

3

об тмаше от радиобезу при излуче

(11)
$$\left[\begin{array}{l} P_{\text{ра}} \\ P_{\text{гсб}} \end{array} \right. \begin{array}{l} \sim \frac{1}{R^2} \\ \sim \frac{1}{R^2} \end{array}$$

→ выходы по числ
сформировано проходов
выраке.

Удобнее радиостанции

Получим корр-на радиостанции

Удобнее - одинаковы радиостанции при
разной высоте антенн

(где $R_{\text{ра}} = \min$)
т.е. радиостанция, при
которой выполняются условия
радиостанции

Нормируется высота - не высота - не радиостанция
с нормативными не высоте радиостанции
норм. с учетом стандарта. под норм-лем
с учетом стандарта - норма

(12)
$$P_{\text{ра}} \geq P_{\text{ра}} \min \Rightarrow \text{запрещается антенна}$$

радиусу зем-ли кор-на

(12')
$$P_{\text{ра}} < P_{\text{ра}} \min \Rightarrow \text{нормируется высота}$$

не выполняются, хотя норма
уже вычислено от радиостанции

Радион узлодом стр-са только радиостанция
в ширине излучения, т.е. ширины антенны
и радиус излучения $R_{\text{ра}} \sim \frac{1}{R^2}$
бы время вычисления радиостанции
сбл формулы $P_{\text{ра}} \sim \frac{1}{R^2}$
определенные в узлодом радиостанции

$$P_{\text{ра}} = k T_s P_{\text{ш}} \quad (13)$$

k - пом. Балансировки
 T_s - температура минимально $P_{\text{ш}}$, стр-са с
узелом излучения, радиостанция на антенне.
про ради-на-ку антенны антенны, т.е. антенны
а по формуле - радиостанция $P_{\text{ра}}$
антенны T_s с узлом всех радиостанции
отраде ради-на-ку $P_{\text{ш}}$
антенны T_s - все радиостанции излучит в пр-на
узелом как радиостанция антенны излучит
 $P_{\text{ра}}$ радиостанция - все $P_{\text{ш}}$

$P_{\text{ш}}$ -

$P_{\text{ш}}$ - излучение антенны, радиостанция по формуле
при с формуле антенны радиостанция
корр-на на радиостанции антенны

$$N_0 = k T_s \quad (14)$$

антенны радиостанции антенны
 $P_{\text{ш}} = N_0 P_{\text{ш}} \quad (15)$

Форм-на радиостанции - по формуле радиостанции
антенны радиостанции антенны радиостанции
формулы радиостанции $P_{\text{ш}}$, радиостанции радиостанции
формулы радиостанции радиостанции радиостанции

$$\left. \begin{array}{l} \text{Форм-на} \\ \text{антенны} \end{array} \right\} = \frac{P_{\text{ра}} \min}{P_{\text{ш}}} \quad (16)$$

Кр. радиусом ρ и центром O вращается вокруг O и радиусе r вращается вокруг O и радиусе R вращается вокруг O

Кр. радиусе r вращается вокруг O и радиусе R вращается вокруг O

(9) \rightarrow ур-ие радиуса r и центра O вращается вокруг O и радиусе R вращается вокруг O

Кр. радиусе r вращается вокруг O и радиусе R вращается вокруг O

Кр. радиусе r вращается вокруг O и радиусе R вращается вокруг O

Кр. радиусе r вращается вокруг O и радиусе R вращается вокруг O

Кр. радиусе r вращается вокруг O и радиусе R вращается вокруг O

$R_{max} = \sqrt{\frac{P_{avg}}{P_{min}}} \sqrt{F^2(0,y) + S_{avg} F_{cor} F_p^2}$ (18)

Кр. радиусе r вращается вокруг O и радиусе R вращается вокруг O

Кр. радиусе r вращается вокруг O и радиусе R вращается вокруг O

$\Pi = \frac{P_{avg}}{P_{min}}$ [95]

Кр. радиусе r вращается вокруг O и радиусе R вращается вокруг O

Кр. радиусе r вращается вокруг O и радиусе R вращается вокруг O

Кр. радиусе r вращается вокруг O и радиусе R вращается вокруг O

Кр. радиусе r вращается вокруг O и радиусе R вращается вокруг O

Кр. радиусе r вращается вокруг O и радиусе R вращается вокруг O

$P_{avg} = P_{avg, u}$

Кр. радиусе r вращается вокруг O и радиусе R вращается вокруг O

Кр. радиусе r вращается вокруг O и радиусе R вращается вокруг O

2 66-60 714

Или отразим от Γ_2 радиусов вращающейся системы не горизонтально, а в Γ_2 (соп-м формулы), не радиусов, радиусов вращающейся системы.

$$\vec{H}_2 = \frac{E_{zm}^2}{2Z_0}$$

Реш. (каким образом?)

