

# Решебов Убак Вадимович

## Биография



- Все ящики не линейные
- Пол-ящиком такое описание и стационарное

Линейность:  $\begin{aligned} x_1(t) &\rightarrow y_1(t) \\ x_2(t) &\rightarrow y_2(t) \end{aligned} \quad \left. \right\} \Rightarrow \alpha x_1(t) + \beta x_2(t) \rightarrow \alpha y_1(t) + \beta y_2(t)$

Стационарность:  $x(t) \rightarrow y(t) \Rightarrow x(t+\Delta t) \rightarrow y(t+\Delta t)$

Черный ящик описывается:

- сканом
- набором параметров  $H$

Модель сис-ма, состоящая из RLC, где есть линейная и стационарная.

## Технические зв-зы

Безб-голосок зв. чисто, если к-рое проходит один и тот же T. Может состоять из  $\geq 1$  независимых двухчастотных.

Узел - место соединения бербен

Каскадный  $\rightarrow$  2 бербена Учебный - 2 бербена

Контур - модуль замкнутой цепи, проход. по всем-ым бербенам чисто.

Хар-сигнал. управляемый однога, который бербен / узел проходит 1 раз

Одна. или можно заменить:

Комплементные ур-я - симметричные, опред. ее комплементом

Технические ур-я - симметричные, опред. таким ее гомологом

## Правило Курикоффа

- Закон сохр-я заряда
- Продел не накапливает заряд (заряда)

## I закон Курикоффа

Алг. сумма измененных зарядов всех областей, находящихся в контакте из узлов с модеми меняется в пропорции, равной 0.

$$\sum i_k = 0.$$

- Потенциалность з.н. не меняется
- Консервативность з.н. не меняется
- Поле вектора  $\vec{B}$  во времени в зоне не изменяется (не меняется зона з-об.)

## II закон Курикоффа

Алг. сумма измененных зарядов напряжения всех областей, находящихся в контакте из узлов с модемами меняется в пропорции, равной 0.

## Теорема об эквивалентном генераторе

Так производимый лесом изменений з.н. всем не изменяется, если обозначим движение, к-ое накапливается генератором лесом, заменив эквивалентным индукционным источником энергии, к-рой имеет один преобразователь называемый (Telenaut) или называемый (Нептун) сменой заменений. При этом ЗЛС неизменно изменяет направление работы напряжения характерного для активного движения, так накапливается некоторый ток работы тока КЗ активного движения, а выпущенное сопротивление и производимое з.н. исключена работа сопротивления влаги и конденсации активного движения.



Надес. - Нептун



Несущ. - Теленок



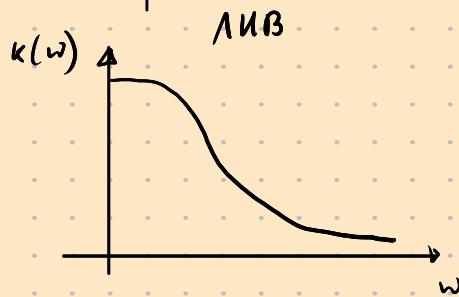
$$I = \frac{E}{R_1 + R_2} ; U_{xx} = - I R_2 = - \frac{E R_2}{R_1 + R_2}$$

Зависимость тока в цепи от ЭДС нелинейна, т.к. она не линейна на разрыве цепи, однако сопротивление очень малое, поэтому значение тока приблизительно.

Это подходит только к неизвестному источнику. Для зависимостей приведены зависимости для ин. ур-ий (различие с этим)

### Частотный анализ характеристики цепей

$$(cos(\omega t) \rightarrow \boxed{\text{линейной}} \rightarrow k(\omega) \cdot cos(\omega t + \varphi(\omega))$$



$$K(\omega) - A_{UX}$$



$$\varphi(\omega) - \varphi_{UX}$$

Cause нормальное описание цепей!

Типичные признаки - переходы в комплексной



$$z = |z| \cos \arg z + i |z| \sin \arg z \quad (\varphi = \arg z)$$

$$e^{ix} = 1 + ix - \frac{x^2}{2} - \frac{ix^3}{6} + \frac{x^4}{24} + \dots$$

$$e^{ix} = \cos x + i \sin x$$

$$z = |z| e^{i \arg z}$$

$$\cos x = \frac{e^{ix} + e^{-ix}}{2} \quad \sin x = \frac{e^{ix} - e^{-ix}}{2i}$$

$$\cos \omega t + i \sin \omega t \rightarrow \boxed{\text{ЛНВ}} \rightarrow K(\omega) \cos(\omega t + \varphi(\omega)) + (...) i \sin(...)$$



$$I = \frac{U}{R} \quad \tilde{I} = \frac{\tilde{U}}{R}$$



$$I = C \frac{dU}{dt}$$

$$\tilde{I} = C \frac{d(e^{j\omega t})}{dt} = j\omega C \tilde{U} = \frac{\tilde{U}}{\frac{1}{j\omega C}}$$

unegative



$$U = L \frac{dI}{dt} \quad \tilde{U} = j\omega L \tilde{I}, \quad \tilde{I} = \frac{\tilde{U}}{j\omega L}$$

Численное значение ( $Z$ )  $j = i$  в радиоэлектронике

Комплексная проводимость -  $Y$

### Линейные цепи с нагрузкой

#### 1. Частотные характеристики RC-цепи

$$\tilde{U}_{in} = \frac{\tilde{U}_{out}}{1 + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{\tilde{U}_{out}(1 - j\omega RC)}{1 + \omega^2 R^2 C^2}$$

Что будет, если на вход подать  $\cos \omega t$ ?

$$U_{out} = \operatorname{Re}(\tilde{U}_{out}) = (\cos \omega t + \sin \omega t \cdot j\omega RC) \cdot (1 + \omega^2 R^2 C^2)^{-1}$$

Амплитудно-фазовая зависимость:  $\cos \omega t + i \sin \omega t$

$$K(\omega) = \frac{\tilde{U}_{out}}{\tilde{U}_{in}} = \frac{1 - j\omega RC}{1 + \omega^2 R^2 C^2}$$

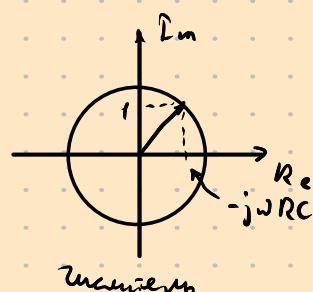
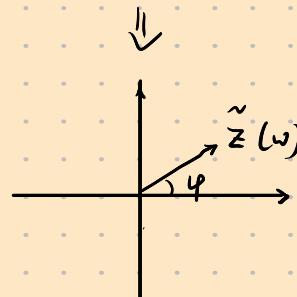
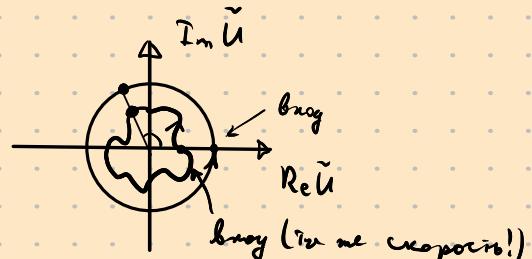
$$\frac{\tilde{U}_{out}}{\tilde{U}_{in}} = \frac{A_0 \cdot e^{j(\omega t + \varphi)}}{B_0 \cdot e^{j\omega t}} = \frac{A_0}{B_0} \cdot e^{j(\omega t + \varphi - \omega t)} = \frac{A_0}{B_0} e^{j\varphi}$$

Нормированная  $Z$  - сдвиг фаз - аргумент, модулирование амплитуды

Чтобы найти  $U_{out}$ , нужно из  $K(\omega)$  выделить фазовую составляющую и модуль комплексного числа  $A_0 e^{j\varphi}$ .

$$K(\omega) = \frac{1 - j\omega RC}{1 + \omega^2 R^2 C^2} = \frac{\frac{1 - j\omega RC}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} \Rightarrow |K(\omega)| = (1 + \omega^2 R^2 C^2)^{-1/2}$$

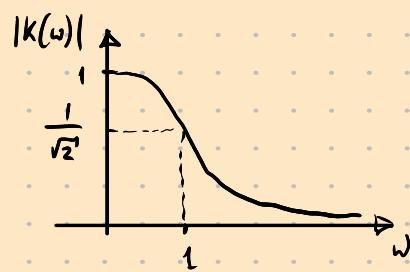
$$|1 - j\omega RC| = \sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}$$



