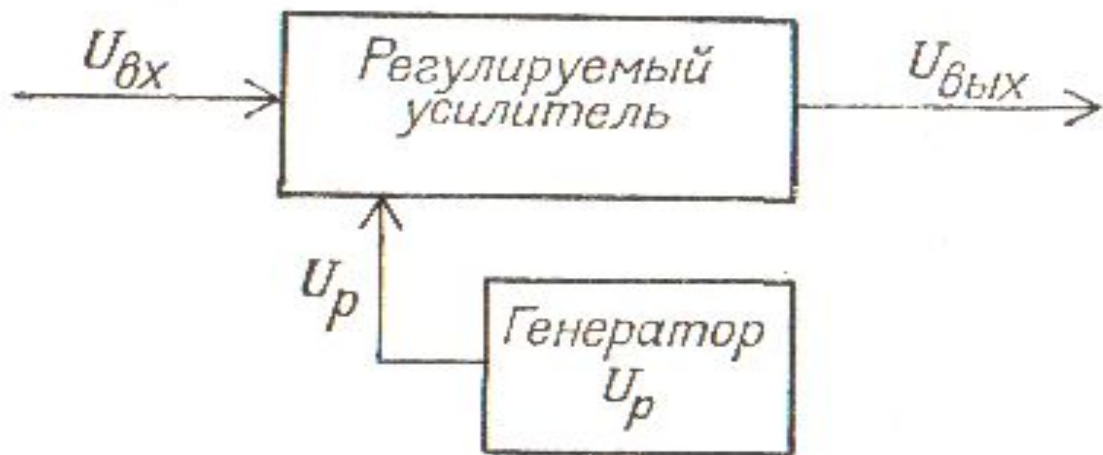
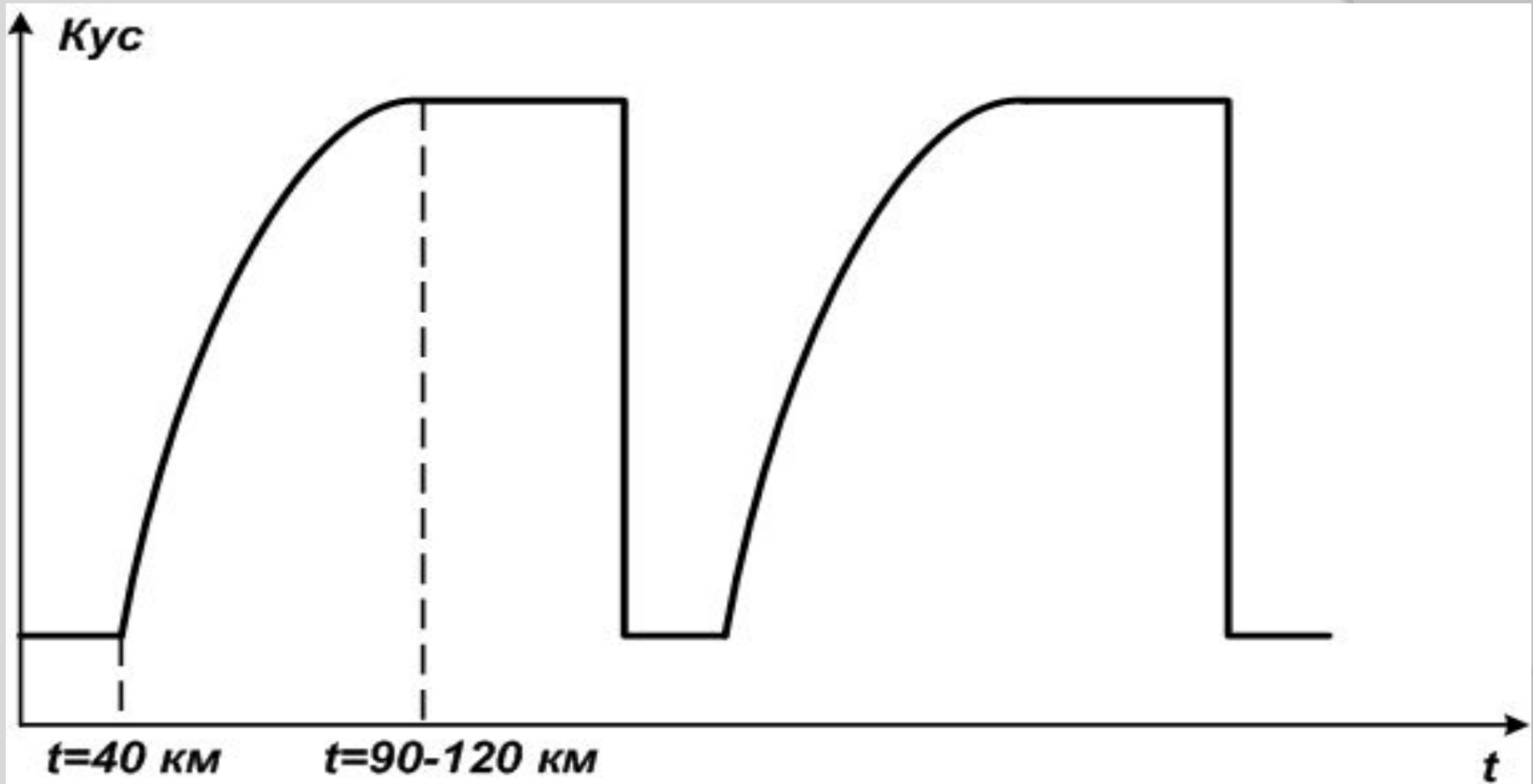


Рис. 8.16



Временная АРУ(ВАСУ).



Зависимость коэффициента усиления приемника при работе схемы ВАРУ

Вопрос №8. Основные принципы и методы защиты

РЛС от импульсных активных помех.

Методы защиты РЛС от импульсных помех можно разделить на две группы. К первой группе относятся методы, обеспечивающие подавление (ослабление) помех до входа в приемный тракт РЛС, ко второй - методы подавления помех в трактах обработки.

К методам подавления импульсных помех в трактах обработки сигналов РЛС относятся:

- 1) методы, основанные на использовании различий в частотно-временной структуре одиночных импульсов помехи и сигнала;*
- 2) методы, основанные на использовании различий в структуре пачки полезных сигналов и помех;*
- 3) методы, основанные на использовании различий в направлении прихода импульсов помехи и полезного сигнала.*

К первой группе относятся следующие методы:

1) Метод пространственной селекции. Пространственная селекция достигается сужением главного лепестка и уменьшением уровня боковых лепестков ДНА.

Она обеспечивает ослабление приема антенной как ответных, так и несинхронных импульсных помех, воздействующих с направлений боковых лепестков;

2) Непрерывная (от импульса к импульсу) перестройка РЛС по несущей частоте. Обеспечивает защиту от НИП и опережающих ОИП;

3) Ослабление уровня внеполосного и побочного излучения наземных РЭС и уменьшение (т.е. ухудшение) чувствительности приемников по побочным каналам приема.

Эти меры направлены, прежде всего, на снижение уровня внутрисистемных (взаимных) помех, но одновременно снижают также и возможности противника по применению НИП.

Вопрос №9. В чем заключается сущность метода селекции сигнала по длительности.

В этих устройствах защиты РЛС реализуют методы, основанные на различии ширины спектра одиночных импульсов и полезного сигнала.

К узкополосным помехам относят импульсные помехи, ширина спектра которых меньше спектра полезного сигнала. При использовании зондирующих сигналов без внутриимпульсной модуляции, узкополосные помехи удовлетворяют условию: $\tau_{\text{п}} > \tau_{\text{и}}$

К широкополосным помехам относят помехи, ширина спектра которых превышает ширину спектра зондирующего сигнала, что для зондирующих сигналов без внутриимпульсной модуляции означает выполнение условия: $\tau_{\text{п}} < \tau_{\text{и}}$

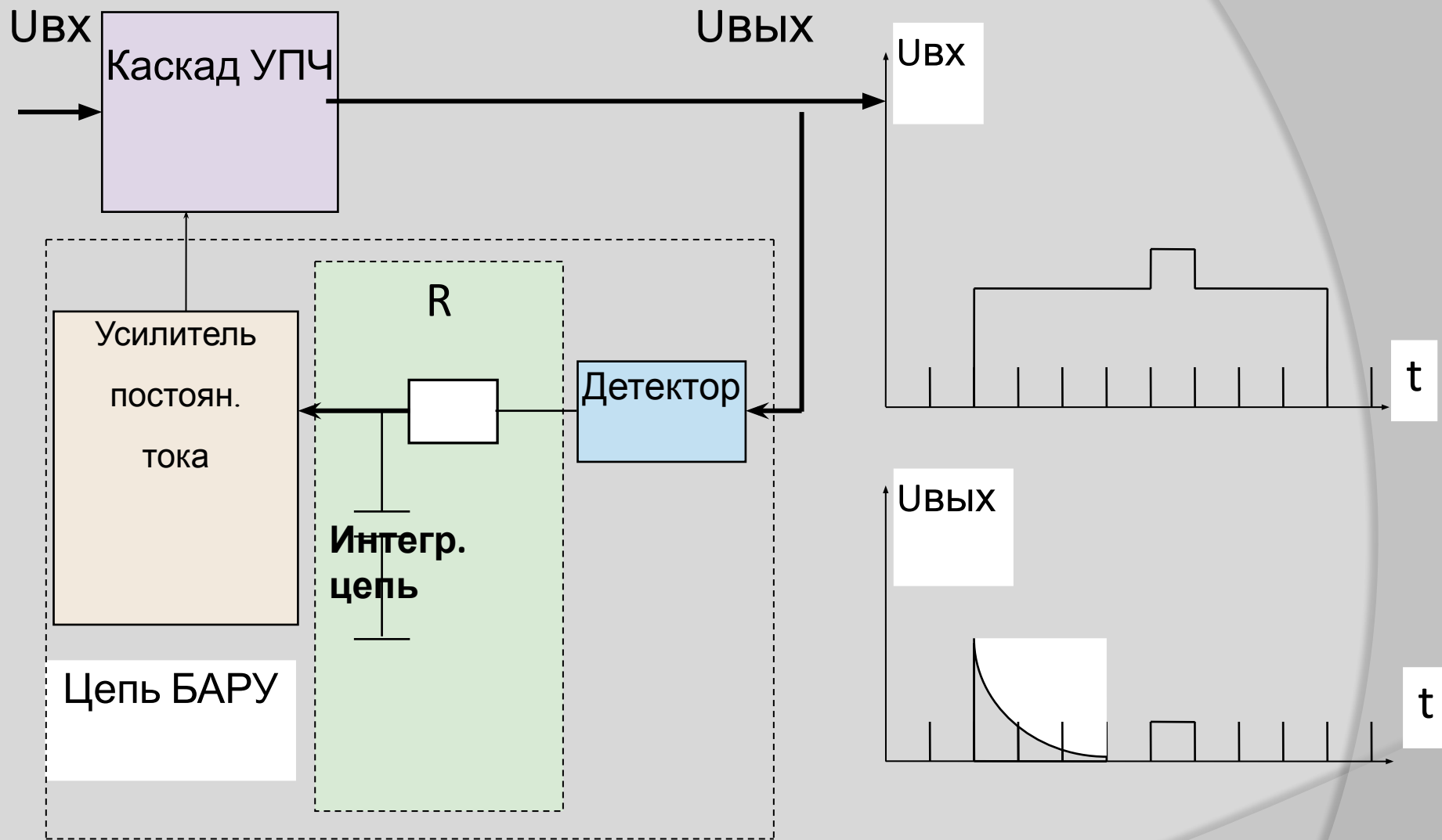


Рис. Структурная схема и принцип работы усилителя с БАРУ

Для исключения существенного ослабления полезного сигнала постоянная времени дифференцирующей цепи выбирается, примерно равной $\approx \tau_{И}$

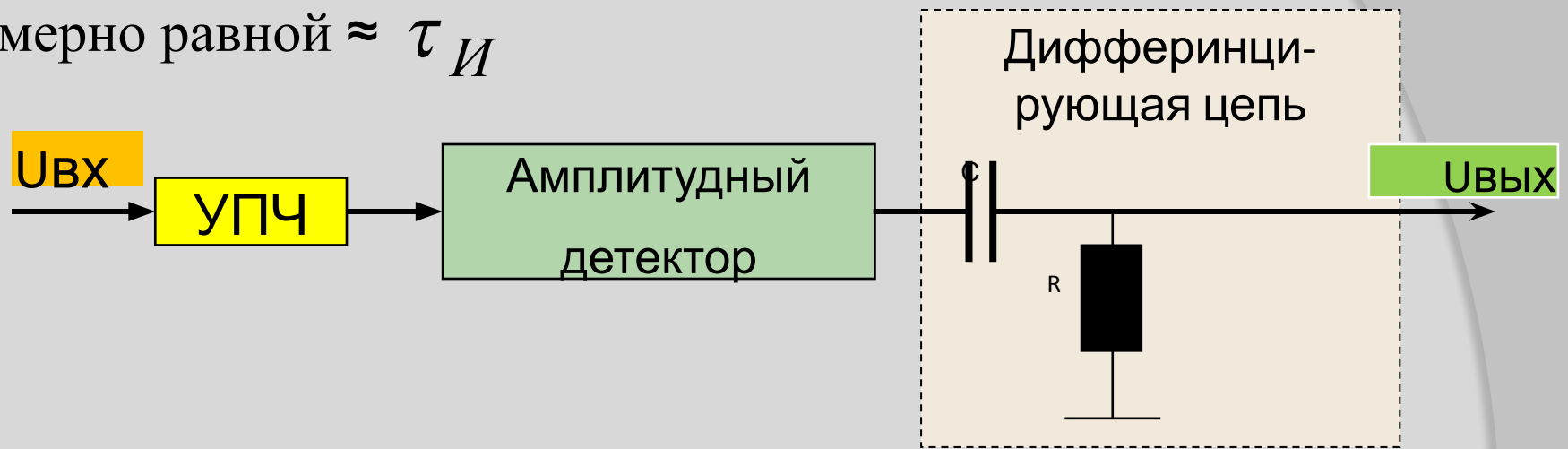


Рис. Дифференцирующая цепь в видеотракте приемника

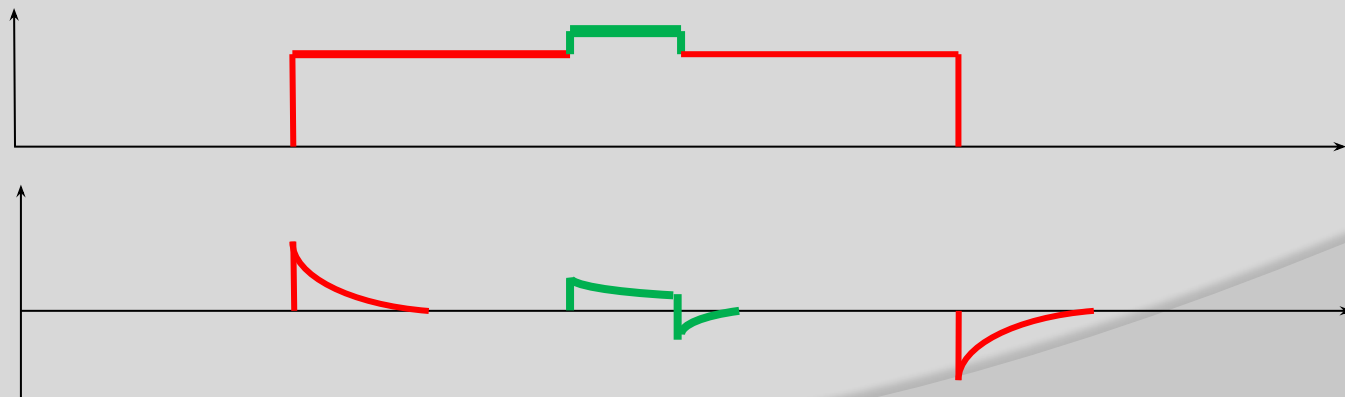
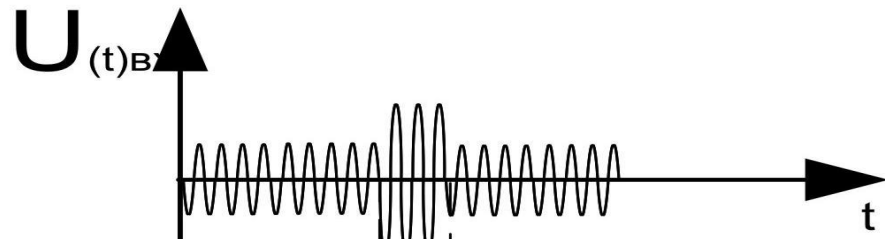


Рис. Обработка эхосигнала на фоне узкополосной импульсной помех в ДЦ.

Принцип работы схемы БАРУ и дифференцирующей цепи

Работа схемы БАРУ

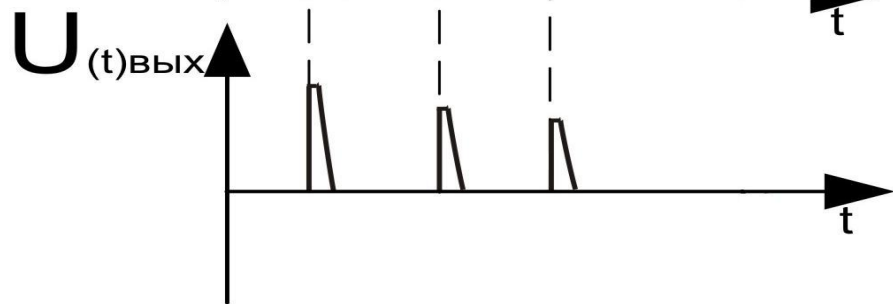
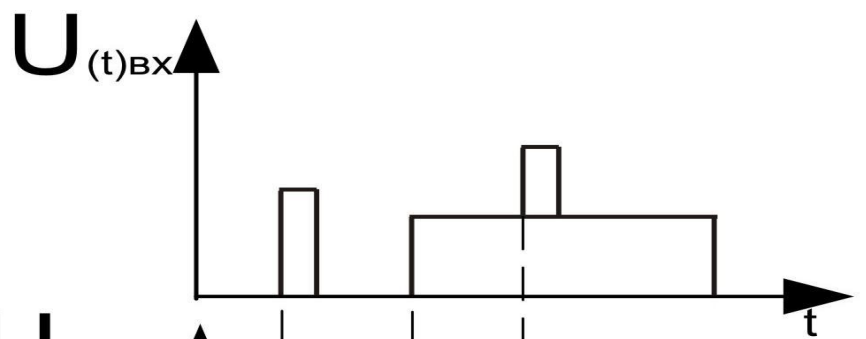
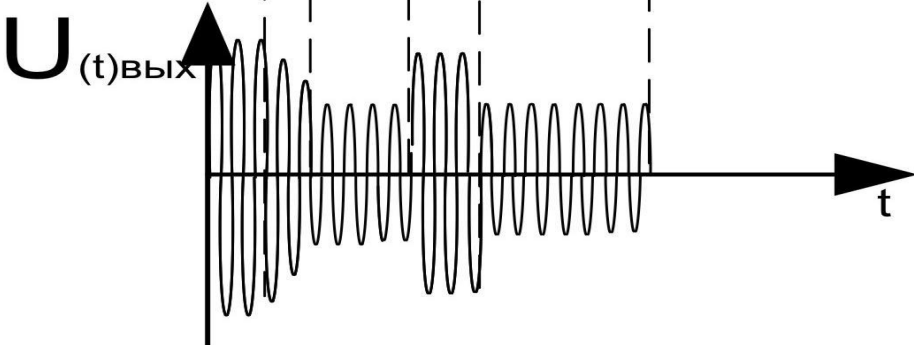
Работа Диф. цепи



