

Групповое занятие

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

**Занятие№7.Методы измерения координат,
применяемые в современных
радиолокационных станциях.**

Учебные вопросы:

1.Измерение высоты целей методом V-луча

ВОПРОСЫ ДЛЯ ЛЕТУЧКИ

1. Перечислить основные принципы радиолокации. Какие параметры ЛА позволяют определять эти принципы?
2. Какова классификацию РЛС по тактическим признакам. Чем они принципиально отличаются друг от друга.
3. Написать уравнение дальности прямой видимости. Раскрыть составляющие уравнения.
4. Перечислить основные характеристики РЛС по защите от активных помех и дипольных отражателей.
5. Принцип измерения азимута цели в современных РЛС.
6. Принцип измерения дальности цели в современных РЛС.

Задание на самоподготовку(подготовка к гр.занят).

- 1.Измерение высоты целей методом V-луча.
- 2.Преимущества и недостатки измерения высоты методом V- луча.
- 3.Принцип измерения дальности до цели в современных РЛС.
- 4.Принцип измерения азимута цели.
- 5.Обзор пространства и измерение высоты (угла места) в РЛС с парциальными диаграммами направленности.
- 6.Формирование зоны обнаружения и измерения высоты (угла места) в РЛС с частотным сканированием луча.
7. Особенности формирования зон обнаружения и измерение угла места в РЛС метрового диапазона
- 8.Принципы измерения угла места в РЛС метрового диапазона волн.

Вопрос №1. Измерение высоты целей методом V-луча

Сущность метода измерения высоты цели с помощью V-луча состоит в следующем. Антенная система станции состоит из двух антенн, с помощью которых создаются две диаграммы направленности, оси сечений которых вертикальной плоскостью расположены под углом γ (обычно $\gamma = 45^\circ$) и образуют букву V (рис. 2.34.) Вертикальный луч служит для кругового обзора пространства, т.е. для определения азимута и дальности до целей, наклонный луч совместно с вертикальным – для измерения их высоты.

Трехкоординатная РЛС 1Л117



Ширина диаграммы направленности в вертикальной плоскости должна быть достаточной для перекрытия заданного сектора. При вращении антенной системы цель вначале попадает в зону действия вертикального луча, а затем наклонного. Чем больше высота цели, тем больше времени проходит от момента пересечения цели вертикальным лучом до момента пересечения её наклонным.

Угол $\Delta\beta$ - на который за это время поворачивается антенная система, позволяет определить высоту цели.

Выведем необходимые расчетные соотношения, полагая, что положение цели в процессе измерения высоты практически не меняется. На рис. 2.34 введены обозначения:

$OA = D$ - наклонная дальность до цели,

$OB = D_{\Gamma}$ - горизонтальная дальность до цели. Из треугольника OMB имеем:

$$\sin \Delta\beta = \frac{H \operatorname{ctg} \gamma}{D_{\Gamma}} = \frac{H \operatorname{ctg} \gamma}{\sqrt{D^2 - H^2}} \quad (1)$$

Откуда находим зависимость угла $\Delta\beta$ от высоты цели

$$\Delta\beta = \arcsin \frac{H \operatorname{ctg} \gamma}{\sqrt{D^2 - H^2}} \quad (2)$$

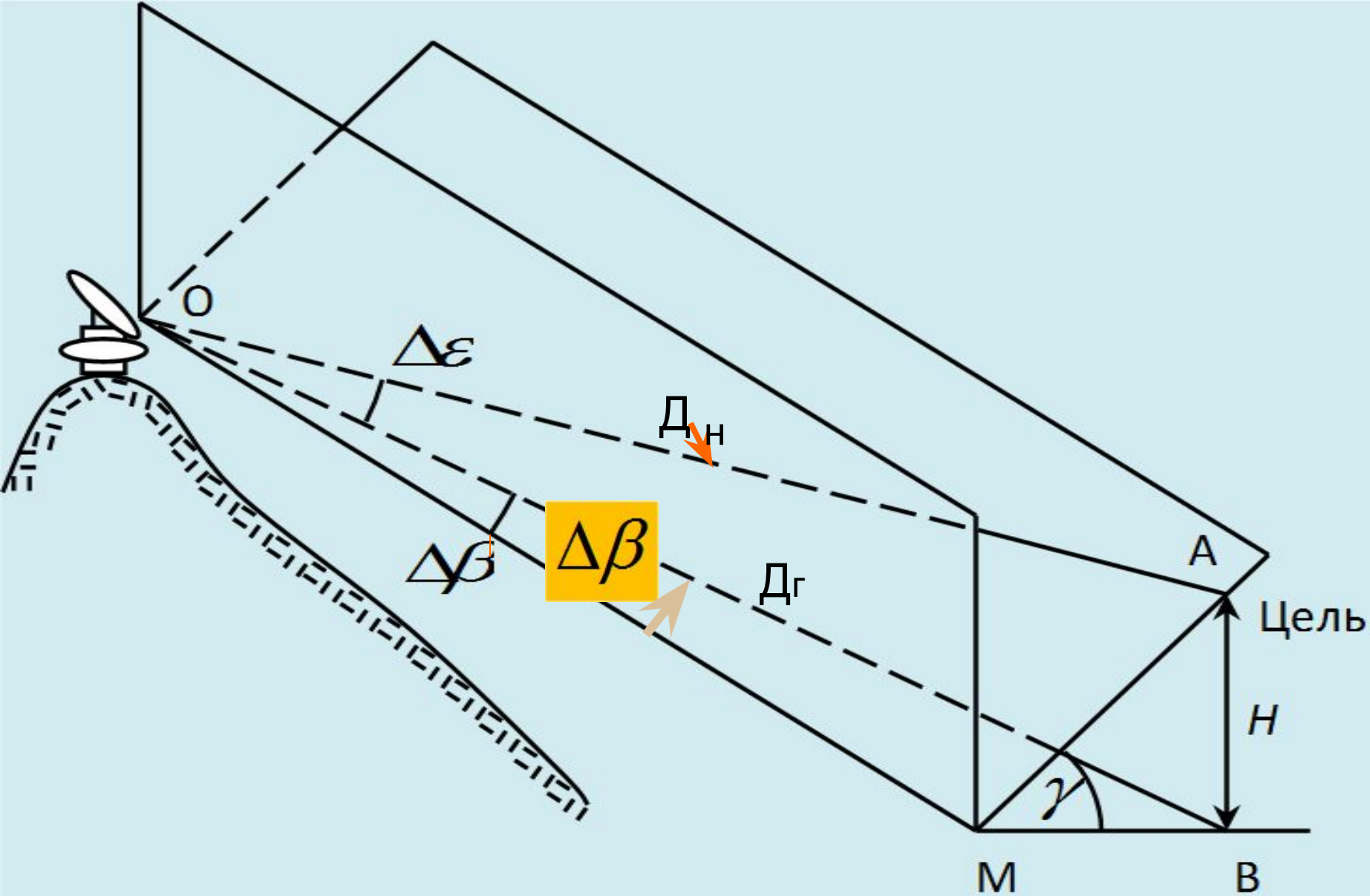


Рис. 2.34. К пояснению работы РЛС с V-лучом

Чтобы получить зависимость $\Delta\beta$ от угла места ε , воспользуемся соотношением

$$H = D \cdot \sin\varepsilon \quad (3)$$

(2.24)

подставляя которое в (1) получим

$$\Delta\beta = \arcsin(\operatorname{tg}\varepsilon \operatorname{ctg}\gamma) \quad (4)$$

Отсчет $\Delta\beta$ может быть произведён по индикатору кругового обзора либо по индикатору высоты, на котором в увеличенном масштабе выделен участок просматриваемого пространства в координатах азимут-дальность. Перевод значения $\Delta\beta$

в значение H происходит с помощью специального график-шаблона.

При определении высоты цели **H** аналитическим путём производят в выражении (1) очевидную замену

$$\frac{H}{\sqrt{D^2 - H^2}} = \operatorname{tg} \varepsilon$$

и получают

$$\operatorname{tg} \varepsilon = \frac{\sin \Delta\beta}{\operatorname{ctg} \gamma} \quad (5)$$

Подставляя в выражение (3) значение

$$\sin \varepsilon = \frac{1}{\operatorname{cosec} \varepsilon} = \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{ctg}^2 \varepsilon}} \quad (6)$$

и заменяя

$$\operatorname{ctg} \varepsilon = 1/\operatorname{tg} \varepsilon, \text{ из соотношения (3) получим формулу}$$

$$H = D \frac{\sin \Delta\beta}{\sqrt{\sin^2 \Delta\beta + \operatorname{ctg}^2 \gamma}} \quad (7)$$

для аналитического определения высоты H по известной наклонной дальности D и углу $\Delta\beta$

. Для распространенного расположения антенн под углом $\gamma = 45^\circ$

выражение (7) принимает вид

$$H = D \frac{\sin \Delta\beta}{\sqrt{\sin^2 \Delta\beta + 1}} \quad (8)$$

Практическое измерение высоты с помощью описанной системы производится на дальностях порядка до 200-250 км. Для того чтобы имелась возможность наблюдения сигналов от низколетящих целей, чему препятствует перекрытие вертикальных и наклонных лучей у основания, последние раздвигают на небольшой угол β_0 (обычно $\beta_0 = 10^\circ$) и в этом случае измеряется угол $\beta_{PE3} = \Delta\beta + \beta_0$

Величину $\Delta\beta$ в выведенных выше формулах можно заменить на

$$\Delta\beta = \beta_{PE3} - \beta_0$$

Существенными недостатками метода измерения высоты с помощью V-луча являются то, что при большом количестве целей затрудняется распознавание соответствующих пар импульсов. Это, в свою очередь, делает невозможным измерение высоты цели. Методу присущи также и ошибки измерения высоты, связанные с неточностью измерения азимута $\Delta\beta$ особенно на больших дальностях. В последнем случае, считая, что $\gamma = 45^\circ$, можно принять $\Delta\beta = \varepsilon$

и тогда на основании формулы (7) ошибка $\delta\varepsilon$ измерения угла места цели, обусловленная ошибкой $\delta(\Delta\beta)$ в определении разности азимутов, будет равна

$$\delta\varepsilon = \delta(\Delta\beta) \quad (9)$$

ВЫВОД:

Достоинством метода *V*-луча:

1. Возможность определения трех координат цели при достаточно большой скорости обзора пространства.

К недостаткам метода относятся:

1. Малая точность определения высоты при большой дальности до цели, поскольку в этом случае угол $\Delta\beta$ слабо зависит от $\varepsilon\zeta$;

2. Влияние тангенциальной составляющей скорости цели на точность определения ее высоты;

3. Сложность распознавания соответствующих пар отметок цели при большом числе целей.

- 1.Преимущества и недостатки измерения высоты методом V-луча.
- 2.Принцип измерения высоты методом v- луча.
- 3 .Принцип измерения дальности до цели в современных РЛС
- 4.Обзор пространства и измерение высоты (угла места) в РЛС с парциальными диаграммами направленности.
- 3.Формирование зоны обнаружения и измерения высоты (угла места) в РЛС с частотным сканированием луча.
6. Особенности формирования зон обнаружения и измерение угла места в РЛС метрового диапазона.
- 7.Принципы измерения угла места в РЛС метрового диапазона.
- 8.Принцип измерения азимута цели.

Литература:

1. Подвижная радиолокационная станция П-18, М.: Воен. издат 1978.
2. Техническое описание изделия 1РЛ131.
3. Материальная часть и эксплуатация РЛС-П18. Альбом схем и рисунков.







- 1^й Вариант: По какому принципу построено приемное устройство РЛС П-18?**
- 2^й Вариант: Каким образом в приемном устройстве РЛС П-18 осуществляется регулировка усиления?**
- 3^й Вариант: В чем заключается принцип работы системы АПЧ приемного устройства РЛС П-18?**
- 4^й Вариант: В чем заключается принцип когерентно-компенсационного метода защиты от пассивных помех.**
- 5^й Вариант: Какие основные устройства включает в себя когерентно-импульсная аппаратура и аппаратура вычитания РЛС П-18.**

Когерентно-импульсное устройство выдает видеоимпульсы одинаковой (цель неподвижна) или разной амплитуды (цель подвижна) на компенсационное устройство.

Для формирования указанных видеоимпульсов на блок когерентного гетеродина (блок 76) поступают от приемника эхо-сигналы и импульсы фазирования на промежуточной частоте, импульсы запуска с блока модулятора, управляющее напряжение от синусно-косинусного механизма (для схемы компенсации ветра) и импульсы СТРОБ М с блока 27.

Блок когерентного гетеродина (блок 76) предназначен для преобразования радиоимпульсов промежуточной частоты в видеоимпульсы, для селекции сигналов целей и компенсации скорости ветра пассивных помех.

В состав блока входят:

- каскады фазирования;**
- когерентный гетеродин;**
- схема компенсации ветра (СКВ);**
- фазовый детектор;**
- усилитель-ограничитель;**
- катодный повторитель.**

Когерентный гетеродин вырабатывает когерентное (опорное) напряжение, необходимое для работы фазового детектора.

Импульсы фазирования с приемника через каскады фазирования подаются на когерентный гетеродин. Каскады фазирования закрыты в исходном состоянии и открываются импульсами запуска с модулятора только на время поступления импульса фазирования. Это обеспечивает защиту когерентного гетеродина от воздействия случайных помех.