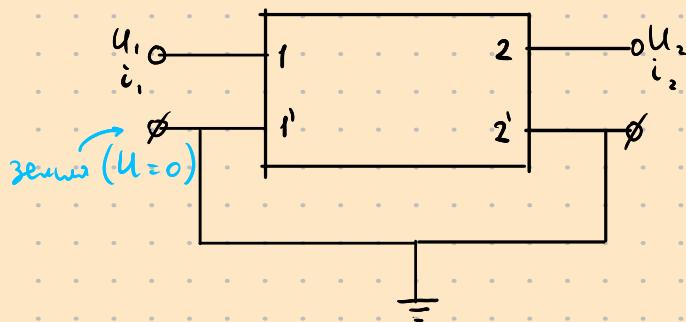
Численно



$$\arg K = \varphi = -\arctg wRC$$



## линейной стабилизации



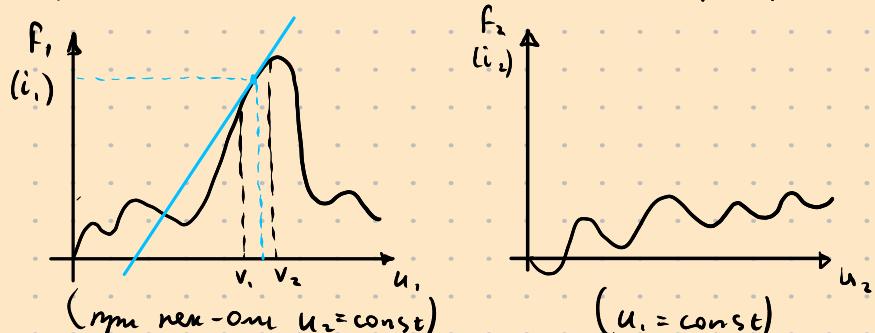
- $U_1, U_2$  - относительно земли
- Не насыщает зажиг
- По бокам зажиг течет неодинаков
- Видимое неодн. несимметричное (из 2) можно  
о чистом симметрии (видим. можно в чистом  
пространстве) - модуль  $\approx \text{НК } U_1, U_2, i_1, i_2$ .

## Система с параметрами (из линейных зависимостей (такие R) можно!)

Система из 2 линейных ур-ий, определяющих зависимость, например:

$$\begin{cases} i_1 = f_1(U_1, U_2) \\ i_2 = f_2(U_1, U_2) \end{cases}$$

Т.е. зависимость задается  
где-то какими-то  $f_1$  и  $f_2$ .



Прием из  $f_1$  и  $f_2$  они

- Нелинейны
- Пронз. + 0

Т.е. мы можем использовать в описании подобный формул.

$$di_1 = \left( \frac{\partial f_1}{\partial u_1} \right) du_1 + \left( \frac{\partial f_1}{\partial u_2} \right) du_2 \quad di_2 = \left( \frac{\partial f_2}{\partial u_1} \right) du_1 + \left( \frac{\partial f_2}{\partial u_2} \right) du_2$$

$= \text{const}$  при  $u_1$  и  $u_2$

При  $u_1 = \text{const}$ ,  $u_2 = \text{const}$  мы имеем 4 константы, характер. зависимости.

Приз. симпл производных:

$$1. \frac{\partial i_1}{\partial u_1} = g_{11} - \text{бюджет производности}$$

$$3. \frac{\partial i_2}{\partial u_1} = g_{21} - \text{пред пред производности производности}$$

$$2. \frac{\partial i_1}{\partial u_2} = g_{12} - \text{обратная производная производности}$$

$$4. \frac{\partial i_2}{\partial u_2} = g_{22} - \text{бюджет производности}$$

### Амплитудный сигнал (безразмерн. $h \in C$ - неизменн.)

Вещественный сигнал - залежання нек-ої АК  $h$  від часу. При преобр-нн  $\theta$  у часі одержано певніше симетричний спектр (на симетричн. осн.  $D_\theta$  складаємо зо комплексного складення, а умова  $z_0 = 0$ ).

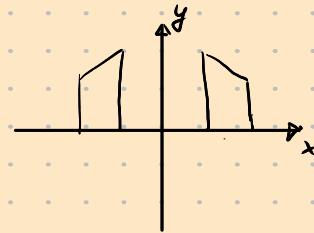
Це незадовільно - производство підходить з коеф.  $\sin \omega \cos$ .

Додавши до сигналу комплексну фазу  $- \pi/2$ ,

тоді відповідний (правий) зо в спектрі буде однією.

Виважимо амплитудний сигнал. Поясніть що працює - сумів з генер. зважу сигнал, утворює ампл. сигнал. Поясніть ампл. сигнал, якщо поєднати комплексні числа.

Сигнал дієт. може також бути складеною з двох залежностей.



$$x(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ \sin(\omega t + \varphi) & t \geq 0 \end{cases}$$

$$\tilde{x}(t) = A_0 \cdot e^{j(\omega t + \varphi)} = A_0 \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{j\omega t} \quad - \text{амплитудний сигнал}. |e^{j\omega t}| = 1$$

$$A_0(\omega), \varphi(\omega). \quad A_0(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)} - \text{комплексна амплітуда}$$

$$e^{j\omega t} - \text{комплексна відповідь залежності}.$$

### $\tilde{Y}$ - параметри (комплексн)

$$\tilde{I}_1 = Y_{11} \cdot \tilde{U}_1 + Y_{12} \tilde{U}_2$$

$$\tilde{I}_2 = Y_{21} \tilde{U}_1 + Y_{22} \tilde{U}_2$$

При пошуку  $Y_{11}, \tilde{U}_1$  заміните (закорінювати винаг), аналогічно для  $Y_{22}$ .

$$\begin{pmatrix} \tilde{I}_1 \\ \tilde{I}_2 \end{pmatrix} = Y \times \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix}$$

Если бы в  $I_1$  и  $I_2$  как неизб., наименование то же:

$$dU_1 = \frac{\partial U_1}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial U_1}{\partial I_2} dI_2$$

$$dU_2 = \frac{\partial U_2}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial U_2}{\partial I_2} dI_2$$

- зглоба композиции сопротивлений

Следов. находим. currents:

$$U_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2$$

$$U_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2$$

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} = Z \times \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

$$\text{Чтож: } Z_{11} = \frac{Y_{22}}{|Y|} \quad Z_{12} = -\frac{Y_{12}}{|Y|}$$

$$Z_{21} = -\frac{Y_{21}}{|Y|} \quad Z_{22} = \frac{Y_{11}}{|Y|}$$

### H-параметры

$$\begin{cases} U_1 = h_{11} I_1 + h_{12} U_2 \\ I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} U_2 \end{cases}$$

- называю гэе динамическими транзистором

для



Коммюн

$U_2$

- аналогичные динам. транзисторы схема

пример

$h_{21}$  - неподв. но наизменч. токи (нп.)  $h_{11}$  - бкжное сопротивление

$h_{12}$  -

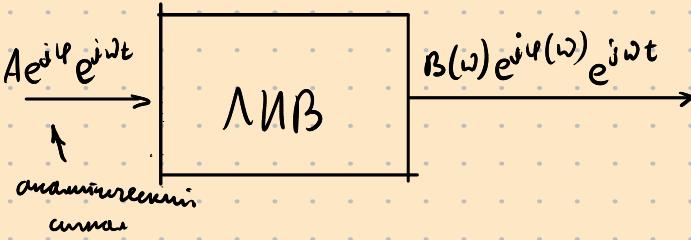
(нп.)  $h_{22}$  - бкжная проводимость (нп.)

(нп.) - индуктивность

$$\text{Чтож: } h_{11} = \frac{|Z|}{Z_{22}} \quad h_{12} = -\frac{Z_{12}}{Z_{22}}$$

$$h_{21} = -\frac{Z_{21}}{Z_{22}} \quad h_{22} = \frac{1}{Z_{22}}$$

## Комплексный коэф-т передачи



Амплитуда - из ТФ КП

Комплексная звук в реальном не поддается  
 $|e^{j\omega t}| = 1$

$K(j\omega)$  - комплексный коэф-т передачи

$$K(j\omega) = \frac{B_{lm}}{B_{ls}} = \frac{B(\omega) e^{j\varphi(\omega)} e^{j\omega t}}{A_0 e^{j\varphi_0} e^{j\omega t}} = \frac{B(\omega)}{A_0} \cdot e^{j(\varphi(\omega) - \varphi_0)}$$

Надо анализировать сдвиги. Сложно помнить формулы на Бюро и  $K(j\omega)$  тоже дает

$$\Leftrightarrow \frac{B_n \cdot \omega^n + B_{n-1} \cdot \omega^{n-1} + \dots + B_0}{A_n \cdot \omega^n + A_{n-1} \cdot \omega^{n-1} + \dots + A_0} = \frac{B_0 \cdot (\omega - b_1) \cdot (\omega - b_2) \cdot \dots \cdot (\omega - b_n)}{A_0 \cdot (\omega - a_1) \cdot (\omega - a_2) \cdot \dots \cdot (\omega - a_m)}$$

сдвиги нулевых полюсов

сдвиги ненулевых полюсов

(одна сложная задача разбивается)

Частоты:

- Когда  $\omega = b_k$ ,  $|K| = 0$
- Когда  $\omega = a_k$ , возникает особенность.