Без БАРУ



с БАРУ



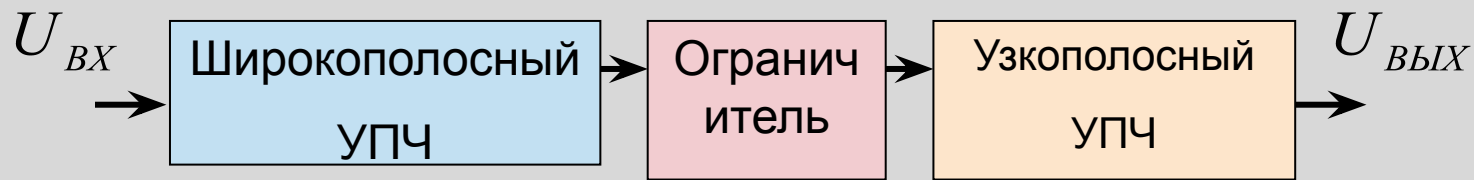
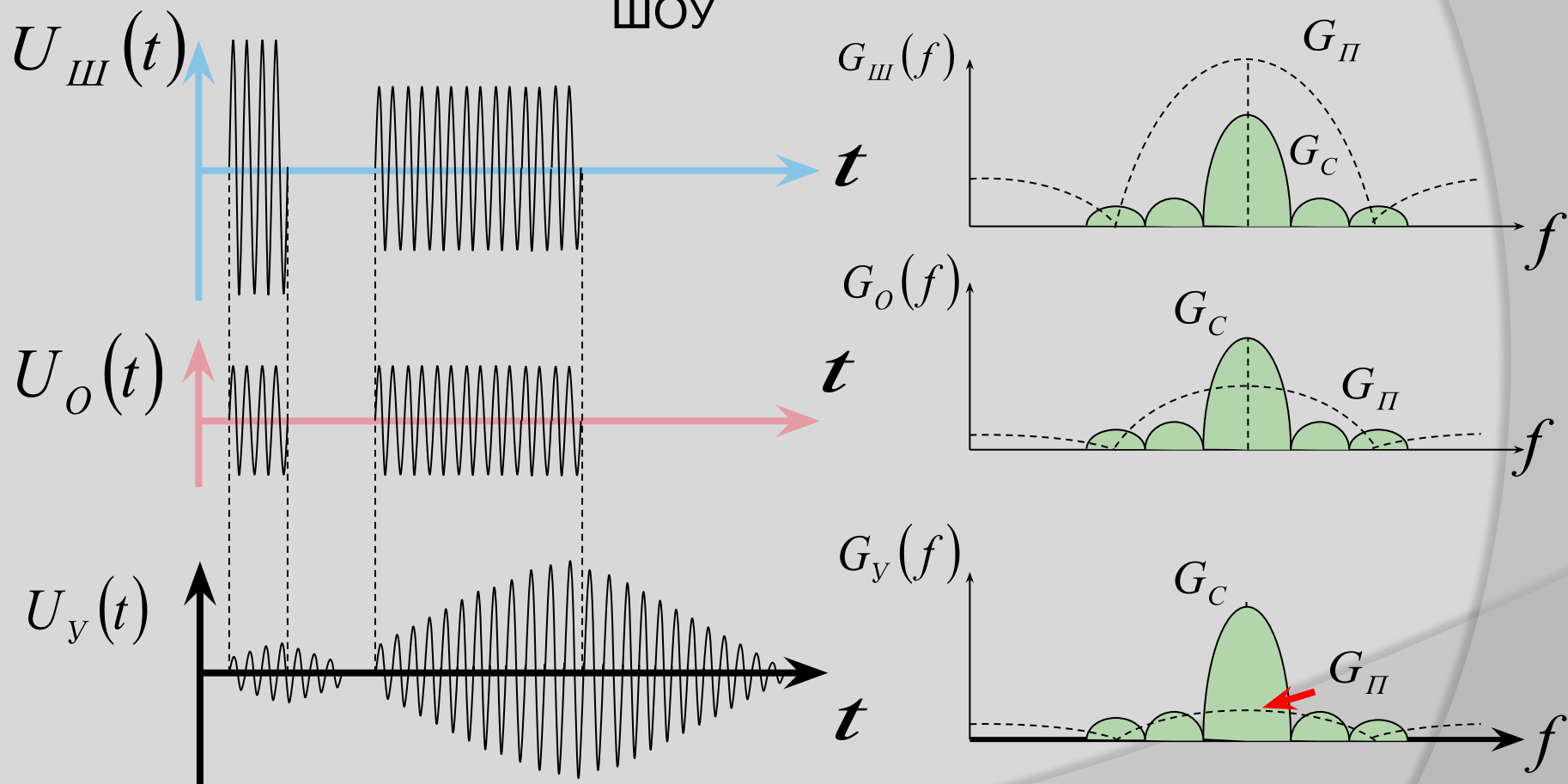


Рис. 4. Схема ШОУ



Вопрос №10. В чем заключается сущность метода селекции сигнала по частоте повторения и закону внутриимпульсной модуляции?

К схемам, обеспечивающим подавление импульсных помех на основе использования различий в структуре их последовательностей (пачек), относятся:

- схемы селекции по частоте следования;
- аналоговые некогерентные накопители (рециркуляторы);
- накопители и программные обнаружители двоично-квантованных сигналов;
- когерентные накопители.

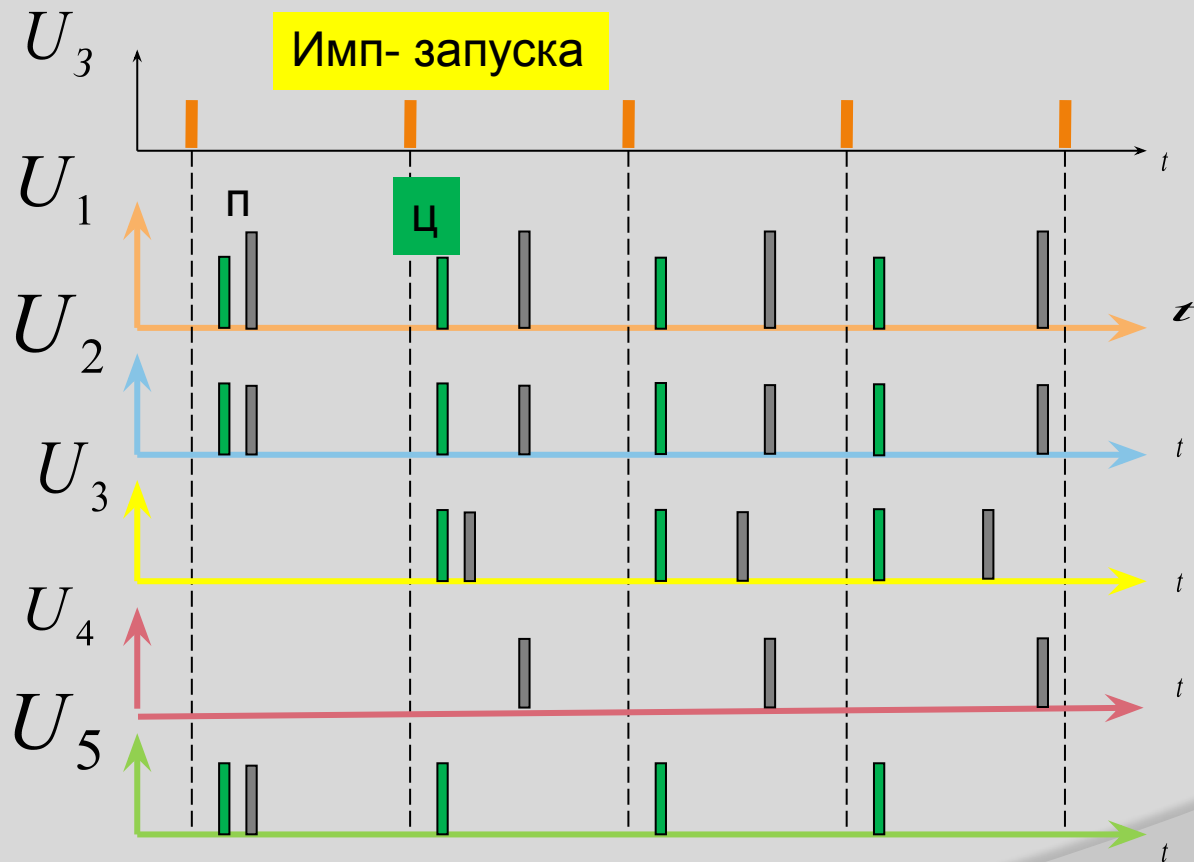
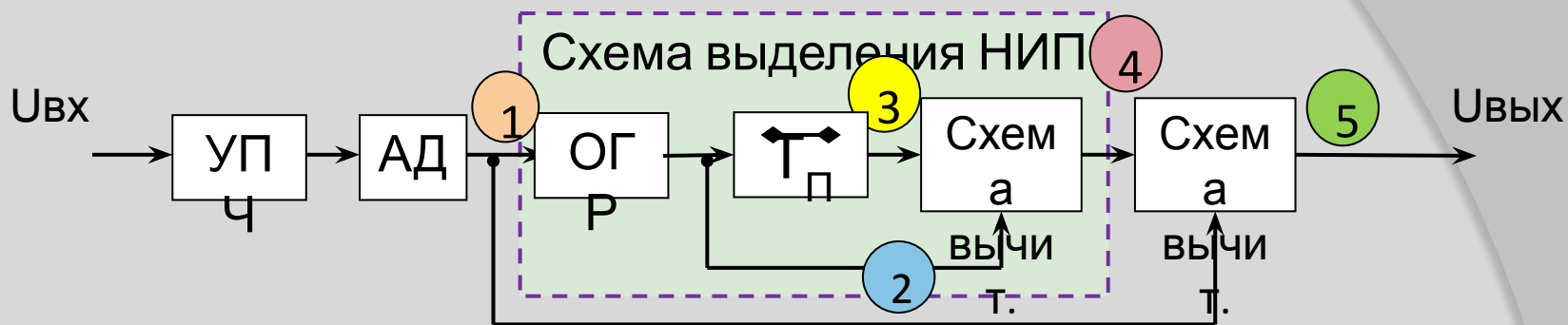


Рис. 6. Схема селекции по частоте следования

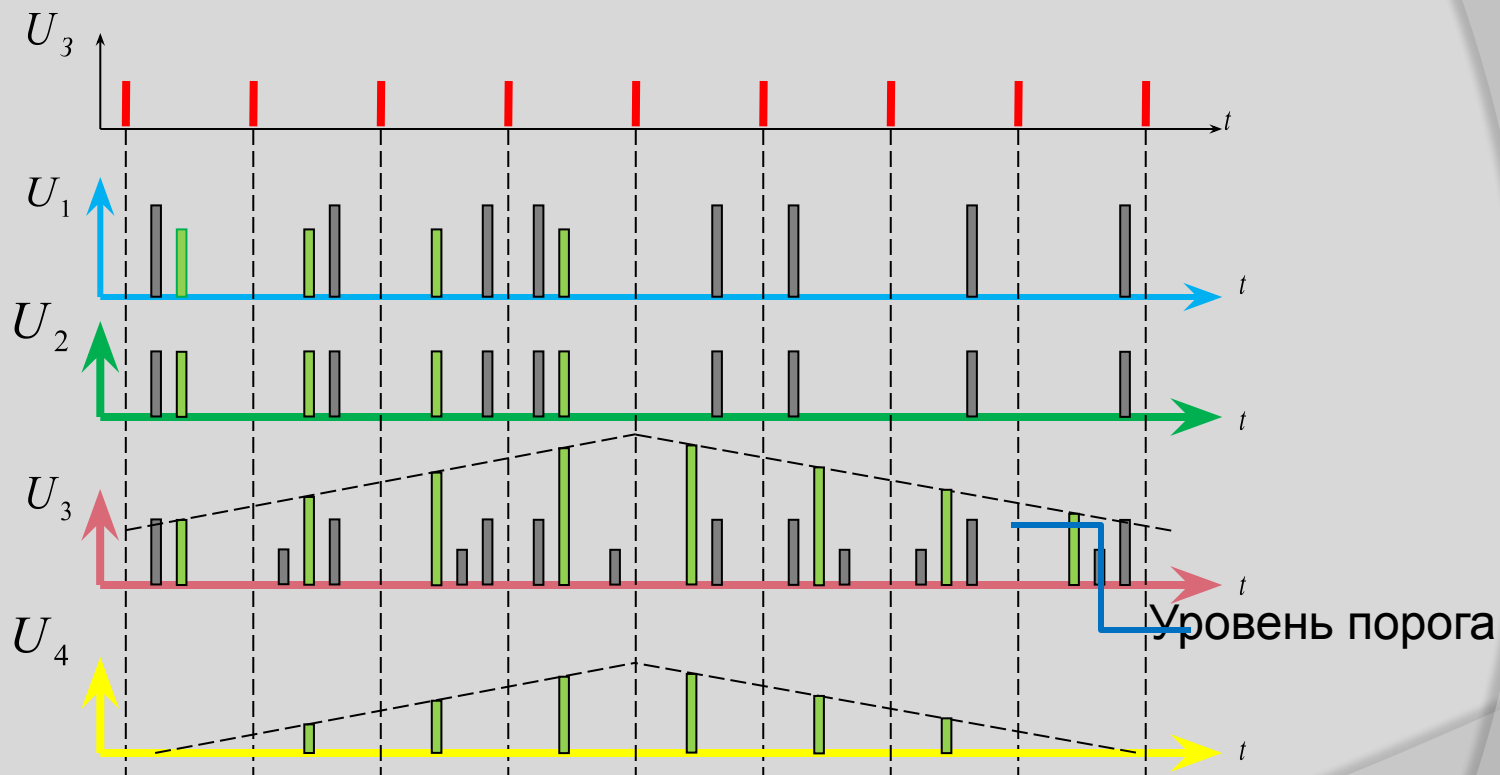
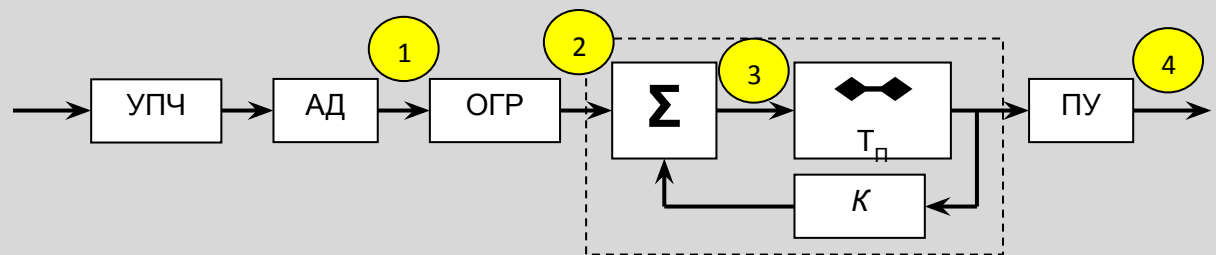


Рис. 7. Схема подавления НИП на базе рециркулятора

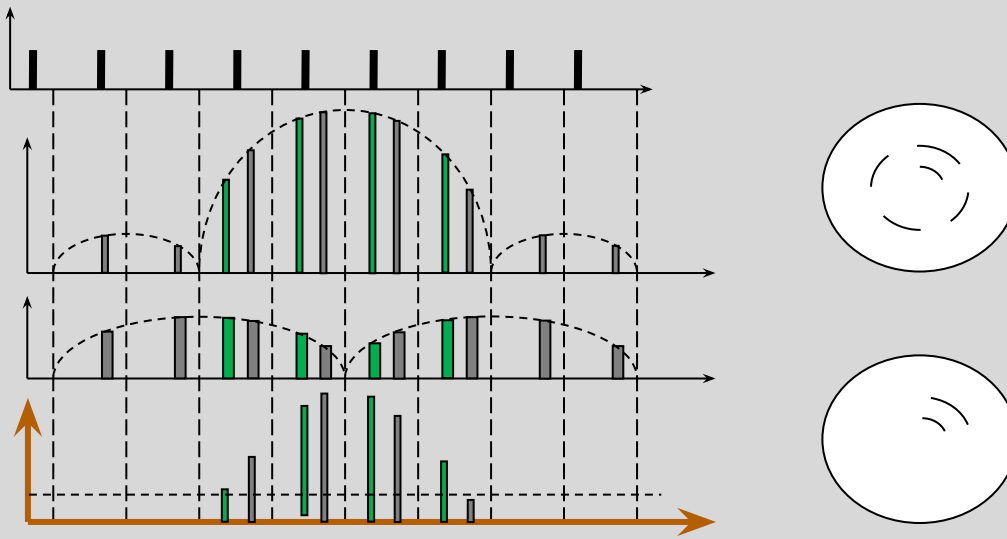
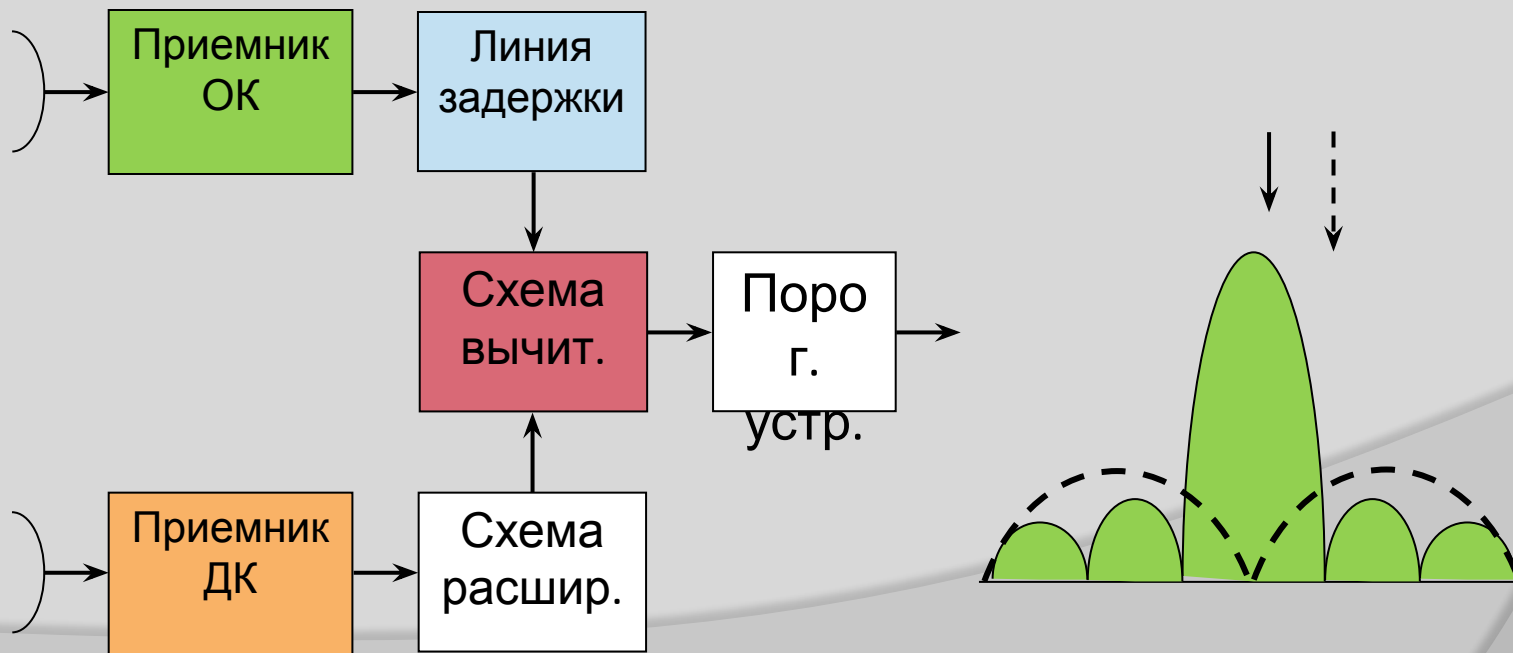


Рис. 9. Структурная схема ПБО и принцип подавления ОИП



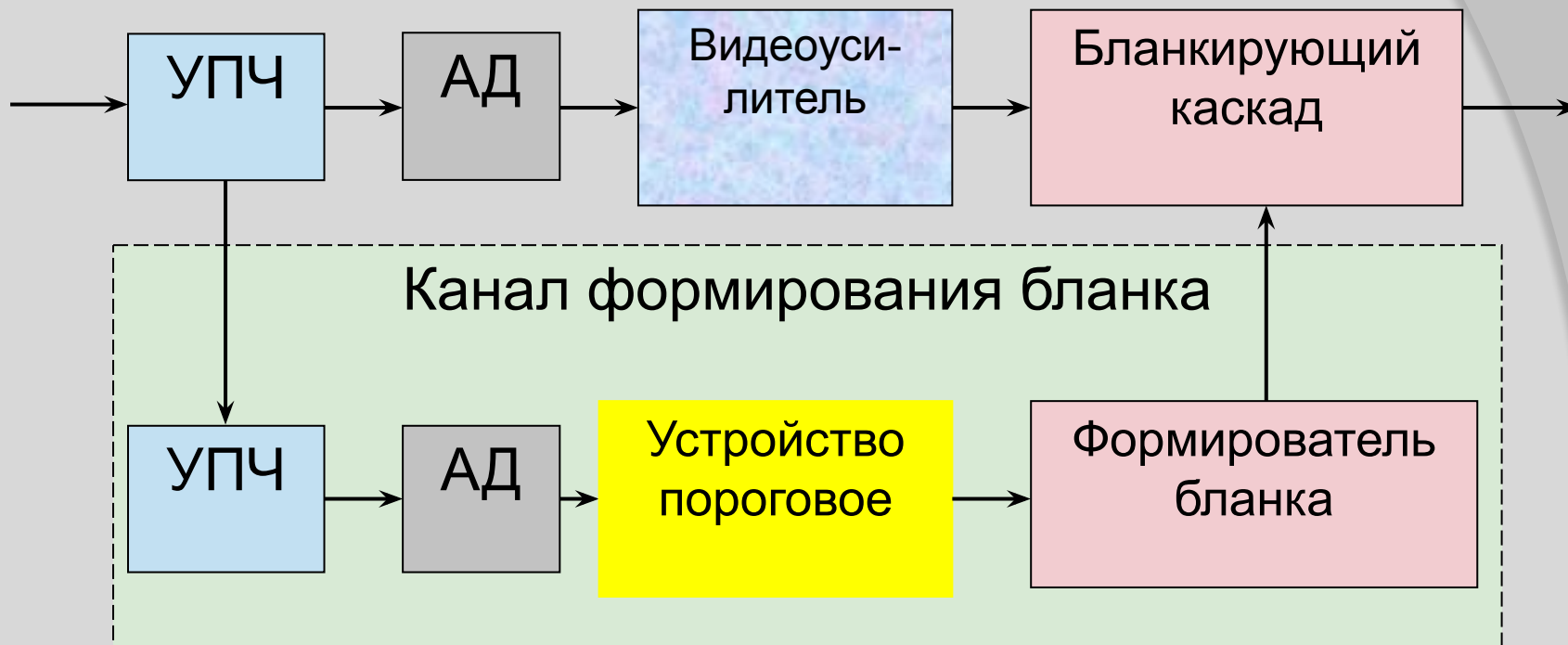


Рис. 8. Схема селекции по амплитуде

Отношение сигнал/помеха на выходе согласованного фильтра зависит только от энергии полезного сигнала и спектральной плотности помехи и не зависит от формы сигнала.

