

Модели сигналов

форма объекта - линейные сигналы по  $t$ -плоскости  
или вообще не имеющие

активн и пассивн. сист. импульсы

2) ~~математическая~~ / активные сигналы

3) Модели сигналов пассивн. элементов - отгараемого  
сигн. или отлучающ /  
исчужающ / естественные

4) Модель подтепловизионной пов-ти

5) Модель среды распространения

6) Модель шумов

СБЛ

7) Модели передающих и принимающих антенн

8) Модель датчика

преобр. микропотока энергии (нагрев -  
температура) в электрические

9) Модель передатчика

10) Модель высокочастотного тракта обработки сигналов

тракт, работающий на высшей частоте

11) Модели НЧ тракта ДС

↓  
Аналоговый ДС

→ Цифровой ДС

Специфика для СБЛ

12) Модель взаимодействия с исполнит. <sup>БЧ</sup> уст-ом

13) Модель взаимодействия с др. бортовыми системами  
ГСН

14) Модели эррективности - модели перемещения цели

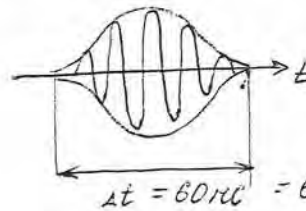
15) Геометрическая модель (система координат моделирования)

16) Модель системы (опишет - взаимодействие элементов и  
эволюцию всех объектов)

17) Математическая библиотека - станд. надг.  
деств. преобразов. и алгоритмы  
интегрирования

18) Дополнительные библиотеки и данные данных  
(протип. среды моделирования)

19) Цифровой радиолокатор



$$f_0 \approx 95 \text{ МГц}$$

$$T = \frac{1}{f_0} \approx 1 \cdot 10^{-11} \text{ с}$$

при БЧ тракт  
должно быть 6 отсчетов на период

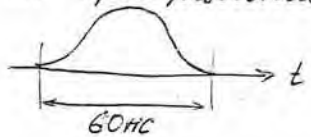
$$\frac{T_A}{10} = \frac{T}{10} \approx 1 \cdot 10^{-12} \text{ с}$$

дискретизация

$$N = 60000 \text{ отсчетов}$$

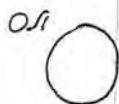
на вход БЧ → детектор → выводящий канал

от протекновения сигналами:



$N = 30$  оток.

I Моделирование сигналов  
отраженных от объектов сложной  
геометрической формы



Э пер

электронная полевая  
описыв-ся ур-ня Максвелла

Э пр

$$1) \operatorname{rot} \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{j} \vec{E}$$

$$2) \operatorname{rot} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$

$$3) \operatorname{div} \vec{D} = \rho$$

$$4) \operatorname{div} \vec{B} = 0$$

1, 2, 3, 4 - основн ур-ня М.

Материальные ур-ня М.

$$\vec{D} = \epsilon_A \vec{E}$$

$$\vec{B} = \mu_H \vec{H}$$

вектор магн инд.

$\sigma$  - удельн. электропроводн среды

$\vec{j}$  - плотность электр тока в среде

$\rho$  - объемная плотность зарядов

$$\epsilon_p = \epsilon \epsilon_0$$

где диаметр проволки

$\mu_H = \mu_0 \mu_0$   
магнитная проницаемость

$$\oint_L \vec{H} d\vec{l} = \int_S \left( \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{j} \vec{E} \right) d\vec{S}$$

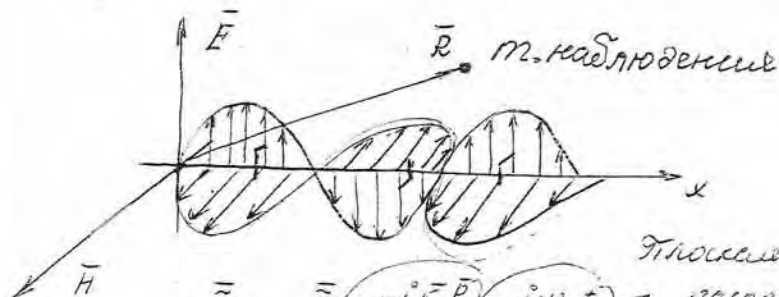
направл по  
нормали

$$\oint_L \vec{E} d\vec{l} = - \frac{\partial}{\partial t} \int_S \vec{B} d\vec{S}$$

счит-н по объ-му

$$\oint_S \vec{D} d\vec{S} = \int_V \rho_e dV$$

$$\oint_S \vec{B} d\vec{S} = 0$$



плоская волна

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{-j\vec{k} \cdot \vec{R}} e^{j\omega_0 t}$$

амплитуда волны во время с учетом расстояния  
вектор магн инд. в среде  
учета фазы магн инд. и амплитуды

распр волны в пространстве

$\vec{k}$  - волновое число

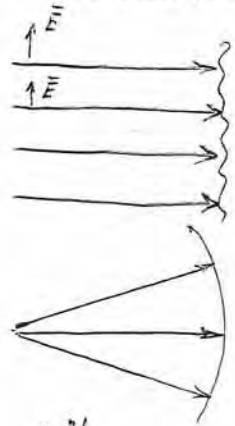
$$k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

направл волн совпад с направл распр волны

$\vec{R}$  - радиус направл по оси радиуса

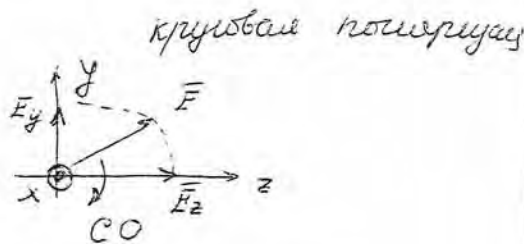
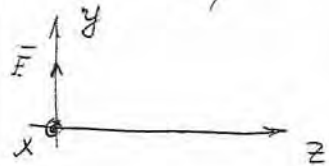
$\vec{k}$  - конст т.к. равенств электр и магн

поле шлангом расщ. , как вект. величину.



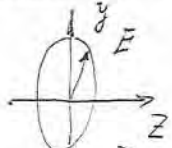
Сферическ. волна

$$\vec{E} = \vec{E}_A \cdot \frac{e^{-j\vec{k}\vec{R}}}{R} e^{j\omega t}$$



круговая поперечная

симметричная поперечная



$$E = \sqrt{E_z^2 + E_y^2}$$

Замечание: эти волны  $\vec{E}_z$

оп

на пов-ти возбуждаются токи

токи  $\Rightarrow$  вторичная открытая волна  $E_z$  ист-ки, которая - токи, возбуждаются в объекте рассеивания

В канале т. протек-ва. цилиндрич. диполь поле

$$\vec{E} = \vec{E}_z + \vec{E}_z$$

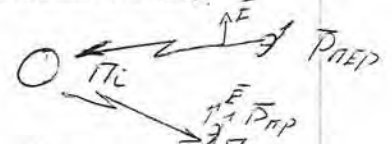
цилин. радиация открытая

1. Кар-ки рассеивания:

ЭПР - эффект пов-ти рассеивания  
 эффект площади  
 эффектив. поперечник  
 поперек светового рассеивания  
 - отношение ну-ти потока падающей волны к ну-ти потока падающей волны рассеивающего тела.

$$\sigma = \frac{P_z}{P_i} \cdot 4\pi R^2$$

$$\sigma = 4\pi R^2 \lim_{R \rightarrow \infty} \frac{P_z}{P_i}$$



разные поперечными у падающей и открытой волн где то, тогда учесть это вводим матрицу рассеивания

1.2. Матрица рассеивания

учитыв-т поперечную падающую волну и поперечную открытую волну

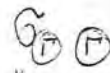
$$S = \begin{bmatrix} \sqrt{\sigma_{rr}} e^{j\varphi_{rr}} & \sqrt{\sigma_{rv}} e^{j\varphi_{rv}} \\ \sqrt{\sigma_{vr}} e^{j\varphi_{vr}} & \sqrt{\sigma_{vv}} e^{j\varphi_{vv}} \end{bmatrix}$$

$$P \sim |E_A|^2$$

плотн. энергии

$\sigma$  - имеет режис ЭПР

то круговая, то вертикаль если различаются.



горизонтальная поперечная падающая волна

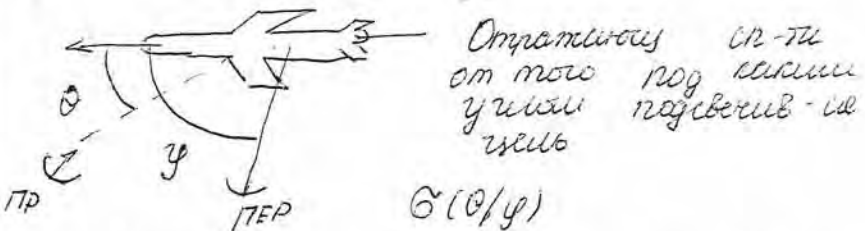
горизонтальная поперечная падающая волна

I.3. Индикатрисса рассеивание.

Стрелки рассеивание ЭПР от угла визирования

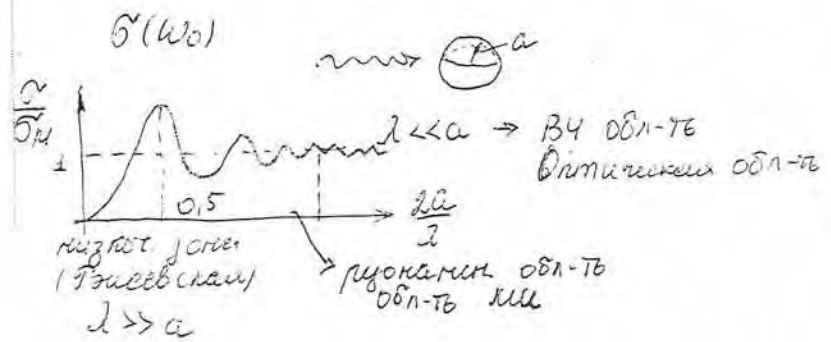


I.4. Физическая индикатрисса рассеивание



I.5. Пространств индикатрисса рассеивание задана в сферич координатах

I.6. Частотная хар-ка  
↓  
зав-ть частоты от ЭПР зондир. сигнала

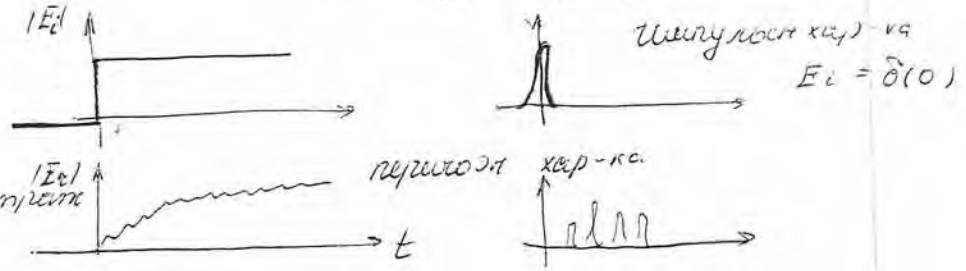


$$\sigma_m = \pi a^2$$

прямой пикардэ рассеиван дие сферы

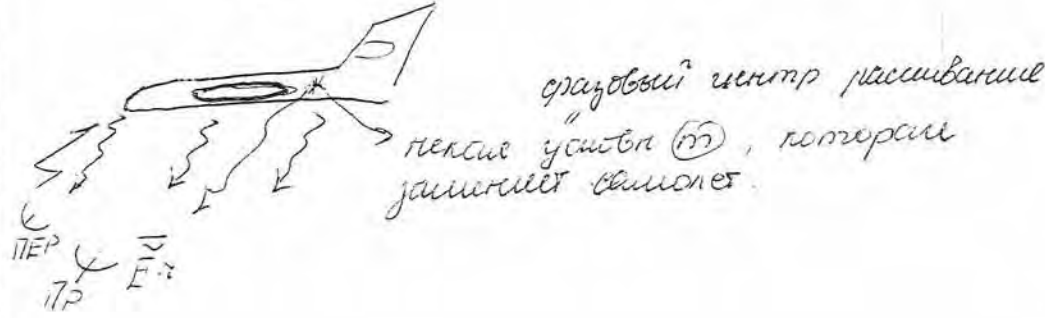
I.7. Переходная хар-ка  
(отражение сигнала при зондировании сигнала вида)

$$E_i = \begin{cases} E_i & t > 0 \\ 0 & t \leq 0 \end{cases}$$



I.8. Фокусный центр рассеивание

Некотор условия т. внутри контура тела или области него, которую можно рассм. как эквивалентный источник в т. зрения при заданной падающей волне такую же отраженн. волну как и все рассеивающ, тело



Методы расчета хар-к расшив (отраж сигнала)

1. Строгие методы.

Основаны на решении ур-ий Л. с соответствующими граничными условиями

2. Приближенные (эвристическ. подход) м.

В основе  $V$  приближит. метод оптимизации основанной допущения, позволяющее видеть основн. идеи, влияющие на расшив сигнала и пренебречь второстепенн.

3. Радиолокационные модели.

основ на переходе допущения о процессе отражения радиолокац. сигнала

4. Антенные модели.

основ на требованиях нерадиолокац. антенны с определенными результатами расшив на радиолокац. волнах

Строгие методы

где определ набор тел (сфера, цилиндр и т.д.)

а) Метод разделения переменных (метод соответствует ф-ии или криволинейным координатам)

б) Метод поверхностных токов.

каким методом определ полевые решения полей по

всей пов-ти объекта подставит в ур-ие стреломонта - Чу

в) Метод парных ур-ий

г) Метод Витера - Хордара



Приближенные методы по опущен.

1. Геометрической оптики

2. Метод геометрической оптики

3. Метод геометрической теории дифракции

4. Метод геометрической теории дифракции

5. Апертурный метод -  $(\Phi O + \Gamma O)$

1. Метод геометрической оптики (лучевое приближение)

допущение

1. Длина волны меньше по сравнению с характерными размерами объекта рассеивания.

$$\lambda \ll L$$

длина корпуса самолета,  $d$  радиуса антенны, высота хвостового оперения.

$$L = \min(d_{cp}, L_{cp}, d_{op})$$

2. Длина волны меньше по сравнению с расстоянием от СВЧ до объекта.



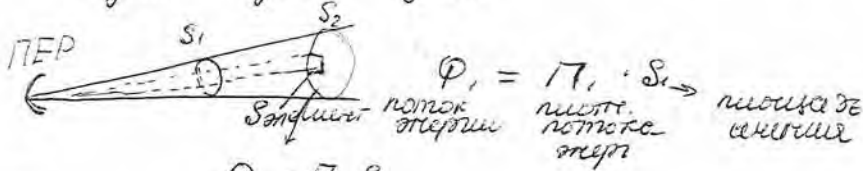
$$\lambda \ll R$$

3. Границы раздела сред идеальны  
идеальные

$$h \ll \lambda$$

высота неровности на пов-ти

4. Распространение энергии эл. волн происходит вдоль оси лучей

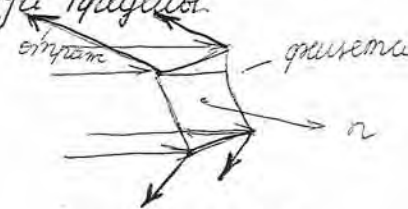


$$\Phi_1 = \Pi_1 \cdot S_1 \rightarrow \text{плотность энергии}$$

$$\Phi_2 = \Pi_2 S_2$$

$$\Phi_1 = \Phi_2$$

т.к. энергия сохраняется в пучке, не выходя за пределы



угол между нормалью и лучами, подпадающими к бесконечной плоскости

$$\Pi_3 = S_3 \cdot \Phi_3$$

$$S_{\text{пр}} \rightarrow \Pi_{\text{пр}}$$

$$\Rightarrow \sigma = 2 \pi R \frac{\Pi_{\text{пр}}}{\Pi_3}$$

Метод ТО не использует  $\lambda$

## 2. Метод геометрической оптики

Допущения:

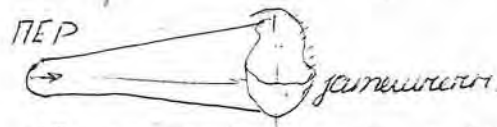
1. Форма волны малыми хордами радиусов мала
2. Границы раздела сред идеальны и нед-

кие

3. Форма волны мала по сравнению с расстоянием от СВЧ до объекта локализации.

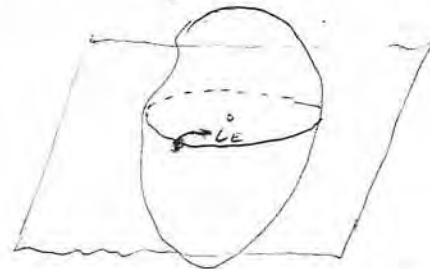
4. Направление волна вытекает из поб-ти объекта локализации точки, которые являются центрами кривизны вторичных волн.