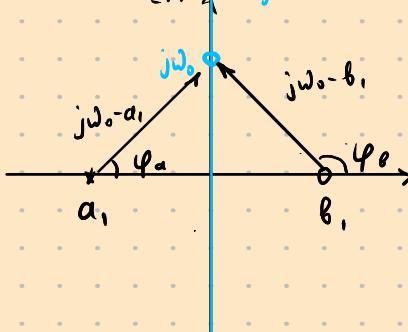
$$\Leftrightarrow \frac{B_0}{A_0} \cdot \frac{|(\omega - b_1)| \cdot e^{j\arg(\omega - b_1)} \cdots |(\omega - b_n)| \cdot e^{j\arg(\omega - b_n)}}{|(\omega - a_1)| \cdot e^{j\arg(\omega - a_1)} \cdots |(\omega - a_m)| \cdot e^{j\arg(\omega - a_m)}} = \frac{B_0}{A_0} \cdot \frac{\prod_{k=1}^n |(\omega - b_k)|}{\prod_{p=1}^m |(\omega - a_p)|} \cdot e^{j \sum_{k=1}^n \arg(\omega - b_k) - j \sum_{p=1}^m \arg(\omega - a_p)}$$

"Нули" - корни числителя ( $b_i$ )

"Полюсы" - корни знаменателя ( $a_i$ )

$\omega$  гармоник для комплексной ( $\rho$ ), where от комплексной оп-ки приводят передачу к вещественному

$$\Im p = j\omega, \Re p = 0$$



$$\frac{B(\omega)}{A_0} \cdot e^{j(\varphi(\omega) - \varphi_0)} = \frac{B_n \cdot \rho^n + B_{n-1} \cdot \rho^{n-1} + \dots + B_0}{A_n \cdot \rho^n + A_{n-1} \cdot \rho^{n-1} + \dots + A_0} = \dots$$

Но на самом деле, нужно в  $\frac{B_0}{A_0}$  помнить ненулевые вещественные

$\rho = j\omega + 0^\circ$  - это же комплексная частота,  $0^\circ = 0$ .

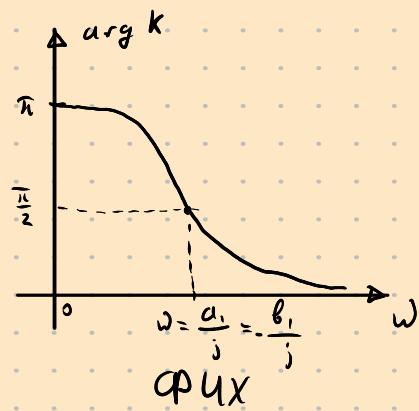
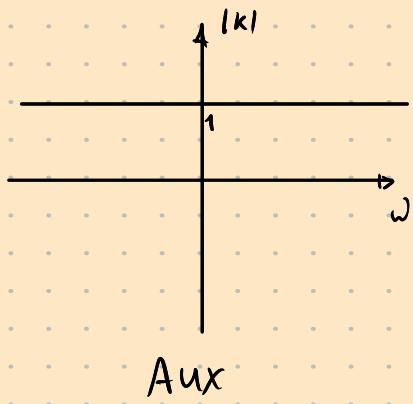
Учите, что комплексные частоты неодинаково работают

$$K(j\omega) = \frac{|j\omega - b_1|}{|j\omega - a_1|} \cdot e^{j(\arg(j\omega - b_1) - \arg(j\omega - a_1))}$$

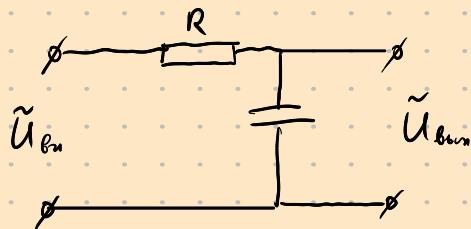
$|K(j\omega)| = \sqrt{a_1^2 + \omega^2}$  - амплитуда суммы векторов из нуля и из полюса

$$|K(j\omega)| = \sqrt{b_1^2 + \omega^2} - AUX \quad \arg K(j\omega) = \varphi_B - \varphi_A - \phi UX$$

Пример  $a_1 = -b_1$ .



### Инерционная RC-система

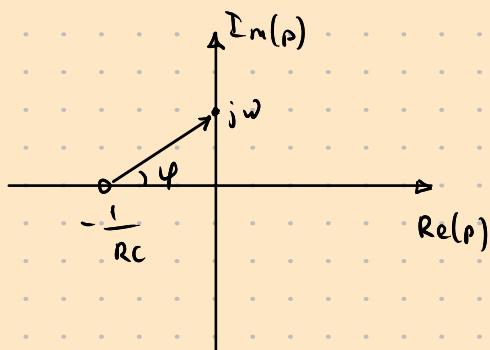


$$K(j\omega) = \frac{\tilde{U}_{out}}{R + 1/j\omega C \cdot j\omega C \tilde{U}_{in}} = \frac{1}{j\omega RC + 1} = \frac{1}{RC(j\omega + \frac{1}{RC})}$$

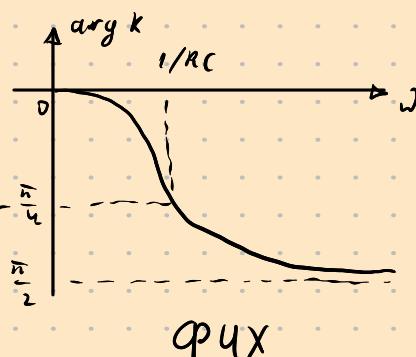
Takой же вид  
(иначе говоря компенсация)

$$= \frac{1}{RC(p + \frac{1}{RC})} \quad a_1 = -\frac{1}{RC} \quad \frac{b_0}{a_0} = \frac{1}{RC}$$

$$|K| = \frac{1}{RC} \cdot \frac{1}{\sqrt{\omega^2 + \frac{1}{RC^2}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} \quad -A_{UX}$$



$$\arg K = -\arctan(\omega RC) - \varphi_{UX}$$



### Дискретизированная RC-система



$$K(j\omega) = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega RC}{j\omega RC + 1} = \frac{j\omega - \omega_0}{j\omega + \frac{1}{RC}}$$



AUX

OPUX

Не вещественное нулю / ненулевое значение имагинарной части. Re < 0, even though 1 - вещественное

## Однородные дифференциальные уравнения



$$C_n \frac{df^{(n)}}{dt} + C_{n-1} \frac{df^{(n-1)}}{dt} + \dots = \dots$$

Заменим  $f^{(n)}$  на  $p^n$ ,  $f^{(n-1)}$  на  $p^{n-1}$ , ...

Получаем характеристическое уравнение.

Корни полученного уравнения дают решения дифгр. ур-я.

$$\frac{df^{(n)}}{dt^{(n)}} \rightarrow p^n$$

- означает, с помощью к-поса можно решить задачу

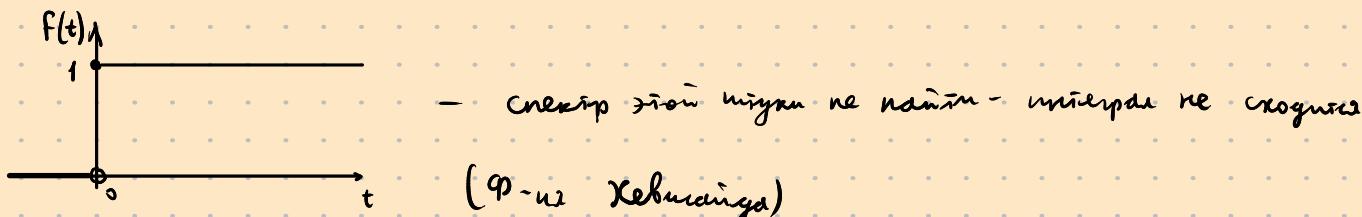
$$\int f(t) dt \rightarrow \frac{1}{p}$$

Непрерывная форма  $x(t)$  и ее спектр (преобразование Фурье):

$$F(\omega) = C \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt$$

↑ Континуум!

- спектр этого нигде не непрерывен и не сконцентрирован



Можно представить её как суммой бесконечного количества к-посов Хевишига, иначе говоря, когда сконцентрировано непрерывное.

Всегда имеем кратные преодр-е, always универсальный подход: умножим  $f(t)$  на  $e^{-\sigma t}$ .

Также все к-поса можно организовать такими же.

$$F(p) = \int_0^{+\infty} f(t) \cdot e^{-pt} dt; \text{ обозначим } p = j\omega + \sigma - \text{ преодр-е лампаса (пренес)}$$

"это очевидно, он будет звучать так."

При этом всегда будем, что при  $t=0$   $f(t)=0$ , иначе лампа не будет звучать

(также непрерывне разбиваем на отдельные  $e^{-\sigma t}$ ).  $F(p)$  - лампа - отраж

## Числовые признаки знакоустойчивости

- Коэффициенты характеристического уравнения не должны иметь действительных частей, равных нулю.
- $\forall t < 0 \rightarrow f(t) = 0$
- $\exists M > 0, s_0 > 0 : \forall t \rightarrow |f(t)| < M e^{s_0 t}$  - определение знакоустойчивости

$f(t) \stackrel{def}{=} F(p) - f(t)$  есть остаток  $F(p)$

Однозначное представление вида  $\frac{1}{p-a}$ .