Это связано с тем, что каждому виду сигнала соответствует свой согласованный фильтр.

Ни один фильтр на фоне стационарного белого шума не может обеспечить отношения сигнал/помеха больше, чем согласованный фильтр.

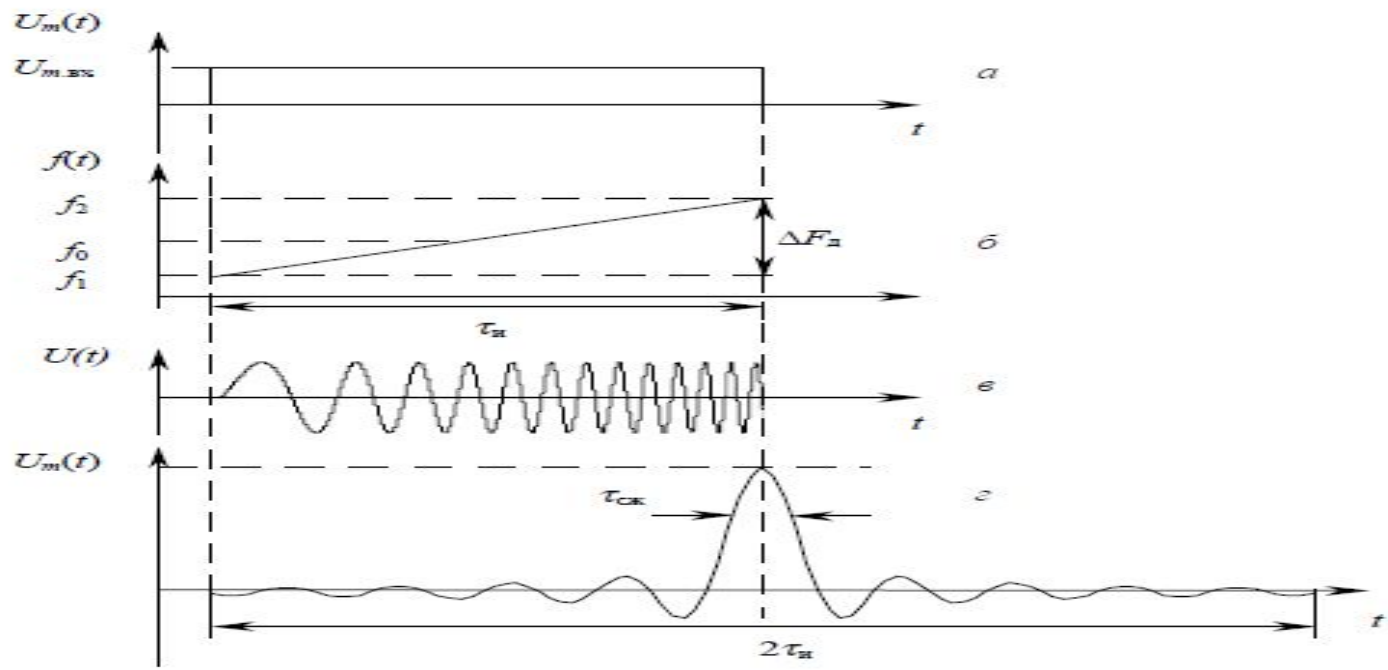


Рисунок 7. Графики, иллюстрирующие процесс сжатия ЛЧМ

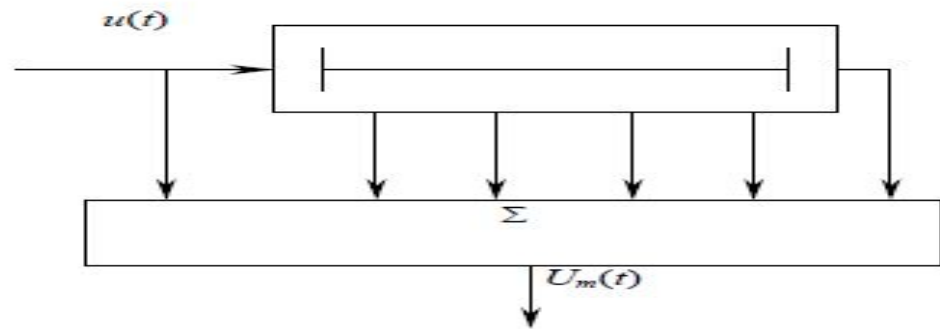
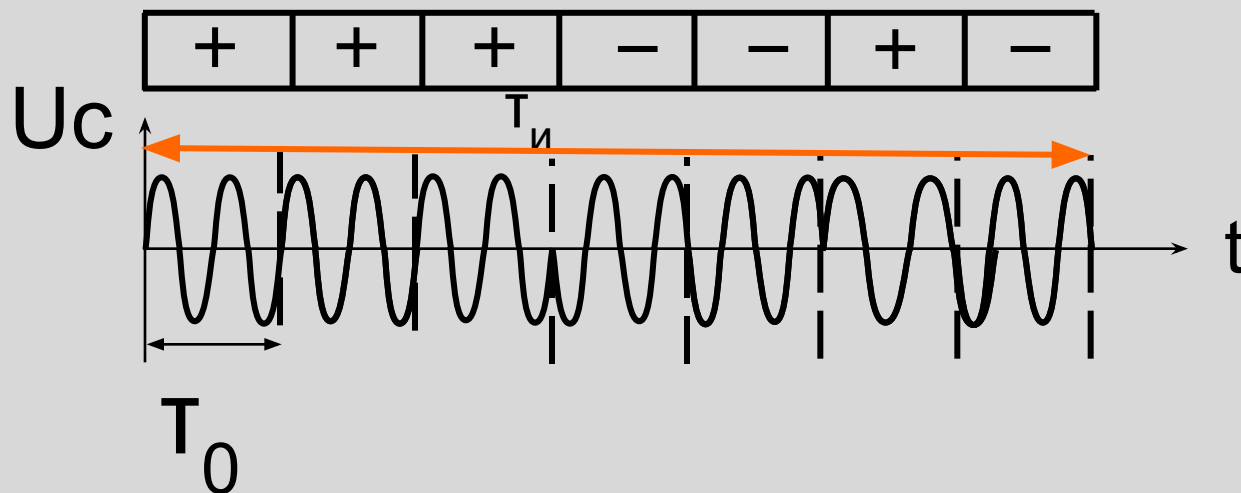
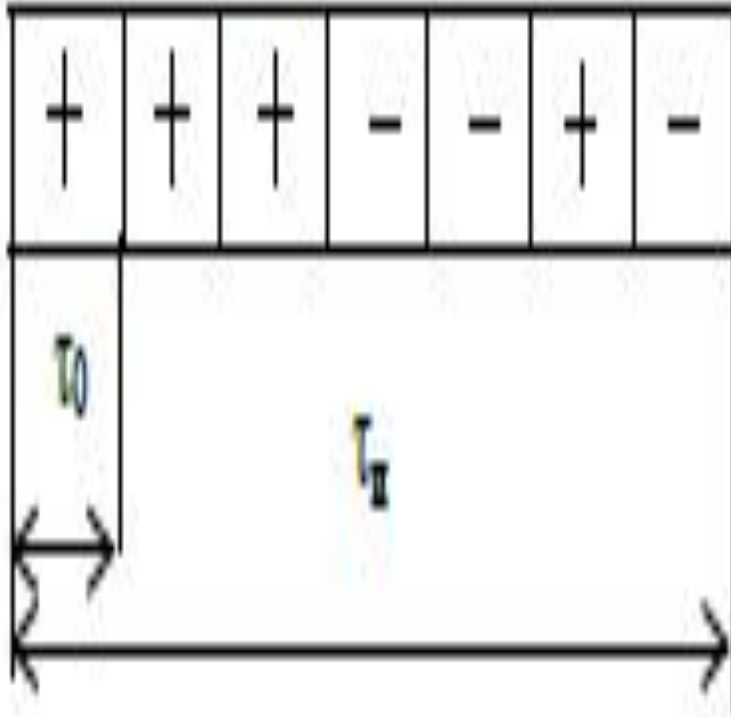


Рисунок 8. Фильтр сжатия на дисперсионной линии задержки

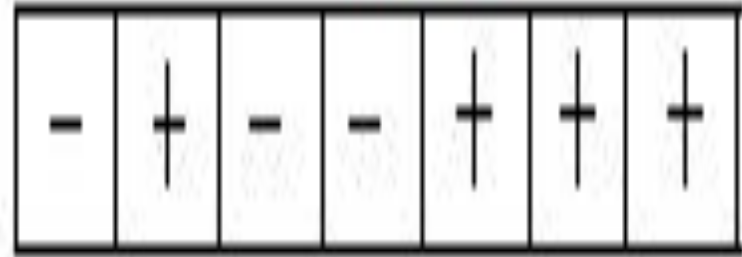
ФКМ радиоимпульс для семиразрядного кода Баркера имеет следующий вид:



$x(t)$



$h_{corr}(t)$



Графическое представление ФКМ-сигнала и его импульсной характеристики

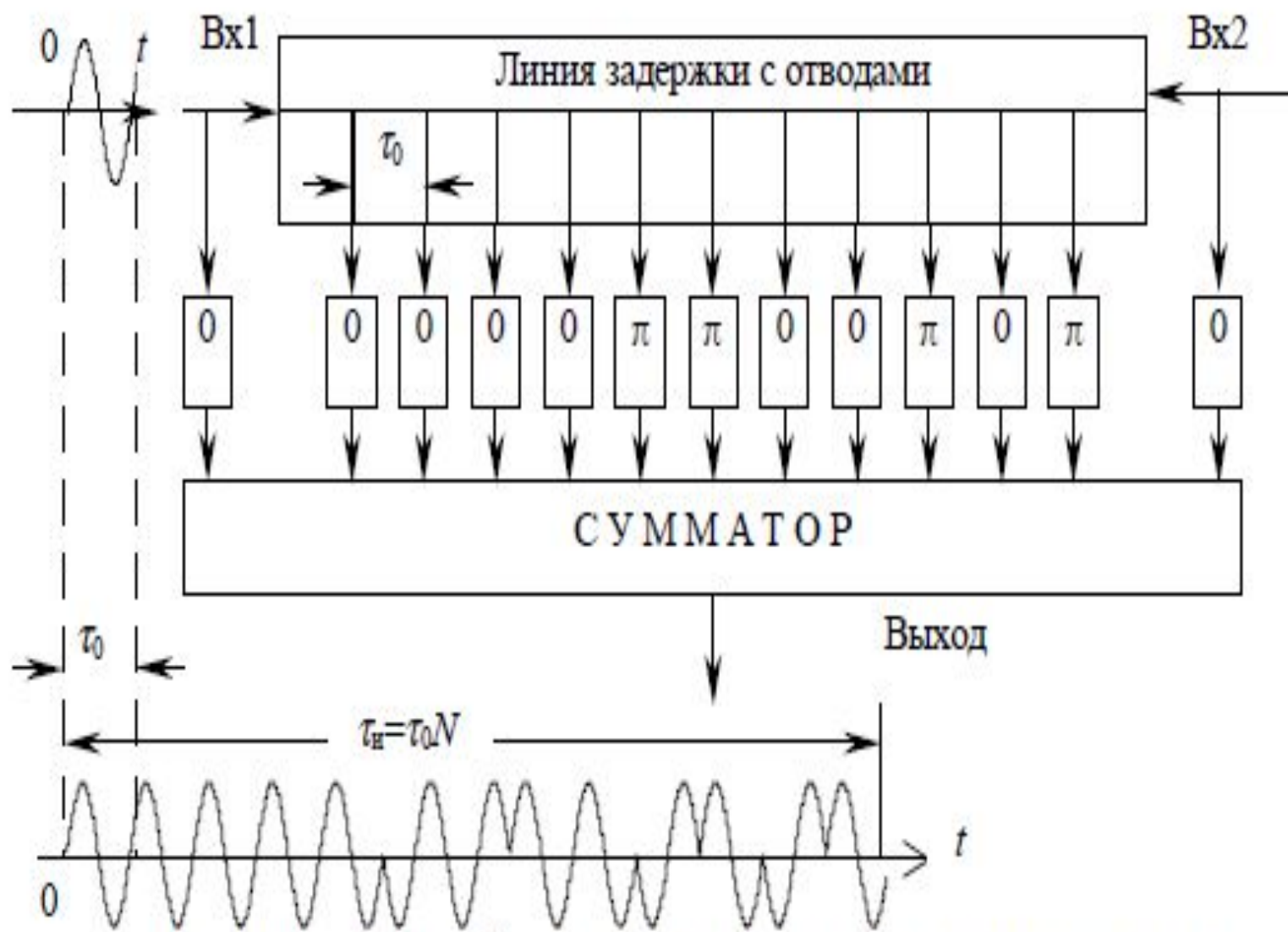
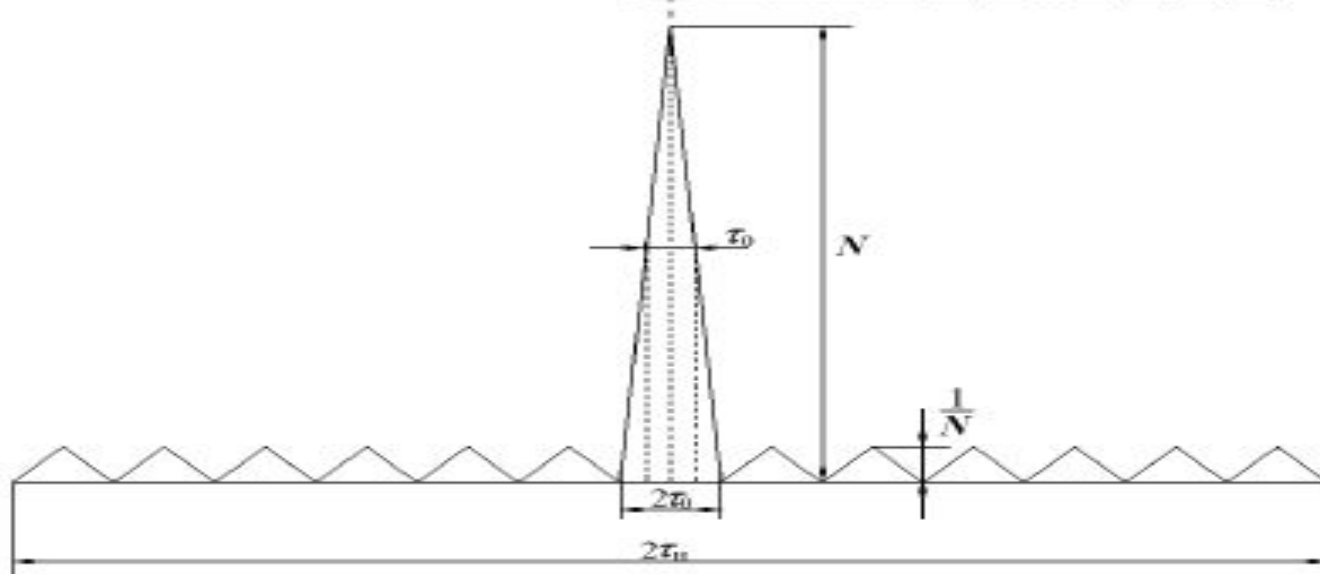
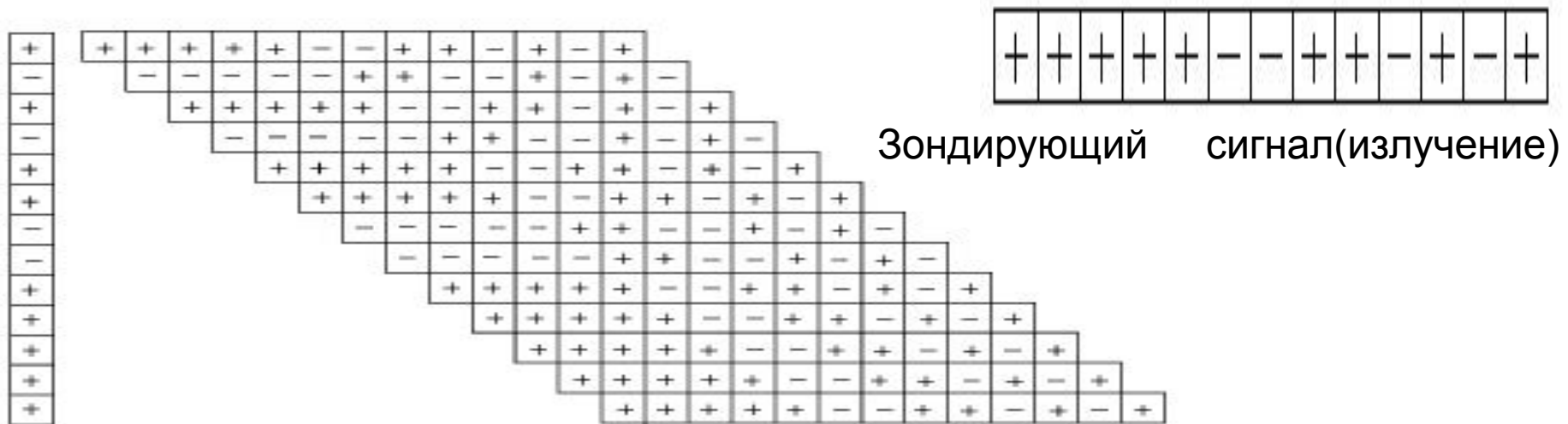


Рис.11. Формирователь ФКМ сигнала на ЛЗ с отводами



для $N=13$

Рис.12. Оптимальная обработка ФКМ радиоимпульса

Вопрос №11. Что называется пассивной помехой , отличия целей и маскирующих пассивных помех . Основные направления повышения защищенности РЛС от пассивных помех.

Пассивными называют (ПП) помехи, создаваемые отражениями электромагнитной энергии от объектов, обнаружение которых не является задачей РЛС.

По способу происхождения ПП могут быть естественными и искусственными. К естественным ПП относятся электромагнитные колебания, создаваемые природными отражателями (местными предметами, водной поверхностью, гидрометеорами, поднятыми воздушными потоками пылевыми облаками, стаями птиц и насекомых, северным сиянием, турбулентностями атмосферы и т.п.)

Искусственные ПП создаются преднамеренно при помощи противорадиолокационных (дипольных и уголковых) отражателей, металлизированных лент и аэрозолей, ядерных взрывов и других источников ионизации атмосферы.

Основные классы параметров по которым различают сигналы и помехи:

энергетические, пространственные, поляризионные, 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;**
-) -оптимизацию системы обработки сигналов на фоне пассивных помех.**

11.1 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.

11.2.Сужение спектра флюктуаций мощности помехи (с какой целью)?

11.3.П о л я р и з а ц и о н н а я с е л е к ц и я (раскрыть).

