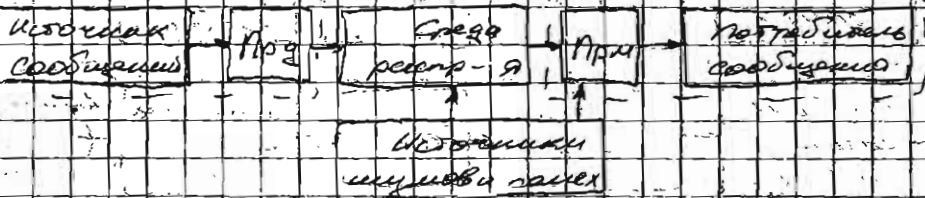


Упрощенная структурная схема

APC тракт

интернациональной системы

APM тракт



Под сообщениями понимаются данные, подлежащие для выполнения целей работы аппаратуры (телефонные сообщения, изображения и т.д.).

Сообщение - форма представления информации.

В общем случае APC тракт и APM тракт разнесены в пространстве.

APC и APM тракты образуют интернациональную систему.

Также имеются источники шумов и помех (см. рис. 1.10.5).

Кроме помех, солнечных и помех от земли, здесь собраны основные органы аппаратуры и системы связи (см. рис. 1.10.8).

Также здесь собраны основные органы аппаратуры от передатчика до приемника (передатчик, канал, приемник, тумblers, антенны от передатчика и т.д.).

Под радиолокацией следует понимать РАС (RADAR) - Radio Detection And Ranging (включает РДЦ, РДР), среды расср-я, источники шумов и помех и принимаемая цель.

Реализованная структурная схема
информационной системы.



Собственно, как правило, является электромагнитной волной ($\lambda = c/f$, $\nu = 1/T$), которая может передаваться на большое расстояние. Форма сигнала в канале зависит от особенностей канала.

Связь длины волны с частотой: $\lambda = c/f$

c - скорость распространения волны в атмосфере и вакууме

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad \text{или} \quad \lambda = 299.792 \times 10^8 / f$$

или $f_{max} = 10^6 \text{ Гц}$, тогда $\frac{f_{max}}{f} \approx 0,06$

$$\frac{f_{max}}{f} \ll 1 \quad (12) \quad \text{Условие применимости изоморфности}$$

Относительно полноты информации к несущей (центровой частоте спектра) полнота меньше единицы.

Преобр-ль сообщения-сигнал осуществляет преобразование трехмерного сигнала (глубина, высота, изобразительность) в двумерный (напр-е или ток).

Кодирование осуществляется для защиты сообщения от помех и искажений.

Модулятор осуществляет для кодирования сигнала в ВЧ сигнал.

$\hat{v}(t)$ - сообщение.

Тогда комплексная огибающая ВЧ сигнала:

$$A(t) = A(t) e^{j\varphi(t)} \quad (3)$$

$A(t) = |A(t)|$ - огибающая.

$\varphi(t)$ - фаза сигнала $\varphi(t) = \arg(\hat{v}(t))$

В случае АМ: $A(t) = k \hat{v}(t) (4)$ - амплитудная модуляция
составляющих в спектре

В случае ЧМ: $\varphi(t) = k \hat{v}(t) (5)$ - частотная модуляция
т.е. имеется линейная зависимость фазы от сообщения ($e^{j\varphi}$)

$S(t) = A(t) e^{j\omega t} (6)$ - аналитический сигнал.

В случае ЧМ: $f(t) = k \hat{v}(t) (7)$

$f(t) = \int_0^t f(\tau) d\tau$, т.е. частота
модуляции связана с передаваемым сообщением
также линейно.

Модуляция - преобразование переданного сообщения
в соотв. параметр сигнала.

Сигналы несущих колебаний будут управляться
одним из параметров передаваемого сообщения.

Вход передающей антенны преобразует напряжение
сигнала в ток, от генератора и антенны которая
преобразует их в электромагнитные волны
свободного пространства.

В приемной части осуществляется обратный процесс,
обратное преобразование в сообщение.

Априори преобразует поступающие из пространства
свободного пр-ва в направляемые волны по
проводам по линии передачи (фигура), на вход
указателя радиочастоты.

ТС - по радио 4 - ГСГ - избирательной (резонансной) усилитель, который усиливает колебания на f_n (несущей частоте) и - образует колебания на других частотах.

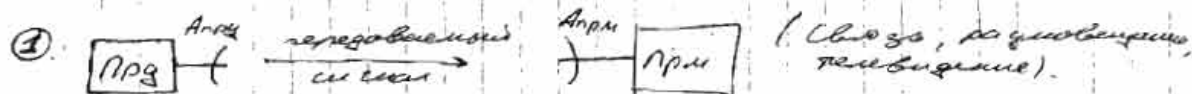
Регенератор, детектор, преобразует ВЧ колебания в сообщение, представленное в виде 21-ного сигнала. Детектор может быть амплитудной, частотной или фазовой.

и т.д.

Из-за наличия шумов и помех $D^*(f) \neq D(f)$ невозможно точно восстановить (умножить) передаваемое сообщение.

Классификация информационных систем в зависимости от назначения информации.

- 1) Радиосистема передачи информации.
- 2) Радиосистемы (РС) извлечения информации.
- 3) РС маршрутизации информации.
- 4) РС управления.
- 5) Комбинированные РС.



② Вузовская система (Прг и Прп разнесены) в этих системах присутствует все 3-го уровня схема.

③ Ключевая информация извлекается из минимальной сигнала, которая либо передается на от РЛУ, либо используется сотовые радиоканальные каналы.

④ Это системы радио-радиовещания коаксиальной системы.

④ Регуляционные для упр. в некоторых объектах (Безмеханики или автодрайвом) или иначе.

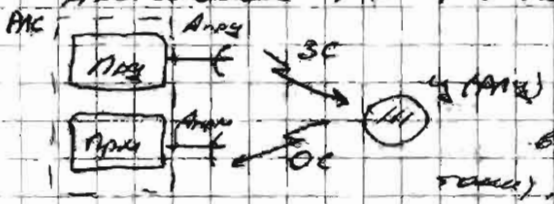
⑤ Включаются нажимающей, как правило, двух первых классов.

РС упр. в форме можно отнести к классу равновесия, т.к. (или иначе) они содержат шестую передачу и т.д. (канальная регулировка) и системы управления и т.д.

Классификация систем из вышеназванной информации по месту расположения и назначения первичных электромеханических систем.

- 1) Активные (с пассивными элементами);
- 2) Полуактивные;
- 3) Пассивные;
- 4) Активные с активными элементами;

Активные РС (с пассивными элементами).



ЗС не несет сообщения, под его воздействием ПЧ переводит ток в возможности (напряжениями ток), которые возбуждают в...
 сигнал и ток - ток, излучаемое во всех напр-ях. Часть электрического сигнала передается в т.ч. и т.д.

Здесь нажимающей указывается из отраженного сигнала (ОС).

Работа системы автоматизации, т.е. для решения стоящих перед ней задач система должна иметь соответствующие средства (РЧ и ПЧ расположены на одной объекте - автоматизации летел аппарата). Система называется односторонней (многофункциональной).

Аналог и Априори могут быть совмещены.

Важное замечание: возможность измерения всех координат в тилерного вектора PA крор думая (ш. киле).

Показательные РС.



Информация получается из Об. чело возбуждает в качестве подпитки сигнала.

Управляющий сигнал, выпалающий ролю отарного, пред- ставляет собой точную копию по структуре 3C. Он служит для получения информации по дальности и доплеровской ч-оте.

Рабочая система збу позиционная (би статическая), т. е. Аналог и Априори располагается в разных точках пр-ва.

Априори находится как правило на КП или скалки полевых чум (СПУ).

Рабочая система не автономна.

Априори работает в режиме сигнала замкнутый только Априори, передатчик сохраняется.

Таким образом аппаратура РАБ упрощается, дальность действия системы увеличивается, т. к. есть возможность устанавливать более мощный передатчик.

$\Delta \theta_{4.5}$ - ширина $\Delta \theta$ по дальности.

$\Delta \theta_{0.5}$ - ширина $\Delta \theta$ по мощности.

$\Delta \theta_{4.5} = k \frac{1}{\sqrt{L}}$, L может быть увеличено, что приводит к увеличению k и $\Delta \theta$ (луч становится более узким).

L - это длина антенны.

Увеличение α и β неизбежно увеличивает мощность передачи

$P_{\text{пр}} - P_{\text{пр}} -$ неизбежно увеличивается мощность передачи. β и α .

α и β - КНД.

К-г уменьшился $G = \alpha$ (ауд.)

$G = \alpha \cdot \beta$ (отв.), $\beta = \text{КНД}$ системы.

(в А/Р $G = \alpha$)

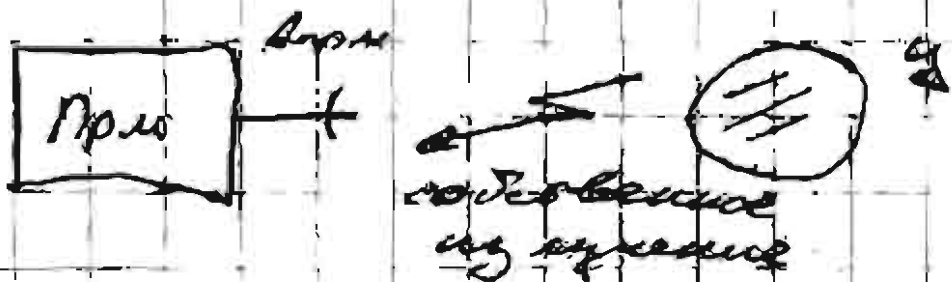
Таким образом β и α можно увеличить двумя способами: либо увелич. $P_{\text{пр}}$, либо увелич. β .

В случае амплитудных сигналов можно использовать оба способа.

Сигналы позволяют измерять все РА координаты.

(использ. в системах класса воздух-воздух, зенитной ракетой).

Пассивные РС.



Здесь можно увидеть содержание информации цели.

По структуре это наиболее простая система.

Здесь возможно измерять только только угловые координаты (напр. в ИР цепи), т.к. нет опорного сигнала (станция).

Измерение, возмущенное целью, должно быть контролируемо по отношению к РЛС (обеспечение (использ. знания в радиолокационной системе) - система, радиосистема (показатели РЛС, КНД)).

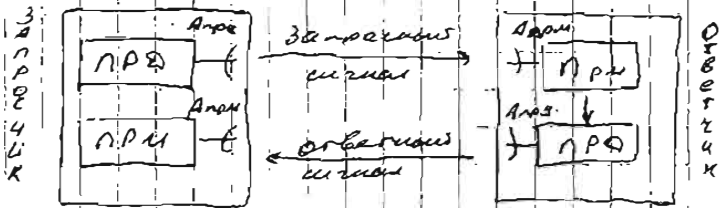
Можно вычислять углы в 90 градусов (но не измерять). Содержание информации зависит от радиуса цели относительно РЛС (тогда ракета измерит только только в заданном направлении).

Функциональные системы обладают абстрактностью и скоростью, т.е. сами имеют не излучают.

Они способны более мощной концентрации, меньшими затратами и быстрее.

В их взаимодействии они зависят от особенностей самих.

Активное РС с активными ответами



Запросчик устанавливается на КП и ответчик, устанавливается на базу системы.

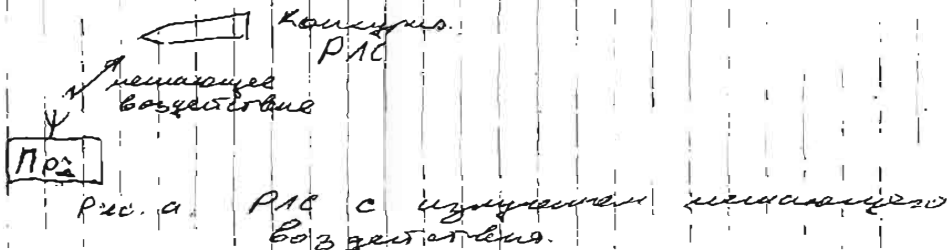
Функциональная система используется в системах управления. Эта система не абстрактна, не скроена.

Здесь можно увеличить диапазон действия по сравнению с радиосвязью, т.е. по мере его свой передачи. При этом можно увеличить эффективность, используя мощность до 2-3000.

Возможно и целесообразно использовать методы кодирования и передачи данных для улучшения информации.

Функциональная структура более сложная и прочная.