5. Точка распр-ия только по освещенности поб-ти объекта локализации.



6. Из категории "т." освещенной поб-ти возникает ток, по величине и направлению равный току, который при прочих равных условиях был бы наведен на бесконечной плоскости касательной поб-ти в данной точке

7. Полное рассеяние в данной направлении поле волн является интерференцией по сути, где прищипка и пережатка освещенной поб-ти объекта локализации.



проводим ли-то касательной к ОН в данной Т.

не учитывает дифракцию на ребрах (в этих м. не провести касательной не учитываем переотражение).

Метод геометрической теории дифракции.

Вкл. все допустимые методы геометрической оптики.

⊕

1. Набор особых точек, которые сами-себе источниками вторичной волны:

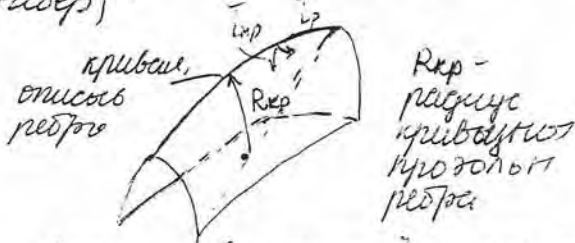
- вершины пирамид и конусов
- т. касания на ребрах, градиенты непрерывных гладких пов-тей
- т. на градиентах риджов (вста)



Метод геометрической теории дифракции.

1. Плоская волна падающая по направлению с характерными размерами тела.

2. Плоская волна падающая по направлению с характерными размерами кривизны (ребра)



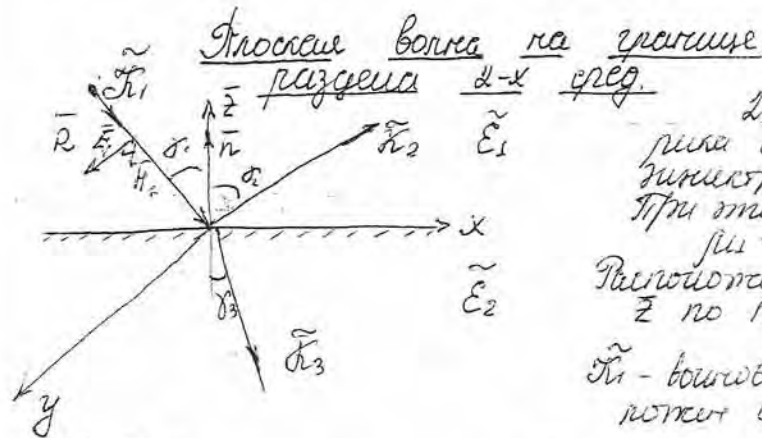
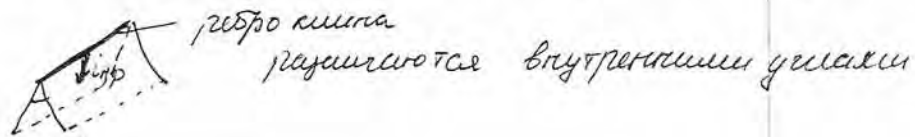
3. Сходящиеся волны возникают на пов-ти тела, которые сами-себе имеют вторичные волны

4. Поверхность тела состоит из 2-х частей: равномерные (объемы по прямой оптике оптики) и неравномерные (возникают в следствие выпуклости узлового пов-ти)

Неравномерная часть тела критически важна, так как бесконечно близко к ребру которого касательная ребру является, а грани кривизны касательная пов-ти объекта локими

5. Главная волна, возникающая на каком-либо ребре, может достигать других ребер и отражаться от них, при этом возникает вторичная дифракция.

Клин - объект, состоящий из 2-х поперечных



2 среды - 2 плоские волны с лучами  $\vec{e}_1, \vec{e}_2$  линейно прогнозы,  $\vec{e}_1 \perp \vec{e}_2$  При этом  $k_{1x} = k_{2x} = 1$

Разнонаправленность векторов  $\vec{e}_1$  по нормали  $\vec{n}$  к пов-ти

$\vec{k}_1$  - волновой вектор падающей волны в  $\vec{e}_1$

$\vec{e}_1, \vec{e}_2$  в первом квадранте к  $\vec{k}_1$

Плоская волна падающая углом  $\alpha_1 \Rightarrow$  возникает отраженная волна под углом  $\alpha_2$  - преломляется волна  $\beta_3$

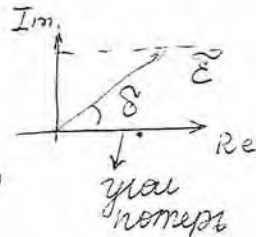
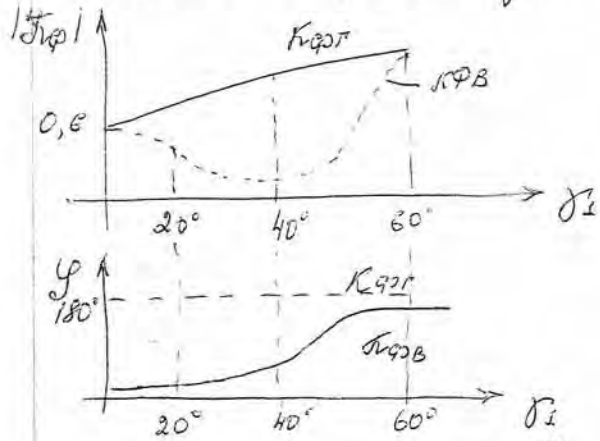
Криволинейная поверхность волн плоская и отраженная





$$\tilde{K}_{\text{ФВ}} = \frac{\tilde{E}_2 \cos \gamma_1 - \sqrt{\tilde{E}_2^2 - \tilde{E}_1^2 \sin^2 \gamma_1} \cdot \sqrt{\tilde{E}_1}}{\tilde{E}_2 \cos \gamma_1 + \sqrt{\tilde{E}_2^2 - \tilde{E}_1^2 \sin^2 \gamma_1} \cdot \sqrt{\tilde{E}_1}}$$

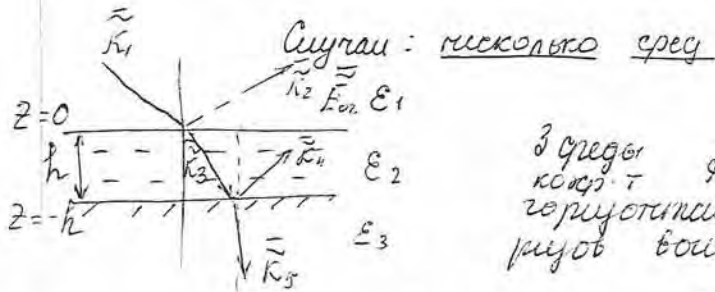
↓  
помогает по известной нагрузке найти квант отразившегося



$$E = E_a - j \frac{\sigma}{\omega_0}$$

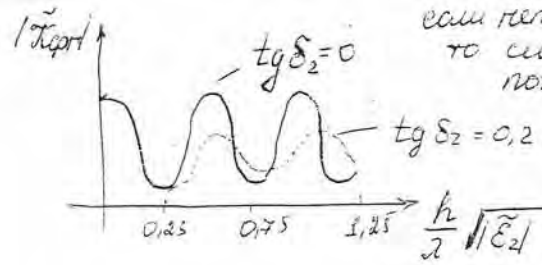
$$\text{tg } \delta = \frac{\sigma}{\omega_0 \epsilon_a}$$

$$\tilde{\mu} = \mu_k + j^0$$



3 фазы  
коэф-т Френеля для  
горизонтального поля-  
ризов. волны:

$$\tilde{K}_{\text{ФВ}} = \frac{\tilde{K}_{\text{ФВ}12} + \tilde{K}_{\text{ФВ}23} e^{-j\tilde{k}_2 \cdot 2h \cos \gamma_3}}{1 + \tilde{K}_{\text{ФВ}12} \cdot \tilde{K}_{\text{ФВ}23} e^{-j\tilde{k}_2 \cdot 2h \cos \gamma_3}}$$



если нет потерь вглубь слоя,  
то сила отраж-ся, как  
показано на графике

$$\gamma_1 = \text{const}$$

Составляющие сигнала, отраженного  
от объекта сложной геометрической  
формы.

$$\tilde{E}_i = \tilde{E}_1 + \tilde{E}_2 + \tilde{E}_3 + \tilde{E}_4$$

$\tilde{E}_1$  - отражен от заданной части пов-ти  
объекта по методу ФО, ПО

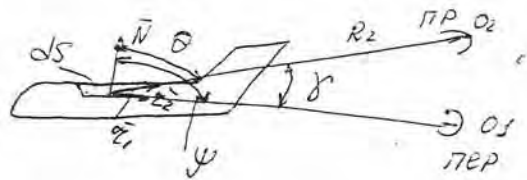
$\tilde{E}_2$  - отражение (дифракция) от ребер, шпуров,  
на ребрах шФТБ

$\tilde{E}_3$  - отражение от волнителя пов-ти (узлов)  
(учет неэлектромагнитных элементов)  
метод

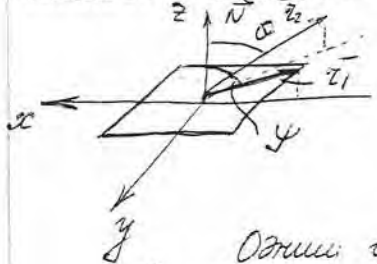
$\tilde{E}_4$  - отражение от резонансов и др. элект-  
ных конструкций на объекте показа.  
(радар пилоты, радиобриг, учебные ЦТД)  
мет: экспериментальные методы  
КАР-К (ЭПР).



Обычно  $\tilde{E}_4$  не учитывал



линейн. площадь



угол между проекциями  $z_1$  и  $z_2 = \psi$   
 проекция век  $z_1$  совпад с осью  $x$ .

Одним из способов решения ур-ия Максвелла для волн является подбор ф-ий Грина.

эти ф-ии для волн имеют вид ур-ий Максвелла

$$G_2 = \exp(jkR_2) / R_2 - \text{отраженная волна}$$

$$G_1 = \exp(jkR_1) / R_1 - \text{длинная волна}$$

$$\vec{E}_2 = \frac{1}{4\pi} \int_S jk [\vec{N}, \vec{H}_S] \frac{e^{jkR_2}}{R_2} - [ [\vec{N}, \vec{E}_S] ] \nabla \frac{e^{jkR_2}}{R_2} + (\vec{N}, \vec{E}_S) \cdot \nabla \frac{e^{jkR_2}}{R_2} \int dS$$

индекс  $S^*$  - знак паритета полей в точке наблюдения

$\nabla$  - градиент ф-ии Грина  
 символ Кронемера  
 Аннотированная ф-ия паритета - та же математическая форма

$$\vec{H}_2 = \frac{1}{4\pi} \int_S jk [ \vec{N}, \vec{E}_S ] \frac{e^{jkR_2}}{R_2} + [ [ \vec{N}, \vec{H}_S ] ] \nabla \frac{e^{jkR_2}}{R_2} + (\vec{N}, \vec{H}_S) \times \nabla \frac{e^{jkR_2}}{R_2}$$

$\vec{E}_1, \vec{H}_1$  - начальные условия  
 $\vec{E}_2, \vec{H}_2$  - граничные условия

$$\nabla \frac{e^{jkR_2}}{R_2} \int dS$$

Получается интеграл можно считать полевой по отношению к объекту.

Вб. когда-то ф-ия для векторных  
 Если хорошо проводимый материал  $\Rightarrow$

$$K_{FB} = \frac{\cos \psi - 1}{\cos \psi + 1} \quad K_{FR} = \frac{1 - \cos \psi}{1 + \cos \psi}$$

Имеется приближение по-тому

$$K_{FB} = 1, K_{FR} = -1$$

волновой длины  $\lambda = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$

Занимем первое поле  $\Rightarrow$

$$\vec{E}_S = \vec{E}_1 + \vec{E}_{\text{отр}} \\ \vec{H}_S = \vec{H}_{\text{отр}} + \vec{H}_{\text{отр}}$$

$H_2, E_2$  - поля в т. приема

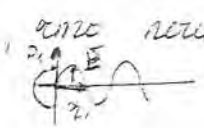
$$\vec{E}_S = (1 + K_{FB}) (\vec{z}_0 \cdot \vec{E}_1) \vec{z}_0 + (1 - K_{FR}) (\vec{y}_0 \cdot \vec{E}_1) \vec{y}_0 + (1 - K_{FB}) (\vec{x}_0 \cdot \vec{E}_1) \vec{x}_0 \\ \vec{H}_S = (1 + K_{FR}) (\vec{z}_0 \cdot \vec{H}_1) \vec{z}_0 + (1 + K_{FB}) (\vec{y}_0 \cdot \vec{H}_1) \vec{y}_0 + (1 - K_{FR}) (\vec{x}_0 \cdot \vec{H}_1) \vec{x}_0$$

$$\vec{E}_S = (1 - K_{FR}) \vec{E}_1 - \frac{(\vec{E}_1 \cdot \vec{N})}{\sin^2 \psi} [ (K_{FB} \cos 2\psi + K_{FR}) \vec{N} - \cos \psi (K_{FB} + K_{FR}) \vec{z}_1 ]$$

радиус вектор

Получаем:

поверхности пер  $\vec{P}_1$  и  $\vec{P}_2$  будут иметь один и тот же потенциал



$\vec{E}_1 = E_1 \vec{P}_1 \frac{e^{jkR_1}}{R_1}$   
 Напряженность поля в точке

$$\vec{E}_2 = \frac{j\kappa}{4\pi} \int_S \vec{E}_1 \frac{e^{jk(R_1+R_2)}}{R_1 R_2} \left[ (1 - \kappa_{\text{ФРВ}}) [(\vec{r}_1, \vec{P}_2) \times (\vec{N}_2, \vec{P}_2) - (\vec{P}_2, \vec{P}_2) \cos \psi] + \frac{\kappa_{\text{ФРП}} + \kappa_{\text{ФРВ}}}{\sin^2 \psi} \cos \psi \cdot [(\vec{P}_1, [\vec{N}_1, \vec{r}_1]) (\vec{P}_2, [\vec{N}_2, \vec{r}_2]) + (\vec{N}_1, \vec{P}_2) \cdot ((\vec{r}_1, \vec{P}_2) \cos \theta - (\vec{N}_1, \vec{P}_2) (\vec{r}_1, \vec{r}_2))] - (1 + \kappa_{\text{ФРП}}) \cdot ((\vec{N}_2, \vec{P}_2) \cdot (\vec{r}_2, \vec{P}_1) - (\vec{P}_1, \vec{P}_2) \cos \theta) \right] e^{-jk\vec{r}} dS$$

$$\vec{r} = \vec{r}_1 + \vec{r}_2$$

Частный случай: углы  $\approx \pi \Rightarrow$

$$\vec{E}_2 = \frac{j\kappa}{4\pi} \int_S \vec{E}_1 \frac{e^{jk(R_1+R_2)}}{R_1 R_2} ((\vec{r}_1, \vec{P}_2) (\vec{N}_1, \vec{P}_1) - (\vec{P}_1, \vec{P}_2) \cos \psi) e^{-jk\vec{r}} dS$$

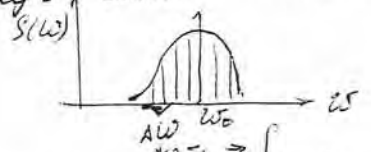
$\kappa_{\text{ФРВ}} = 1$   
 $\kappa_{\text{ФРП}} = -1$

$$\int_{x_1}^{x_2} f(x) \sin x dx$$

На основе в уравнении граничного отрезка  
 у функции sin становится бесконечной период -  
 это позволяет считать интервал  $\approx$  быстро  
 осциллирующей функцией  $f(x)$

$\Rightarrow$  интервал для расчета  $E_2$  будет очень малым  
 все функции будут рассматриваться как постоянные  
 электромагнитной волны, т.е.  $\lambda = \text{const}$

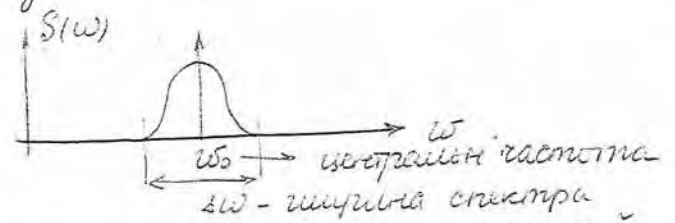
в реальном случае - нет  
 при расчете спектра  $\Rightarrow$  переход к спектру этого сигнала



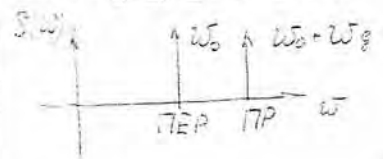
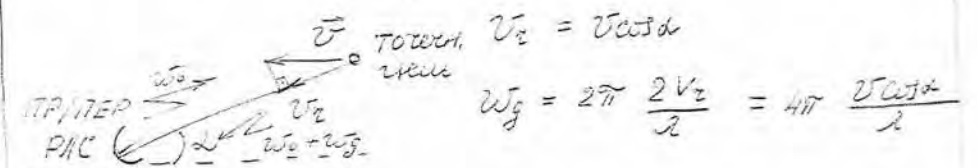
для расчета плотности по спектру сигнала отрезок  
 $\Rightarrow$  по спектру восстановили сигнал

Семпловый ДТ.