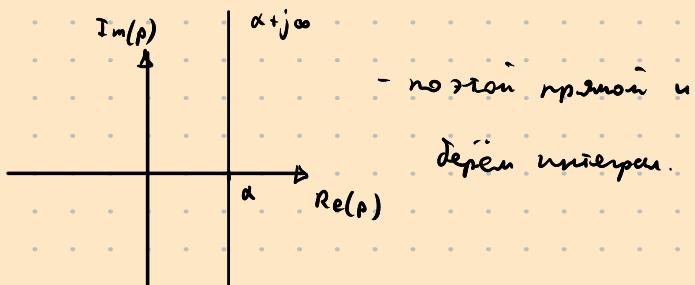
$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{a-j\infty}^{a+j\infty} \frac{1}{p} e^{pt} dp$$

В ТФКП не имеется других интегралов.

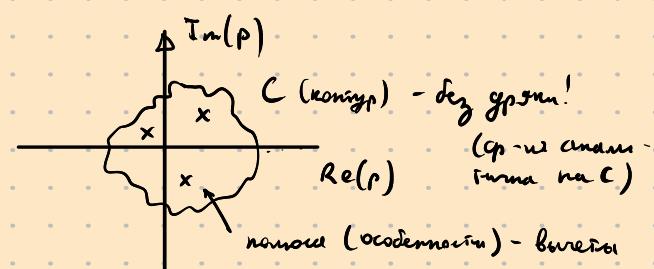
Однозначный вид: теорема Коши о вычетах.

$$\int_C q(p) dp = 2\pi i \cdot \sum \operatorname{res} q(p) \quad (\text{вычитающиеся полюсы})$$

$\operatorname{res} q(p)$  - вычеты оп-ум  $q(p)$



- можно определить и  
действительную.



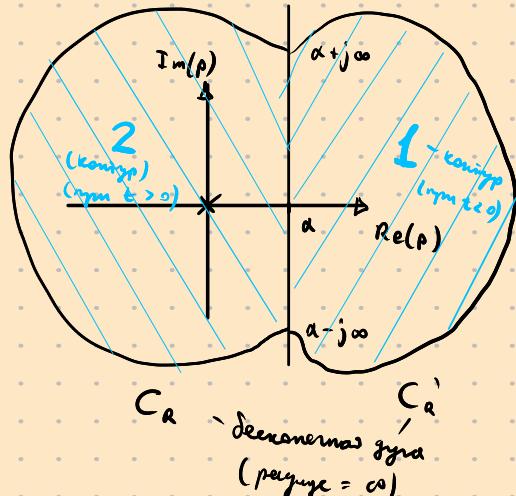
нашествие (оценка остатка) - вычеты

Если в оп-ум есть осадимости, пренебрегаем не в поле Тейлора, а вот в таком виде!

$$f(p) = \dots + \underbrace{\frac{1}{p^2} C_{-2}}_{\text{вычет оп-ум}} + \underbrace{\left( C_{-1} \frac{1}{p} + C_0 + C_1 p + C_2 p^2 + \dots \right)}_{\text{правильные члены}}$$

- поле Тейлора

$C_{-1}$  - это нечестно, надо в знаменателе



Полигодиничность интегралов базируется на симметрии

$\rightarrow \infty$  при симметрии оп-ум  $p = 0$  на  $\infty$  симметрия  $= 0$ .  
(лемма Моргуана)

При  $t < 0$  по линии Моргуана  $\int_{C_R} \dots = 0$

$$\int_{C_R} \dots = \int_L \dots - \int_{C_R'} \dots = 0 - 0 = 0 \quad f(t) = 0$$

$L$  - линия Моргуана!

При  $a > 0$  контур 1 не содержит осадимостей (один из них:  $\frac{1}{p} - \delta$  мал),  $\Rightarrow \int_1 \dots = 0$

При  $t \geq 0$

Вычитающийся член оп-ум, забавляется 1 ( $p \rightarrow 0 \quad e^{pt} \rightarrow 1 \Rightarrow$  вычитающийся член  $\frac{1}{p} \rightarrow C_{-1} - 1$ )

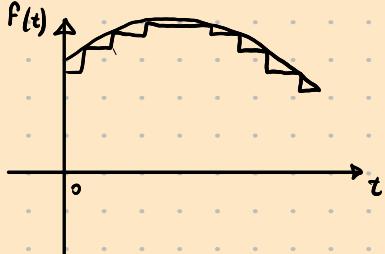
$$\int_2 \dots = 2\pi i \quad \int_2 \dots = \int_2 \dots - \int_{C_R} \dots = 2\pi i$$

$$f(t) = \frac{2\pi i}{2\pi i} = 1 - \text{op-ur} \text{ Xebusanya!}$$

T.e.  $F(p) = \frac{1}{p}$  gie op-un Xebucanga.

Представляем модельную формулу надежности генератора с зарядом, когда ее можно представить в виде

$$e^{-\frac{t}{T_p}} - \text{запись в виде Хевисайда выше приведена}$$



$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{-\infty+j\infty}^{\infty+j\infty} e^{pt} \left\{ \sum f(\tau_k) e^{-p\tau_k} \Delta' \tau_k \right\} dp$$

$$\Delta' \tau_k = \frac{-e^{-p\Delta \tau_k}}{p} = \Delta \tau_k - \frac{(\Delta \tau_k)^2}{2!} + \dots - \text{reg. term} \text{ for } p \neq 0$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\alpha-j\infty}^{\alpha+j\infty} e^{pt} \left\{ \int_0^t f(\tau) e^{-p\tau} d\tau' \right\} d\mu - \text{adverso nrolosp-e lamaco}$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{a-j\infty}^{a+j\infty} e^{pt} F(p) dp$$

$f(z) = qz - w$   $\chi_{\text{bezuegig}}$ :

$$F(p) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-pt} dt = -\frac{1}{p} e^{-pt} \Big|_{0}^{+\infty} = \frac{1}{p}$$

$$G(p) = \int_0^\infty e^{p_0 t} e^{-pt} dt = \int_0^\infty e^{-(p-p_0)t} dt = -\frac{1}{p-p_0} e^{-(p-p_0)t} \Big|_0^\infty = \frac{1}{p-p_0}$$

Parryman, 210

$$e^{P_{\text{tot}} t} \cdot i(t) = \frac{1}{P - P_0}$$

Modek yigop - e no yuvaramus crinalized yemomennohaa na  $I(t)$ , ee ne munyt.

## Совместа преодр-2 лекции

## 1<sup>o</sup> *luminosus*

$$\int_0^\infty (\alpha f(t) + \beta g(t)) e^{-pt} dt = \alpha \int_0^\infty f(t) e^{-pt} dt + \beta \int_0^\infty g(t) e^{-pt} dt$$

$$\alpha f(t) + \beta g(t) \doteq \alpha F(p) + \beta G(p)$$

$$\sin \omega t = \frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j}, \quad \cos \omega t = \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2}$$

uz cb-b unenigsten hengelen?

$$\sin \omega t \doteq \frac{1}{2j} \left( \frac{1}{p-j\omega} - \frac{1}{p+j\omega} \right) = \frac{\omega}{p^2 + \omega^2}$$

$$\cos \omega t \doteq \frac{1}{2} \left( \frac{1}{p-j\omega} + \frac{1}{p+j\omega} \right) = \frac{p}{p^2 + \omega^2}$$

$$\operatorname{sh} \omega t \doteq \frac{\omega}{p^2 - \omega^2}$$

$$\operatorname{ch} \omega t \doteq \frac{p}{p^2 - \omega^2}$$

## 2° Таблица номинал

$$f(t) \doteq F(p)$$

$$f(\alpha t) \doteq \int_0^\infty f(\alpha t) e^{-pt} dt = \frac{1}{\alpha} \int_0^\infty f(t) e^{-p\frac{t}{\alpha}} dt = \frac{1}{\alpha} F\left(\frac{p}{\alpha}\right)$$

## 3° Дифференцирование ортранс

$$f'(t) \doteq F(p)$$

$$f'(t) \doteq \int_0^\infty \underbrace{f'(t)}_{u'} \underbrace{e^{-pt} dt}_{v} = f(t) e^{-pt} \Big|_0^\infty - \int_0^\infty f(t) (-p) e^{-pt} dt = -f(0) + pF(p)$$

$$f^{(n)}(t) \doteq p^n F(p) - \sum_{i=0}^{n-1} p^{n-i-1} f^{(i)}(0)$$

## 4° Дифференцирование изотранс

$$F(p) \doteq f(t) \quad (\text{изотранс преобр-е})$$

$$F'(p) = \left( \int_0^\infty f(t) e^{-pt} dt \right)'_p = - \int_0^\infty t f(t) e^{-pt} dt$$

$$F^{(n)}(p) \doteq (-t)^n f(t)$$

$$t^n \doteq (-1)^n \left( \frac{1}{p} \right)^{(n)} = \frac{n!}{p^{n+1}}$$

$$t^n e^{pt} \doteq \frac{n!}{(p-p_0)^{n+1}}$$

## 5° Интегрирование ортранс

$$f(t) \doteq F(p)$$

$$g(t) = \int_0^t f(t) dt \quad g(t) \doteq G(p)$$

$$F(t) = g'(t) \doteq F(p) = pG(p)$$

$$G(p) = p^{-1} F(p)$$

## 6<sup>0</sup> Интегрирование изображения

$$F(p) \doteq f(t)$$

$$\int_p^{\infty} F(p) dp - \text{изображение}$$

$$\int_p^{\infty} F(p) dp = \int_p^{\infty} \left\{ \int_0^{\infty} f(t) e^{-pt} dt \right\} dp = \int_0^{\infty} f(t) dt \int_p^{\infty} e^{-pt} dp = \int_0^{\infty} \frac{f(t)}{t} e^{-pt} dt$$