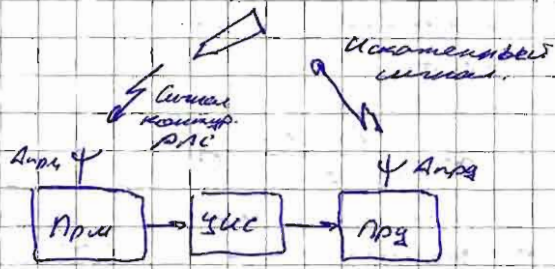
Система управления информации и взаимодействия источников организованных активных точек.



Средняя система маскирует сигнал по радиальной цели. (см. 1 пр 2.)

(Знать из 1 пр что такое радиальная, зоркая, глицерная помехи).

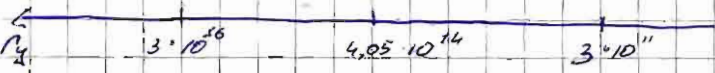
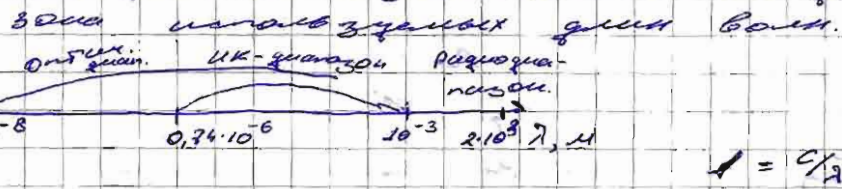
РАС с излучением искомого сигнала в зависимости.



УНС - частота промежуточного сигнала.

Здесь происходит искажение исходных параметров, для организации приема конкурент. системы, мало эффективны.

Классификация РС в зависимости от длины.



Реально в РАС используется 6 радиодиапазонов, м, см, деци дм, волна. В системах дальней связи возможно использование также и метровых волн.

В УК-диапазоне системы используют УК или метровыми.

Иногда оптич. системами называют все системы оптич. диапазона, включая УК, иногда УК-диапазон исключают.

В антенной диаграмме могут иметь место и другие варианты системы.

Принципы измерения РЛ карриками.

В основе: $\vec{E} = \text{const}$

В изотропной среде
распр-я

$$|\vec{E}| = 3 \cdot 10^8 \frac{\text{В}}{\text{с}}$$

Вектор имеет логарифмическое напр-е

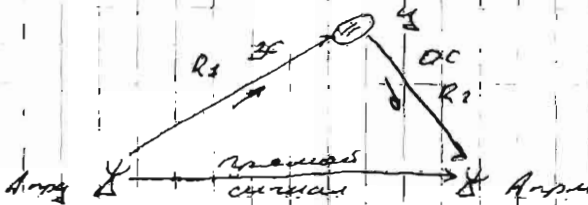
Измерение дальности.

$$\tau = \frac{R_1 + R_2}{c} (1)$$

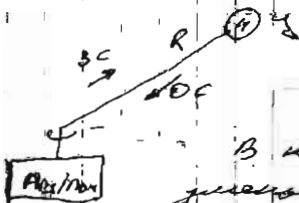
необходимо иметь синхронизированные часы

в точках Р1 и Р2

для их одновременной и прямой связи.



при известном расст. между Р1 и Р2 можно вычислить время задерживания τ - интермативный параметр.



$$R_1 = R_2 = R$$

$$\tau = \frac{2R}{c} (2)$$

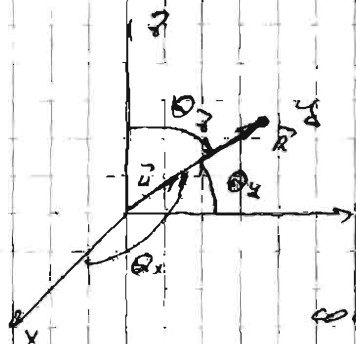
В кат-ве опорного сигнала именов. функциональная точка ЗС - опорный сигнал.

Преобразователи (2) - взаимнооднозначный параметр
ЗК - известна с малой боковой точностью.
Данный метод - метод измерения.

Интермативный параметр $\lambda \sim \tau$ из (2) \Rightarrow
РЛ карриками $\Rightarrow \lambda \sim R$

R (дальность) - называется именованной и оценочной

Принципы измерения угловых координат.



имеется декартова СК.

Вектор $R = (x, y, z)$ характеризует положение тела в данной СК.

Также показаны угловые координаты $\theta_x, \theta_y, \theta_z$, которые отсчитываются от соответствующих осей.

$R = |R|$ измеряется с помощью измерителя длины

$\rho = R \sin \theta_z$ - радиус-вектор.

Напр. - е по углу χ от единичного вектора \vec{e}_z :

$$\vec{e} = \frac{R}{|R|} \vec{e}_z$$

$$\vec{e} = (u_x, u_y, u_z)$$

$$u_x = (\vec{e}, \vec{e}_x) = 1 \cdot 1 \cdot \cos \theta_x = \cos \theta_x$$

$$\text{т.е. } u_x = \cos \theta_x \quad (x = x, y, z). \quad (5)$$

Потому напр. - е по углу можно отсчитать с помощью направляющих косинусов.

Из условия нормировки $|\vec{e}| = 1 \Rightarrow$

$$u_x^2 + u_y^2 + u_z^2 = 1 \quad (6)$$

$$u_z = \pm \sqrt{1 - u_x^2 - u_y^2} \quad (7)$$

В. РЛ системах выбирают со знаком из боковых частей - отталки.

$$u_z = \sqrt{1 - u_x^2 - u_y^2}$$

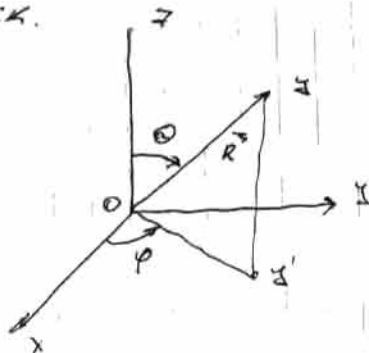
След. по углу из карты только для угловых координат.

$$\vec{R} = (R, u_x, u_y)$$

Угловыми координатами точки P будем считать (θ_x, θ_y) и (u_x, u_y) .

(u_x, u_y) используются в алгоритмах пространственной и пространственно-временной обработки.

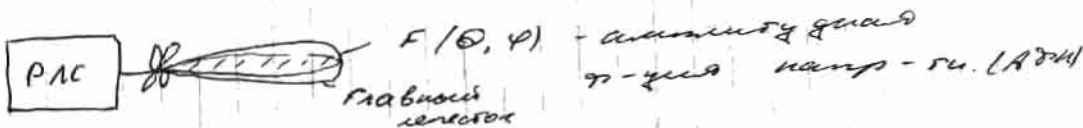
В антенных системах используются следующие СК.



$$\vec{R} = (R, \theta, \varphi) \quad (8)$$

θ - угол наклона (возвышения);
 φ - угол азимута;
 r - на z' - проекция r - на z и z' взаимноперпендикулярны z - на OXY

θ лежит в перпендикулярной xy -пл.



$F(\theta, \varphi)$ - амплитудная φ - угол напр-ти. (АФН)

В общем случае ФН - комплексная:

$$\dot{F}(\theta, \varphi) = F(\theta, \varphi) e^{i\varphi(\theta, \varphi)} \quad (9)$$

$$F(\theta, \varphi) = |\dot{F}(\theta, \varphi)| - АФН.$$

$$\varphi(\theta, \varphi) = \arg(\dot{F}(\theta, \varphi)) - \text{фаза в } x \text{ - ко системе.}$$

ФН описывается одной зависимостью и в режиме приема, и в режиме передачи. Хотя физически они различны.

В режиме передачи

$$\dot{F}(\theta, \varphi) = \frac{\dot{E}_m(\theta, \varphi)}{|E_{m \max}|}$$

$E_m(\theta, \varphi)$ - комплексная амплитуда z -ком поле, излучаемого ~~на~~ передающей антенной.

$|E_{m \max}|$ - модуль комплексной амплитуды в напр-ти максимального излучения.

Диаграмма напря-ги - графическое изображение ФН
 Гребенной линии с точки зрения излучения в
 или сконцентрирована большая часть мощности.

Такие волны используются боковые элементы
 по первому минимуму боковому элементу получают
 нуль излучения от земли
 по первому максимуму боковому элементу получают
 излучение в длину, космическое излучение

Обычно $\Delta \theta_{30\%} \approx 10^\circ$

Если (θ_0, φ_0) - напр-е максимального излучения
 $\max |E_m(\theta, \varphi)|$

$$(\theta_0, \varphi_0) = \arg \max_{(\theta, \varphi)} |E_m(\theta, \varphi)|$$

поэтому

$$F(\theta, \varphi) = \frac{E_m(\theta, \varphi)}{|E_m(\max)|} = \frac{E_m(\theta, \varphi)}{|E_m(\theta_0, \varphi_0)|} \quad (10)$$

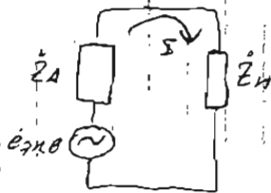
т.е. ФН F - без нормирования по максимуму
 излучения и без напр-ва излучения

$$E_m(\theta, \varphi) = \{E_m(\max)\} \cdot F(\theta, \varphi) \quad (11)$$

т.е. антенна излучает независимо

ФН приемной антенны

Китов Судет показал что приемная антенна
 может быть представлена в виде элементарной
 забивающей схемы



$$U_{ЭХВ} = k E_m F(\theta, \varphi)$$

E_m - амплитуда радиополе
 поле

каждый элемент антенны является
 многоэлементной системой (В.Ф. - Ве), ее можно
 представить в виде соединенных ЭЭХ

т.е. $U_{ЭХВ} = e(\theta, \varphi) - \gamma$ - угол излучения. угол
 θ, φ

Тождо напр-е на катушку

$$U_n = U_n(\theta, \varphi)$$

Математически РИ описывается одной зависимостью в реальные время и период.

В случае тепловой аппаратуры РИ x -здесь зависимость невозможная ФДС от фазовых времени θ, φ .

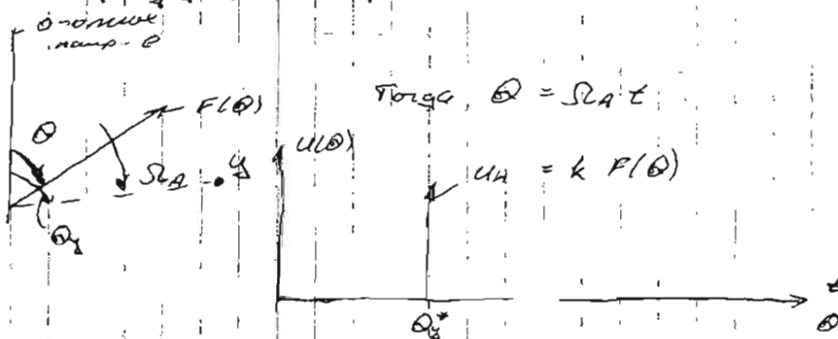
F_A - входное сопр-е антенны в реальные периоды
 F_n - нормир. сопр-е нагрузки приемника

Здесь использов. обратный (нормированное) период ФДС и сопр-ий.

т.к. современное мини-переходы представляются собой волноводные линии.

"Амплитудный метод" измерения угловых координат.

(Будет использована идеальная ЭИ. Реализация на переход. звене).



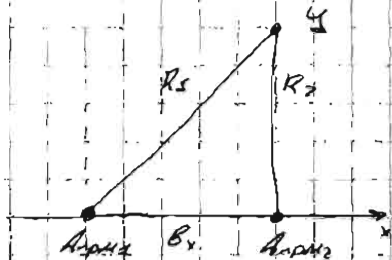
Метод показывает амплитудными условно, т.к. услов. и абсoluta. ампл. реальные сигнала, и использов. нормированное св-во антенной системы.

$$\alpha : F(\theta, \theta_x)$$

Разработай метод измерения угловых координат

илюстрируй измерение углов - азимут и вальсовый и в азимутальной системе.