Узкополосный сигнал:



$\Delta \omega \ll \omega_0$  - сигнал узкополосный  
 Нормированный спектр



Самосмещение



для м. движущегося источника  
 $\omega_g = \frac{4\pi V \cos \alpha}{\lambda}$ ,  $\omega_g = \frac{4\pi V \cos \alpha}{\lambda}$



Фр-ия Максвелла: (все члены коммутируют, отсюда  $\nabla \times \nabla \times \vec{E} = -\nabla(\nabla \cdot \vec{E}) + \Delta \vec{E}$ )

$$\vec{E}_2 = -\text{rot } \vec{A}_m - j\omega \vec{A}_e + \frac{1}{j\omega \epsilon} \text{grad div } \vec{A}_e$$

$$\vec{H}_2 = -\text{rot } \vec{A}_e - j\omega \epsilon \vec{A}_m + \frac{1}{j\omega \mu} \text{grad div } \vec{A}_m$$

$\vec{A}_e, \vec{A}_m$  - соответствующие векторы потенциалов, удовлетворяют уравнению Пуассона

$$\Delta \vec{A}_e = -\vec{J}_e(R_1) \cdot G_2(R_2) dV$$

$$\Delta \vec{A}_m = -\vec{J}_m(R_1) \cdot G_2(R_2) dV$$

$J_e, J_m$  - сторонние электрич. и магн. токи, которые возбуждаются в проводнике в радиальном направлении.

$G_2$  - Фр-ия Грина

$$G_2 = \frac{\exp(-jkR_2)}{4\pi R_2}$$

Идем и берем по  $V$ , содержащему ребро линзы. (всю часть)

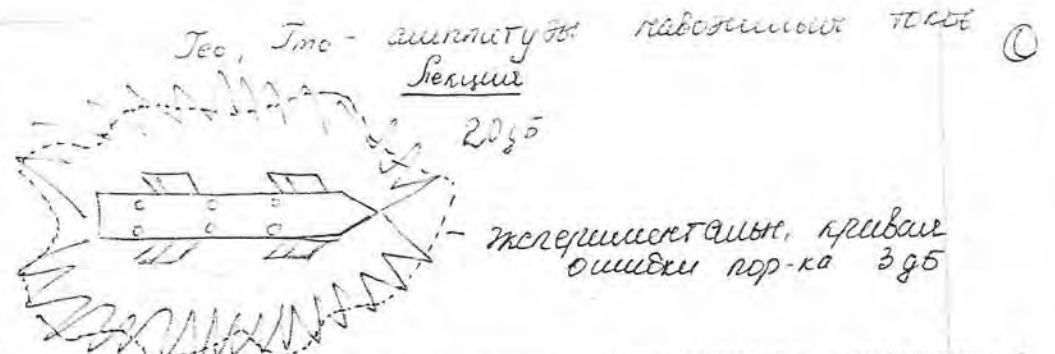
$$\vec{E}_2 = -jk \int \{ \vec{J}_m(R_1) - [\vec{r}_2, \vec{J}_e(R_1)] \} G_2(R_2) dV$$

Сторонние токи: (принимая их направленными в сторону оси  $z$ )

$$\vec{J}_e(R_1) = \vec{z}_0 E_1 J_{e0} \cdot G_1(R_1)$$

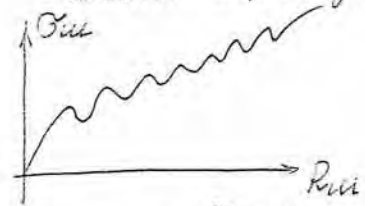
$$\vec{J}_m(R_1) = \vec{z}_0 H_1 J_{m0} \cdot G_1(R_1)$$

$$G_1(R_1) = \frac{\exp(-jkR_1)}{4\pi R_1}$$

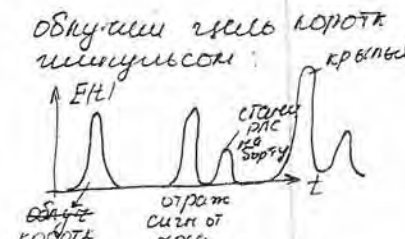
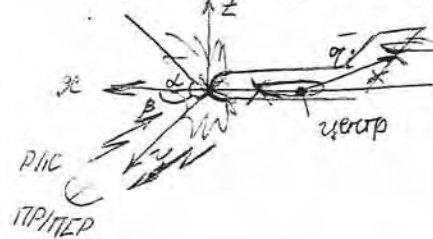


→ антенна, излучающая излучающую поверхность

Частота хар-ка  $J_{e0}$  при  $J_{m0}$  при заданной длине волны  $\lambda = const$



### 3. Радометрические методы.



Вместо сложности расположения линии электрич. токов (каблочки), эти  $m$  на коротке располож. равномерно, что позволяет зависеть от расстояния РНС. Векторный  $m$  задает угол излучения относительно направления

приведена к амплитуде, ее поворот привязан к координ.  $x, y, z \Rightarrow$  заданы  $\alpha$  направл.  $\delta$ -ми углом (сферич. сист. коорд)  $G_i(\alpha, \beta)$ , если  $\delta$ -м. располож. на оси самолета

Зам.  $\delta$ -м. на  $z$  ось  $\Rightarrow$  об. габарит. изотр. излуч.

на ам  $\Rightarrow$  заданы радиусы  $\bar{r}_i$  в м от т-го этки м.

$\sigma_i(\alpha, \beta)$ ,  $\bar{r}_i$  - хорошо описыв объект, в широтатит показши (или совмещ ПР и ПЕР)

при численн  $\Rightarrow$  инд. расселт, зависящ от угла поворота  $\sigma_i(\alpha_i, \beta_i, \varphi_i, \psi_i), \bar{r}_i$   
 углы поворота  $\alpha_i, \beta_i$  в зав-ти от  $\varphi_i, \psi_i$   
 которые зависят от угла  $\varphi$  в зав-ти от  $\varphi_i, \psi_i$

В итоге:

(~ констант в мит - все)

$$\bar{E}_z = \sum_{i=1}^N E_{zi}$$
 напряж в м. принимае от катод м.

$$N = 3 \div 15^2$$
 (40)

От катод м. получаются отряды электронов:

$$\bar{E}_z(\alpha, \beta, \varphi, \psi, \lambda) = \sum_{i=1}^N \bar{E}_{zi}(\alpha, \beta, \varphi, \psi, \lambda) \times$$

$$\times \text{ЭПР} \left[ \int \Gamma \omega dt - \kappa (R_{1i} + R_{2i}) + \varphi_i(\alpha, \beta, \varphi, \psi, \lambda) \right]$$
 расст расст  
 от ПЕР от ПР  
 разра

все велич в инд "i" микрону режут для катод м.

3 типа полей

1) фаза не учитыв-ся  $\Rightarrow$  все элм. поперектн  $\varphi_i = 0$

2)  $\varphi_i(\alpha, \beta, \varphi, \psi, \lambda)$  от-ся условиями отлучен и выровнание

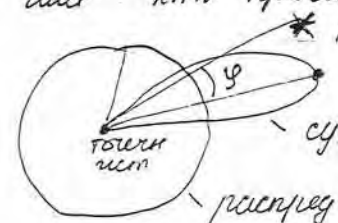
3)  $\varphi_i(\dots) + \xi_i$  случайные составляющие

4) только случайн составл  $\xi_i$ , т.е. фаза распределена по случайному  $\varphi$ -му

$$P_{zi} = P_{\text{ПЕР}} \frac{D_{\text{ПЕР}} D_{\text{ПР}} \cdot F_{\text{ПЕР}} F_{\text{ПР}}}{(4\pi)^3 R_{\text{ПР}}^2 R_{\text{ПЕР}}^2}$$
 мощность в м. ПР в катод i д.м.

$\times 2^2 \sigma_i(\dots)$  -  $P_{\text{ПЕР}}$  - мощность ПЕР или мощность на всех пер. ант  
 ЭПР расселт при угл расселт -  $D_{\text{ПЕР}}$  - коэф-т усилителн излуче ант.

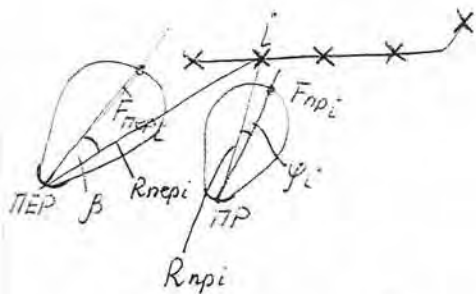
-  $D_{\text{ПР}}$  - коэф-т усилит пр ант или КНД приемн ант.  
 $D_{\text{ПЕР}}$  - коэф-т направ действ антн (КНД)



КНД = соотношен энергии электр. направлн антн насколькo усилит при направлн излученн ант  
 сумми энер т. ант излуче во все стороны

\* если т. не в макс ДИТ  $\Rightarrow$  заданы  $F(\varphi)$  - коэф-т ДИТ от в макс = 1  
 макс  $(F(\varphi)) = 1$ , далее указ-ся осн. лемн при откл от макс

как  $F_{\text{ПР}}^2$  и  $F_{\text{ПЕР}}^2$   
 в ср-ле от присутствует,



Сигн. координат  $\Rightarrow$  введем квадратичн:

$P_{xi} = \sqrt{P_{zi}} \sin \psi_i$  мощн пропорц квадрат амплитуды

$P_{yi} = \sqrt{P_{zi}} \cos \psi_i$

$\psi_i = \frac{2\pi l}{\lambda} (R_{перi} + R_{ипi}) + \varphi_{0i}$   
 $\Rightarrow$  фаза  $\psi_i(d, \beta, \varphi, \lambda)$   
 3 типа модул.

Если непрямая сигн  $\Rightarrow$  отражат сигн:

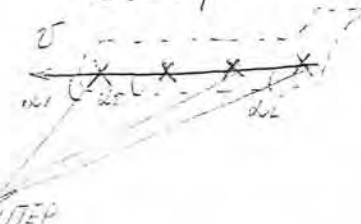
$P_x = \sum_{i=1}^N P_{xi}$   $\mathcal{U} = \sqrt{P_x^2 + P_y^2}$

$P_y = \sum P_{yi}$  сумм мощн отражат сигн

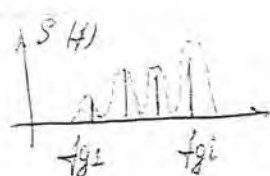
графа сферического сигнала

$y = \arctg \frac{P_x}{P_y}$

Допол. сигнал:

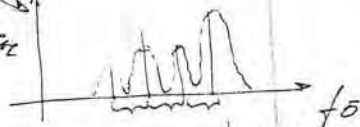


$f_{gi} = \frac{2V \omega d_i}{\lambda}$



в пучке  $\delta m \Rightarrow$  нет макс (перв сигн) замечены приемники.  
 одинак рас. - в точке зрения пучка  
 м.к. тем т.ч. пачура

$f_{0i} \sim R_i$  расст. объектов  
 расст. объектов



Разница:  $f_{0i}$ , м.к. сигн по углу  $\varphi$ -ле  
 Селлар  $\delta \varphi$

1.  $I_{e0} = \frac{2j}{\kappa} \frac{(\bar{e}_1, \bar{z}_0)}{\sin \gamma_1 \sin \beta_2} D_e(\varphi_1, \varphi_2, d)$  + угол раскрыт крива  
 $I_{m0} = - \frac{2j}{\kappa} \frac{(\bar{h}_1, \bar{z}_0)}{\sin \gamma_1 \sin \beta_2} D_m(\varphi_1, \varphi_2, d)$  суперпозиц коэр-тат

$\bar{e}_1$  - единичн вект., соотв. по направ с направ. - того магн. поле

$\bar{h}_1$  - 1-1-1 магн. поле

матрица, что для  $\sin \gamma_2, \sin \beta_2 = 0$  матр. равн нулю.

Суперпозицн одн-ти загатнн углов.  
 $\varphi_2 = \pi - \varphi_1, \varphi_2 = \pi + \varphi_1, \varphi_2 = 2\pi - \varphi_1$

Если объект не падает в перех одн-ти, загатнн угр-ми  $\Rightarrow$   $\bar{h}_e, D_m \Rightarrow$  вект. по ф-нам.  
 эта графа крива и направлени

$D_e = u(\varphi_2 - \varphi_1) - u(\varphi_2 + \varphi_1) - v(\varphi_1, \varphi_2)$

$D_m = u(\varphi_2 - \varphi_1) + u(\varphi_2 + \varphi_1) + v(\varphi_1, \varphi_2)$

если падают в перех одн-ти  $\varphi_2 = \pi + \varphi_1$ :

$$D_e = -u(\varphi_1 + \varphi_2) + W(\varphi_1, \pi/n)$$

$$D_m = u(\varphi_1 + \varphi_2) - W(\varphi_1, -\pi/n)$$

Если освещены 2 грани клина, т.е. с  $\nu$  т. на грани клина виден источник. и т. призма не поворачивает на переход  $\text{одн-ти} \Rightarrow$



$$D_e = u(\varphi_2 - \varphi_1) - u(\varphi_2 + \varphi_1) - V(\varphi_1, \varphi_2) - V(\alpha - \varphi_1, \alpha - \varphi_2)$$

$$D_m = u(\varphi_2 - \varphi_1) - u(\varphi_2 + \varphi_1) + V(\varphi_1, \varphi_2) - V(\alpha - \varphi_2, \alpha - \varphi_1)$$

переход  $\text{одн-тв}$ : (осв. обе грани клина)

$$\varphi_2 = \pi - \varphi_1$$

$$D_e = u(\varphi_2 - \varphi_1) - V(\alpha - \varphi_1, \alpha - \varphi_2) + W(\varphi_1, -\pi/n)$$

$$D_m = u(\varphi_2 - \varphi_1) + W(\alpha - \varphi_2, \alpha - \varphi_1) + W(\varphi_1, -\pi/n)$$

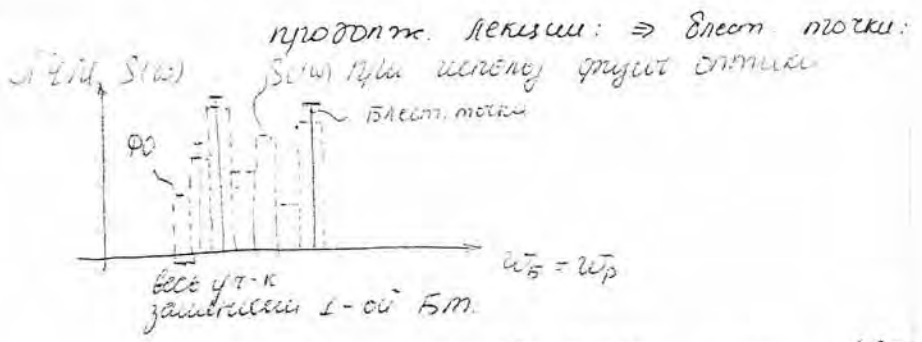
$$u(x) = \frac{\frac{1}{n} \sin \frac{\pi}{n}}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{x}{n}}$$

$$V(x, y) = \frac{\sin x}{\cos x - \cos y}$$

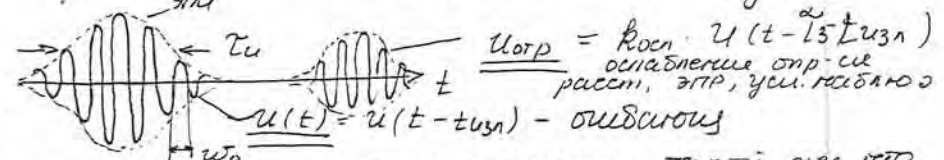
$$W(x, y) = \frac{1}{2} \text{ctg} x - \frac{1}{2n} \text{ctg} y$$

$$n = \frac{2}{\pi}$$

переход  $\text{одн-тв}$   $\text{вопр}$ , т.к.  $u(x)$  не берга считается



Сигнал амплитудной модуляции: (АМ)   
 исп-ся в виде импульса



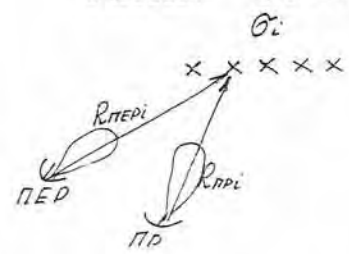
• может быть  $\Rightarrow$  отправка сигнал - такой же, что и пер, только с фазовой сдвигом.   
 ПЕР

$$\tau_3 = \frac{2R}{c}$$

$$\tilde{E}_2 = E_{\text{отр}}(\sigma) \cdot u(t - \tau_3) \cdot \frac{e^{j\omega_0 t} (R_{\text{пр}} + R_{\text{пер}})}{R_{\text{пр}} R_{\text{пер}}} \left. \begin{array}{l} t_{uzn} = 0 \\ \text{применяем} \\ \text{формулы} \\ \text{зависимости от \omega} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{ослабление стр-ся} \\ \text{расст, \omega \text{ пр, уси.} \\ \text{разброс} \end{array}$$

(коэф. т. для соответ. волн)   
 фазовые неопределенности

Рассм. синхронного поддела:



от каждой т. отправ свой радиосигнал   
 квадратура от i-ой БТ   
  $P_{xi}(t) = \sqrt{P_i} u(t - \tau_{3i}) \cdot \sin \left[ \frac{2\pi}{\lambda} (R_{\text{пер}i} + R_{\text{пр}i}) \right]$    
  $P_{yi}(t) = \sqrt{P_i} u(t - \tau_{3i}) \cdot \cos \left[ \frac{2\pi}{\lambda} (R_{\text{пер}i} + R_{\text{пр}i}) \right]$    
  $\tau_3 = \frac{R_{\text{пр}i} + R_{\text{пер}i}}{c}$    
 на Im и Re   
 квадратура

$$\tau_3 = \frac{R_{\text{пр}i} + R_{\text{пер}i}}{c}$$





Усп-ие движущихся стержней -  
подвеска

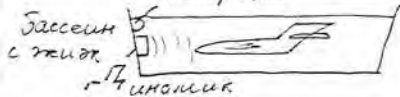


Масштабн модели - проводники: имеют отрицательную об-сть.  $\Rightarrow$  предк соответствие длины  $\lambda$ , кин-ие электропотоки пар-рел ПР/ПЕР, обеспечить соответствие ол и модели.

