

# Тема занятия:

## Радиопередающее устройство РЛС

### Цели занятия

1. Изучить принципы работы радиопередающих устройств различных типов РЛС РТВ

### Учебные вопросы:

1. Структурная схема современной РЛС РТВ
2. Принципы построения РПУ
3. Импульсный модулятор
4. Требования, предъявляемые к параметрам зондирующих сигналов

# Литература:

1. Ю.А.Мельник; Г.В.Стогов. Основы радиотехники и радиотехнические устройства. Москва «Советское радио» ,1973.

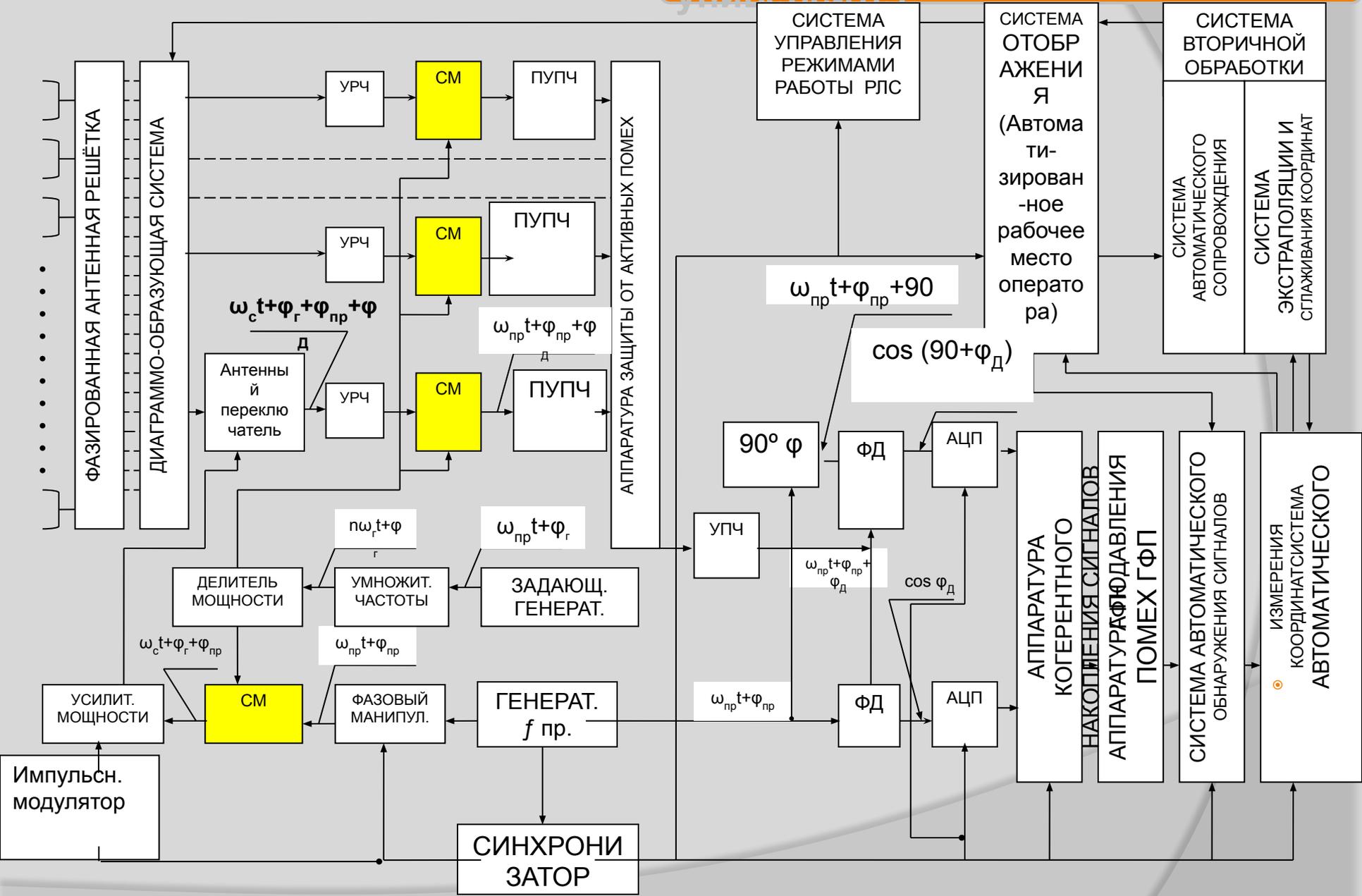
---
2. Е.А.Москатов. Электронная Техника. Издание 2. Таганрог, 2005.

---
3. Ботов М.И., Вяхирев В.А Теоретические основы радиолокационных систем РТВ .
4. Бердышев В.П. Основы построения радиолокационных станций.

## **Вопросы для письменного опроса**

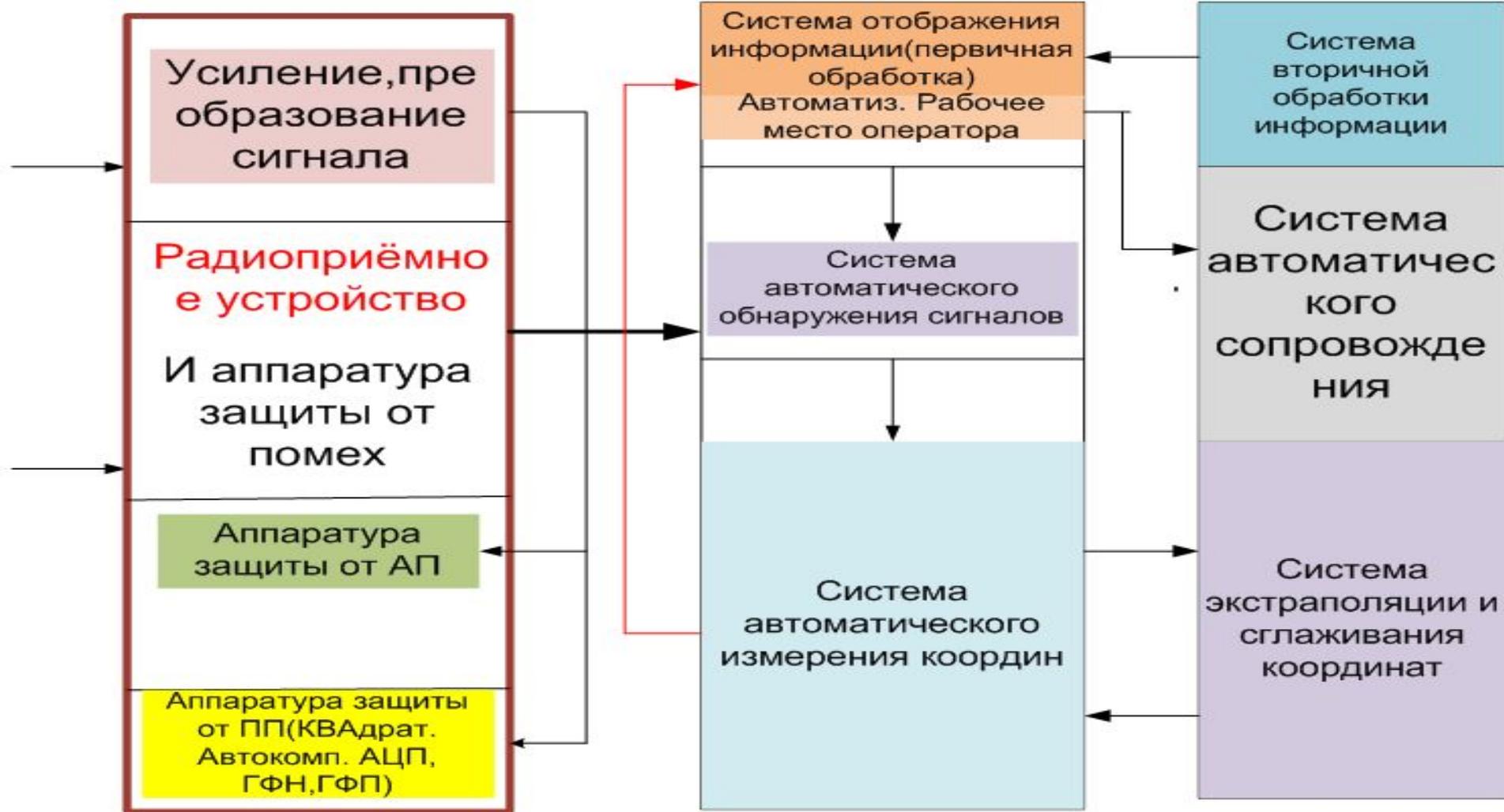
- 1. На каких принципах основана работа магнетрона.**
- 2. На каких принципах основана работа ЛБВ.**
- 3. Какую функцию выполняет потенциалоскоп в аппаратуре защиты от помех.**
- 4. Перечислить режимы работы сельсинов. В каких системах РЛС они применяются.**
- 5. Какие типы клистронов применяются в РЛС. Для каких целей они применяются?**

# Вопрос №1. Структурная схема современной РЛС РТВ

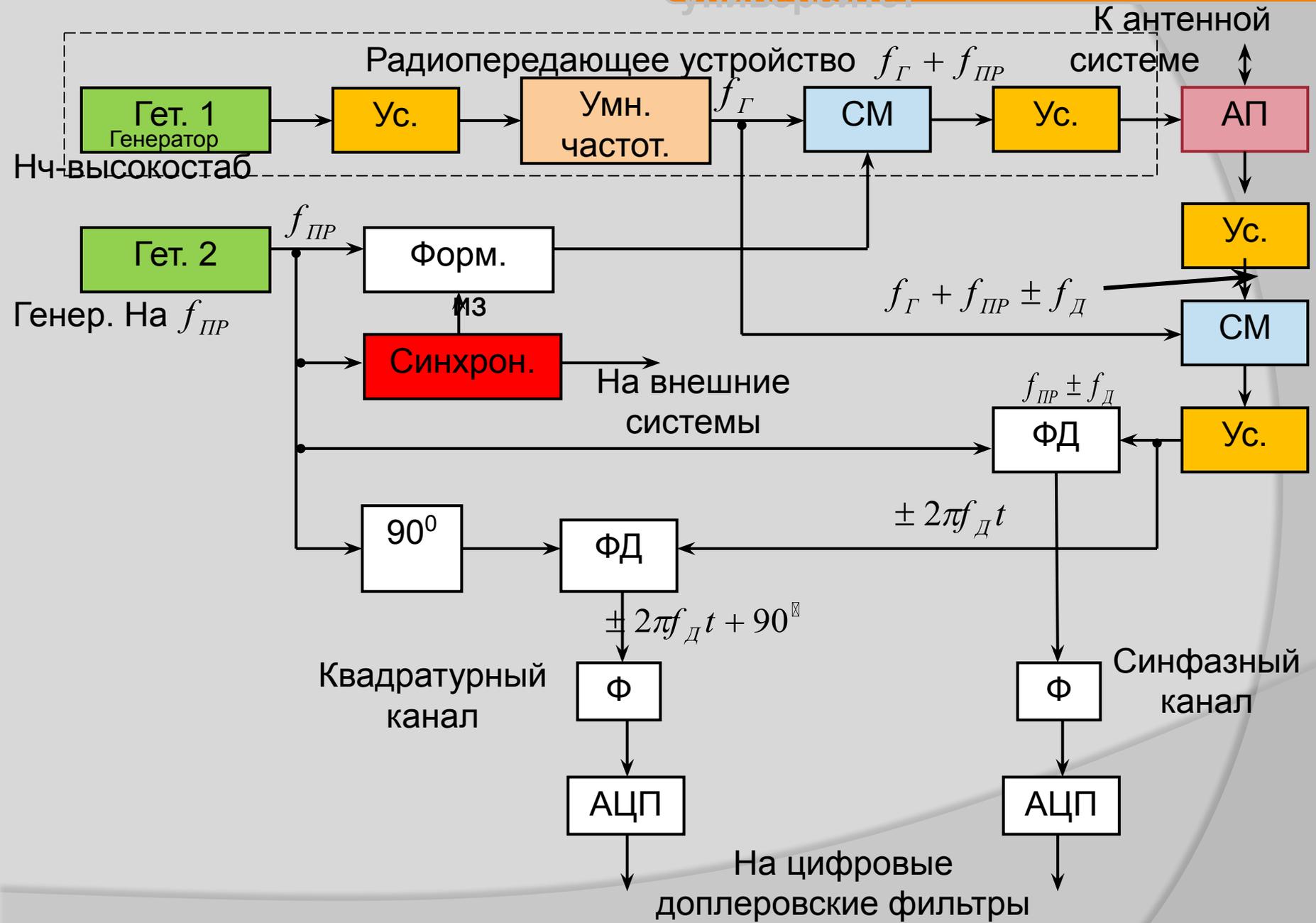


Обобщенная структурная схема РЛС с цифровой обработкой сигналов представлена на рис. 1

Передающее устройство, построенное по многокаскадной схеме (маломощный возбудитель - умножитель частоты – усилитель мощности) обеспечивает истинную когерентность зондирующего сигнала и когерентное накопление эхо-сигнала в цифровых доплеровских фильтрах на фоне пассивных помех. Адаптивная антенная решетка с выделенным основным и компенсационными каналами обеспечивает когерентную компенсацию активных шумовых помех, принятых боковыми лепестками диаграммы направленности РЛС. Назначение остальных систем очевидно из рисунка.



Структурная схема Современной РЛС РТВ(Приёмное устройство, Системы защиты от помех система измерения координат, система отображения и автоматического сопровождения)



## **Вопрос №2. Принцип построения РПУ**

Передающее устройство является составной частью РЛС и предназначено для формирования электромагнитных колебаний (локационных зондирующих сигналов) с заданными амплитудной и фазовой модуляциями.

**Основными техническими характеристиками передающих устройств являются:**

- мощность излучения (средняя либо импульсная);
- коэффициент полезного действия (КПД);
- длительность, ширина спектра, закон внутриимпульсной модуляции и частота повторения генерируемых импульсов;
- длина волны генерируемых колебаний;
- диапазон перестройки;
- надёжность, масса, габариты;
- стабильность несущей частоты, амплитуды и длительности, закона внутриимпульсной модуляции.

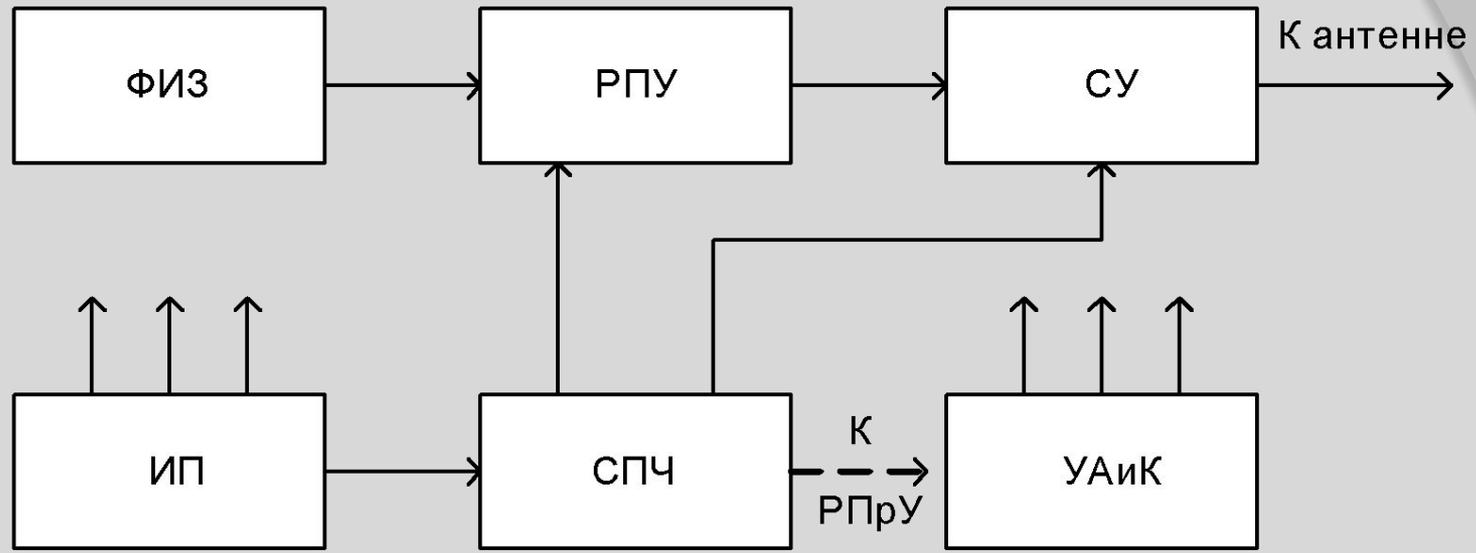


Рис.3.1. Структурная схема системы формирования зондирующих сигналов.

- 1.Формирователь импульсов запуска (ФИЗ)
- 2.Система перестройки частоты (СПЧ)
- 3.Согласующее устройства (СУ)
- 4.Радиоприемне устройство (РПрУ)
- 5.Источники питания (ИП),
- 6.Устройство автоматики и контроля (УАиК)

Формирователь импульсов запуска (ФИЗ) определяет моменты излучения и частоту повторения зондирующих сигналов РЛС.

Система перестройки частоты (СПЧ) определяет значение несущей частоты зондирующих сигналов, а также параметры тракта СВЧ с помощью согласующего устройства (СУ) с целью передачи всей энергии зондирующих сигналов к антенне. Кроме того, СПЧ производит перестройку частоты местного гетеродина в радиоприемном устройстве (РПрУ) для обеспечения постоянного значения промежуточной частоты принимаемых сигналов.

В систему формирования зондирующих сигналов входят различные источники питания (ИП), поскольку она является одной из основных потребителей энергии.

Устройство автоматики и контроля (УАиК) предназначены для управления режимами работы РПУ и контроля за параметрами зондирующих сигналов.

**Основными функциями передающего устройства являются:**

- генерирование колебаний;
- управление параметрами колебаний (модуляция);
- усиление по мощности.

**Соответственно, функционально необходимыми узлами передающего устройства являются:**

генератор высокочастотных колебаний, модулятор, усилитель мощности. Кроме этого в состав передающего устройства входят источники питания, умножители (делители) частоты, системы автоподстройки частоты (АПЧ) и параметров модуляции сигналов.

**В зависимости от целевого назначения РЛС, вида зондирующего сигнала** передающие устройства строят по двум основным схемам:

- *однокаскадные* передающие устройства ("мощный автогенератор");
- *многокаскадные* передающие устройства ("задающий генератор-усилитель мощности").

## **Передающее устройство первого типа «мощный автогенератор»**

Выбор структуры построения радиопередающего устройства определяется общими тактико-техническими требованиями, предъявляемыми к РЛС.

Распространенность, до недавнего времени, однокаскадных передатчиков в радиолокационных станциях объясняется:

- во-первых**, существовавшими ранее трудностями усиления колебаний СВЧ диапазона и ;
- во-вторых**, рядом достоинств, которыми обладают однокаскадные передатчики.

Это, прежде всего, простота схемного решения и конструктивного исполнения, малый вес и габариты, небольшая стоимость, простота малые эксплуатационные расходы.

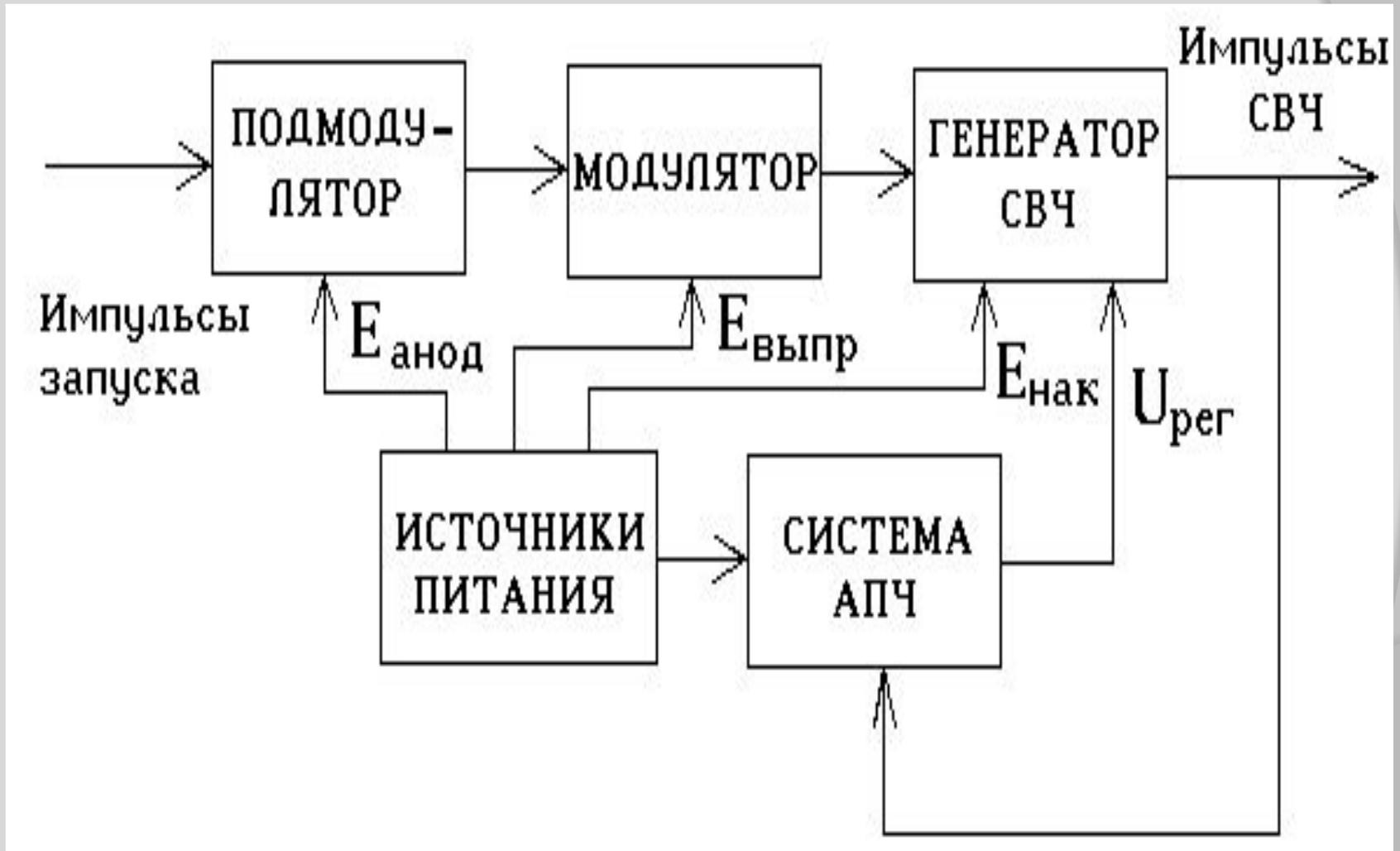
Однако при однокаскадном построении мощных импульсных передающих устройств основные **трудности возникают при реализации требований к стабильности частоты**. Поэтому в РЛС с однокаскадным РПУ обязательной является система автоматической подстройки частоты (АПЧ). Причем автоматической подстройке частоты может подвергаться как непосредственно мощный автогенератор СВЧ, так и местный гетеродин в радиоприемном устройстве.

Так, при использовании электромеханических систем АПЧ в импульсном магнетронном или триодном передатчике может быть получена долговременная стабильность частоты до  $10^{-4}$   
и кратковременная стабильность  $10^{-5}$

. Это снижает качество обнаружения сигналов на фоне пассивных помех.