Расси азимутальную систему



R_1 - база азимутальной системы

при расстоянии R_1 по φ углу

$$S_{\text{пр}}(t) = A_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (13)$$

$$S_{\text{пр}}(t) = \omega_0 t + \varphi_0 \quad (14)$$

$\varphi_1 = \frac{R_1}{c}$ (в АЗС следует различать одноименный и противоположный углы разнесения антенн)

$$\varphi_2 = \frac{R_2}{c} \quad (15)$$

Это разность фаз радиометра системы

$$S_{\text{пр},i}(t) = A_{m_i} \cos[\omega_0(t - \tau_i) + \varphi_0 + \varphi_{a_i}], \quad i = 1, 2 \quad (16)$$

φ_{a_i} - аппаратная погрешность

Положим $\varphi_{a_1} = \varphi_{a_2} = \varphi_{a_i}$, т.е. их можно учесть

$$\varphi_i(t) = \omega_0(t - \tau_i) + \varphi_0 + \varphi_{a_i} \quad (17)$$

Восхищай разность фаз между сигналами

$$\Delta\varphi = \varphi_2(t) - \varphi_1(t) = \omega_0(\tau_1 - \tau_2) = \omega_0 \frac{\Delta R}{c} = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R \quad \text{к-т фазы вальсового угла}$$

(свободной и.в.с)

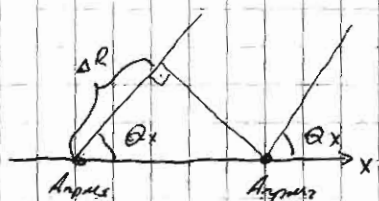
Тогда образом $\Delta\varphi = \beta \Delta R \quad (20)$

при $\Delta R = \lambda \Rightarrow \Delta\varphi = 2\pi$

т.е. измеряя разность фаз можно измерить разность расстояний

Условие, при котором разностно-дифференциальная система переходит в эволюционную:

$$R_1, R_2 \gg v_x \quad (21)$$



Тогда $\vec{R}_1 \parallel \vec{R}_2$ (22) - условие
упрощения.

Тогда разность хода лучей:

$$\Delta R = v_x \cos \theta_x \quad (23) \text{ или } \Delta R = v_x \mu_x$$

т.е. $\Delta \varphi = \beta v_x \mu_x = \beta v_x \cos \theta_x$ (24) - ф-е разового
периода.

β - относительная скорость (период - фазовый).

Для измерения фаз θ_y можно использовать аналогичную систему относительно оси Oy . Такая система может иметь 3 эл-та (в общем случае 4 - по 2 на каждую координату).

$$\text{Обычно } v_x = v_y = v.$$

Такие образцы координат \vec{r} являются:

$$\mu_x, \mu_y \quad (\mu_x, \mu_y) \text{ или } (\theta, \varphi).$$

d : $\Delta R_{x,y}$ - разность раз унитарных сигналов.

Принцип измерения разностной скорости.

Раскачка антенны амплитудно-синтезом.

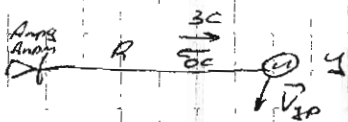
$$\text{Сигн}(t) = A_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (25) \quad (1)$$

Приближенный метод вычисления при фазовом
домеровании $\varphi = \omega_0 t$.

$$\omega_0 = 2\pi f_0$$

Будем считать, что поле радиации в процессе, содержащем 3 вида: излучение, отражение, прием.

$\vec{V}_{\text{др}}$ - скорость движения земли относительно радиостанции.



земля предполагается точечной.

$$S_{\text{при}}(t) = A(t) \cos \varphi_{\text{при}}(t) \quad (26) \quad (3)$$

В соответствии с (26) рассмотрим форму принятого сигнала в процессе отражения, излучения и приема.

$$\varphi_{\text{при}}(t) = \varphi_{\text{из}}(t - \tau) + \varphi_{\text{от}} + \varphi_{\text{ан}}$$

$\varphi_{\text{из}}$ - фаза радиации, возмущ. при отражении от земли

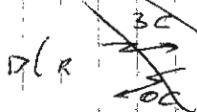
Если земля излучает из хорошо проводящей поверхности,

тогда $\varphi_{\text{от}} = \pi$

$\varphi_{\text{ан}}$ - постоянная величина.

Воспользуемся геометрией треугольника.

$A_{\text{при}}(A_{\text{ан}})$



$$\tau = \frac{2R}{c} \quad (5)$$

$$S_{\text{из}}(t) = A_{\text{из}} \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (1)$$

$$\varphi_{\text{от}}(t) = \omega_0 t + \varphi_0 \quad (2)$$

$$S_{\text{при}}(t) = A(t) \cos \varphi_{\text{при}}(t)$$

$$f_{\text{при}} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi_{\text{при}}(t)}{dt} = f_0 \quad (6)$$

$$f_{\text{при}} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi_{\text{из}}(t)}{dt} = f_0 (1 - \dot{\tau})$$

$$f_{\text{др}} \stackrel{\Delta}{=} f_{\text{при}} - f_{\text{из}} = -f_0 \dot{\tau} = -\frac{2f_0 R}{c} = -\frac{2R}{\lambda} \cdot \frac{1}{\lambda} = -\frac{c}{f_0}$$

(по (5))

т.е. в случае движущейся системы:

$$f_{\text{др}} = -\frac{2R}{\lambda} = -\frac{2V_{\text{др}}}{\lambda} \quad (8)$$

Условие для антенны

Из предыдущей главы:

- осциллографом вычисляем ток i - 50 Ом от точки земли в Земной зоне
- выбор r - 100 гомогенной r - 50 Ом для сигнала, отраж. от протяженной земли.
- измерение сигнала ЧАР как акустического сигнала с помощью микрофона.

При сдвиге (в направлении) $R < 0$

$$\frac{dR}{dt} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta R}{\Delta t} \Rightarrow F_g > 0.$$

При сдвиге наблюдается обратная картина.
 $F_g < 0$.

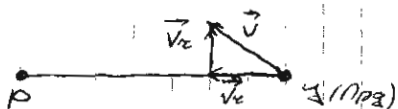
Если ток неподвижен, то $F_g = 0$.

r -ка (8) является упрощенной, т.е. при отсутствии взаимного изменения потенциалов $F_g = 0$.

Приведем без учета в начале соответствия F_g для пассивной РС.

И тем самым делаем вывод точно также как и на Земле

$$I_{\text{пр}} = \frac{I_0 (1 - \frac{v_c}{c})}{\sqrt{1 - (\frac{v}{c})^2}} \quad (9), \quad v = \sqrt{v_x^2 + v_y^2}$$

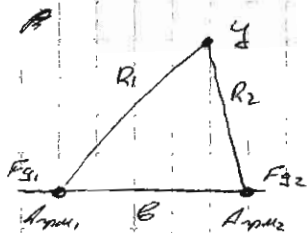


т.е. $I_{\text{пр}} \neq I_0$ даже при $v_c = 0$.

r -ка (9) - точная релятивистская соответствия для F_g . Однако при скоростях $v \ll c$ можно пренебречь

$$\lambda \sim R \Leftrightarrow \alpha = F_g.$$

Принцип измерения произвольных угловых координат.



Рассмотрим разность фазов:

$$\Delta F_g = F_{g2} - F_{g1} = -\frac{2}{\lambda} (R_2 - R_1) =$$

$$= \frac{2}{\lambda} \Delta R = \left| \Delta R = R_1 - R_2 \right| =$$

$$\Delta R = \delta_{xx}$$

$$= \frac{2}{\lambda} \delta_{xx} \quad (10) \quad \lambda = \delta_{xx} \Leftrightarrow \alpha = \Delta F_g$$

В случае точечной цели данный метод применим

В случае протяженной цели метод имеет большие методические ошибки и не используется

Можно рассмотреть ($R \dot{\theta} = \dot{r}$), но не измерять один из углов.

Соответствие между геодезическими координатами цели и соответствующими параметрами сигнала

λ	R	\dot{R}	$\theta_{x,y} / (\psi_{x,y})$ или (θ, φ)	$\dot{\theta}_{x,y}; \dot{\psi}_{x,y}$
α	Z	F_g	$F(\theta_x, \theta_y)$ (θ, φ)	ΔF_g

Разнонаправленные методы можно измерять только местоположением вектор

$$\vec{\lambda} = (R; \dot{R}; \theta_x, \theta_y, \dot{\theta}_x, \dot{\theta}_y)$$

В практической ситуации измеряют только первое четверть координаты.

В системах зчр-А и зчр смешаны аргументов
д также называется циркулярными амплитудными
разнокачественными координатами.

R - линейная координата, а соответ. набор
называется радиодиагомерами (РД),

$\Theta_{x, y}$ - разнонамен набор. (РН).

\dot{R} - измеритель диаметровых n -ти
(радиальной скорости).

Часть совокупности РД и РН называют
координатором.

Косинусная функция.

$$S_1(t) = A_{m1} \cos(\omega_1 t + \varphi_{01}) \quad (1)$$

$$S_2(t) = A_{m2} \cos(\omega_2 t + \varphi_{02}) \quad (2)$$

положим $\omega_1 < \omega_2$ (3).

$$\Omega \approx \omega_2 - \omega_1$$

предположим, что $\Omega \ll (\omega_1, \omega_2)$ - частота Билли.

$$S_z(t) = S_1(t) + S_2(t) \quad (4)$$

Для решения задачи перейдем к амплитудно-фазовым
анализам.

$$\dot{S}_z(t) = \dot{S}_1(t) + \dot{S}_2(t) \quad (5)$$

$$\dot{S}_1(t) = \dot{A}_{m1} e^{j\omega_1 t} \quad ; \quad \dot{A}_{m1} = A_{m1} e^{j\varphi_{01}}$$

$$\dot{S}_2(t) = \dot{A}_{m2} e^{j\omega_2 t} e^{j2t} \quad ; \quad \dot{A}_{m2} = A_{m2} e^{j\varphi_{02}}$$

$$\text{Получа } \dot{S}_z(t) = (\dot{A}_{m1} + \dot{A}_{m2} e^{j\Omega t}) e^{j\omega_1 t} \quad (6)$$

$$\dot{S}_z(t) = \dot{A}_z(t) e^{j\omega_s t} \quad (7)$$

$$\dot{A}_z(t) = \dot{A}_{m1} + \dot{A}_{m2} e^{j\Omega t} \quad (8)$$

$$A_z(t) = A_z(t) e^{j\varphi_z t}$$

$$\text{Тогда } S_z(t) = \text{Re}\{\dot{S}_z(t)\} = A_z(t) \cos[\omega_s t + \varphi_z(t)]$$

Переходим к графическому анализу.
 $e^{j\omega_0 t}$ - оператор вращения.

Проекция на действительную ось вектора дает аналитическое выражение.

Объясним вектор на рисунке, а $S_z(t)$ выражается комплексно по \cos в обратном направлении со скоростью ω_0 .

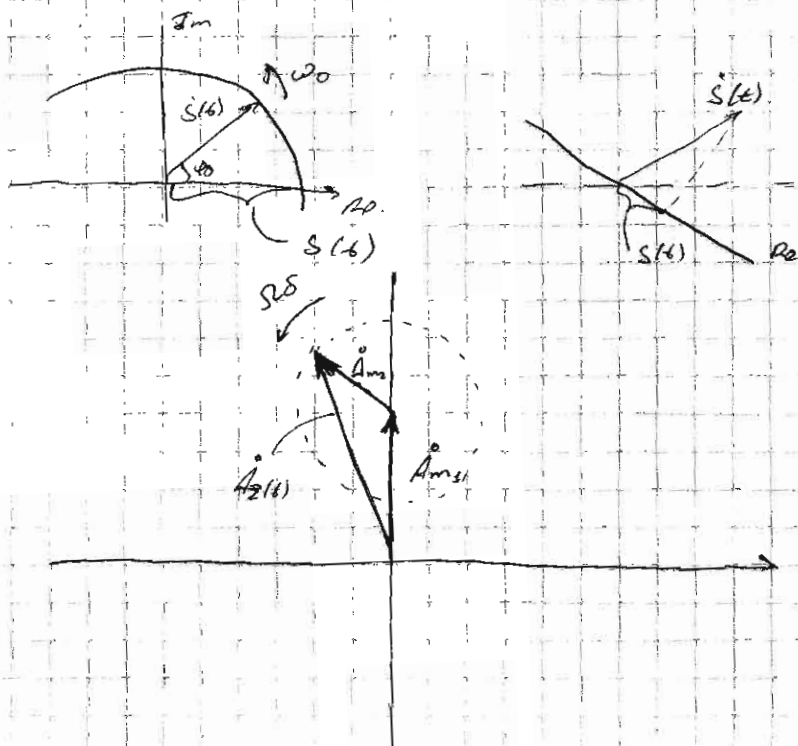
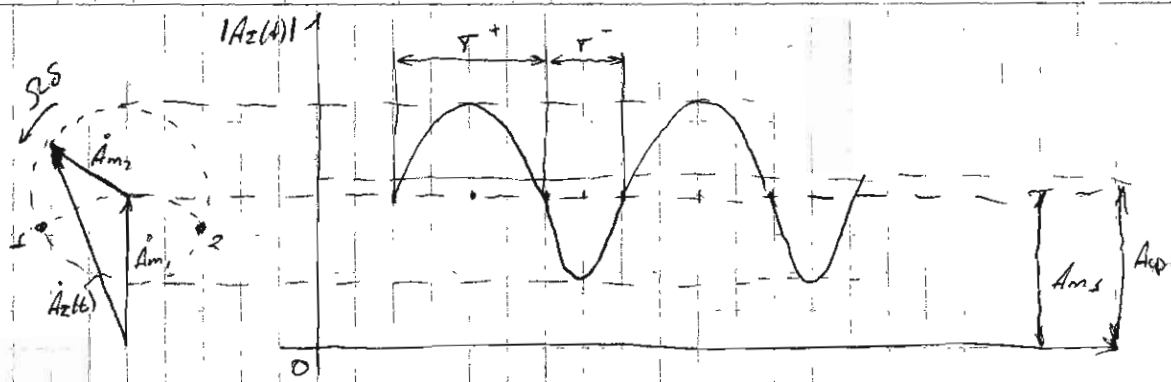


Рисунок
 $A_{m2} < A_{m1}$



Для перехода к анализу сигнала нужно провести фазовый сдвиг его через канал \$h_1\$ и вычислить его по часовой стрелке со скоростью \$\omega_1\$.