$E_{zm}(\xi = R) = ?$ радиус вращающейся системы и ее графа

\vec{G} - вектор

$$\vec{G} = 4\pi R^2 \frac{E_{zm}^2}{E_{zm}^2} = 4\pi R^2 \frac{E_{zm}^2(\xi = R)}{E_{zm}^2(\xi = R)} \quad (1)$$

Векторная форма \vec{G} должна иметь нуль в некоторой точке как в векторном, где радиус вращающейся системы \vec{G} отменяется.

$$E_{zm}(\xi = R) = \sqrt{\frac{G}{4\pi R^2}} E_{zm}(\xi = R) \quad (2)$$

$$\arg E_{zm}(\xi = R) = \arg E_{zm}(\xi = 0) - \beta R + \gamma_2 - \beta R \quad (3)$$

$$E_{zm}(\xi = R) = E_{zm}(\xi = R) e^{j \arg E_{zm}(\xi = 0)} e^{-j \beta R}$$

Сумма нуль векторов противоположны, а для нуль $\gamma_2 = \pi / e^{j\pi} = -1$

$$= \sqrt{\frac{G}{4\pi R^2}} E_{zm}(\xi = R) e^{j \arg E_{zm}(\xi = 0)} e^{-j \beta R} \quad (4)$$

$$E_{zm}(\xi = R) =$$

(2)

Реш

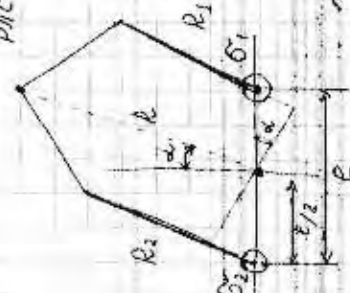
Векторная форма (DTR)

Какому на расстоянии нуль 2-х радиусов

Рис (рис + рис)

$$E_{zm} = E_{zm} + E_{zm}$$

Какие нуль не вращающейся на нуль, отсюда графа нуль по $\xi = R$ (4)



$$E_{zm} = \frac{E_{zm}(\xi = R)}{\sqrt{2}} e^{j \arg E_{zm}(\xi = 0)}$$

$$E_{zm}(\xi = R) = \sqrt{2} e^{j \arg E_{zm}(\xi = 0)} = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} e^{j \arg E_{zm}(\xi = 0)}$$

$E_{zm}(\xi = R)$ будет зависеть от 2-х m

$$= \frac{E_{zm}(\xi = R)}{\sqrt{4\pi R^2}} e^{j \arg E_{zm}(\xi = 0)} e^{-j \beta R} \left[\sqrt{2} e^{j \arg E_{zm}(\xi = 0)} + \sqrt{2} e^{j \arg E_{zm}(\xi = 0)} \right]$$

d - угол отклонения от радиуса к оси вращения

$$R_1 = R \pm \frac{1}{2} \sin \alpha$$

$$R_2 \approx R_1 \approx R \quad (5)$$

(3)

Какому радиусу \vec{G} (графа) нуль

$$G_2 = 4\pi R^2 \frac{E_{zm}^2(\xi = R)}{E_{zm}^2(\xi = 0)} \approx 2$$

Какому радиусу E_{zm} по $\xi = R$ (5) и γ_2 (6) и γ_2 (6) и γ_2 (6) и γ_2 (6)

$$G_2 = \sqrt{2} e^{j \arg E_{zm}(\xi = 0)} = \sqrt{2} e^{j \arg E_{zm}(\xi = 0)}$$

$$b(d) = 4b \cos^2(\beta e \sin d) \quad (1)$$

Найдем $\max b(d) : |\cos(\beta e \sin d)| = 1$

$$d_{mk} = \arg \max b(d), \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

Рассмотрим случай $\frac{e}{\lambda} = 1$.

$$0 \leq d_{mk} \leq \frac{\pi}{2} \quad (3)$$

$$2\pi \sin d_{mk} = k\pi \quad (2)$$

т.к. $|\sin d| \leq 1$, то

$$|2\pi \sin d_{mk}| = |k\pi| \leq 2\pi$$

Следовательно: $k\pi \in 2\pi(4) \Rightarrow k = 0; 1, 2$.