11.4.Оптимизация системы обработка сигналов на фоне пассивных помех (Раскрыть)

Вопрос №12. В чем заключается принцип построения устройств применяемых в РЛС для селекции целей по скорости, режекции помех и накопления сигналов

Как известно, частотная характеристика оптимального устройства для выделения полезного сигнала на фоне смеси пассивной помехи с энергетическим спектром - $N_{\text{ПП}}(f)$ и внутреннего (белого) шума со спектральной плотностью N_0 должна иметь вид:

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

Она может быть представлена в виде произведения двух сомножителей $K^{\boxtimes}(f) = \frac{1}{\sqrt{N_0 + N_{\text{ПП}}(f)}} \cdot \frac{G_C(f)}{\sqrt{N_0 + N_{\text{ПП}}(f)}}$

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

- фильтра подавления помехи с частотной характеристикой: $K_{\text{ПОД}}(f) = \frac{1}{\sqrt{N_0 + N_{\text{ПП}}(f)}}$

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

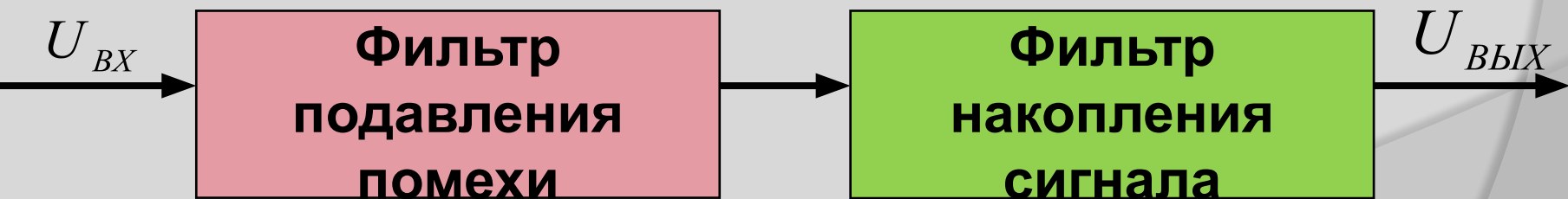


Рис. 2. Структурная схема оптимального фильтра при выделении сигнала на фоне пассивных помех

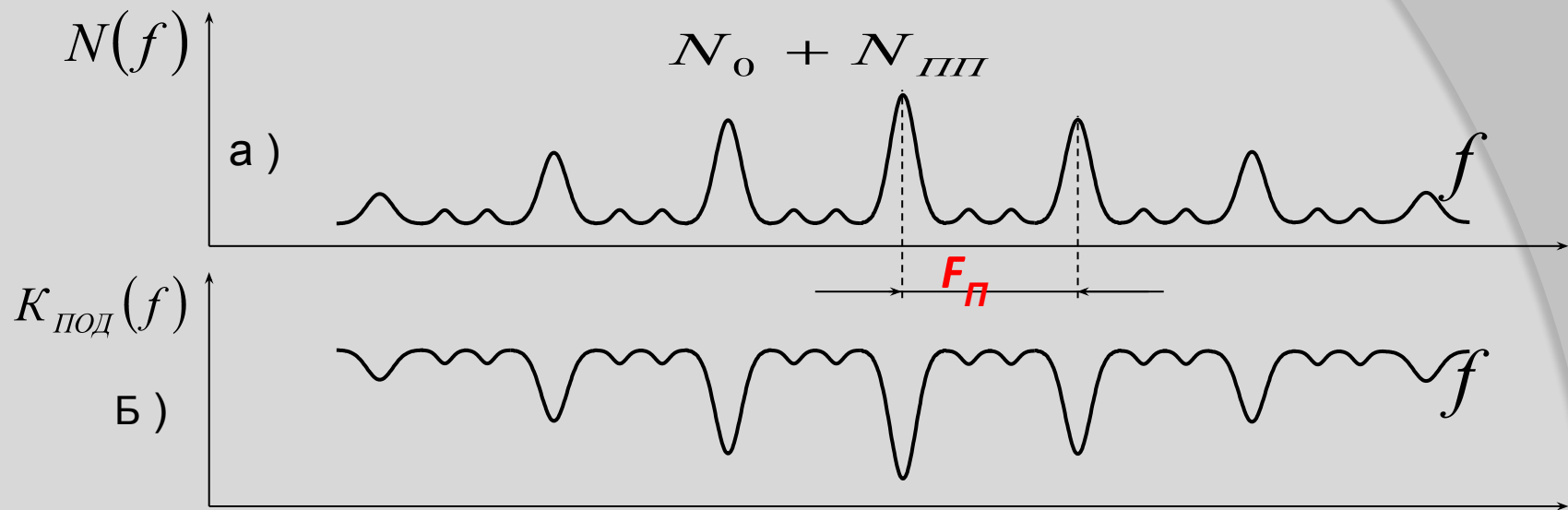


Рис. 1.Спектр пассивной помехи и внутреннего шума а) и АЧХ фильтра подавления б)

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).

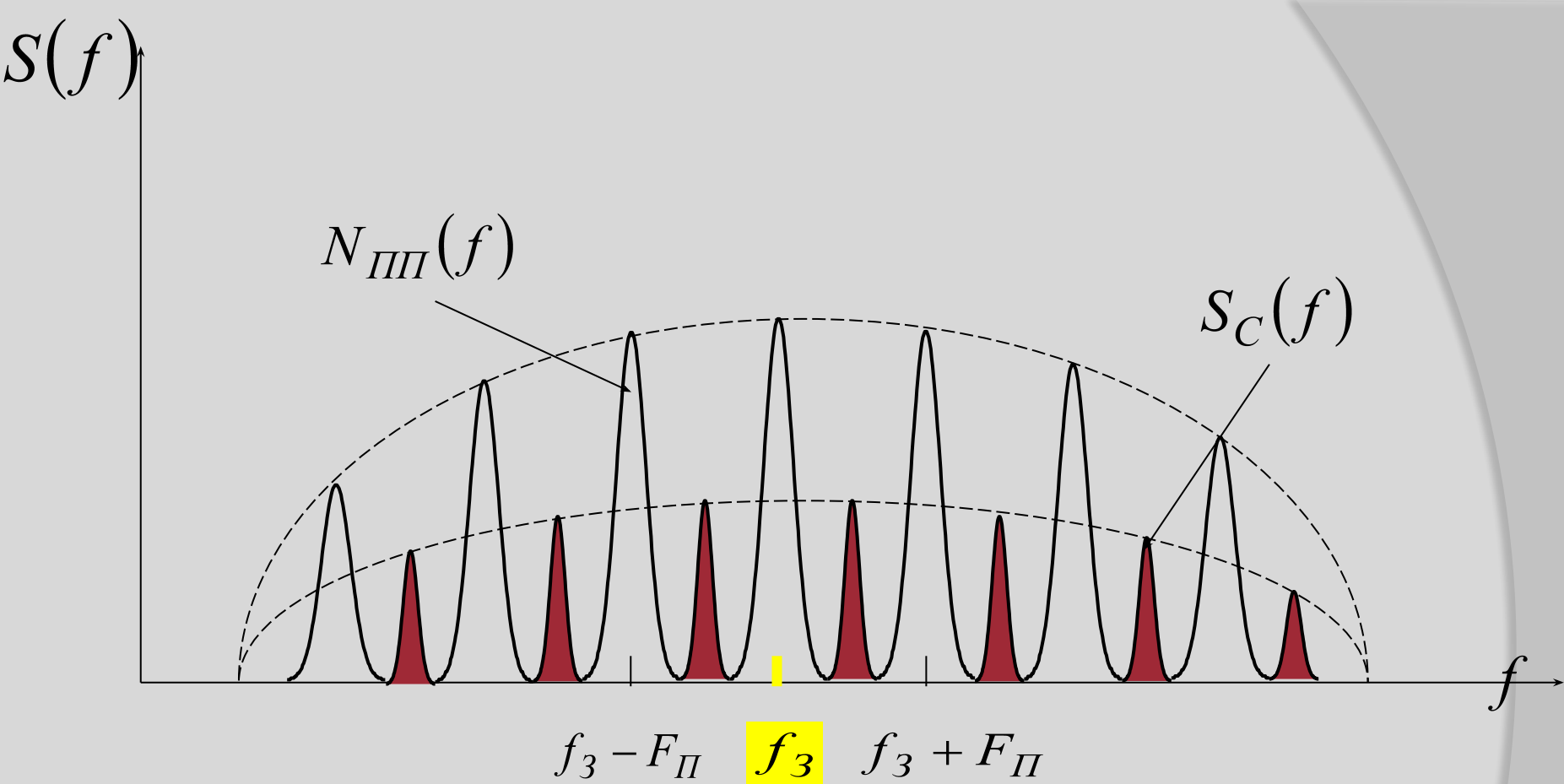


Рис. Разделение спектров сигнала и пассивной помехи

Вопрос №13. Какими критериями оценивается защищенность РЛС от пассивных помех.

Помехозащищенность РЛС в условиях отражений от пассивных помех обычно оценивается коэффициентом подавления мешающих отражений – $K_{ПП}$.

$$K_{ПП} = P_{ПП ВХ} / P_{ПП ВЫХ}$$

или коэффициентом подпомеховой видимости

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

Достаточно часто коэффициент подпомеховой 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 при фиксированной вероятности ложной тревоги*

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

На практике помехозащищенность РЛС от пассивных помех оценивают также линейной плотностью дипольных отражателей (числом пачек дипольных отражателей $N_{ПАЧ}$, 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:

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

Если левую часть выражения задать равной коэффициенту подпомеховой видимости РЛС, то можно получить выражение для расчета допустимой линейной плотности отражателей:

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

Вопрос №14. Пояснить принцип работы фильтра подавления помехи в системах СДЦ построенной по схеме череспериодной компенсации (ЧПК), реализуемой во временной области.

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)**.

Подавление спектральных составляющих ПП в них осуществляются путём череспериодного вычитания (ЧПК).

Некогерентный накопитель – ИКО.

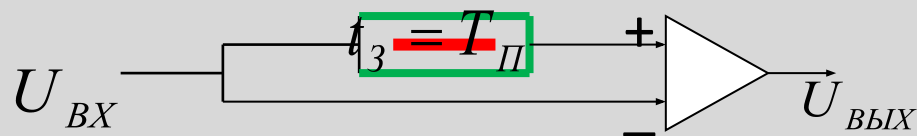
14.1. Череспериодная компенсация (ЧПК)

В аналоговых и цифровых системах СДЦ фильтр подавления помехи может быть реализован по схеме череспериодной компенсации (ЧПК). Эквивалентные структурные схемы устройств ЧПК с однократным и двукратным вычитанием представлены на рис. 5.

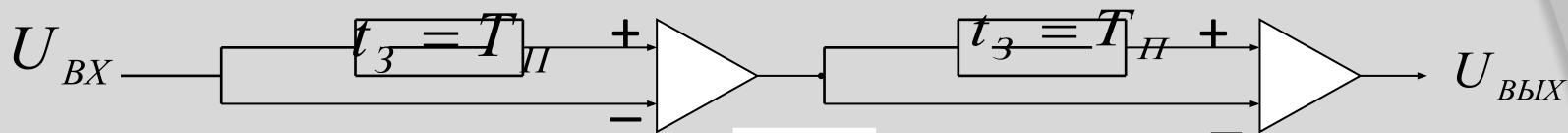
Амплитудно-частотные характеристики этих устройств ЧПК определяются соответственно соотношениями:

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

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



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:

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

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

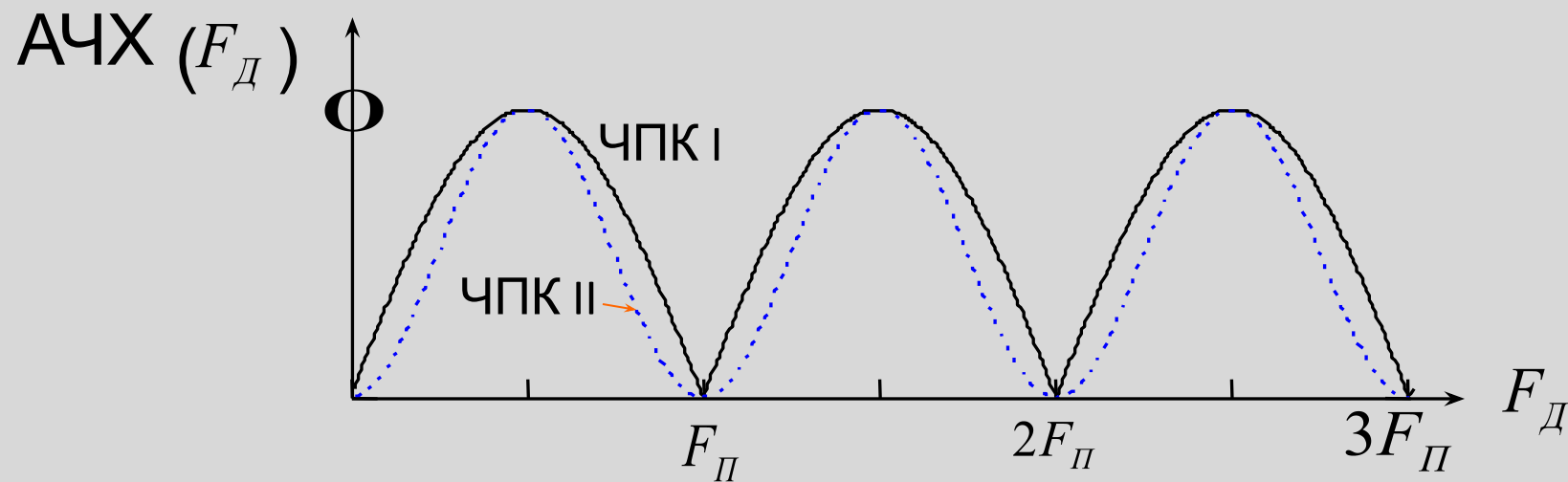


Рис.6. Зависимость нормированного коэффициента передачи принимаемого сигнала от доплеровской поправки частоты

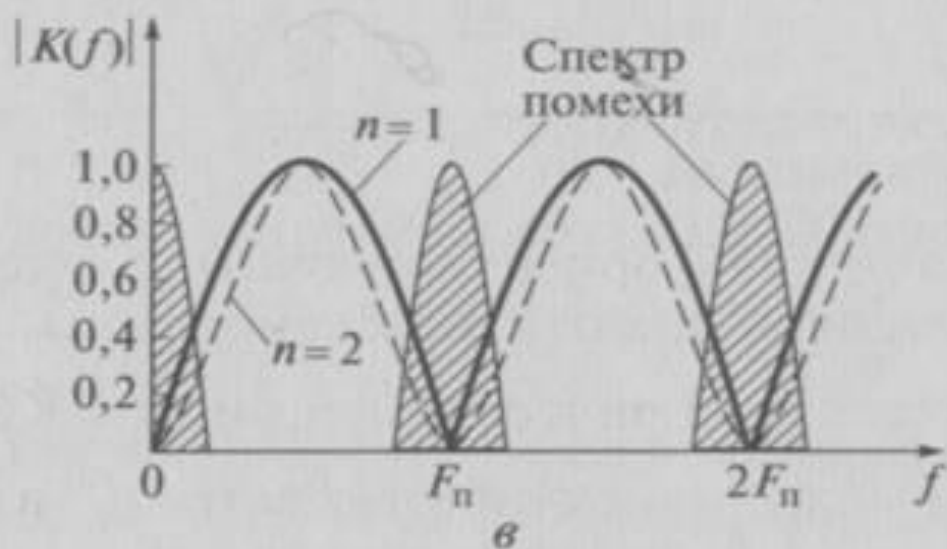
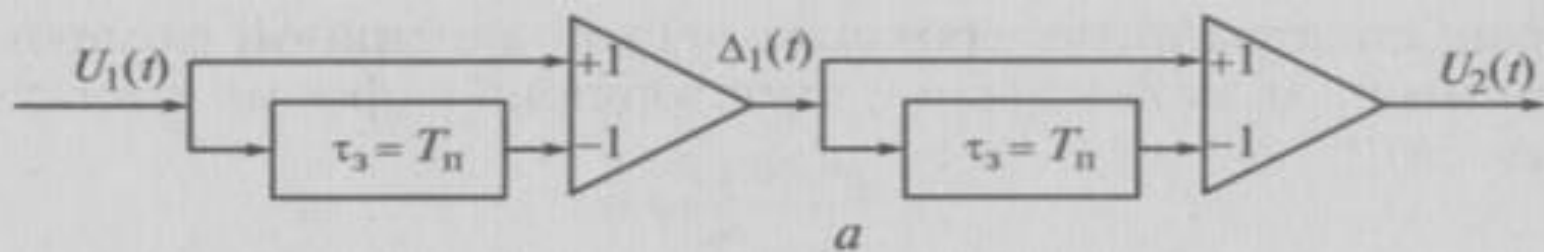
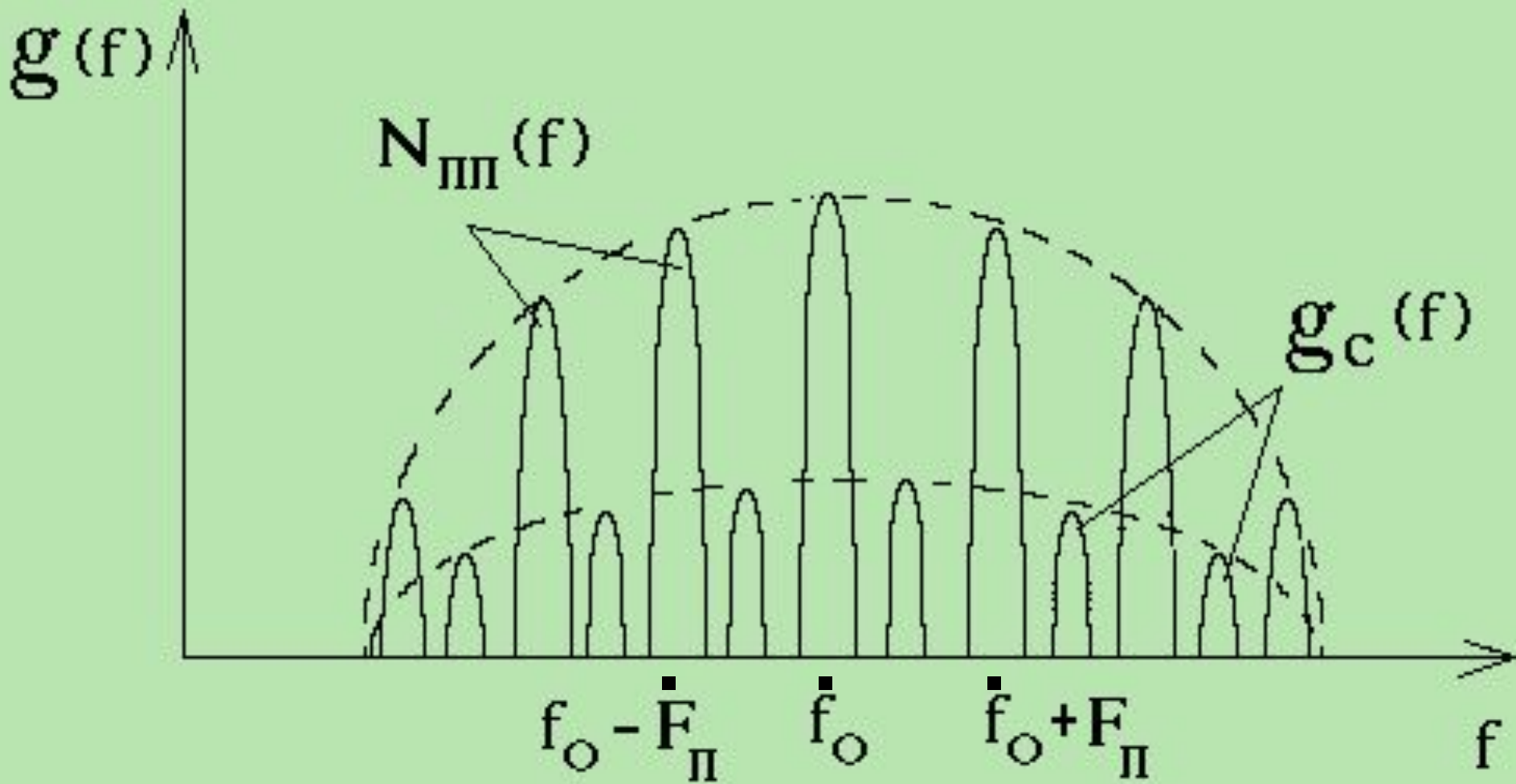
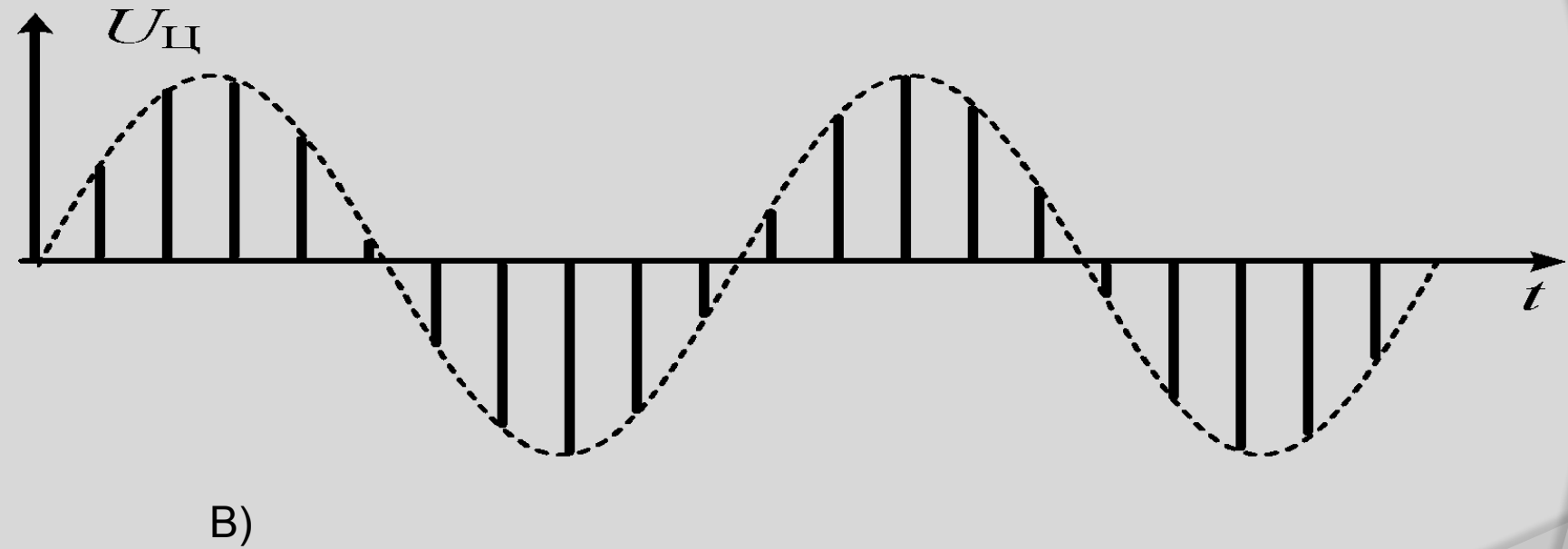
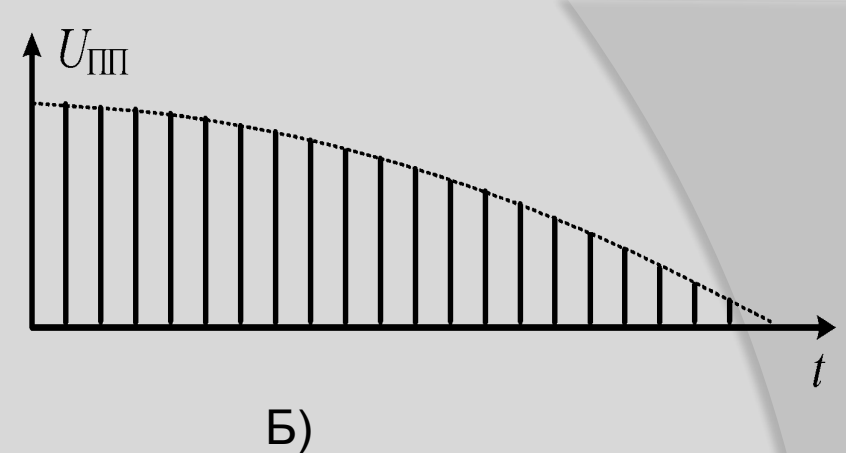
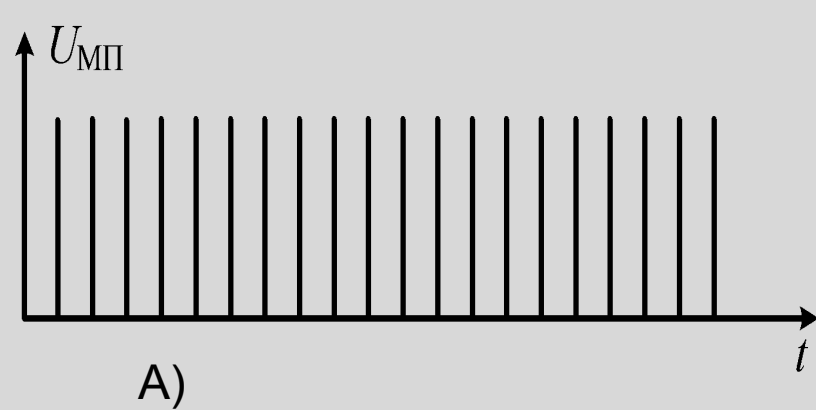


Рис. 6.4. Структурные схемы двухкратной ЧПК (*a*, *б*) и зависимость модуля его коэффициента передачи (пунктир) от частоты (*в*)



Спектры сигнала и помехи с гребенчатой периодической структурой.