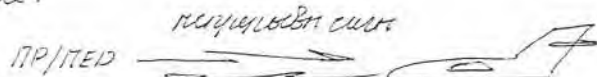


- (1)  $l_m = \frac{l}{P}$  - коэф-т масштабирования.
- (2)  $\sigma_m = \sigma \cdot P^2$
- (3)  $f_{ол} = f_0 \cdot P$
- (4)  $\lambda_m = \frac{\lambda}{P}$
- (5)  $K_m = K \cdot P$  волнового числа
- (6)  $\delta_m = \delta \cdot P$  проводим. модели
- (7)  $\epsilon_m = \epsilon$  - диэлектрик протекис
- (8)  $\mu_m = \mu$  - относительн магн протекис

Трёхмерная модель



Другие:

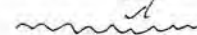


Этот вариант работы свет будет распространяться вправо.

по ее хар-ам - можно получить ЭПР ол  
 $\sigma_{ол}$  <sup>не</sup> <sub>на</sub> <sup>применим</sup>, если  $R_{ол} < R_{БЗ}$  <sup>расст зависит от ол</sup>  
 $R_{ол} > R_{БЗ} \Rightarrow \sigma_{ол}!$

$R_{БЗ}$  стр-ся  $\lambda$  и размерами ислем

$R_{БЗ} = \frac{0.1 \cdot l^2}{\lambda}$  - характ радиус ол



$Q = 2 - 8$   
коэф-т

$\lambda$	$R_{БЗ}$	гуды $l=10m$
1cm	20km	
3cm	6,7km	
10cm	1km	

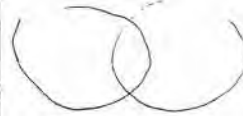
Список, отнесенное от искусственных пассивных помех

Особый метод уст-ки пассивн иск помех - пучок-лучевой диапазонот отграничат 1 парусом (гидроол)

Формы форми-ся в пелки  $l$  - диаметр

2 способа уст-ки ДП (гидроол)

1. Постав-но в заданного полусфере



абсолютно для водной пелки - процесс свободн  $f$  -  $f$  перевернувши пелки водной диполей

форми-ся вилка, состояющ

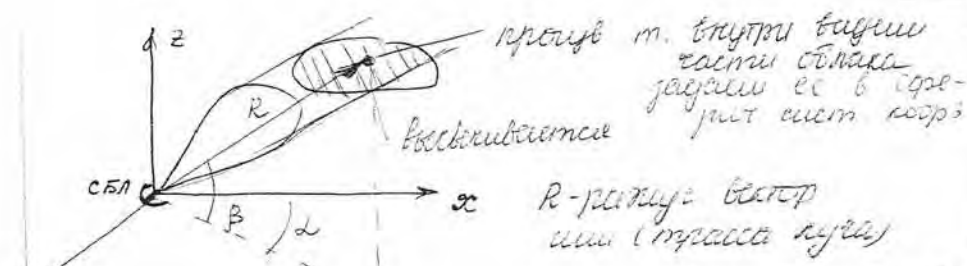
из свободной радиолет др, диле обласо

расширяется

итк. водной пелке гидроол

Усп-ие для защиты самолета - проводил  
 можно избежать упробитн.  
 это обласо вполнот др  $\lambda$  пелки





$\Rightarrow$  плотн приращено  $P_{пл} = \frac{P_{пл} D_{пл} \cdot D_{пл}}{(4\pi)^3 R^2 \beta^2}$

парисол. эффект

наз инвариант ветра

$\frac{F_{пл}(\alpha, \beta) \cdot F_{пл}(\alpha, \beta)}{R_{пл}^2 \beta^2} \cdot \sigma_{yg}(R, \alpha, \beta) dR \cdot R_{пл} d\alpha \cdot R_{пл} d\beta$

ф-на парисол. эффект

ин-ая удельн эпр парисол пометн  $\sigma_{yg}$

$\Rightarrow$  эпр зависит от облак

ни-ть типом

$\sigma_{yg} = \sigma_{ср} \cdot \gamma^5$

средн эпр 1-го типом

применим для расчета средн. мощн раз-матричного облака (т.к. не учитываем форму-объемности типом) в момент расчета облака

Учет взаимовлияния - группой

вместо  $\sigma_{ср}$  используем  $\sigma_{гг} = \sigma_{ср} \cdot K_{гг}$

взаимовлияние

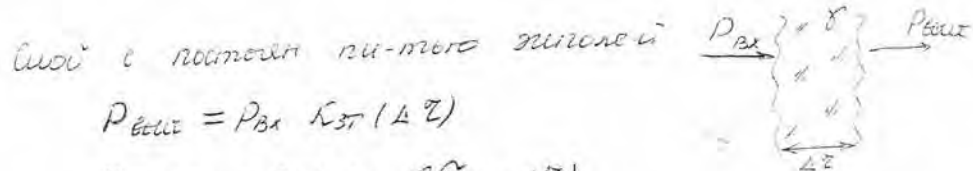
$K_{гг} = \frac{1 + 0,56 a_2^2}{1 + a_2^2 + 0,096 a_2^4}$  ;  $a_2 = \sigma \cdot \frac{2L}{\lambda}$  - кон-во попу-ляцион-х ступеней в  $\sigma$

полн. в  $\sigma$

гг. группа

$\sigma_{гг} \rightarrow$  в  $\sigma_{ср} \Rightarrow$  учитыв. группов. эффект

Учет затенения группой



$P_{пл} = P_{вх} K_{гг}(\Delta z)$

$K_{гг}(\Delta z) = \exp(-\int \sigma_{гг}(\Delta z) dz)$

т.к.  $\sigma$  не-те  $\Rightarrow$   $\sigma$  с учетом взаимовлияния

в облак группы  $\Rightarrow$   $\sigma$  не-те не учитыв.  $\Rightarrow$

$K_{гг} = \exp[-\int_{\Delta z} \sigma(\Delta z) \cdot \sigma_{гг}(\Delta z) dz]$

меньше затенит от количества групп

$\sigma_{гг} = \sigma_{ср} \cdot K_{гг}$

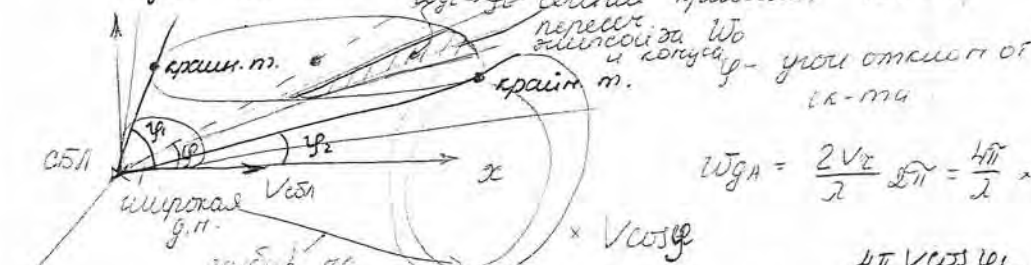
1-го типом с учетом  $\sigma$

1. все зат-но без учета затенения!

1) тип моду-димеровские под-цм. спектр

шир. спектр  $\Rightarrow$  шир. спектр

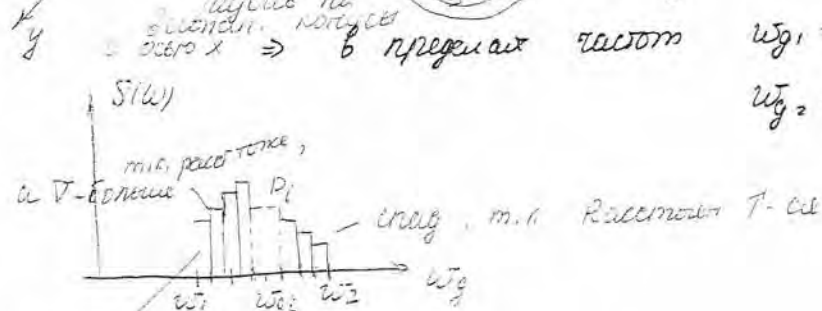
перел.  $\Rightarrow$  шир. спектр



$\omega_{гг} = \frac{2V \cos \phi}{\lambda} \cdot \frac{4\pi}{\lambda} = \frac{4\pi V \cos \phi}{\lambda}$

$\omega_{гг1} = \frac{4\pi V \cos \phi_1}{\lambda}$

$\omega_{гг2} = \frac{4\pi V \cos \phi_2}{\lambda}$



редонн. м. и

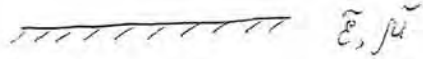
V-объем  $\Rightarrow$  шир. спектр

расчет м. и  $\Rightarrow$  шир. спектр

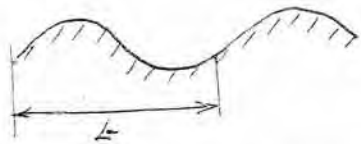


Модели подстилающей пов-ти

1. Шагная. Ровная пов-ть (постоянство во времени) идеализированными параллельными

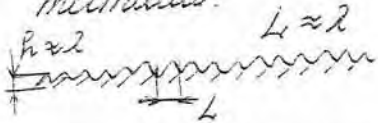


2. Шагная пов-ть с круглыми гребеньками

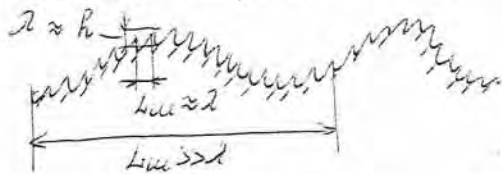


гребеньки -> длина волны L >> λ

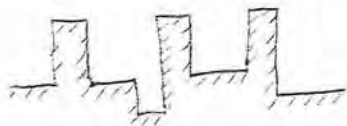
3. В целом ровная, но с длинными шероховатостями



4. Кондицированная пов-ть с круглыми гребеньками, покрытыми мелкими шероховатостями



5. Пов-ть шпательная

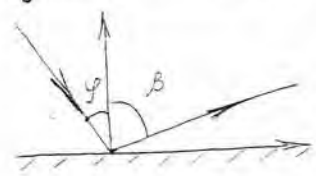


Одна из способов моделировки п.п., предполагает ввод пер-ра  $\epsilon_{ПП}$ :  $\epsilon_{ПП} = \epsilon_{ПП} / \omega^2$

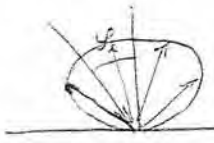
модель системы сличия с действительностью, где

диаграмма обратн рассеив

ε ПЕР

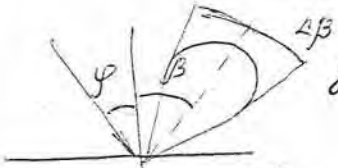


γ - угол падения  
β - угол визирзета  
ε<sub>ПП</sub>(β) / γ как бы зависит от β при фиксированн γ

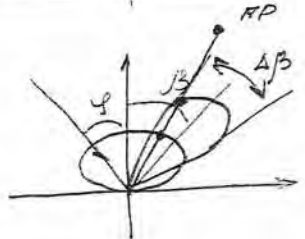


когда отразив световые лучи во всем напр-ке равномерно - диффузные гл (отражение)

та часть, котор отру по кр (погр + френель)



зеркальные составы: - состав световых лучей распространяющ по углам β, равным γ β = γ

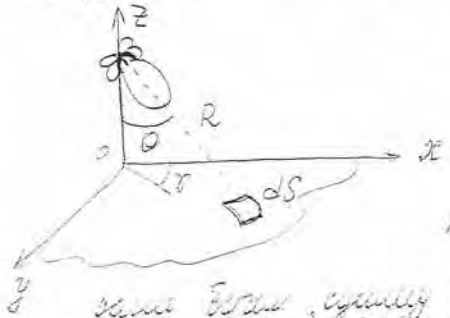


кондицированная глянц рассеив

$K = \frac{P_{отр}}{P_{зерк}}$  ⇒ получаем  $\epsilon_{ПП}$  глянцного неупругого

Угол визирзета γ - не

поверхности световых лучей



за тем направлн гл визирзета визирзета ds на пов-ти пов-ти

$$P_{PP} = \int P_{ПЕР} \frac{D_{PP} \cdot D_{ПЕР} \cdot F_{ПЕР}(\theta, \gamma)}{(4\pi)^3}$$

$$\frac{F_{ПЕР}(\theta, \gamma)}{R_{ПЕР}^2(\theta, \gamma) R_{ПЕР}^2(\theta, \gamma)} \cdot 2^2 \frac{F_{ПЕР}(\theta, \gamma)}{R_{ПЕР}^2}$$

глянцное неупругое рассеивание

фрагменты ⇒ это фрагменты функции имеют периодичность и  $\Sigma$ -е функции участка графика

ошибка  
↓  
наименее  
g/3

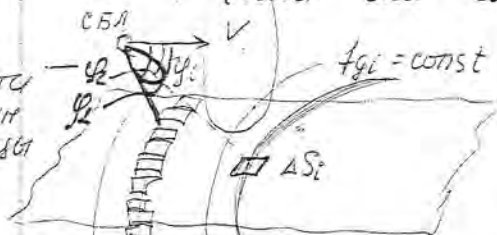
$$P_{np, x} = P_{np, y} \cdot \frac{D_{np} D_{np, y}}{(4\pi)^2} \sum_{\Delta S} \frac{F_{np}(\theta, \gamma) \cdot F_{np, y}(\theta, \gamma)}{R_{np}^2(\theta, \gamma) R_{np, y}^2(\theta, \gamma)} \int_{\Delta S} \sigma_{gg}(\theta, \gamma) \Delta S \cdot \sin [k \cdot (R_{np} + R_{np, y})]$$

$$P_{np, y} = \dots \cdot \cos [k \cdot (R_{np} + R_{np, y})]$$

эти фрагменты должны учитывать  $P$  для непрерывной линии (без модуляции)

учитываем доплеровского модулированного (если сдвиг движется со скоростью  $V$ )

угол от ск-ти до верхн угла наклона



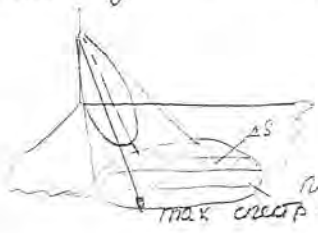
Сигнал, отраж от  $S_i$ : будет иметь частоту доплера:

$$f_{di} = \frac{2V \cos \psi}{\lambda}; f_{g_{min}} = \frac{2V}{\lambda}$$

длина переборки, далее криволинейно все плоскости, сдвиг посто-именно сдвигает  $f_{gi}$  - конус пере-секае с пи-тою

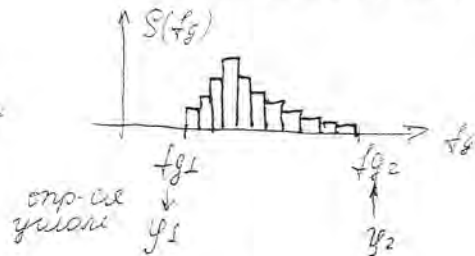
$\Sigma_i \Rightarrow P(f_{gi})$  - получаем мощность на данной  $f_{gi}$

$\Sigma$ -е проеция в пределах пилоты, которые возвращает g.n. на радиометрической работе.