Кроме того, в однокаскадном РПУ **ограничены возможности осуществления внутриимпульсной модуляции генерируемых колебаний по частоте и фазе**. Поэтому однокаскадные РПУ формируют, как правило, простые сигналы, у которых  $P_u \cdot \tau_u = 1$ , где  $P_u$  - ширина спектра сигнала, а  $\tau_u$  - ее длительность.

## Типовая структурная схема однокаскадного передатчика.



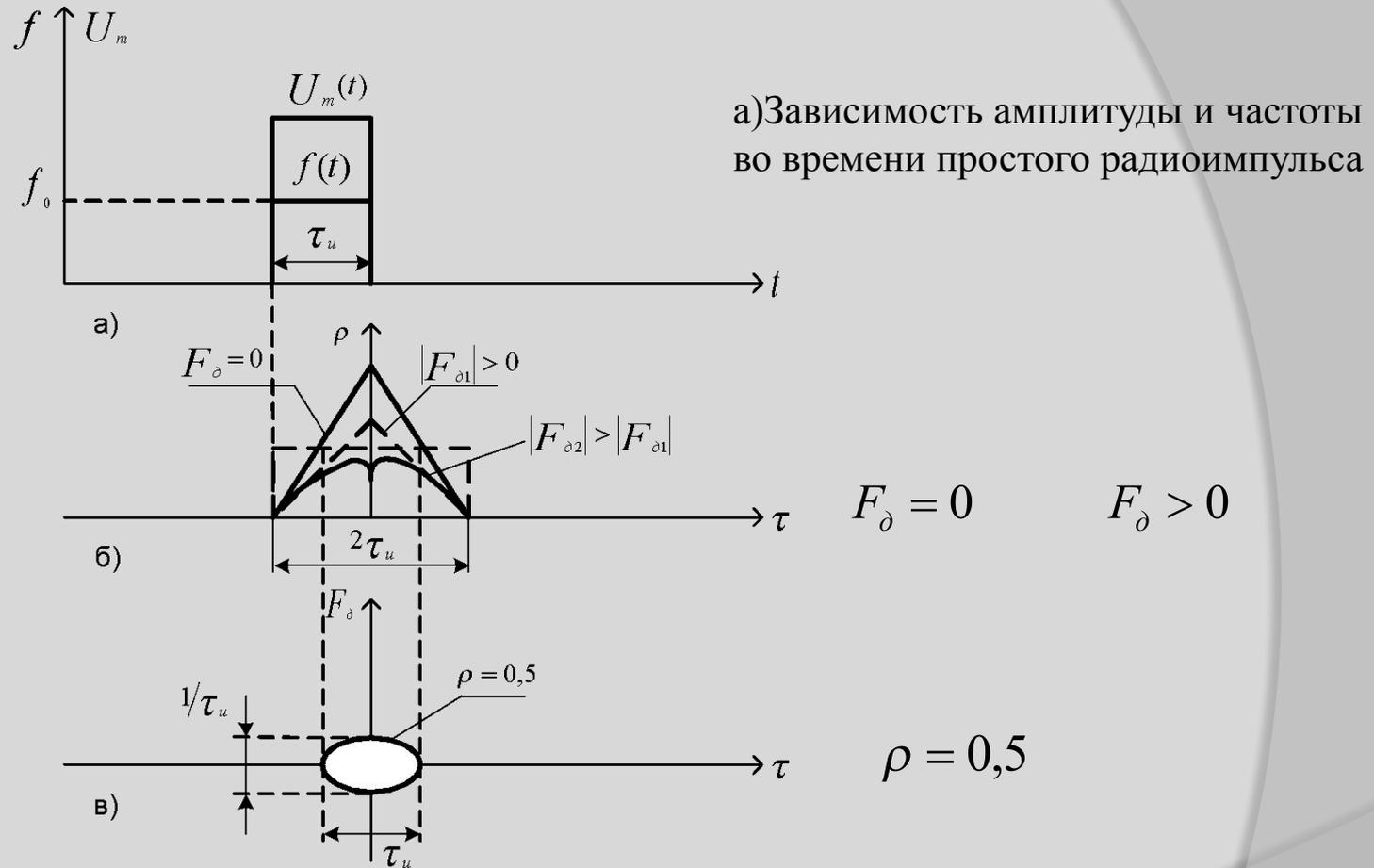
## Однокаскадные передатчики формируют простой импульсный сигнал

Такой сигнал обладает следующими достоинствами:

- достигается наибольшая простота технической реализации устройств формирования и обработки;
- отсутствие боковых лепестков по оси  $\tau$  (рис.3.28,б.), за счет чего при одинаковых с другими сигналами энергиях обеспечивается наименьшая вероятность ложных тревог;
- при малых значениях  $\tau_u$  высокое разрешение сочетается с однозначной селекцией целей по дальности;
- при больших значениях  $\tau_u$  большая дальность обнаружения сочетается с высоким разрешением и селекцией целей по доплеровской частоте (скорости).

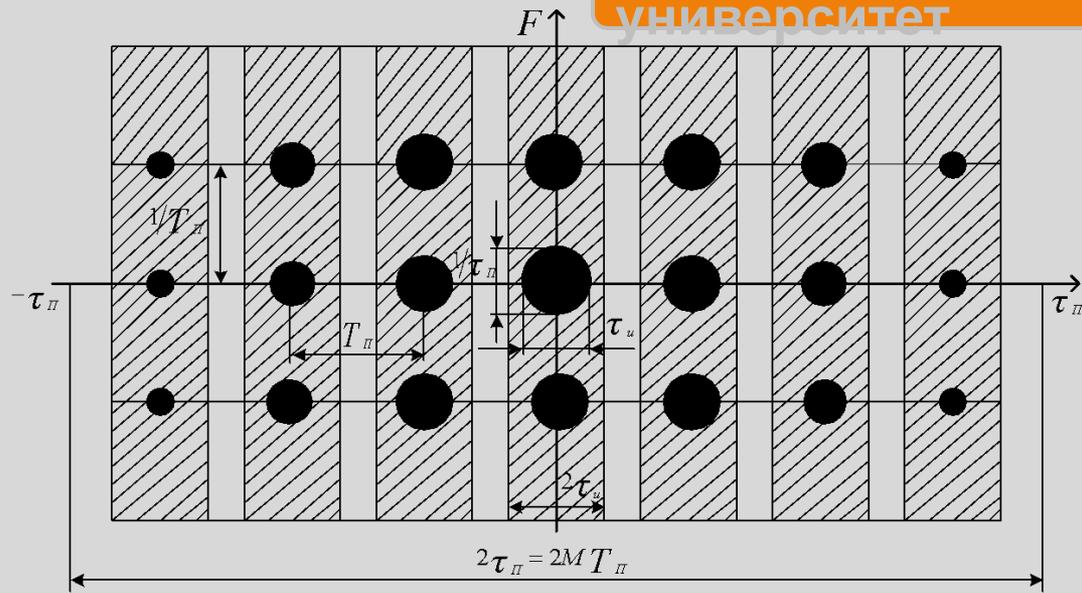
### Основные недостатки:

- нельзя одновременно получить высокое разрешение по дальности и скорости, высокое разрешение по дальности и большую дальность обнаружения;
- плохая скрытность из-за сравнительно высокой спектральной плотности  $\tau_u$  мощности при одинаковых с другими сигналами значениях длительности  $R$  и пиковых мощностей  $P_{и}$

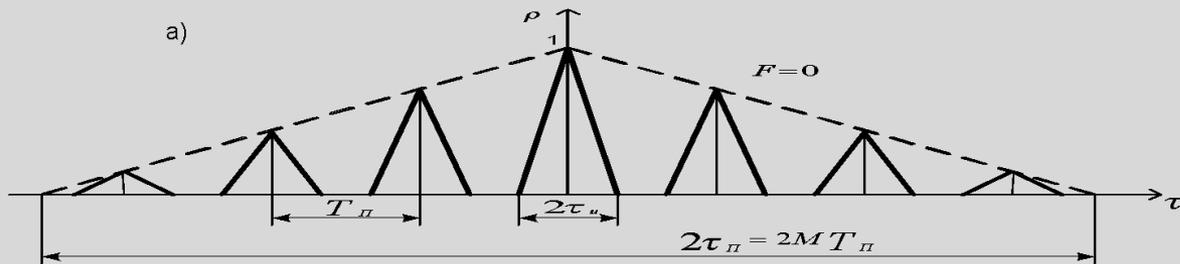


Простой импульсный сигнал  $U(t) = U_m \sin(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad 0 \leq t \leq \tau_u$

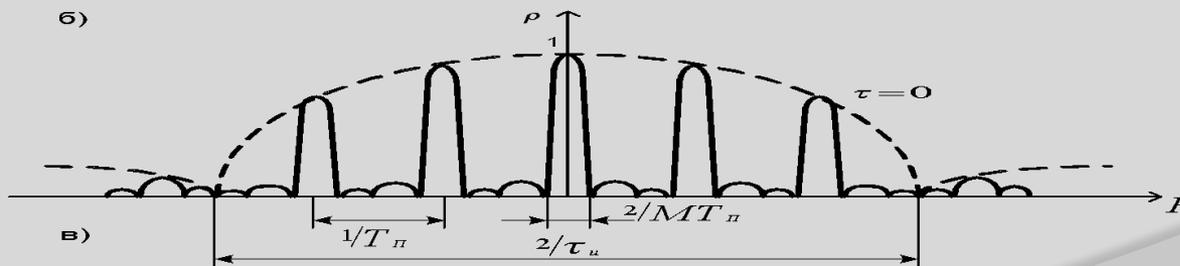
Рис.3.28 Зависимость амплитуды и частоты во времени простого радиоимпульса  
 Сечение нормированной двумерной АКФ сигнала плоскостями (б,в)



$$\rho(\tau, F) = 0,5$$



$$\rho(\tau, F = 0)$$



$$\rho(\tau = 0, F)$$

Рис.3.29. Сечение двумерной нормированной АКФ пачки радиоимпульсов

Из сравнения тел неопределенности (двумерных нормированных АКФ) одиночных пачечных когерентных сигналов (рис.3.28, 3.29.) с одинаковой длительностью радиоимпульсов следует, что пачечные сигналы обеспечивают существенно более высокую разрешающую способность по частоте. Из-за периодического характера радиоимпульсов появляется неоднозначность измерений времени запаздывания (дальности) и частоты (радиальной скорости). Устранение эффекта неоднозначности по одному параметру сопровождается его усилением по другому. Если выбрать период повторения  $T_{\Pi}$  большим ( $T_{\Pi} > \frac{2D_{\max}}{c}$ ) с целью измерения дальности до самой удаленной цели, то скорость цели (доплеровская частота  $F_{\Delta}$ )

будет измеряться неоднозначно (гребни спектра рис.3.29,в. будут сближаться). Можно обеспечить однозначное измерение скорости, но для этого требуется высокая частота повторения радиоимпульсов  $1/T_{\Pi} > F_{\Delta \max}$  (десятки – сотни кГц), что исключает однозначное измерение дальности.

В РЛС РТВ предпочтение отдается однозначному измерению дальности, поэтому частота повторения радиоимпульсов выбирается исходя из этого условия.

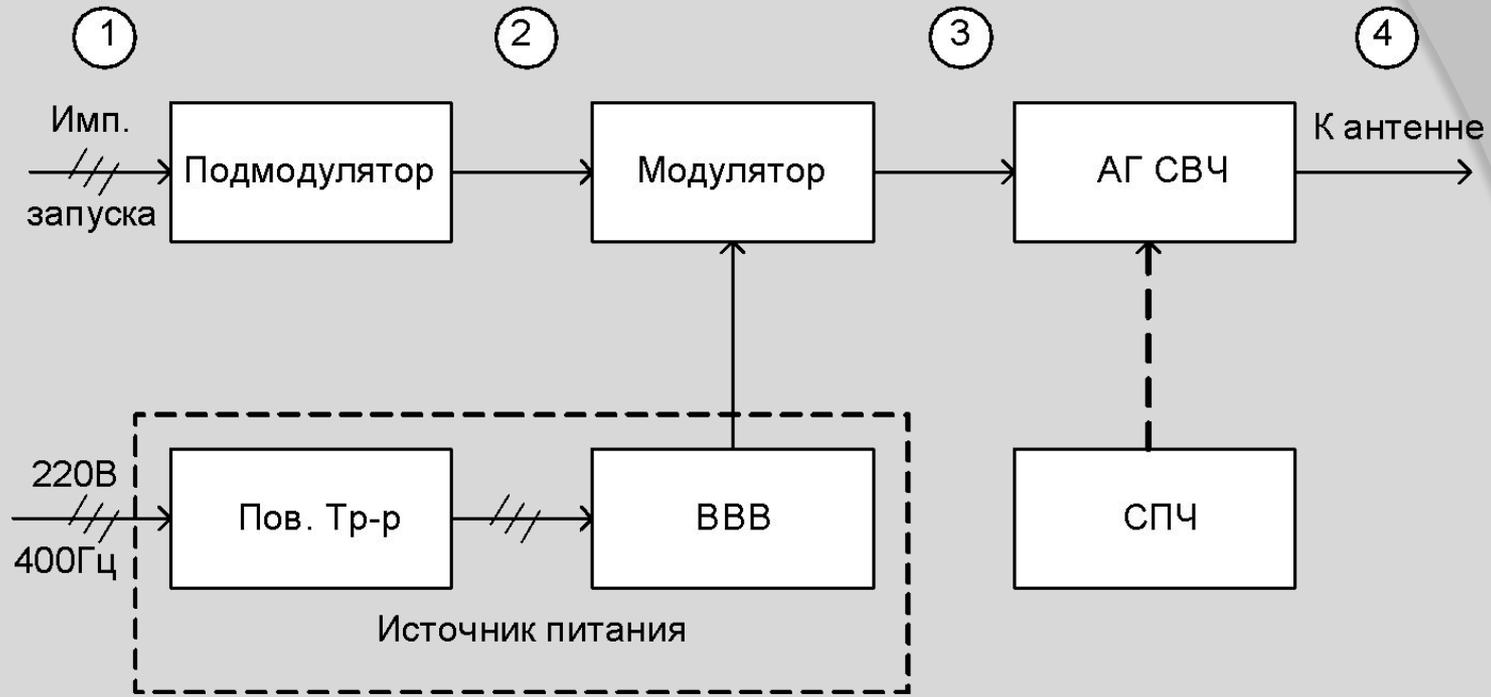


Рис.3.2. Упрощенная структурная схема РПУ с автогенератором СВЧ.

Наиболее важными элементами однокаскадного радиопередающего устройства (РПУ с мощным автогенератором) являются импульсный модулятор и автогенератор.

*Выбор генераторного прибора и его конструкция определяются : рабочей частотой, импульсной мощностью, полосой рабочих частот, системой охлаждения, стабильностью частоты и рядом других факторов.*

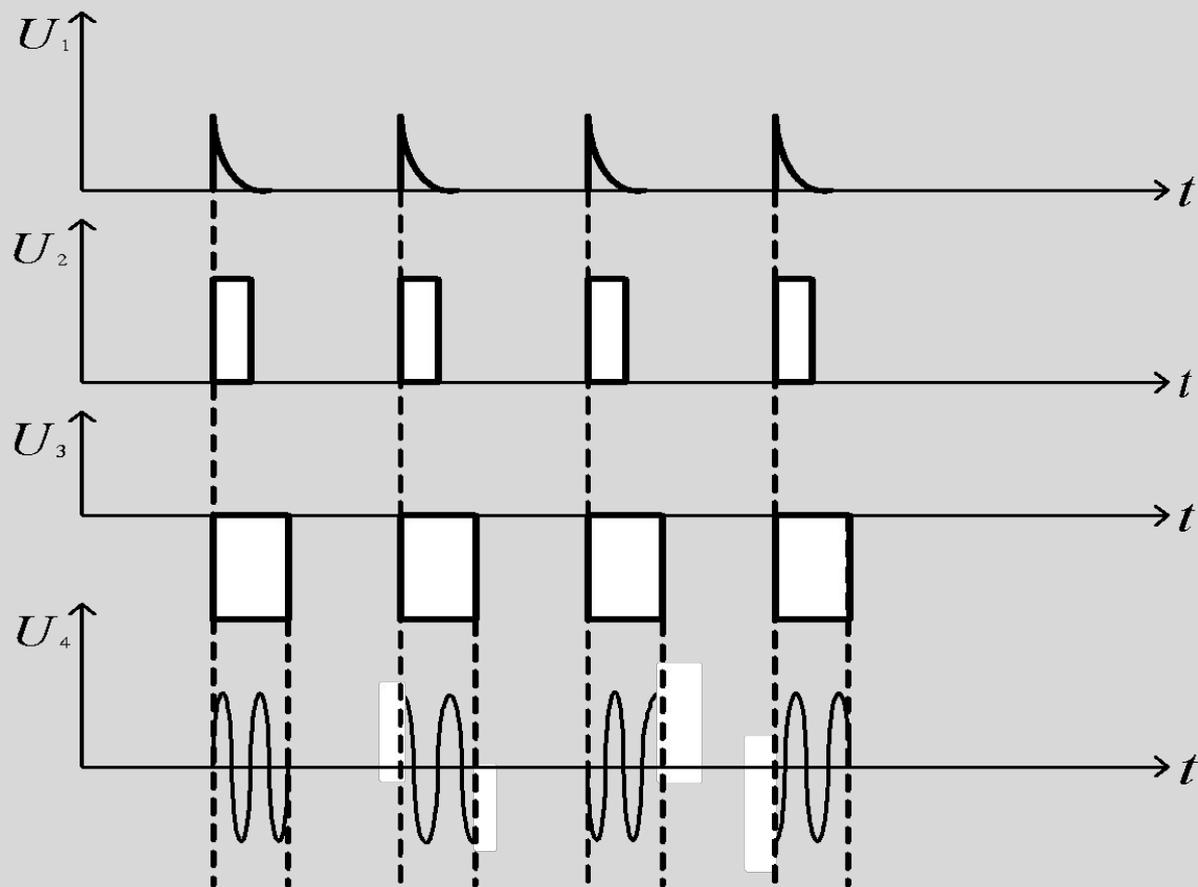


Рис.3.3. Структура сигналов на входе элементов РПУ с мощным автогенератором.

**В станциях метрового и длинноволновой части дециметрового диапазонов автогенераторы (АГ) обычно выполняются на мощных металлостеклянных или металлокерамических триодах (5Н84А).**

**В станциях сантиметрового и коротковолновой части дециметрового диапазонов волн** функцию автогенератора СВЧ выполняет магнетрон - двухэлектродный электровакуумный прибор с электромагнитным управлением. Генерирование колебаний в ней происходит при подаче отрицательных видеоимпульсов на его катод. Магнетронные генераторы обладают наибольшим коэффициентом полезного действия среди генераторных приборов. В схемах передатчиков обычно предусмотрено применение систем автоматической подстройки частоты, обеспечивающую необходимую стабильность частоты зондирующих сигналов.

*Рассмотренные передающие устройства используют для формирования простых зондирующих сигналов в РЛС средней дальности при умеренных требованиях к энергетике ( $P_u < 10 \text{ МВт}$ ) и относительной нестабильности частоты  $\Delta f/f_0 = 10^{-4} - 10^{-5}$ . Следует учитывать, что генерация каждого зондирующего импульса в РПУ такого типа  $f_0$  нестабильна и начинается со случайной фазы, поэтому обеспечить когерентность излучаемой пачки радиоимпульсов в таком передатчике не представляется возможным, а это затрудняет защиту от помех.*

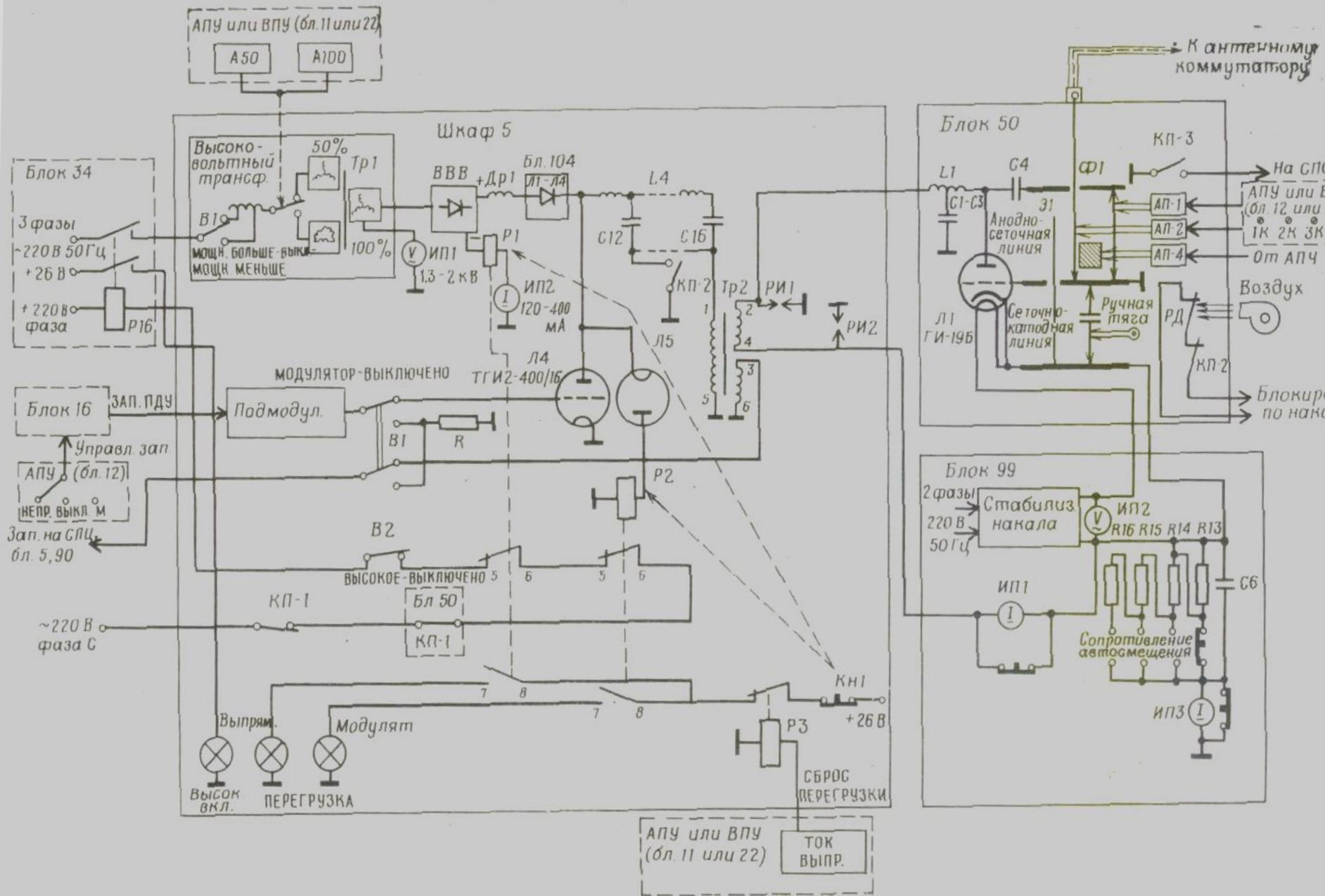
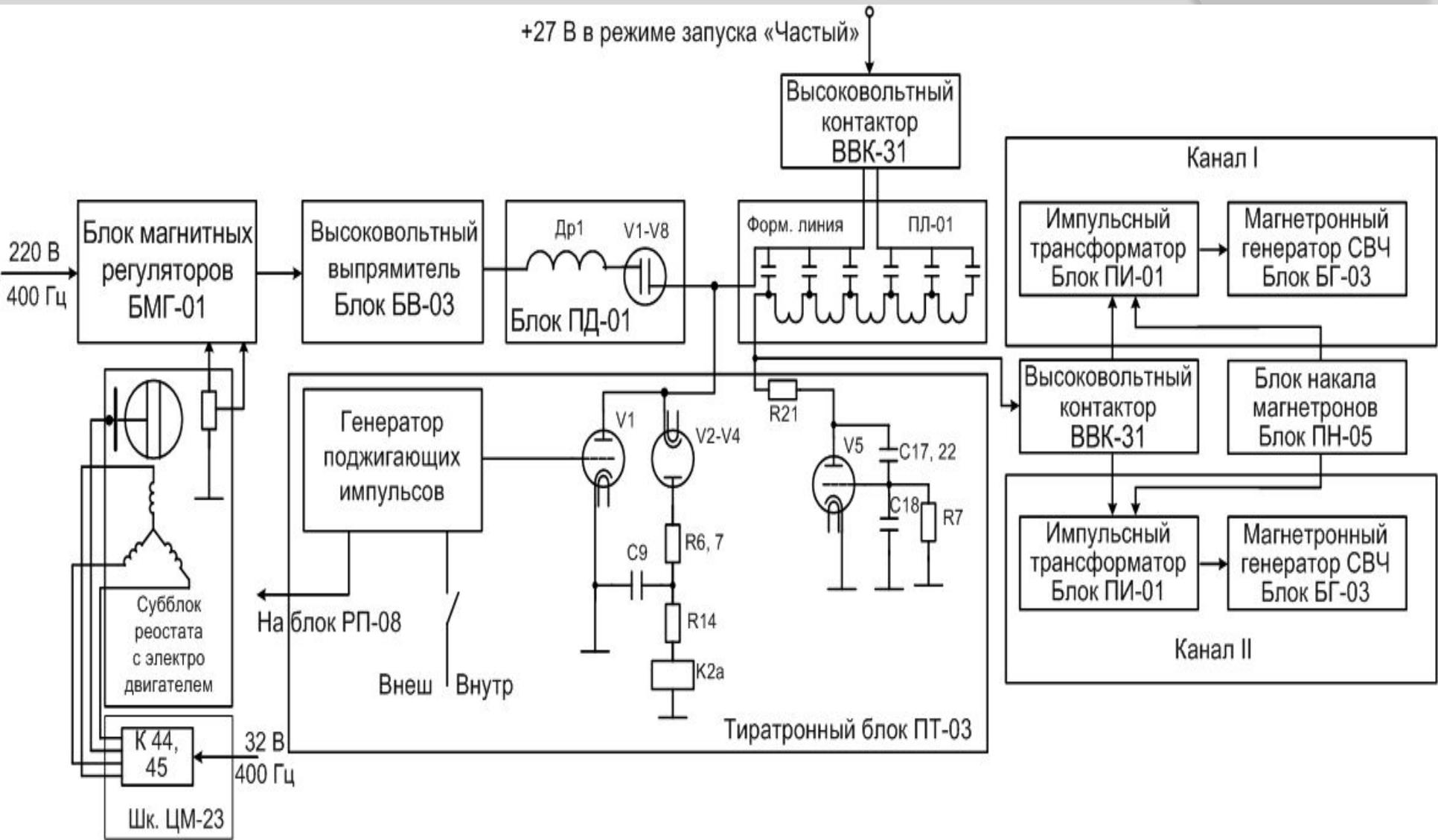