Когерентный гетеродин, собранный по схеме генератора с самовозбуждением (индуктивная трехточка), генерирует непрерывные синусоидальные колебания на промежуточной частоте и с фазой колебаний передающего устройства, навязанной в начале каждого цикла работы станции. Частоту когерентного напряжения можно изменять в небольших пределах с помощью ручки ГЕТЕРОДИН, размещенной в нише на передней панели блока 76. Колебания когерентного гетеродина через схему компенсации ветра (смесители и фильтрующие усилители) поступают на фазовый детектор

Ограничитель-усилитель обеспечивает ограничение сигналов в зонах МЕСТНЫЕ и ДИПОЛЬНЫЕ на разных уровнях, что необходимо для равенства остатков от местных предметов и пассивных помех на уровне шумов на выходе компенсационного устройства.

Амплитудные флюктуации отраженных сигналов обусловлены перемещением предметов под действием ветра, и, стало быть, они значительно больше у дипольных помех по сравнению с местными предметами.

Фазовый детектор преобразует фазовые изменения эхо-сигналов относительно опорного когерентного напряжения в амплитудные, т. е. фазовый детектор вырабатывает видеоимпульсы, амплитуда и полярность которых зависят от сдвига по фазе между эхо-сигналами и когерентным напряжением.

Фазовый детектор является центральным элементом когерентно-импульсного устройства. Он собран на двойном диоде Л8 по схеме балансного диодного детектора. Балансировка схемы обеспечивается регулировкой- БАЛАНС.

На входе фазового детектора имеются два входных контура, на которые одновременно подаются эхосигналы с приемника на промежуточной частоте (через ограничитель-усилитель) и напряжение когерентного гетеродина. С выхода фазового детектора видеосигналы через катодный повторитель (КП) поступают на компенсационное устройство.

Схема компенсации ветра.

Дипольные помехи могут перемещаться под действием ветра. На выходе фазового детектора видеосигналы от такой помехи будут изменяться по амплитуде. Следовательно, компенсационное устройство не подавит их. Чтобы это исключить, когерентному напряжению с помощью специальной схемы (СКВ) сообщают такой же сдвиг по фазе, как у сигналов, пришедших от движущейся помехи.

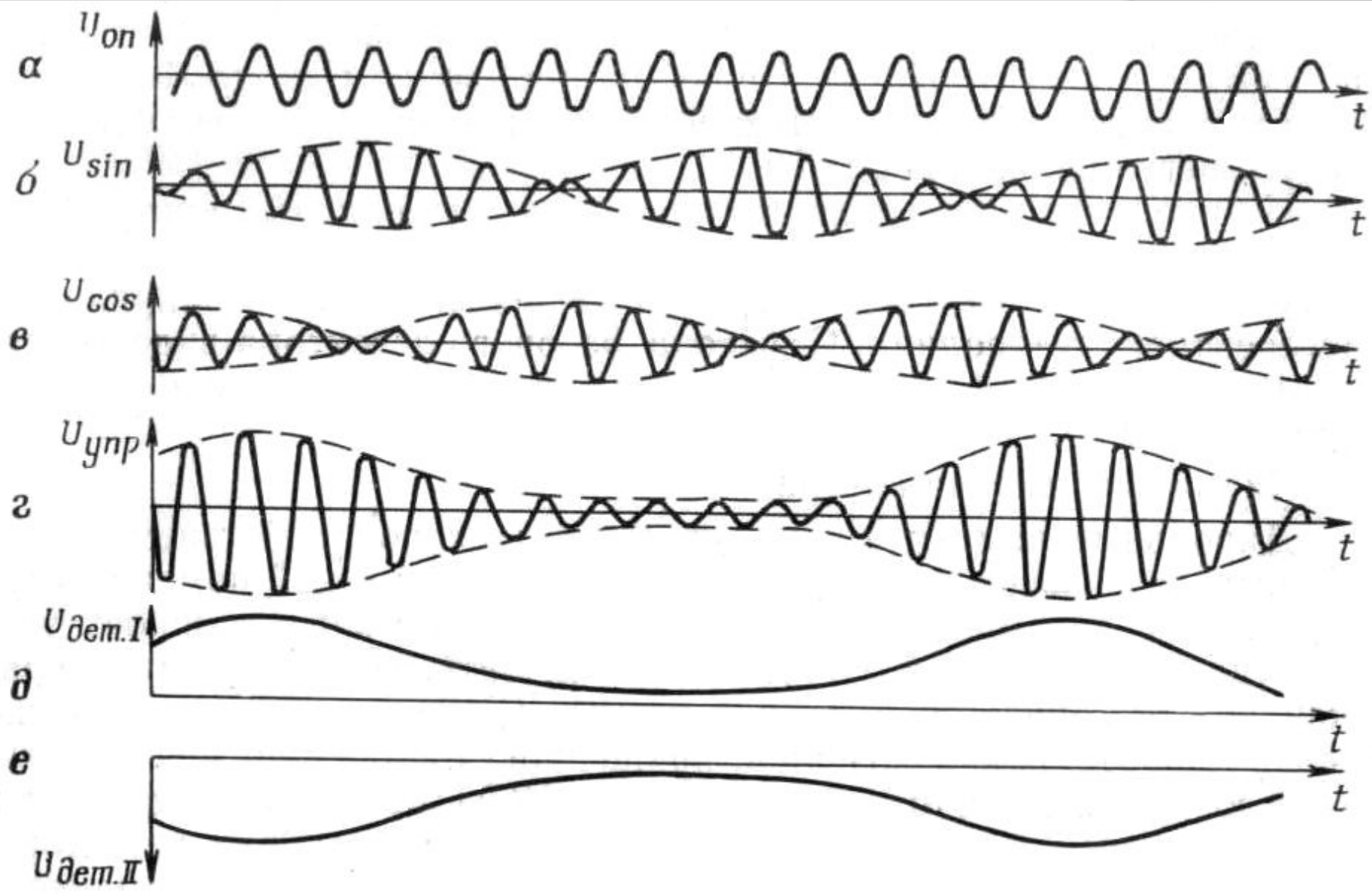
В состав схемы компенсации ветра (СКВ) входят: два смесителя, два кварцевых гетеродина, две реактивные лампы, два детектора, два фильтрующих усилителя, две стробируемые лампы, усилитель строга, парафазный усилитель (все это в блоке 76), а также синусно-косинусный механизм (в блоке 12 и 23).

Принцип работы СКВ основан на двойном преобразовании частоты напряжения когерентного гетеродина. Преобразование частоты происходит в схемах первого и второго смесителей с участием напряжений I и II кварцевых гетеродинов.

Величина и знак изменения фазы (частоты) когерентного напряжения должны определяться радиальной составляющей скорости ветра. Она может быть различной и, кроме того, может изменяться при вращении антенны.

Синусно-косинусный механизм вырабатывает управляющее напряжение, пропорциональное радиальной составляющей скорости ветра. Такое напряжение получается в результате суммирования опорного напряжения, уровень которого устанавливается регулировкой ОПОРН. внутри блока, и напряжений с синусного и косинусного выходов синусно-косинусного механизма. Значение управляющего напряжения устанавливается ручками АЗИМУТ ПОМЕХИ, КОМП. I, КОМП. II, расположенными на передней панели блока 12 (23).

Управляющее напряжение I и II детекторами детектируется и используется для работы соответственно I и II реактивных ламп. В зависимости от величины поступающих на реактивные лампы напряжений изменяется их емкость, а следовательно, и частота кварцевых гетеродинов (емкости реактивных ламп входят в колебательные контуры гетеродинов). Причем изменение частот гетеродинов происходит в разные стороны: частота одного гетеродина увеличивается, другого уменьшается или наоборот



Эпюры формирования управляющего напряжения.

В пределах импульса СТРОБ МЕСТНЫЕ на усилитель строга с блока 27 поступает отрицательный прямоугольный импульс. С парафазного усилителя такой же отрицательный импульс закрывает II-ю стробируемую лампу, а положительный - открывает I-ю стробируемую лампу. В результате на II-й смеситель, так же как и на I-й, подается напряжение с I-го кварцевого гетеродина. В I-м смесителе после преобразования напряжения когерентного гетеродина выделяется напряжение с разностной частотой, а во II-м смесителе - напряжение с суммарной частотой.

Таким образом, на I смеситель поступает когерентное напряжение с частотой 24,6 МГц, а на выходе I смесителя будет напряжение с частотой

$$f_{1\text{см}} = f_{\text{ког.гет}} - f_{1\text{кв.гет.}} = 24,6 - 3,15 = 21,45 \text{ МГц,}$$

на выходе II смесителя будет напряжение с частотой

$$f_{2\text{см}} = f_{1\text{см}} + f_{2\text{кв.гет.}} = 21,45 + 3,15 = 24,6 \text{ МГц,}$$

В этом случае на выходе СКВ когерентное напряжение не изменяет своей частоты (фазы). Такое когерентное напряжение называется неветрованным и используется для подавления местных предметов и неподвижных пассивных помех.

Вне СТРОБ МЕСТНЫЕ отрицательный импульс на усилитель строга не поступает и с парафазного усилителя на стробируемые лампы будут поступать импульсы обратной полярности. В результате I стробируемая лампа будет закрыта, а II стробируемая лампа - открыта и преобразование частоты будет происходить при участии напряжений I и II кварцевых гетеродинов.

На выходе I смесителя будет напряжение с частотой

$$f_{1\text{см}} = f_{\text{ког.гет}} - f_{1\text{кв.гет}}$$

на выходе II смесителя будет напряжение с частотой

$$f_{2\text{см}} = f_{1\text{см}} + f_{2\text{кв.гет}} = f_{\text{ког.гет}} - f_{1\text{кв.гет}} + f_{2\text{кв.гет}}$$

В исходном состоянии, когда компенсация ветра не производится (ручки КОМП. I и КОМП. II стоят в средних фиксированных положениях), с помощью регулировок КОМП. МЕСТ. (на передней панели блока 76, рис. 7.8) и УСТАНОВКА НУЛЯ (на шасси блока 76) обеспечивается равенство частот кварцевых генераторов. Частота напряжения на выходе II смесителя в этом случае будет $f_{2см} = f_{ког.гет}$.

Но при установке ручек КОМП. I и КОМП. II в определенные положения управляющее напряжение будет пропорционально радиальной составляющей скорости ветра и частоты кварцевых генераторов соответственно изменяется:

$$f_{1кв.гет} - \Delta F/2 \text{ и } f_{2кв.гет} + \Delta F/2$$

Преобразованная частота когерентного гетеродина будет

$$f_{2см} = f_{ког.гет} - (f_{1кв.гет} - \Delta F/2) + (f_{2кв.гет} + \Delta F/2) = f_{ког.гет} + \Delta F$$

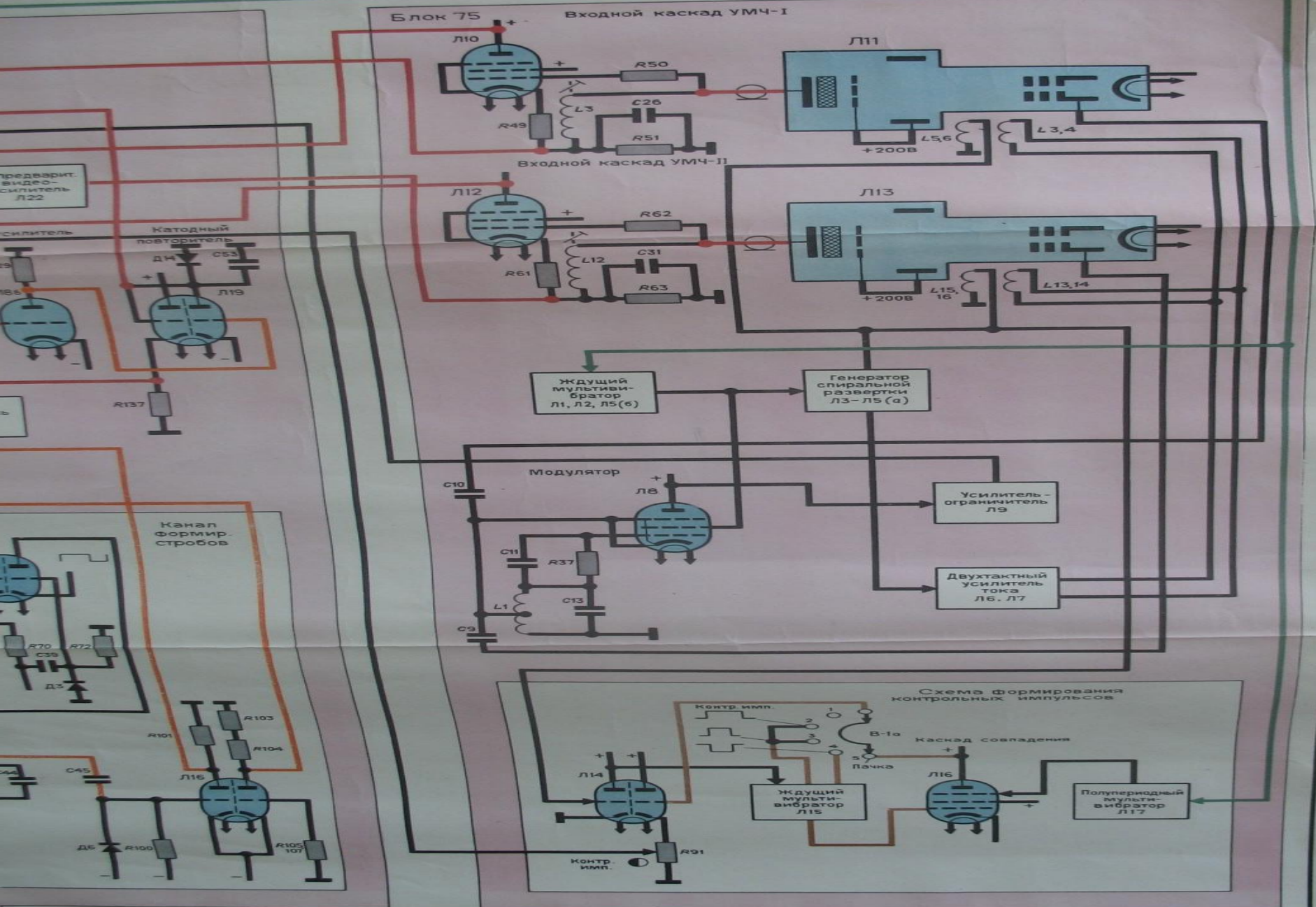
где ΔF – доплеровская поправка частоты, т.е. когерентное напряжение после двойного преобразования частоты получает изменение по частоте (по фазе), пропорциональное радиальной составляющей скорости ветра. Такое когерентное напряжение называется ветрованным и используется для подавления дипольных помех, движущихся под действием ветра.