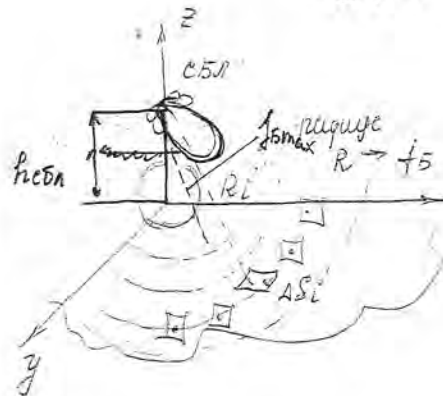


### Доплеровский спектр

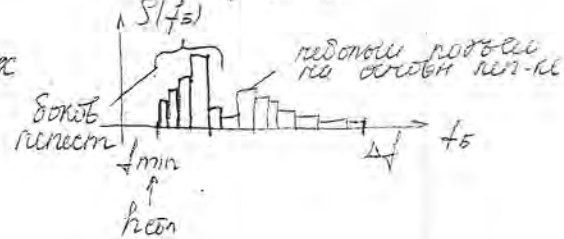
max спектра не соотв max g.n.



### СЧМ



возвращаем излучение по-то моря ⇒ гер-качеством отражается  $f_{5i}(R_i)$



$f_5$  ограничено не скоростью, как в доплеровском модулировании, а радиометрической чувствительностью (модуляцией модуля)

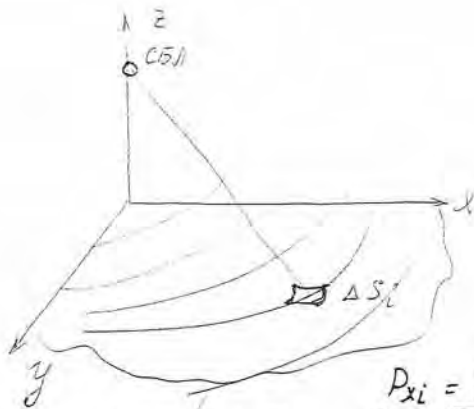
При радиометрической чувствительности: угол радиометра не зависит от радиуса ⇒ в сторону ПР/ПЕР видны объекты перед



### Асимметричные модулированные импульсы



с ошибкой, как-то формулу импульса  $\Sigma (E - E_0)$



при отряжке шипов не исходят из, а только задумываемся

$$\tau_3 = \frac{R_{np} + R_{пер}}{c}$$

Отряжка шипов от эллипса через квадратуры

$$P_{xi} = \sqrt{P_i} \cdot u(t - \tau_3) \cdot \sin [k(R_{np_i} + R_{пер_i})]$$

$$P_{yi} = \sqrt{P_i} \cdot u(t - \tau_3) \cdot \cos [k(R_{np_i} + R_{пер_i})]$$

орупности

$$P_i = \frac{P_{пер} \cdot D_{np} \cdot D_{пер} \cdot F_{np} \cdot F_{пер}}{(4\pi)^3 R_{np_i} R_{пер_i}} \cdot \lambda^2 \cdot \delta_{y_i}$$

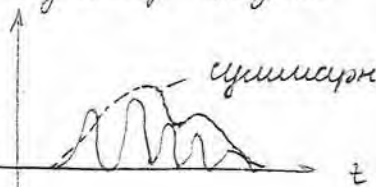
От каждой точки шипов отряжка шипов в эллипсе

$$U_{oi} = \sqrt{P_{xi}^2 + P_{yi}^2}$$

$\tau_3 = const$  для этой глат суммирует квадраты

$$P_{x\tau_3} = \sum P_{xi}$$

В итоге получаем много шипов с глат задатом

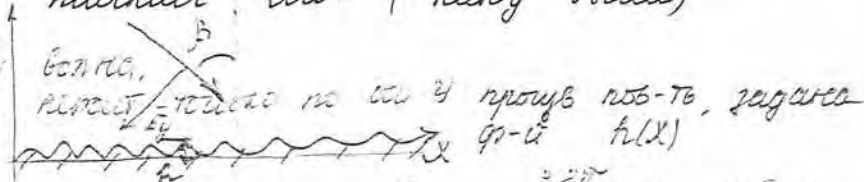


Работы Методы поиск обнаружения отряжки сигнала от п.п.

Модер

I. Отряжка шипов по методу выбора собственных плоских волн (метод Рэлея)

ср. частота, полярная ось



$$h(x) = \sum_{-\infty}^{\infty} h_n e^{j \frac{2\pi}{\lambda} x} e^{j k(x)} - \text{выбор}$$

$\lambda$  - период сигнала  
 $x$  - пространственная координата

Вывод делаем, что от каждой точки отряжка шипов  $\Rightarrow$  ищем сумму квадратов (2) отряжки шипов.

$$\tilde{E}_x = \sum_{-\infty}^{\infty} \tilde{A}_m \tilde{E}(A_m) \rightarrow \text{модуль волны, отряжка от каждой задумываемся}$$

$$\tilde{E}_y = \sum_{-\infty}^{\infty} [\beta_m \tilde{E}(A_m)] + \tilde{E}_n + \tilde{E}_{30} \rightarrow \text{затухание отряжка, волна отряжка}$$

$$\tilde{E}_z = \sum_{-\infty}^{\infty} \tilde{C}_m \tilde{E}(A_m) \rightarrow \text{радиация волны отряжка}$$

$\tilde{A}_m, \beta_m, \tilde{C}_m$  - коэффициенты

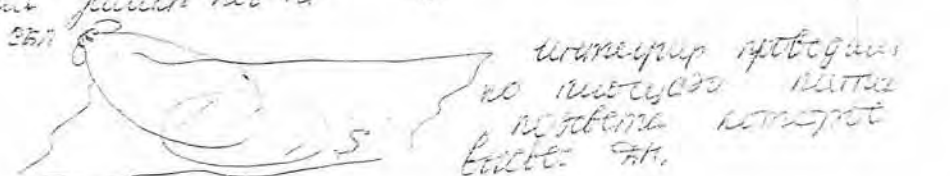
где применяем:  $\tilde{B}_m = -j \frac{1}{2} \tilde{E}_0 k \tilde{h}_e \cos \beta$   
затухание отряжка волны радиусом  $\tilde{h}_e$   
Итак коэффициент радиуса  $\tilde{h}_e$   $\Rightarrow$  уменьшение  $\tilde{h}_e$   $\Rightarrow$  уменьшение радиуса волны

II. Модерное уравнение Максвелла (метод Кирхгофа)

$$\tilde{E}_{np} = -\frac{1}{4\pi} \int_S \{ j\omega \mu [\tilde{n}, \tilde{H}_s] \cdot \tilde{y}_r - [\tilde{n}, \tilde{E}_s] \cdot \text{grad } \tilde{y}_r \} - (\tilde{n}, \tilde{E}) \cdot \text{grad } \tilde{y}_r \int ds \rightarrow \text{Ф-интеграл}$$

Ф-интеграл  $\rightarrow$  Ф-интеграл  $\rightarrow$  Ф-интеграл  $\rightarrow$  Ф-интеграл

$$\tilde{y}_r = \frac{e^{-jkr}}{R}$$



уменьшение отряжки по методу Рэлея



III Метод возмущений. (м. малых возмущений)

$n(x, y)$   $\Delta h$

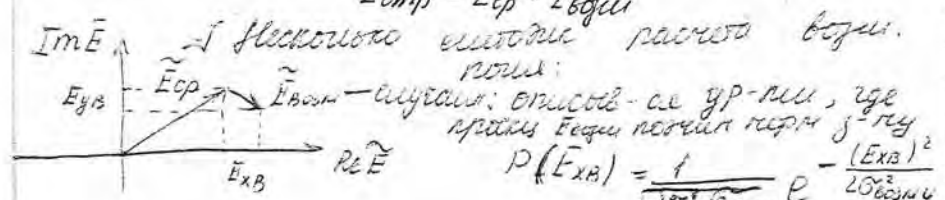
расчет по циркуляции

интеграл возмущения от по-ср. кривой по-ср.  $n(x, y)$

Наша-м:

1. Среднеотражающее поле от фронта дуги по-ср.  $\vec{E}_{cp}$
2. Возмущенное поле  $\vec{E}_{возм}$
3. Суммарное отражающее поле:

$$\vec{E}_{отр} = \vec{E}_{cp} + \vec{E}_{возм}$$



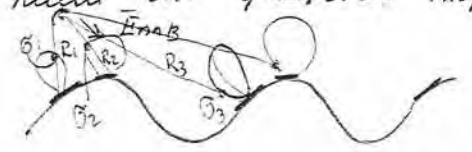
$$P(E_{XB}) = \frac{1}{2\pi \sigma_{возм}^2} e^{-\frac{(E_{XB})^2}{2\sigma_{возм}^2}}$$

$$P(E_{YB}) = \frac{1}{2\pi \sigma_{возм}^2} e^{-\frac{(E_{YB})^2}{2\sigma_{возм}^2}}$$

$\sigma_{возм}^2 = \sigma_{возм}^2$  зависят от м-ти в-ти по-ср. кривой  $\Delta h$

IV Фрактальный метод (фрактально-волновой м.)

заменим отражение от п.п. открытием от фрактала (хорошо открыт плоск.)



Рассм. плоский фронт волн фронт

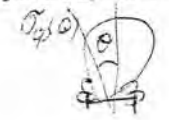
$\Delta l$

$\vec{E}$

$\vec{r}$  радиус кривизны

выпуклый фронт

Какой показатель имеет световую волновую функцию



$$\sigma_p \sim \frac{\sin \kappa \Delta l}{\kappa \Delta l}$$

чем шире фронт, тем уже фронт

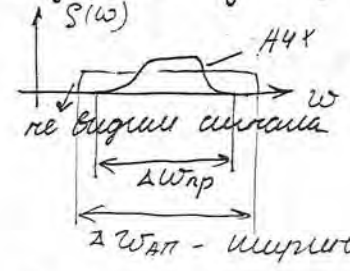


$$P_{пр} = P_{отр} \frac{D_{пр} D_{отр} F_{пр}^2}{(\kappa \pi)^3 R_{пр}^2 R_{отр}^2} I^2 \sigma_p^2 (G)$$

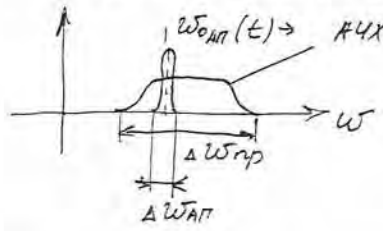
формула по методике для плоского фронта

Моделирование сигналов активных помех.

- 1) Шумовая заградительная помеха

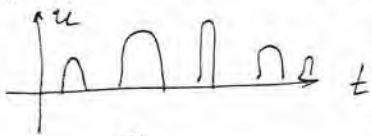


- 2) Движущаяся (уводимость по скор-ти)

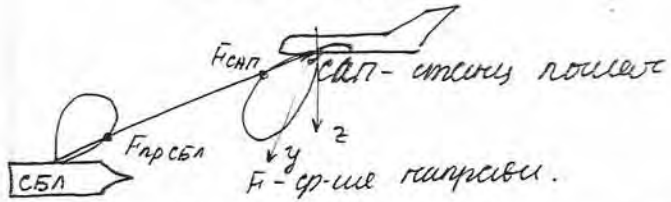


- 3) Квадратичная импульсная помеха (хил)

процв аши и процв дшит.

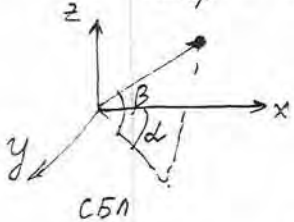


Рассет средней мощности активн. помехи.



Средн мощность, наводимая по вх СБЛ:

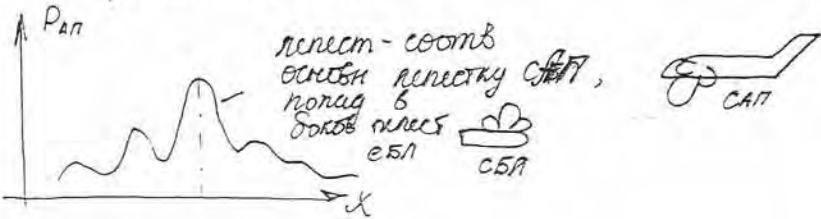
$$P_{\text{АП ср}} = P_{\text{САП}} \cdot \frac{D_{\text{САП}} \cdot D_{\text{ПРСБЛ}} \cdot F_{\text{ПРСБЛ}}(\alpha, \beta) \cdot F_{\text{САП}}(\alpha, \beta)}{(4\pi)^2 R^2}$$



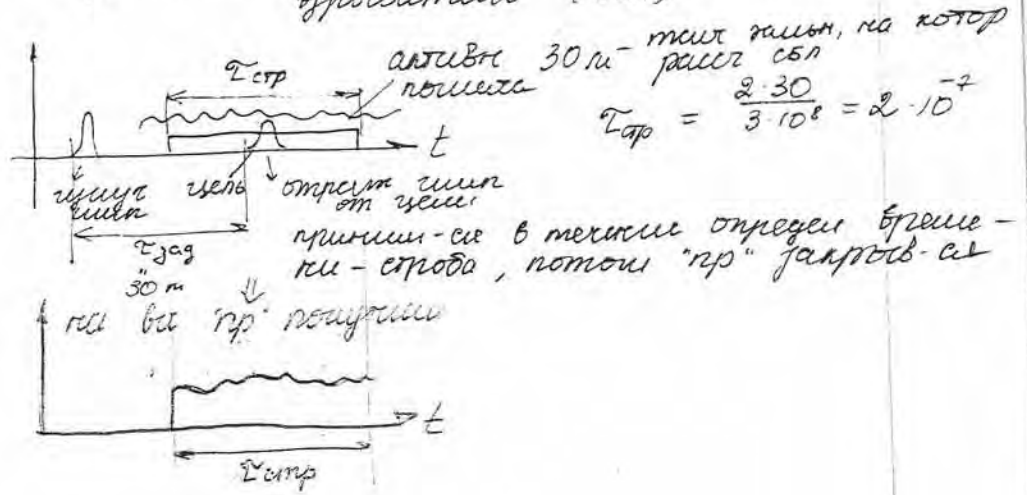
$\lambda^2_{\text{СБЛ}} \cdot \beta_{\text{П}} \cdot K_{\text{д}} \cdot 10^{-0,1 \alpha R}$  - расет коэф-т затух в аши. коэф. реуности померизации стелю помех и СБЛ

коэф-т учете соотв реиост пр СБЛ и помехи стелю реиост  
ответ за затухание в аши.  $K_{\text{д}} = \frac{A_{\text{ШСБЛ}}}{\Delta \omega_{\text{АП}}}$

дше уводим по ск-ти этот коэф-т - гр-ше времени



воздействие активн. помехи на шипуионн взрыватель (СБЛ)

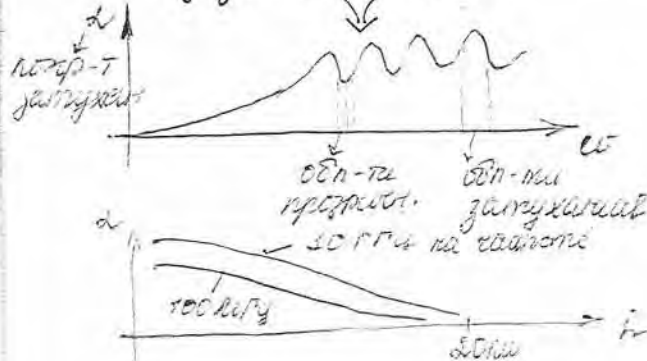


Моделирование внешнего атмосфереры.

Внешние аши - аши. свадра.

д вихи вреши-ше шип с ашиосфр.