Рис. 2.5. Функциональная схема передающего устройства



**Структурная схема передающего устройства**

## Радиопередающие устройства второго типа

Высокие требования к стабильности несущей частоты зондирующих сигналов, необходимость генерирования сложных и когерентных сигналов привели к появлению передающих устройств, выполненных по многокаскадной схеме. В качестве первого каскада используются маломощные возбудители, а в качестве последующих - многокаскадный усилитель мощности. В таком передатчике стабильность частоты зондирующего сигнала определяется, в основном, маломощными задающими генераторами, частота которых стабилизирована известными методами, например, с помощью кварца.

Передающие устройство данного типа состоят из маломощного задающего генератора (возбудителя) и усилителя мощности или цепочки усилителей мощности (рис.3.4.) в зависимости от требуемой энергии зондирующих сигналов.

*Разработка многокаскадных РПУ оказалась возможной благодаря созданию мощных усилительных приборов: пролетных клистронов, ЛБВ, амплитронов и др.*

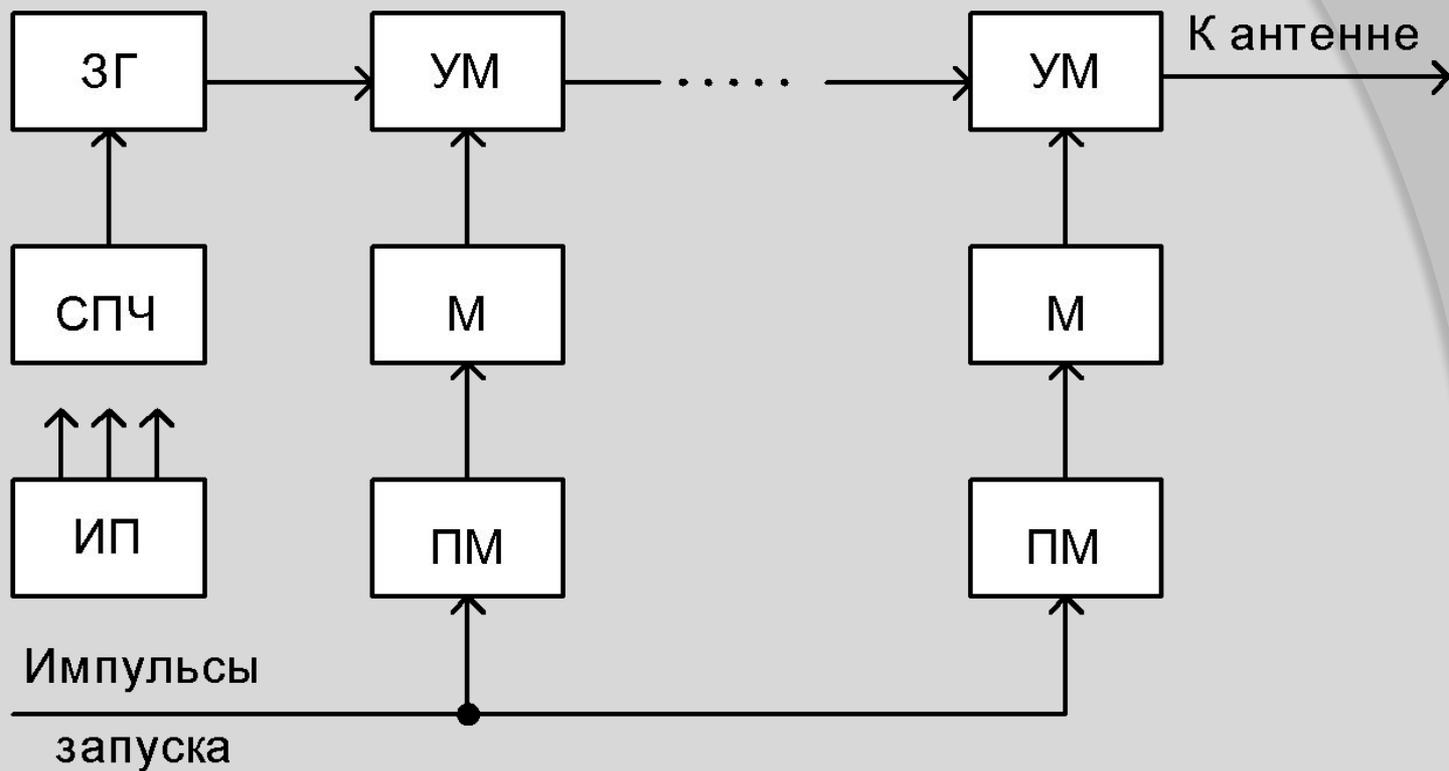
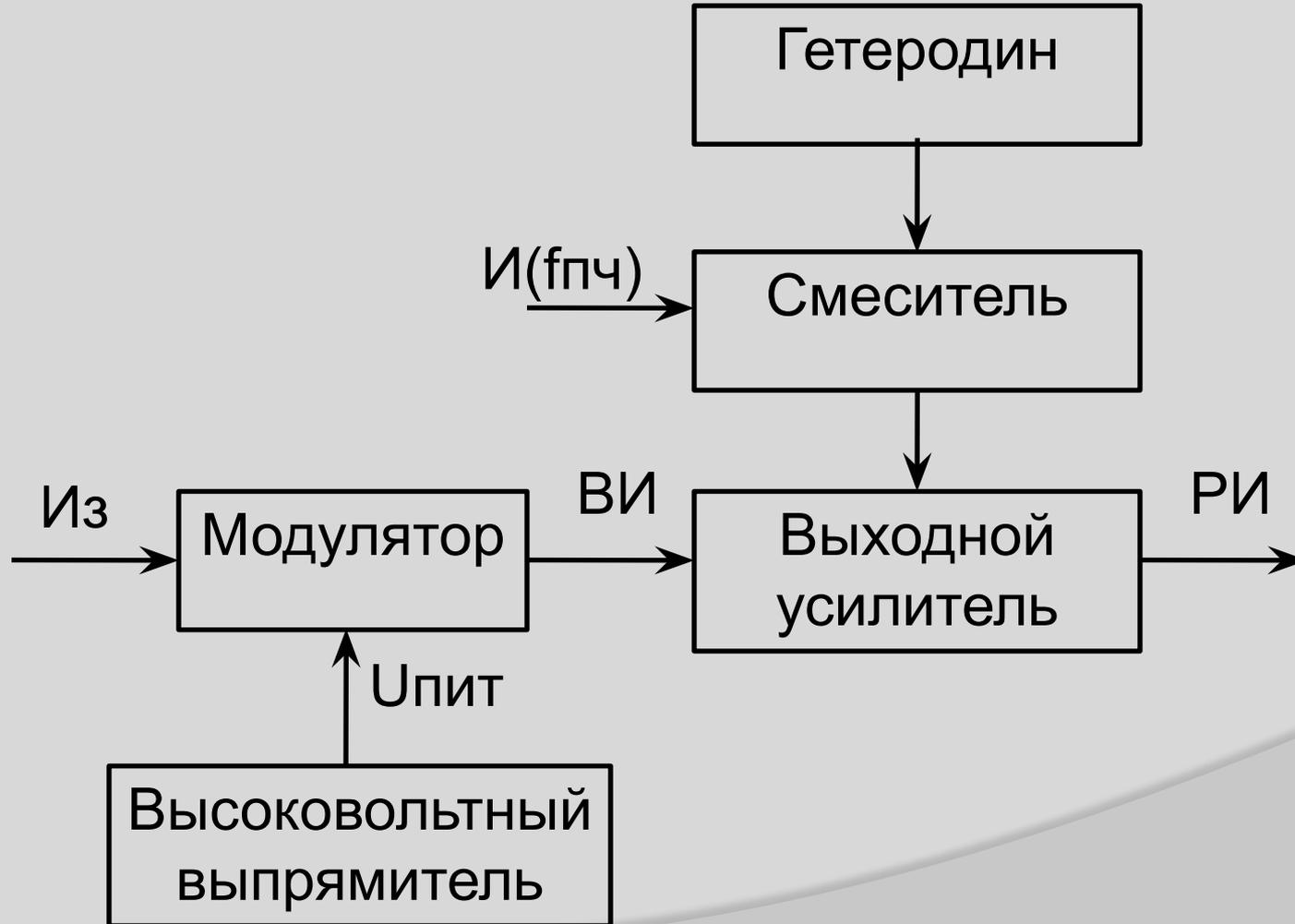
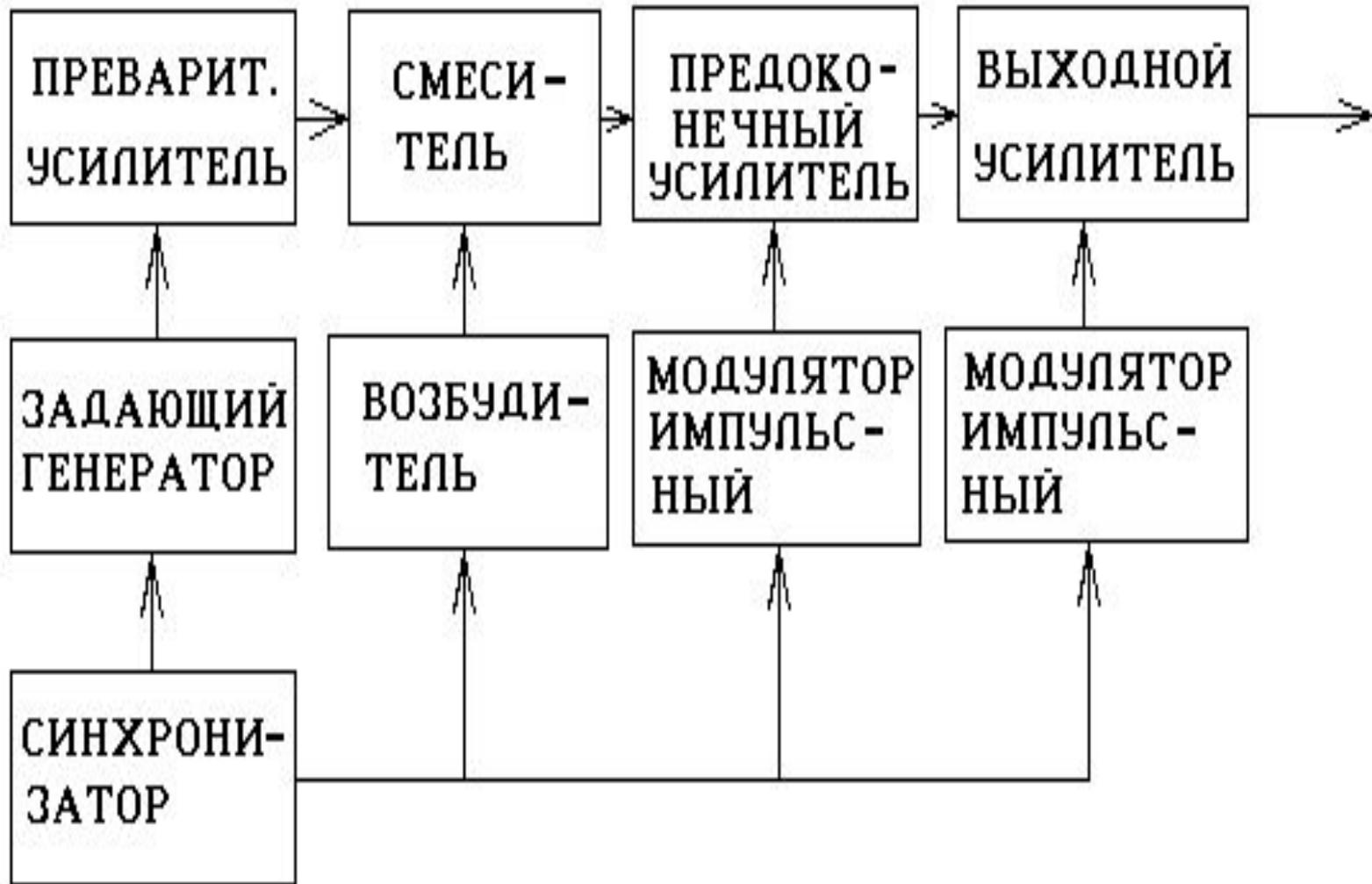


Рис.3.4. Структурная схема РПУ «ЗГ-УМ».

## Структурная схема РПУ: независимый возбудитель - усилитель

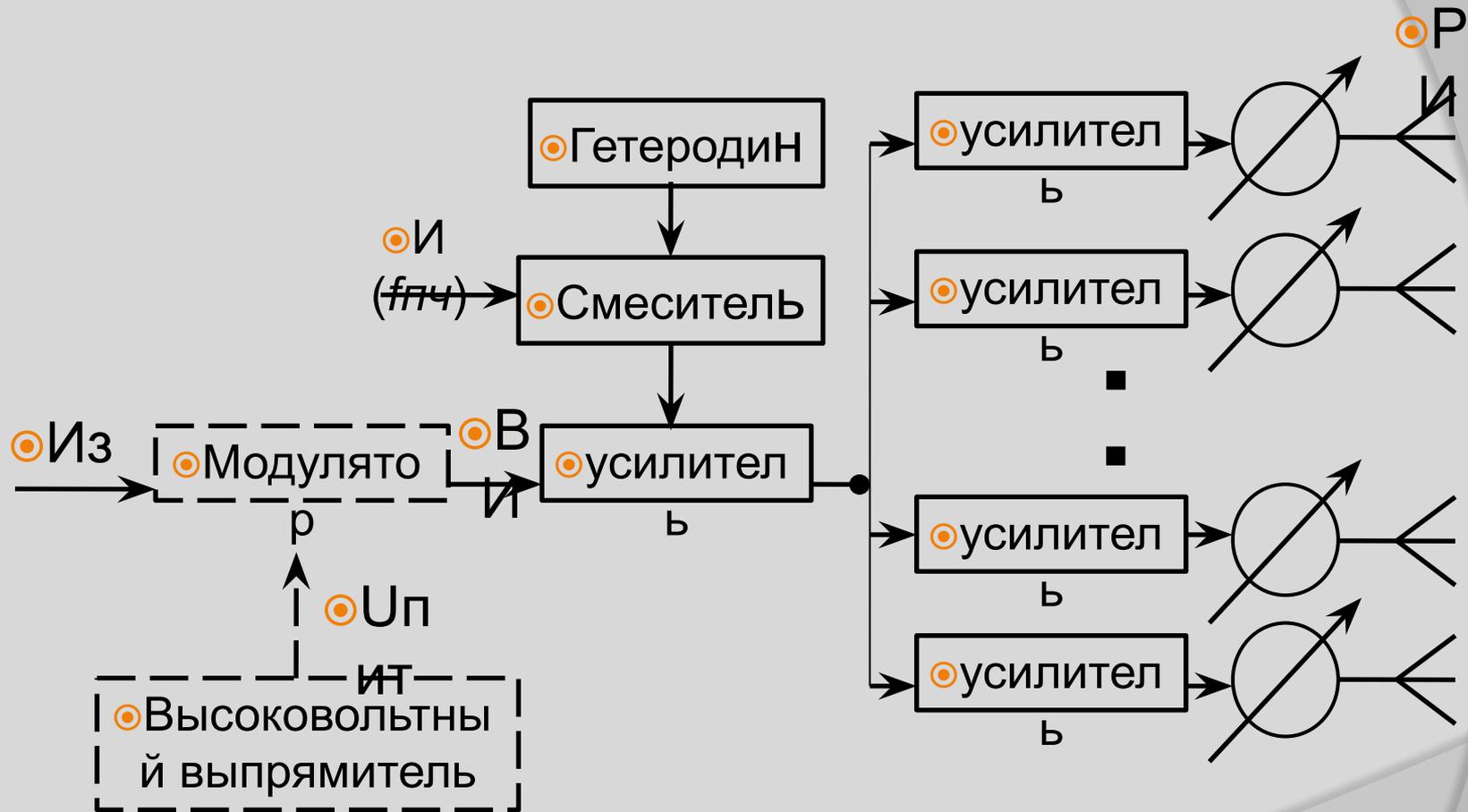


# Пример схемы формирования сигнала.



В РПУ типа задающий генератор – усилитель мощности стабильность частоты зондирующего сигнала определяется в основном маломощным задающим генератором, частота которого стабилизируется известными методами, например с помощью кварца. Возбудитель может быть выполнен по схеме, позволяющей осуществлять быстрое, в течение нескольких микросекунд, переключение с одной рабочей частоты на другую. Задающий генератор может так же формировать сложномодулированные сигналы ЛЧМ или ФКМ.

# Структурная схема многоканального РПУ



Необходимым условием работы РЛС, построенной по такой схеме – подбор коэффициентов усиления выходных усилителей. Они должны быть одинаковы (55Ж6 22Ж6).