Видеоимпульсы на выходе ФД в зависимости от F_D при отражении:
a) от местного предмета; *б)* от пассивной помехи, движущейся со скоростью ветра; *в)* от движущейся цели.

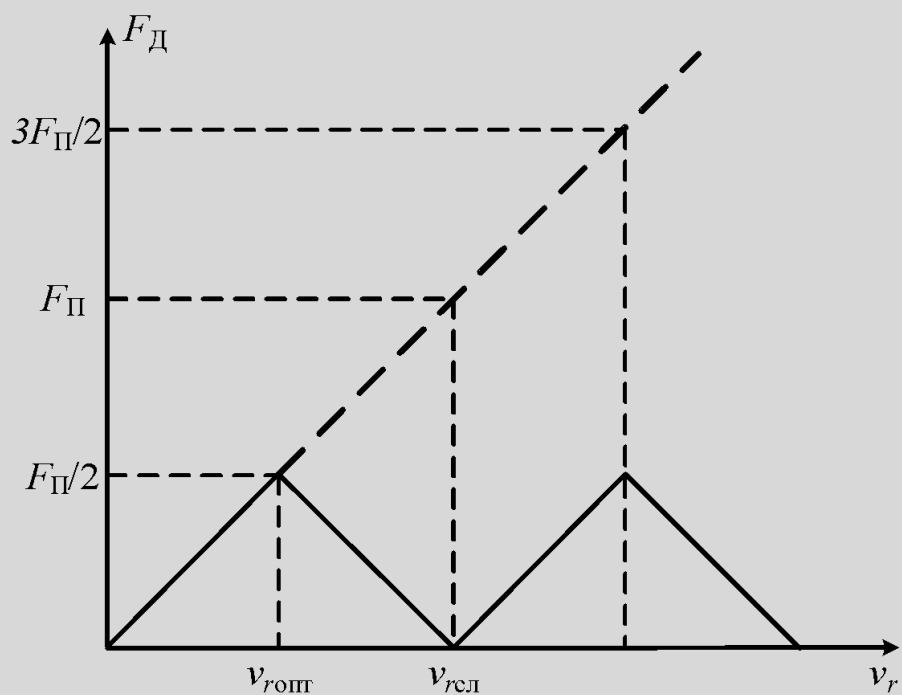


Рис. Зависимость выделяемой частоты Доплера от радиальной скорости

$$Vr(n) = \frac{n * Fn * C}{2f_{ген.}}$$

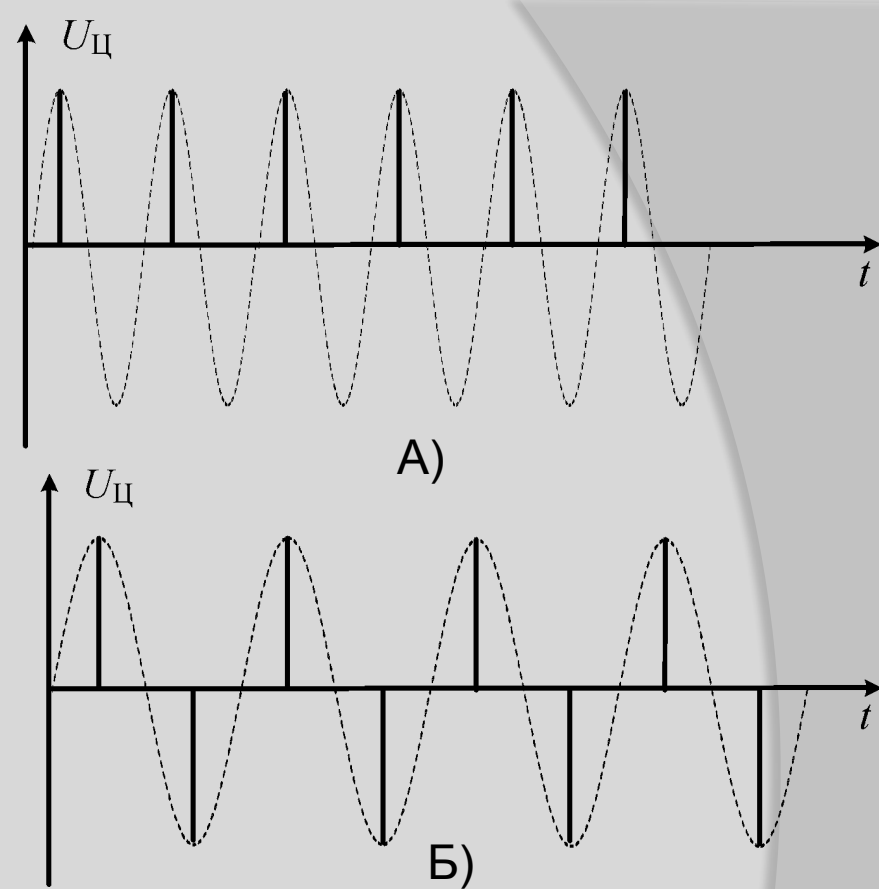
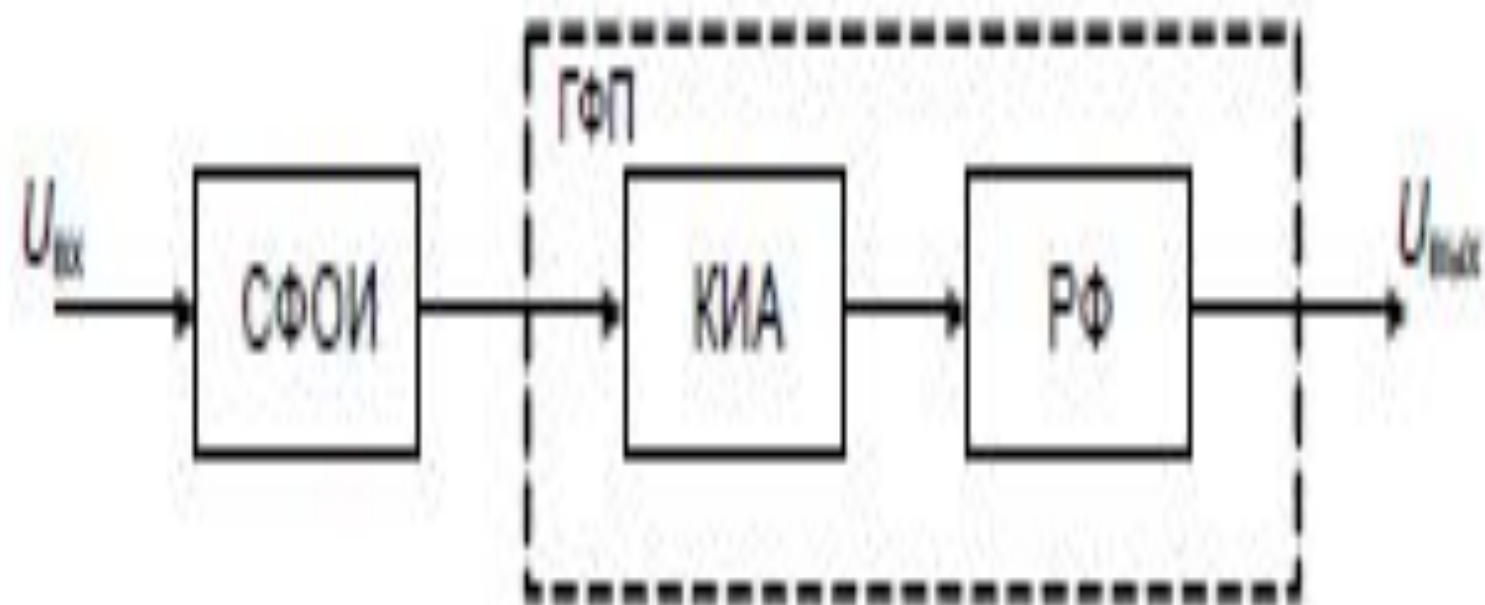


Рис. Видеоимпульсы на выходе ФД в зависимости от F_D при отражении: а) от цели, движущейся со «слепой» скоростью; б) от цели, движущейся с оптимальной скоростью.



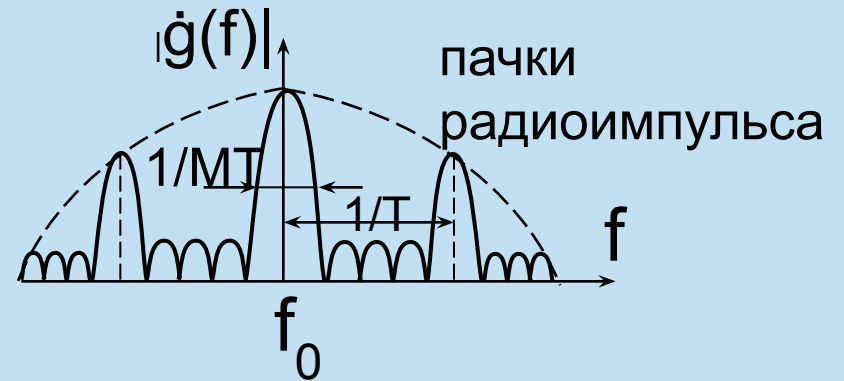
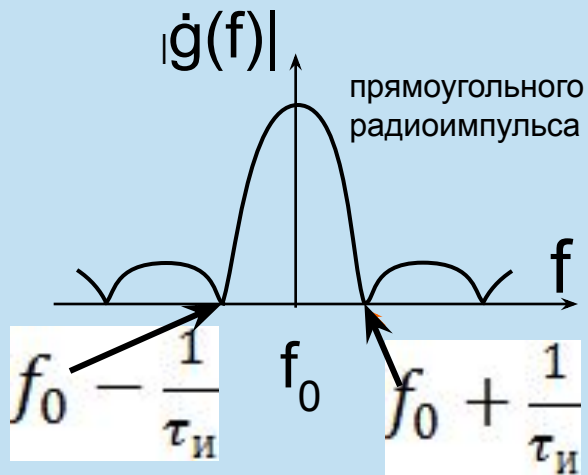
Структурная схема квазиоптимального ГФП

Вопрос №15. В чем заключается сущность метода сужения спектра флюктуации сигналов, отраженных от пассивных помех?

Энергетический спектр пассивной помехи при когерентном периодическом зондирующем сигнале, как и спектр полезного сигнала, имеет гребенчатую структуру с интервалом между гребнями, равным частоте повторения зондирующего сигнала. Минимально возможная ширина отдельных гребней спектра помехи определяется длительностью пачки и равна $\Pi_{\text{гр мин}} = 1/(MT_{\text{п}})$, где M - число импульсов в пачке, а $T_{\text{п}}$ - период повторения.

$$\Pi_{\text{гр мин}} = 1/(MT_{\text{п}})$$

АЧС типовых простых сигналов.



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.

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 имеют 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 $K_{\text{ПВ}}$) достигается путем увеличения частоты следования импульсов $F_{\text{п}}$, так как при этом возрастает межпериодный коэффициент корреляции пассивной помехи

Вопрос №16. Пояснить принцип работы системы СДЦ в РЛС с истинной внутренней когерентностью (истинно-когерентные РЛС).

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 (внутренняя когерентность).

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

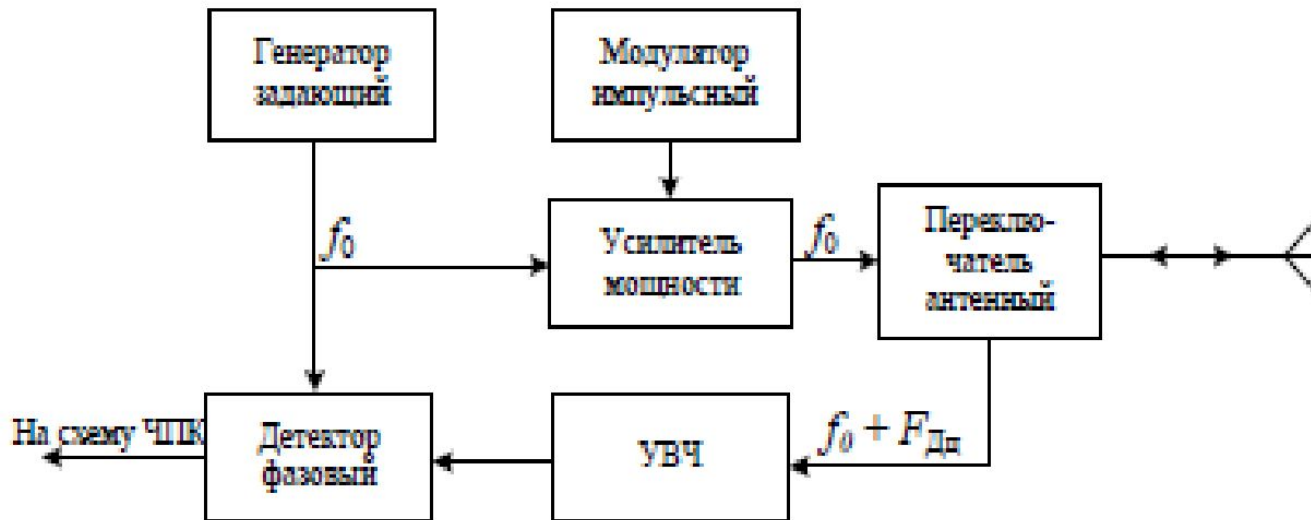


Рис. 4.87. РЛС с истинной внутренней когерентностью

Принцип работы .

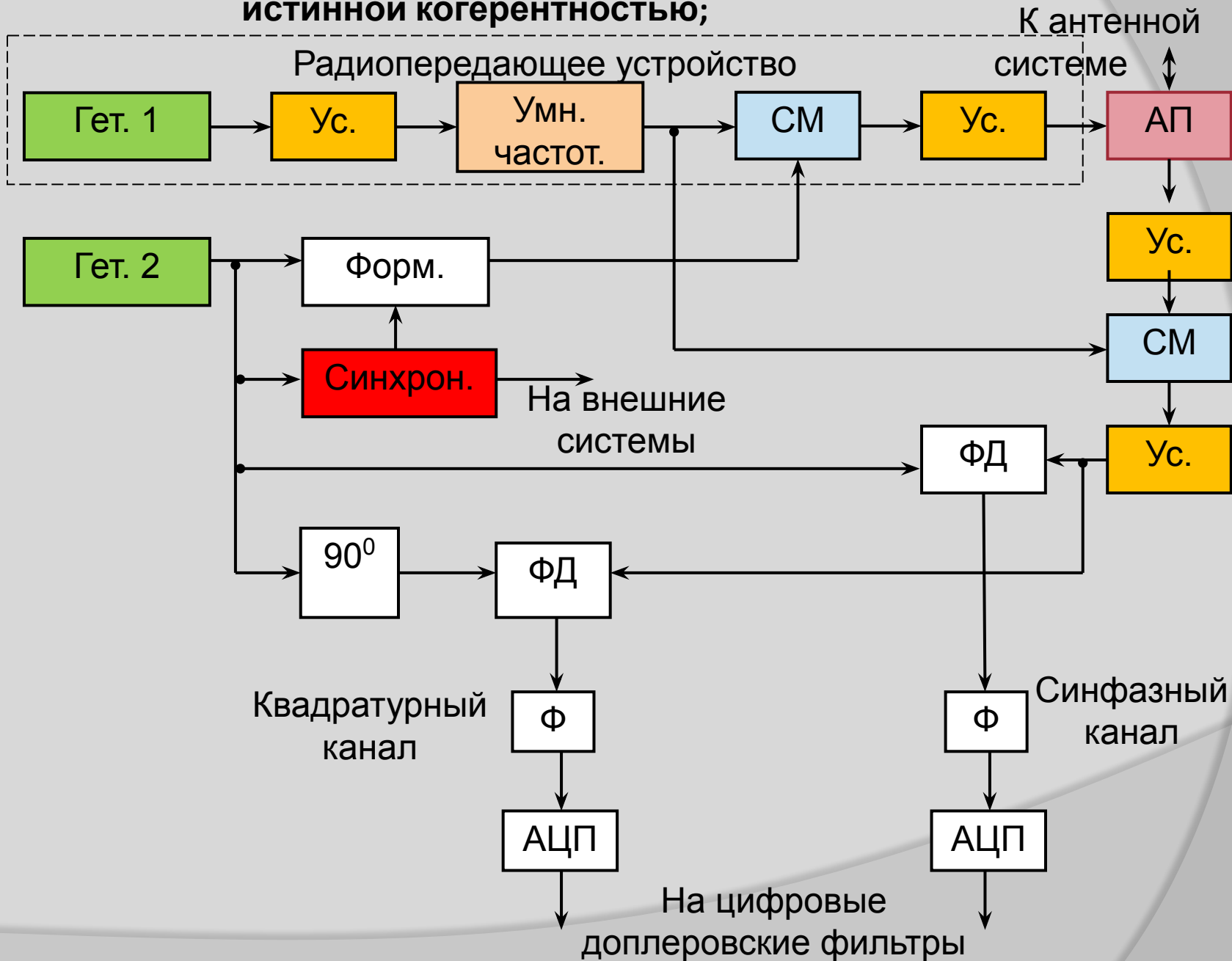
Если сигнал отражается от неподвижного объекта, то начальные фазы всех отраженных радиоимпульсов (φ_0) будут одинаковы:

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

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

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

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



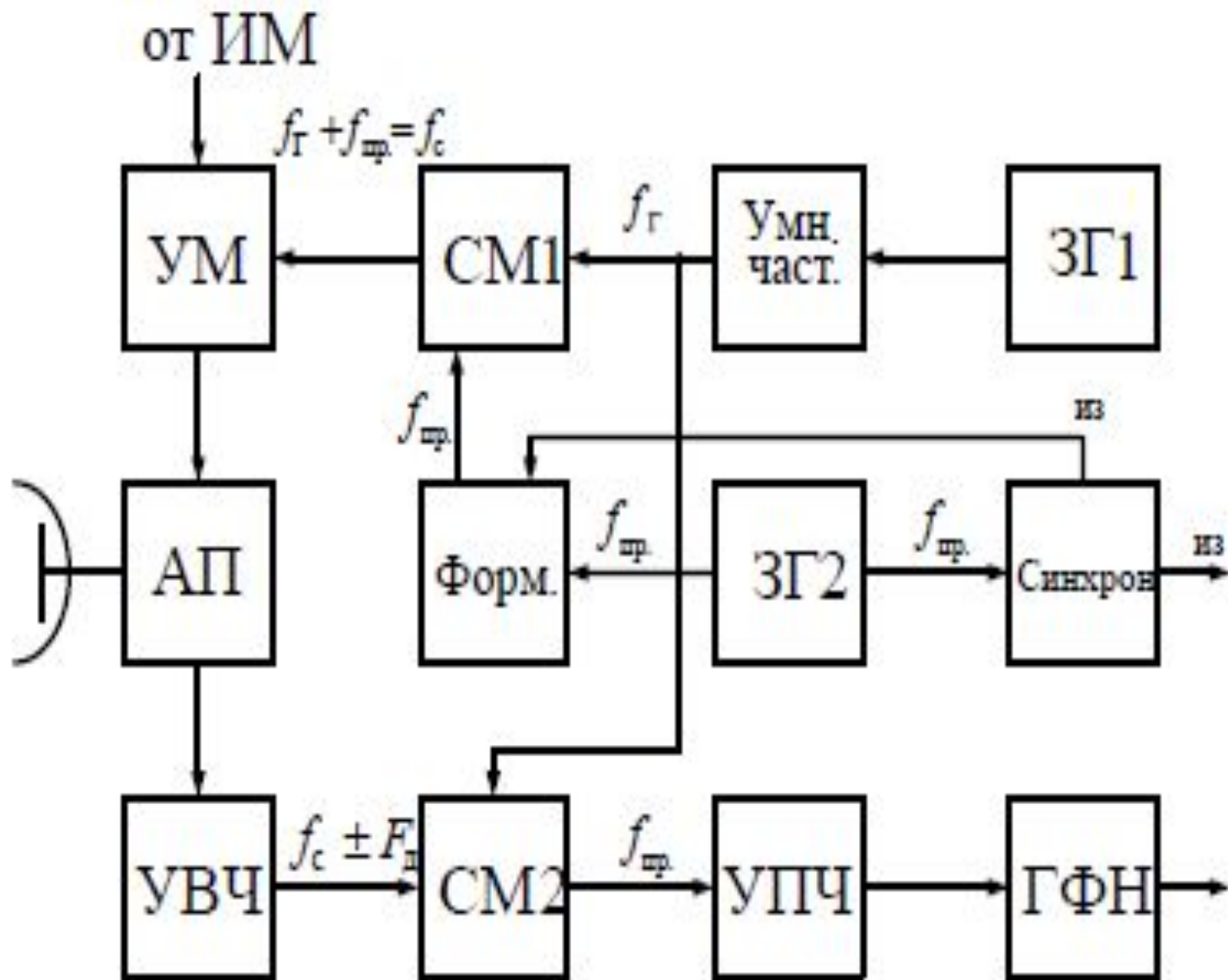
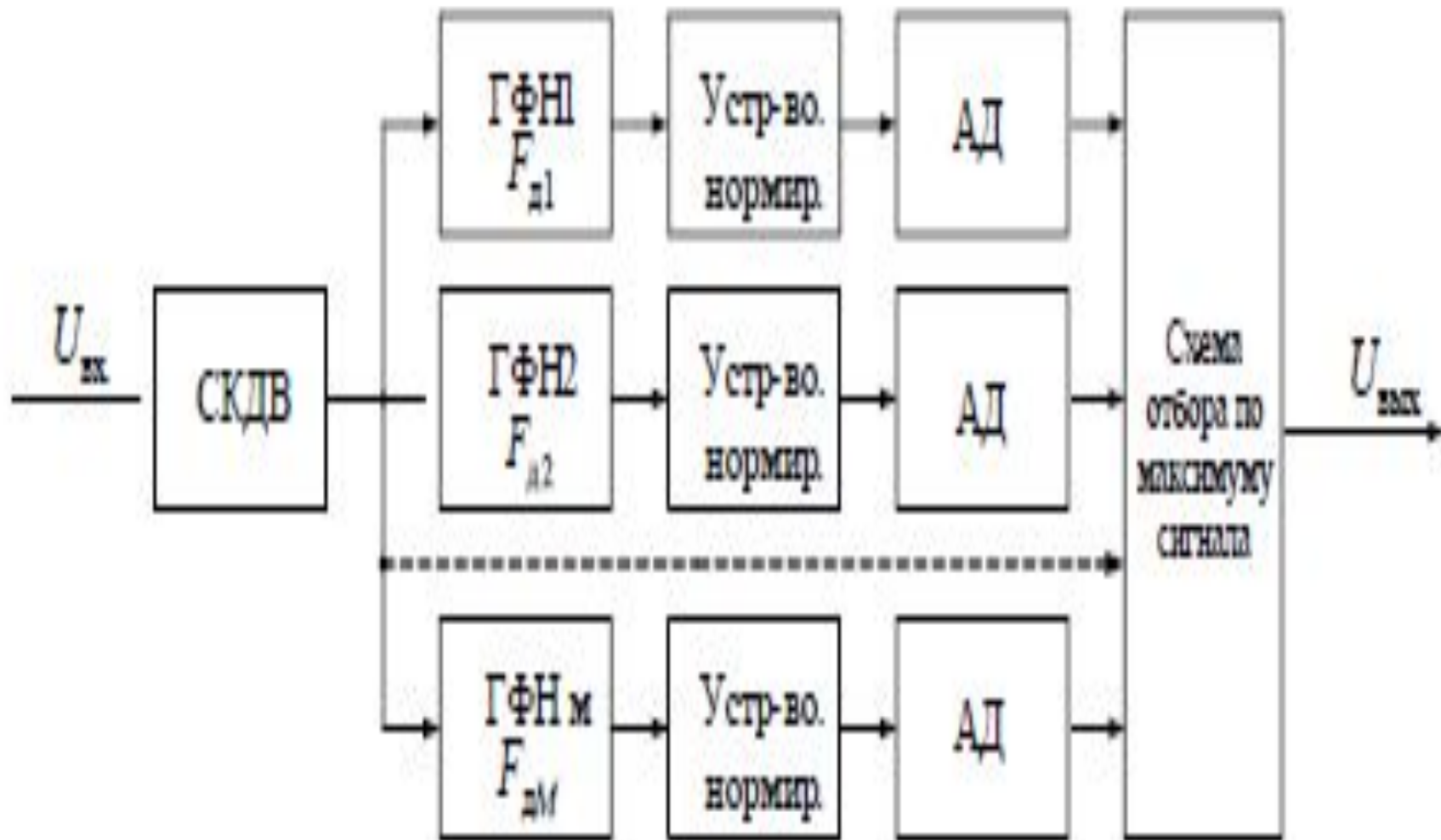
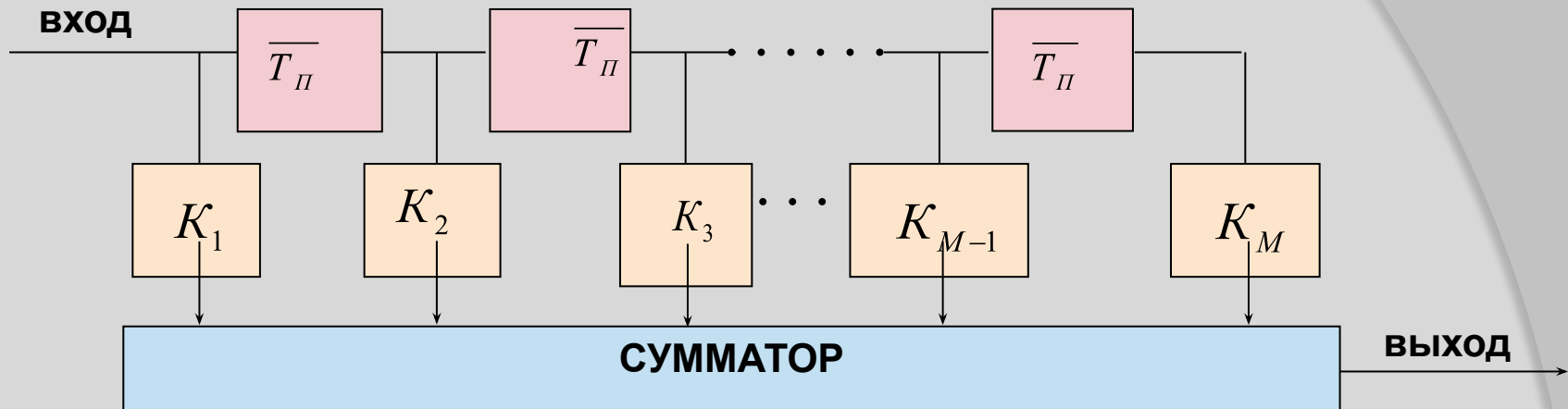


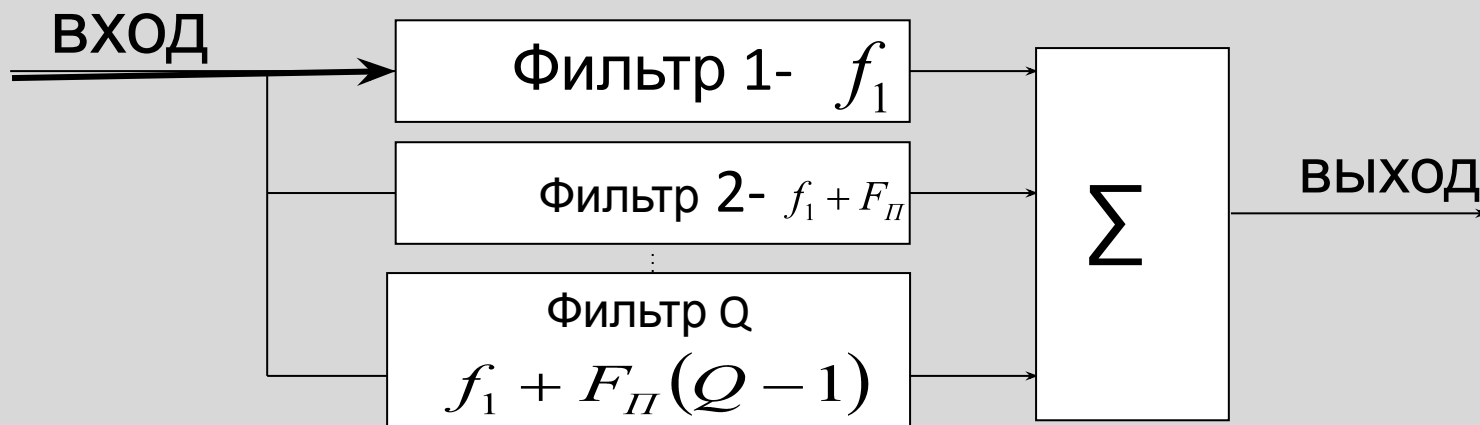
Рис.4 Структурная схема когерентно-импульсной аппаратуры в РЛС с истинной когерентностью



Структурная схема фильтров системы СДЦ с когерентным накоплением сигналов.



а)



б)

Рис.8 Гребенчатый фильтр накопления:

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

Вопрос №17. Пояснить принцип работы системы СДЦ в РЛС с эквивалентной внутренней когерентностью (псевдокогерентные РЛС) – фазирование зондирующим сигналом.

**Псевдокогерентные РЛС
с эквивалентной внутренней когерентностью.**

В них применяется когерентный гетеродин, запоминающий фазу зондирующего сигнала на период T_{Π}

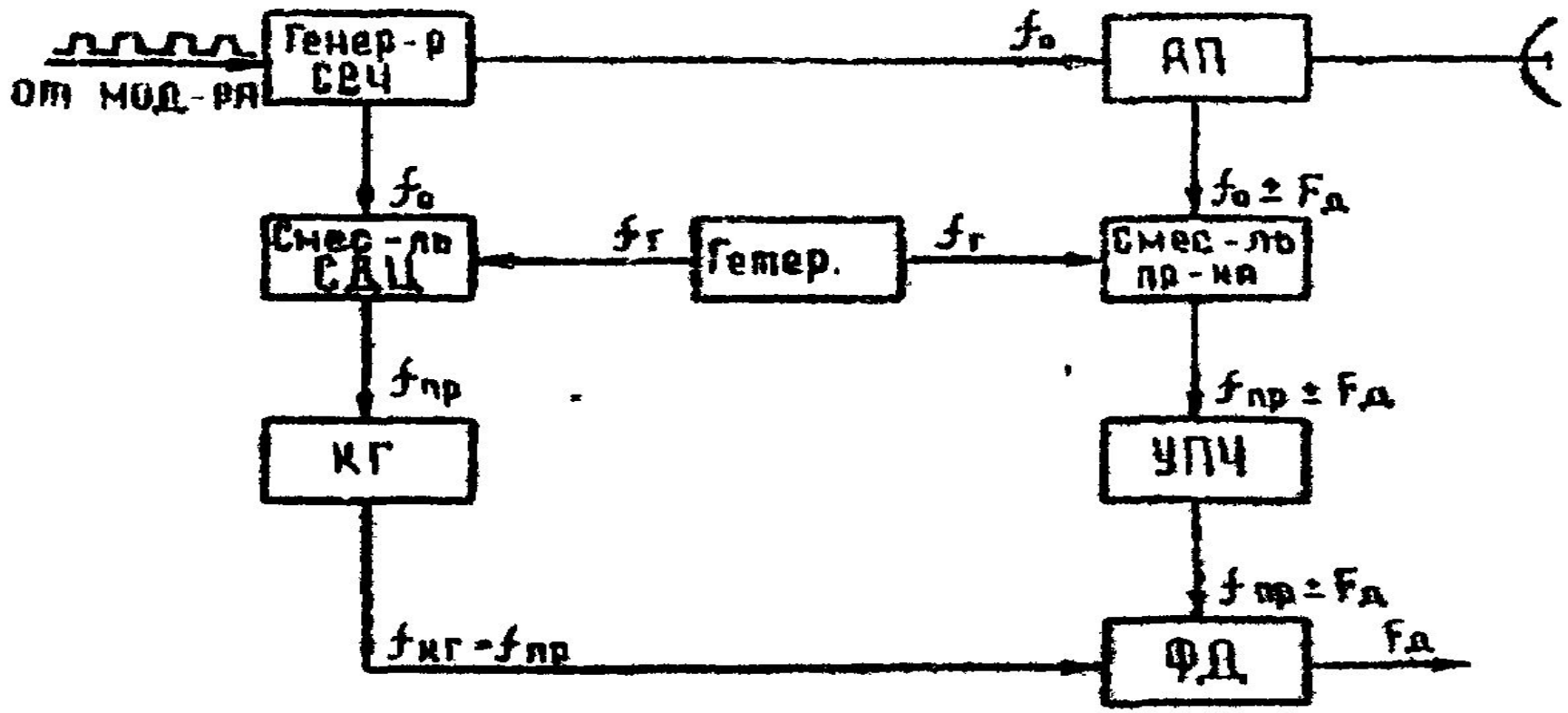


Рис. 7.7

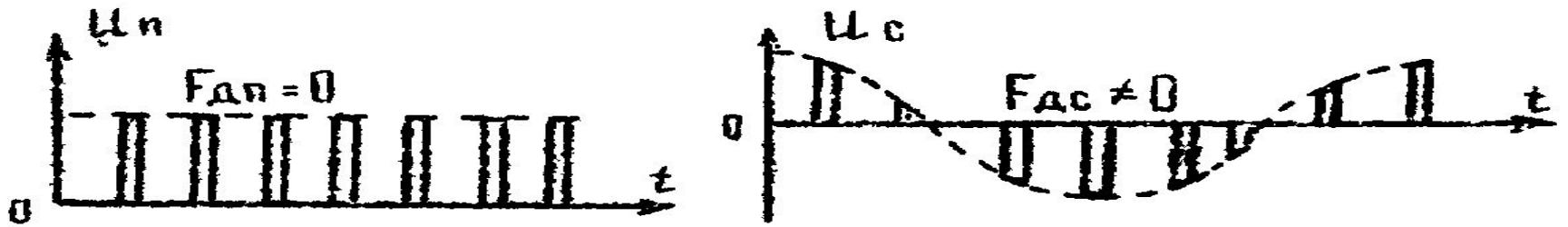
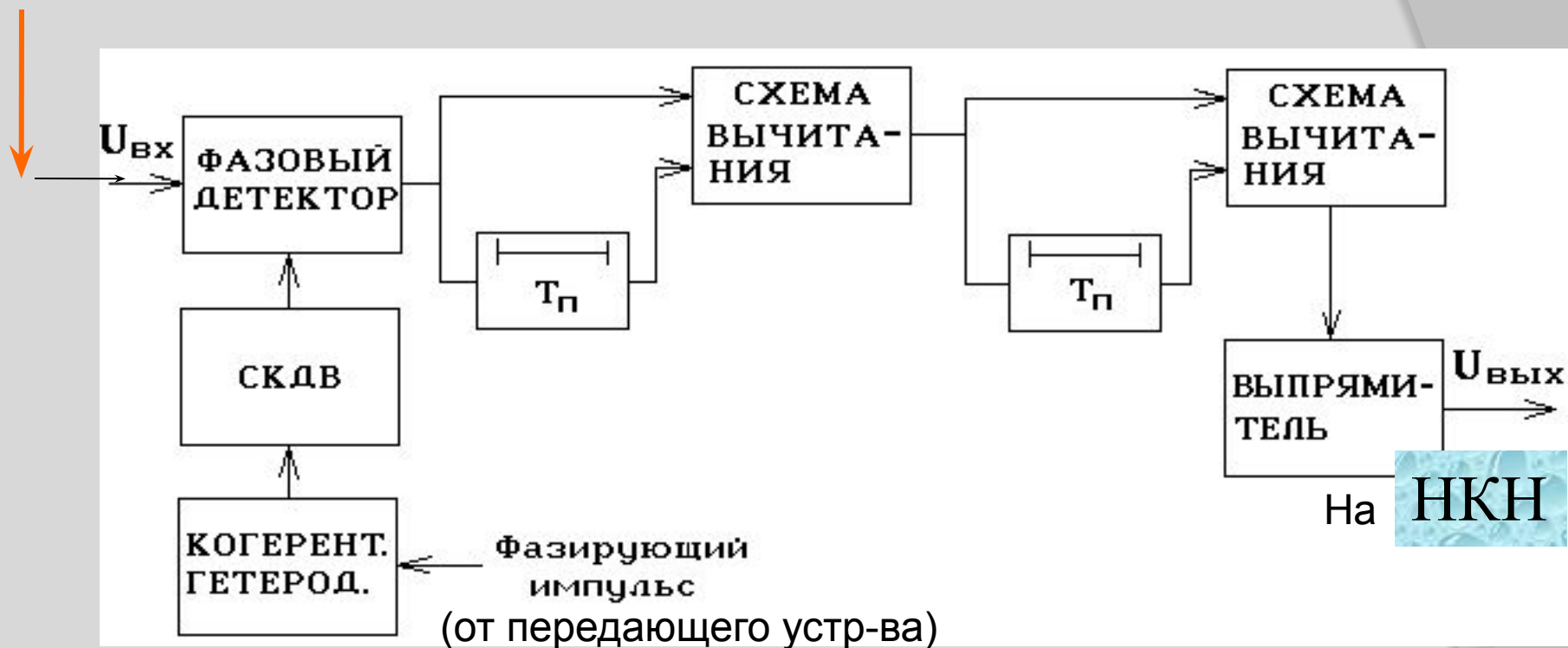


Рис. 7.13

Антенна-АП-АФС-УВЧ-УПЧ



Защита от ПП в псевдокогерентной РЛС

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.