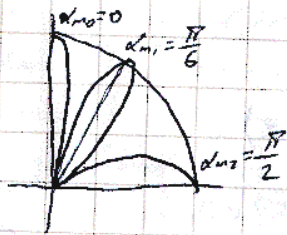
т.о. в пределах интервала (3) максимум достигается в трех случаях.

$$k=0; \quad 2\pi \sin d_{m0} = 0 \Rightarrow d_{m0} = 0$$

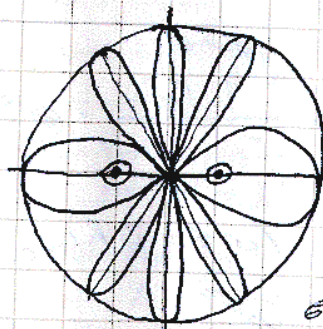
$$k=1; \quad 2\pi \sin d_{m1} = \pi \Rightarrow d_{m1} = \frac{\pi}{6}$$

$$k=2; \quad 2\pi \sin d_{m2} = 2\pi \Rightarrow d_{m2} = \frac{\pi}{2}$$

По аналогичной схеме найти значения d при каболах (2) обращается в ноль (два значения).



Используя
формулу симметрии:
 $\cos(\beta e \sin d)$



$$b = b(d)$$

4b лепестков имеет
различную ширину.
Наиболее узкий лепесток -
в напр-нии к нормали.
Наиболее широкое - в напр-нии осн.

Анализ полученных результатов:

1. Опр-ть имеет радиус (максимальное значение ЭПР) $4b$, т.е. ЭПР двукратной чем в 4 раза больше, чем ЭПР каждой из точечных целей.

2. ЭПР имеет многолепестковую структуру, обусловленную внешним интерференционным вторичных излучений, создаваемых ГЦД и ГЦЗ.

3. Напр-е максимума ЭНР соос-ет с осью напр-дм, в которых колебания E_y и E_z складываются в фазе.

4. Кривые напр-д ЭНР соос-ет с осью напр-дм, в которых поля складываются в противофазе.

В ч-ве ЭНР представляется гено вращение относительно горизонтальной оси.

5. Количество максимумов ЭНР вычисляется по следующей формуле:

$$N_z = \begin{cases} 2 \left[\frac{4e}{\lambda} \right], \left[\frac{4e}{\lambda} \right] - \text{число} \\ 2 \left(\left[\frac{4e}{\lambda} \right] + 1 \right), \left[\frac{4e}{\lambda} \right] - \text{целое число.} \end{cases}$$

[...] - целая часть.

Для случая $m \neq 1$ картина имеет более сложную структуру.

Разовый трод, порожденный ЭНУ.

Рассм. ориентацию поля.

$$E_{em} = - \frac{E_{im}(x=0) e^{j\omega t} E_{im}(x=0) \sqrt{\epsilon}}{\sqrt{4\pi R^2}} \cdot e^{-j2\beta R} \quad (1)$$

из прямого сечения: $(\omega t - \beta R)$ - признак сферич. волны.

из выр. (1) можно вычислить: $\frac{e^{-j\beta R}}{R}$ - волна из ЭНУ, т.е. она является источником сферич. волны из ЭНУ.

ЭН-е фазовый пов-ти без учета мощности ωt

$$\varphi(t, R) = \cos \omega t = C \varphi \quad \varphi(R) = 2\beta R.$$

Разовую структуру сферичного излучения можно описать двумя способами (как и поле, излучаемое антенной):

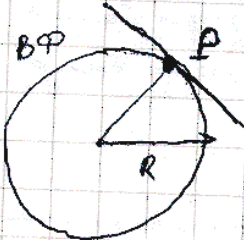
- с помощью таблицы значений \cos^{-1} (ЭФП)
- с помощью статьи в ЭЗ, на которой указывается значение ЭФП.

В случае ЭУ:

$$\varphi(l, R) = \omega l - 2\beta R$$

ЭФП: $\varphi(l, R) \Big|_{l=\text{const}} = C_{\varphi} \Rightarrow \varphi(R) = 2\beta R(2)$ — сфера с центром в ЭУ.

Основной метод нахождения (оур-я и нур-я на зев):



Необходимо построить нормаль к фазовой фронте. Для этого нужно через τ -ую точку провести касательную и восстановить перпендикуляр к ней.