$\uparrow$  изложение неправильное интегрирование

$$\int_p^{\infty} F(p) dp \doteq \frac{f(t)}{t}$$

$$e^{pt} - e^{at} \doteq \frac{1}{p-a} - \frac{1}{p-a}$$

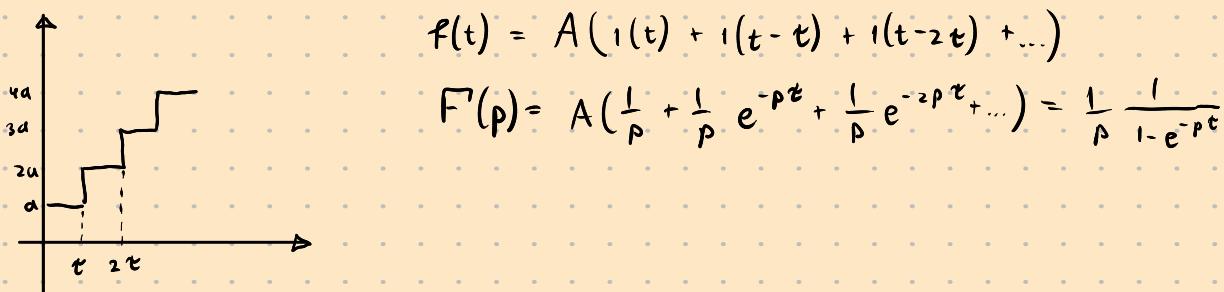
$$\frac{e^{pt} - e^{at}}{t} \doteq \int_p^{\infty} \left( \frac{1}{p-a} - \frac{1}{p-a} \right) dp = \ln \frac{p-a}{p-a}$$

## 7<sup>0</sup> Теорема замены изображения

$$f(t) \doteq F(p)$$

$$f(t-t) \doteq \int_t^{\infty} f(t-t) e^{-pt} dt = \int_0^{\infty} f(t_1) e^{-(t_1+t)} dt_1 = e^{-pt} F(p)$$

$t_1 = t-t$

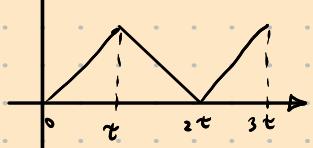


$$f(t) = A(1(t) - 2 \cdot 1(t-t) + 2 \cdot 1(t-2t) - \dots)$$

$$F(p) = \frac{A}{p} \left( 1 - 2 \frac{e^{-pt}}{1-e^{-pt}} \right)$$

Меняется

$$F(p) = \frac{A}{p^2} \left( 1 - 2 \frac{e^{-pt}}{1-e^{-pt}} \right)$$



### 8º Teorema convolutionis

$$F(p) \doteq f(t)$$

$$F(p-p_0) \doteq ?$$

$$F(p-p_0) = \int_0^\infty f(t) e^{-(p-p_0)t} dt = \int_0^\infty (f(t) e^{p_0 t}) e^{-pt} dt$$

$$e^{-\lambda t} \sin \omega t \doteq \frac{\omega}{(p+\lambda)^2 + \omega^2}$$

$$e^{-\lambda t} t^n \doteq \frac{n!}{(p+\lambda)^{n+1}}$$

### 9º Teorema умножения - *циркулярный момент* курса

$$f(t) \doteq F(p) \quad g(t) \doteq G(p)$$

$$F(p) \cdot G(p) \doteq ?$$

$$\int_0^t f(\tau) g(t-\tau) d\tau = \int_0^\infty e^{-pt} dt \int_0^t f(t) g(t-t) dt = \int_{t_1=t-t}^\infty f(t) e^{-pt} dt \int_0^\infty g(t) e^{-pt} dt, =$$

$$= F(p) \cdot G(p)$$

$$\int_0^t f(t) g(t-t) dt - \text{циркулярный момент}$$

Есан оңайындың түзүлүштөрінің характеристикасы, грани - балансның бозгеліктері, балансның бозгеліктерінің бүгелік нәтижесі - күй негізіненде сәхнелер

$$p F(p) G(p) = f(0) G(p) + \{p F(p) - f(0)\} G(p) \doteq f(0) g(t) + \int_0^t g(t) \cdot f'(t-t) dt =$$

### Циркулярный момент

$$= g(0) f(t) + \int_0^t f(\tau) g'(t-\tau) d\tau$$

### 10º Обратная теорема умножения

$$f(t) g(t) \doteq \frac{1}{2\pi i} \int_{\alpha-i\infty}^{\alpha+i\infty} F(q) G(p-q) dq - \text{неге жағалады}$$

$$f(t) g(t) \doteq \int_0^\infty f(t) g(t) e^{-pt} dt = \frac{1}{2\pi i} \int_0^\infty \left\{ \int_{\alpha-i\infty}^{\alpha+i\infty} F(q) e^{qt} dq \right\} g(t) e^{-pt} dt =$$

$$= \frac{1}{2\pi i} \int_{\alpha-i\infty}^{\alpha+i\infty} \left\{ F(q) \int_0^\infty g(t) e^{-(p-q)t} dt \right\} dq = \frac{1}{2\pi i} \int_{\alpha-i\infty}^{\alpha+i\infty} F(q) G(p-q) dq$$

Даның циркулярлық моменттің изоизоморфиясы.

# Числоское характеристики

Особенности функциональных назначений для непр. функционалов, заданные на пространстве основных функций. Число, соответственное основной функции  $\varphi$  функционалом  $f$ , обозначается  $(f, \varphi)$  и наз-ся единичной оценкой  $\varphi$ -и по  $f$ . на протяж.  $\varphi$ -и по  $f$ .

$$(f, \varphi) = A$$

1° Линейность функционала

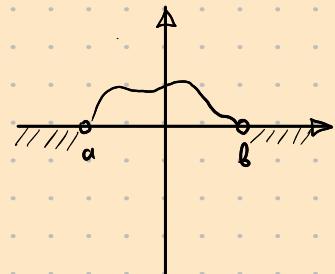
$$f(c_1\varphi_1 + c_2\varphi_2) = c_1(f, \varphi_1) + c_2(f, \varphi_2)$$

2° Непрерывность

$$\forall \varphi_n \xrightarrow[n \rightarrow \infty]{K} 0 \rightarrow (f, \varphi_n) \xrightarrow[n \rightarrow \infty]{} 0 \quad (K - \text{нр-то оценки } \varphi)$$

Всеобщая основная оценка линейна и непрерывна.

У каждого основной оценки есть "конечный конец":  $\varphi(x) = 0 \Big|_{|x| > a}$   
(второе об-то - это оценка)



Пример:  $\varphi(x) = \begin{cases} 0, & |x| \geq a \\ \exp\left(-\frac{a^2}{a^2-x^2}\right), & \text{если } x < |a| \end{cases}$

В т.  $x \rightarrow a$  функция, эко  $\varphi(x) \rightarrow 0$  и  $\varphi'(x) \rightarrow 0$  - оценка непрерывна и гл-о оценка константа  $\varphi(x) = 0$ .



Эти оценки можно употреблять для линейных функциональных оценок.  
Оценка  $\varphi$  регулярна для основной и линейной функциональных оценок!

Применение Гамильтон оценки нр-то основных оценок  $K$ .

$$(g, \varphi) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(x) \varphi(x) dx - \text{регулярная оценка функции } g$$

Случай простейший - оценка Хэмилтона:

$$1(x) = \begin{cases} 0, & x < 0 \\ 1, & x \geq 0 \end{cases} \quad (\text{небходимо, так как } \sup_{x \in \mathbb{R}} 1(x) = 1, \text{ все подынтегральные величины})$$

$$(1, \varphi) = \int_0^{+\infty} \varphi(x) dx$$

$(\delta, \varphi(x)) = \varphi(0) - \delta - \text{ошибка}$



$h(t)$  - импульсная реакция, реакция системы на "момент дозы"

$$g(t) = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \int_0^{\infty} x(t) \delta_{\Delta}(t-t) dt$$

Математика сводится к такому выражению:

интеграл Римана в огнице  $t$ , величина 0.