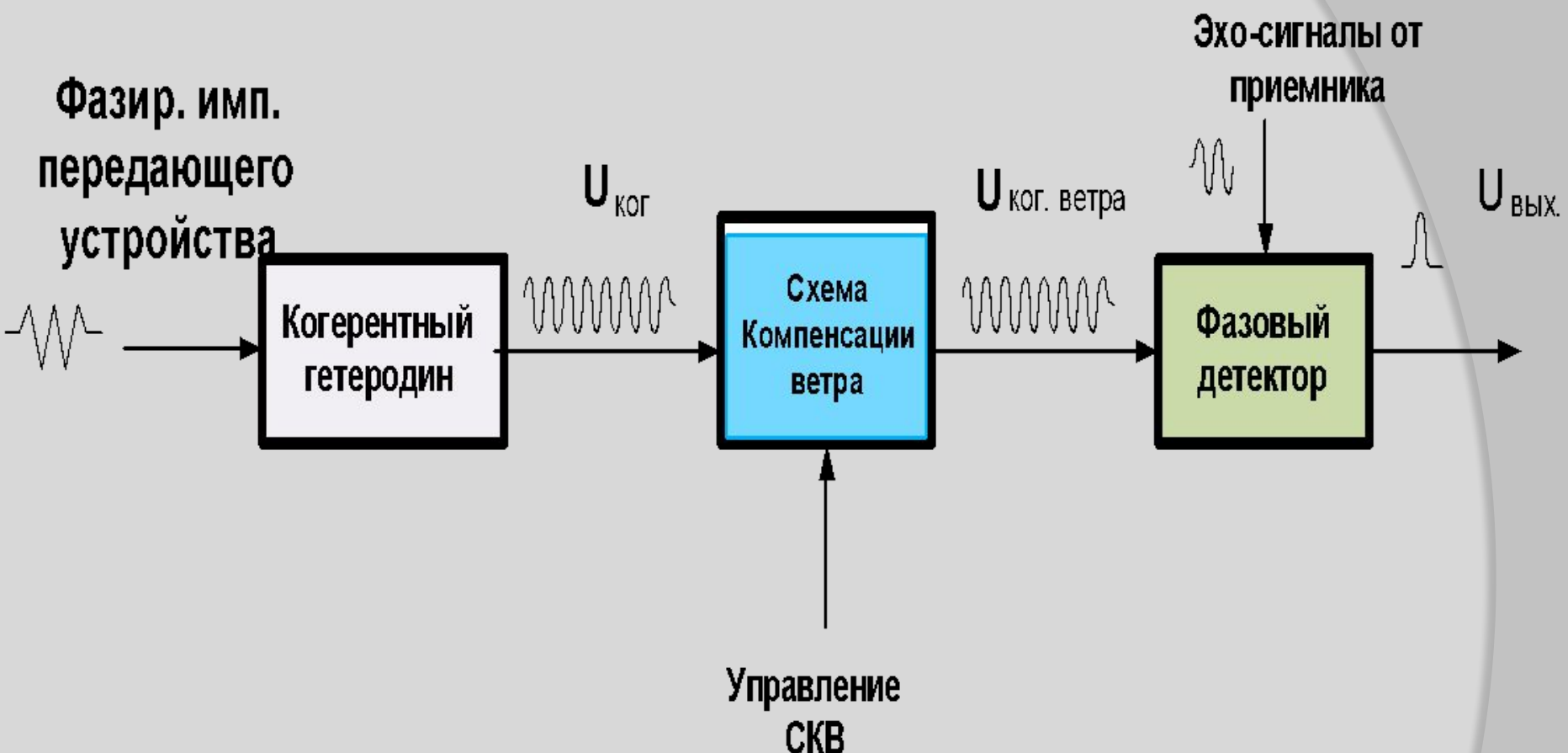
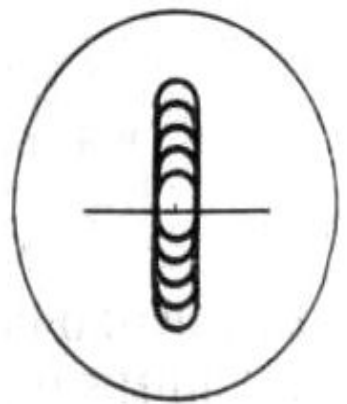
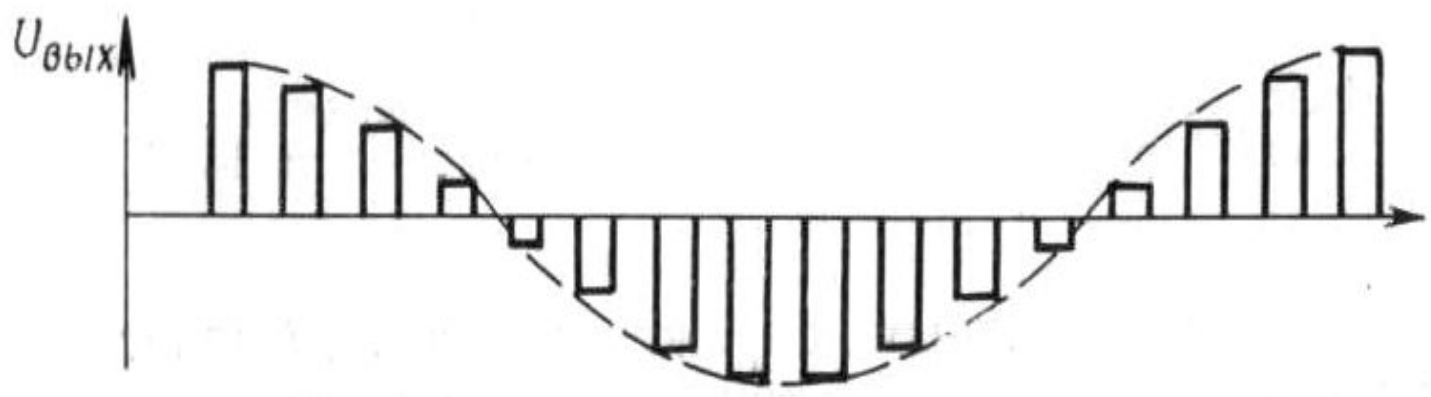
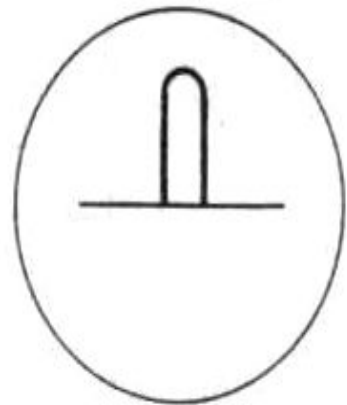
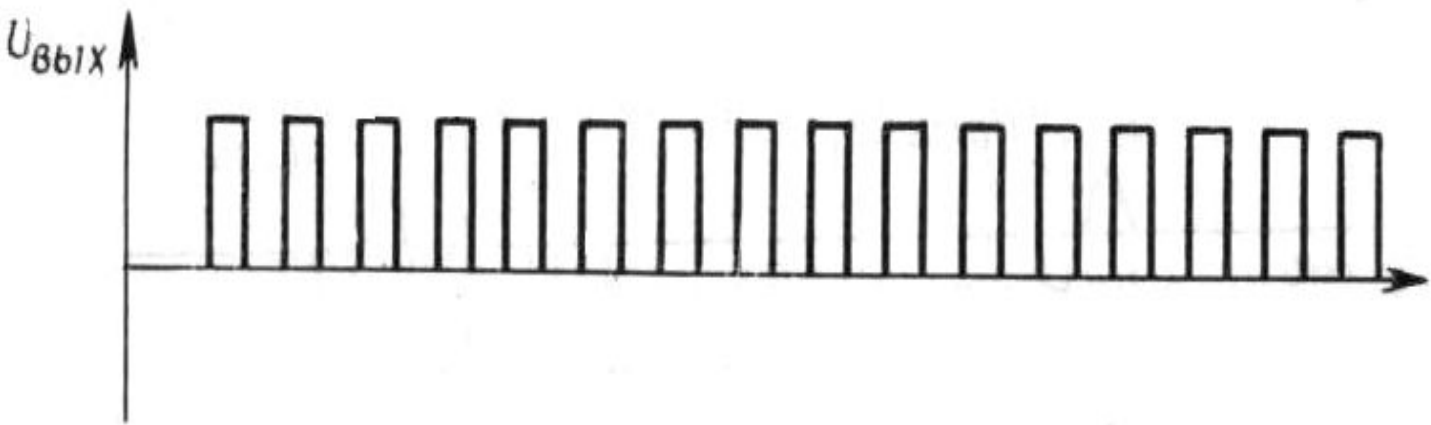


Рис. Упрощенная структурная схема когерентно-импульсного устройства

Индикатор
контроля



Вопрос №18. Пояснить принцип работы системы СДЦ в РЛС с внешней когерентностью.

(Псевдокогерентные РЛС - фазирование помехой)

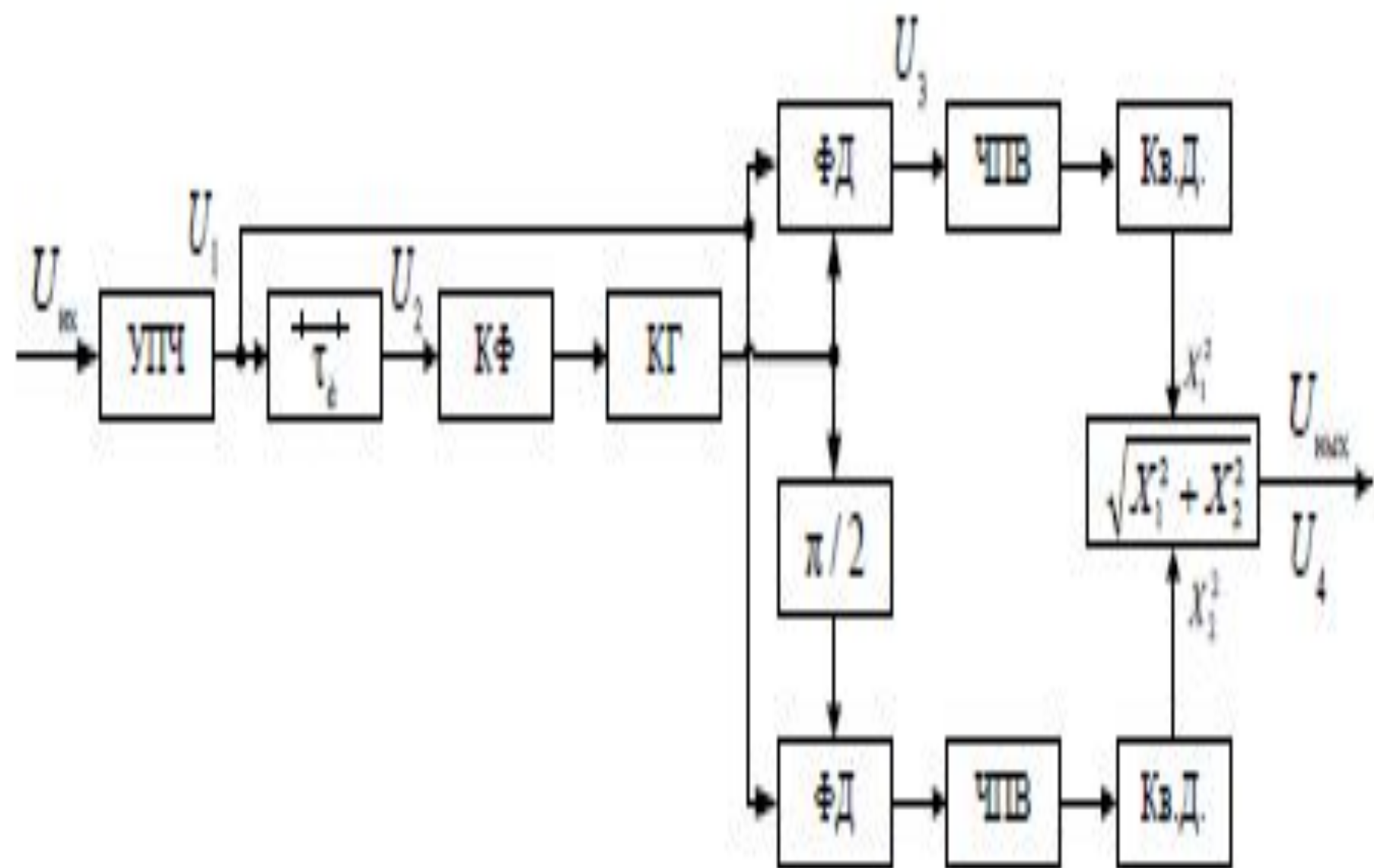
В качестве опорного сигнала используется непосредственно пассивная помеха, отраженная от неподвижных (или медленно движущихся) отражателей, расположенных в одном элементе разрешения с движущейся целью.

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.

Существенный недостаток систем СДЦ с эквивалентной внутренней когерентностью состоит в необходимости непрерывной подстройки схемы компенсации действия ветра (СКДВ) при ведении РЛС обзора пространства, так как даже при постоянной скорости и направлении ветра φ_1 различна для каждого азимута. Погрешность в настройке ВКДВ приводит к значительному снижению коэффициента подпомеховой видимости.

Стремление исключить применение СКДВ при компенсации ПП, отражённых от движущихся облаков дипольных отражателей, привело к разработке систем СДЦ с внешней когерентностью. Её основное отличие от систем СДЦ с эквивалентной внутренней когерентностью состоит в том, что когерентный гетеродин (КГ) фазируется не зондирующим сигналом, а принятым отражённым сигналом, в т.ч. и эхо-сигналами от целей.

При таком фазировании в опорное напряжение вводятся случайная начальная фаза зондирующего сигнала φ_1 (заклучена в фазе отражённого от любого объекта) и регулярное изменение фазы ПП $i\Omega_{nn} \cdot T_n$ (определяется перемещением отражателей под действием ветра). В результате этого отпадает необходимость в применении СКДВ, что является существенным достоинством систем СДЦ с внешней когерентностью.



Структурная схема СДЦ в РЛС с внешней когерентностью

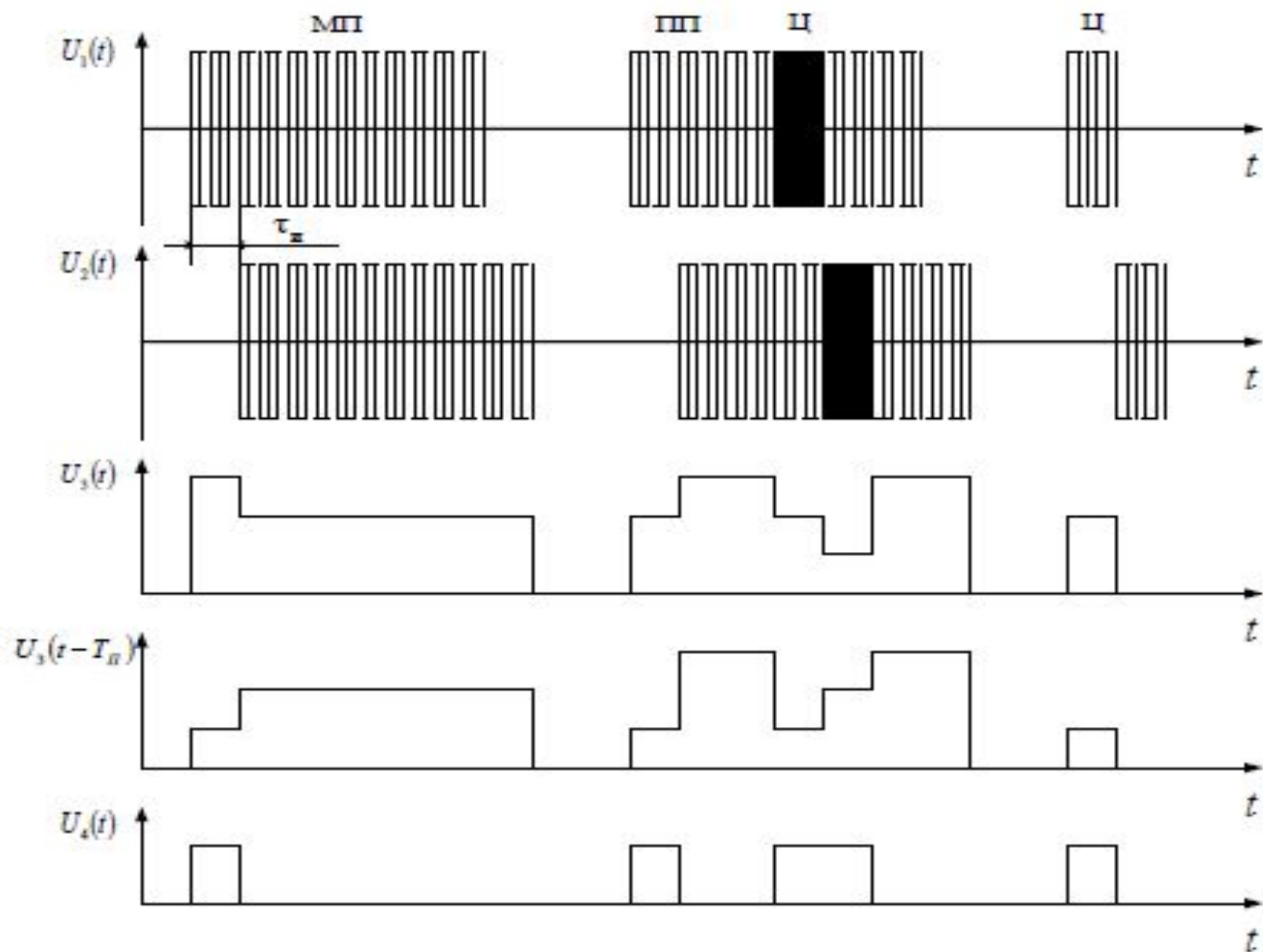


Рис. 6.28. Эпюры напряжений на элементах схемы СДЦ

Вопрос №19. В чем заключается сущность корреляционно-фильтровой обработки сигналов?

Из теории оптимальной фильтрации известно, что построение систем корреляционно-фильтровой обработки сигналов предполагает наличие этапа корреляционной обработки, обеспечивающей параллельный обзор участков по дальности заданного диапазона, и этапа фильтровой обработки, обеспечивающей согласованную фильтрацию.

В свою очередь, интервал временного запаздывания выбирается из условия минимальной различимости по дальности входных ЭХО-сигналов и потому обычно равен длительности импульса на выходе устройства согласованной фильтрации: $\tau_{\text{зап } i} = i \cdot \tau_{\text{зап}}$, где $i=1,2,3,\dots$, а $\tau_{\text{зап}} = \tau_{\text{и(в)}}$, так как $\delta D = c \cdot \tau_{\text{и}} / 2$.

Число дальностных каналов зависит от диапазона дальностей ΔR , в котором работает система СДЦ, и составляет $2\Delta R / c \cdot \tau_{\text{и(в)}}$. Выбор начала дистанции обеспечивается задержкой стробирующих импульсов относительно импульса запуска РЛС. В каждом канале дальности имеется M узкополосных доплеровских фильтров с полосой пропускания $1 / M \tau$ разносом по частоте, равными $F_{\text{п}}$.

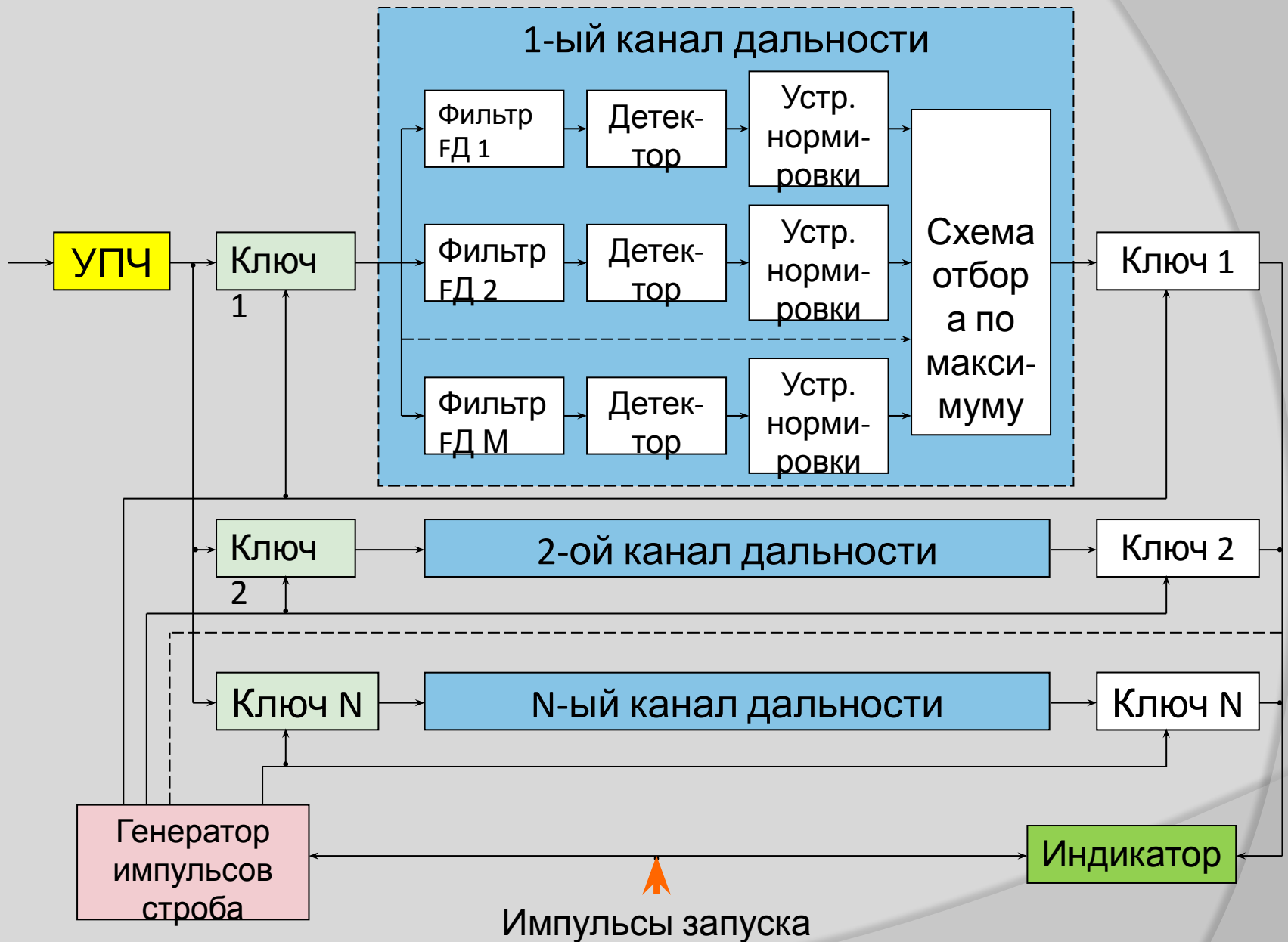


Рис.9. Обобщенная структурная схема корреляционно-фильтровой системы СДЦ.

Выбор начала дистанции обеспечивается задержкой стробирующих импульсов относительно импульсов запуска РЛС. В каждом канале дальности имеется M узкополосных доплеровских фильтров.

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.

Вопрос №20. Как доказать, что доплеровские фильтры обеспечивают разделение сигналов по скоростным каналам. Как осуществляется когерентное накопление эхо-сигналов в скоростных каналах?