Блок потенциалоскопов (блок 75) предназначен для подавления импульсов, отраженных от местных предметов и дипольных помех, и выделения импульсных несинхронных помех.

В блоке 75 формируются контрольные импульсы, используемые для проверки и настройки компенсационного устройства.

В состав блока входят:

- входные каскады УМЧ-І и УМЧ-П;**
- канал спиральной развертки;**
- модулирующий гетеродин;**
- усилитель-ограничитель;**
- канал контрольных импульсов.**



Первый канал подавления (первая ступень компенсации).

Первый канал подавления обеспечивает однократное вычитание выходных сигналов фазового детектора.

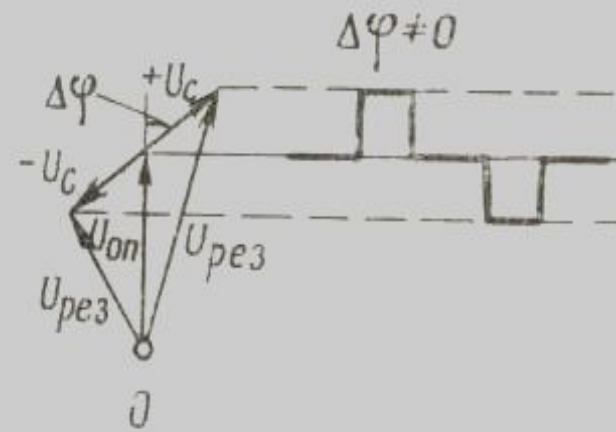
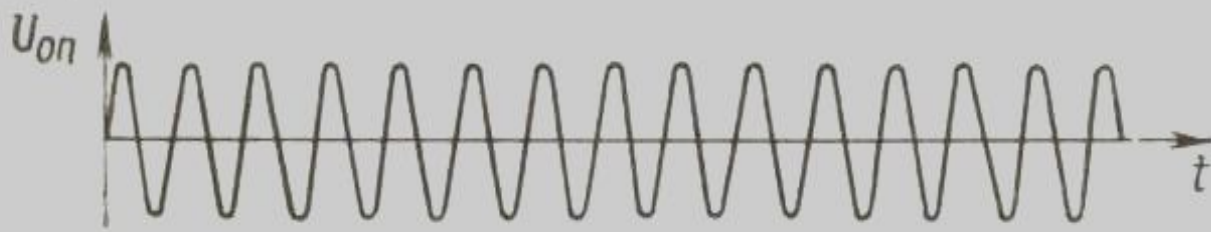
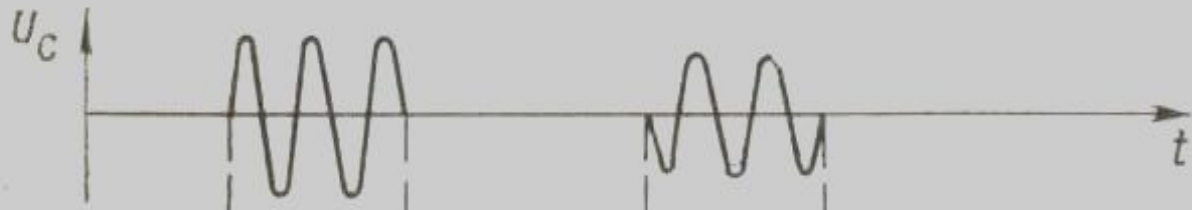
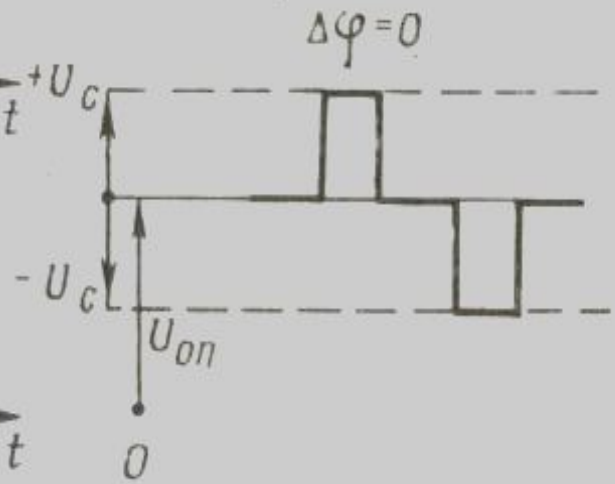
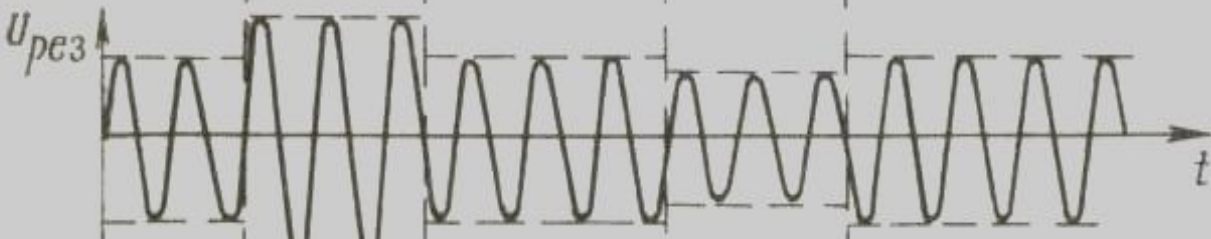
Видеоимпульсы с выхода фазового детектора при переключателе В5 в положении ЭХО (блок 27) поступают через входной коммутатор когерентного канала ПП1 на I видеоусилитель. В видеоусилителе они усиливаются до 50 В, что необходимо для нормальной работы потенциалоскопа, и подаются на I потенциалоскоп.

В аппаратуре защиты потенциалоскопические трубки служат для задержки на один период повторения сигналов, поступающих на компенсационное устройство, и для вычитания сигналов двух соседних периодов. В компенсационном устройстве используются две потенциалоскопические трубки (ЛИ, Л13 в блоке ,75) - по одной в каждой ступени компенсации. Принцип работы потенциалоскопической трубки был рассмотрен по упрощенной функциональной схеме (рис.5.6.). Выходные сигналы с трубки поступают на входной каскад усилителя модулирующей частоты.

Усилитель модулирующей частоты I (УМЧ-1). УМЧ-1 обеспечивает усиление выходных сигналов с I потенциалоскопа на модулирующей частоте. На входной каскад УМЧ-1, расположенный в блоке 75, поступают сигналы с трубки, усиливаются и затем поступают на четыре каскада усиления УМЧ-1, расположенные в блоке 27. Все каскады УМЧ-1 являются резонансными усилителями

Синхронный детектор обеспечивает получение видеоимпульсов положительной и отрицательной полярности на выходе первой ступени компенсации, т. е. сохраняется знак выходных сигналов фазового детектора, что необходимо для работы потенциалоскопической трубки второй ступени компенсации.

Для работы синхронного детектора используется опорное напряжение, получаемое из напряжения модулирующего гетеродина блока 75. Напряжение гетеродина выравнивается по амплитуде в усилителе-ограничителе (блок 75) и через фазовращатель ФВ1 и канал опорного напряжения (блок 27) в виде опорного напряжения подается на входной контур синхронного детектора L10, C23.

а**б****в****г**

Эпюры и векторные диаграммы, поясняющие работу синхронного детектора.

Второй канал подавления обеспечивает второе однократное вычитание сигналов, поступающих с выхода 1-го канала подавления.

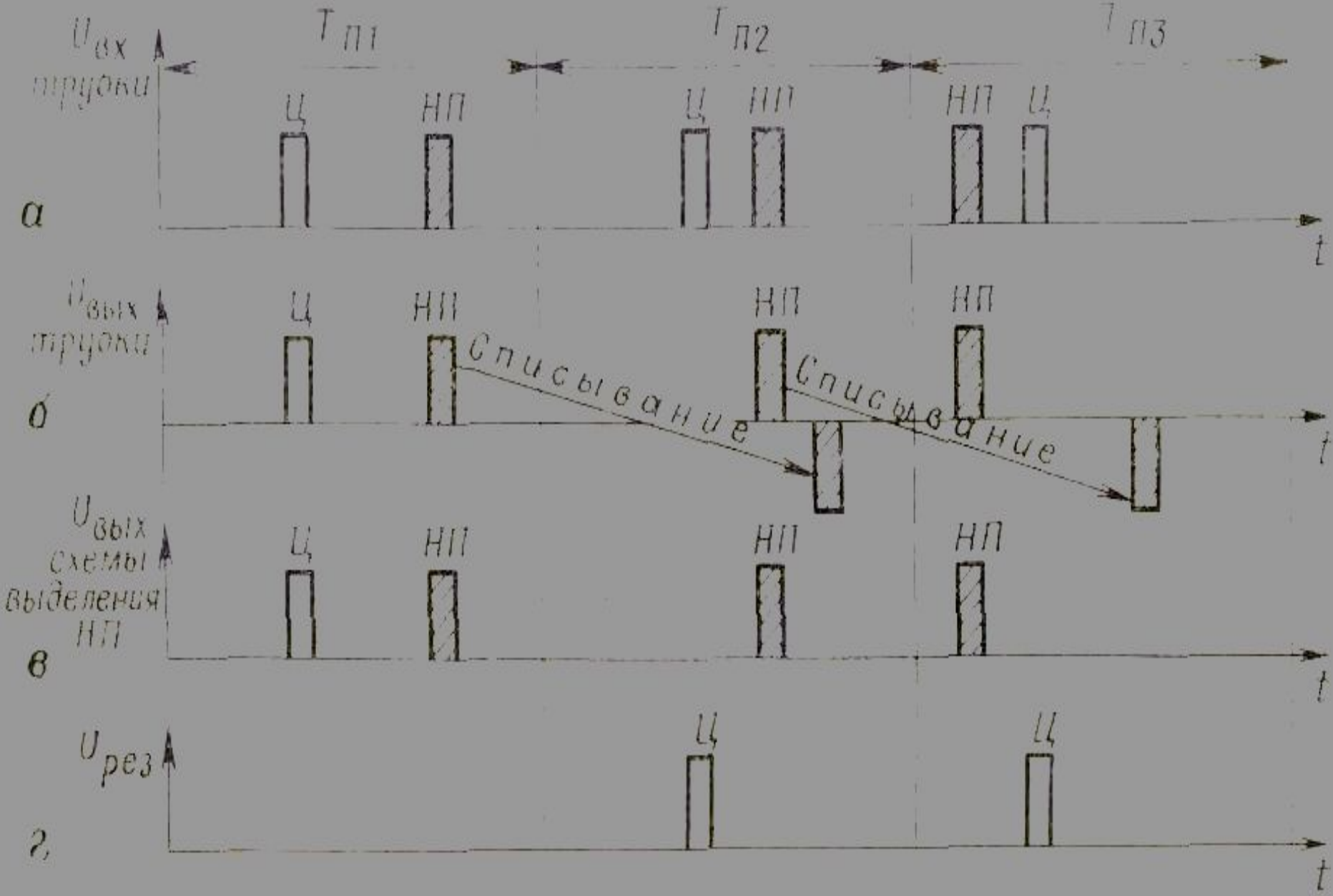
Видеоимпульсы с катодной нагрузки видеоусилителя на лампе Л 18 поступают через переключатель В3А блока 27 в положениях 1, 2, 4, 6 - 12 на II видеоусилитель 2-го канала подавления. Состав и принцип работы 2-го канала подавления такие же, как и 1-го канала.

Особенностью канала является то, что наряду с ручной регулировкой усиления УМЧ-11 (переключатель В2 блока 27 в положении РРУ) ВЫХ. КОГЕР. имеется схема ШАРУ, обеспечивающая регулировку коэффициента усиления УМЧ-11 по уровню шумов при переключателе В2 в положении ШАРУ. Начальный уровень усиления задается регулировкой УРОВ. ШАРУ.

Канал компенсации НИП.

Защита от НИП обеспечивается в амплитудном канале при основном роде работы СПЦ + ПНП в режимах АМПЛ. и АВТ. СТР. При защите от НИП используется 1-й канал подавления и канал компенсации НИП Эхо-сигналы амплитудного канала (полезные сигналы и НИП) через переключатель В5 в положении ЭХО подаются в прямом канале на видеоусилитель (на лампе Л30) и затем через линию задержки Лз-4, учитывающую задержку сигналов в 1-м канале подавления, на каскад компенсации, на сетку лампы Л19а. Эти же сигналы подаются на 1-й канал подавления.