График будет периодическим с \$T_0 = \frac{2\pi}{\Omega_0}\$
 положим его начало на уровне среднего значения
 Для этого проведем из начала \$h_1\$ ось от \$0\$ до \$T_0\$

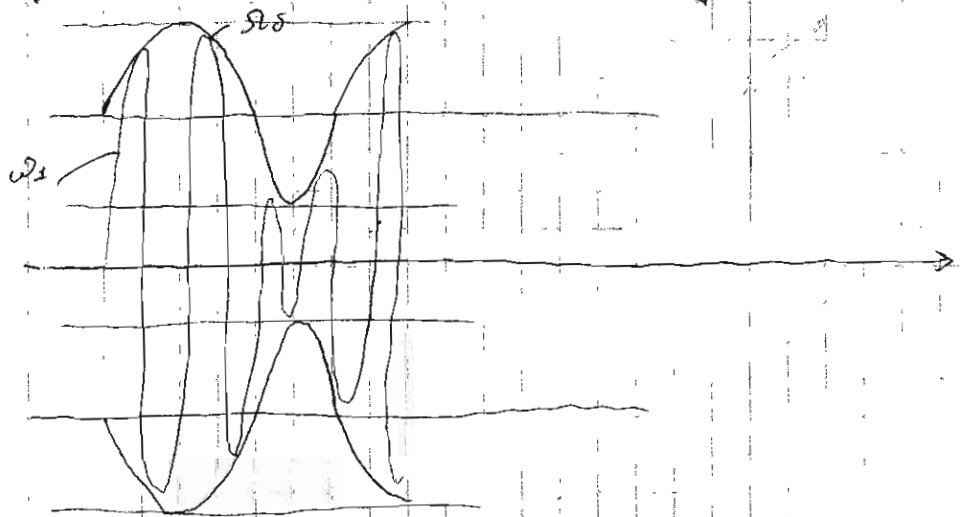
$$\text{Назовем } T^+ = \{t : A_z(t) > A_{ms}\}$$

$$T^- = \{t : A_z(t) < A_{ms}\}$$

$$T^- < T^+, \quad T^- + T^+ = T_0$$

$$A_{cp} = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} A_z(t) dt$$

(Как соотносится величина \$\varphi_z(t)\$?)



При сложении колебаний с близкими частотами результирующее колебание имеет амплитуду и фазовую скорость.

Рассм. случай $A_{m2} \ll A_{m1}$ ($\frac{A_{m2}}{A_{m1}} \ll 1$)

Тогда можно воспользоваться (8) будем иметь:

$$A_z(t) = [A_{m1} \cos \varphi_{01} + A_{m2} \cos(\Omega_2 t + \varphi_{02})] + \\ + \sqrt{[A_{m1} \sin \varphi_{01} + A_{m2} \sin(\Omega_2 t + \varphi_{02})]}$$

Можно аналогично воспользоваться (9).

$$A_z(t) = |\dot{A}_z(t)| = \sqrt{[Re \dot{A}_z(t)]^2 + [Im \dot{A}_z(t)]^2} =$$

$$= \sqrt{A_{m1}^2 + A_{m2}^2 + 2 A_{m1} A_{m2} \cos(\Omega_2 t - \Delta \varphi)} =$$

$$= A_{m1} \sqrt{1 + \left(\frac{A_{m2}}{A_{m1}}\right)^2 + 2 \frac{A_{m2}}{A_{m1}} \cos(\Omega_2 t - \Delta \varphi)} = \Delta \varphi = |\varphi_{01} - \varphi_{02}| =$$

$$= A_{m1} \left[1 + \frac{A_{m2}}{A_{m1}} \cos(\Omega_2 t - \Delta \varphi) \right]$$

$$A_z(t) = A_{m1} \left[1 + \frac{A_{m2}}{A_{m1}} \cos(\Omega_2 t - \Delta \varphi) \right]$$

$m = \frac{A_{m2}}{A_{m1}}$ - индекс модуляции ($m \ll 1$).

$$A_z(t) = A_{m1} \left[1 + m \cos(\Omega_2 t - \Delta \varphi) \right] \quad (10)$$

т.е. огибающая изменяется по гармоническому закону.

При частотной модуляции гармонический и гомофонный сигналы можно рассм. колебаниями дельты / мховать только картинку и результирующую $A_{m2} \ll A_{m1}$.

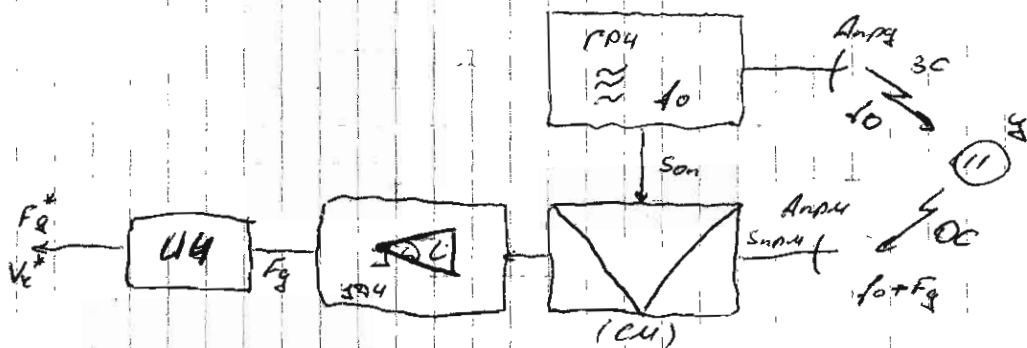
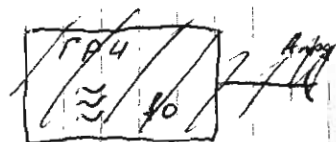


$$F_\delta = \frac{\Omega_\delta}{2\pi}$$

Рассмотрим методы измерения радиальной угловых координат.

Из принципа измерения радиальной скорости
вытекает метод.

Структурная схема измерения радиальной
скорости.



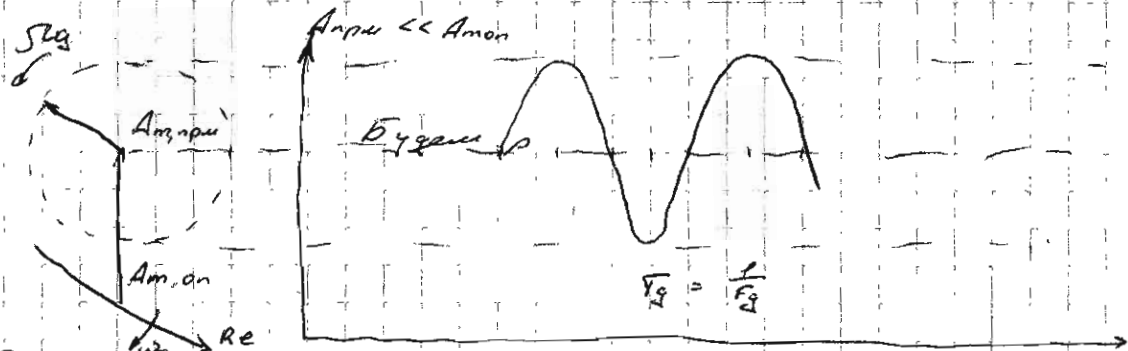
ГРЧ - генератор радиочастоты. Он формирует сигнал с ω -го f_0 - непрерывное гармоническое колебание.

СМ - смеситель, на который поступает опорный сигнал S_{0n} и принимаемый сигнал $S_{пр}$. На его выходе формируется сигнал, содержащий ω - го вида $k f_{0n} + l f_{пр}$, т.е. разностная и комбинационная ω -го.

УАЧ - усилитель затворовидной ω -го, который осуществляет затворовидную ω -го $F_0 = f_{прk} - f_{0nl}$ ($l = 1, k = -1$).

УЧ - измеритель частоты (или, частотный генератор).

F_0^* - оценка затворовидной частоты.

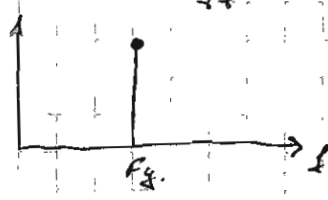


Бузмак расщепляет сигнал дальшей ланации, когда $f_{г}$ мало меняется.

$$A_{мгн} = A_{м,от} [1 + m \cos(\Omega_{г} - \varphi)]$$

Здесь $\Omega_{г}$ выполняет роль ω от синуса.

На выходе уДЧ бузмак отбрасывает ω от $f_{г}$.



Особенности:

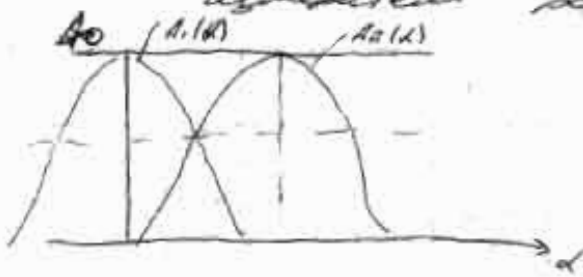
- углубление является относительно плоским (на уровне структурной схемы);
- инкубирован. к частоты - но медленным изменением ω от генератора, но требует кратковременной стабильности ($\tau = \tau = \frac{2k}{\omega}$ - время стабильности ω от ген.). Иначе возникают сбои при измерении $f_{г}$.

В данной схеме показан двухканальный вариант измерителя. В стандартных условиях применяется и одноканальный вариант прибора, однако в бытовых условиях он не применяется.

Необходимо учитывать сигнал просачивания, который может поступать по контуру с $A_{прн}$ в см, который может быть больше, чем принимаемый сигнал, который приводит к результату АМ принимаемого сигнала, что увеличивает

Важно отметить, что измерения
 из-за этого могут и могут стать некорректными.
 можно избежать.

Различная способность зондированного
 измерительной сигнальной скорости.



• Аналогично анализу
 разъем способности.

δ - минимальный параметр
 предельной амплитудной обработки
 этого сигнала.

$A_1(x)$ - амплитудная функция сигнала от первой
 ячейки.

$A_2(x)$ - от второй ячейки.

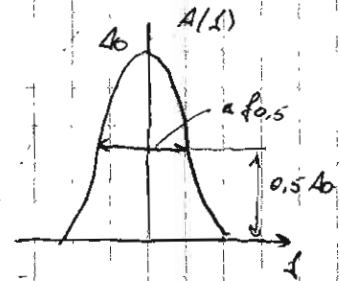
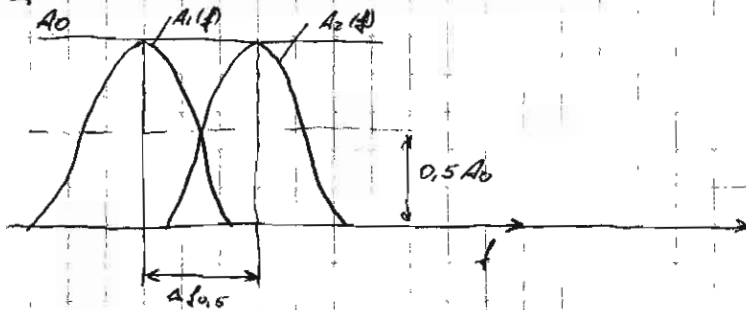


PC: $S_{\text{дл}} = \min(|d_1 - d_2|) = \delta d_0, 5$ (2) - разрешающая способ-
 ность по значению
 амплитуды параметров.