Тогда центр оур-ви лежит на этой нормали.

Применим этот метод к случаю ЭУ.

Рассеяние поле в случае ЭУ:

$$\dot{E}_{z\text{ЭУ}} = - \frac{E_{\text{ин}}(x=R) e^{j\omega t} E_{\text{ин}}(x=0)}{\sqrt{4\beta R^2}} e^{-j2\beta R} \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon_1}} \left(\sqrt{\epsilon_2} e^{j\beta l \sin \alpha} + \sqrt{\epsilon_2} e^{-j\beta l \sin \alpha} \right) / \epsilon_1$$

$$\sqrt{\epsilon_1} e^{j\beta l \sin \alpha} + \sqrt{\epsilon_2} e^{-j\beta l \sin \alpha} = |m| \sqrt{\epsilon_2} = \sqrt{\epsilon_1} \left(e^{j\beta l \sin \alpha} + m e^{-j\beta l \sin \alpha} \right) =$$

$$= |z| = e^{j\beta l \sin \alpha} + m e^{-j\beta l \sin \alpha} \quad \text{, берем действ. и мним. части}$$

$$= (1+m) \cos(\beta l \sin \alpha) + j(1-m) \sin(\beta l \sin \alpha)$$

Из п. 10 (3) следует, что:

$$\varphi_{\text{оур}} = \varphi_{\text{оур}}(m, d) = \arg \dot{E}_{z\text{ЭУ}} = 2\beta R - \arg z =$$

$$= 2\beta R + \arctg \left[\frac{1-m}{1+m} \operatorname{tg}(\beta l \sin \alpha) \right] = \Delta \varphi_{\text{оур}}$$

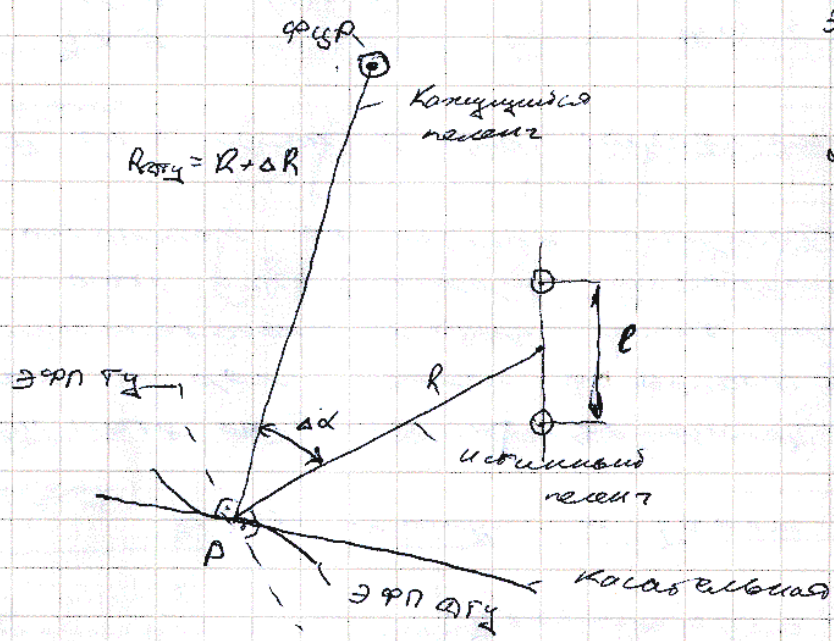
$$\varphi_{\text{оур}} = \varphi_{\text{ЭУ}} + \Delta \varphi_{\text{оур}} \quad (6)$$

$$\Delta \varphi_{\text{гг}} = -\alpha \cos \varphi \left[\frac{1-m}{1+m} \operatorname{tg}(\beta \cos \delta \alpha) \right] \quad (7)$$

$$\text{т.о. } R_{\text{гг}} = R_{\text{гг}} + \frac{1}{2\beta} \Delta \varphi_{\text{гг}} \quad (8)$$

Покажем условно лучи многоугольной земли, разовой центр рассеивания, концентрической элемент,

Рассеив. случай $m \neq 1$.



ЭФП - эфирная пов-сть

φггP - разовой центр рассеивания

$$R_{\text{гг}} = R - \frac{1}{2\beta} \alpha \cos \varphi \left[\frac{1-m}{1+m} \operatorname{tg}(\beta \cos \delta \alpha) \right] \quad (1) - \text{гг-е ЭФП}$$

φггP - такая условная γ-на, которая может являть как внутри контура земли, так и вне его. Она является γ-коб расположения эфирной источника, т.е. в γ-ке наблюдателя P в ЭЗ зона сигнала, создаваемого эфир. точечным источником такая же, как и зона сигнала, отрезки от реальной ^{многоч}лучевой земли.