Потенциалоскоп подавляет все эхосигналы (синхронные сигналы); так как все сигналы предварительно выравниваются по амплитуде и даже для подвижной цели смещение сигналов в соседних периодах работы станции несущественно. Несинхронные сигналы будут проходить через потенциалоскоп, так как их период повторения отличается от периода повторения станции (развертки потенциалоскопа), и импульсы помехи попадают на разные участки мишени



. Эюры, поясняющие работу канала подавления НИП.

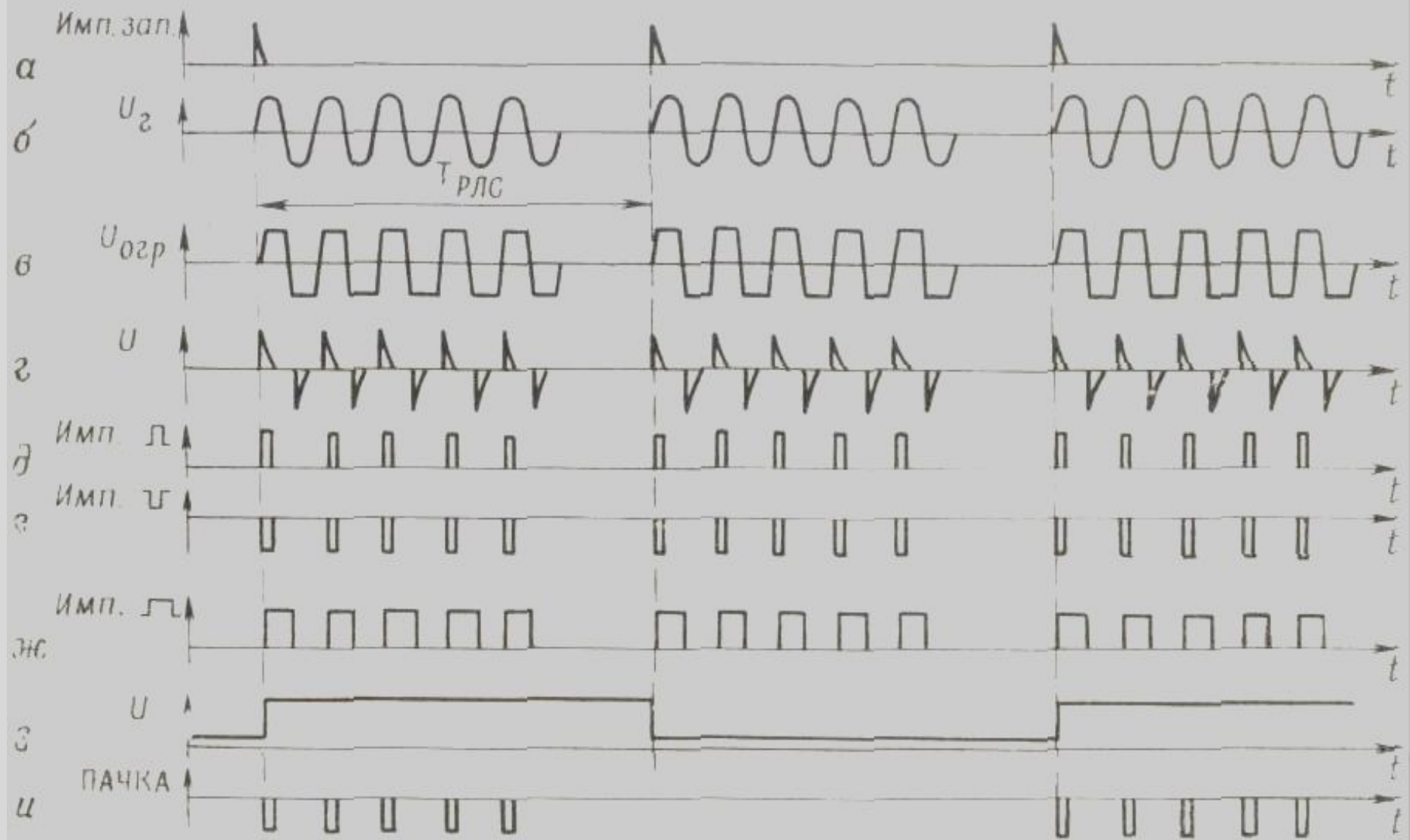
Канал спиральной развертки служит для получения спиральной расходящейся развертки электронного луча на мишенях I и II потенциалоскопов. Для этого необходимо получить отклоняющие напряжения в виде синусоидальных и косинусоидальных колебаний с возрастающей амплитудой.

С приходом импульса запуска от блока 47 ждущий мультивибратор вырабатывает прямоугольные импульсы с длительностью, равной длительности разверток потенциалоскопов.

Канал контрольных импульсов формирует контрольные импульсы для проверки аппаратуры защиты от помех и в зависимости от положения переключателя В1 КОНТРОЛЬНЫЕ ИМПУЛЬСЫ вырабатывает:—серию положительных видеоимпульсов длительностью 6 мкс с периодом повторения 200 мкс, следующих в каждом такте работы станции и имитирующих неподвижную пассивную помеху и местные предметы

— серию таких же, но отрицательных видеоимпульсов); ПАЧКА - серию отрицательных видеоимпульсов длительностью 6 мкс с периодом повторения 200 мкс, следующих через такт работы станции и имитирующих несинхронную помеху

- серию положительных видеоимпульсов длительностью 20—30 мкс с периодом повторения 200 мкс, следующих в каждом такте работы станции и имитирующих протяженные пассивные помехи



Эпюры, поясняющие формирование контрольных импульсов

Блок усилителей ЧПК и коммутатор(блок 27)

Блок 27предназначен, для усиления сигналов, подаваемыхна потенциалоскопы блока 75, усиления сигналов после череспериодного вычитания в потенциалоскопах, формирования стробов «Местные» и «Дипольные», коммутации входных и выходных сигналов устройства компенсации, выделения и компенсации сигналов импульсных несинхронных помех.

В состав блока входят:

- входной и выходной коммутаторы;**
- I и II предварительные видеоусилители;**
- II усилители модулирующей частоты (УМЧ-1 и УМЧ-П);**
- детектор с I-ым выходным видеоусилителем;**
- усилитель опорного напряжения;**
- II- детектор;**
- детектор ШАРУ;**
- схема выделения сигналов несинхронных помех;**
- схема подавления НП;**
- канал стробов;**
- выходные каскады (II выходной видеоусилитель, каскад с анодной и катодной нагрузками, катодный повторитель);**
- система коммутации режимов работы устройства компенсации.**

1^й Вариант: По какому принципу построено приемное устройство РЛС П-18?

2^й Вариант: Каким образом в приемном устройстве РЛС П-18 осуществляется регулировка усиления?

3^й Вариант: В чем заключается принцип работы системы АПЧ приемного устройства РЛС П-18?

Вопрос №1. Назначение, технические

характеристики системы СДЦ и подавления НИП изделия 1РЛ131.

Устройство защиты от помех служит для подавления (компенсации) помех, создаваемых отражениями от местных предметов и металлизированных лент, сбрасываемых с самолетов (пассивные помехи), а также для компенсации активных импульсных помех, создаваемых соседними станциями с импульсным излучением, запуск которых несинхронизирован с запуском защищаемой станции (несинхронные помехи). При этом на экранах индикаторов обеспечивается наблюдаемость эхо-сигналов подвижных целей на фоне остатков от скомпенсированных помех

Технические характеристики:

Защита от пассивных помех основана на использовании когерентно-компенсационного устройства, позволяющего выделять сигналы от движущихся объектов на фоне местных предметов и дипольных помех (при скорости ветра до 60 м/с).

Степень подавления станции пассивными помехами зависит от интенсивности пассивной помехи, которая определяется количеством пачек диполей на 100 м пути. Аппаратура защиты РЛС позволяет выделять еще цель с $\sigma = 10 \text{ м}^2$ при интенсивности пассивной помехи 1,5 пачки. В когерентно-импульсном устройстве станции

Динамический диапазон сигналов на выходе фазового детектора

$$D=U_c/U_{ш}=6-8.$$

Коэффициент подавления НИП

$$K_p=U_c/U_{ост}=3$$

Коэффициент подавления 1

потенциалоскопа с бл.27 $K_p=U_c/U_{ост}=8$

С бл.59 $K_p=U_c/U_{ост}=4$

2 потенциалоскопа с бл.27

$$K_p=U_c/U_{ост}=12$$

с бл.59 $K_p=U_c/U_{ост}=4$

3 потенциалоскопа с бл.27

Вопрос №2. Взаимодействие элементов

системы защиты от помех по функциональной схеме

Защита от пассивных помех основана на применении когерентно-компенсационного метода. В качестве вычитающего устройства применяется вычитающая потенциалоскопическая трубка (потенциалоскоп).

Защита от активных импульсных помех (НИП) также основана на использовании вычитающего потенциалоскопа и обеспечивается тем же составом аппаратуры, что и защита от пассивных помех.

Когерентно-компенсационный метод защиты от

Когерентно-импульсный метод основан на использовании эффекта Доплера, который для радиолокационных станций проявляется в том, что эхо-сигналы подвижных целей на входе приемника имеют частоту, отличающуюся от частоты зондирующих импульсов передатчика на некоторую величину (f_D), называемую частотой Доплера.

$$f_D = \frac{2V_r}{\lambda}$$

где V_r - радиальная составляющая скорости цели, км/ч;

λ - длина рабочей волны, используемой

Между отраженными от целей сигналами, поступающими на вход приемника с измененной частотой, и напряжением, когерентным гетеродином с колебаниями, создаваемыми передатчиком, образуются биения с частотой Доплера.

В результате детектирования биений сигналы от целей имеют вид последовательности видеоимпульсов, амплитуда которых изменяется от периода к периоду по величине и знаку (рис. 3б).

В случае отражения от неподвижного объекта частота Доплера равна нулю, и эхо-сигналы будут постоянны по величине и знаку (рис. 3а).

Источником когерентных колебаний является специальный генератор (когерентный гетеродин), работающий в режиме фазовой синхронизации с генератором передатчика.

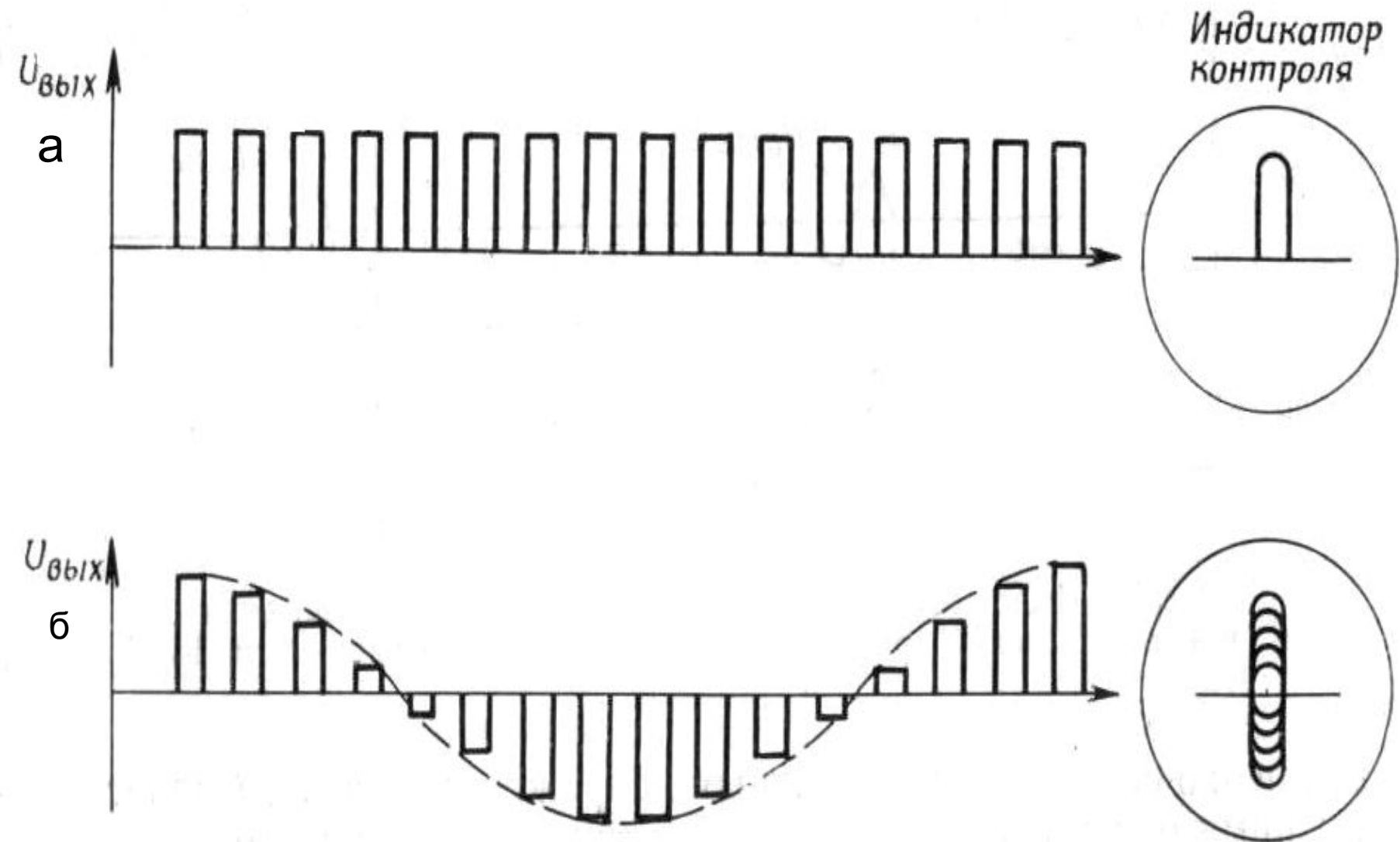
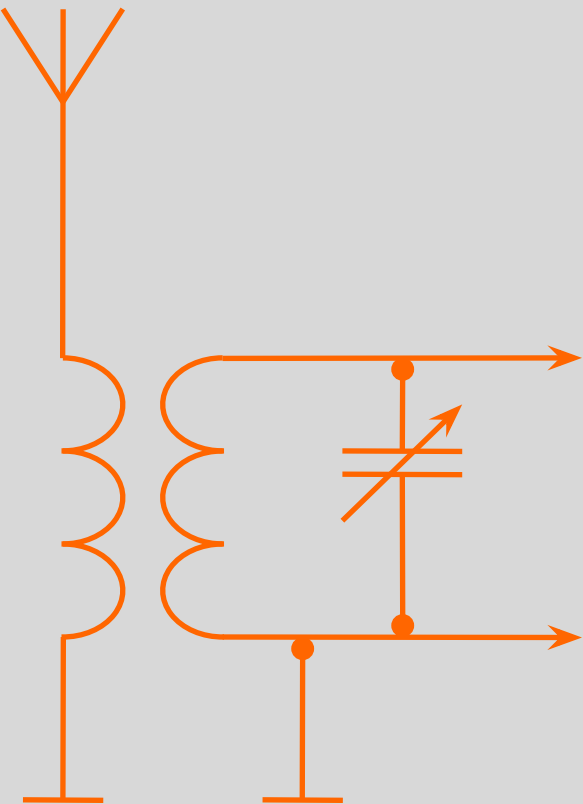