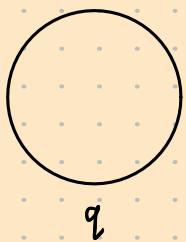
Неправильное выражение:

$$g(t) = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \int_0^{\infty} x(t) \delta_{\Delta}(t-t) dt = x(0) = (\delta, x(t))$$

Обобщенное производное обобщенного оператора

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \delta'(t) \varphi(t) dt = \left. \delta(t) \varphi(t) \right|_{-\infty}^{+\infty} - \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) \varphi'(t) dt = -\varphi'(0)$$

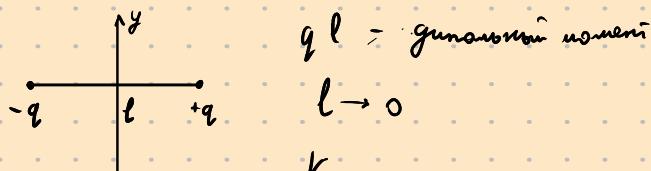
равдели на  
функции



$$q = \int_{V \rightarrow 0} \rho dv - \text{момент}$$

$$q = \int q \delta(x) dx, \delta(x) - \text{момент точечного заряда}$$

$q$



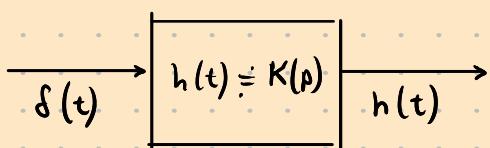
$q/l = \text{гипотетический момент}$

$l \rightarrow 0$

Как отнести момент заряда точечного заряда?

$$\frac{l}{l} \rho \delta\left(x + \frac{l}{2}\right) - \frac{l}{l} \rho \delta\left(x - \frac{l}{2}\right) - \text{если } l \approx 0,$$

$$\lim_{l \rightarrow 0} \frac{\rho \delta\left(x + \frac{l}{2}\right) - \rho \delta\left(x - \frac{l}{2}\right)}{l} = \rho \delta'(x)$$



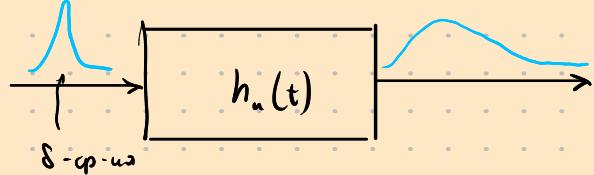
$$\begin{array}{c} \delta(t) \xrightarrow{\quad \quad} h(t) \\ \downarrow \quad \quad \downarrow \\ 1 \xrightarrow{\quad \quad} K(p) \end{array}$$

## Синоды описание лин. и не-л.

### ① АЧХ, фур



### ② Частотная характеристика



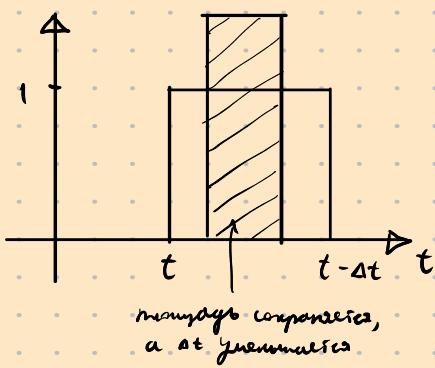
Задаваем первое начальное значение в момент времени  $t = 0$

### ③ Переходное характеристики



Все описания эквивалентны

## Описание не-л. частотной характеристики



$$\delta(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{i(t) - i(t-\Delta t)}{\Delta t}$$

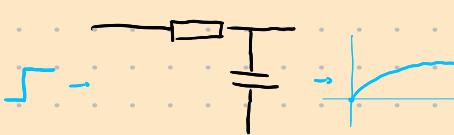
$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t-t_0) dt := \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \int_{t_0}^{t_0 + \frac{\Delta t}{2}} \frac{1}{\Delta t} dt = 1$$

(если не брать предел за  $\int$ , получим 0!)

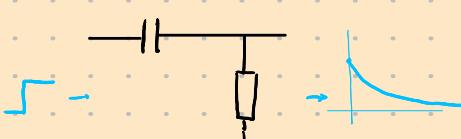
Когда мы находим, что  $\delta(t) = i'(t)$ , то  $i(t)$  не uniquely определена — это означает, что не одна. Однако если считать все однозначные ф-ции, то они групп!

Всегда имеются две:

$$h_u(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{h(t) - h(t-\Delta t)}{\Delta t}$$



пример для однозначно определенной ф-ии  
(единственная непр. и групп.)



пример для однозначно определенной ф-ии  
(единственная разреш. в 0)

Однако  $h(t)$  всегда неоднозначна и групп! Поэтому

$$h_u(t) = h'(t)$$

Два синода описываются с помощью идентичной  $h_u(t)$ :

1. Рассмотрим  $h(t)$  на где равен нулю: здесь 1. производная и ноль
2. Переходим к одному ф-ию: там единица всегда однозначно определена

## Наша сінукса на $x(t)$



Аналог  $x(t)$  можна представити сумою елементів.

Всі цікі уміння використані вище:

$$y(t) = c_0 h(t) + c_1 h(t-\Delta t) + c_2 h(t-2\Delta t)$$

Чи можемо  $\Delta t \rightarrow 0$ :

$$y(t) = \int_0^t h(t-\theta) d[x(\theta)] = \int_0^t x'(\theta) h(t-\theta) d\theta - \text{непасирна функція Dirac}$$

Но! Якщо  $x(t)$  підібний? Тоді не  $x'(t)$ . Можна непідібний & однак. єд-нан, але спонза більш широким обсягом.

$$y(t) = x(\theta) h(t-\theta) \Big|_0^t + \int_0^t x(\theta) h'(t-\theta) d\theta = x(t) h(0) + \int_0^t x(\theta) h'(t-\theta) d\theta - \text{- більш широка функція Dirac}$$

Підібні  $h(t)$  називають також, якщо в них називає  $h_u(t)$  - паралогічним зважом в умовах зовні осн. і. підібні по означенням.

В одній сп-він:

$$y(t) = \int_0^t x(\theta) h_u(t-\theta) d\theta$$

## Свого з преодол-ем Аналіза

$$\mathcal{L}[y(t)] = \mathcal{L}[x(t)] \cdot \mathcal{L}[h_u(t)] = H(p) \cdot \mathcal{L}[x(t)]$$

Припустимо компактність  $p$  - негатив -  $H(p) = \mathcal{L}[h_u(t)]$ !

## Выделение нужного сигнала из падора



1 МГц, импульс на частоте 50 Гц



AЧХ приемника

### ① Частотное разделяние

- Передатчик и приемник имеют одинаковую группу о группе не забот

### ② Разделение по времени

- Предупреждение о синхронизирующих пакетах (нечетные передаваемые)

### ③ Разделение по фазе

- Предупреждение о синхронизирующих пакетах (5 нс для задержки между кандидатом 1 и кандидатом 2)

## Частотное разделение

Деление на частоты неудобно (имеем не-равномерный спектр передаваемого сигнала). Берут октаву или меньше (октава - от  $\omega_0$  до  $2\omega_0$ )



Использование RC-фильтра (AЧХ).  
Сигнал в 6 ДБ (или?)

### Первое прохождение

- FM диапазон: 90 - 110 МГц
- Максимальная частота: 400 кГц
- Изменение частоты на 5%, задержка сигнала 60 ДБ (линейно - RC-цепочка совсем не подходит...)

## Второе прохождение



- Используется на огнива антенн, 2 антенны одновременно в обе стороны
- Коэффициент ~ 10% различия (напр. 1,0 и 1,1 МГц для передачи и для приема)

- Задача упрощена: нерегулятор и приемник - движущее в огне зеркало. Мощность нерегулируемого излучения  $E_{\text{нр}}$  (в 1-й задаче нерегулятор не входит в расчеты из-за применения, но не менее ~1 кВт - все равно).

Решение 1: негасимый П-образный дроссель.

Минимальное значение нестабильности (если сущест. короткое, то можно декомпенсировать) - зависит от преодол.  $\Phi_{\text{крит}}$ .

Как такое сделать в реальности?

Решение 2: резонансные сиркуляции



- Соединение генератора с нагрузкой не является нерегулируемым
  - Но! Негасимой колеб. возможен не симметрический режим ( $r$ )
- $$L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i dt + ri = e \quad -\text{если зажечено Омическое}$$

Можно еще компенсировать амплитуду:

$$I = \frac{E}{Z_{\text{бр}}} = \frac{E}{jwL + r - \frac{1}{wC}} = \frac{E}{r + j(wL - \frac{1}{wC})}$$

$$\text{Единственным решением при } wL = \frac{1}{wC}$$

$Z_{\text{бр}}$  имеет наше значение:

1.  $r_{\text{бр}} = r$  - активная составляющая (const)

2.  $X_{\text{бр}} = wL - \frac{1}{wC}$  - реактивная составляющая (0 при  $wL = \frac{1}{wC}$ , значение  $\propto \omega$ )

Резонанс при  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  (при этом  $Z_h = Z_c$ ), при нем:

$Z_h = Z_c = \rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$  - харacterистическое сопротивление колебательного контура

Добротность  $Q = \frac{W_{\text{кк}}}{P \cdot \sqrt{LC}} = \left( W_{\text{кк}} - \text{ энергия, занесенная в колеб. контур,} P - \text{ средняя мощность потерь за 1 цикл, } \sqrt{LC} - 1 \text{ цикл} \right)$

$$= \frac{LI^2}{2P\sqrt{LC}} = \frac{LI^2}{2\left(\frac{I}{\sqrt{2}}\right)^2 R \cdot \sqrt{LC}} = \frac{\sqrt{LC}}{R} = \frac{\rho}{r}$$

активное  
занесение  
излучения.