PC также совпадает с амплитудной разрешающей
 способностью и др. и 0,5.

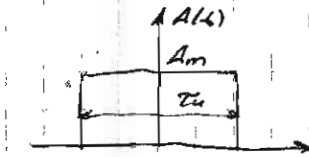
Здесь следует, что др. параметры, кроме δ , не
 от амплитуды зависят для обеих ячеек.

Рисунки расщ. кривотупино на случай
 фотировки $\psi = 50^\circ$

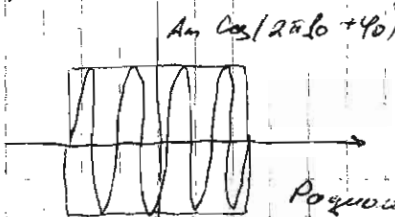


$$\delta f = \min |f_1 - f_2| = a f_{0.5}$$

Расщ. кривой случай, когда отбрасывающ 3с
 является прямоугольной

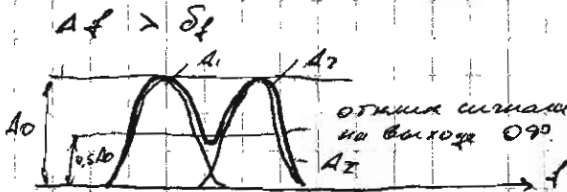


Отбрасывающ
 прямоугольн. сс
 (видеоинт. с.)



Разрешимость

$$\delta f = \frac{1,2}{\tau_m} (\lambda) - \text{разрешающая способность видеоинт. с.}$$



$$\Delta f = |f_1 - f_2|$$

т.е. в этом случае по виду откила на
 можно сделать вывод о наличии двух целей.
 (имеется две вершины от каждой цели).



Получили одну и ту же кривую на выходе ОУ.
В этом случае разномодульные цепи могут
решиться.

Исходя из п. 12) заменим п-лу, предназначенную
для измерения скорости:

$$F_g = \frac{2V_k}{\lambda}, \quad V_k = \frac{\lambda}{2} F_g (3)$$

$$\Delta V_k = \frac{\lambda}{2} \Delta F_g (4)$$

$$\Delta V_k = \frac{0,69}{2} (5) \quad \text{— для сигналов с, выходящих от датчика}$$

Из п. 12) следует, что для повышения
РС по к-те следует увеличивать длину волны
или ее частоту. Более предпочтительнее
непрерывные колебания, а не импульсные.
Также следует увеличить длину волны, т.е.
в тензочувствительных датчиках для излучения
РС волны

Точность измерения разности скоростей
должна быть измерена.

Потенциальная точность $\Delta f = \frac{1}{\lambda} \Delta \lambda$ (6)

Δf — ско

$$g^2 = \frac{P_a}{P_{in}} = \frac{2E}{\Delta \omega} \quad (7) \quad \text{— ОЦШ}$$

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A(t)^2}{2} dt \quad (8) \quad \text{— энергия сигнала}$$

$$\text{где } A(t) = |A'(t)|, \quad A^2(t) = A(t) A^*(t)$$

Чем меньше СКД, тем выше точность.

$\sigma_{\text{эф}}^2$ - эффективная мощность сигнала.

$$\sigma_{\text{эф}}^2 = \left(\frac{1}{2\pi}\right)^2 \frac{\int_{-\infty}^{\infty} A^2(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} A^2(f) df} \quad (9) \quad \text{Оно } x \text{ - это величина}$$

"различия" сигнала,
покой аналог энергии с учетом
нормировки.

Для повышения точности измерения следует увеличивать $\sigma_{\text{эф}}$, т.е. и с этой точки зрения целесообразно применять непрерывные колебания, как импульсные сигналы.

Реальная точность измерения определяется оптимально обработанной им помехой только белого шума. Если условия оптимальны от оптимальных, то применяются р. 11.

$$\sigma_{\text{г}} = \frac{k_{\text{но}}}{\sqrt{g^2} \sigma_{\text{эф}}} \quad (10)$$

$k_{\text{но}}$ - к-т оптимальности. В реальности оно $k_{\text{но}} > 1$.

Он тем больше, чем менее оптимальны условия (например, несовершенство полос, или отработка и т.д.).

Условием $F_{\text{г}} = \frac{2V_{\text{к}}}{\lambda}$ из р. 11 (10)

$$\sigma_{V_{\text{к}}} = \frac{k_{\text{но}} \cdot \lambda}{2} \sigma_{\text{г}} \quad (11) \quad \text{- теоретическая точность.}$$

$$\sigma_{V_{\text{к}}} = \frac{k_{\text{но}} \cdot \lambda \cdot k_{\text{до}}}{2 \sqrt{g^2} \sigma_{\text{эф}}} \quad (12) \quad \text{- реальная точность.}$$

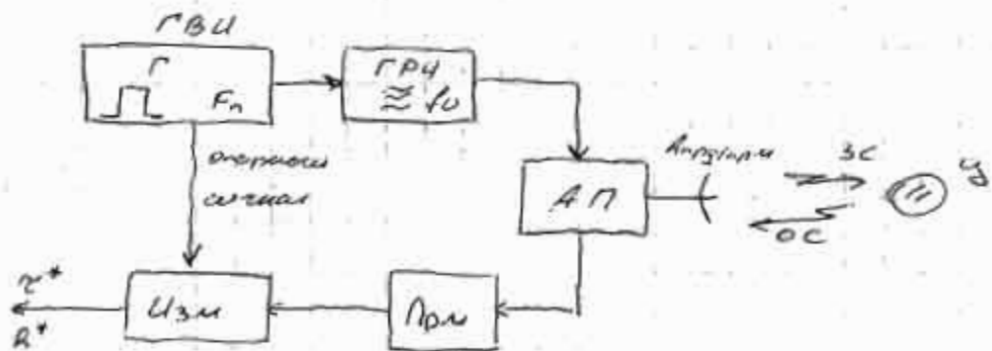
Методы измерения дальности.

Существуют три различных метода измерения

1. Временной (импульсной);
2. Частотной;
3. Разовой.

т.е. информация о дальности закодирована в различных параметрах сигнала.

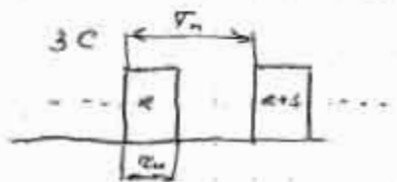
Импульсной радиодальнометр.



ГВЧ - генератор импульсов - сов.

АП - антенный преобразователь (АПЧ - приемный ключ приемника).

В данной схеме используется общая антенна на прием и передачу.



T_n - время повторения.

U_n - амплитуда импульса.

Также может использоваться с симметрич. треугольной, синусоидальной или разовой импульс.

Все эти сим-сы симметричны относительно своего максимума.



Например

$$\tau_u = 50 \text{ нс} = 50 \cdot 10^{-9} \text{ с.}$$

$$f_0 = 10 \cdot 10^9 = 10 \text{ ГГц.}$$

$$\frac{\tau_u}{T_0} = 500.$$

АП:

к ГРЧ (Гн - Гвс)



к ГРЧ (Гн - Гвс)

- распределенный
переключатель.

$$\tau = \frac{2R}{c} (1\gamma) \Rightarrow R = \frac{c}{2} \tau(1\gamma) - \text{гр - в импульсного}$$

розугозальномера.
масштабной
множитель.

Особенности импульсного РД:

1. Минимальная измеряемая дальность (мертвая зона)



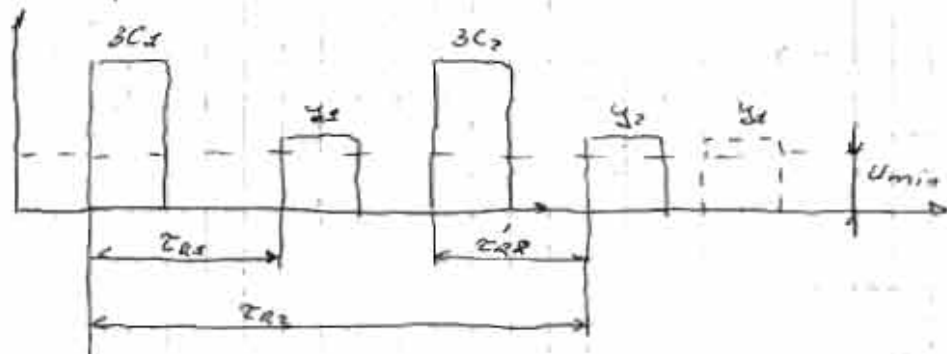
$\tau_{вс}$ - время перепада от высокого
ур-ня к низкому в гн-ном
переключателе.

$$\tau_{min} = \tau_u + \tau_{вс}$$

Тогда $R_{min} = \frac{c}{2} \tau_{min} = \frac{c}{2} (\tau_u + \tau_{вс})$ - минимальная
дальность (мертвая зона).

$$\text{Гн} \tau_u = 50 \text{ нс} \rightarrow R_{min} = \frac{3 \cdot 10^8}{2} \cdot 50 \cdot 10^{-9} = 7,5 \text{ м}$$

2. Нефазовая часть измерений.



Разность между отсчетами сигнала и часов.

Рассмотрим время задерживания сигнала максимальной задержкой

$$P_{грм} = P_{грз} Q_{грз} \frac{\sigma}{4\sigma R^2} \cdot \frac{A_{грм}}{4\sigma R^2 (3)} \quad \text{с учетом } \sigma \text{ и } R.$$

$Q_{грз}$ - ККД пропускания

R - задержка

σ - ВПР цепи (CRS)

$A_{грм}$ - РЧ мощность формирующей антенны

$$A_{грм} = \frac{\lambda^2 Q_{грм}}{4\pi} (4)$$

В 1/Р: $P_{грм} - S$

$Q_{грз} - \chi$

$P_{грм} - P_c$

$Q_{грз} - G_c$

$Q_{грм} - G_x$

$A_{грм} - A_c$

Реальная задержка приемника

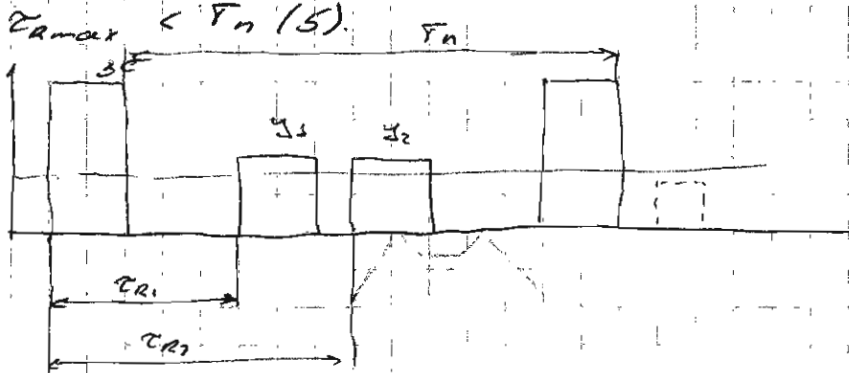
$P_{грм, \text{нр}}$ - то же самое, что и $P_{грм}$, но с учетом задержки сигнала и задержки антенны

линейного тракта гнелинко.

Если $R_{\text{прм}} \geq R_{\text{прм, min}}$, то обрат. сигнал будет иметь уровень выше U_{min} .

т.е. R_{max} определяется из энергетических соотношений.