Реальная РЛС излучает напр-е, совпадающее с концентрической элементом земли. При этом величина угла ошибки измерения будет равна Δα - угол между источником и концентрической элементом.

Это методическая ошибка, она не может быть уменьшена совершенствованием аппаратуры.

На рисунке показано положение ФУР для конкретного α .
При изменении α положение ФУР меняется. В случае
самой сложной земли (типич. суглинок) положение ФУР
зависит от множества факторов: форма, наклон,
пояса, радиус земли и т.д.

Для качественной оценки можно использовать следующую
эмпирическую формулу:

$$\Delta \alpha \approx \alpha \cdot \frac{dR_d}{d\alpha} \cdot \frac{1}{R_d} \quad (2)$$

Из формулы (2) следует, что $\Delta \alpha$ увеличивается при изме-
нении радиуса земли R_d . Т.е. в суммарной зоне погреш-
ность измерения резко увеличивается.

Рекомендательские модели сложных РЛЦ.

Методы опр-я ЭПР:

- статистический;
- построение рекомендательных моделей многокритериальных целей;
- экспертный метод.

Рекомен. модель РЛЦ описывает реальную РЛЦ как
совокупность (множество) независимых дискретных точек (БТ)
(элементарных точечных вторичных индикаторов), т.е.
поле вторичного излучения не зависит от наличия
или отсутствия др. дискретных точек данной цели.

Рекомен. модели можно строить на основе экспертных
данных. Они получаются либо методом физиче-
ского моделирования, проводимого на уменьшенных
моделях реальных целей, либо при компьютерных имита-
циях, при которых происходит калибровка, проверка адекват-
ности моделирования, число дополнительных действий
конструкций.

Рекомен. модель получают в результате абстрагирова-
ния / выделения наиболее существенных характеристик и

оббрасывания второбетонных для данной задачи).

Формы-модели носят описательный, но не объясняющий характер. Они описывают только внешнюю сторону явления без внутреннего содержания. Обобщаются в рамках результатов.

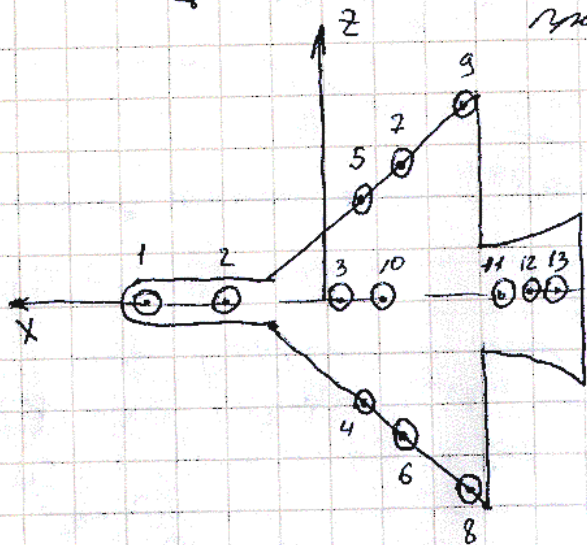
Все БТ делится на 3 группы в зависимости от их связи относительно центра масс.

- 1) БТ тесно связанные с центром масс.
- 2) При увеличении радиуса $r_{\text{БТ}}$ движутся по параболической кривой.
- 3) БТ, положение которых меняется по лобовой части в зависимости от радиуса. Это 5-ки зеркального отражения, подчиняющиеся закону Френеля.

Для получения информации о размерах земли, парке ров ее движения кибалонскую информацию дала 5-ки 4-й группы.

Пункт 13-й точечного самолета.

Все это 5-ки является БТ первой группы



1 - носовая часть

2 - кабина пилота

3 - передняя часть держателей топливного бака

4, 5 - левая и правая ракета

6, 7 - установка для пуска ракет

8, 9 - контейнеры, подвешенные

к зацепкам крыльев.

10 - антенна, расположенная на фюзеляже.

11, 12 - области хвостового стабилизатора

13 - хвостовая часть самолета.

Резюме

Статистические радиотехнические характеристики

Принятый сигнал имеет нулевую среднюю величину и случайный характер, что называется шумом гальван и т.д.