Рис. 3. Выходные сигналы фазового детектора.

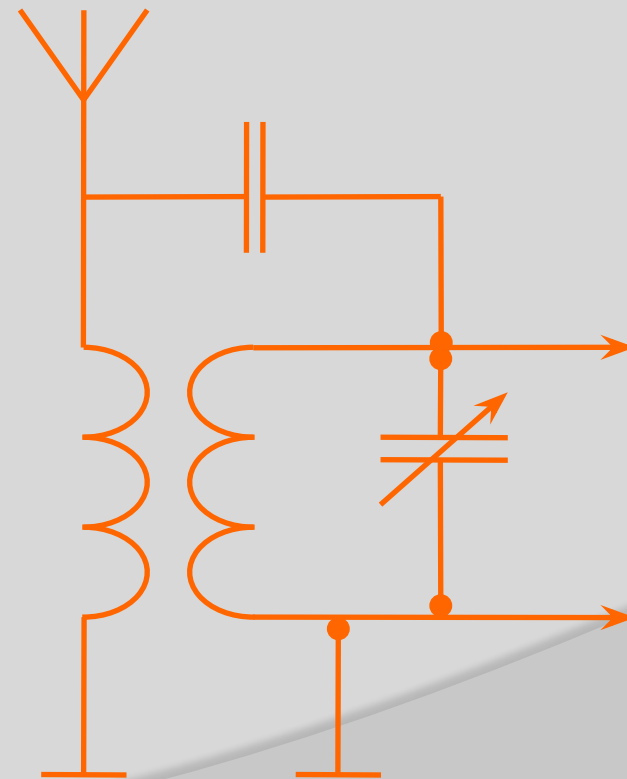
Фазовая синхронизация (фазирование) необходима для обеспечения когерентности сигналов генератора передатчика и когерентного гетеродина, то есть для запоминания фазы излученных передатчиком колебаний в паузе между зондирующими импульсами. Сравнение фаз (частот) эхо-сигнала и напряжения когерентного гетеродина производится на промежуточной частоте.

- **Входная цепь приёмника служит переходным звеном от приёмной антенны к его первому каскаду. Её основная задача заключается в наиболее рациональном использовании энергии принимаемых сигналов с целью максимального полезного воздействия их на приёмник. Она рассчитывается так ,чтобы на её выходелучилось максимальное превышение напряжение сигнала над напряжением внутренних шумов. Наиболее распространённая входная цепь состоит из одного контура, связанного с антенной при помощи индуктивной автотрансформаторной, или емкостной связи. В РЛ приёмнике всегда осуществляется согласование его входного сопротивления с волновым сопротивлением антенного фидера с целью получения в нём только бегущих волн**

Входная цепь с индуктивной связью с антенной



Входная цепь с комбинированной связью с антенной



Параметры входных цепей:

- коэффициент передачи **$K_{п} = U_{с.вх} : U_{с.вых}$**
- диапазон рабочих частот
Возможность перестройки
- коэффициент шума

- Преобразователем частоты (ПЧ) называется устройство, преобразующее напряжение высокой частоты в напряжение промежуточной частоты с сохранением закона модуляции. Иными словами, с помощью преобразователя частоты осуществляется линейный перенос спектра сигнала из одной области частот в другую. В зависимости от диапазона преобразуемых частот схемное решение преобразователя частоты может быть различным, однако во всех случаях он должен содержать нелинейный элемент (смеситель);
- вспомогательный источник высокочастотных колебаний (гетеродин);
- фильтр колебаний промежуточной частоты (нагрузка).

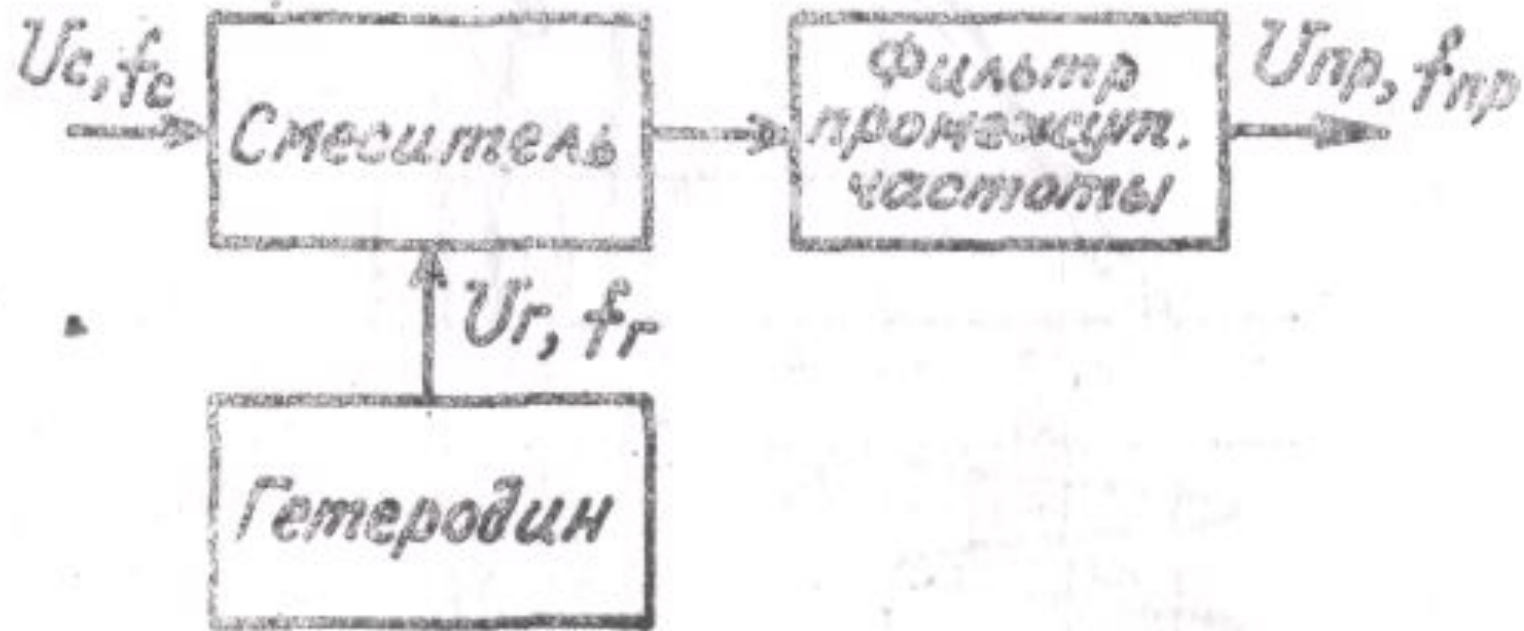
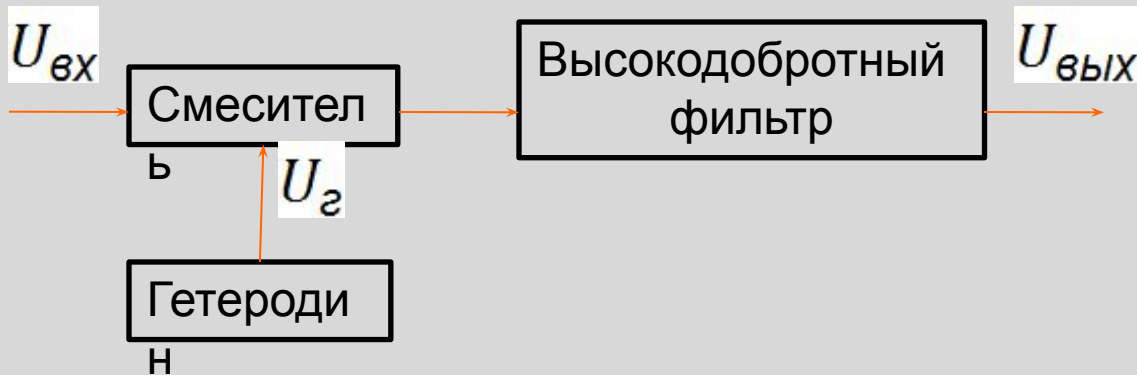
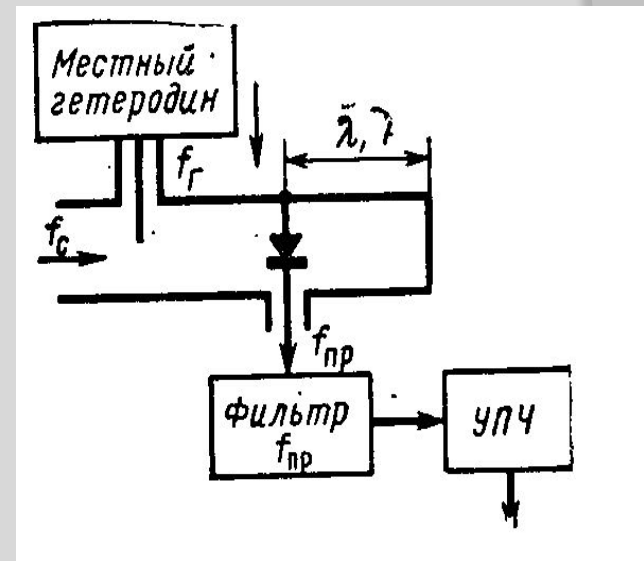
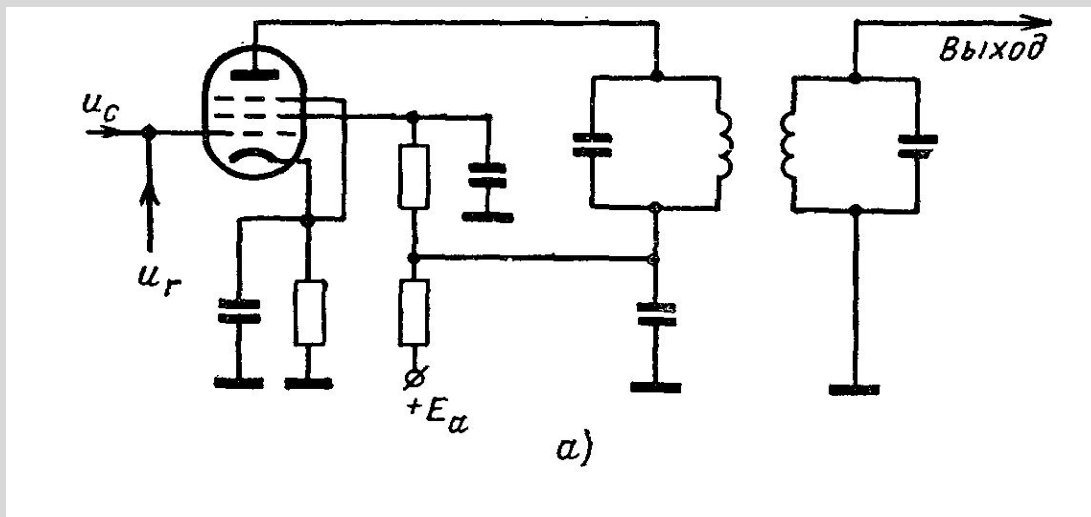


Рис. 2.23

Преобразователи частоты предназначены для переноса сигнала с области высоких частот в область промежуточных частот.



Основным признаком классификации преобразователей частоты различных диапазонов является тип смесителя. Различают ламповые, односеточные и двухсеточные, транзисторные и диодные преобразователи частоты.