затухание шипа из-за атмосфереры → отражение шипа от аши. свадра

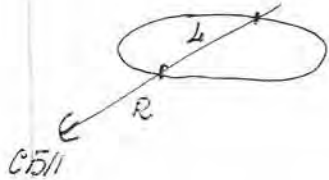


д же-мо см вадра  $k = \text{const}$

паш  $T \cdot k \Rightarrow \text{шип свадра вадра вадра}$

где отражение осадков:

$$P_{np} = \frac{\pi^5 P_{пер} \cdot A_{СБЛ} \cdot |K|^2 \cdot z \cdot L}{32 \cdot L^4 \cdot R^2}$$



L - длина трассы внутри  
облака

A - проекция  
апертуры  
СБЛ

R - радиус до центра  
облака

z - толщина  
осадков

$$|K|^2 = 0,931 \quad \text{для воды}$$

$$|K|^2 = 0,497 \quad \text{для кристалликов  
льда}$$

z - коэффициент отражения  
для тумана или облака, соот. из расчета  
воды

$$z = 4,8 \cdot 10^{-8} \text{ м}^2 \left[ \frac{\text{мм}^6}{\text{м}^3} \right]$$

M - содержание воды в облаке  $[\frac{\text{м}^3}{\text{м}^3}]$

$$z = 200 \cdot z^{1,6} \quad \text{дождь} \quad z - \text{тем-ра в облаке}$$

$$z = 1000 \cdot z^{1,6} \quad \text{снег} \quad z - \text{тем-ра в облаке}$$

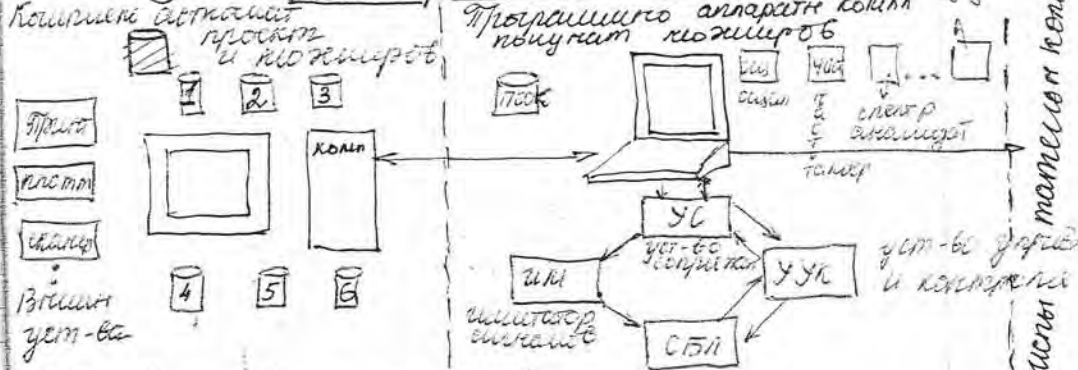
## Раздел 2

### Полукатурное моделирование

радио локаторный СБЛ.  
полувекторная  
мат + другие модели

(мат модели сим + аппарат св-ва обр-ли)

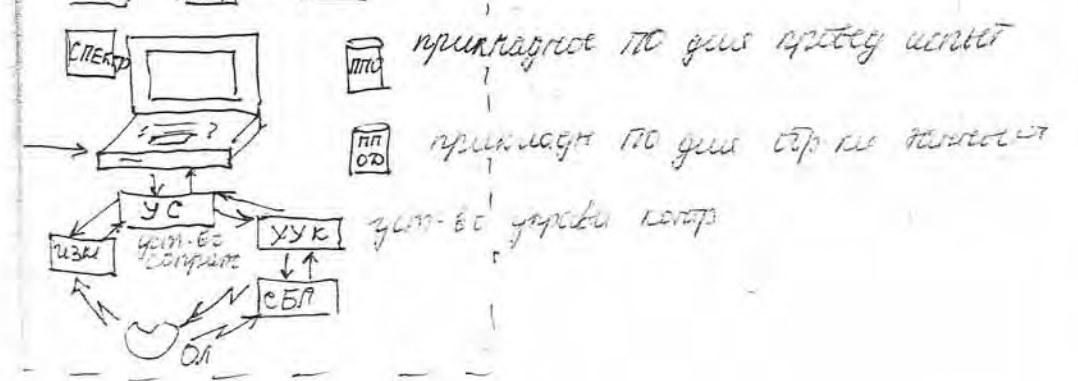
### Комплекс полукатурное моделирование СБЛ



- ① - база данных сценариев
- ② - база данных параметров СБЛ
- ③ - база данных параметров моделирования

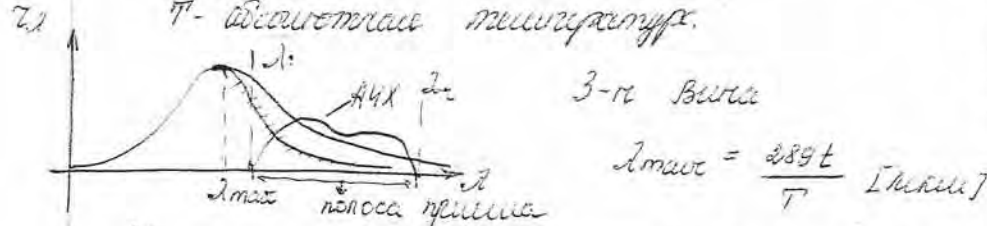
- ④ - пакет моделирования
- ⑤ - САПР
- ⑥ - программное обеспечение и расчеты моделирования

испытательный комплекс - обеспечение стабильности и контроля





$\tau_{\lambda} = 3,71 \cdot 10^8 \cdot \lambda^{-5} \left( e^{\frac{14380}{\lambda T}} - 1 \right)^{-1}$  [Вт/м<sup>2</sup>·м]
   
 плотность спектральной светимости
   
 элемент, излучающий 1 м<sup>2</sup> поверхности в единичном направлении
   
 λ [мкм]
   
 T - абсолютная температура



вв. излучаемая светимость в заданном диапазоне длин волн
   
 $R_{\lambda_1-\lambda_2} = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \tau_{\lambda} d\lambda$ 
  
 эфф. в сд. S в заданном диапазоне длин волн [Вт/м<sup>2</sup>]

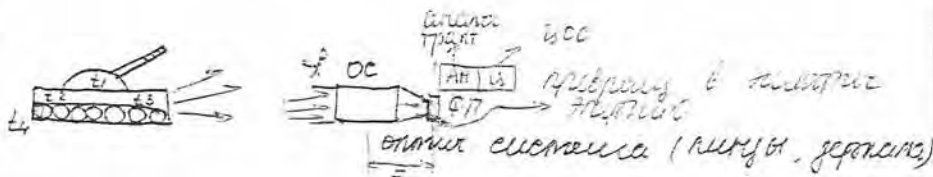
3-я Стефан-Больцмановская константа
   
 $R_{\lambda} = \int_0^{\infty} \tau_{\lambda} d\lambda = \sigma T^4$ 
  
 эфф. светимости

σ - конст. Больцмановская  $\sigma = 5,67 \cdot 10^{-8}$  [Вт/м<sup>2</sup>·град<sup>4</sup>]

γ - коэф-т серости, несколько меньше от 0 до 1

Мощность излучаемая узким приемником
   
 $P_1 = R_1 \cdot S_1$ 
  
 мощность излучения в направлении наблюдения

$P = P_1 + P_2 + P_3 + P_4$



Ф - люксыды, в которых соединены приемник ФП - фотоэлемент
   
 ФП - фотоэлемент

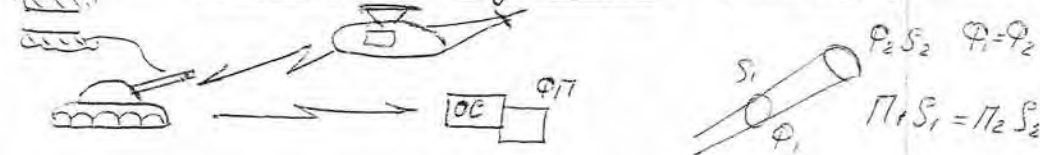
для расчета суммарного потока на ФП
   
 $d\Phi = \pi S \tau_{\lambda}^2 d\lambda$  - элемент потока
   
 излучения  $\lambda_1 \rightarrow \lambda_2 \Rightarrow$  элемент в ширине  $d\lambda$ 
  
 $\Phi_{\lambda_1-\lambda_2} = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \pi S \tau_{\lambda}^2 d\lambda = \pi S \sigma^2 R_{\lambda_1-\lambda_2}$  [Вт]

$\Phi = \pi \sigma^2 S \lambda^2$  - полный поток на ФП

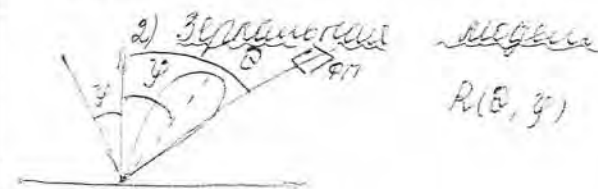
$\Phi_{\lambda} = \Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3 + \Phi_4$

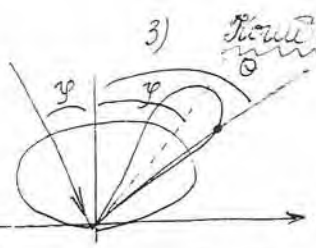
перенесите люксыды на одну сторону

Активная и пассивная реакция



1) Излучаемая мощность
   
 $R(\theta)$  коэф-т отражения
   
 2) Зеркальная поверхность
   
 $R(\theta, \gamma)$

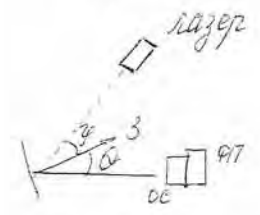




3) Классификация модов ступат

нужно указать, как распре-  
делить между диоптриз  
и зеркальн моделями

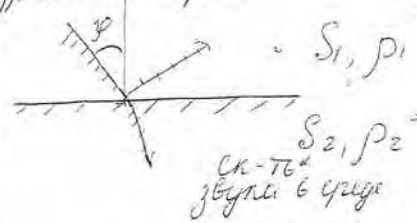
далее переходим к описанию для  $\theta$  и  $\gamma$ .



Особенности моделирование  
акустических волн

распространение волн в гетерогенной среде

упрощение стримтона - Чу



$S_2, \rho_2$  - волн-м в среде  
ск-ть звука в среде

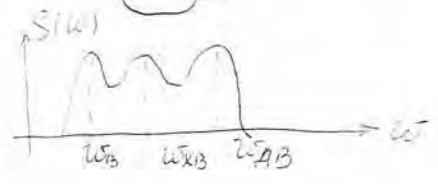
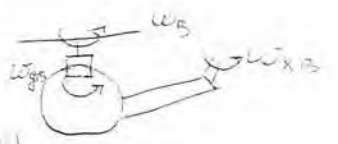
$$W = \frac{2 \cos \gamma}{(\rho_2/\rho_1) \cos \gamma + \sqrt{(s_1/s_2)^2 - \sin^2 \gamma}}$$

коэффициент отражения в упругой среде

$$V = \frac{(\rho_2/\rho_1) \cos \gamma - \sqrt{(s_1/s_2)^2 - \sin^2 \gamma}}{(\rho_2/\rho_1) \cos \gamma + \sqrt{(s_1/s_2)^2 - \sin^2 \gamma}}$$

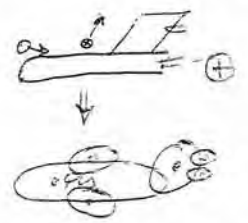
Тогда волна - лучевая модель акустических волн  $\Rightarrow$  можно использовать

модели.



для анализа реальных сигналов  
числом фазовой скорости  
модели (или ФАП)

Моделирование сигнала в микрометром-  
ном диапазоне.



план. есть приемы  
в виде фильтра  $\Rightarrow$  можно  
интегрировать по своим фазо-  
вым частотам и сигналам  
или для модели 15 м

Моделирование сигнала  
в микрометромном диапазоне  
(модели электромагнитных волн)

- на практике декартовы координаты
- программа расчета сигнала в режиме реального времени.

$$\epsilon_0 \approx \frac{4\pi \epsilon_0 \rho \sqrt{1 - \frac{1}{\epsilon_0}}}{\ln \epsilon_0^2 (2 + 2\sqrt{1 - \frac{1}{\epsilon_0}} - \frac{1}{\epsilon_0})}$$

нормировка сигнала  
интеграл сигнала по частоте

$\epsilon$  - диэлектрическая проницаемость  
 $d$  - диаметр 1-1-1-1.

$$\epsilon_0 = \frac{\rho}{d}$$

напряжение сигнала на входе антенны

$$F \approx \frac{\rho_0}{4\pi \epsilon_0 d^2}$$

проделим паритет микро поле, при котором  
 зарядов равн-ств 120 нб-нб Сл.  
 $E_{пр} \approx 3 \cdot 10^6 \text{ В/м}$

$\sigma_{пр} \approx 0,4 \cdot 10^{-4} \text{ д}^2$   
 при заряде на площадке

интерференция поле.

## Моделирование трактов обработки сигналов.

Основные принципы построения трактов ОС.

- 1) Специализация элементов (что лучше получится)
- 2) Декомпозиция системы (все тракты реализуются на отдельных этапах)
- 3) Ограничение диап-на влияния пар-ов и их связей перемещением
- 4) Эквивалентирование - замена системы квант. отсчетами отсчетов круткой узлов и узлов генераторскими или статистическими эквивалентами, упрощает, исключает
- 5) Если проект радиосистемы формирует мат. модели и числособорудован строятся на прибор-х и программах пар-ов

Основные исходные данные для моделирования трактов ОС.

- 1) Тип схемы, на основе которой производится моделирование
- а) функциональная - позволяет описать процесс системы, структура, как блок-схема
- б) структурная - указ-ет состав частей системы и их взаимодействие
- в) параметрическая - содержит данные о пар-ах (параметры, значения) и связи между ними
- 2) эквивалентная - замена узлов и связей генераторскими отсчетами узлов и связей
- 2) Типовые расчеты, используются в мат-ке модели для расчетов.

а) Линейные  $\rightarrow$  Стационарные  $\rightarrow$  Математический

б) Безинерционные  $\rightarrow$  Линейные  $\rightarrow$  Уравнения

в) Вид математических операций зависит от сложности.

- а) Метод гармоник
- б) Спектральный метод (преобр. Лапласа, ПИФ)
- в) Временные методы (инт-л, ПИФ)

Основные методы нахождения параметров систем.

I. Метод нулевой частоты  
 В нач. моменте все конденсаторы и катушки индуктивности считаются разомкнутыми и замкнутыми.

II Метод комплексной оценки  
 Все вл. инт. элементов с точностью до знака и коэф. инт., в все включаются в эквивалентную цепь.

III Формульный метод  
 Связь на примере той системы в вл. инт. некоторых формульных от вл. инт. и пар-а звена  
 $U_{вых} = F(U_{вх}, I_{вх}, I_{св})$

IV Метод статистической обработки  
 Методы зван. зван. статистический анализ

V Метод структурной схемы.

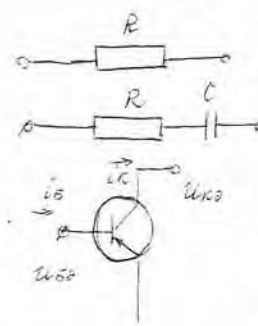
Структурная схема в плане зван. и структурной связи по сложности обработки

VI Метод уравнений состояния пер-го.

Зависит в плане сложности и сложности. Зависит от сложности в вл. инт. пер-го и вл. инт. в вл. инт. пер-го.