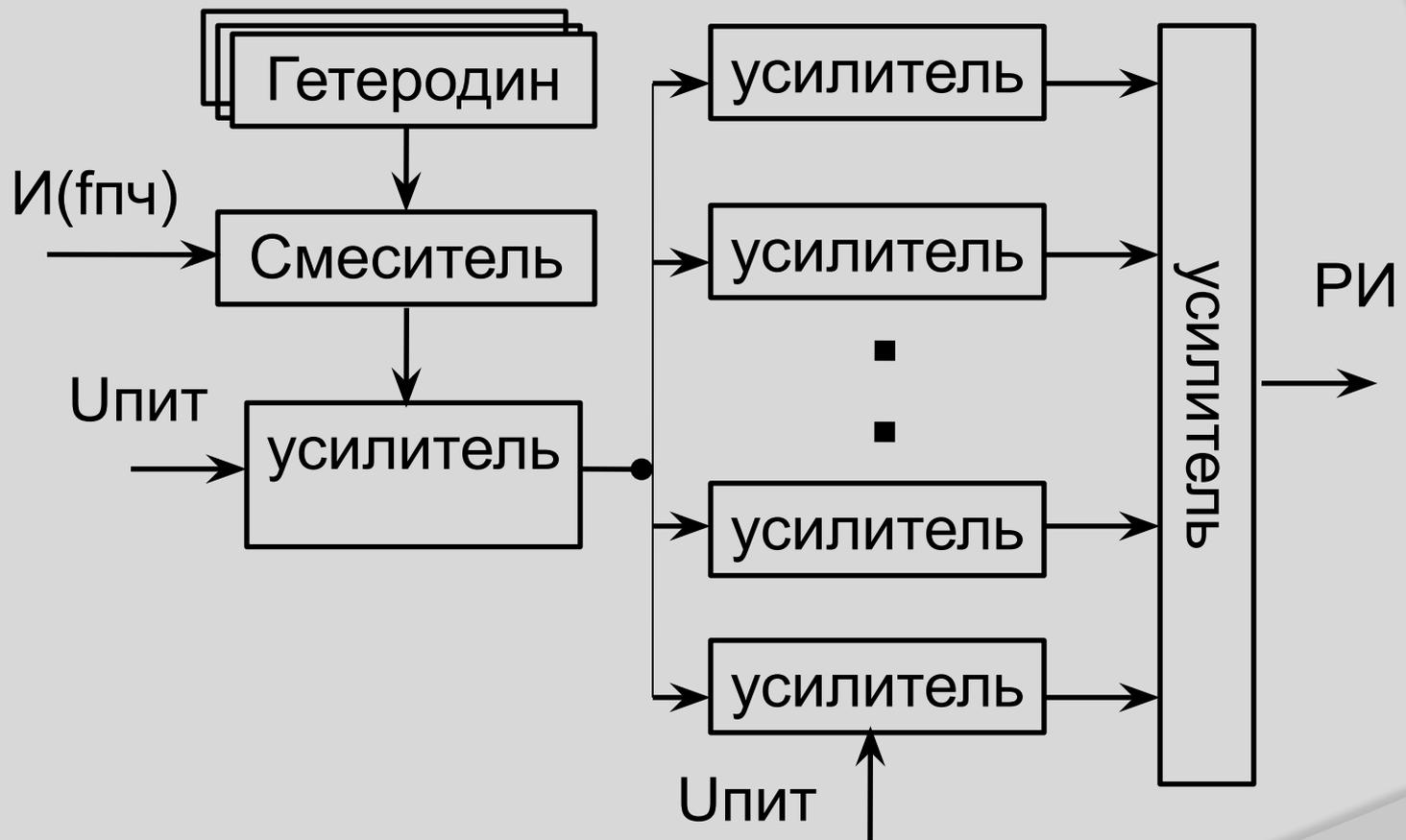


Рис.3. Многоканальное РПУ с одним выходом

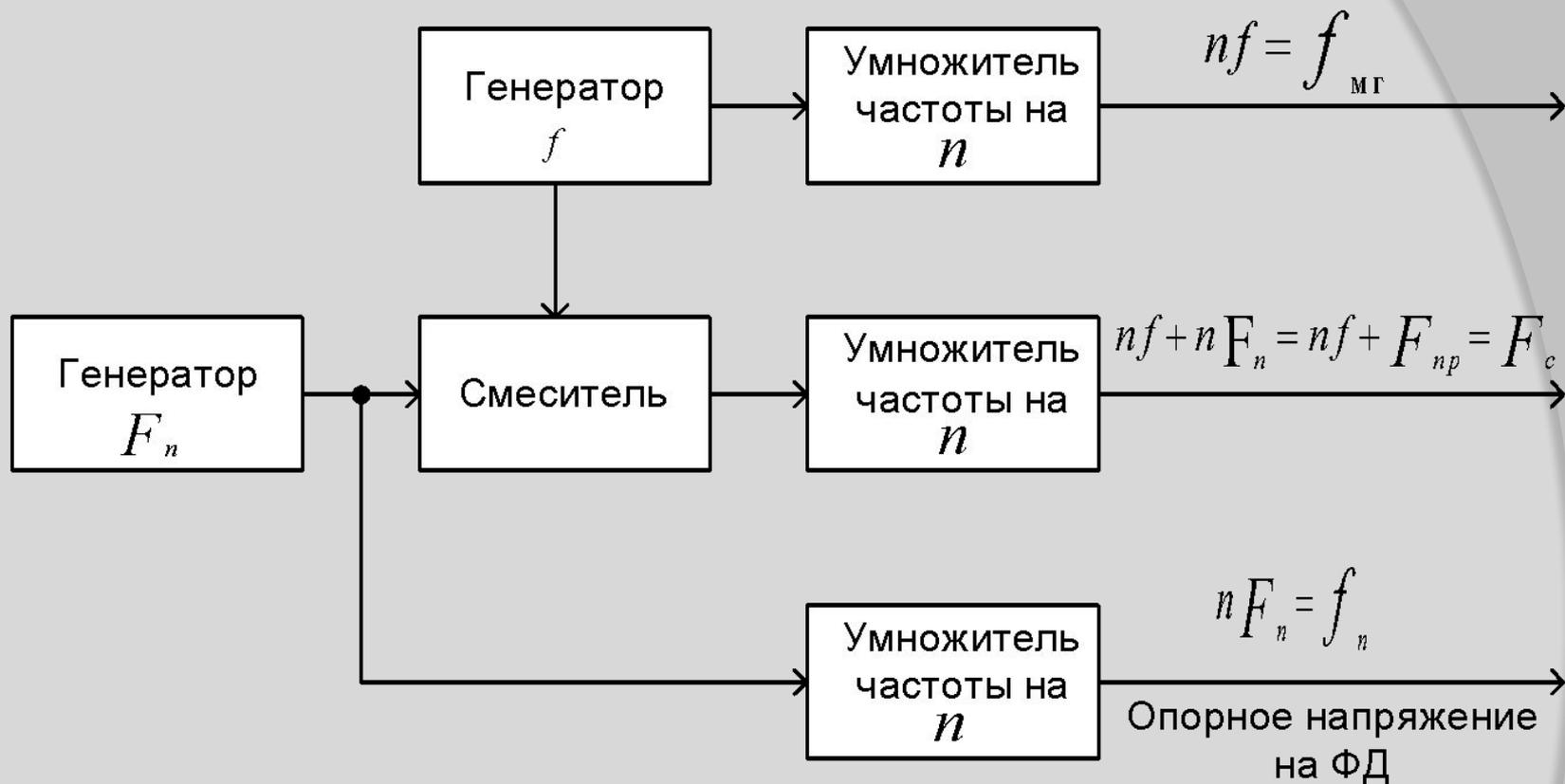


Рис.3.5. Структурная схема задающего генератора.

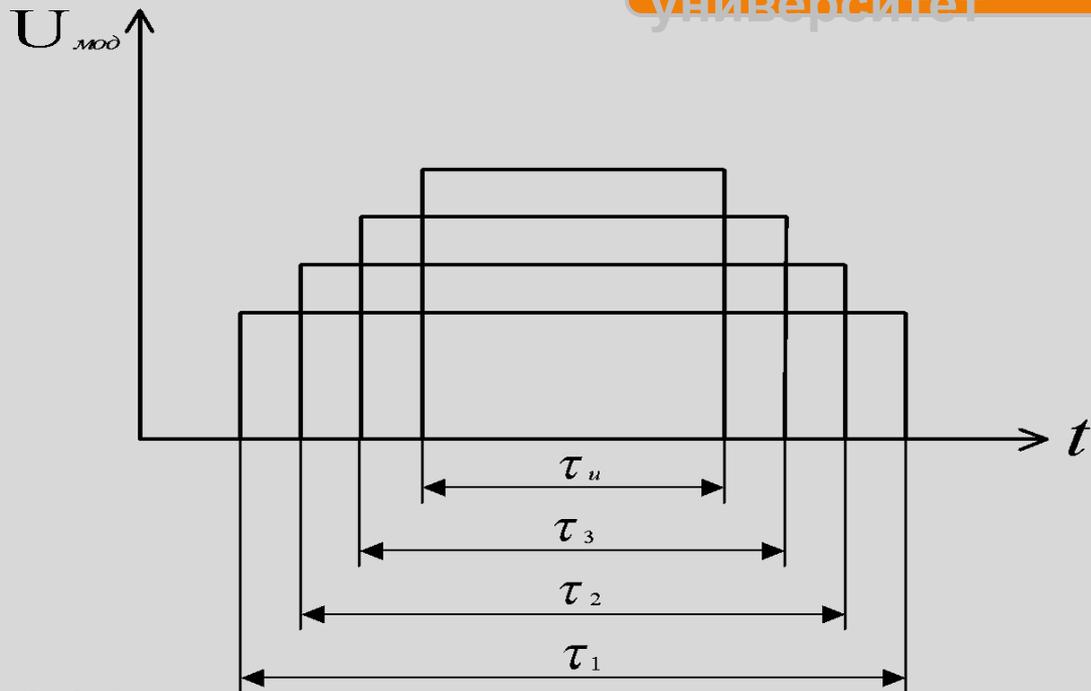


Рис.3.6. Вид модулирующих импульсов в усилительных звеньях.

**Подмодулятор (ПМ)** (рис.3.4.) так же как и в схеме (рис.3.2.) формирует импульсы запуска модулятора (М), а **модулятор** – мощные видеоимпульсы заданной амплитуды, полярности и длительности. Как правило, каждое усилительное звено должно иметь отдельные подмодулятор и модулятор. В последующем усилительном звене модулирующий импульс должен быть короче по длительности и больше по амплитуде (рис.3.6.). Это связано с необходимостью существенного ослабления или устранения влияния переходных процессов в усилительных звеньях на параметры зондирующего сигнала и обеспечения необходимой мощности на входе каждого усилительного звена.

В РЛС с широкополосными зондирующими сигналами (ЛЧМ или ФКМ), а так же с многочастотными сигналами передающее устройство практически всегда выполняется по схеме задающий генератор – усилитель мощности. Это связано в одних случаях (например, в РЛС с ЛЧМ или ФКМ импульсами) с необходимостью обеспечения жестких требований к стабильности закона изменения частоты или фазы внутри импульса, а в других (в РЛС с многочастотной) – с упрощением технической реализацией передатчика.

В общем случае структурная схема многокаскадного передающего устройства импульсной РЛС представлена на рис.3.

# Многоканальное РПУ с одним выходом

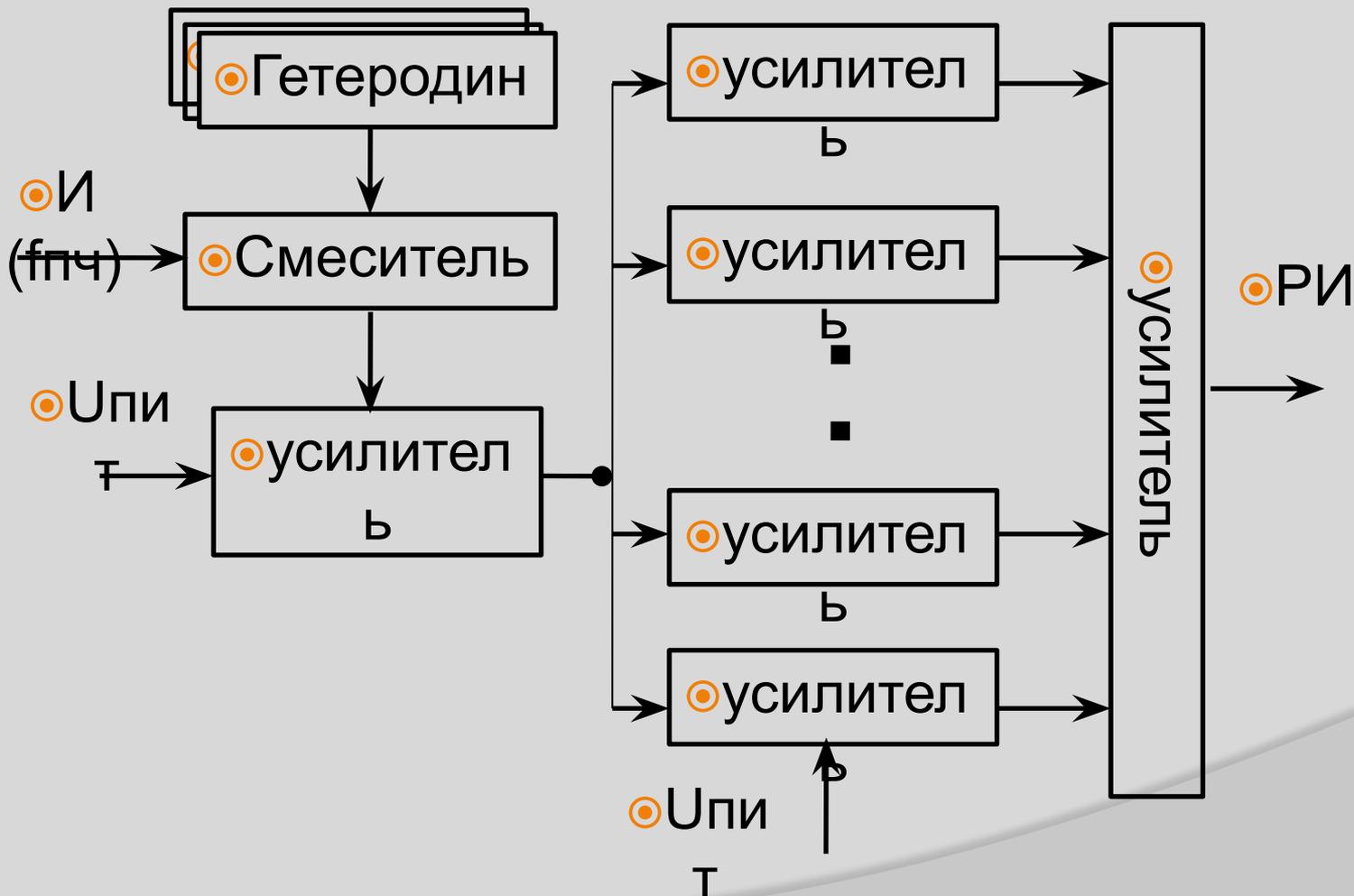


Рис.3. Многоканальное РПУ с одним выходом

## МНОГОКАСКАДНОЕ РАДИОПЕРЕДАЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО С «ПРОСТЫМ» ЗОНДИРУЮЩИМ СИГНАЛОМ(РЛС 19Ж6)

Радиопередающее устройство предназначено для формирования в каждом зондировании четырех «гладких» радиоимпульсов на различных частотах, следующих друг за другом без временного интервала (рис.3.44) и четырех непрерывных гетеродинных напряжений.

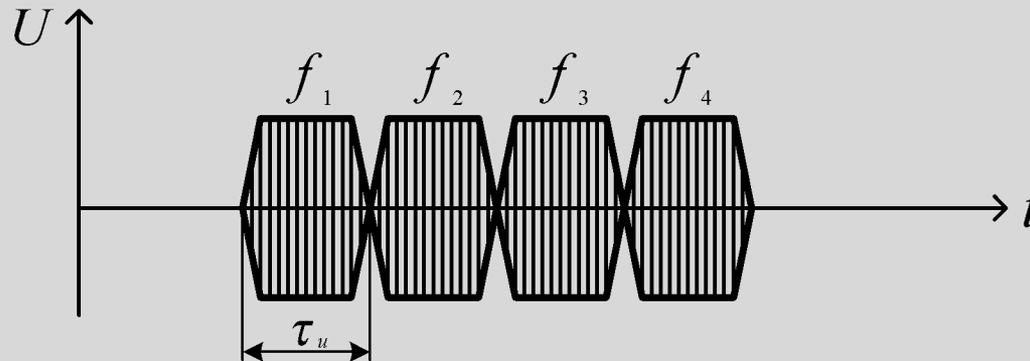


Рис.3.44. Структура зондирующих сигналов

Передающее устройство выполнено по схеме «маломощный, высокостабильный возбудитель – усилитель мощности», что обеспечивает когерентность пачки зондирующих сигналов и высокую стабильность несущей частоты. Относительная нестабильность частоты передающего устройства не превышает  $10^{-4}$

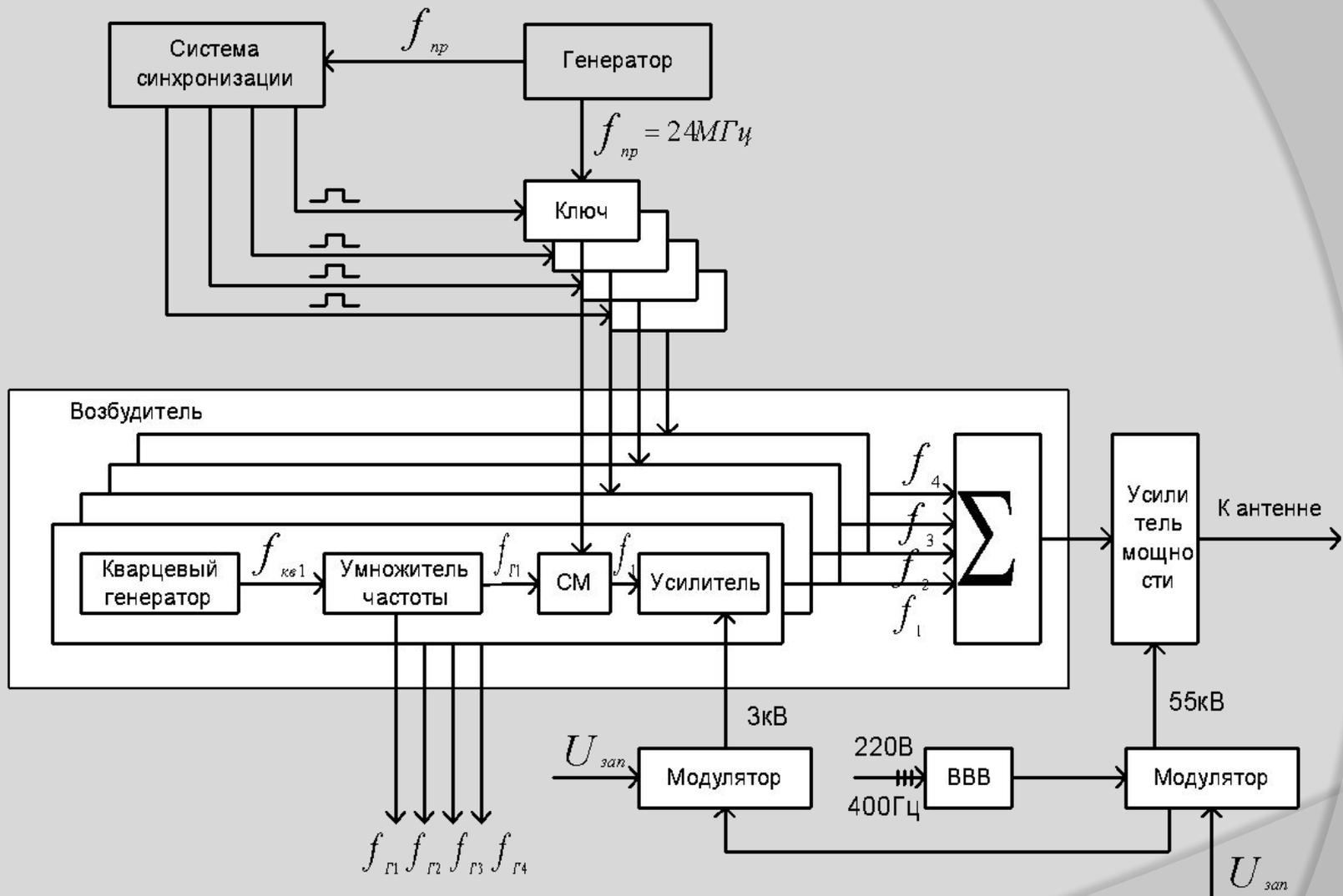


Рис.3.45. Структурная схема передающего устройства РЛС 19Ж6

## Принципы построения систем формирования частотно-модулированных зондирующих сигналов

Широкополосными (сложными) сигналами называют сигналы, ширина спектра которых значительно превышает величину  $1/\tau_{\text{и}}$ .

Основными их преимуществами являются:

возможность значительного повышения энергии зондирующего импульса за счет увеличения его длительности при сохранении высокой разрешающей способности и точности измерения дальности.

Для расширения спектра сигнала можно использовать модуляцию высокочастотных колебаний в пределах импульса: амплитудную, частотную, амплитудно-частотную. С точки зрения оптимальности энергетического режима работы передатчика наиболее приемлемой является частотная (фазовая) модуляция.

**В РЛС с широкополосными зондирующими сигналами (ЛЧМ или ФКМ), а так же с многочастотными сигналами передающее устройство практически всегда выполняется по схеме задающий генератор – усилитель мощности.**

Это связано в одних случаях (например, в РЛС с ЛЧМ или ФКМ импульсами) с необходимостью обеспечения жестких требований к стабильности закона изменения частоты или фазы внутри импульса, а в других (в РЛС с многочастотной) – с упрощением технической реализацией передатчика.

Сигналы с ЛЧМ.

Мгновенная частота заполнения таких сигналов меняется по линейному закону.

ЛЧМ радиоимпульс (рис.3.19,а) описывается выражением

$$U_0 \cdot \cos(2\pi f_0 t + \pi \Delta f t^2 / \tau_u)$$

Мгновенная частота импульса  $f(t)$  изменяется по линейному закону (рис.3.19,б).

В самом деле

$$f(t) = \frac{1 \cdot d\varphi}{2\pi \cdot dt} = \frac{d}{2\pi \cdot dt} \left( 2\pi \cdot f_0 t + \frac{\pi \cdot \Delta f \cdot t^2}{\tau_u} \right) = f_0 + \frac{\Delta f}{\tau_u} t.$$

В пределах импульса частота изменяется от  $f_0 - \Delta f/2$  до  $f_0 + \Delta f/2$ .

АЧС ЛЧМ сигнала описывается через так называемые интегралы Френеля и носит осциллирующий характер (рис.3.19,в). При большой базе сигнала  $n = \tau_u \cdot \Delta f \gg 1$  АЧС можно грубо аппроксимировать прямоугольником шириной  $\Delta f$ .

Из анализа временного и частотного описания сигнала следует, что можно независимо осуществлять выбор длительности импульса  $\tau_u$  и ширины АЧС  $\Delta f$ . Первое позволяет обеспечить необходимую энергию сигнала, а второе - требуемую разрешающую способность по дальности.

Требования к стабильности частоты при формировании ЛЧМ сигнала на 2-3 порядка выше, чем при формировании одиночного простого радиоимпульса.

Длительность ЛЧМ импульсов составляет обычно единицы мкс - единицы мс, а девиация частоты  $\Delta f$  выбирается в пределах от сотен килогерц до сотен мегагерц. Например, в РЛС 22Ж6М  $\tau_u = 30$  мкс, а  $\Delta f$  может принимать значения 4,5 МГц и 75 МГц.

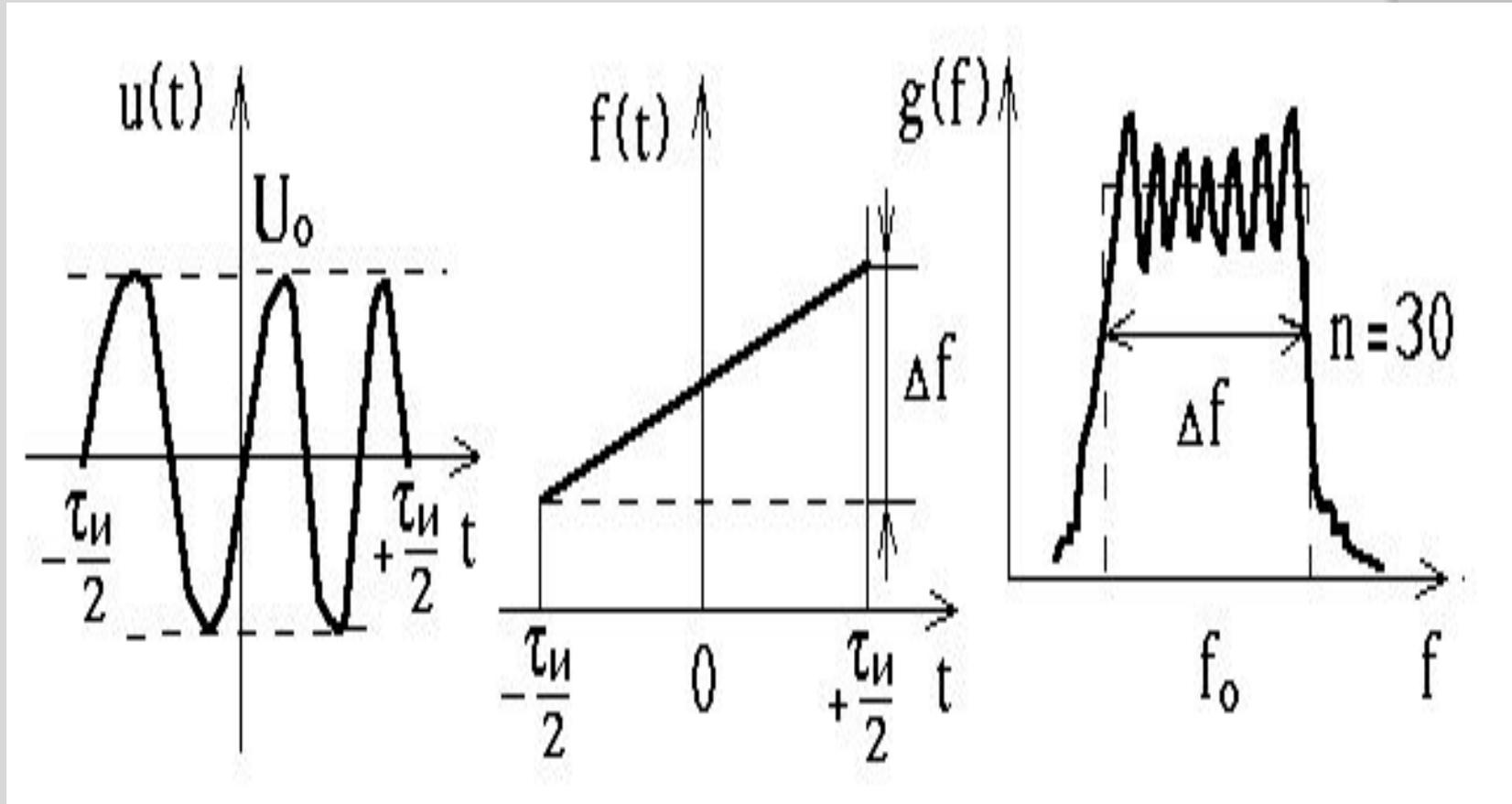


Рис.3.19. ЛЧМ сигнал и формирование сигналов с частотной модуляцией

**Достоинство ЛЧМ импульсов** - сравнительная простота технической реализации устройств, обеспечивающих их формирование и оптимальную фильтрацию.