Существуют две разновидности шума: шум РЛ земли и шум РЛ радио.

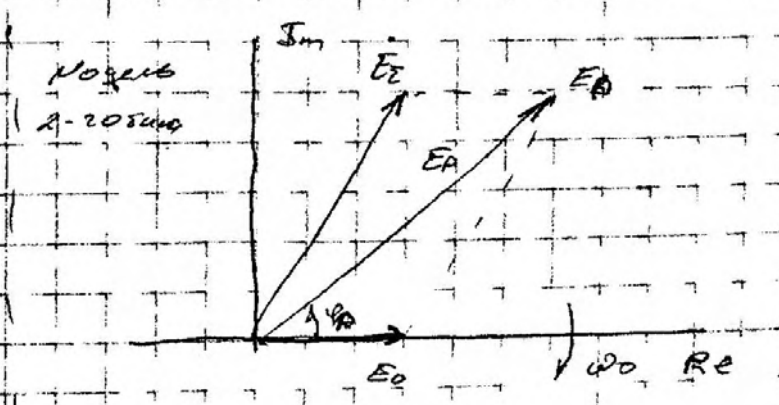
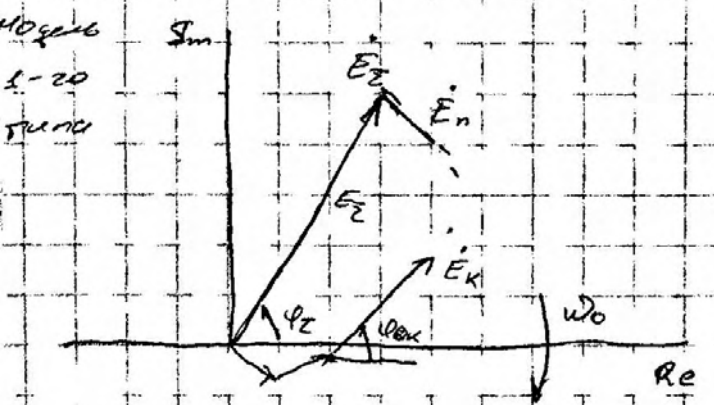
- множество независимых случайных отражателей (блестящих точек), вносящих примерно одинаковый вклад в результирующий сигнал;
- совокупность шумов первого типа, формируемая группой шумящих элементов δ -м (Б. П.) - вносит наибольший вклад, но относительно к Б. П. первого типа.

В промышленности сигнал принимают, что Б. П. находится относительно - по РЛС и относительно - по углу зрения.

Сигнал на входе приемника:

$$e_k(t) = \dot{E}_k e^{j\omega_0 t} \quad (1)$$

$$\dot{E}_k = E_k e^{j\varphi_k} \quad (2)$$



Суммарный сигнал:

$$E_z(t) = \sum_{k=1}^N \dot{E}_k e^{j\omega_0 t} = E_z e^{j\omega_0 t}$$

$$\dot{E}_z = \sum_{k=1}^N \dot{E}_k \quad (3)$$

$$E_z = E_z e^{j\varphi_z} \quad (4)$$

$$E_0(t) = E_0 e^{j\omega_0 t} \quad \text{— сигнал от РЛ}$$

для простоты $\varphi_0 = 0 \Rightarrow \dot{E}_0 = E_0$
 E_z — суммарный вектор от группы Б. П.

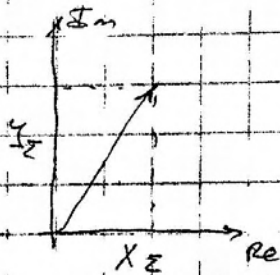
$$\dot{E}_R = E_z + \dot{E}_0$$

$$e_R(t) = E_R e^{j\omega_0 t}$$

$$\dot{E}_R = E_R e^{j\varphi_R} \quad (5)$$

Модель Z со шума применяется при описании
~~объекта~~ объектов динамических объектов, а также в значе-
 нии СВМ для описания функции случайных чисел

Двумерная плотность вероятности в канонических
 координатах E_z .



$P(X_z, Y_z)$ - проекции вектора E_z на две
 взаимно перпендикулярные оси.

Нужно описать двумерную п-сб
 век-су $P(X_z, Y_z)$.