График. зеркало: напряжение передатчика с амплитудой  $I$  подана напряжения наст. тока  $I_{\text{запл}}$ , где сущест.  $I_{\text{запл}} = I / \sqrt{2}$



$$Q = \frac{W_{\text{ex}}}{P \sqrt{L C}} = \frac{C U^2 R}{2 \left( \frac{U}{R} \right)^2 \sqrt{L C}} = \frac{R}{\sqrt{L/C}} = \frac{R}{S} \quad - \text{здесь} \text{нагрузка}$$

Задание  $d = 1/Q$

При независимом нагрузке  $\frac{1}{Q'} = \frac{1}{Q} + \frac{1}{Q_n}$  (т.к.  $\frac{1}{R'} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R_n}$ )  
 $d' = d + d_n$

Число не зависит от конфигурации нагрузки (L-R)

Обычно  $Q \in [10; 10000]$ .

Например, будем считать  $\omega_0$  неким нерев, а  $\omega$  какую-либо частоту  $\omega$ , можно упростить.

$$X_{Bx} = \omega L - \frac{1}{\omega C} = \omega L \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{1}{\omega_0 \omega L C} \right) = \omega_0 L \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = S \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

$$\xi = \frac{X_{Bx}}{r} = \frac{S}{r} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = Q \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad - \text{коэффициент рассеяния}$$

(нормированное на } Q \text{ и на } \omega\_0 \text{)

$$\omega = \omega_0 + \Delta \omega, \quad \Delta \omega - \text{изменимая часть}$$

(некоторое изменение частоты при изменении частоты)

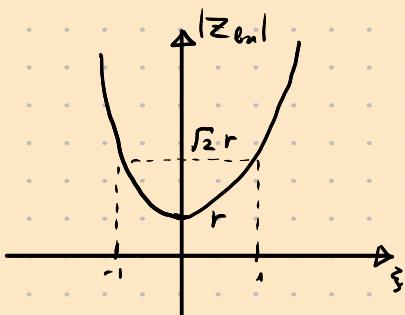
$$X_{Bx} = \omega_0 L \left( \frac{\omega_0 + \Delta \omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_0 + \Delta \omega} \right) = \omega_0 L \frac{(\omega_0 + \Delta \omega)^2 - \omega_0^2}{\omega_0 (\omega_0 + \Delta \omega)} \approx \omega_0 L \frac{2 \omega_0 \Delta \omega + \Delta \omega^2}{\omega_0^2} = L \Delta \omega =$$

$$= \frac{2 S}{\omega_0} \Delta \omega$$

$$\xi = 2 Q \frac{\Delta \omega}{\omega_0}$$

$$|Z_{Bx}| = r \cdot \sqrt{1 + \xi^2} \quad (\text{т.к. } Z_{Bx} = r \cdot (1 + j\xi))$$

$$\arg Z_{Bx} = \arctg \xi \approx 2 Q \frac{\Delta \omega}{\omega_0} \quad - \text{если} \text{ известна } Q, \text{ тем} \text{ кратче} \Phi \text{ЧХ}$$



## Добротность и сопротивление



$$R = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot Q =$$

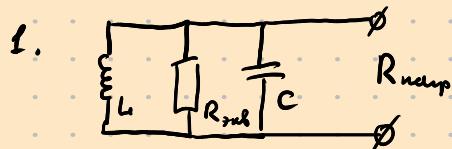
- Если на го  $Q=10$ , то в цепи параллельно
- Но если на го  $Q=100$ , то  $R$  слишком большое, а напряжение circuita не хватает

А как же  $Q=5000$ ?

Можно наладить маленький  $L$  и большой  $C$

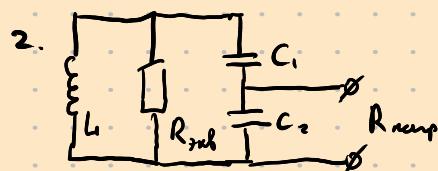
Но нечестно и грустно наладить не бывает — это проводников в цепи T-образной индуктивности.

## Частичное выключение



$$Q = \frac{R_{\text{sub}}}{\sqrt{L/C}}$$

$$Q^* = \frac{R_{\text{sub}} R_{\text{namp}}}{(R_{\text{sub}} + R_{\text{namp}}) \sqrt{L/C}}$$



Погрешность измерения на где засл.  $Q^*$  - ?

$$U_{\text{namp}} = \frac{U}{j\omega C_2 \left( \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} \right)} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} U$$

— каскадное выключение

$$P_{\text{namp}} = \frac{U_{\text{namp}}^2}{R_{\text{namp}}} = \text{const}$$

(не засл., т.к. не меняется подстроечная)

(изменяется напряжение)

- В 2 раза уменьшит  $U_{\text{namp}}$  (изменяется сила), но в 2 раза возрастает  $Q$ . (если  $C_1 = C_2$ )
- Внимание!

Каскадное выключение:  $\frac{C_1}{C_2 + C_1}$

От  $R_{\text{sub}}$  напряжение не зависит, т.е. блокировка не демонстрирует.

3.



$$R_{\text{sub}} > R_n^* \quad R_{\text{sub}} > R_n^*$$

- Схема выключения,  $R_n$  и  $R_n^*$  — характеристики где будера подстроек.



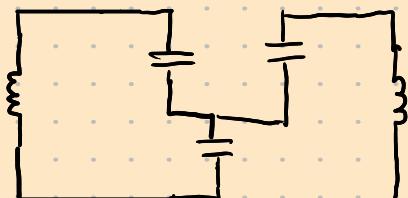
AUX y kontyra belye zane! Makinam, moshno uselish  
ee rayne / normye u naipravlenii rezonansnogo zanei.

- Ceranno orens denges (b selenim kadas) ne rezonans. Tamen qanibep. Naryndis,  
eem etamym nd 10 noks ottezi gyna et gyna (40 gfb selenim). Ko zho oren  
ne zaydrekibyn.



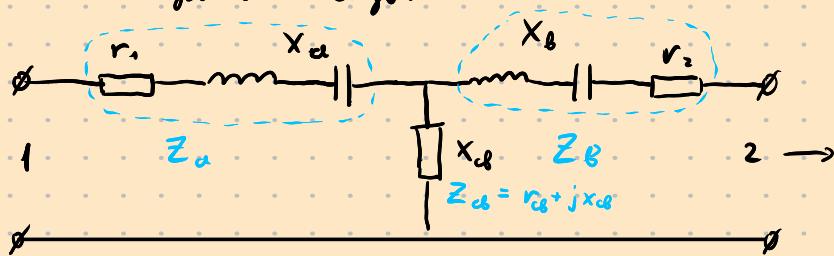
- Kak brumbyla nebni sunan mi, shodki z etamym  
ero ne zanei? Kamur edyzer yigibetli di etamym?
- Moshno uselishmi novobolen qanibep - no ero net,
- Moshno uselishmi xanej. Kontyram.

### Связанные ханы, конура



Kazan suna sdelegem mi organizovana sanya  
meny konuram, qaraytar oym u te xl.

Cermaq yarash chany!



( $X_d$ , kai u naznachbene kai rezistor,) ne aksimel sognibremme

- Eem 2 rezonansyi, on mosh  
ne biret nd 1.

- Unare b konuylu i neberen  
kazan yon. moshene.

$$2\text{-rezonans}: Z_1 = Z_a + Z_d$$

$$1\text{-rezonans}: Z_2 = Z_d + Z_a$$

$$2\text{-K3}: Z_{bx} = Z_a + Z_a \parallel Z_d = Z_a + \frac{Z_a Z_d}{Z_d + Z_a}$$

$$Z_{bx} = Z_1 - Z_d + \frac{(Z_2 - Z_d) Z_d}{Z_2 - Z_d + Z_d} = Z_1 - \frac{Z_d^2}{Z_2}$$

Пояснение 2-го касед. к-ра здравоохранения бессим в концепт 1 Z<sub>БНС</sub>:

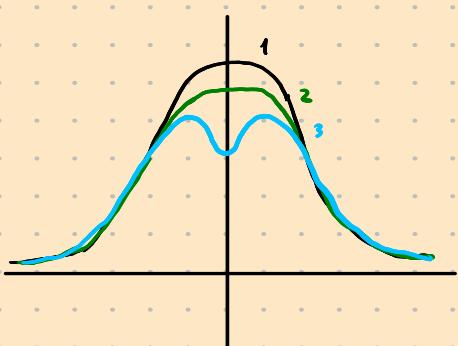
$$Z_{\text{БНС}} = - \frac{Z_{\text{б}}^2}{Z_2}$$

Ноутык  $Z_{\text{б}} = j X_{\text{б}}$  ( $Z_1 = r_1 + j x_1$ ,  $x_1 = x_a + x_{\text{б}}$ , аналогично  $Z_2$ ) — т.к. надо непрерывно, а не резко прыгнуть

$$Z_{\text{БНС}} = - \frac{-x_{\text{б}}^2}{r_2 + j x_2} = \frac{x_{\text{б}}^2}{r_2^2 + x_2^2} r_2 - j \frac{x_{\text{б}}^2}{r_2^2 + x_2^2} x_2$$

$$r_{\text{БНС}} = \frac{x_{\text{б}}^2}{r_2^2 \left(1 + \frac{x_2^2}{r_2^2}\right)} = \frac{x_{\text{б}}^2}{r_2^2 (1 + \xi^2)} \approx \frac{x_{\text{б}}^2}{r_2 (1 + 2Q \frac{\Delta \omega}{\omega_0})}$$

$$x_{\text{БНС}} = - \frac{x_{\text{б}}^2 x_2 / r_2}{r_2 \left(1 + \frac{x_2^2}{r_2^2}\right)} = - \frac{x_{\text{б}}^2 \xi}{r_2 (1 + \xi^2)}$$



- Быстро затухающий  
импульс

- Чем больше  $x_{\text{БНС}}$ , тем лучше это подавление  
резонансных мод

Что называется АЧХ, когда known  $r_{\text{БНС}}$   
(1 —  $r_{\text{БНС}}=0$ , 2 —  $r_{\text{БНС}}$  выше, 3 —  $r_{\text{БНС}}$  дальше)

Чтобы учесть 3 касед-ки:  $\omega_{01}$  — резонанс 1-го к-ра,  $\omega_{02}$  — резонанс 2-го,  $X_{\text{б}}$ .