**Недостатками сигналов с ЛЧМ являются:**

1. Сильная взаимная связь параметров сигнала, характеризующих дальность и доплеровский сдвиг, приводящая к ошибке измерения дальности при неизвестной скорости цели и наоборот.

2. Появление дополнительных потерь за счет рассогласования частотной характеристики линейной части приемника и спектра отраженного сигнала из-за необходимости использования весовой обработки для уменьшения уровня боковых лепестков сжатого импульса до приемлемого уровня.

## Формирование ЛЧМ импульсов возможно активным и пассивным методами.

Активный метод формирования ЛЧМ сигнала.

Наибольшее распространение нашел активный способ формирования ЛЧМ сигнала - электронный способ, основанный на применении автогенератора с электронной перестройкой частоты. Упрощенная схема возбудителя, реализующего такой способ, приведена на рис.3.20.

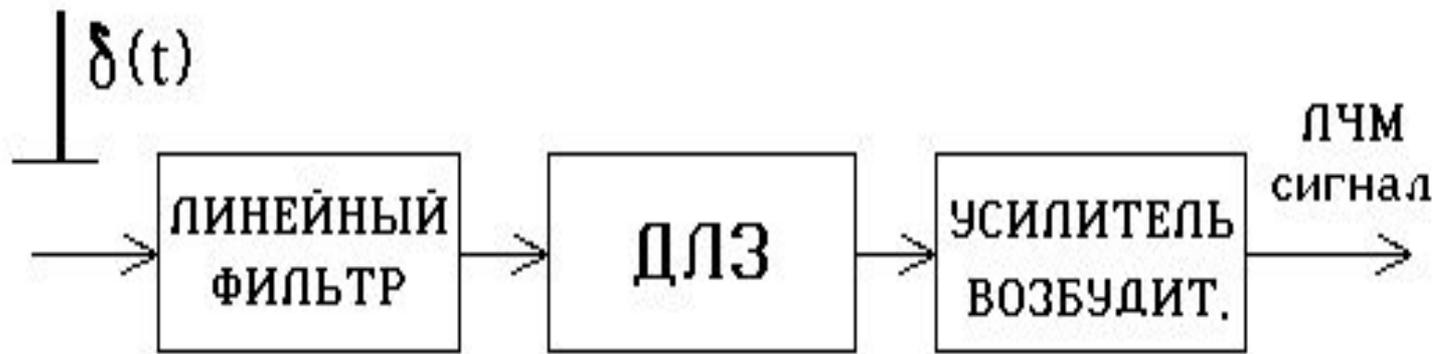


Рис.3.20. Упрощенная схема возбудителя, реализующего активный метод формирования ЛЧМ сигнала.

**Достоинством** активного метода является возможность получения большого значения девиации частоты, а следовательно, коэффициента сжатия такого сигнала в оптимальном фильтре.

**В качестве недостатков** можно отметить низкую стабильность параметров формируемого сигнала и технические сложности, связанные с обеспечением линейности закона изменения частоты. Поэтому данный метод формирования ЛЧМ сигнала применяется только при наличии системы АПЧ.

А)



Б)

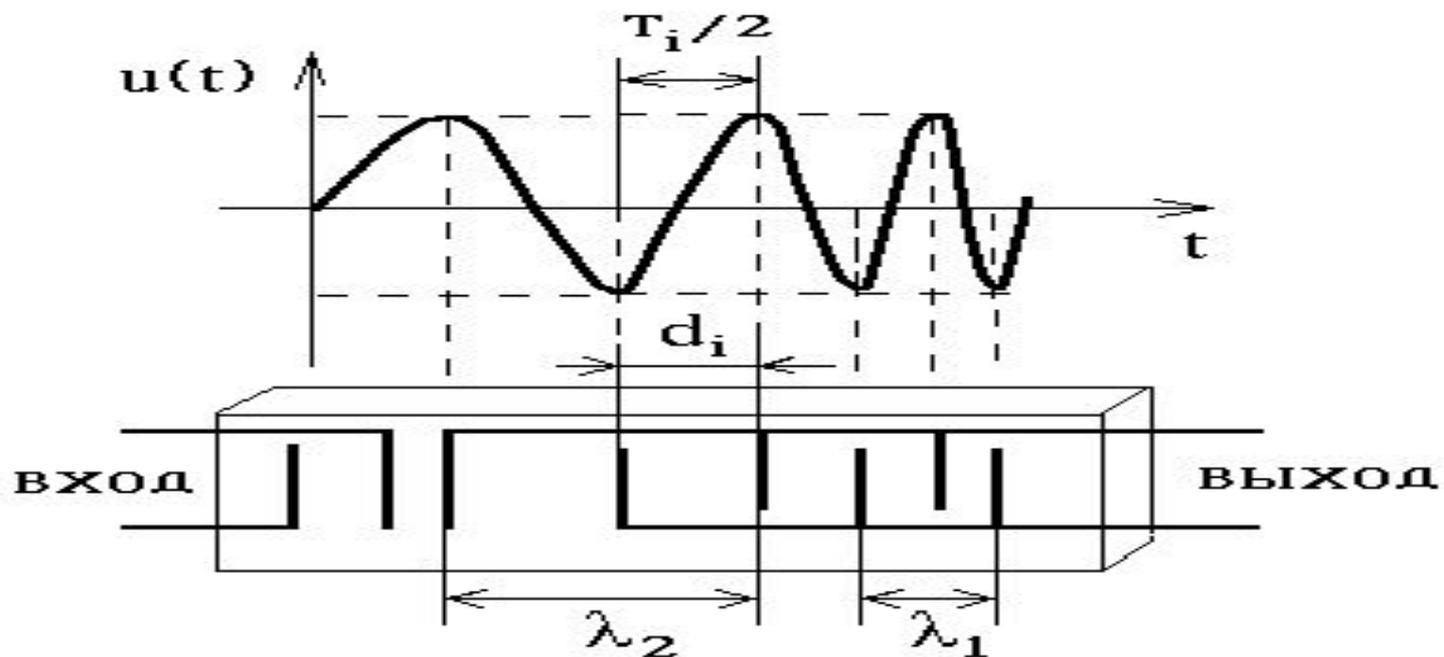


Рис.3.21. Пассивный метод формирования ЛЧМ сигнала.

## Пассивный метод формирования ЛЧМ сигнала.

В состав устройства формирования ЛЧМ сигнала должен входить линейный фильтр, который из  $\delta$ -функции формировал бы сигнал в окрестности частоты  $f_0$  в полосе частот  $\Pi = \Delta f$ .

Далее необходимо устройство, которое расставило бы частотные составляющие сигнала во времени так, чтобы закон изменения частоты во времени был бы линейным и отвечал требуемому (линейно-нарастающий или линейно-убывающий).

Таким устройством на практике является дисперсионная линия задержки (ДЛЗ). Под дисперсией в данном случае понимается явление, состоящее в зависимости времени запаздывания частотных составляющих сигнала от частоты. ДЛЗ является центральным элементом возбуждителя ЛЧМ сигнала (рис.3.21,а)

**ДЛЗ делятся на две группы: с естественной и искусственной дисперсией.**

**Среди устройств с искусственной дисперсией, используемых в качестве ДЛЗ, широко применяются пьезоэлектрические многоотводные линии задержки на поверхностных акустических волнах (ПАВ). В качестве звукопровода таких линий используются естественные или синтетические пьезокристаллические материалы: кварц, ниобат лития и т.д.**

На поверхность кристалла методами фотолитографии наносят металлические электроды (рис.3.21,б).

Требуемая расстановка частотных составляющих формируемого ЛЧМ сигнала обеспечивается путем расстановки электродов на интервалах  $d_i$ , пропорциональным переменному периоду  $T_i/2$  ЛЧМ сигнала (рис.3.21,б).

Каждая соседняя пара однополярных электродов образует резонансную систему, настроенную на определенную длину волны  $\lambda_1$  ультразвуковых колебаний.

Например, на рис.3.21б первая пара электродов настроена на длину волны  $\lambda_2$ , соответствующую начальной частоте  $f_{\min}$  формируемого колебания, а последняя пара - на длину волны  $\lambda_1$ , соответствующую конечной частоте  $f_{\max}$  этих колебаний. Разность задержки колебаний между крайними парами электродов равна требуемой длительности  $\tau_{\text{и}}$  формируемого ЛЧМ сигнала.

Многоотводные линии задержки рассматриваемого типа позволяют реализовать формирователи ЛЧМ сигналов, рассчитанные на импульсы длительностью от единиц до сотен микросекунд, с девиациями частот от единиц до сотен мегагерц и коэффициентом широкополосности от десятков до тысяч единиц.

Следует заметить, что эквидистантное расположение электродов в линии задержки на ПАВ может обеспечить формирование ФКМ сигнала. Для этого электроды должны устанавливаться в строгом соответствии с законом изменения фазы требуемой последовательности ФКМ сигнала.

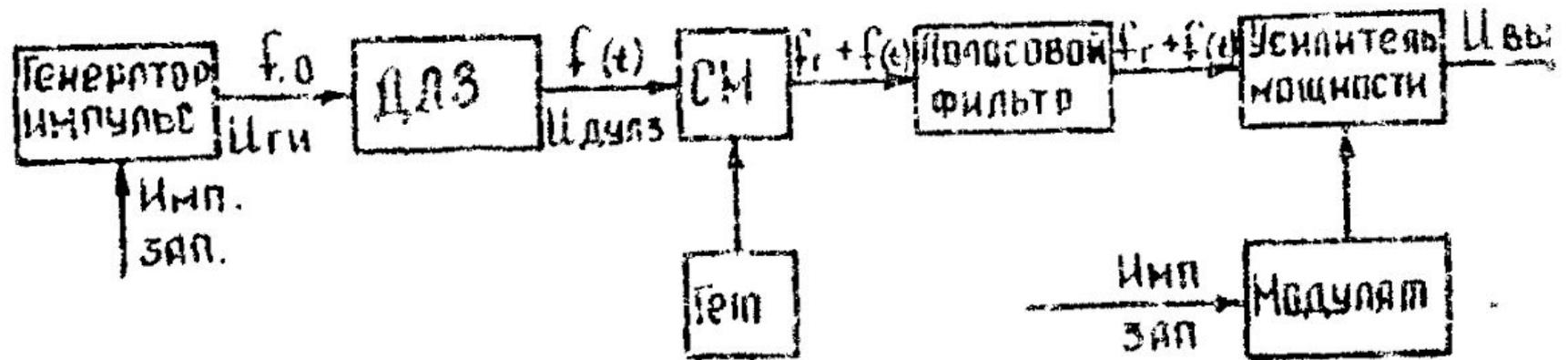


Рис 3.4

При пассивном методе формирования ЛЧМ сигнал получают путем возбуждения дисперсионной линии задержки (ДЛЗ) коротким радиоим-пульсом, вырабатываемым генератором импульсов на частоте  $f_3$  (рис.3.4). Выходной ЛЧМ сигнал ДЛЗ преобразуется в смесителе на высокую частоту и через полосовой фильтр поступает на усилитель мощности.

**Достоинствами** пассивного метода являются высокая стабильность параметров формируемого сигнала, хорошее согласование его характеристик с аналогичным по параметрам оптимальным фильтром.

**К недостаткам** данного метода относится относительно невысокий коэффициент сжатия такого сигнала в оптимальном фильтре ( $k_{сж} < 300...400$ ).

## **Особенности построения систем формирования фазоманипулированных сигналов**

Формирование широкополосных сигналов, в том числе и ФКМ сигналов, может быть обеспечено двумя основными способами:

пассивным и активным. В соответствии с этим рассматривают и структуры возбудителей.

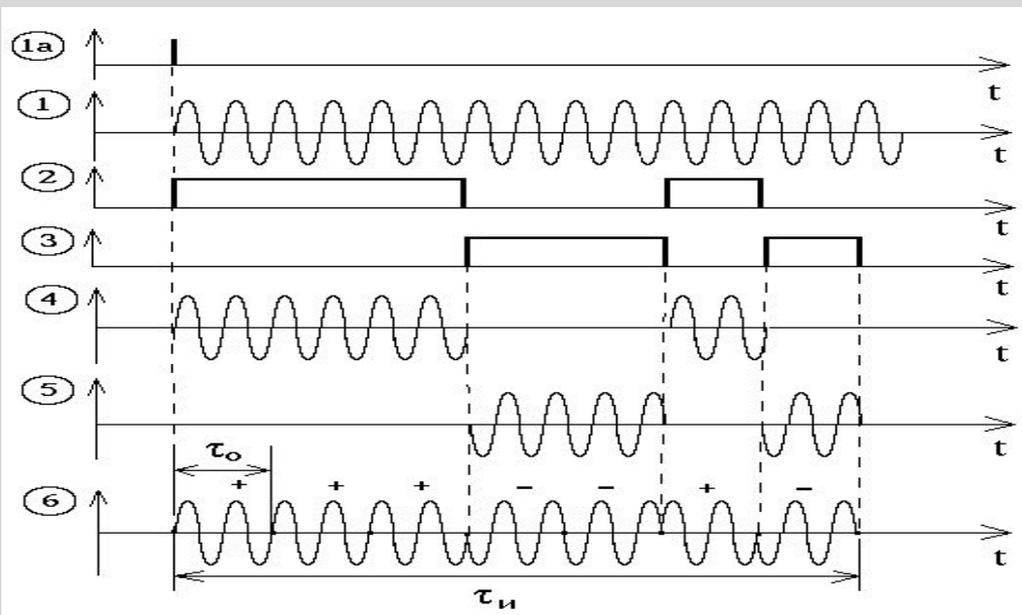
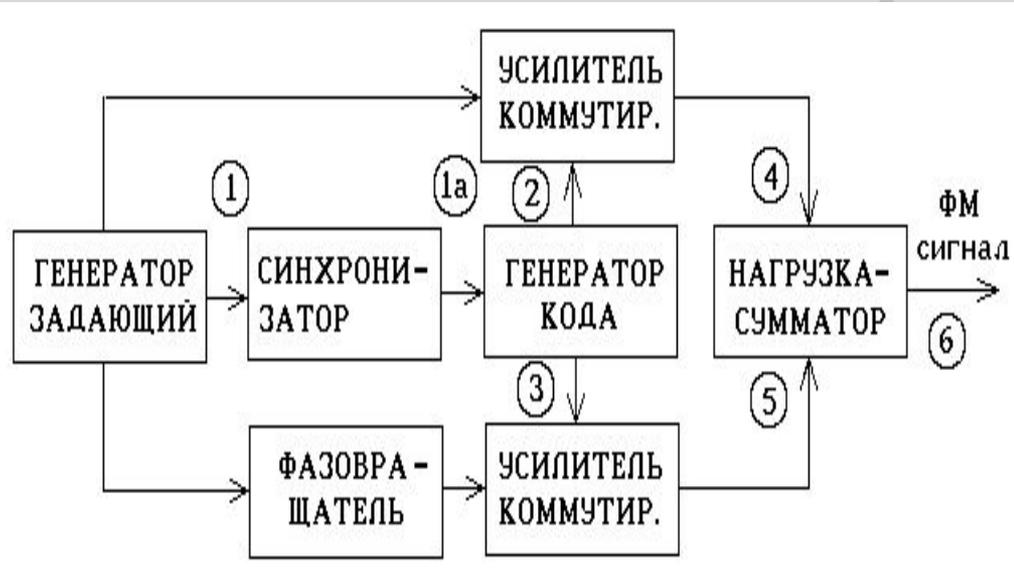
Передающее устройство в РЛС с зондирующим ФКМ сигналом всегда выполняется по схеме " задающий генератор-усилитель мощности".

### **Активный способ формирования ФКМ сигнала.**

Реализация активных способов формирования сложных сигналов возможна на базе применения усилителей, автогенераторов, а также элементов тракта передачи высокочастотных колебаний.

#### **При пассивном методе**

в качестве формирователя ФКМ сигналов (рис.3.20.) используется линия задержки с  $N$  отводами, в каждый из отводов которой включен фазовращатель. Число отводов  $N$  линий задержки равно числу дискрет ФКМ сигналов.



Данный метод позволяет формировать ФКМ сигналы большой длительности, с любым числом дискрет.

Однако сформированный сигнал обладает недостаточной стабильностью параметров.

Рис.3.27. Активный (а), (б) способ формирования ФКМ сигнала.

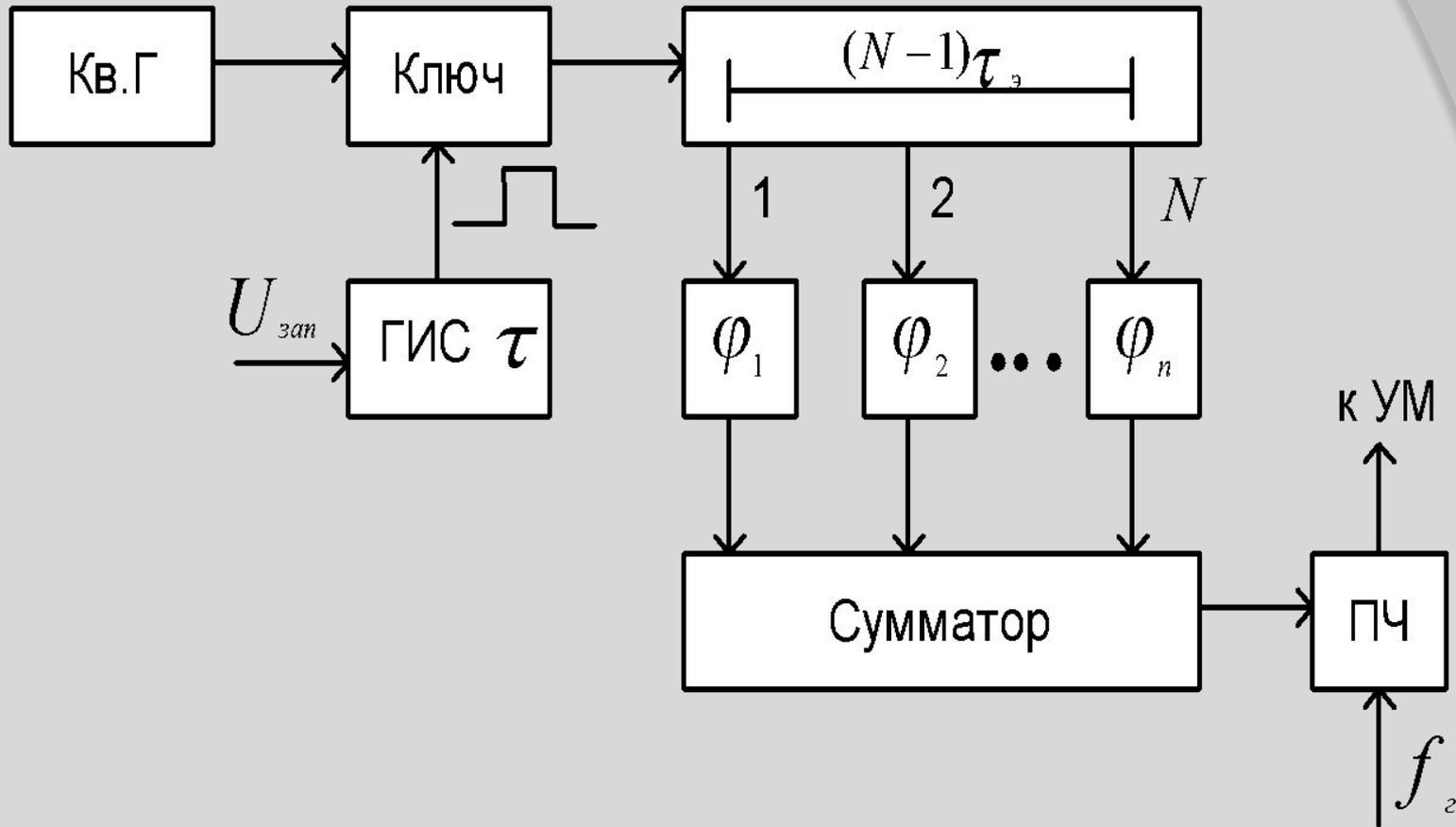


Рис.3.20. Структурная схема формирователя ФКМ сигнала пассивным методом.

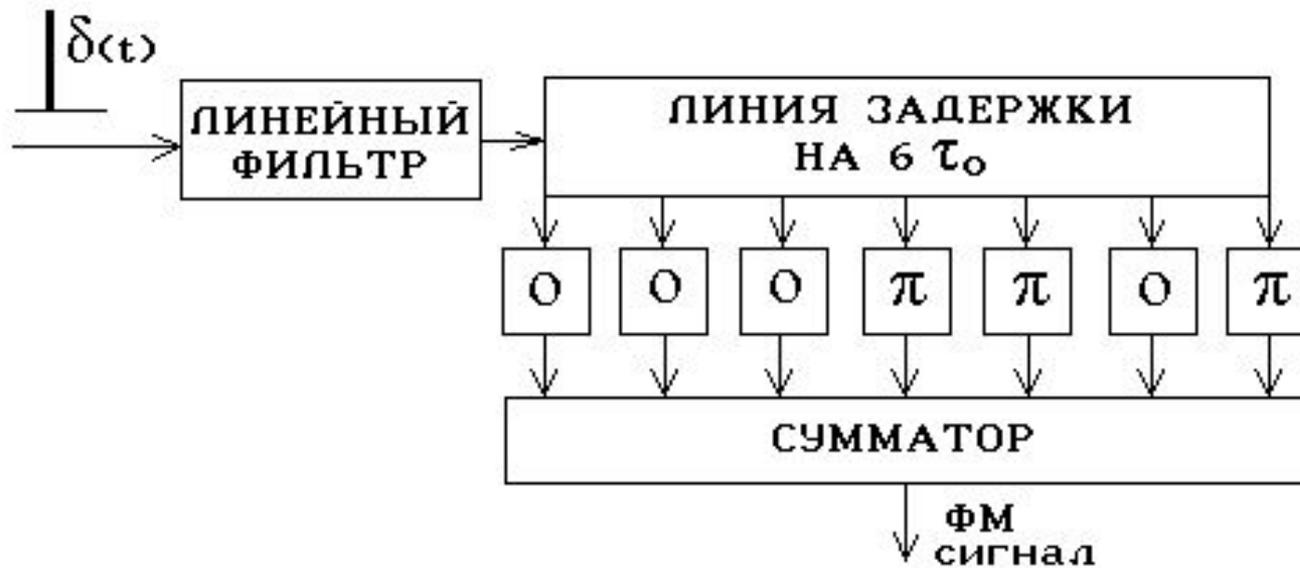
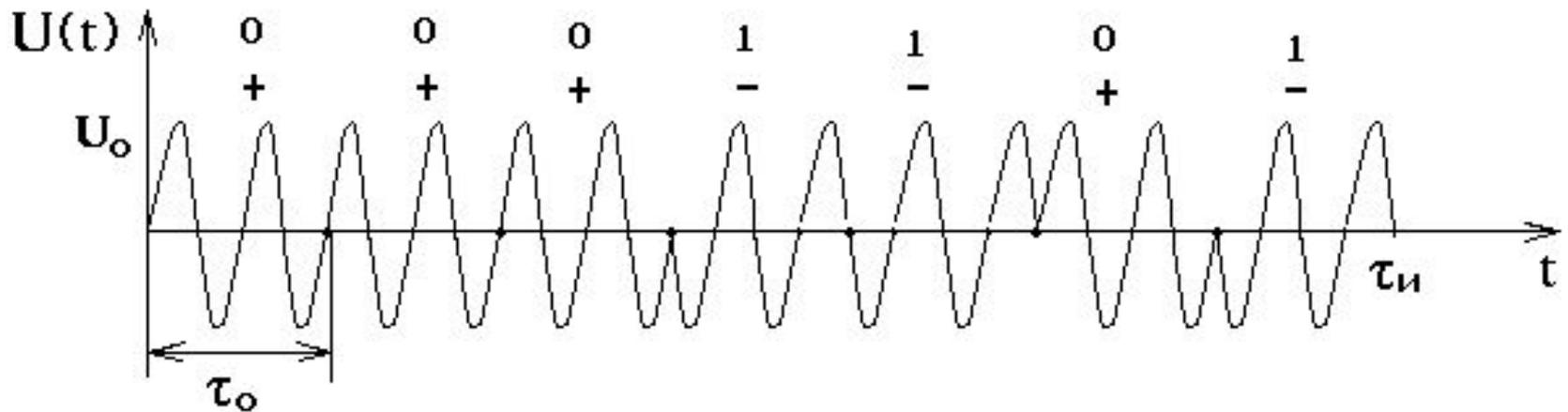


Рис.3.27. Пассивный способ (в) формирования ФКМ сигнала.