Метод нулевой частоты.

$$u(t, \lambda(t)) = \underbrace{F[t, \lambda(t)]}_{\text{связь вл. инт.}} \cdot \sin \left\{ \underbrace{\omega_0 t - \varphi[t, \lambda(t)] - \varphi_0}_{\text{нулевая частота}} \right\}$$



$$u(t) = R \cdot i(t)$$

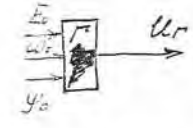
$$u(t) = R \cdot i(t) - \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt$$

$$I_{св} = F_1(u_{св}, u_{кв})$$

$$I_{св} = F_2(u_{св}, u_{кв})$$

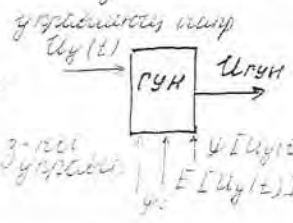
на практике не дают геометрических результатов  
 Примерные методы нулевой частоты и комплексной оценки

Генератор



$$u_r(t) = E_0 \sin(\omega_0 t - \varphi_0)$$

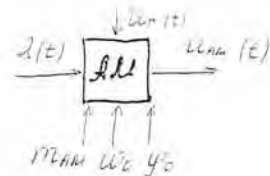
Генератор, уравнение параметра



$$U_{гн}(t) = F[U_g(t)]$$



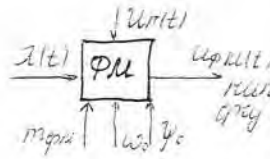
**Амплитудный модулятор**



$$u_{AM}(t) = E_0 [1 - m(t) \cos(\omega_c t - \phi_0)] \cos(\omega_c t - \phi_0)$$

напр. при модуляции  
по амплитуде

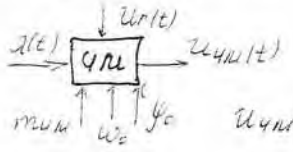
**Фазовый модулятор**



$$u_{PM}(t) = E_0 \cos[\omega_c t - \phi_0 - m(t)]$$

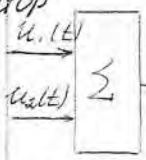
напр. при модуляции  
по фазе

**Частотный модулятор**



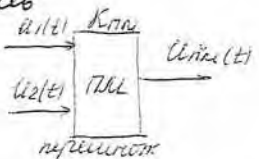
$$u_{FM}(t) = E_0 \cos[\omega_c t - m \int \lambda(t) dt - \phi_0]$$

**Сумматор**



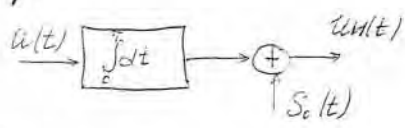
$$u_{\Sigma}(t) = u_1(t) + u_2(t)$$

**Референцирование**



$$u_{р}(t) = K_{рм} [u_1(t) - u_2(t)]$$

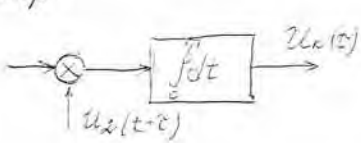
**Интегратор**



$$u_I(t) = S_0(t) + \int u(t) dt$$

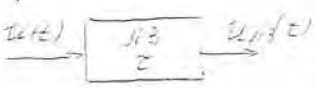
напр. при интегрировании

**Коррелятор**



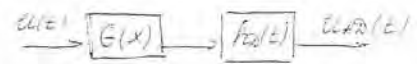
$$u_k(t) = \int u_1(t) u_2(t - \tau) dt$$

**Синхронизация**



$$u_{н}(t) = u(t - \tau)$$

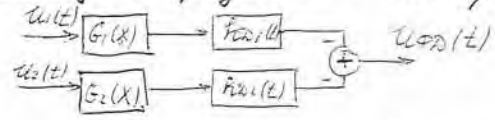
**Синтезирующий элемент** - элемент, который формирует сигнал в соответствии с заданным алгоритмом



2. Ограничение → элемент, который ограничивает сигнал в соответствии с заданным алгоритмом G(x)

$$u_{огр}(t) = \int_{-\infty}^t G[u(\tau)] \cdot h_{огр}(t - \tau) d\tau$$

**Синтезирующе-фазовый элемент**

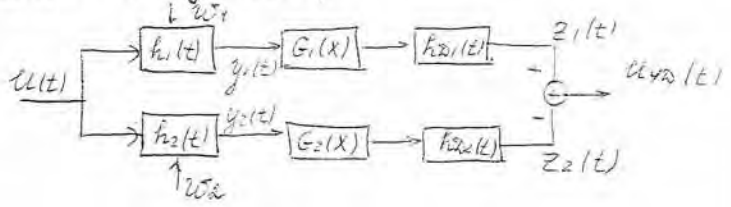


выборка сигнала  
 $u_1(t) = u_{max1}(t) + u_{min1}(t)$   
 $u_2(t) = u_{max2}(t) - u_{min2}(t)$

$$u_{ФЭ}(t) = z_1(t) - z_2(t)$$

$$z_i(t) = \int_{-\infty}^t G_i[u_i(\tau)] h_{zi}(t - \tau) d\tau$$

**Частотный генератор**



$$u_{ФГ}(t) = z_1(t) - z_2(t)$$

$$z_i(t) = \int_{-\infty}^t G_i[y_i(\tau)] h_{zi}(t - \tau) d\tau$$

$$y_i(t) = \int_{-\infty}^t G_{zi} u(\tau) h_i(t - \tau) d\tau$$

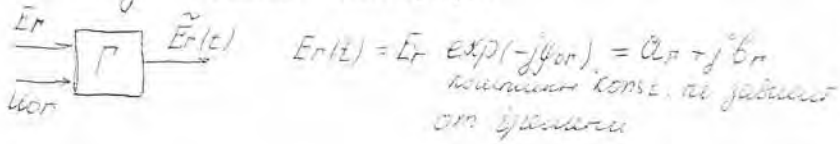
**Применение метода комплексной огибающей**  
 Вспомогательная функция комплексной огибающей  
 формируется по известной или заданной функции  
 сигнала с помощью формулы

$$\tilde{u}(t) = u(t) - j \dot{u}(t) = E_0(t) - j \dot{E}_0(t) \exp(j\omega_c t)$$

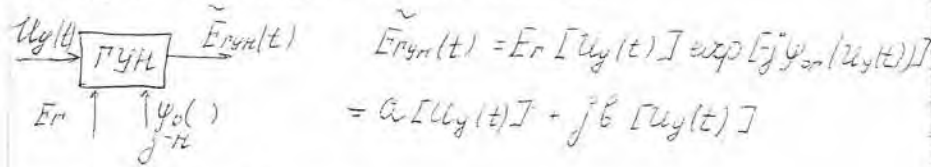
$$u(t) = \text{Re} \int_{-\infty}^t \tilde{u}(\tau) \exp(j\omega_c(t - \tau)) d\tau$$

**Генератор** по методу рекурсии:  $u_r = \text{Re} \{ \tilde{E}_r \exp[j(\omega_r t - \psi_0)] \}$

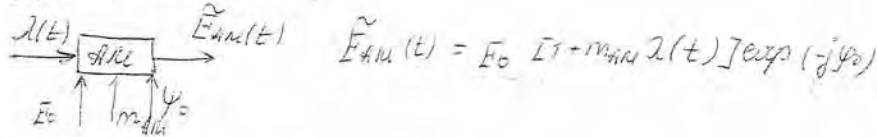
по методу поиска амплитуды



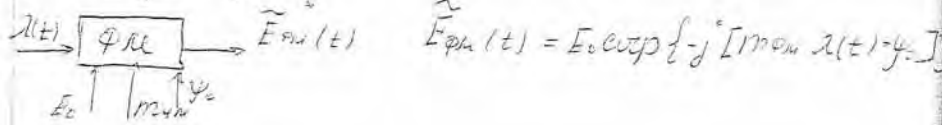
**Генератор, управляемый напряжением.**



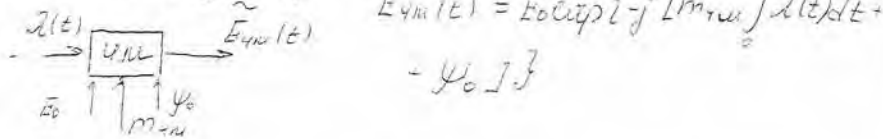
**Фазовый модулятор**



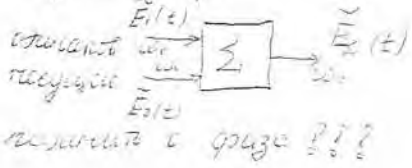
**Фазовый модулятор**



**Частотный модулятор**

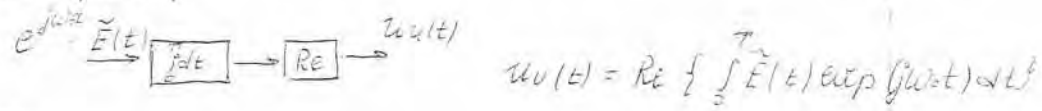


**Сумматор**



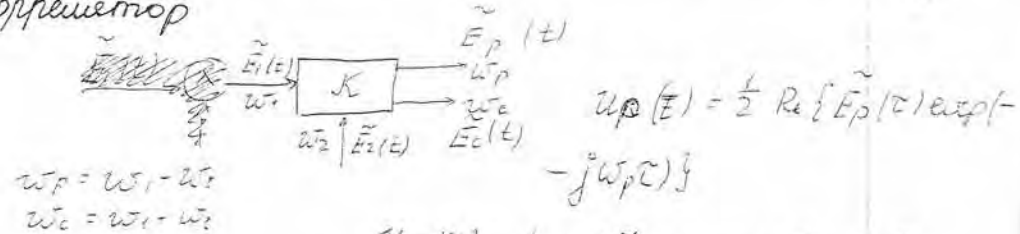
$$\begin{aligned} \tilde{E}_2(t) &= \tilde{E}_1(t) + \tilde{E}_2(t) = \tilde{E}_2 \exp(-j\psi_2) \\ &= \tilde{E}_1 \exp(-j\psi_1) + \tilde{E}_2 \exp(-j\psi_2) = \\ &= [a_1(t) + a_2(t)] - j [b_1(t) + b_2(t)] \end{aligned}$$

**Умножитель**



$$u_u(t) = \text{Re} \left\{ \int_0^T \tilde{E}(t) \exp(j\omega t) dt \right\}$$

**Разрешитель**



$$\begin{aligned} \omega_p &= \omega_1 - \omega_2 \\ \omega_c &= \omega_1 + \omega_2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} u_c(t) &= \frac{1}{2} \text{Re} \{ \tilde{E}_c(t) \exp(-j\omega_c t) \} \\ \tilde{E}_p(t) &= \int_0^T \tilde{E}_1(t) \tilde{E}_2^*(t-t) \exp[j(\omega_1 - \omega_2)t] dt \\ \tilde{E}_c(t) &= \int_0^T \tilde{E}_1(t) \tilde{E}_2^*(t+t) \exp[j(\omega_1 + \omega_2)t] dt \end{aligned}$$

**Перемножитель**



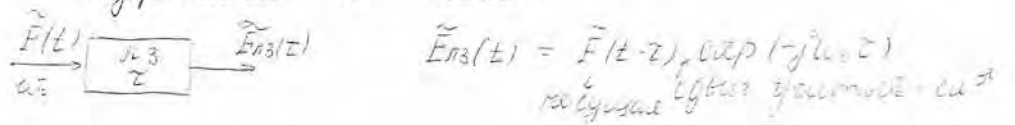
$$\begin{aligned} \omega_p &= \omega_1 - \omega_2 \\ \omega_c &= \omega_1 + \omega_2 \end{aligned}$$

причем  $\omega$  — номинальная частота

$$\begin{aligned} \tilde{E}_p(t) &= \frac{1}{2} K_{\text{PM}} \tilde{E}_1(t) \tilde{E}_2^*(t) \quad | \text{ на } \omega_p \\ \tilde{E}_c(t) &= \frac{1}{2} K_{\text{PM}} \tilde{E}_1(t) \tilde{E}_2^*(t) \quad | \text{ на } \omega_c \end{aligned}$$

**Синус задержки**

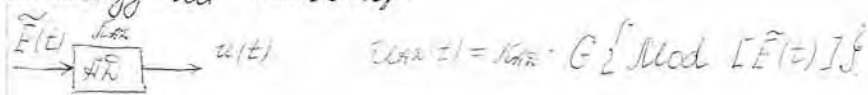
задержка на  $B_4$  делителю



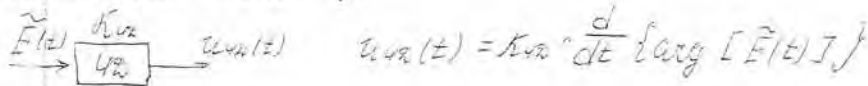
$$\tilde{F}_n(t) = \tilde{F}(t-z) \exp(-j\omega_0 z)$$

**Фазовый делитель**  $\tilde{E}_1(t)$   $\tilde{E}_2(t)$   $\tilde{E}_3(t)$   $\tilde{E}_4(t)$   $\tilde{E}_5(t)$

Фазовый детектор

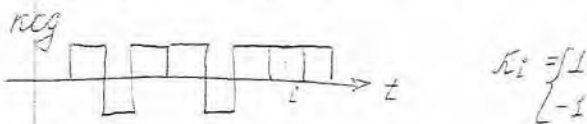


Частотный детектор



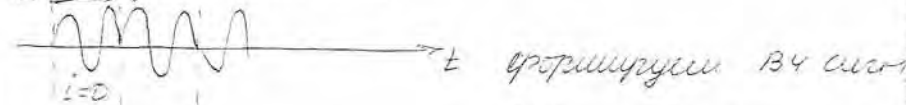
Вывод:

Эквивалентная передаточная функция:



ког частоты для модуляторов равен 134 кГц.

15.  $T_0$  - период сигнала



$$y_i / K_i \cdot t_i = \begin{cases} 0 & \text{если } K_i = 1 \\ \pi & \text{если } K_i = -1 \end{cases}$$

модуль равен 134 кГц

Омский элемент

по методу:  
 $f_0 = 2000$   
 $T_0 = 1 \mu\text{с}$   
 $f_{\text{контр}} = 10^6 f_0$

Контрастная частота

$$N = T_0 f_{\text{контр}} = 10^{-6} \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^3 = 20000$$

$$N_5 = 13 \cdot 20000 = 260000$$

Модуль сигнала

$$u(t) = U_0 \sin(2\pi f_0 t - \varphi_0)$$

по числу колебаний сигнала

число колебаний  $\tilde{F}(t) \Big|_{t_1}^{t_2} = F_0 e^{-j\varphi}$

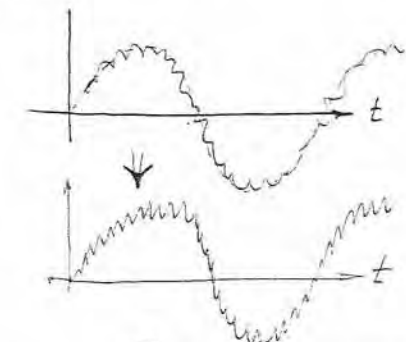
число колебаний равно также как код.

$$N_5 = 13$$

число с записью  $N_5 = 413 = 52$

Применение метода статистических выводов

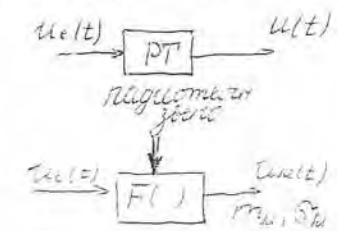
Состоит в замерах  $\gamma$  зная радиометрические параметры, двумерные вычисления того зная, при этом вычисления в абсолютном значении, так как мы имеем в статистическом смысле, с помощью го значения статистический вывод.



в точке зрения не имеет квадратичной, если расчитать  $\Rightarrow$  разность, то есть расчитать также как код.

Подходы (методы) построения метода см. п. 1.

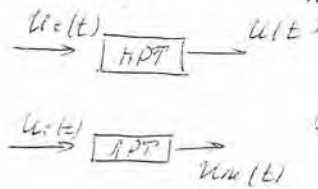
1) Формулы метода:  $m, \delta, K(t)$



$u_m(t) = F(u(t))$   
 $m = 01$   
 $\delta = 5$

для оценки точности метода

2) Метод статист. линейизации

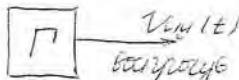
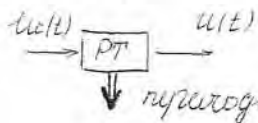


применяется к нелинейным звеньям. Значит имеет место линейная аппроксимация по В частоте ПЧ  
 $m \approx m_n$   
 $\sigma \approx \sigma_n$

3) Метод вариацион статист. линейизации

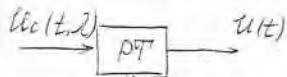
Значит ВЧ звена ПЧ аппроксимируется, далее к получившейся цепи применяется метод статист. линейизации

4) Метод идеализации



приближение к идеалу  
 параметры цепи можно считать  
 $m_m$   
 $\sigma_m$   
 $k_m(\tau)$

5) Метод отыскания эквивалентного пер-ра

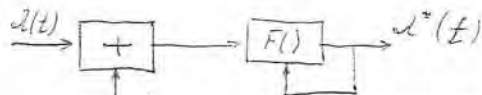
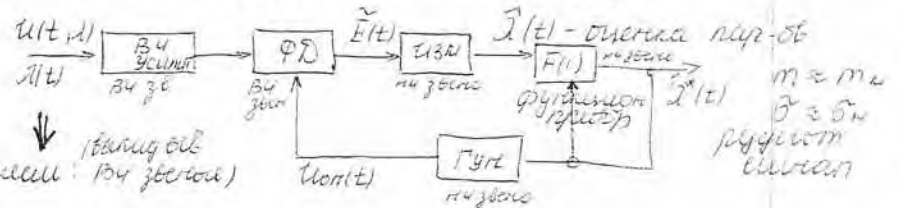


ищется эквивалентный пер-ра по характеристикам ПЧ ВЧ звена:  $m_m, \sigma_m$

Примеры метода эквивалентного пер-ра

ВЧ → ПЧ таблица с кт и частотой в

б) Метод идеализации эквивалентного пер-ра и стат. линейизации



$u_m(t)$  - шум, который вносится при идеализации ВЧ звена и ФД

Моделирование цифровых трактов обработки сигналов

цифры преобр-ие - дискретизация по времени и значен  
 непрерывного преобр-ие  
 Методы моделирования и тип обр-ки:

1) Рекуррентные полины - как процессоры, выдают  $\hat{u}(t)$ ,  $u_m(t)$ ,  $u_m(t)$  и т.д.