Для соблюдения от неоднозначности получаем:



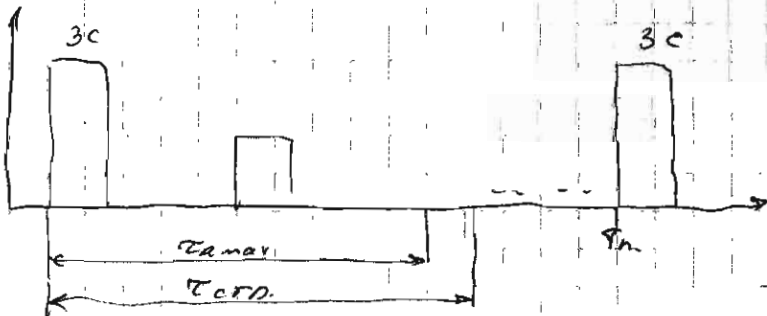
$$R_{\text{прм, min}} = K_p \cdot P_{\text{уст.}} \cdot K_D > 1$$

$$R_{\text{max}} = \sqrt{\frac{P_{\text{прм}} P_{\text{прм}} \cdot 5 \cdot A_{\text{прм}}}{P_{\text{прм, min}} \cdot 14 \cdot \pi^2}}$$

$$\tau_{\text{Rmax}} = \frac{2 R_{\text{max}}}{c} < T_n$$

при $F_n = 10 \text{ кГц}$ $R_{\text{max}} \gg$ реально измеренная.

т.е. в СБЛ данное требование выполняется.



при последующ. переходе применяем обратный метод на время отработки: $\tau_{\text{Rmax}} \leq \tau_{\text{ср}} \leq T_n$

3. Разрешающая способность.

по времени запаздывания

$$\delta\tau = \tau_{0.5}$$

число

Прямая ЗС, тогда АКФ имеет вид:

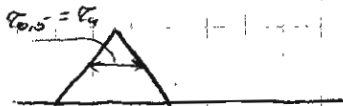


$$\delta\tau = \min|\tau_3 - \tau_2|$$



при $\Delta\tau > \delta\tau$:

$$\text{Обозначим } \Delta\tau = |\tau_3 - \tau_2|$$



- отклик имеет две вершины

при $\Delta\tau < \delta\tau$



- одна вершина, чем перекрывается по дальности.

при прямоугольном ЗС: $\delta\tau = \tau_0$.

4. Точность амплитудного РД.

Резонансная точность:

$$\delta\tau = \frac{1}{\sqrt{S^2} \text{ПРД}} \quad (6)$$

ПРД - эквивалентная ширина спектра.

$$\text{ПРД}^2 = (2\pi)^2 \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 S^2(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} S^2(f) df} \quad (7)$$

$S(f)$ - спектр ожидающей ЗС.

$$S(f) = \mathcal{F}\{A(f)\}$$

$\Pi_{\text{ЭФ}}$ - x - берет "разнообразие" спектра сигнала относительно частот. Чем оно больше, тем больше $\Pi_{\text{ЭФ}}$.

$\Pi_{\text{ЭФ}} \sim \Pi$ (паруса спектра по уровню).

Зависимость зависит от формы ЗС и уровня.

$$\Pi = \frac{B}{T_{\text{ш}}} ; B - \text{База сигнала.}$$

B зависит от B сигнала. Зависит от провала и сложения.

$$B = 1 - \text{простой сигнал; } \Pi = \frac{1}{T_{\text{ш}}}$$

$B \gg 1$ - сложный сигнал.

Для увеличения $\Pi_{\text{ЭФ}}$ необходимо уменьшить $T_{\text{ш}}$.

$$\text{При простом сигнале } B = 1 \quad \sigma_{\text{Э}} = \frac{T_{\text{ш}}}{\sqrt{2}}$$

При очень сложном сигнале имеется возможность увеличения базы.

При неотриманной обработке

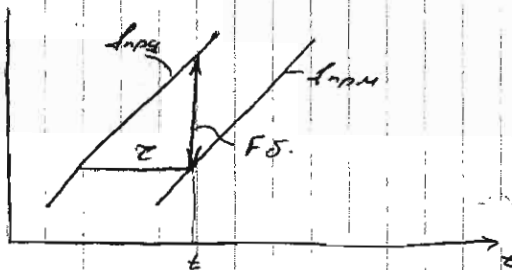
$$\sigma_{\text{Э}} = \frac{k_{\text{НО}}}{\sqrt{2} \cdot \Pi_{\text{ЭФ}}} \quad (8)$$

$$\text{т.к. } R = \frac{c}{2} \tau, \quad \tau_0$$

$$\sigma_{\text{Э}} = \frac{c k_{\text{НО}}}{2 \sqrt{2} \cdot \Pi_{\text{ЭФ}}} \cdot \frac{c}{2} \sigma_{\text{Э}} \quad (9) \quad \text{— потенциальная точность}$$

$$\sigma_{\text{Э}} = \frac{c k_{\text{НО}}}{2 \sqrt{2} \cdot \Pi_{\text{ЭФ}}} \quad (10) \quad \text{— реальная точность.}$$

Частотной РЭ.



$$f_{max}(t) = f_0 + \mu t, \quad \mu > 0, \quad 0 < z < t$$

$$f_{min}(t) = f_{max}(t - z) = f_0 + \mu(t - z)$$

$$FS = |f_{max} - f_{min}|$$

$$FS = \mu \cdot z = \mu \cdot \frac{2R}{c}$$

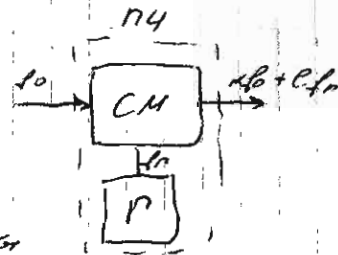
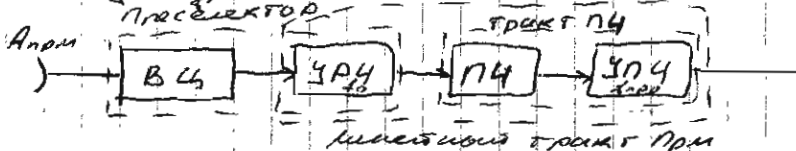
т.е. зр - с частотной РЭ:

$$R = \frac{c}{2\mu} FS \quad (13)$$

настройка
к-т.

Схема 1.

Структурная схема ВЧ каскада РЛ приемника.



- ВЧ - входная цепь
- УРЧ - усилитель радиочастоты
- ПЧ - преобразователь Ч-ГЧ
- УПЧ - усилитель промежуточной Ч-ГЧ

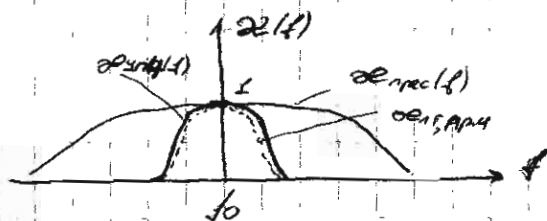
ВЧ также входит в линейный тракт ПЧ, но в ПЧ она выделяется в отдельное устройство, во, т.к. она представляет собой пассивный четырех полюсник.

В РА системах ВЧ подается собой линия передачи волноводного типа, связь Антенны и ЗРЧ. Прием в нас входит антенный переключатель

Хотя по принципу действия РА является устройством нелинейным ч-в вол, но принципиально это идеальным линейным, который с учетом действия ЗРЧ, переносит спектр сигнала и шума без искажений с частотой f_0 на χ -ву $f_{\text{пр}}$ - наименьшее значение граничных частот χ -ву.

Т.е. линейный тракт не обрабатывает спектр принимаемых сигналов.

Обычно $f_{\text{пр}} = f_0 - f_{\text{н}}$.



(f_0 и $f_{\text{пр}}$ совмещены).

Основное усиление и фильтрация производится в ЗРЧ.

$$K_{\text{пр, пр}} = K_{\text{прес}}(f) K_{\text{упр}}(f)$$

Усиление в тракте составляет значения $10^5 \cdot 10^4$, наибольшее усиление происходит в ЗРЧ.

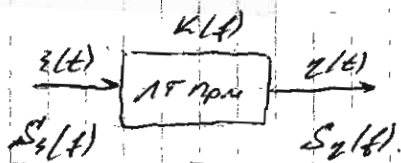
Т.е. линейный тракт при является узкополосной системой, т.е. при χ - условие вынужденной (частотной) узкополосности.

$$K_{\text{прес}}(f) = \frac{K_{\text{прес}}(f)}{K_{\text{прес}}(f_0)} \text{ - нормиро-}$$

ванная
АЧХ
про сигналоры

$$K_{\text{прес}}(f) = |K_{\text{прес}}(f)|$$

Освободиться от помехи делю сигнала через узкополосную систему.



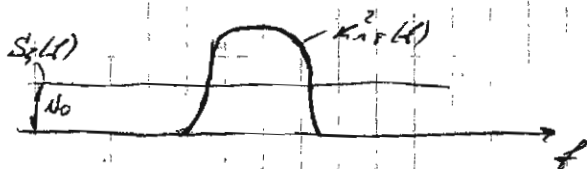
$S_z(f)$ - СП на входе линейной системы.

$z(t)$ - СП на выходе линейной системы.

$K(f)$ - АЧХ линейного тракта.

$$S_z(f) = K^2(f) \cdot S_z(f) \quad (1)$$

Пусть $S_z(f) = N_0$ (2)



Спектральная пл-сть мощности СП на выходе будет по форме иметь вид $K^2(f)$ с гачностью до $\omega \ll \omega_0$.

$$S_z(f) = N_0 \cdot K^2(f) \quad (3)$$

т. е. процесс на выходе линейного тракта имеет узкополосный СП.

Тогда сигнал на выходе ЛФ:

$$u(t) = V(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] \quad (4)$$

квазигармоничный сигнал (узкополосный СП)

$u(t)$, $\varphi(t)$ - СП, причем $\varphi(t)$ медленно меняющаяся π -фазы по сравнению с $\cos \omega_0 t$, $\omega_0 = 2\pi f_0$.

$$\text{ЛФ при } \ll \omega_0 \quad (5)$$

Интервальное представление системы можно считать входной СП, т.е. если на входе СП с распределением по амплитуде отличным от гауссовского, то на выходе выпадет только гауссовскому распределению.

Возьмем выходы: $U_k = u(t_k)$, $k = 1, 2, \dots$



$\Delta t \geq T_k$,
 T_k - время корреляции
 выходящего СП.

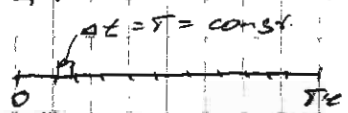
Когда выходы U_k некоррелированы, а T_k СП - гауссовскими, то U_k независимы.

$P(U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{U^2}{2\sigma^2}\right)$, причем $E\{y(t)\} = 0$, $E\{z(t)\} = 0$.

Запишем оценку дисперсии:

$$(\sigma^*)^2 = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n U_k^2 \quad (7)$$

Будем рассматривать реализацию на интервале $0 \dots T_k$.



$n = \frac{T_k}{\Delta t}$ - число отсчетов.

С учетом этого получим

$$(\sigma^*)^2 = \frac{1}{T_k} \sum_{k=1}^n U_k^2 \Delta t \quad (8)$$

Пусть $\Delta t \rightarrow 0$ ($n \rightarrow \infty$), тогда \sum из (8) имеет вид:

$$(\sigma^*)^2 = \frac{1}{T_k} \int_0^{T_k} U^2(t) dt \quad (9)$$

- случайная величина.

Если $S(t)$ - детерминированный процесс с $T_{\text{пер}}$ процесс $(S(t) = A_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0))$, тогда $T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}$, то

$$A^2 = \frac{1}{T_k} \int_0^{T_k} S^2(t) dt \quad (10)$$

- средняя мощность сигнала

Тогда $\frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} u^2(t) dt = (u^*)^2$
 где $T_c \gg T_0 = \frac{2\pi}{\omega}$

Если процесс эргодический, то:

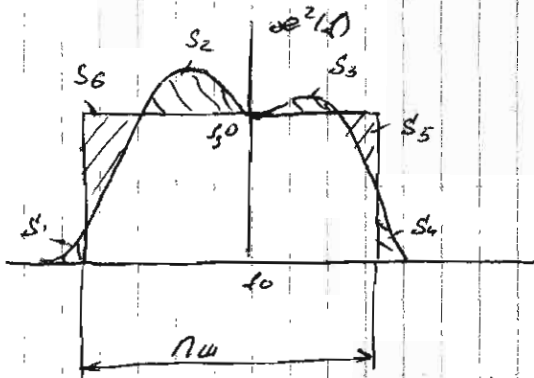
$$\lim_{T_c \rightarrow \infty} \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} u^2(t) dt = E\{u^2(t)\},$$

т. е. $\lim_{T_c \rightarrow \infty} (u^*)^2 = u^2 = E\{u^2(t)\}$.