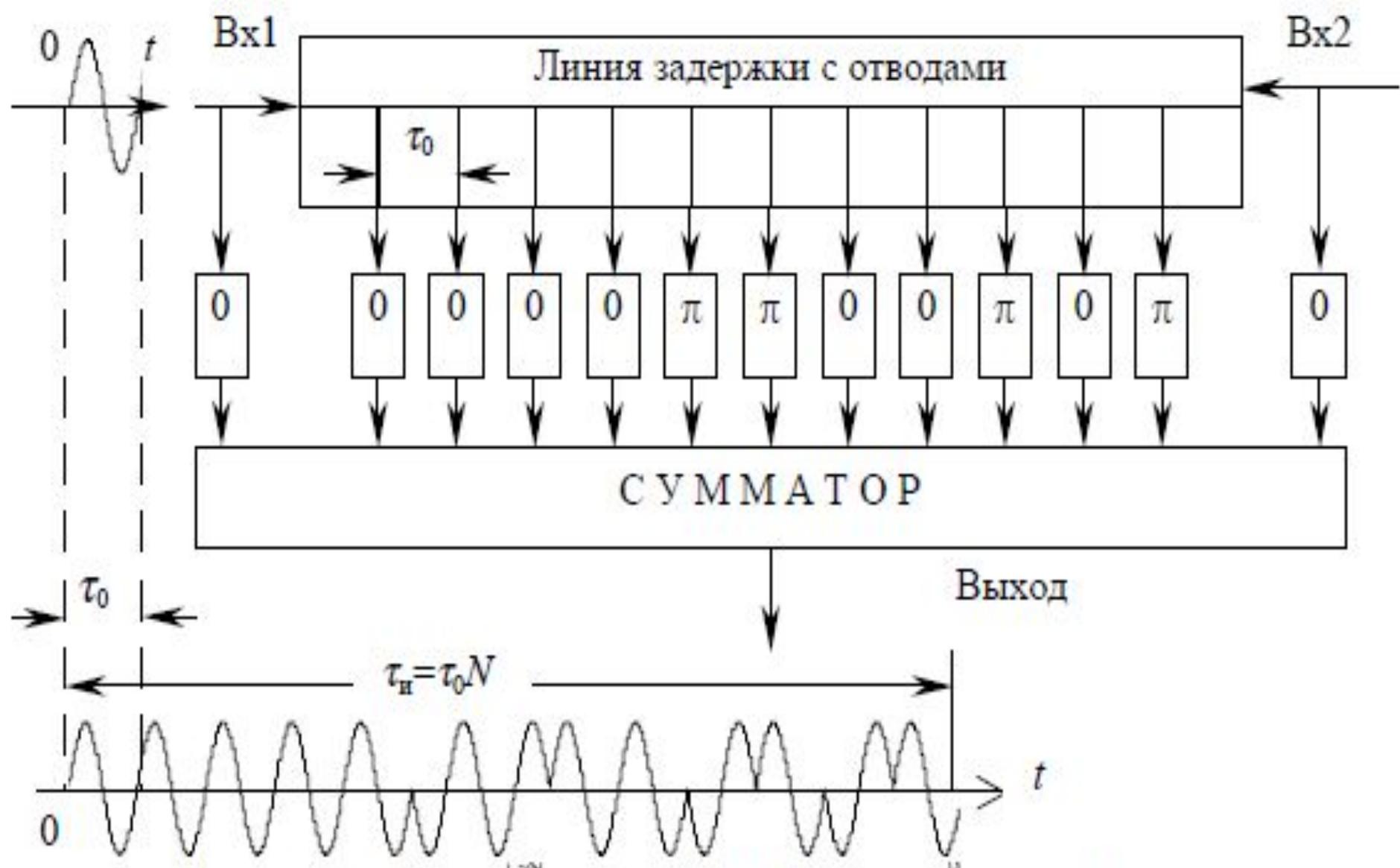
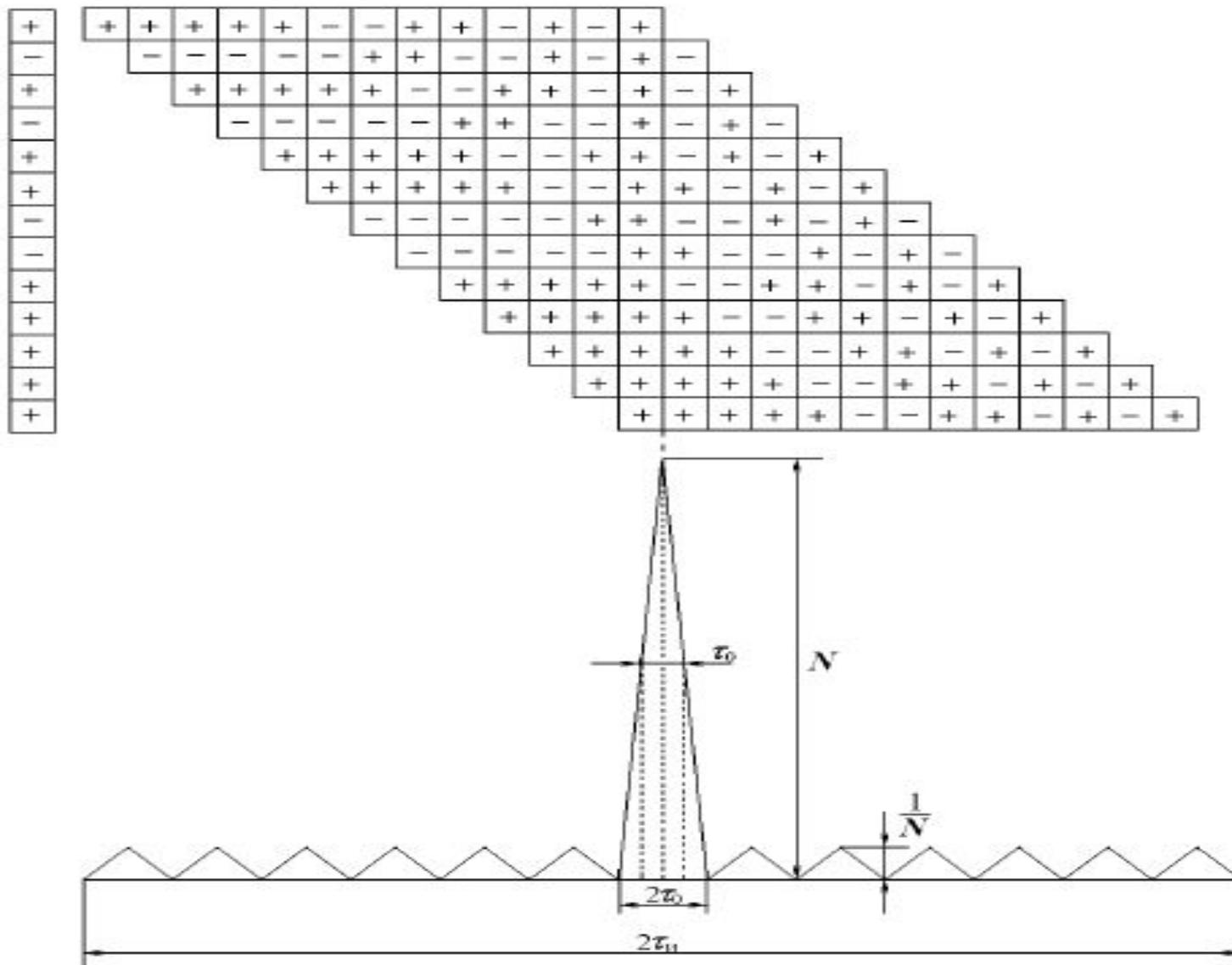


Рис. 11. Формирователь ФКМ сигнала на ЛЗ с отводами

При пассивном методе в качестве формирователя ФКМ сигнала используется  $n$ -отводная линия задержки, в каждый из отводов которой включен фазовращатель. Число отводов  $n$  в линии задержки равно числу дискрет ФКМ сигнала. Последовательно во времени на каждый вход сумматора поступает радиоимпульс длительностью  $\tau_0$ . Значение фазы радиоимпульса  $(0, \pi)$  определяется установленным в данном отводе линии задержки фазовращателем. Радиоимпульсы, последовательно действуя на выходах линии задержки, складываются в сумматоре, формируя  $n$ -позиционный фазокодоманипулированный сигнал.

**Достоинством** пассивного метода является высокая стабильность параметров формируемого сигнала, **недостатком** - сложность формирования сигналов большой длительности (из-за затухания сигнала в линии задержки).



для  $N=13$

Рис.12. Оптимальная обработка ФКМ радиоимпульса

## Вопрос №3. Импульсный модулятор.

Модуляторы РЛС вырабатывают мощные видеоимпульсы высокого напряжения заданной длительности и периода повторения для питания анодных цепей генераторных и усилительных приборов. Длительность модулирующих импульсов различных РЛС составляет единицы-десятки микросекунд, а период повторения - несколько миллисекунд. Это позволяет накапливать энергию во время паузы между посылками и отдавать ее в нагрузку в течение длительности импульса.

В передающих устройствах с усилителем мощности количество модуляторов и их характеристики зависят от схемы усилительной линейки и типа применяемых приборов. Взаимодействие модулятора с элементами передающего устройства (на примере передающего устройства с автогенератором в выходной ступени) показано на рис 5.

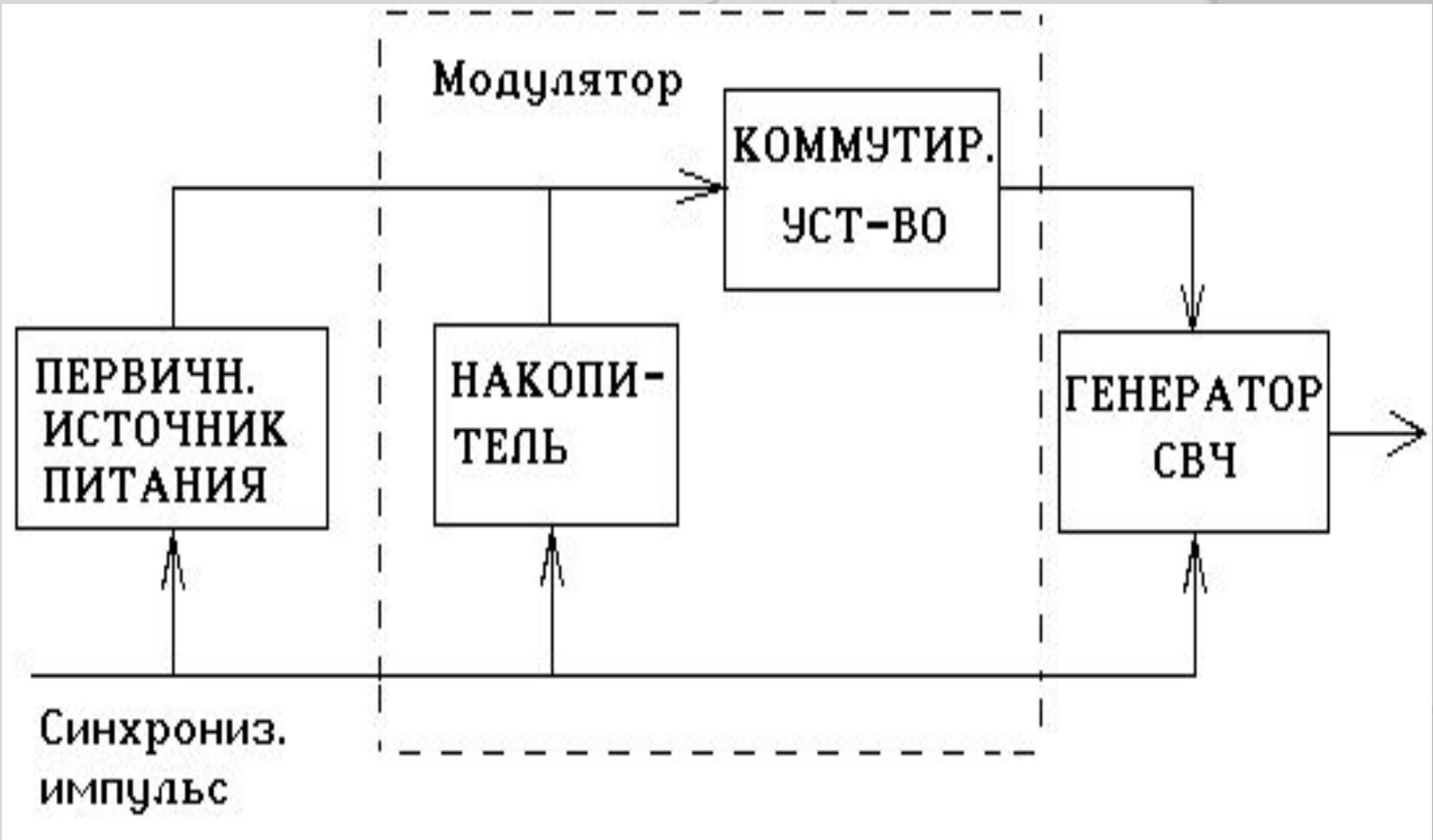


Рис.5. Взаимодействие модулятора с элементами передающего устройства.

**Высоковольтный выпрямитель** преобразует энергию переменного напряжения источника питания в энергию высокого постоянного напряжения, которое подается в модулятор.

**Модулятор** управляет работой высокочастотного генератора. Если в передающем устройстве применена анодная модуляция, то он включает анодное питание генератора СВЧ на время, равное длительности зондирующего импульса. Принципиальной особенностью модулятора РЛС (в отличие от модуляторов других радиотехнических устройств) является осуществляемая им трансформация мощности.

Модулятор передающего устройства РЛС накапливает энергию, поступающую от высоковольтного выпрямителя, в течение времени, примерно равного периоду повторения  $T_{\Pi}$ . При этом  $\mathcal{E}_m = P_v \cdot T_{\Pi}$ , (1),

где  $\mathcal{E}_m$  - энергия, накопленная модулятором;  $P_v$  - мощность высоковольтного выпрямителя. Накопленная энергия отдается модулятором в нагрузку в течение длительности импульса. Следовательно,  $\mathcal{E}_m = P_{m_i} \cdot t_i$ , (2)

где  $P_{m_i}$  - мощность выходных импульсов модулятора.

Из формул (1) и (2) получаем

$$P_v = P_{m_i} \cdot t_i / T_{\Pi}. \quad (3)$$

Поскольку  $t_i \ll T_{\Pi}$ , то  $P_v \ll P_{m_i}$ . Это дает возможность при конструировании РЛС выбирать высоковольтный выпрямитель меньшей мощности, а следовательно, меньших габаритов и массы.

## Классификация модуляторов

### По типу накопительной системы:

- на конденсаторах;
- на искусственных длинных линиях;
- на индуктивностях.

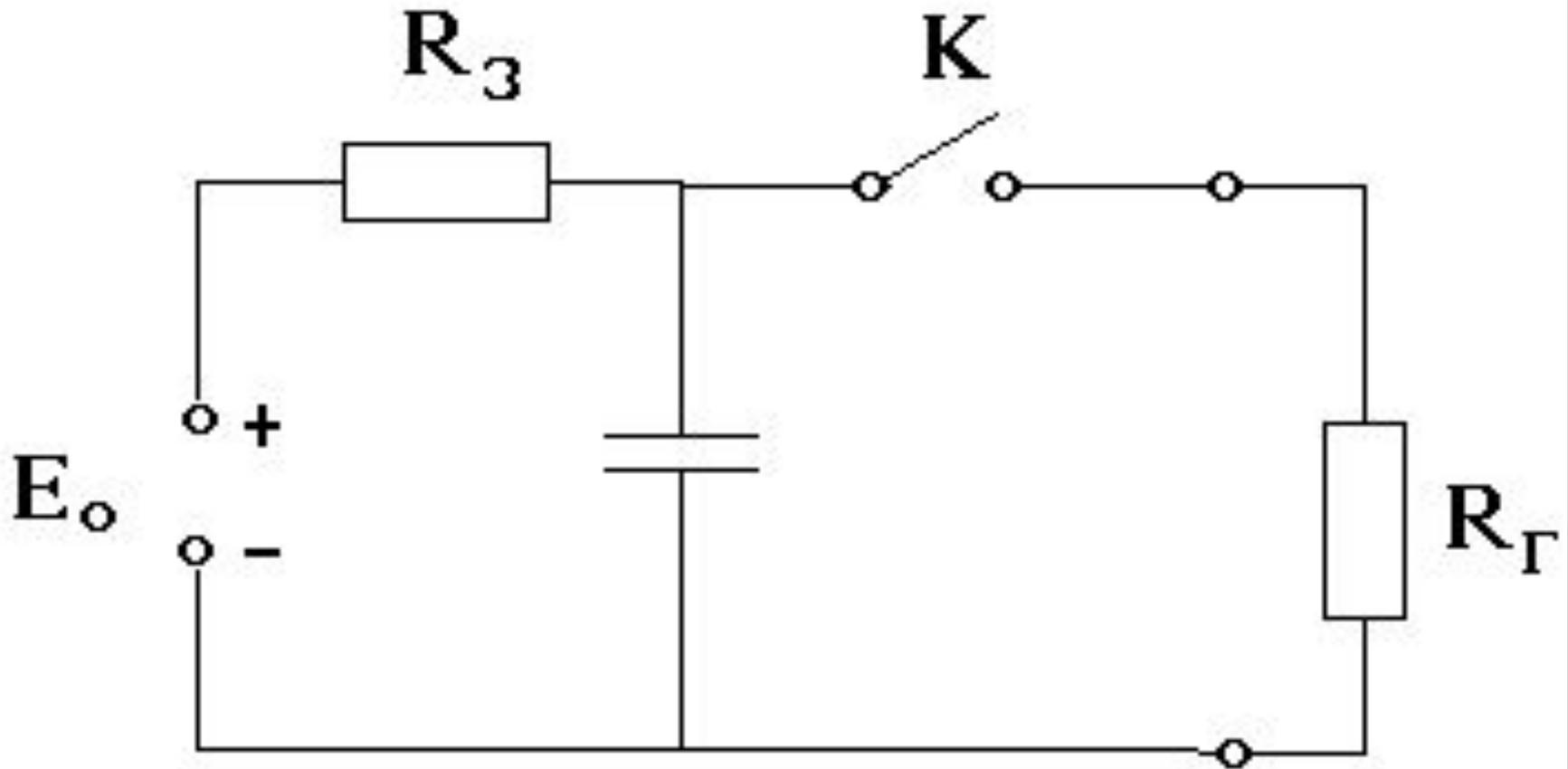
### По степени разряда накопительной системы:

- с полным разрядом накопительной линии;
- с частичным разрядом накопительной линии.

### По использованию ключевого элемента:

- с ламповым ключом;
- с тиратронным ключом;
- с полупроводниковым ключом,;
- с механическим ключом.

# Упрощенная схема модулятора.



В рассмотренном модуляторе возможны **режимы полного и частичного разряда накопительной емкости**. В первом случае коммутатор, замкнувшись, не размыкается до полного разряда накопительной емкости, при котором напряжение на ней становится равным нулю. Осциллограммы напряжений на отдельных узлах модулятора, работающего в режиме полного разряда, изображены на рис.3.14 (жирная линия).

Недостатком модулятора, работающего в режиме полного разряда накопительной емкости, является неудовлетворительная, далекая от прямоугольной форма импульса и низкий КПД (около 50%). Поэтому они используются крайне редко.

Осциллограммы напряжений на отдельных узлах модулятора при работе модулятора в режиме частичного разряда

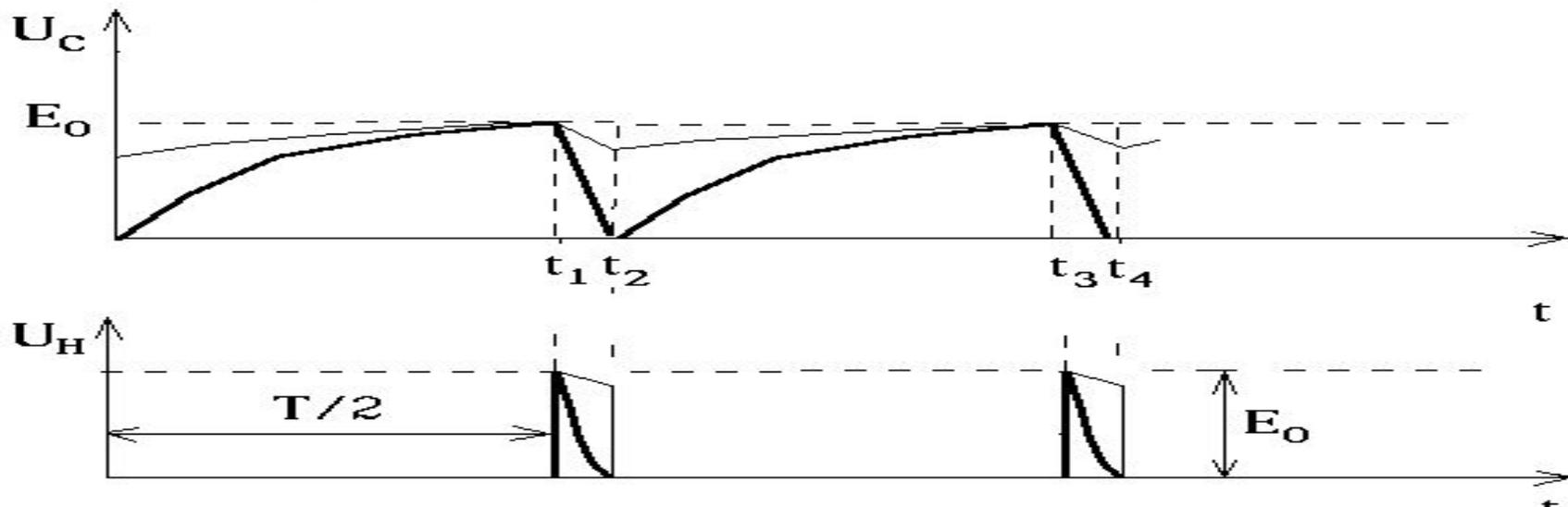


Рис.3.14

**В качестве коммутирующего устройства используется** или электронная лампа (триод) или транзисторный активный коммутатор, или газоразрядные (ионные) приборы - тиратроны, либо тиристоры и управляемые искровые разрядники.