- **Основными техническими параметрами преобразователей частоты.**
- 1. Коэффициент передачи—отношение комплексных амплитуд сигнала на промежуточной частоте и высокой частоте.
- Величина K_p для ламповых, транзисторных преобразователей частоты составляет несколько единиц, для диодных преобразователей ($K_p=0,25...0,5$).
- 2. Коэффициент шума определяется типом смесителя и частотным диапазоном. Требование снижения коэффициента шума является существенным при малом коэффициенте усиления УВЧ по мощности.
- Общие требования к преобразователям частоты следующие:
- минимальный коэффициент шума, равномерность АЧХ и линейность ФЧХ;
- минимальный уровень мощности гетеродина;
- максимальная развязка трактов гетеродина и сигнала;
- максимальное подавление нежелательных продуктов преобразования;

$$u_c = U_c \cos 2\pi f_c t$$



$$U_r = U_r \cos 2\pi f_r t.$$

- Зависимость анодного тока лампы от напряжения на сетке должна быть нелинейной. Тогда совместное действие напряжений двух различных частот на электронную лампу заставляет анодный ток изменяться по сложному закону. В составе анодного тока появятся комбинации $\pm m f_r \pm n f_c$,

где m и n — целые числа.

- Полезным сигналом является колебание с промежуточной частотой $f_{пр}$. Этот сигнал выделяется колебательной системой в анодной

- При записи матрицы $\overline{\Phi}_\Pi$ введем обобщенную модель приемной системы, в состав которой входит m независимых приемных каналов (элементов). На входе этих элементов в результате наложения собственных шумов и принятых внешних сигналов и помех образуется векторный процесс $\overline{y}(t)$ с нулевым средним значением, комплексной огибающей и корреляционной матрицей $\overline{\Phi}(t, s) = \frac{1}{2} \overline{\Phi}^T(t, s)$. Считая совместный закон распределения компонентов вектора $\overline{y}(t)$ нормальным, предположим, что матрица аддитивной смеси сигнала и помех имеет вид:

$$\overline{\Phi}(t, s) = \overline{\Phi}_\Pi(t, s, \lambda_1^A) + \overline{\Phi}_C(t, s, \alpha)$$

Здесь $\overline{\Phi}_\Pi$ и $\overline{\Phi}_C$ - корреляционные матрицы помеховой и сигнальной составляющих вектора $\overline{y}(t)$

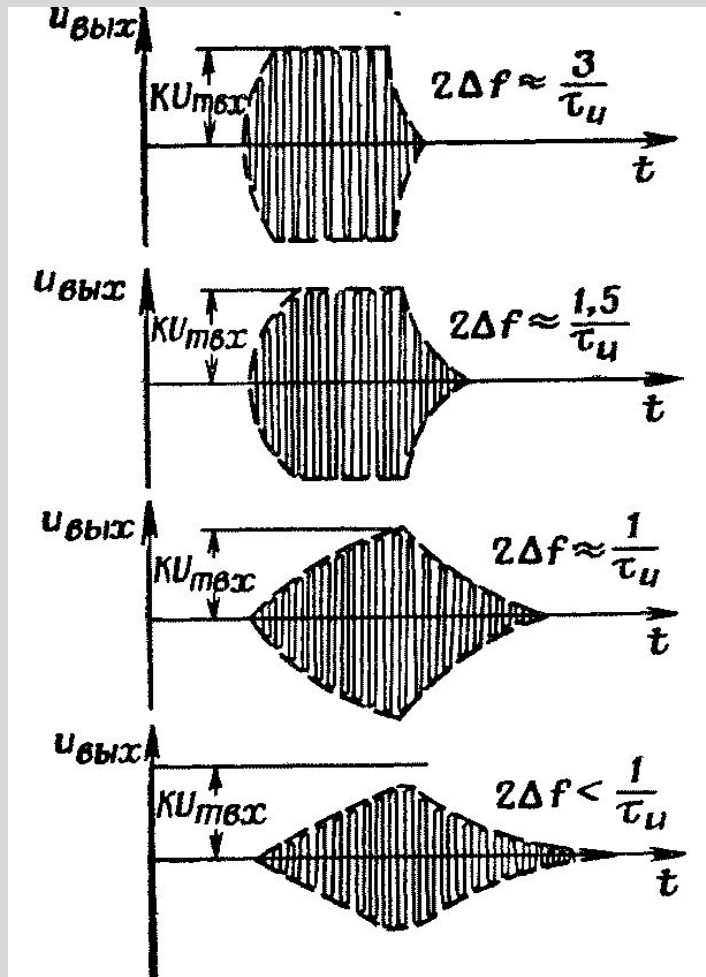
Основными техническими параметрами преобразователей частоты являются следующие:

- 1. Коэффициент передачи—отношение комплексных амплитуд сигнала на промежуточной частоте и вы

$$K_p = \left| \frac{U_{np}}{U_c} \right|.$$
- Величина K_p для ламповых, транзисторных преобразователей частоты составляет несколько единиц, для диодных преобразователей ($K_p=0,25...0,5$).
- 2. Коэффициент шума определяется типом смесителя и частотным диапазоном. Требование снижения коэффициента 'шума является существенным при малом коэффициенте усиления УВЧ по мощности.
- Общие требования к преобразователям частоты следующие:
- минимальный коэффициент шума, равномерность АЧХ и линейность ФЧХ;
- минимальный уровень мощности гетеродина;
- максимальная развязка трактов гетеродина и сигнала;
- максимальное подавление нежелательных продуктов преобразования;
- надежность работы; малые габаритные размеры и масса.

- Основное усиление радиолокационных сигналов осуществляется на промежуточной частоте.
- УПЧ представляет собой многокаскадный усилитель с линейными фильтрами, формирующими частотную характеристику требуемого вида

В радиолокационных приемниках полоса пропускания УПЧ выбирается из двух противоречивых соображений: 1) искажения формы усиливаемых радиоимпульсов не должны быть большими; 2) чувствительность приемника должна быть максимально возможной.



Форма радиоимпульсов

на выходе УПЧ при различной полосе пропускания

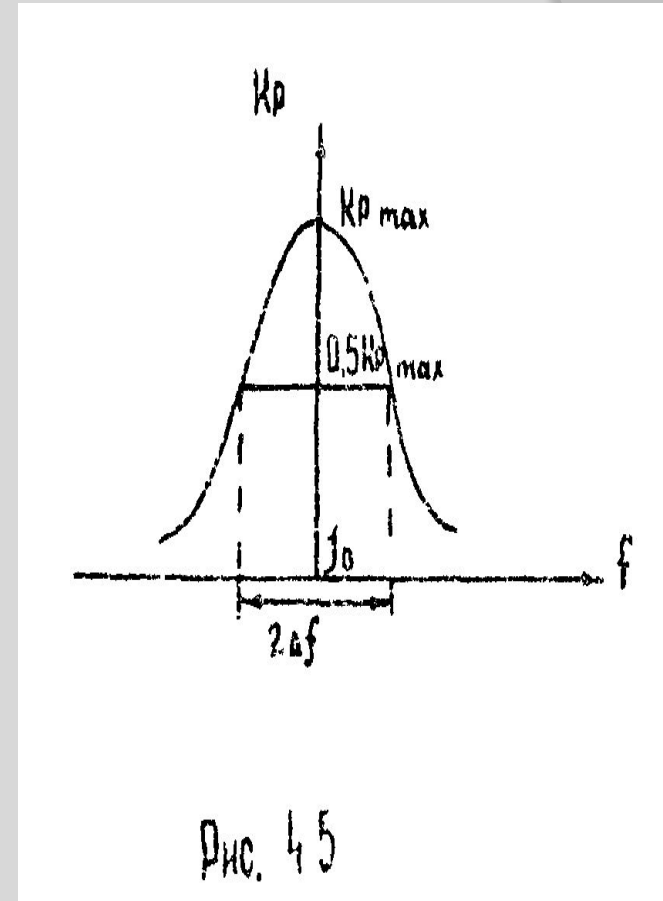


Рис. 45

- При записи матрицы Φ_{τ} введено предположение, что, обработка сигналов разделяется на пространственную и временную. Это имеет место при:
 - а) высокой идентичности фазо-частотных характеристик всех элементарных приемных каналов антенной решетки и
 - б) при сравнительно ограниченных линейных размерах решетки и узкополосном сигнале, при которых запаздыванием этого сигнала по огибающей от элемента к элементу решетки можно пренебречь, а фронт волны на входах элементов ФАР является плоским.

- Для радиолокационных приемников в случае простых сигналов полоса пропускания линейной части должна быть
- $2\Delta f = (1 \dots 5) / T_{\text{и}}$.
-

В. И. Сифоров теоретически показал, что при усилении прямоугольных радиоимпульсов усилителем с частотной характеристикой прямоугольной формы отношение $\frac{U_{mс}}{U_{mш}}$ получается наибольшим при полосе пропускания

$$2\Delta f_{\text{опт}} = \frac{1,37}{\tau_{\text{и}}} \quad (2.272)$$

- На практике, при обнаружении и измерении параметров нешумящей цели на фоне активных помех, имеет место значительное превышение интенсивности активной помехи над интенсивностью эхо-сигнала. Поэтому в первом приближении влияние сигнала на корреляционную матрицу можно не учитывать и положить, что

- $$\hat{\Phi}(t, s) = \hat{\Phi}_n(t, s, \lambda_1^A)$$

- , где кроме активной помехи учтен внутренний шум элементов ФАР.

Полная достаточная статистика (логарифм отношения правдоподобия) для модели сигнала со случайными

амплитудой и начальной фазой в этом случае примет вид:

$$\ln \lambda = \frac{|Z(t, \alpha, \lambda)|}{2(1 + q^2(t, \alpha, \lambda)/2)} - \ln(1 + q^2(t, \alpha, \lambda)/2)$$

Здесь:

$$Z(t, \alpha, \lambda_1^A) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} Y^T(s) \Phi_{II}^{-1}(s, \lambda_1^A) X^*(t, \alpha) dt$$

- комплексный весовой (корреляционный) интеграл;

$$\frac{1}{2} q^2(t, \alpha, \lambda_1^A) = \int_{-\infty}^{\infty} X^T(t, \alpha) \Phi_{II}^{-1}(s, \lambda_1^A) X^*(t, \alpha) dt$$

- энергетическое отношение сигнал/помеха, являющиеся в общем случае функцией от t, α, λ_1^A

\vec{Y}

$\vec{X}(t, \alpha)$ - вектор комплексных амплитуд ожидаемого сигнала, обеспечивающий согласованную обработку сигнала по элементам ФАР и управление положением ее диаграммы направленности в пространстве;

$\tilde{X}(t, \alpha) = x(t)\tilde{X}(\alpha)$ В этом случае соотношение (4) примет вид:

$$\frac{1}{2} q^2(t, \alpha, \lambda_1^A) = \tilde{X}^T(\alpha) \Phi_{II}^{-1}(s, \lambda_1^A) \tilde{X}^*(\alpha) \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt = \mathfrak{E}_0 v(\alpha)$$

\mathfrak{E}_0

$$\mathfrak{E}_0 = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt$$

$v(\alpha)$ - пространственная составляющая отношения сигнал/помеха.

$x(t)$

$\tilde{X}(\alpha)$

$$\tilde{X}(\alpha) = e^{-j(2k-m-1)\alpha/2}$$

Заменяя $\tilde{X}(t, \tilde{\alpha}) = x(t) \tilde{X}(\tilde{\alpha})$ $|Z|^2 = ZZ^*$
 комплексный весовой интеграл преобразуется к виду:

$$|z(t, \tilde{\alpha}, \lambda_1^A)|^2 = \mathcal{E}_0 |Z(\tilde{\alpha}, \lambda_1^A)|^2$$

выражение для полной достаточной
 статистики

$$\ln \tilde{\mu} = \frac{\mathcal{E}_0 |Z(\tilde{\alpha}, \lambda_1^A)|^2}{2(1 + \mathcal{E}_0 \nu(\tilde{\alpha}, \lambda_1^A))} - \ln(1 + \mathcal{E}_0 \nu(\tilde{\alpha}, \lambda_1^A))$$

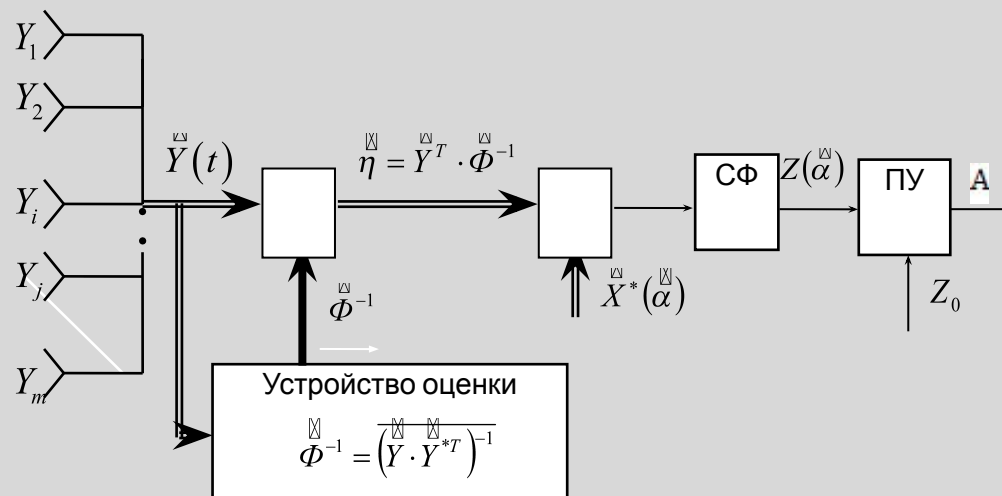


Рис. 1. Структурная схема адаптивного обнаружителя (адаптивной ФАР)