1-й звено резонанс: резонанс на 1-м, но не на 2-м

2-й звено резонанс: аналогично

наимен резонанс :  $\omega_{01} = \omega_{02} = \omega$

1-й касед-ки резонанс : в результате 1-го звена про. баскетбол  $X_{\text{б}}$  так, чтобы не было 2-м звено мод

2-й касед-ки резонанс : аналогично

наимен резонанс :  $\omega_{01} = \omega_{02} = \omega$ ,  $X_{\text{б}}$  одинаков (идеал. ФИК)

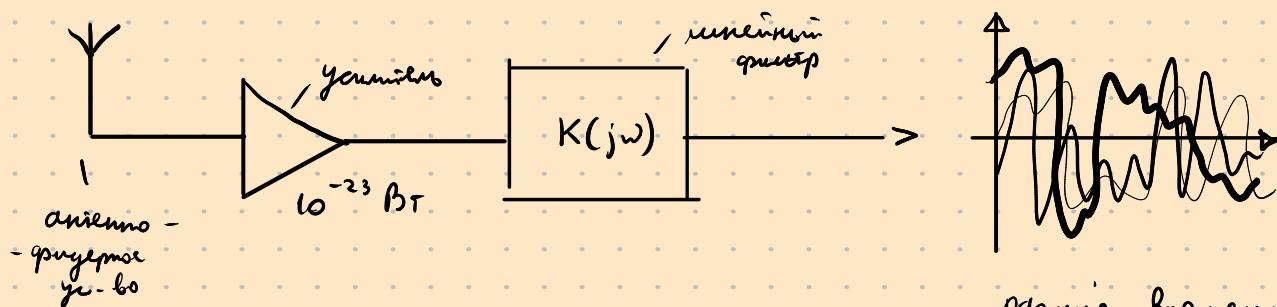
# Чтение

- Рассмотрено ограничение наименьшего времени сдвига к полуволне сигнала.
- Если время сдвига - полуволне передатчик и супер - полуволне приемник, это ведет к наименьшему ограничению сверху

$$\frac{10^{-9}}{10^{-20}} \cdot \frac{\text{разделение}}{\text{напряжение}} = 320 \text{ ГБ}$$

избыток времени

Минимальное ограничение температурой. Что если приемник запорожит?



разное временные ограничения на выходе приемника

Случай на выходе приемника мажет (ограничен в резистор) и суп. в антенне.

T.e. сигнал можно разбить на две части.

Быть не-убийственным не  $U(t)$ , а не-не убийственное есть звук - коррелируется:

$$\langle U_1, U_2 \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} U_1(u) U_2(u-t) du$$

(нормированное значение)

"установление не-убийственности"

Когда значение временного задержки неизвестно. Но говорят, что звук. процесс звукорядом - где мы устанавливаем не-убийственность можно заложить устанавливаемое значение временного задержки.

Но при изменении задержки, настолько быстро меняется процесс?

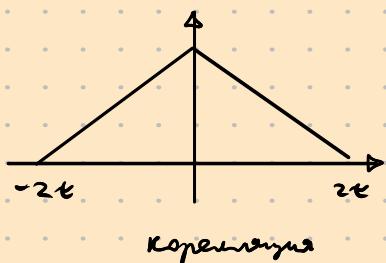


График корреляции

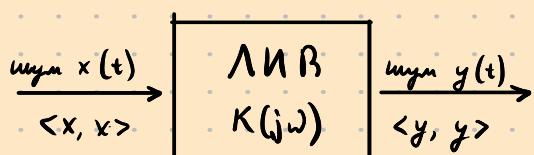
Чем дальше от  $t$  в корреляции поднимается значение корреляции, тем выше вероятность ошибки! И наоборот

Но какое-то звук. перен. абсолютное - 0. До неё дует ветер - то же:



Излучение коррелограмм - гауссовы процессы  
Всего в коррелограмм - монодромные процессы

## Разностная пульсация



$$y(t) = \int x(u) h_u(t-u) du = x * h.$$

Но  $x$  мы не знаем, знаем только  $\langle x, x \rangle$ .

$$\langle y, y \rangle = \langle (x * h_u), (x * h_u) \rangle$$

Оказывается! Статистика коррелограмм равна коррелограмм самим.

$$\langle y, y \rangle = (\langle x, x \rangle * \langle h_u, h_u \rangle) \Leftrightarrow L[\langle y, y \rangle] = L[\langle x, x \rangle] \cdot L[\langle h_u, h_u \rangle]$$

Коррелограмма - нормальная кривая, где неё применено "нормирование о кривой":

$$L[\langle x, x \rangle] = L[x] \cdot L[x]^* = (\text{нормированное комплексное}) = |L[x]|^2$$

$$\text{Ну а } x(f) = L[x]: L[\langle y, y \rangle] = |x(f)|^2 \cdot |K(jf)|^2$$



Мощность выходного сигнала есть произведение выходного на  $|K(jf)|^2$

т.е. наше уравнение  $[ω₀ - Δω, ω₀ + Δω]$  называем

$$|y(f)|^2 = |K_0|^2 \cdot |x(f)|^2$$

**N3** В вакуумной линии безындукционные бегущие  $R = 50$  Ом ( $\Rightarrow$  это открытый конец!)

В гальванической линии  $R = 75$  Ом

$$\text{Потребляемая мощность} P = \frac{U^2}{R} = \text{const.} \cdot U^2$$

$|x(f)|^2$  - спектральная мощность монодромных (монодромные - монодромные).

Её называют спектральной мощностью.

Однако иначе - AWGN (additive white Gauss noise)

To есть если имеется идущий в симметричной линии, например, 200 гармоник

Сумма на картинке есть  $[-30^\circ; +30^\circ]$ , т.е.  $60^\circ$ . Основное условие "на магнит" называется  $|K(j\omega)|^2$ .

## Расчет пропускания

**Числовое значение** — площадь под графиком  $K(j\omega)$ . Принцип можно записать в виде + неопределенной величиной.

$$\Delta \Omega = \int_0^{\infty} \left| \frac{K(j\omega)}{K_0} \right|^2 d\omega - \text{числовое значение}$$

## Суммирование сигналов



$$\begin{aligned} \langle n, n \rangle &= \left\langle \sum_{i=1}^N (e_i \times h_i), \sum_{k=1}^N (e_k \times h_k) \right\rangle (t) = \\ &= \sum_{i,k=1}^N \langle (e_i \times h_i), (e_k \times h_k) \rangle (t) = \\ &= \sum_{i,k=1}^N (\langle e_i, e_k \rangle \times \langle h_i, h_k \rangle) (t) \end{aligned}$$

Но  $\forall i, k$ :  $e_i$  и  $e_k$  при  $i \neq k$  — сигналы из различных разных источников, то они некоррелированы:  $\langle e_i, e_k \rangle = 0 |_{i \neq k}$ , тогда получаем

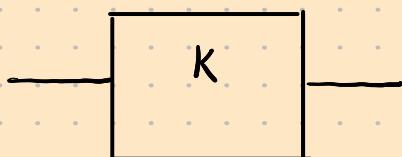
$$\langle n, n \rangle = \sum_{i=1}^N (\langle e_i, e_i \rangle \times \langle h_i, h_i \rangle) (t)$$

В результате получим:

$$n^2 = \sum_{i=1}^N e_i^2 \cdot |K(j\omega)|^2$$

- Когда сумма скоррелирована, то складывается дубль амплитуда (сумма всех трех квадратов)
- Если они некоррелированы, то складываются дубль полумаксим.

## Математический принцип



$R, T$   
математическое выражение  
закона сохранения:  
 $e^2 = 4KT$



Сущесвует множество видов резисторов на броце как для симметричной.

Внешний коэффициент шума  $K_n = 20 \lg \left( \frac{e_{bx}}{|K|^2 e_{ex}} \right)$

$K_n < 3 \text{ dB}$  - недопустимое значение,  $K_n > 10 \text{ dB}$  - опасное

### Как уменьшить шумы в системе

1. Уменьшение температуры (раз 8-10)
2. Уменьшение шума пассивных резисторов

Пассивное шумы - падение качества преобразования электрической энергии в тепловую (и наоборот). Знак. Динамика - Активный

Все это реалистичное зв. то не однозначно решает проблему шумов.