*Основным преимуществом коммутирующих устройств на электронных лампах и транзисторах является малая инерционность, позволяющая включать и выключать их на любое время с помощью маломощного управляющего импульса, подаваемого на управляющий электрод (сетку лампы или базу транзистора) коммутатора. Однако электронные лампы обладают большим внутренним сопротивлением и поэтому коммутаторы на электронных лампах имеют сравнительно низкий КПД.*

*Ионные и тиристорные коммутирующие устройства обладают малым внутренним сопротивлением и легко пропускают токи в десятки и сотни ампер. Недостатком ионных коммутирующих устройств является то, что с помощью управляющего импульса можно точно определить только момент начала разряда накопителя. Управлять же размыканием ионного коммутатора значительно труднее. Поэтому окончание разряда накопителя определяется временем разряда накопителя, т.е. зависит от параметров самого накопителя.*

Накопителем энергии может являться электрическое поле конденсатора или магнитное поле катушки индуктивности. В качестве накопителя энергии может использоваться также искусственная длинная линия, которая эквивалентна емкости или индуктивности.

В настоящее время в большинстве случаев используются емкостные накопители, т.к. индуктивные накопители характеризуются весьма низким КПД.

Используя линию в качестве накопителя энергии, можно построить модуляторы с **режимом полного разряда**, вырабатывающие импульсы с хорошей прямоугольной формой.

## Модуляторы с искусственной линией (линейные модуляторы).

Известно, что разомкнутая на конце линия, заряженная до напряжения  $E_{л}$ , при разряде на сопротивление  $R = \rho$  создает прямоугольный импульс напряжения с амплитудой  $E_{л}/2$  и длительностью

$$\tau_{ц} = 2n \cdot \sqrt{L \cdot C}$$

Где  $n$  – количество ячеек линии;  $L'$ ,  $C'$  - распределенные индуктивность и емкость линии.

Используя линию в качестве накопителя энергии, можно построить модуляторы с режимом полного разряда, вырабатывающие импульсы с хорошей прямоугольной формой. Однако длина линии получается неприемлемой для размещения в передатчиках. Вместо реальных линий в модуляторах можно использовать искусственные линии, составленные из отдельных индуктивностей и емкостей (рис.3.15).

$$\sqrt{L'C'}$$

**Модулятор с полным разрядом накопителя энергии** накопителем является искусственная линия, а в качестве коммутирующего элемента используется тиратрон или тиристор.

**Схема в которой линия заряжается через катушку индуктивности  $L_3$  с малым сопротивлением потерь.**

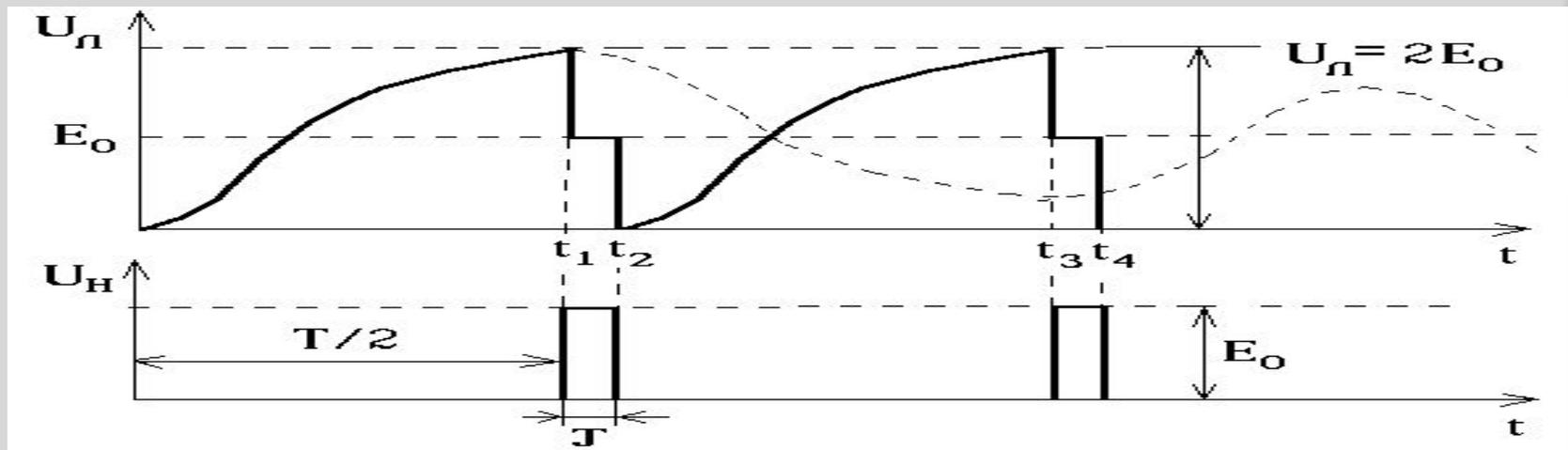
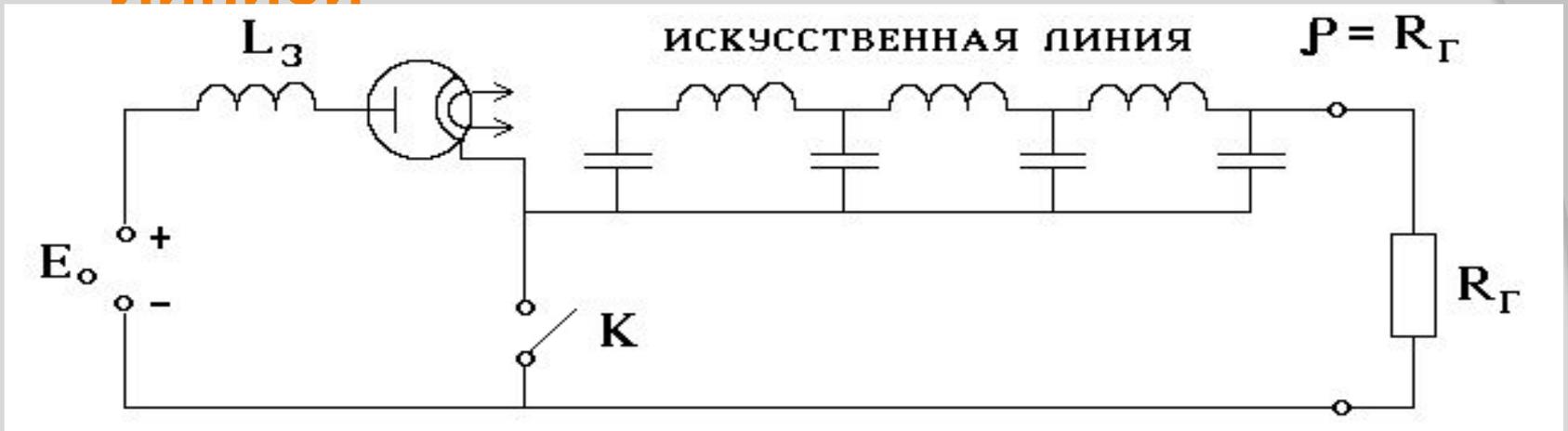
Катушка составляет с емкостью линии контур, и заряд линии приобретает характер затухающих колебаний (рис.8б). Через половину периода напряжение на линии повышается до

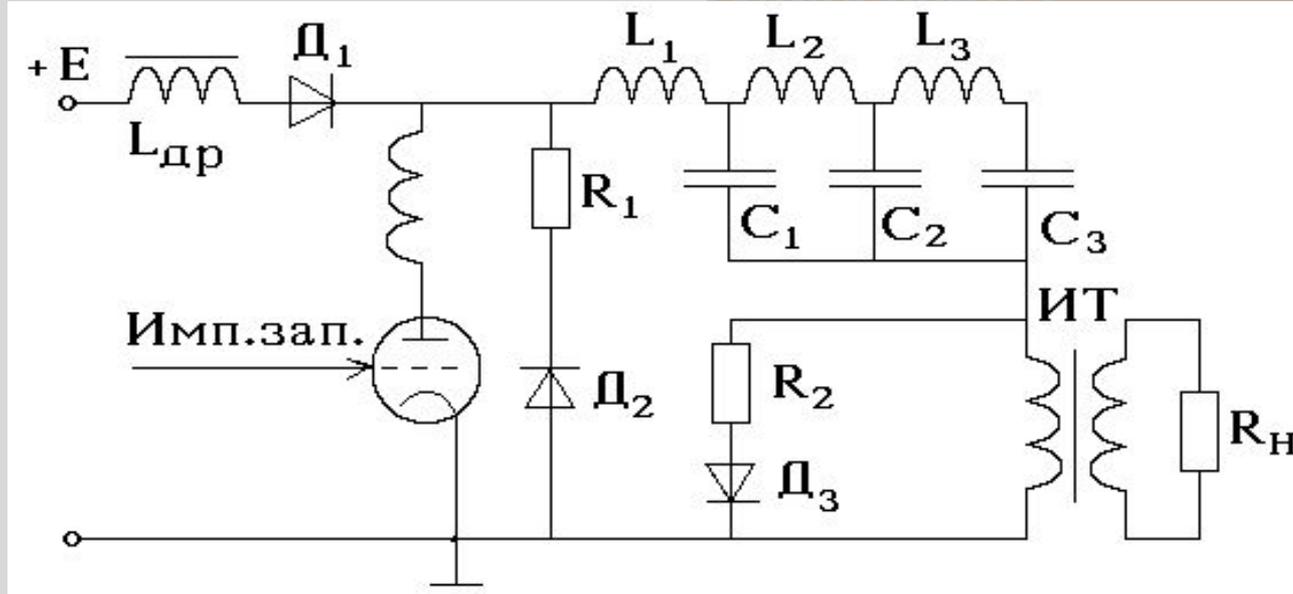
$U_{л} = 2 \cdot E_0$ . В этот момент замыкается коммутатор, и напряжение на генераторе становится равным  $U_{л}/2 = E_0$ , т.е. напряжению источника.

КПД модулятора при заряде линии через индуктивность повышается до 90-95%. Но для реализации указанных преимуществ зарядная катушка должна иметь значительный коэффициент индуктивности. Кроме того, коммутатор должен замыкаться точно в моменты максимума напряжения на линии. Все это существенно усложняет конструкцию модулятора и схему управления коммутатором .

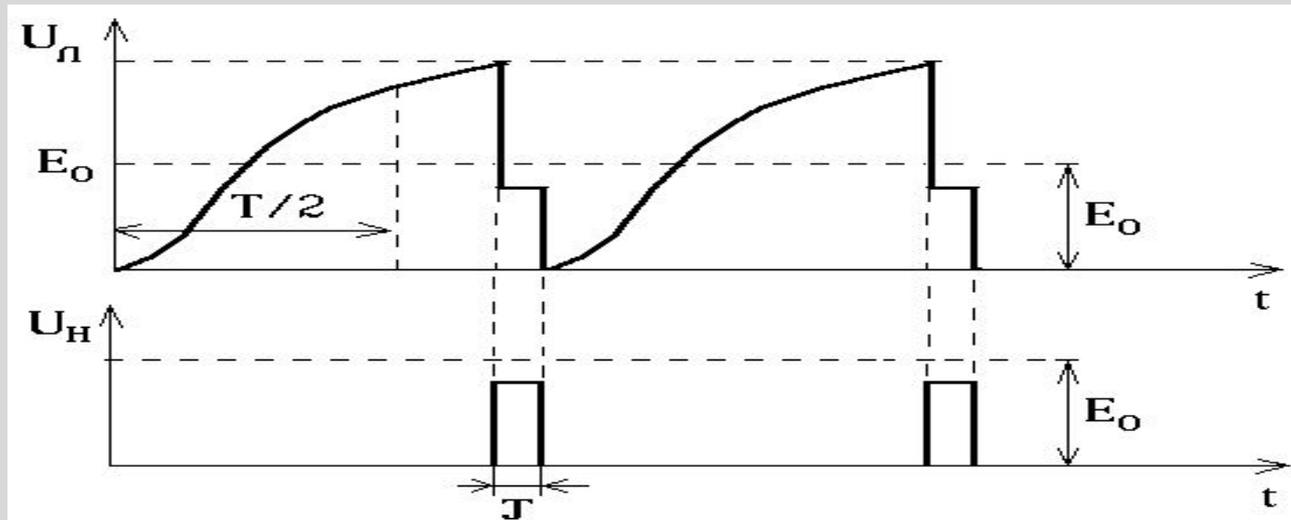
Поэтому на практике последовательно с зарядной индуктивностью часто включают диод, как показано на рис.9а. При таком дополнении линия, зарядившись до максимума в первую половину периода (рис.9б) из-за односторонней проводимости диода не может разрядиться и напряжение на ней сохраняется постоянным до замыкания коммутатора.

# Схема модулятора с искусственной линией





Принципиальная схема модулятора с искусственной линией.



Эпюры, поясняющие работу модулятора.

Длительность формируемого импульса близка к

$$\tau_{\text{ц}} = 2n \cdot \sqrt{L \cdot C}$$

где  $n$  - число звеньев формирующей линии;

$L, C$  - параметры элементов одного звена.

Число звеньев формирующей линии определяется соотношением:

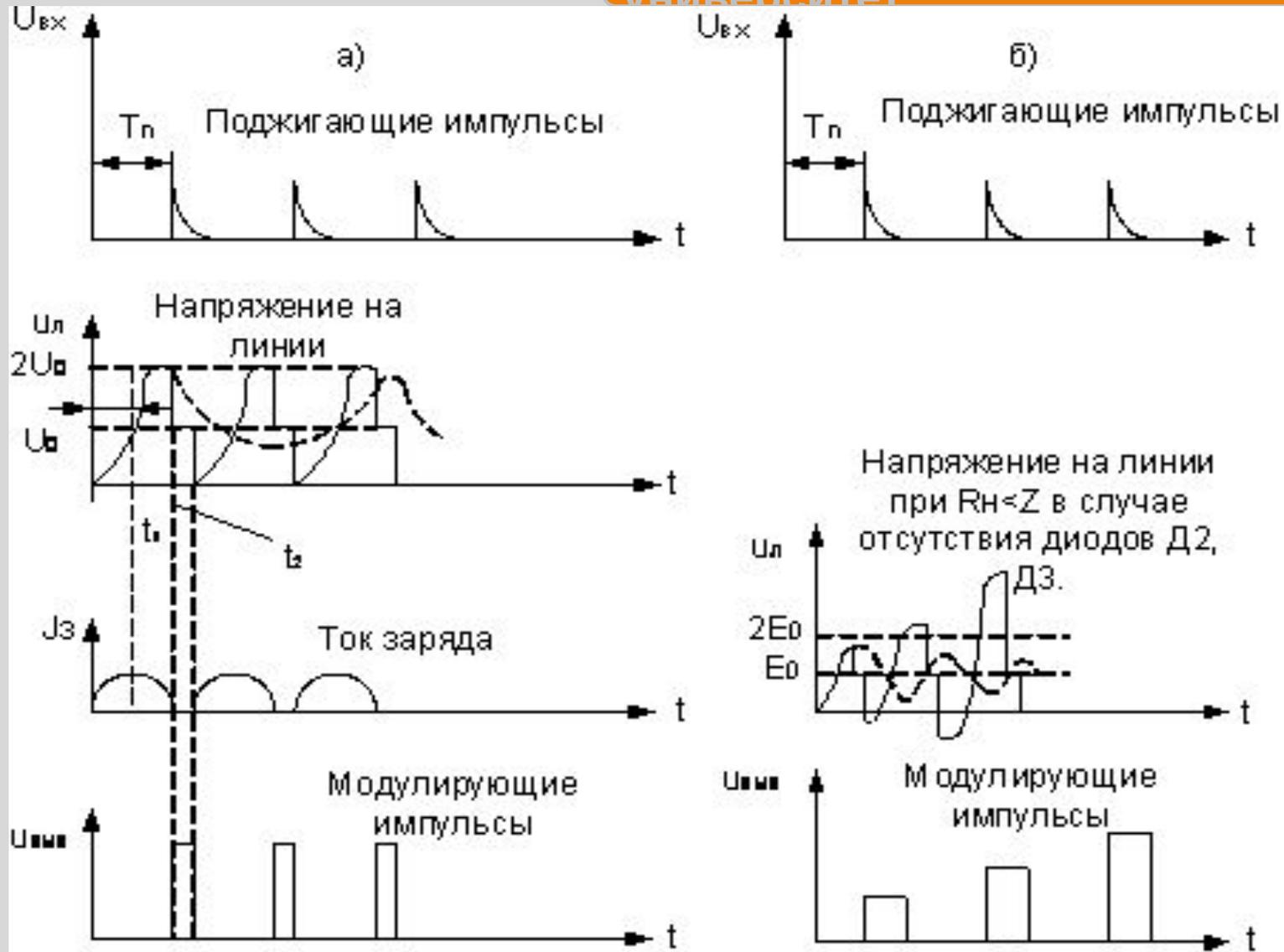
$$n \approx 0,3 \cdot \tau_{\text{и}} / \tau_{\text{ф}},$$

где  $\tau_{\text{ф}}$  - требуемая длительность фронта импульса. Параметры элементов  
линии

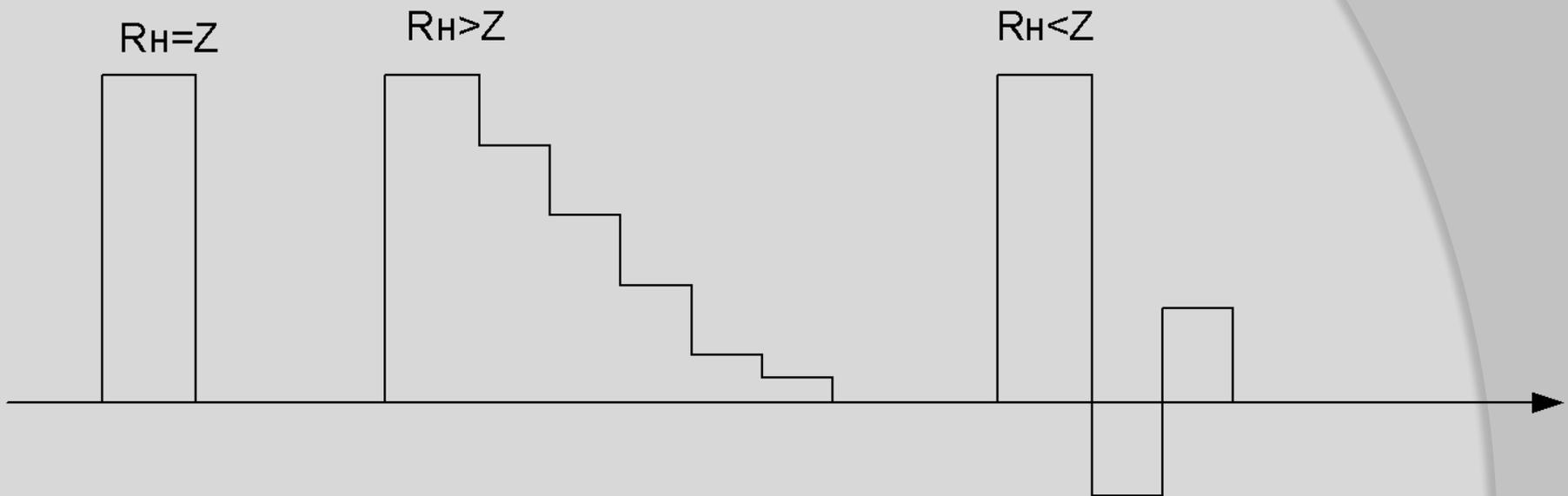
$$L = R_{\text{н}} \cdot \tau_{\text{и}} / 2n, \quad C = \tau_{\text{и}} / 2 \cdot R_{\text{н}} \cdot n,$$

где  $R_{\text{н}}$  - сопротивление нагрузки, равное волновому :

$$R = \rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$$



Эюры напряжения и токов в цепях модулятора



Вид сигналов на выходе модулятора при различных реактивных сопротивлениях нагрузки

## Вопрос №4. Требования, предъявляемые к параметрам зондирующих сигналов.

Структуры и параметры зондирующих радиоимпульсов оказывают существенное влияние на ТТХ РЛС, причем это влияние на различные характеристики неоднозначно.

1. Прежде всего следует отметить, что для повышения дальности действия, точности измерения координат и скорости **требуется увеличивать энергию принимаемого сигнала**, для чего при фиксированной импульсной мощности необходимо увеличивать его длительность, т.е. длительность одиночного радиоимпульса и количество импульсов в пачке.

2. Для повышения разрешающей способности по дальности следует **увеличивать ширину спектра радиоимпульса**, а для повышения разрешающей способности по скорости - его **длительности**. Одновременное разрешение и по дальности, и по скорости возможно на основе применения широкополосных (сложных) радиоимпульсов. Это же обеспечивает и повышение дальности действия.

3. Для обеспечения помехоустойчивости по отношению к пассивным помехам на основе применения систем СДЦ необходимо использование **когерентной последовательности радиоимпульсов**.

4. Особенно сложной и неоднозначной является зависимость основных ТТХ РЛС от **длины волны**.

## Основными параметрами зондирующих радиоимпульсов являются:

-длина волны  $\lambda$  (частота несущего колебания);

-импульсная мощность  $P_{\text{и}}$ ;

-длительность импульса  $\tau_{\text{и}}$ ;

-частота (период) повторения импульсов  $F_{\text{п}}$  ( $T_{\text{п}}$ );

-ширина спектра радиоимпульса  $\Pi_{\text{и}}$ .

*По своей структуре зондирующие радиоимпульсы могут быть:*

- одиночными или групповыми (или последовательностями радиоимпульсов);
- когерентными и не когерентными;
- простыми (без внутриимпульсной модуляции) и сложномодулированными.

Простыми (или узкополосными) называются радиоимпульсы, у которых произведение ширины спектра  $\Pi_{\text{и}}$  и длительность импульса  $\tau_{\text{и}}$  (база сигнала) составляет величину порядка единицы:  $\Pi_{\text{и}} \cdot \tau_{\text{и}} \approx 1$ .

Увеличение длительности импульсов  $\tau_{\text{и}}$  приводит к ухудшению разрешающей способности по дальности  $\delta D = c \cdot \tau_{\text{и}} / 2$  и поэтому и точности измерения дальности. Импульсные сигналы позволяют достаточно просто измерять дальность до цели, обладают разрешающей способностью по дальности. Применение в РЛС импульсных зондирующих сигналов позволяет использовать на передачу и на прием одну и ту же антенну, однако одиночные короткие импульсы не обладают разрешением по частоте (скорости) и, следовательно, не обеспечивают выделение полезного сигнала на фоне пассивных помех.

**Одиночные радиоимпульсы**, как правило, не применяются.

Обнаружение цели и измерение ее координат обычно осуществляется на основе анализа группы отраженных от цели радиоимпульсов – «пачки», содержащей  $M$  сигналов.

**Радиоимпульсы называются некогерентными** если начальная фаза высокочастотных колебаний от импульса к импульсу является случайной величиной.

**Радиоимпульсы называются когерентными** (от лат. «cohaerentia» - сцепление, связь), если начальная фаза колебаний каждого радиоимпульса одинаковая или изменяется от импульса к импульсу по определенному закону.