выражения для дисперсии ошибок измерения параметра α_1

$$\sigma_1^2 = C_{y1}^{-1} = \frac{v(\alpha_u)}{2\mathcal{E}_u [v(\alpha_u)v_{\Delta}(\alpha_u) - |v'(\alpha_u)|^2]}$$

$$\sigma_2^2 = C_{y2}^{-1} = \frac{1 + \mathcal{E}_u v(\alpha_u)}{2\mathcal{E}_u^2 \left[v(\alpha_u)v_{\Delta}(\alpha_u) - \frac{\mathcal{E}_u v(\alpha_u) - 1}{\mathcal{E}_u v(\alpha_u) + 1} |v'(\alpha_u)|^2 \right]}$$

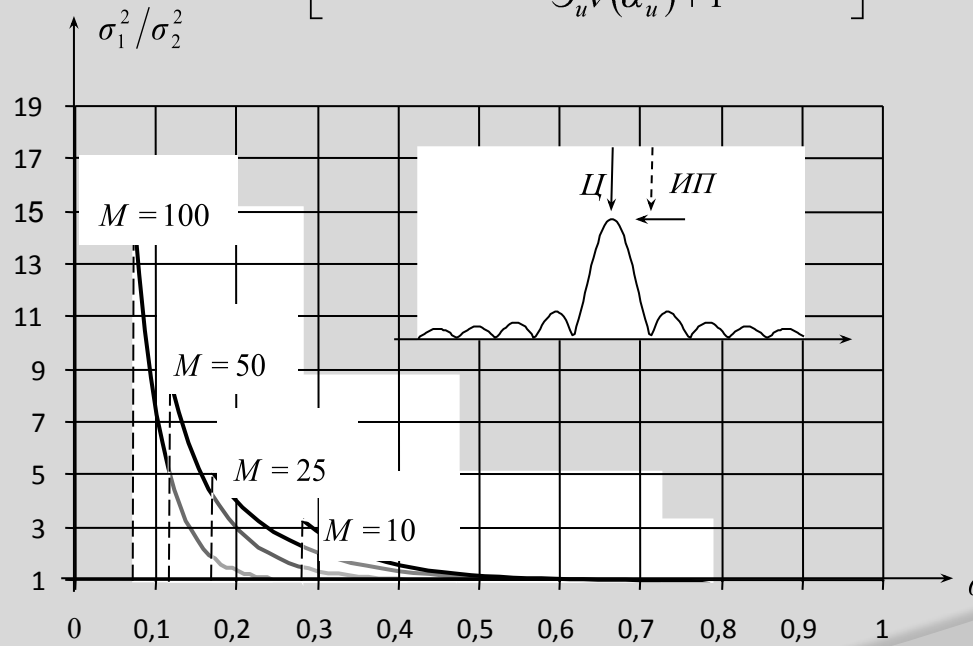


Рис.2. Выигрыш в точности адаптивного алгоритма измерения относительно алгоритма, инвариантного к энергии ожидаемого сигнала

- Как следует из схемы, представленной на рис. 1, техническая реализация адаптивного обнаружителя (системы адаптивной пространственной обработки сигналов или адаптивной ФАР) связана с оценкой корреляционной матрицы помех (КМП) и последующим ее обращением (вычислением ОКМП), так как именно ОКМП содержит в себе всю исчерпывающую информацию об угловых положениях источников и спектральных плотностях мощности излучаемых ими активных помех.

$y_1(t)$ $y_m(t)$ МГНОВЕННЫЕ ЗНАЧЕНИЯ
 сдвинуты по фазе от элемента к элементу решетки за счет разности хода ΔD
 на величину $\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta D$

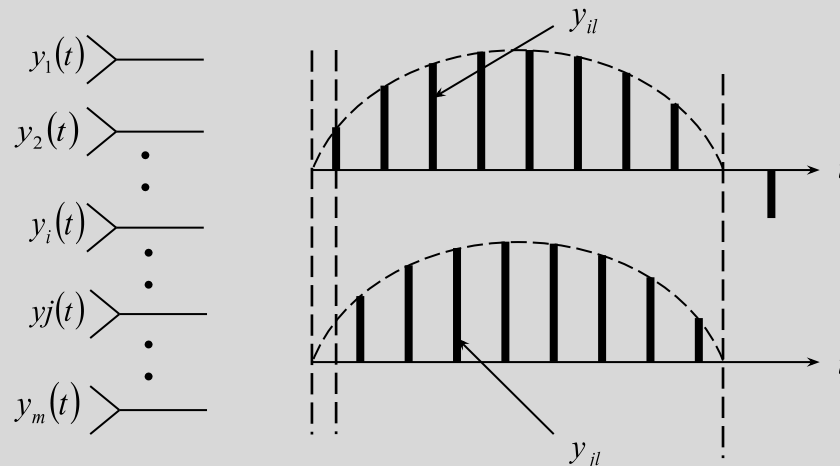


Рис.3. Алгоритм фильтрации корреляционной матрицы помех

Здесь $i = 1, 2, \dots, m$; $l = 1, 2, \dots, k$, f_m – частота самой высокочастотной составляющей спектра дискретизируемого сигнала.

$$\widehat{\Phi} = \frac{1}{k} \sum_{l=1}^k (\dot{Y}_l \dot{Y}_l^T / 2) = \frac{1}{k} \sum_{l=1}^k \widehat{\Phi}_{yl}$$

оценка корреляционной матрицы помех по всем элементам решетки по числу отсчетов l от 1 до k :

На $k+1$ шаге матрица (4.25) принимает вид:
$$\widehat{\Phi}_{k+1} = \widehat{\Phi}_k + \frac{1}{1+k} (\widehat{\Phi}_{y(k+1)} - \widehat{\Phi}_k)$$

Данное уравнение представляет собой рекуррентный алгоритм оценки неизменяющейся во времени матрицы Φ

$(\widehat{\Phi}_{y(k+1)} - \widehat{\Phi}_k)$ Разность, представленную в круглых скобках этого выражения, называют невязкой

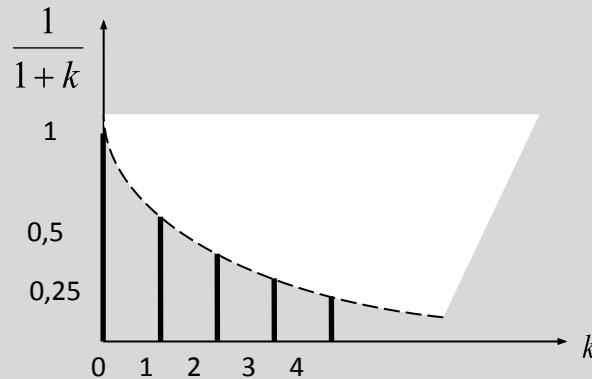


Рис. 4. Уменьшение величины невязок с увеличением количества шагов оценки при сходящемся алгоритме

В случае оценки изменяющейся во времени КМП необходимо в рекуррентный алгоритм вводить модель изменения матрицы (коэффициент сглаживания оценки), отдавая предпочтение не предыдущим, а текущим оценкам КМП (невязке).

Простейшей моделью сглаживания оценок КМП является модель сглаживания «скользящее окно». Такой алгоритм сглаживания оценок КМП можно получить из (18) путем замены убывающего до нуля коэффициента $1/(1+k)$ $1/\varepsilon$

$\varepsilon > 0$ - начальное число, определяющее размер «окна» по числу выборок, одновременно участвующих в формировании оценки матрицы.

Если помеховая обстановка (в первую очередь – пространственное положение источников помех) изменяется достаточно быстро, то значение ε уменьшают, если медленно - увеличивают. При этом алгоритм имеет вид:

$$\hat{\Phi}_{(k+1)} = \hat{\Phi}_k + \frac{1}{\varepsilon} (\hat{\Phi}_{y(k+1)} - \hat{\Phi}_k)$$

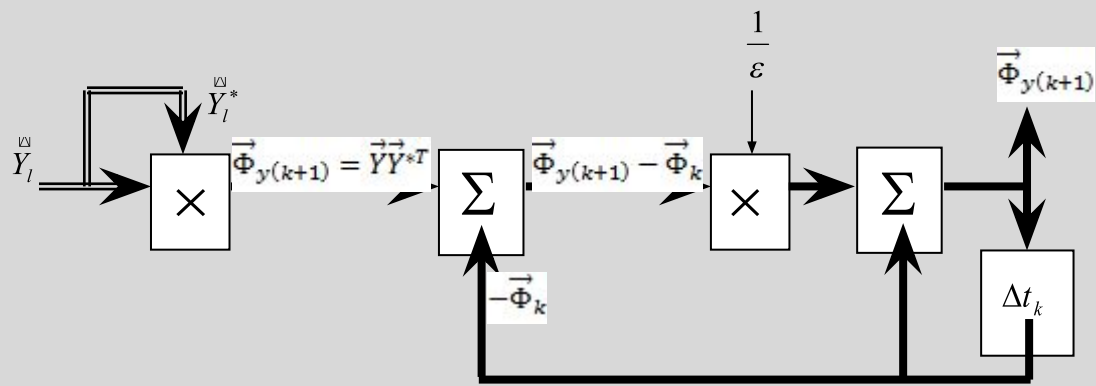


Рис. 5. Структурная схема адаптивного обнаружителя на основе рекуррентного оценивания КМП

При аналоговой обработке сигналов возникает необходимость в алгоритмах непрерывной оценки матрицы $\hat{\Phi}$

, которое можно получить из соотношения .

$$\hat{\Phi} = \frac{1}{k} \sum_{l=1}^k \hat{\Phi}_{yl}$$

- После преобразование получаем алгоритм который обладает возможностью сглаживать результаты текущих оценок с весами, уменьшающимися по мере старения полученных текущих оценок

$$T \frac{d\hat{\Phi}}{dt} = A\hat{\Phi} + C^{-1}C_y(\hat{\Phi}_y - \hat{\Phi})$$

Здесь A

C^{-1} C_y

- корреляционная матрица ошибок результирующего измерения и
- матрица точности текущего измерения соответственно.

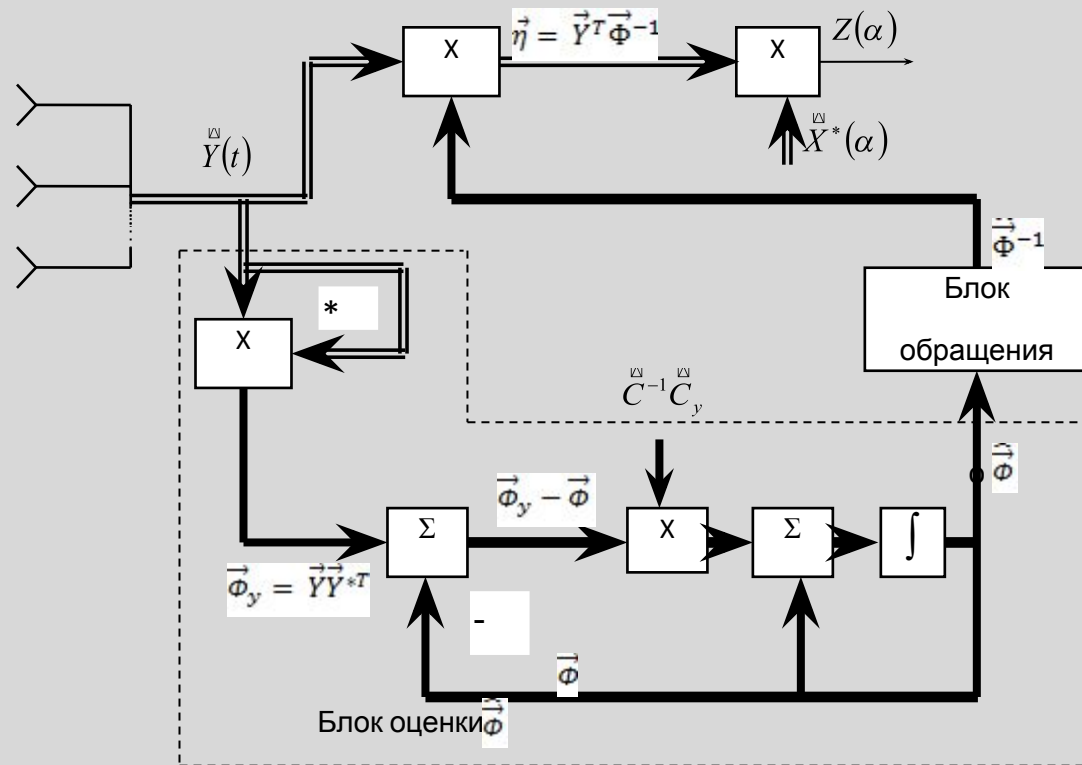


Рис. 6. Структурная схема устройства непрерывной фильтрации КМП

$$\widehat{\Phi}_{(k+1)} = \widehat{\Phi}_k + \frac{1}{\varepsilon} (\widehat{\Phi}_{y(k+1)} - \widehat{\Phi}_k)$$

$$T \frac{d\widehat{\Phi}}{dt} = \widehat{A}\widehat{\Phi} + \widehat{C}^{-1}\widehat{C}_y (\widehat{\Phi}_y - \widehat{\Phi})$$

Таким образом, алгоритмы (19), (24) обеспечивают формирование дискретных и непрерывных оценок матрицы $\widehat{\Phi}$

с учетом некоторой модели ее изменения во времени.