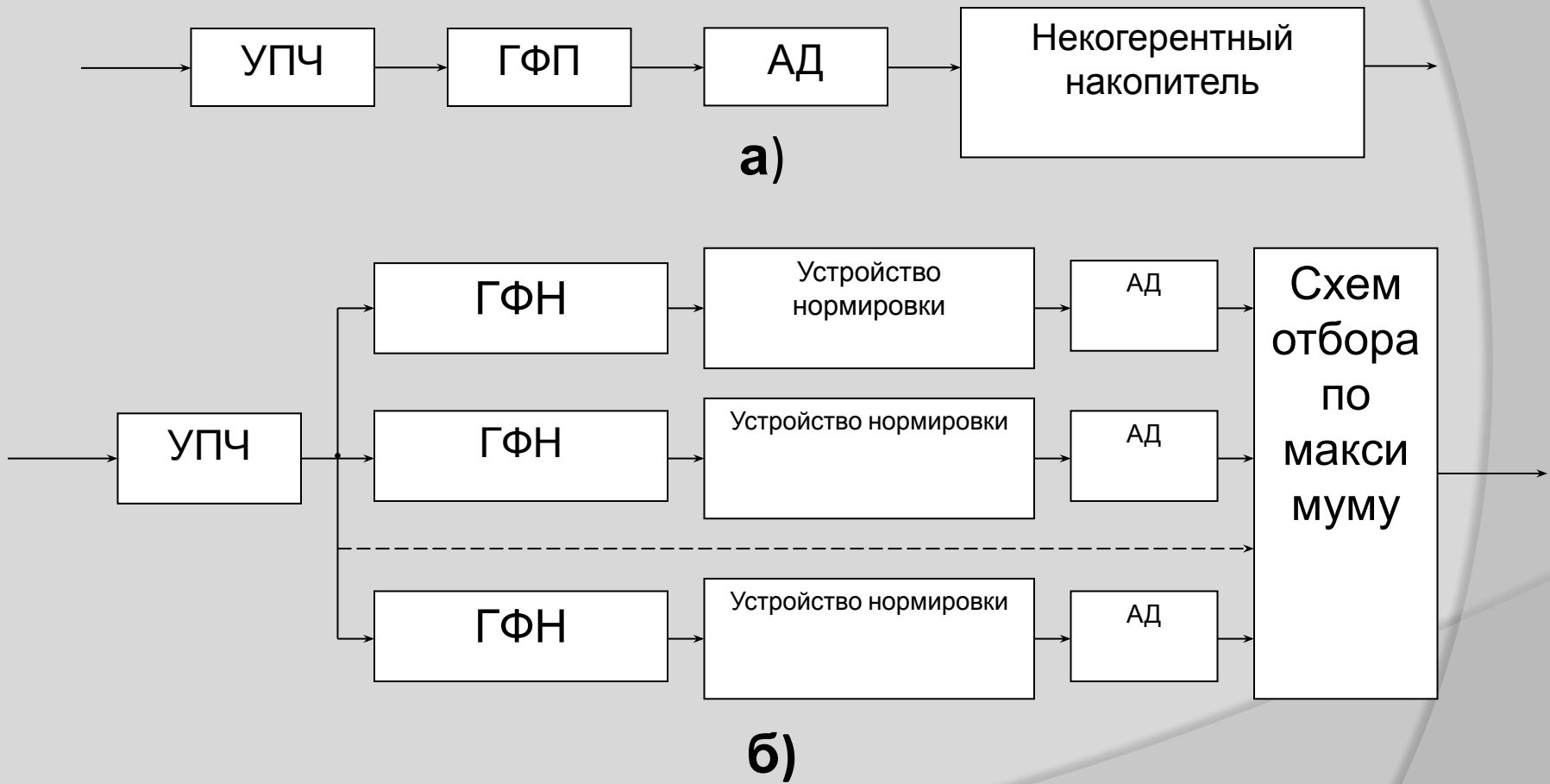


Рис.7 Система обработки с цифровой СДЦ:

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

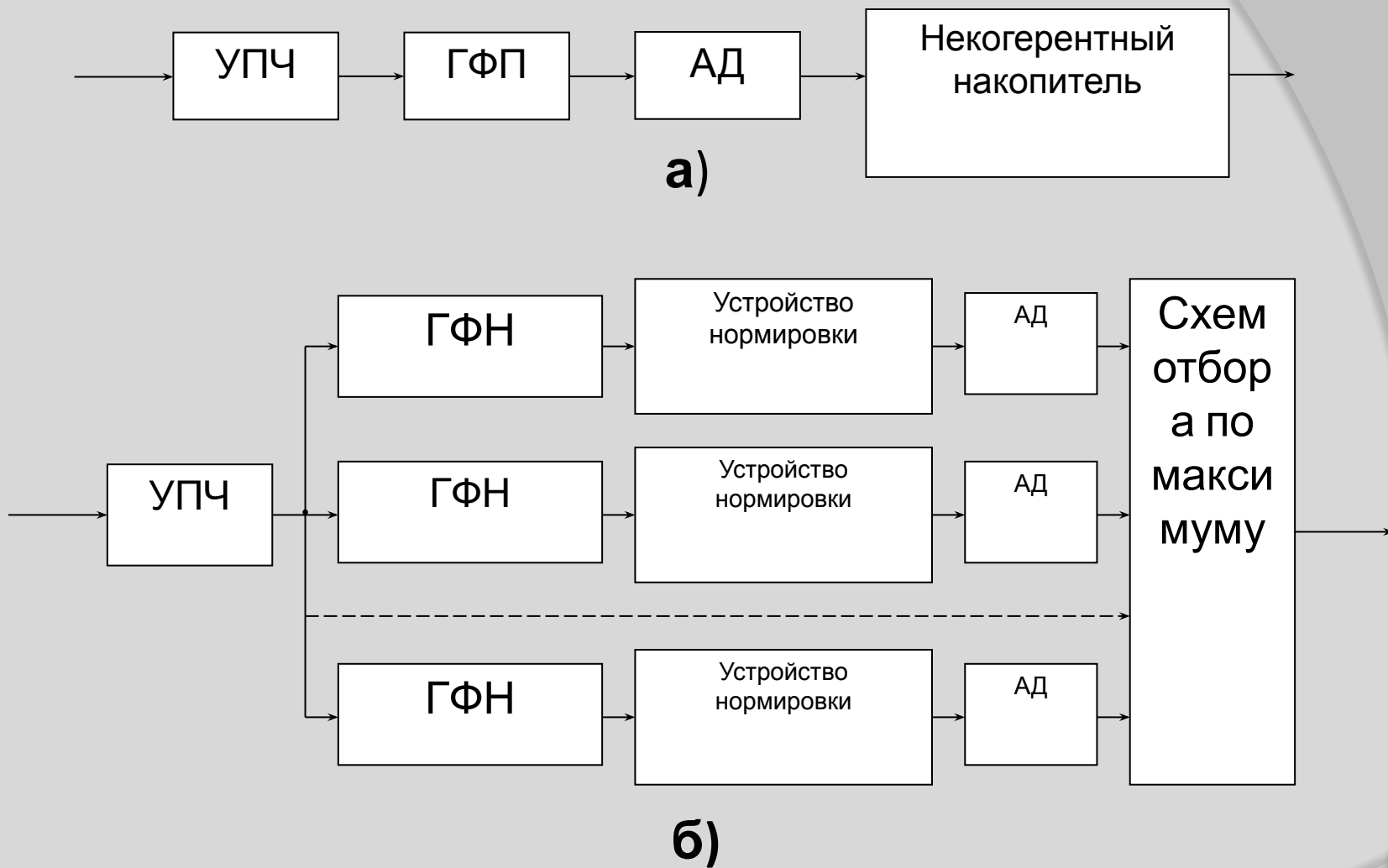
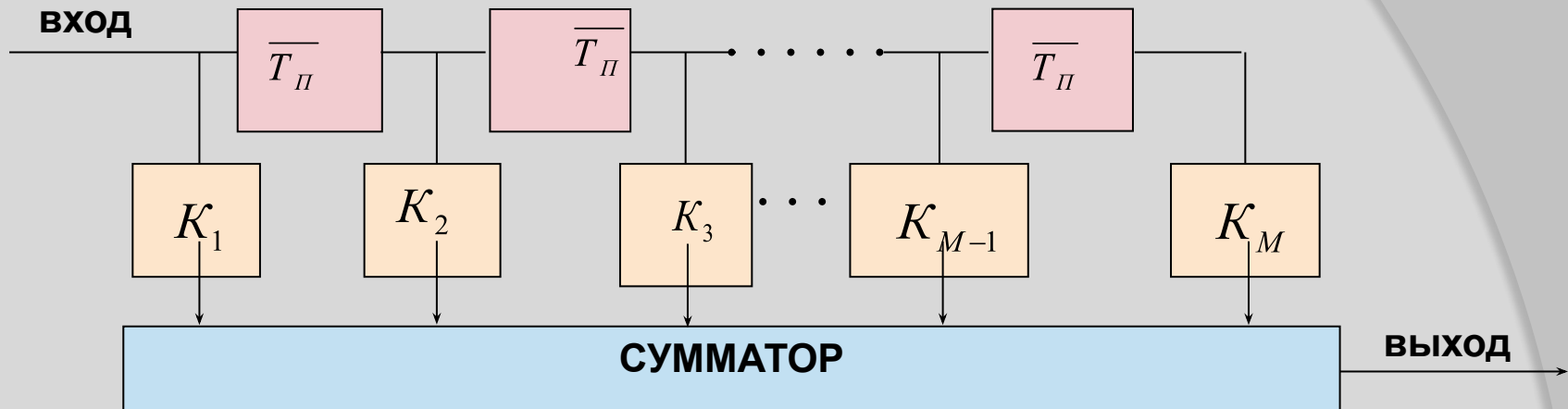
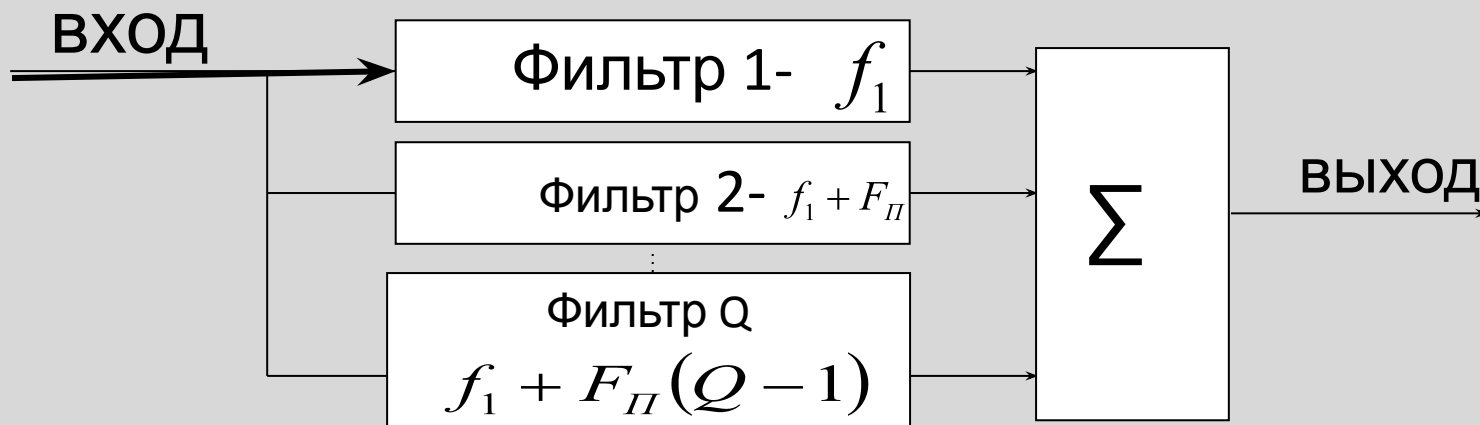


Рис.7 Система обработки с цифровой СДЦ:

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



а)



б)

Рис.8 Гребенчатый фильтр накопления:

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

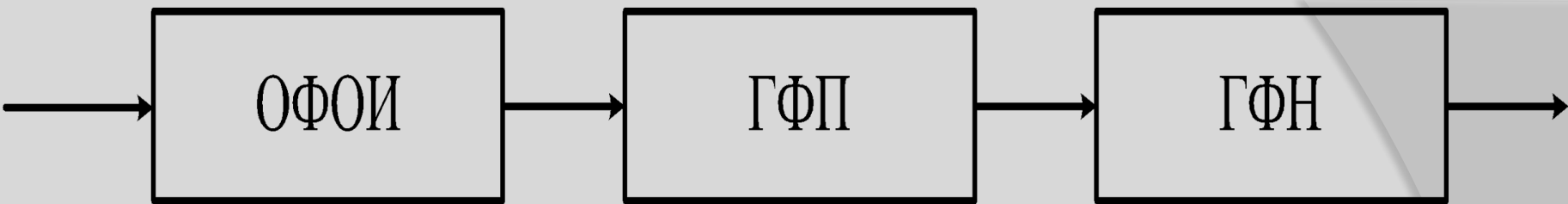


Рис. 3.8. Структурная схема системы оптимальной фильтрации сигналов на фоне отражений от пассивных помех

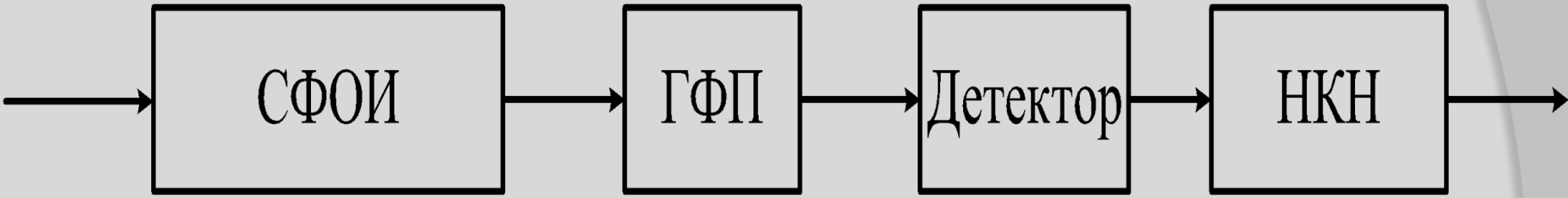


Рис. 3.9. Структурная схема системы квазиоптимальной фильтрации сигналов на фоне отражений от пассивных помех

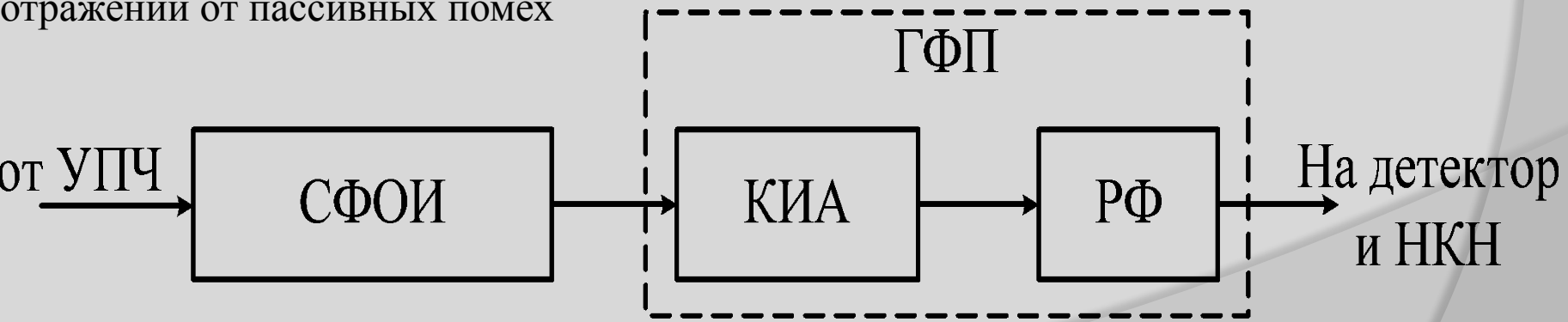


Рис. 3.10. Структурная схема квазиоптимального ГФП

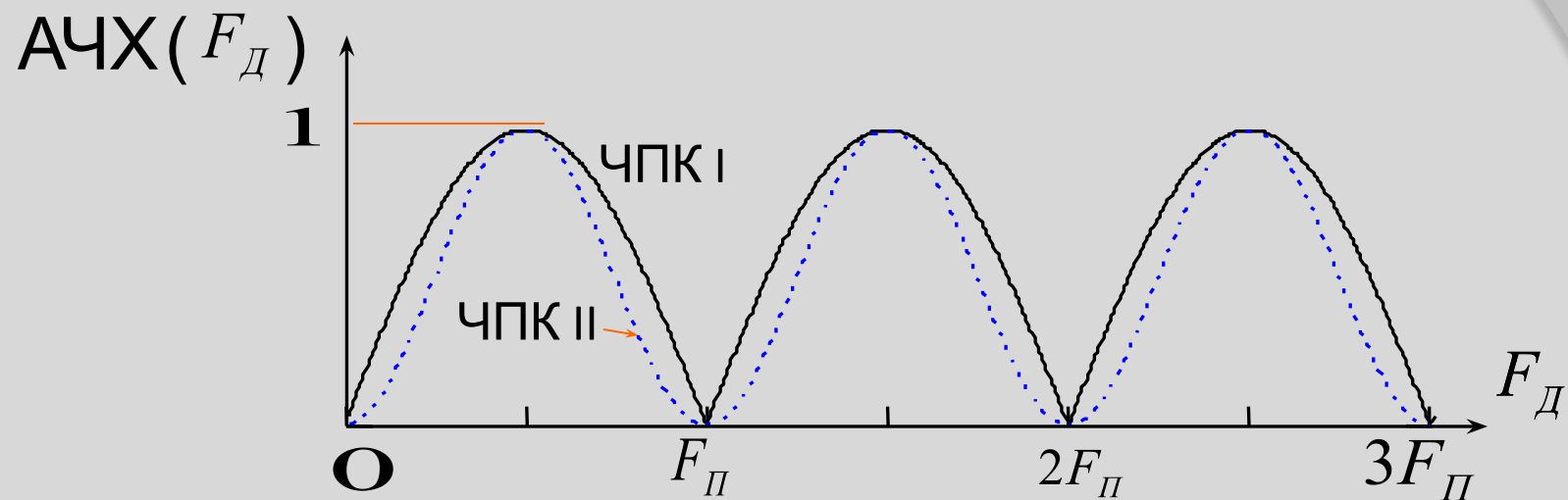


Рис.6. Зависимость нормированного коэффициента передачи принимаемого сигнала от доплеровской поправки частоты

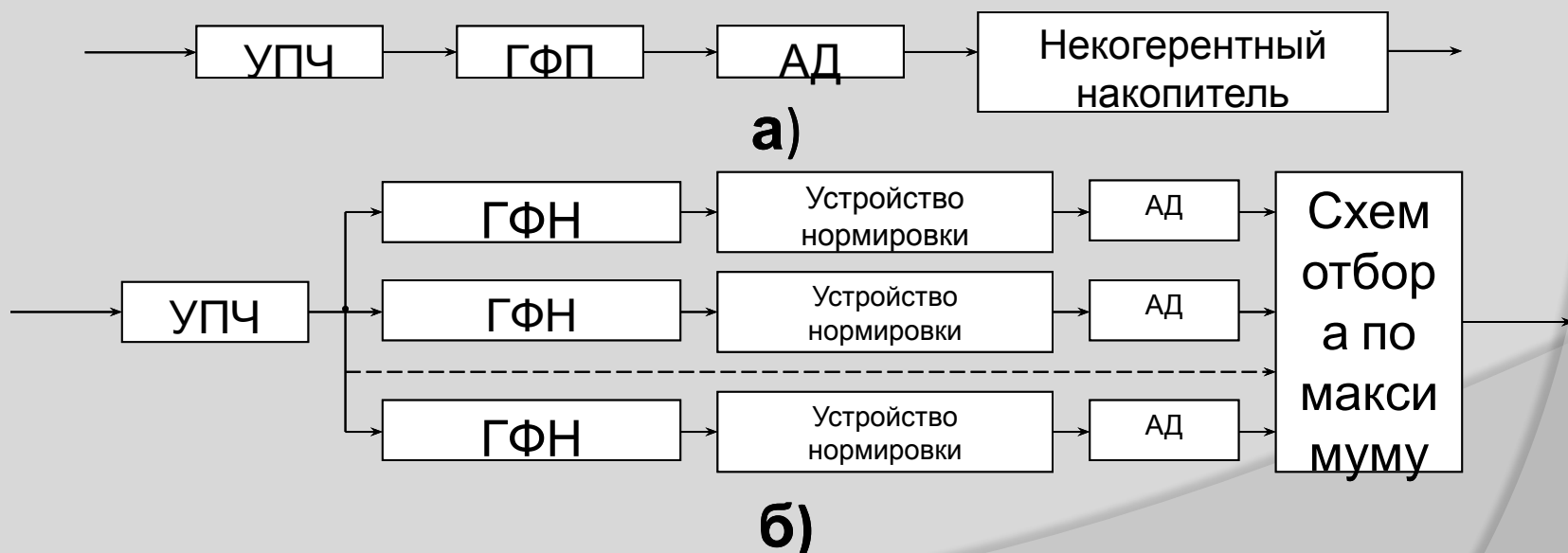


Рис.7 Система обработки с цифровой СДЦ:

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