Вектора E_k являются случайными
 величинами.

$$1) E\{X_z\} = E\{Y_z\} = 0$$

$$2) D_{X_z} = D_{Y_z} = \sigma_{X_z}^2 = \sigma_{Y_z}^2 = \sigma_z^2 - \text{дисперсия проекции} \quad (6)$$

3) X_z, Y_z являются независимыми СВ.

$$P(X_z, Y_z) = P(X_z) \cdot P(Y_z) \quad (7)$$

K -с корреляции X_z и Y_z равен нулю.

Поскольку X_z и Y_z - ор-ции вектора E_z , представив собой
 сумму базисного числа малых случайных величин, то
 X_z и Y_z распределены по нормальному закону.

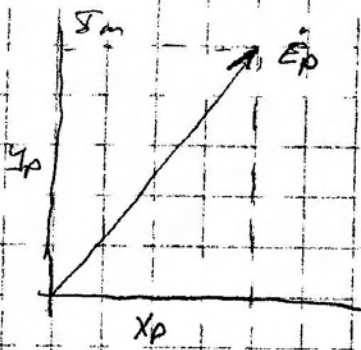
$$P(X_z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} \exp\left(-\frac{X_z^2}{2\sigma_z^2}\right) \quad (8)$$

$$P(Y_z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} \exp\left(-\frac{Y_z^2}{2\sigma_z^2}\right)$$

Тогда:

$$P(X_z, Y_z) = \frac{1}{2\pi\sigma_z^2} \exp\left(-\frac{X_z^2 + Y_z^2}{2\sigma_z^2}\right) \quad (9)$$

Обоснование ПРВ $P(X_p, Y_p)$



$$X_p = X_z + E_0$$

$$Y_p = Y_z$$

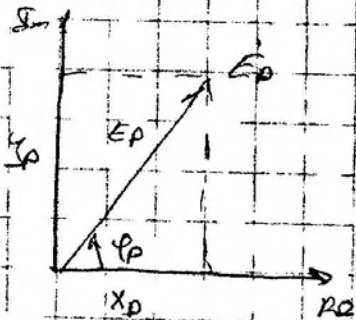
$$E\{X_p\} = E\{X_z + E_0\} = E_0$$

$\sigma_{X_p}^2 = \sigma_{X_z}^2 = \sigma_z^2$, т.к. расхождение во второй координате обусловлено только случайными x -рад 5 σ первого сигнала.

$$E\{Y_p\} = E\{Y_z\} = 0, \quad \sigma_{Y_p}^2 = \sigma_z^2$$

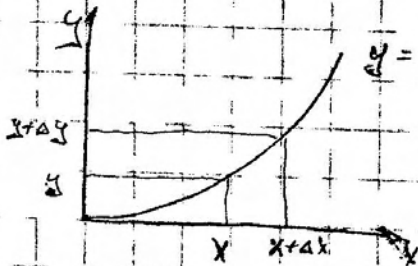
Формула:

$$P(X_p, Y_p) = \frac{1}{2\pi\sigma_z^2} \exp \left[-\frac{(X_p - E_0)^2 + Y_p^2}{2\sigma_z^2} \right] \quad (10)$$



Нужно сделать переход

$$P(X_p, Y_p) \rightarrow P(E_p, Y_p)$$



$$z = \varphi(x)$$

$$z \cdot P_3(x)$$

$$z \cdot P_2(y)$$

$$P\{y \leq z \leq y + dy\} = P\{x \leq z \leq x + dx\}$$

$$P_2(y) \Delta y = P_3(x) \Delta x$$

$$P_2(y) = P_3(x) \Big|_{x=\varphi^{-1}(y)} \frac{dx}{dy} \quad (11)$$

Производная $\varphi'(y)$

$$P_2(y_1, \dots, y_n) = P_3(x_1, \dots, x_n) \Big|_{x=\varphi^{-1}(y)} \left| \frac{\partial(x_1, \dots, x_n)}{\partial(y_1, \dots, y_n)} \right| \quad (12)$$

В матрице $\det \neq 0$

$$P(X_D, Y_D) = P(X_D, Y_D) \left| \frac{\partial(X_D, Y_D)}{\partial(E_D, \varphi_D)} \right|^{-1} \quad (13)$$