Модель: матрица переходных  
коэффициентов  $Y_{out} = L(X_{in})$

2) Цифровая реализация аналоговых прототипов (фильтров, детекторов и т.д.)

Цифровой автомат

- блок, выполняющий алгоритм пер-ра

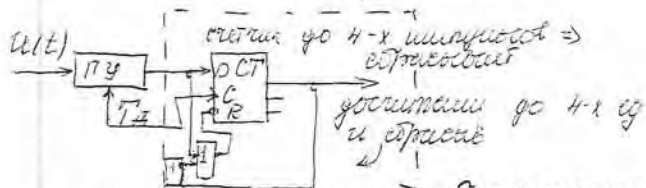
1.  $X$  - микр-во значений во шкале
2.  $Y$  - микр-во значений всех элементов
3.  $A$  - микр-во внутренних состояний микро автом.
4.  $A_0$  - начальн. состояние цифров автом.
5.  $A_i = f_{\mu}(X_i, A_{i-1})$

Ф-ция перехода микро автомата, которая отображает микр-во во всех значениях в  $i$ -ый момент времени и микр-во внутренних состояний в предыдущий момент времени в микр-во внутренних состояний цифров автомата в текущий момент времени

6.  $Y_i = f_{\nu}(X_i, A_i)$   
 Ф-ция выходов, отображающая микр-во всех элементов в текущий момент времени и микр-во внутр автом цифров автом в текущ. время во микр-во значений всех элементов в т.ч. в р

в) задание микро автом и пример приложения.

Рисун. обнаружитель:



ПУ - генератор импульсов, выдает обнаружитель  
 Выходы квадратов с частотой  $T_d$ , на вых  $\approx \frac{1}{2}$

вох D - инверсия вох  
 - обещ тактирует  
 вох R - инверсия сброс

$$X = (0, 1)$$

$$Y = (0, 1) \text{ микр-во входов в комбинации или отсутствием вых}$$

$$A = (000; 001; 010; 100; 011)$$

внутр автом цифр-ав автом триггеров на вых

$$A_0 = 000$$

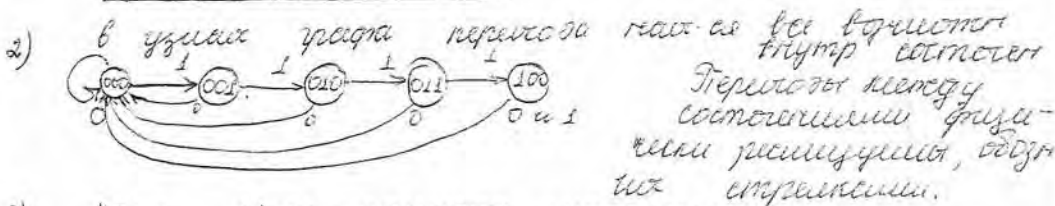
Способы задания Ф-ции перехода  $\mu$

- 1) задание таблицы переходов
- 2) граф переходов
- 3) матрицы переходов

1)

n	$X_i$	$A_{i-1}$	$A_i$
1	0	000	000
2	1	000	001
3	0	001	000
4	1	001	010
5	0	010	000
6	1	010	011
7	0	011	000
8	1	011	100
9	0	100	000
10	1	100	000

$$\frac{010 \times 001}{011} = 010$$



3)  $\|\mu\|$   $N \times N$  - матрица переходов микро автом

$\|\mu\| =$

номер строки соответствует состоянию  $\rightarrow$  в предыдущий номер столбца и автом в предыдущий момент времени.

$A_{i-1} \backslash A_i$	000	001	010	011	100
000	0	1	-	-	-
001	0	1	-	-	-
010	0	-	-	1	-
011	0	-	-	-	1
100	0	1	-	-	-

что заставит  $000 \rightarrow 000$  и  $000 \rightarrow 001$

в том  $f_{\mu j} = \text{микр-во всех состояний вох автом}$   
 которые будут переходы из состояния  $A_{i-1} \rightarrow A_i$

P-ые выходов  $\lambda$

$$Y_i = \lambda(X_i, A_i)$$

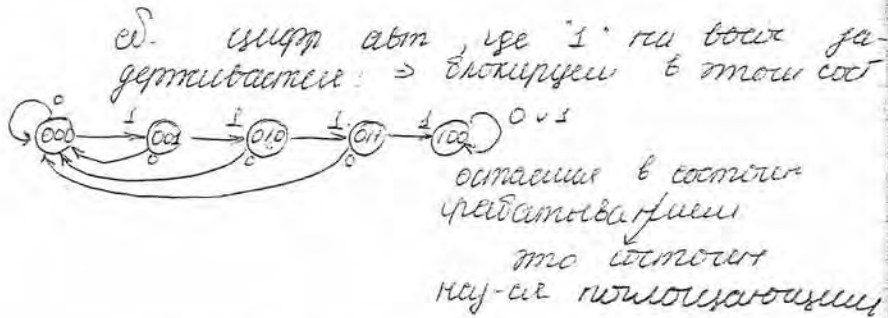
$Y_i = \lambda(A_i)$  -  $\lambda$  определяется зависим от вход  
последовательности.

↓ заг-ие

- 1) матрицей      2) матрицей

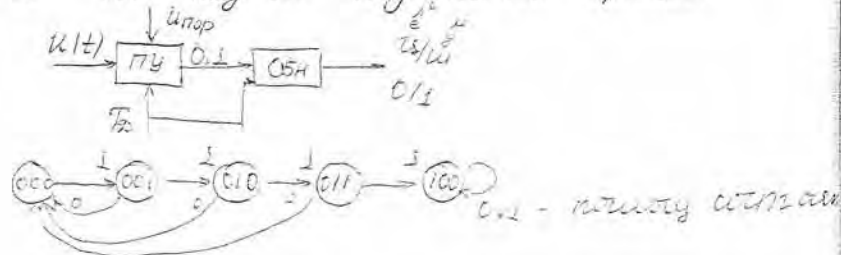
1)

$\lambda$	$A_i$	$Y_i$
	000	0
	001	0
	010	0
	011	0
	100	1



Цифровой автомат со случайными  
переходами или вероятностный автомат

Каждое под-ие случайный процесс



$$q = \int_{-\infty}^{u_0} P(u) du, \quad P = 1 - q$$

Чемпи абстрактно со входом для вход элементов процесс  
как вход авт со случайными переходами  
или вероятностный автомат

$$a_0 = 000$$

$$X = 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0$$

$$Y = 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1$$

$$a = 000, 001, 000, 001, 000, 001, 010, 011, 100, 100$$

в каждом элементе  
бранима.

заг-ие вектор вероятности состояния каждого  
автомата

$$\bar{P}_i = (P_{000}, P_{001}, P_{010}, P_{011}, P_{100})$$

сб-ть вер-тей кажде соот

в начале шовт бранима

$$\bar{P}_0 = (1, 0, 0, 0, 0)$$

группы - и матрица переходов вер-тей  
случайного автомата

$$|P_{ij}| = \begin{vmatrix} 0 & 1 & - & - & - \\ 0 & - & 1 & - & - \\ 0 & - & - & 1 & - \\ 0 & - & - & - & 1 \\ - & - & - & - & 0,1 \end{vmatrix} \Rightarrow |P_{ij}| = \begin{vmatrix} q & p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q \end{vmatrix}$$

матр  
перех

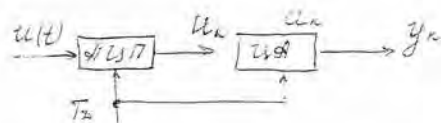
$P_{ij} = \sum_k$  вер-тей перехода от состояния  $i$  к состоянию  $j$   
функция  $\bar{P}_{ij}$

$$P_{i,5} = P + Q = 1$$

$$\bar{P}_i = \bar{P}_{i-1} \cdot |P_{ij}|$$

$$\bar{P}_i = (q, p, 0, 0, 0)$$





$u_k$  - сигнал дискретного времени со скоростью  $\frac{1}{T_k}$ .

$\mathcal{K}$ :  $u_{k-d+1} u_{k-d+2} \dots u_k$

$$F_{iFO} = P(u_{k-d+1} \dots u_k) = P(F = u_{k-d+1} \dots u_k)$$

$m$ -м место ряда вертев в сигналах  $u_{k-d+1} \dots u_k$ ,  $\bar{u}_k = u_{k-d+2} \dots u_{k+1}$ .

$P(z_0, u_1, z_1, \dots, u_k, z_k) = P(z_k / z_0, u_1, \dots, u_k, z_{k-1})$   
 совместно верте наблюдены в  $k$  момент времени для  $z_k$ .  
 \*  $P(u_k / z_0, u_1, \dots, u_{k-1}, z_{k-1})$   
 \*  $P(z_0, u_1, \dots, u_{k-1}, z_{k-1})$

$$P(z_k / z_0, u_1, \dots, u_k, z_{k-1}) = P(z_k / u_k, z_{k-1})$$

УА не зависит на все моменты

$$P(u_k / z_0, u_1, \dots, u_{k-1}, z_{k-1}) = P(u_k / u_{k-d}, \dots, u_{k-1})$$

$$P(z_0, u_1, \dots, u_k, z_k) = P(z_k / z_{k-1}, u_k) \cdot P(u_k / u_{k-d}, \dots, u_{k-1})$$

$$\dots u_{k-1}) \cdot P(z_0, u_1, \dots, u_{k-1}, z_{k-1})$$

УА с  $d$  - скоростью  $\frac{1}{T_k}$  в результате также стала  $d$  - скоростью  $\frac{1}{T_k}$  маркова.

Вв кобуро пом-ть, состоян которой определяем:

$$\Psi_k = u_{k-d+1}, \dots, u_k, z_k$$

$$P_k(\Psi) = P_0(\Psi) \cdot \prod_{i=1}^k P(\Psi_i / \Psi_{i-1})$$

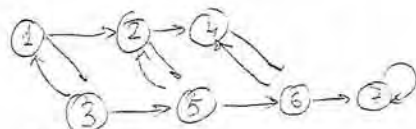
$$P(\Psi_k / \Psi_{k-1}) = \begin{cases} P(z_k / z_{k-1}, u_k) \cdot P(u_k / u_{k-d}, \dots, u_{k-1}) & \text{если через дискретный процесс} \\ 0 & \text{иначе} \end{cases}$$

Пример:  
 Звукотв кт псу-мо

$$\begin{matrix} 0 & 1 & 0 \\ u_{k-2} & u_{k-1} & u_k \end{matrix} \rightarrow \begin{matrix} 1 & 0 & 1 \\ u_{k-1} & u_k & u_{k+1} \end{matrix}$$

$$P(z_k) = \sum P(\Psi_k)$$

по всем состояниям  $\Psi_k$ , которые содержат  $u_{k-1}$  и  $u_k$ .



$$P(z_k) = (P_{1k}, P_{2k}, P_{3k}, P_{4k}, P_{5k}, P_{6k}, P_{7k})$$

$$z_k = 001$$

$$P_{2k} = P(001, 0)$$

$$P_{3k} = P(001, 1)$$

$$P_{001} = P(001, 0) + P(001, 1)$$

### Теперь нам нужны чисел.

3 метода.

- Использование экспериментальных данных.
  - Использование экз. данных, полученных на конкретном объекте по данным - не удовлетворительно!
  - Использование чисел, полученных из теории.
 

Каждое число  $\Psi_k$   $\rightarrow$   $\Psi_{k+1}$



б) Универсальный генератор.  
Данные подготавли для системы.

2. Использование физических датчиков аналоговых чисел.

⊖ нет повторения результатов

3. Использование программируемых датчиков аналоговых чисел.

⊖ последовательность - псевдослучайная

⊖ алгоритмов генерации - постоянное число

⊕ удобство эту роль

⊕ можно получить в статистике исследовании

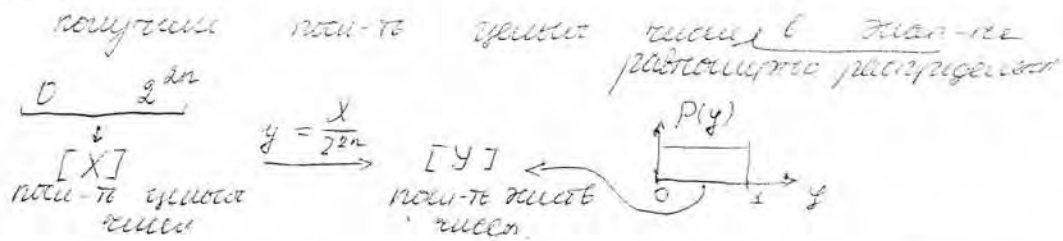
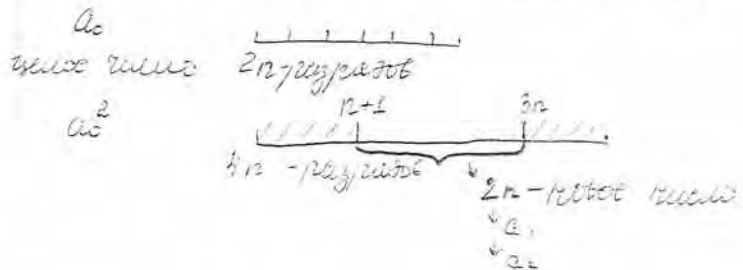
⊕ можно повторить результаты. Это важно для статистики.

⊖ не удается воспроизвести все параметры случайного процесса.

⊖ все последовательности псевдослучайных чисел являются периодическими.

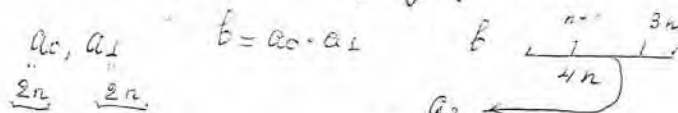
Примечание: Во время операций с числами, малыми по сравнению с разрядом вычислителя, как псевдослучайные числа.

а) Метод усечения (метод Ньютона)



Полученное число - программируемо

б) Метод произведения



Второе полученное число является уже произвольным полученным числом.

в) Метод вычетов

Метод получения последовательности чисел:  

$$x_{i-1}, \dots, x_{i-2}$$

$$u_i = \Psi(x_{i-1}, \dots, x_{i-2})$$

$$x_i = \xi(u_i)$$
 где  $u_i = a x_{i-1} + b$   
 $x_i = \text{остаток от деления } m.e. (u_i \cdot M) \cdot M = W_i$   
 $u_i - w_i = x_i$   
 Метод получения последовательности.

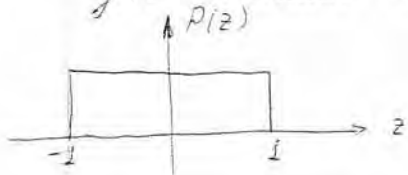
Генератор Фибоначчи - Фибоначчи - Шуба (FBS)

Алгоритмы генератора Рибенсаки.

Статистические методы генерации

# Генерация нормальных распределенных чисел

$j$ -я базисная точка



$$z_i = 2y_i - 1$$

$$y_i = (\sum_{j=1}^n z_j^2) / 12$$

$$(0, 1)$$

$$(m, \sigma)$$

$$y_i' = m + \sigma y_i$$

Генератор норм. расп. чисел, основанный на ~~мет~~ нелинейном преобр-ши.

$z_i, z_{i-1}$  - в равноугловом треугольнике числа

$$S_i = z_i^2 + z_{i-1}^2$$

$$\left. \begin{aligned} z_i &= z_i \sqrt{(-2 \log S) / S} \\ z_{i-1} &= z_{i-1} \sqrt{(-2 \log S) / S} \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} 2 \text{ норм.} \\ \text{распрег. чисел} \end{array}$$

$m=0$   
 $\sigma=1$

Моделирование случайных процессов с заданным корреляционным функцией ср-ми.

Рассм. метод спользуемся  $L$ -ми

$L$  норм-то нормальное расп. чисел без коррелирован-ти

$$\frac{y_{i-N}}{y_{i-1}}$$

$$\xi_i = C_1 y_{i-1} + C_N y_{i-N} = \dots \text{взвешанн суммир.}$$

(анализ корр. коэф-т)

$$= \sum_{j=1}^N C_j y_{i-j} \quad \left. \begin{array}{l} \text{метод спользу} \\ \text{суммирует} \end{array} \right\}$$