т. е. $\sigma^2 = u^2$ и $u^2 = \sigma^2 = P_n$ - мощность СЛ.

(В результате это дает понятие эквивалентной амплитуды электрического сигнала).
 Можно ли это выражение применить для неэргодических процессов?

Понятие эквивалентной амплитуды мощности.



$$S_1 + S_2 + S_3 + S_4 = S_5 + S_6.$$

$$\sigma^2 = P_2 = R(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S_2(f) df =$$

$$= K_0 \int_{-\infty}^{\infty} K^2(f) df - \text{т. е.}$$

Винера - Хинчина.

$$u^2(t) = \frac{K(t)}{K_0} |K_0 = K(t)| - \text{нормированная АЧХ.}$$

Тогда:

$$\sigma^2 = K_0 K_0^2 \int_{-\infty}^{\infty} u^2(f) df (f)$$

т. е. мощность СЛ не зависит от частоты АЧХ, она зависит только от площади под кривой.

Для пропускания шумов св-в ω в с разнми с-
ми $K(f)$ вводят понятие шумовой мощности:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \omega^2(f) df = \omega^2(f_0) \cdot \Delta f = P_{ш} = P_{ш} \cdot (12)$$

Она используется только в вычислениях, свя-
занных с шумами.

Если УПЧ содержит 3 и более каскадов
(АЧХ близка к прямоугольной), то

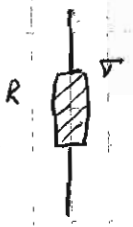
$$P_{ш} \approx P_{ш} \cdot n$$

$P_{ш}$ - мощность АЧХ по УР-но и.

Семипард

Помехи внутренних шумов
радио-технических устройств.

Тепловые шумы в резисторах, катушках
и при этом в них с различной проводимостью



Тепловой шум связан с хаотич. движе-
нием носителей заряда при воздействии
температуры.
R - шумящий резистор.

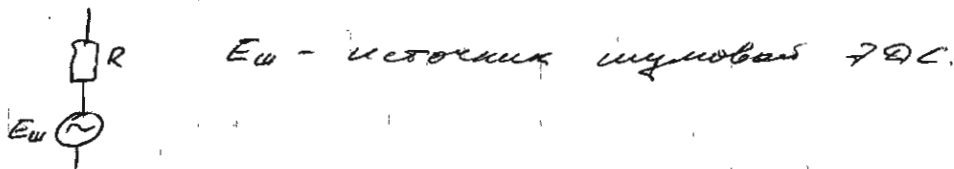
В отрезке длиной Δf шумная мощность
выражается в Вт с $N_0 = 4kTR$ (13)

Движение свободных зарядов по закону ген-
ературы образует шум электрические цепи,
которые создают на актив. сопротивлении резис-
тора шумовую напря-е.

$$k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{Дж}{К}$$

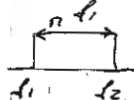
Р-но (15) справедливы для частот $10^{11} \dots 10^{12}$ Гц,
т.е. оно применимо повсюду во всем
радиодиапазоне.

Шумовому резистору соотв. следующая эквивалентная схема.



т.к. $N_0 = 4 kTR$, то:

$$P_{ш} = E_{ш}^2 = \int_{f_1}^{f_2} S(f) df = N_0 \int_{f_1}^{f_2} df = N_0 \Delta f$$



т.е. $E_{ш}^2 = 4 kTR \Delta f$ (2) -

квадрат действующей шумовой ЭДС через полосу пропускания и зависит от температуры и номинала соот-я.

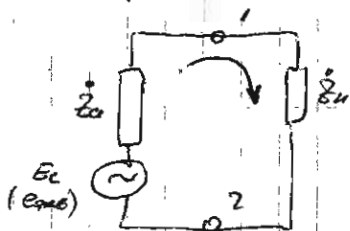
(В шр $N = N_{ш}$ - шумовая полоса на выходе приемника).

Внешние шумы радиоприемных устройств.

Внешние шумы - естественные шумы, действующие антенны на входе антенны (космические, шумов балки, атмосферные, шум от пов-ти Земли, технологические помехи).

Все эти шумы складываются шумами антенны,

представил антенну эквив. схемой

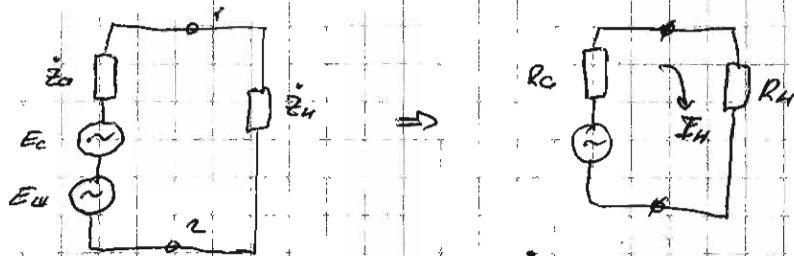


Z_c - входное соот-е антенны в режиме приема.

Z_n - соот-е на грузки.

E_c - шумовый сигнал.

При описании шумовых в-в следует учитывать также только амплитудные комп-я, тогда шумов. схема имеет вид:



$$R_H = R_0 Z_H$$

$$R_0 = R_0 Z_0$$

Все внешние шумы сосредотачиваются комп-ю R_0 , которая по мере роста темп. T_0 - равнов. шумовая характеристика антенны. Тогда:

$$E_u^2 = 4 k T_0 R_0 \Pi(3)$$

$$R_0 = R_z + R_n \quad (4)$$

R_z - комп-е излучения

R_n - комп-е тепловых потерь.

$R_n \ll R_z$, поэтому $R_0 \approx R_z$.

Существуют методы расчета темп. антенны T_0 , которая определяется величиной всех внешних шумов ее окружающей среде.

Возможна задача расчета T_0 по известной схеме:

$$I_H = \frac{E_u}{Z_0 + Z_H}$$

Активная потребляемая мощность в R_H :

$$P_{RH} = |I_H|^2 R_H = \frac{E_u^2 R_H}{|Z_0 + Z_H|^2} = k T_0 \Pi \frac{4 R_0 R_H}{|Z_0 + Z_H|^2}$$

$$Z_0 = \frac{4 R_0 R_H}{|Z_0 + Z_H|^2} = \begin{cases} 1, & Z_H = Z_0 \\ < 1, & Z_H \neq Z_0 \end{cases} \quad (5) \quad \text{к-т согласования.}$$

Исходные соотношения:

$$\begin{aligned} X_0 &= \text{Im } Z_0 & X_H + X_0 &= 0 \\ X_H &= \text{Im } Z_H & R_H &= R_0 \end{aligned}$$

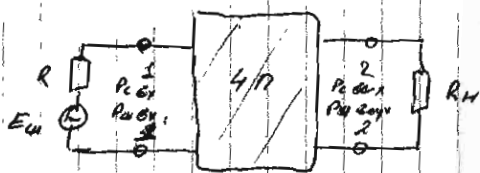
Тогда $P_{\text{д.н.}} = k T_0 \Pi \quad (6)$

При согласованной нагрузке:

$$P_{\text{д.н.}} = k T_0 \Pi \quad (7)$$

Необходима разработка алгоритмов расчета ВЦ и АТ. Входная цепь и усилитель, входящие в линейный граф однополюсного четырехполюсника

Для активных и пассивных цепей используются следующие расчетная схема:



Если на входе расчет сигнала, то: $E_{\text{ш}} = E_{\text{ш0}}$
 $R = R_0$

Для описания шумовых св-в 4П используется фактор шума (ФШ)

$$F_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{свх}}}{P_{\text{свх0}}} \quad (8), \quad F_{\text{ш}} \geq 1$$

$F_{\text{ш}} \geq 1$

k_p - коэффициент передачи 4П по мощности.

$$F_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{свх1}}/P_{\text{свх2}}}{P_{\text{свх0}}/P_{\text{свх2}}} = \frac{P_{\text{свх1}}}{k_p P_{\text{свх0}}} \quad (9)$$

$$P_{\text{свх0}} = k_p P_{\text{свх}} + P_{\text{ш входе}} \quad (10)$$

Тогда:

$$F_{ш} = 1 + \frac{P_{ш \cos \delta}}{K_p P_{вх}} \quad (11)$$

$F_{ш}$ можно измерить экспериментально, путем:

- ЧП считаясь согласованным с генератором, т.е.

$$P_{вх} = k_{гп} \quad (\text{см. } \text{ф. 10})$$

$$F_{ш} = 1 + \frac{P_{ш \cos \delta}}{K_p k_{гп}} \quad (12)$$

недостатком этой $F_{ш}$ является зависимость от температуры T .

Положим $T_0 = 290 \text{ K}$ - стандартная температура окружающей среды.

$$F_{ш} = 1 + \frac{P_{ш \cos \delta}}{K_p k_{T_0}} \quad (13)$$

$P_{ш \cos \delta} = (F_{ш} - 1) K_p k_{T_0}$ (14) - позволяет вычислить коэффициент шума ЧП для активной и пассивной ЧП.

но в случае пассивного ЧП:

$$F_{ш} = 1 + \frac{T_{ш}}{T_0} (L_{чп} - 1)$$

$T_{ш}$ - физическая температура ВЧ-шумника (температура ВЧ).

$L_{чп}$ - потери в пассивном ЧП.

$$L = \frac{1}{2}, 2 - \text{к.т.д.}$$

$$L_{чп} = \frac{1}{K_p} = \frac{P_{вх}}{P_{ш}} \quad , \quad K_p = \frac{P_{ш}}{P_{вх}} = L \quad \text{для пассивного ЧП.}$$

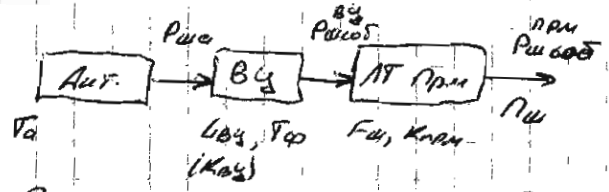
Для пассивной $F_{ш}$ можно понизить $T_{ш}$,

Если $T_{ш} = T_0$, то: $F_{ш}^{пчп} = L_{чп} = \frac{1}{L}$.

Вычислим собственную шум в ПЧП:

$$P_{ш.обс}^{ПЧП} = T_{эф} K_{ш.ПЧП} k (L_{ш.ПЧП} - 1) \Pi \quad (15)$$

Вычисление шумов на выходе шлейфового тракта приемника:



Решет шум преобразуем в потери Пш.

$$P_{ш.в} = k T_{эф} \Pi_{ш}$$

- $L_{ВЧ}$ - потери во входной цепи.
- $T_{ш}$ - шумовый темп ВЧ.

$$K_{ш.ВЧ} = \frac{1}{L_{ВЧ}} \quad (16) \text{ - к-т передачи по мощности ВЧ.}$$

$P_{ш.обс}^{ВЧ}$ - обсев. шум на выходе ВЧ.

Найдем суммарный шум на выходе шлейфового тракта.

На выходе имеет свою температуру:

$$P_{\text{ш.вых}} = P_{\text{ш.вх}} \cdot K_{\text{вз}} \cdot K_{\text{прм}} + P_{\text{ш.вх}} \cdot K_{\text{прм}} + P_{\text{ш.вх}}^{\text{прм}} \quad (17)$$

$$P_{\text{ш.вх}} = k T_0 P_{\text{ш}}$$

$$P_{\text{ш.вх}}^{\text{вз}} = k T_0 (U_{\text{вз}} - 1) P_{\text{ш}} K_{\text{вз}} \quad (U_{\text{вз}} \gg 1) \quad K_{\text{прм}} \rightarrow K_{\text{вз}}$$

$$P_{\text{ш.вх}}^{\text{прм}} = k T_0 (F_{\text{ш}}^{\text{прм}} - 1) P_{\text{ш}} K_{\text{прм}}$$

Тогда:

$$P_{\text{ш.вых}} = k P_{\text{ш}} K_{\text{вз}} K_{\text{прм}} \left[T_0 + T_0 (U_{\text{вз}} - 1) + T_0 (F_{\text{ш}}^{\text{прм}} - 1) \frac{1}{K_{\text{вз}}} \right] \quad (18)$$

$$\text{Обозначим } T_S = T_0 + T_0 (U_{\text{вз}} - 1) + T_0 (F_{\text{ш}}^{\text{прм}} - 1) \frac{1}{K_{\text{вз}}} \quad (19)$$

- *эквивалентная шумовая температура системы (малая эквивалентная шумовая температура).*

$$T_{\text{вз}} = T_0 (U_{\text{вз}} - 1) \quad - \text{зав. шумовая температура ВЧ}$$

$$T_{\text{прм}} = T_0 (F_{\text{ш}}^{\text{прм}} - 1) \quad - \text{зав. шумовая температура ПРМ.}$$

$$\text{т.е. } T_S = T_0 + T_{\text{вз}} + T_{\text{прм}} U_{\text{вз}} \quad (20)$$

Таким образом:

$$P_{\text{ш.вых}} = P_{\text{ш.з}} = k T_S P_{\text{ш}} \cdot K_{\text{вз}} \cdot K_{\text{прм}} \quad (21)$$

$k - \text{т.е. } k T_S P_{\text{ш}}$ можно считать входным уровнем сигнала на в. темп. T_S . Тогда шум в усилителе можно не учитывать.