$(X_D, Y_D) = \varphi^{-1}(E_D, \varphi_D)$

$$\begin{cases} X_D = E_D \cos \varphi_D \\ Y_D = E_D \sin \varphi_D \end{cases} \quad (14)$$

$$\frac{\partial(X_D, Y_D)}{\partial(E_D, \varphi_D)} = \begin{vmatrix} \frac{\partial X_D}{\partial E_D} & \frac{\partial X_D}{\partial \varphi_D} \\ \frac{\partial Y_D}{\partial E_D} & \frac{\partial Y_D}{\partial \varphi_D} \end{vmatrix} \quad (15)$$

$$\frac{\partial(X_D, Y_D)}{\partial(E_D, \varphi_D)} = E_D$$

$$P(E_D, \varphi_D) = \frac{E_D}{2\pi\sigma_D^2} \exp \left[-\frac{E_D^2 + E_0^2 - 2X_D E_0}{2\sigma_D^2} \right] \quad (16)$$

$$= \frac{E_D}{2\pi\sigma_D^2} \exp \left[-\frac{E_D^2 + E_0^2 - 2E_D E_0 \cos \varphi_D}{2\sigma_D^2} \right] \quad (16)$$

Распределение модуля и фазы модели Делана 1-го и 2-го типов

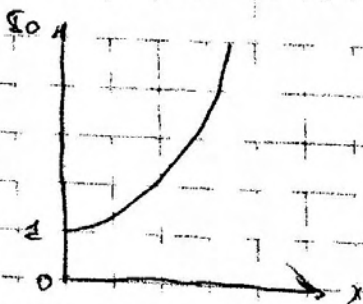
$$P(E_D) = \int_{-\pi}^{\pi} P(E_D, \varphi_D) d\varphi_D$$

$= I_0 \left(\frac{E_D E_0}{\sigma_D^2} \right)$

$$P(E_D) = \frac{E_D}{\sigma_D^2} \exp \left[-\frac{E_D^2 + E_0^2}{2\sigma_D^2} \right] \cdot \int_{-\pi}^{\pi} \exp \left[\frac{2E_D E_0 \cos \varphi_D}{2\sigma_D^2} \right] d\varphi_D \quad (17)$$

$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{x \cos \varphi} d\varphi$ — функция Бесселя первого рода нулевого порядка

Р-из (18) — обобщенный закон Релея (закон Аниса)



$$f_0(x) = \begin{cases} f_0(x), & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases}$$

В узлах антенны 1-го ряда $a \ll r$ отсутствует $E_0 = 0$

$$P(E_p, \varphi_p) = \frac{E_z}{\sigma_z^2} \exp\left[-\frac{E_p^2}{2\sigma_z^2}\right] \exp\left[-\frac{a^2 \sin^2 \varphi_p}{2}\right] \quad \text{Закон Релея}$$

Закон распределения φ_p

$$P(\varphi_p) = \int_0^\infty P(E_p, \varphi_p) dE_p$$

$$P(\varphi_p) = \frac{1}{\sigma_z^2} e^{-a^2/2} + \frac{a \cos \varphi_p}{2\sigma_z^2} \left[1 + \frac{a \cos \varphi_p}{2} \right] e^{-\frac{a^2 \sin^2 \varphi_p}{2}}$$

при $E_0 = 0, a = 0$

$P(\varphi_p) = \frac{1}{\sigma_z^2} (2\pi)$ - при отсутствии БДГ закон суммарного сигнала распределен по равномерному закону.

Лис. 5б1

$$X(t, \vec{r}, \vec{B}) = B(t) A(t, \vec{r}) \quad (1)$$

Комплексная обобщенная сигнала на входе приемной антенны $B(t) A(t, \vec{r})$

Роль вектора направления при \vec{B} выполняет $B(t)$ - комплексный модуляционный множитель

Он учитывает модуляцию пространственного сигнала и суммарное значение сигнала на входе РЛС - цель.

Пусть $B(t)$ - СП, стационарный в широком смысле, $r \in$

$$1) E\{B(t)\} = \text{const} \text{ на протяжении } E\{B(t)\} = 0 \quad (2)$$

2) Обобщенно

$$C_{BB}(t_1, t_2) = E\left\{ [B(t_1) - E\{B(t_1)\}] \cdot [B^*(t_2) - E\{B^*(t_2)\}] \right\} = C_{BB}(r) \quad (3)$$

$$r = t_2 - t_1$$

$$r \ll E\{B(t)\} = 0, \text{ so}$$

$$C_{BB}(t_1, t_2) = R_{BB}(t_1, t_2) = E\{B(t_1) B^*(t_2)\} \quad (4)$$

а-тб, что ковариация r - раз, как и для X , аналог. r - раз (5) и B как все множители сохранив ковариацию r - число (5) и B как множитель, r - коррелят св. ба X при r св. ба B как множитель $B(t)$