**Простыми (или узкополосными)** называются радиоимпульсы, у которых произведение ширины спектра  $\Pi_u$  и длительности импульса  $\tau_u$  составляют величину порядка единицы:  $\Pi_u \cdot \tau_u \approx 1$

**Импульсный сигнал называется сложным** (или широкополосным), если произведение называемое базой сигнала  $B = \Pi_u \cdot \tau_u \gg 1$

*В последние годы в радиолокаторах все шире стали применяться сложные зондирующие сигналы преимущественно двух видов:*

-радиоимпульсы с внутриимпульсной частотной модуляцией, в частности, с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) или нелинейной частотной модуляцией (НЧМ);

-радиоимпульсы с фазовой манипуляцией, при которой фаза колебаний внутри импульса через определенные интервалы времени скачком изменяется на  $180^\circ$ . Поскольку эти скачкообразные изменения фазы происходят по определенному двоичному коду, такие импульсы называются фазокодоманипулированными (ФКМ).

По сравнению с простыми радиоимпульсами формирование и обработка сложных радиоимпульсов представляет собой более сложную задачу, но применение таких сигналов позволяет существенно повысить качественные характеристики РЛС.

#### 4.1. Зависимость дальности обнаружения целей от параметров зондирующих сигналов

$$D_{\max} = 4 \sqrt{\frac{\mathcal{E}_u \cdot G_{\text{пер}} \cdot A_{\text{пр}} \cdot \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^2 \cdot \gamma \cdot N_0}}$$

$$\gamma = \frac{2\mathcal{E}_{\text{пр}}}{N_0} \quad \gamma \text{ - коэффициент различимости (необходимое отношение «сигнал/шум» по мощности на выходе оптимального фильтра):}$$

Энергия излучаемого сигнала определяется выражением  $\mathcal{E}_u = P_{\text{И}} \cdot \tau_u \cdot M$ , где  $M$  - число импульсов в пачке, которыми облучатся цель за время её нахождения в главном лепестке ДНА РЛС.

Из последнего выражения видно, что для увеличения дальности действия РЛС необходимо увеличивать:

импульсную мощность передатчика  $P_{\text{И}}$

число импульсов в пачке  $M$

длительность зондирующего сигнала  $\tau_u$

### 4.1.1. Увеличение импульсной мощности

сопровождается повышением требований к электрической прочности тракта передачи электромагнитной энергии от передатчика к антенне, а так же приводит к снижению скрытности РЛС и защищенности её от самонаводящегося оружия.

Допустимые значения импульсной мощности, при которых отсутствуют электрические пробой, определяются соотношениями:

для волновода

$$P_{\text{и доп}} = (0,2 \dots 0,3) (E_{\text{пред}}^2 ab / 480\pi) \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}$$

где  $E_{\text{пред}}$  — предельная допустимая напряжённость электрического поля

(при заполнении волновода воздухом и отсутствии избыточного давления  $E_{\text{пред}} = 30\text{кВ/см}$ );

$a$  и  $b$  — размеры широкой и узкой стенок волновода;

для коаксиального кабеля

$$P_{\text{и доп}} = (0,2 \dots 0,3) (E_a^2 a^2 \sqrt{\epsilon_r} / 120) \ln (b/a)$$

где  $E_a$  — предельно допустимая напряжённость электрического поля в коаксиальном кабеле;

$a$  и  $b$  — радиусы внутреннего и внешнего проводов;

$\epsilon_r$  — относительная диэлектрическая проницаемость заполнителя.

**4.1.2. Увеличение длительности зондирующего импульса** (если это простой радиоимпульс) приводит к снижению разрешающей способности по дальности и защищенности РЛС от пассивных помех. Увеличение длительности импульсов  $\tau_{\text{и}}$  приводит к ухудшению разрешающей способности по дальности  $\delta D = c \cdot \tau_{\text{и}} / 2$  и поэтому и точности измерения дальности.

### 4.1.3. Для увеличения числа импульсов

в пачке необходимо  $M$

- либо повышать частоту повторения  $F_{\Pi}$

зондирующих сигналов, что связано с уменьшением однозначного измерения дальности:  $D_{одн} = (0,8...0,9) \cdot \frac{c}{2F_{\Pi}}$

- либо уменьшать скорость обзора по азимуту, либо

увеличивать ширину ДНА, в горизонтальной плоскости,

поскольку  $M = \frac{\Delta\beta_{0,5p} \cdot T_{обз}}{2\pi \cdot T_{\Pi}}$  где  $\Delta\beta_{0,5p}$  - ширина ДНА в радианах;

$T_{обз}$  - период обзора (время одного оборота антенны).

Заметим, что увеличение ширины ДНА влечет за собой ухудшение защищенности РЛС от пассивных помех и активных помех и разрешающей способности по азимуту.

**4.1.4. При оценке влияния длины волны на дальность действия РЛС** необходимо учесть, что в радиолокации, как правило, используется одна и та же антенна на передачу и прием. В таком случае эффективная площадь  $A_{np}$  и коэффициент усиления  $G_{nep}$  антенны связаны соотношением:

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A$$

Поэтому выражение (3.3) можно переписать следующим образом (3.4.)

$$D_{\max} = \sqrt[4]{\frac{\mathcal{E}_u \cdot A^2 \cdot \sigma_{\zeta}}{4\pi \cdot \lambda^2 \cdot \gamma \cdot N_0}}$$

Непосредственно из формулы (3.4) следует, что при  $A = const$  увеличение длины волны приводит к уменьшению дальности. Однако при изменении длины волны остальные величины входящие в формулу (3.4), не остаются постоянными. Так, от длины волны зависит среднее значение ЭПР цели  $\sigma_{\zeta}$

В метровом диапазоне волн она больше, чем в дециметровом и тем более в сантиметровом, поэтому **увеличение длины волны приводит к увеличению дальности действия РЛС**. Кроме того, с увеличением длины волны отражение от подстилающей поверхности также увеличивают дальность действия РЛС на средних и больших высотах, но уменьшают дальность обнаружения целей на малых высотах.

**Чем выше рабочая частота РЛС (короче длина волны), тем меньше влияние внешних шумов.** В дециметровом и сантиметровом диапазонах влиянием внешних шумов можно пренебречь.

С учетом затухания радиоволн в атмосфере для РЛС дальнего обнаружения нецелесообразно применять волны короче 10 см. Чем больше должна быть дальность действия РЛС тем больше должна быть длина волны с точки зрения обеспечения допустимого затухания электромагнитной энергии на пути распространения.

## 4.2. ОШИБКИ ИЗМЕРЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ

Потенциальная ошибка измерения характеризует предельно достижимую точность и определяется отношением сигнал/шум и шириной спектра зондирующего сигнала

$$\sigma_{\text{Дпот}} = \frac{c}{2P_{\text{Э}}\sqrt{\gamma}}$$

где  $P_{\text{Э}}$  - эффективная ширина спектра зондирующего сигнала; (для радиоимпульса с колокольной огибающей  $P_{\text{Э}} = 1,7P_{\text{И}}$

$P_{\text{И}} = 1/\tau_{\text{и}}$  - ширина спектра сигнала на уровне 0,46);

$\gamma = 2\mathcal{E}/N_0$  - отношение сигнал/шум на выходе оптимального фильтра (или на входе измерительного устройства)

$c$  - скорость света.

**Для повышения потенциальной точности измерения дальности до цели необходимо, как и для увеличения дальности действия РЛС, увеличивать энергию принимаемого сигнала и снижать спектральную плотность мощности шума приемника.**

Кроме того, для повышения потенциальной точности измерения дальности до цели (уменьшения  $\sigma_{\text{Дпот}}$

необходимо **увеличивать ширину спектра зондирующего сигнала**, что в случае простых радиоимпульсов требует из укорочения, а, следовательно, приводит к снижению энергии сигнала.

**Таким образом, при использовании простых радиоимпульсов возникает противоречие, разрешить которое оказывается возможным применением сложномодулированных сигналов.**

### 4.3. ЗАВИСИМОСТЬ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ РЛС ОТ ПАРАМЕТРОВ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ

Под разрешающей способностью РЛС по какой либо координате понимают такое минимальное различие в данной координате у двух целей при совпадении у них других координат, при котором цели наблюдаются отдельно.

Различают потенциальную и реальную разрешающие способности.

**Потенциальная разрешающая способность** характеризует предельно достижимое разрешение и определяется соотношением сигнал/шум и протяженностью сечения тела неопределенности (двумерной автокорреляционной функции) зондирующего сигнала РЛС по параметру разрешения. Чем больше отношение сигнал/шум и меньше протяженность тела неопределенности по соответствующему параметру, тем при всех прочих равных условиях выше потенциальная разрешающая способность РЛС.

**Реальная разрешающая способность** всегда хуже потенциальной.

## 4.4. Зависимость потенциальной разрешающей способности РЛС от параметров зондирующих сигналов

Известные схемы оптимальной (согласованной) обработки радиолокационных сигналов базируются на операции вычисления корреляционного интеграла (модульного значения)

$$Z(t_3, F_\delta) = \frac{1}{2} \left| \int_{-\infty}^{\infty} U(t) U^*(t - t_3) e^{j2\pi F_\delta t} dt \right|$$

здесь  $U(t)$  - комплексная амплитуда зондирующего сигнала;

$U^*(t - t_3) e^{j2\pi F_\delta t}$  - комплексная амплитуда ожидаемого сигнала с учетом запаздывания  $t_3$

и доплеровской добавки частоты  $F_\delta$ , знак минус в показателе степени экспоненты учитывает, что при радиальной скорости  $V_r > 0$

(удаляющаяся цель) частота отраженного сигнала менее частоты зондирующего.

После преобразований указанных величин получим :

$$\psi(\tau, F) = \frac{1}{2} \left| \int_{-\infty}^{\infty} U(s) U^*(s - \tau) e^{j2\pi F s} ds \right|$$

Функция  $\psi(\tau, F)$

называется двумерной автокорреляционной функцией сигнала. Она зависит от своих разностных аргументов  $\tau$  и  $F$  и не зависит от значений  $t_{s0}$  и  $F_{\partial 0}$ .

Кроме того, функция  $\psi(\tau, F)$

зависит от вида комплексной огибающей когерентного сигнала  $U(t)$

$$\rho(\tau, F) = \frac{\psi(\tau, F)}{\psi(0, 0)} = \frac{1}{2\mathcal{E}} \left| \int_{-\infty}^{\infty} U(s) U^*(s - \tau) e^{j2\pi F s} ds \right|$$

Функцию  $\rho(\tau, F)$

**называют нормированной двумерной автокорреляционной функцией сигнала.**

Изображение двумерной автокорреляционной функцией сигнала для колокольного радиоимпульса с постоянной мгновенной частотой представлена на рис.3.24.

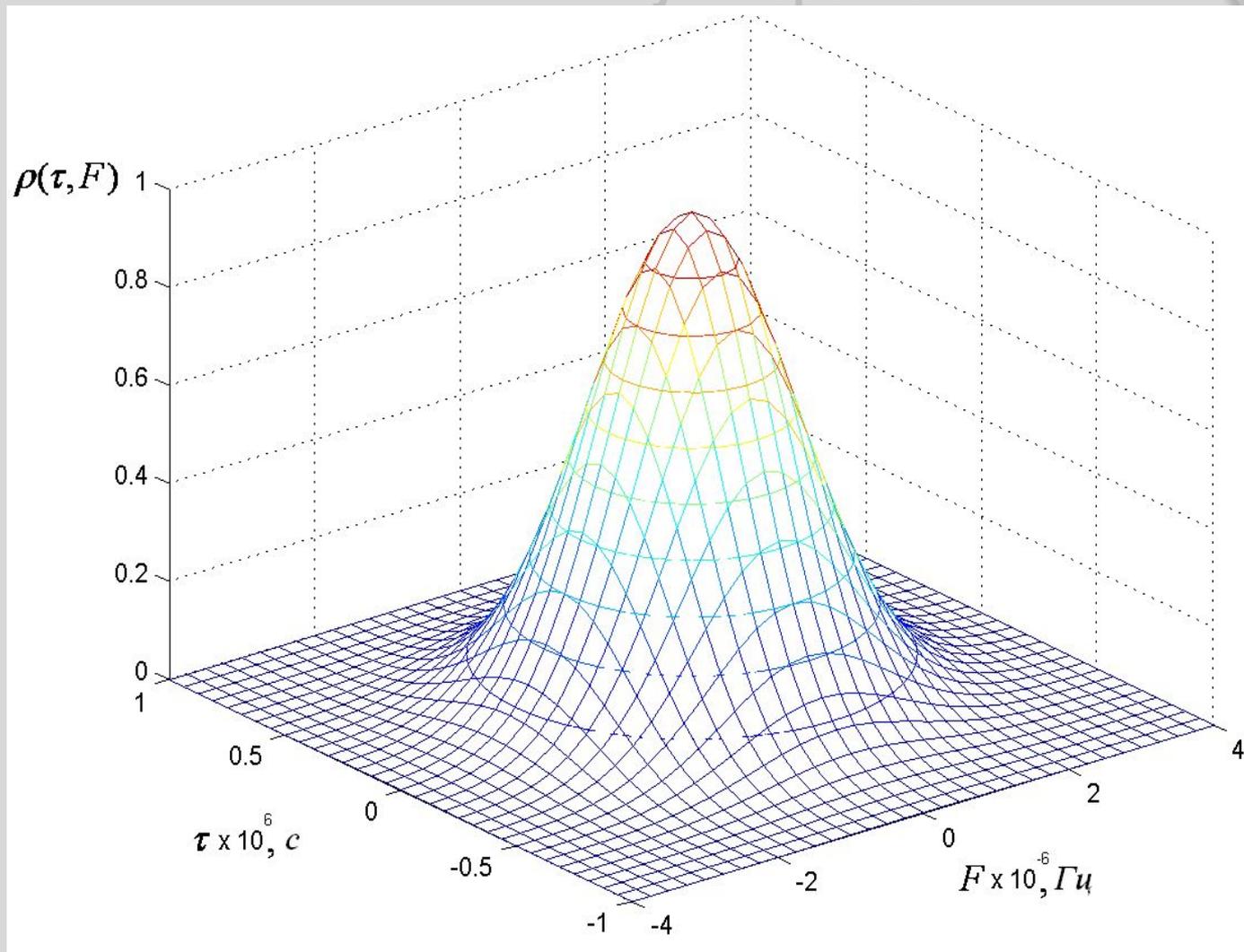


Рис.3.24. Изображение двумерной автокорреляционной функции сигнала

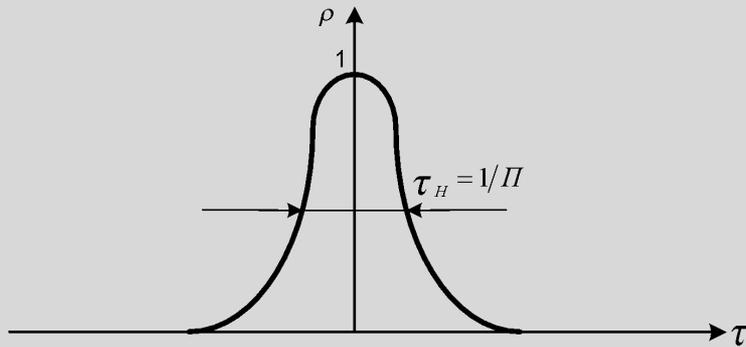


Рис.3.25. Сечение нормированной двумерной АКФ плоскостью  $F = 0$

$$\Delta t = t_{32} - t_{31} = \frac{2}{c}(D_2 - D_1) = \frac{2\Delta D}{c}$$

где  $\Delta D = D_2 - D_1$

- расстояние между вторичными излучателями.

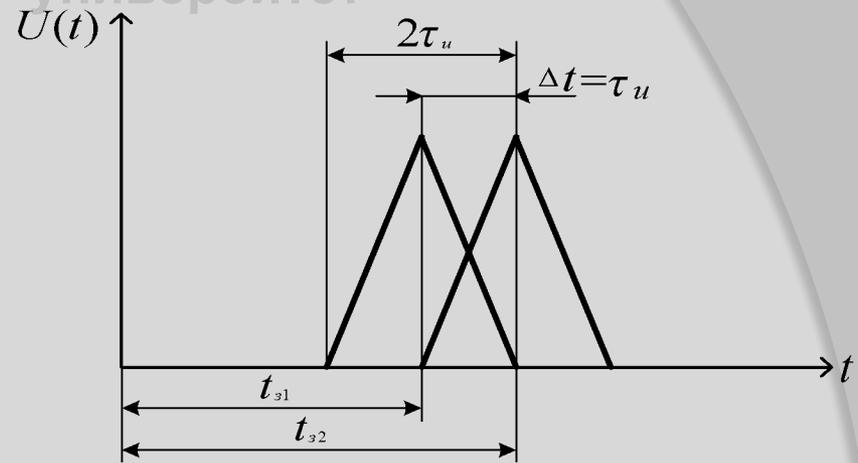


Рис.3.26. Огибающие отраженных радиоимпульсов от двух близких по дальности целей

Соответственно мерой разрешающей способности по дальности называют

$$\Delta D_{\text{мин}} = \frac{c\tau_u}{2}$$

Таким образом, потенциальная разрешающая способность РЛС по дальности определяется как

$$\delta D_{\min} = \frac{c\tau_u}{2} = \frac{c}{2\Pi}$$

и зависит от ширины спектра сигнала.

Потенциальная разрешающая способность по угловым координатам определяется шириной диаграммы направленности антенны в соответствующей плоскости по уровню половинной мощности

$$\delta\theta_{\min} = \theta_{0,5p}$$

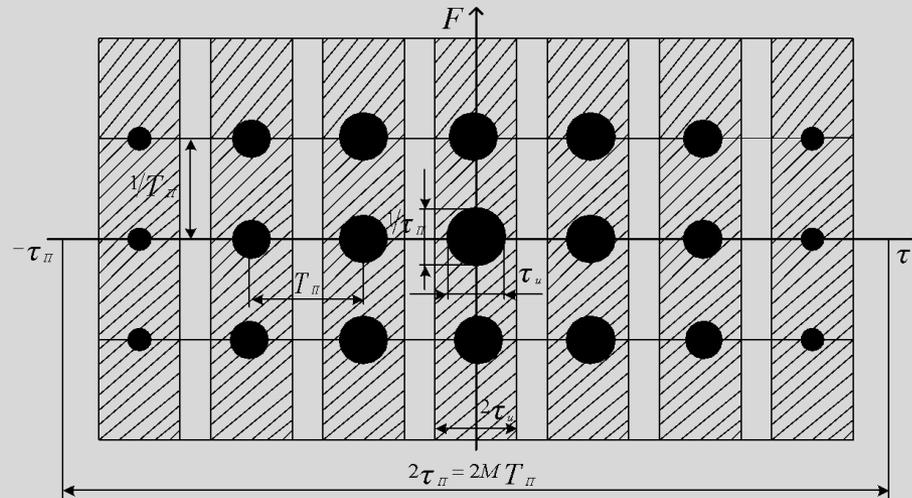
Для увеличения потенциальной разрешающей способности необходимо, как и при измерении угловых координат, увеличивать отношение сигнал/шум  $\gamma$

на входе измерительного устройства (повышать энергию зондирующего сигнала и, следовательно, отраженного сигнала), а так же уменьшать угловые размеры диаграммы направленности антенны. Последнее, при неизменных размерах антенны, достигается уменьшением длины волны  $\lambda$  (повышением несущей частоты) зондирующего сигнала.

**4.5. Разрешение целей по скорости** возможно при использовании когерентной пачки отраженных сигналов, так как она имеет дискретный спектр (подробней эта задача будет рассмотрена ниже). Разрешающая способность по скорости – это разрешающая способность по частоте  $\delta F_{\min} \approx \frac{1}{M \cdot T_{\Pi}}$ , где

$M$  - число импульсов в пачке,

$T_{\Pi}$  - период следования импульсов.



Разрешающая способность по скорости (по частоте) тем выше, чем больше длительность пачки импульсов  $M \cdot T_{\Pi}$

#### 4.6. ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ НА ЗАЩИЩЕННОСТЬ РЛС ОТ АКТИВНЫХ ПОМЕХ

Помехозащищенностью РЛС называется способность выполнения ею заданных функций в условиях воздействия помех.

Отсюда следует, что для повышения помехоустойчивости необходимо существенное увеличение энергии зондирующих сигналов. Однако это противоречит требованиям обеспечения скрытности РЛС. Противоречие может быть разрешено использованием сложно модулированных зондирующих импульсов с широким спектром. Эта мера может заставить противника излучать активную помеху в широкой полосе частот, что (при фиксированной мощности передатчика помех) обеспечит снижение спектральной плотности мощности помехи

$N_n$ . (При воздействии помех  $\gamma = 2\mathcal{E}_{np} / (N_n + N_0)$ )

Кроме того, для повышения помехоустойчивости РЛС используется:

- скачкообразное изменение несущей частоты зондирующего сигнала (частотная селекция);
- изменение поляризации излучаемых радиоволн (поляризационная селекция);

**4.7.Повышение помехозащищенности РЛС в условиях воздействия маскирующих пассивных помех** (как преднамеренных, так и непреднамеренных) достигается двумя способами:

повышением разрешающей способности РЛС по дальности и угловым координатам (уменьшением импульсного объема), и скорости;

применением систем селекции движущихся целей (СДЦ).

При технической реализации систем СДЦ возможны различные варианты построения когерентно-импульсных РЛС:

истинно когерентная РЛС (передающее устройство излучает когерентную последовательность радиоимпульсов);

псевдокогерентные с внутренней когерентностью (фаза зондирующего сигнала запоминается когерентным гетеродином на период повторения  $T_{II}$ );

псевдокогерентные с внешней когерентностью (для фазирования когерентного гетеродина используют эхо-сигналы, отраженные от пассивной помехи в одном импульсном объеме с движущейся целью).

Применение в РЛС той или иной структуры зондирующего сигнала обусловлено требованиями к эффективности систем СДЦ. Зондирующие сигналы с истинной когерентностью позволяют обеспечить в системе СДЦ большие значения коэффициента подавления помехи (40 дБ и более). Псевдокогерентные зондирующие сигналы применяются в том случае, когда к системе СДЦ не предъявляются жесткие требования, а определяющим является простота технической реализации аппаратуры радиопередающего устройства РЛС.

## **Выводы.**

Проведенный анализ показывает, что структуры и параметры зондирующих радиоимпульсов оказывают существенное влияние на ТТХ РЛС, причем это влияние на различные характеристики неоднозначно.

1. Прежде всего следует отметить, что для повышения дальности действия, точности измерения координат и скорости требуется увеличивать энергию принимаемого сигнала, для чего при фиксированной импульсной мощности необходимо увеличивать его длительность, т.е. длительность одиночного радиоимпульса и количество импульсов в пачке.

2. Для повышения разрешающей способности по дальности следует увеличивать ширину спектра радиоимпульса, а для повышения разрешающей способности по скорости его длительности.

Одновременное разрешение и по дальности, и по скорости возможно на основе применения широкополосных (сложных) радиоимпульсов. Это же обеспечивает и повышение дальности действия.

3. Для обеспечения помехоустойчивости по отношению к пассивным помехам на основе применения систем СДЦ необходимо использование когерентной последовательности радиоимпульсов.

4. Особенно сложной и неоднозначной является зависимость основных ТТХ РЛС от длины волны. С учетом влияния всех факторов, целесообразным оказывается применение метрового диапазона волн в РЛС дальнего обнаружения, а сантиметрового и прилегающей к нему части дециметрового диапазона - в РЛС обнаружения маловысотных целей.

При этом следует иметь в виду, что на выбор длины волны существенное влияние оказывает требование обеспечения электромагнитной совместимости РЭС группировки войск.

## **ЗАКЛЮЧИТЕЛЬНАЯ ЧАСТЬ**

-подвести итог занятия.

-ответить на вопросы по теме.

### **Вопросы для самостоятельной работы и самоконтроля знаний**

1. Изучить устройство и принцип построения РПеУ
2. Назначение ,устройство, принципы работы составляющих РПеу.
3. Рассмотреть методы повышения возможностей РЛС по обнаружению воздушных целей .