Воскресим ОСЧ на выходе мнимого сигнала:

$$g^2 = \frac{P_{\text{свн}}}{P_{\text{вн}}} = \frac{K_{\text{вз}} K_{\text{пр}} P_{\text{свн}}}{K_{\text{вз}} K_{\text{пр}} K_{\text{ТЗ}} P_{\text{вн}}} = \frac{P_{\text{свн}}}{K_{\text{ТЗ}} P_{\text{вн}}} \quad (22)$$

Применяя эту схему можно рассчитать коэффициент, или коэффициент воздействия.

Для расчета $K_{\text{пр}}$:

$$P_{\text{пр}} m_0 = K_{\text{пр}} K_{\text{ТЗ}} P_{\text{вн}}$$

$K_{\text{пр}}$ - д-т разлитности; $K_{\text{пр}} > 1$

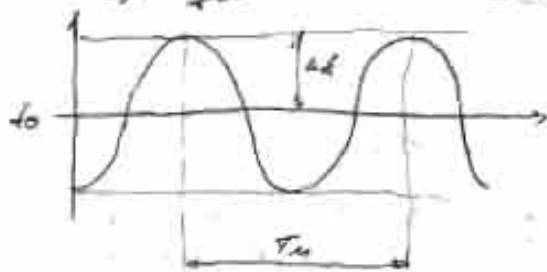
(В д-т $K_{\text{пр}}$ называется, д-том обнуления емости).

Лекция 9.

$B = 2\pi F_0(t)$ - π -е излучения частотного диапазона.

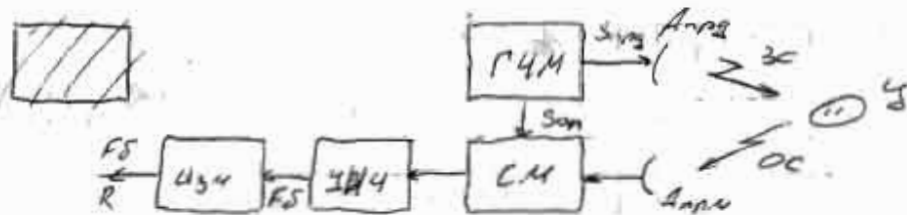
(Необходимо рассмотреть значения для частоты Бланка).

На графике используется частотная характеристика с периодическими повторениями:



$2f$ - частота повторения
двух циклов частоты.

$$T_m = \frac{1}{f_m} = \text{период повторения}$$



ГЧМ - генератор ЧМ колебаний

УНЧ - усилитель НЧ. Имеет выходы колебаний с (FS)

УЗЧ - измеритель измерит значение FS.

Здесь возможно преимущество из-за много-
уровневой цепи возбуждений и различных возни-
кающая способность.

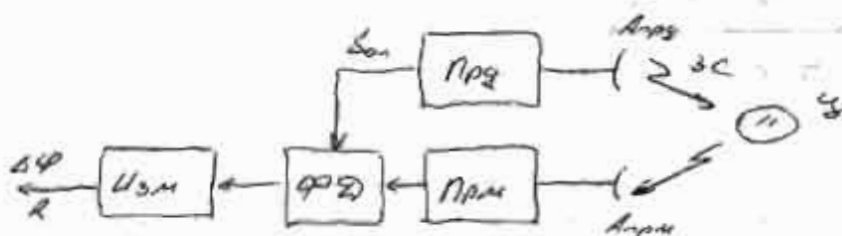
Рассмотрим поведение системы точного измерения

$$\sigma_F = \frac{1}{\sqrt{2}} T_{\text{ФП}}(2) \text{ для равновесного случая следует умножить на } \sqrt{2}$$

Наибольшей точностью обладают цифровые системы

Затем с точностью оценки долготы.

Разность фазовых разнесения



$$S_{отс}(t) = A_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

$$S_{прп}(t) = A_{прп} \cos[\omega_0(t - \tau) + \varphi_{изм} + \varphi_{отс} + \varphi_0]$$

$$\varphi_{отс}(t) = \omega_0 t + \varphi_0 \quad (1)$$

$$\varphi_{прп}(t) = \omega_0(t - \tau) + \varphi_{изм} + \varphi_{отс} \quad (2)$$

$$\Delta\varphi = \varphi_{отс}(t) - \varphi_{прп}(t) = \omega_0 \tau - \varphi_{изм} - \varphi_{отс} \quad (3), \quad \tau = \frac{2z}{c} \text{ - время захода сигнала}$$

$\varphi_{изм}$ - измеренная фаза, величина известна.

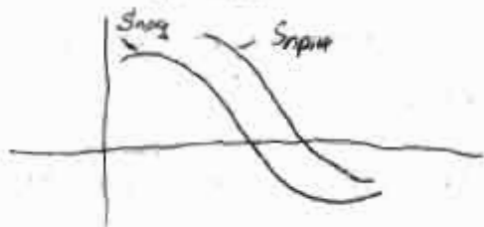
$\varphi_{отс}$ - антирадарная фаза сигнала.

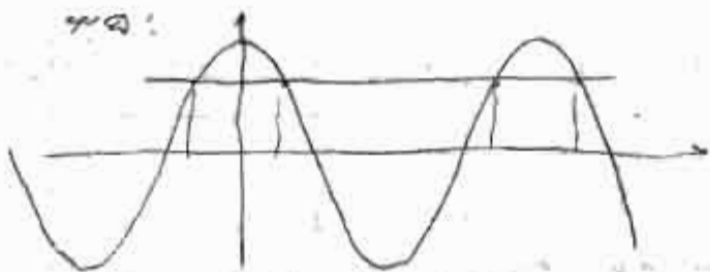
$\varphi_{изм}$ - известная величина, а $\varphi_{отс}$ может быть измерено, поэтому они могут сокращаться, тогда:

$$\Delta\varphi = \omega_0 \tau = \frac{4\pi}{\lambda} R$$

Тогда R - это разность фазовых разнесения:

$$R = \frac{\lambda}{4\pi} \Delta\varphi \quad (4)$$





- координатная ось φ .

$$U_{\text{ср}} = A_{\text{ср}} \cos(\Delta \varphi)$$

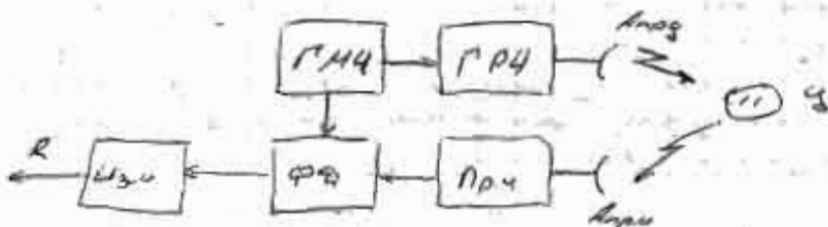
Интервал отрезка φ измерения: $0 \leq \varphi_{\text{ср}} \leq 2\pi$

$$\frac{\varphi}{\omega} \quad 0 < \frac{65}{\lambda} \varphi_{\text{ср}} \leq 2\pi$$

$$\varphi_{\text{ср}} \leq \frac{\lambda}{2} \quad \text{где } \lambda = 3 \text{ см, } \varphi_{\text{ср}} = 1,5 \text{ см}})$$

Т.е. использование $\varphi_{\text{ср}}$ неопределяется на различий частоте - тактически нецелесообразно.

Рассмотрим следующую структурную схему:



ГМЧ - генератор микроволновой τ -той

РЧ - генератор радио τ -той

$$\varphi_{\text{ср}}(t) = \Omega_{\text{ср}} t + \varphi_0 \quad (5)$$

$$\varphi_{\text{пр}}(t) = \Omega_{\text{пр}}(t - \tau) + \varphi_3 + \varphi_{\text{ан}} + \varphi_0 \quad (6)$$

(На практике используются манжеты с τ -той биений и модуляцией).

Поэтому ток в цепи с учетом емкости будет:

$$\Delta \varphi = \frac{I \Delta L R}{c} \quad (7)$$

Тогда ток в генераторе РД имеет вид:

$$R = \frac{c}{2 \Omega L} \Delta \varphi \quad (8)$$

Если ток в цепи РД задан значением R_{max} ,

$$\Delta \varphi_{огр} = 2 \Omega L R_{max}$$

$$F_M = \frac{c}{2 R_{max}} \quad (9)$$

Но учтем,

$$СДЛ : R_{max} = 150 \text{ мОм}$$

$$; F_M = 1 \text{ МГц}$$

$$СБЛ : R_{max} = 150 \text{ н}$$

$$; F_M = 1 \text{ МГц}$$

РД не обладает регулирующей способностью по дальности, т.е. они не в состоянии различать по дальности фл или дальность, определенную поворотом. Они измеряют разст. по некоторой фиксированной цепи, положение которой представляет собой их центр помехи.

Ток в цепи РД:

$$\Delta \varphi = \frac{2 \Omega L R}{c} \quad (1)$$

$$\sigma_R = \frac{K_{но}}{\sqrt{f}} \quad (2)$$

показатель помехового
устойчивости.

Тогда:

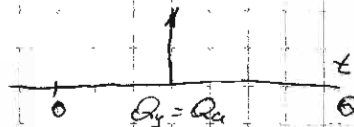
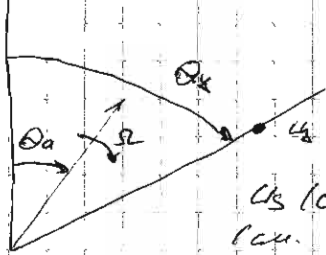
$$\sigma_R = \frac{c}{2 \Omega L} \sigma \varphi \quad (3)$$

$$\sigma_R = \frac{K_{но} c}{2 \Omega L \sqrt{f}} \quad (4)$$

Методы измерения угловых координат

Есть "вычислительные" методы измерения.

Опорное напр. e

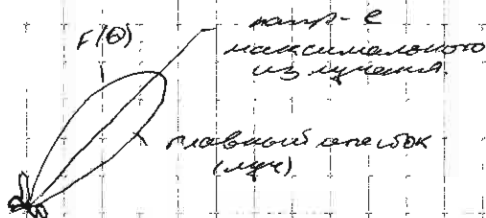


$$U_x(\theta) = e^{j\theta} = k E_m \cdot F(\theta) / S$$

(см. выше зав. между $A_{\text{дн}}$ антенны).

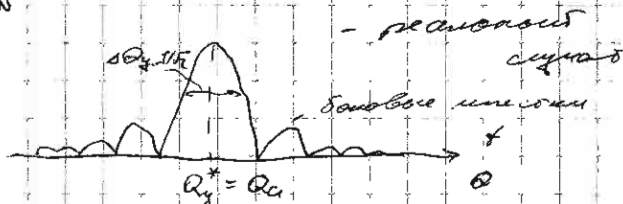
E_m - амплитуда падающей волны в отр-зи при ант.
 $F(\theta)$ - ант. η -числ направленности при антенне.

Здесь рассматривается идеализированный случай излучения (картинчатой) антенны. В реальных случаях ант. не осуще-ствлены.



В η -ле (2)
 $E_m = \text{const. по } \theta$

Тогда $U_x(\theta) \sim F(\theta)$.



При переходе от идеальной ант. к реальной возник-ают проблемы - наличие боковых лепестков e , главный лепесток расширяется

$$\Delta \theta_{\frac{1}{2}} = \frac{1}{L/\lambda} \quad (2)$$

, т.е. для уменьшения ант. следует увеличивать размеры антенны, которые обычно ограничены.

Поэтому уменьшается разрешающая способность и точность измерения угловых координат.