Вместе с тем, техническая реализация таких алгоритмов в реальном масштабе времени оказывается достаточно сложной, т.к. помимо емких векторно-матричных операций вычисления КМП здесь требуются дополнительные, не менее емкие, операции обращения матрицы $\widehat{\Phi}$.

В то же время, векторно-матричная операция компенсации коррелированных активных помех $\widehat{\eta} = \widehat{Y}^T \cdot \widehat{\Phi}^{-1}$ связана с предварительным вычислением не корреляционной матрицы помех $\widehat{\Phi}$

а ей обратной, то есть матрицы ОКМП $\widehat{\Phi}^{-1} = (\widehat{Y} \cdot \widehat{Y}^{*T})^{-1}$

$$\hat{\Phi}^{-1} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t (\hat{\Phi}^{-1} - \vec{\eta} \vec{\eta}^{*T}) dt$$

Алгоритм непрерывной оценки ОКМП

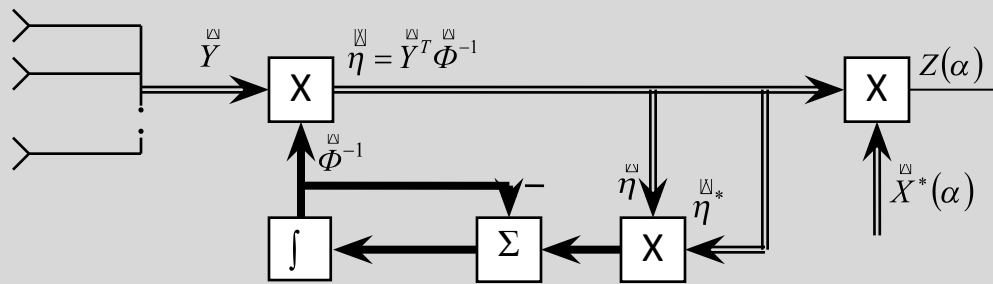


Рис. 7. Устройство непрерывной оценки ОКМП

в котором сигнал помехи уже подавлен.

$$\vec{\eta} = \vec{Y}^T \hat{\Phi}^{-1}$$



Таким образом, преодоление априорной неопределенности информативного параметра α

относительно параметров внешних активных помех λ_1^A Φ_{II} требует вычисления корреляционной матрицы помех с последующим ее обращением, либо вычисления собственно ОКМП и формирования преобразованного вектора $\vec{\eta} = \vec{Y}^T \hat{\Phi}^{-1}$

. Как те, так и другие варианты требуют емких операций векторно-матричного перемножения, однако вычисление ОКМП оказывается значительно более простым при сохранении всех характеристик процесса адаптации (быстродействия и коэффициента подавления помех), поскольку при переходе от оценки $\hat{\Phi}$ к оценке $\hat{\Phi}^{-1}$

никаких ограничений на алгоритмы адаптации не накладывалось.

Для преодоления априорной неопределенности информативного параметра α относительно параметров внешних активных помех λ необходимо вычисление $\hat{\Phi}$ $\hat{\Phi}^{-1}$, с последующей векторно-матричной операцией вычисления комплексного весового (корреляционного) интеграла (3), который в условиях разделения обработки на пространственную и временную превращается в весовую сумму $Z(\alpha) = \Phi^T X^1$.

. При этом на каждом шаге адаптации необходимо выполнить m^2 операций векторно-матричного перемножения $\hat{\eta} = \hat{Y}^T \hat{\Phi}^{-1}$ и m операций векторного перемножения квадратичной формы $Z(\alpha) = \Phi^T X^1$.

$\hat{R}(\vec{\alpha}) = \hat{\Phi}^{-1} \hat{X}(\vec{\alpha})$ -весовой вектор.

После преобразования алгоритм оценки вектора $\hat{R}(\alpha)$ принимает вид:

$$T d\hat{R}/dt = -\hat{\Phi}^{-1} (\hat{\Phi}_y \hat{R} - \hat{X}) = -\hat{\Phi}^{-1} (\hat{Y}Z^* - \hat{X})$$

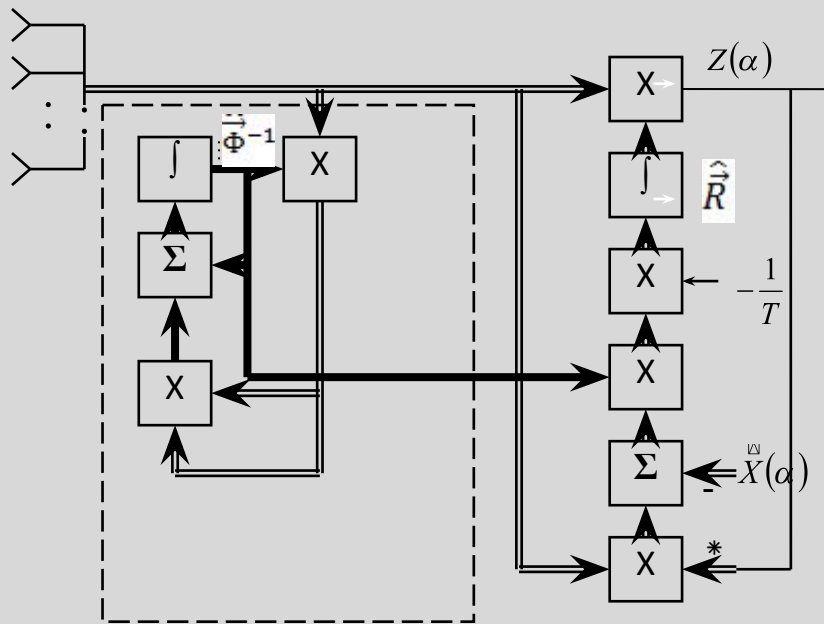


Рис. 8. Структурная схема автокомпенсатора помех (адаптивной ФАР) без выделенного основного канала

на практике матричный множитель $\widehat{\Phi}^{-1}$ обычно заменяют некоторой константой γ , и алгоритм оценки вектора $\vec{R}(\vec{\alpha})$

$$T \frac{d\vec{R}}{dt} = -\gamma (\widehat{\Phi}_y \vec{R} - \vec{X}) = -\gamma (\vec{Y} y_\Sigma - \vec{X})$$

где $y_\Sigma = Z(\vec{\alpha}) = \vec{Y}^T \vec{R}^*$

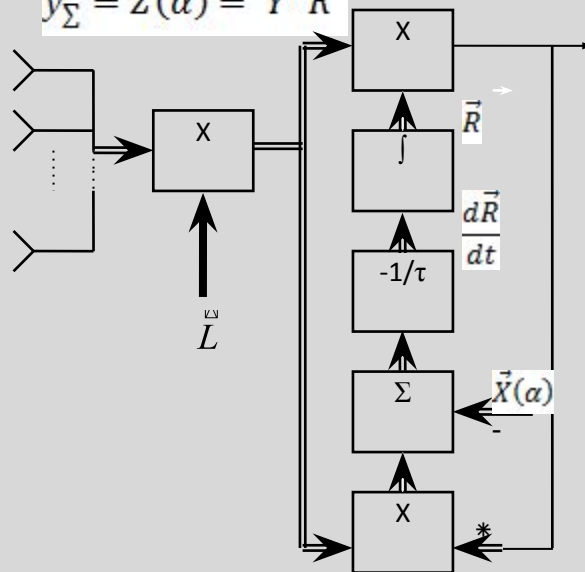


Рис. 9. Структурная схема многоканального автокомпенсатора помех (адаптивной ФАР) без выделенного основного канала

Если результирующий вектор \vec{R} представить в виде векторной суммы $\vec{R} = \gamma(\vec{X} + \vec{R}_\Delta)$, то уравнение $T d\vec{R}/dt = -\gamma(\widehat{\Phi}_y \vec{R} - \vec{X}) = -\gamma(\vec{Y} y_\Sigma - \vec{X})$ преобразуется в систему

уравнений, вида $Z(\alpha) = \vec{Y}^T \vec{R}^* = \gamma(\vec{Y}^T \vec{X} + \vec{Y}^T \vec{R}_\Delta) = y_{\Sigma 1} + y_{\Sigma \Delta}$

$$T d\vec{R}_\Delta/dt = -\gamma \vec{Y} \vec{Y}^T \vec{R}^* = -\gamma \vec{Y} Z(\alpha)$$

Устройство автокомпенсации, реализующее систему уравнений (31), представлено на рис.10

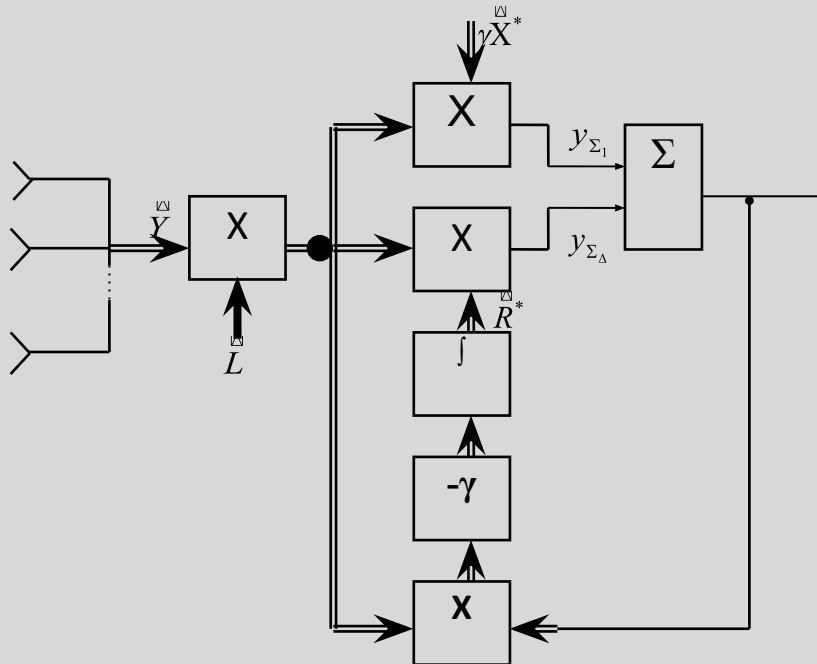


Рис. 10. Структурная схема многоканального автокомпенсатора помех (адаптивной ФАР) с выделенным основным каналом

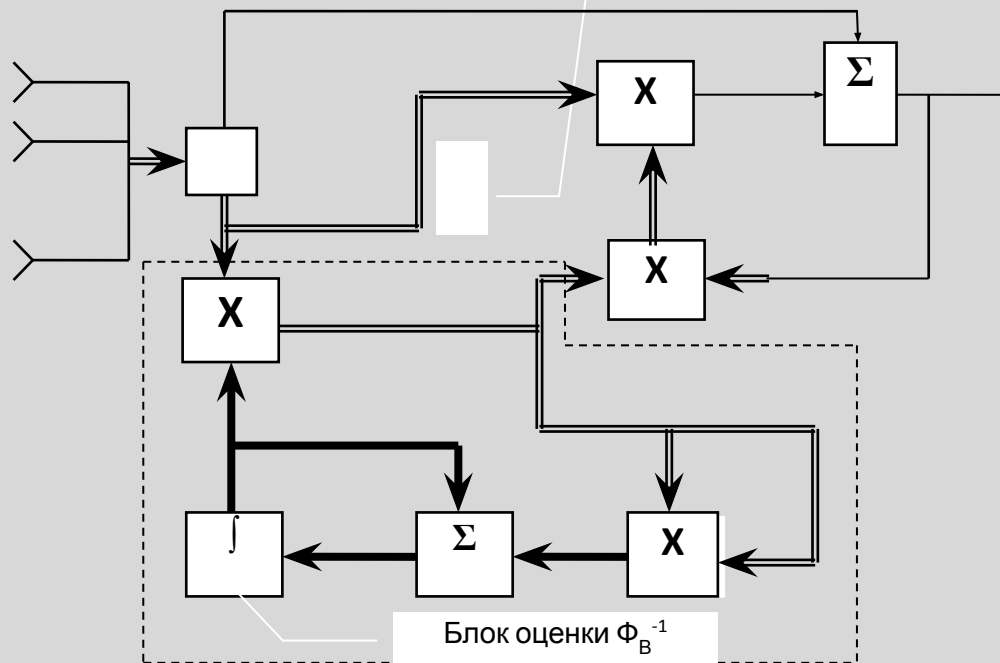


Рис.4.19. Адаптивная ФАР с выделенным основным и компенсационными каналами и переобеляющим матричным фильтром в цепи компенсационных каналов

Литература:

- ⊙ Теоретические основы радиолокации. Ширман Я.Д. Издательство «Советское радио». Москва 1970 г.
- ⊙ Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981-416с.
- ⊙ Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. – М.: Сов. Радио, 1977-432с.
- ⊙ Фалькович С.Е., Хомяков Э.Н. Статистическая теория измерительных радиосистем. – М.: Радио и связь, 1981-287с.
- ⊙ Теоретические основы радиолокационных систем РТВ: Учебн. пособие / М.И. Ботов, В.А. Вяхирев. Красноярск: Сибирский федеральный ун-т, 2007 г.