

# Решебов Убак Вадимович

## Биография



- Все ящики не линейные
- Пол-ящик Гармошка имеет линейные и нелинейные

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

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

"Черный ящик" описывается:

- сконструирован
- набором параметров  $H$

Модель сим-на, состоящая из RLC, где есть линейная и нелинейная.

## Технические задачи

Верб - учащийся 3-го курса, ведет к-рого проектирует один из них на Л. Модель содержит из  $\geq 1$  независимых двухкоординат.

Узел - место соединения берегов

Коэффициенты  $\rightarrow 2$  берега Уголометрический -  $2$  берега

Контур - модель замкнутой сети, проходящей по всем-им берегам реки.

Хардверы. исправлены однотипные, которые берега/узлы проходят 1 раз

Одна река можно заменить:

Компонентные узлы - единицы реки, определяющие её компонентами

Технические узлы - единицы реки, определяющие её техническими

## Правило Курикогорда

- Закон сохр-а заряда
- Проделы не накапливают заряд (уменьш.)

## I закон Курикогорда

Алг. сумма измененных знач-ий токов всех батарей, находящихся в цепи из узлов с модемами меняет временно, равна 0.

$$\sum i_k = 0.$$

- Потенциалность з.н. не меняется
- Консервативность з.н. не меняется
- Потоки батареи  $\vec{B}$  во времени в сечении не изменяются (не меняется сила тока з.н.)

## II закон Курикогорда

Алг. сумма измененных знач-ий напряжениям всех батарей, находящихся в цепи меняет модемы меняет значение з.н., равна 0.

## Теорема об эквивалентном генераторе

Так производимый батарей изменения з.н. не изменяется, если добавимоим генератором, и к-ий накапливает заряд батареи, заменив эквивалентным генератором источником энергии, к-рой имеет один преобразователь называемый (Telenet) или называемый (Нетрон) сменой заменяется. При этом ЭДС генератора неизменна напряжение работы генератора ходят автономного генератора, так накапливается некоторое тока работают по КЗ автономного генератора, а выпущенное сопротивление и проводимость з.н. исключена работе сопротивлениями влагами конденсаторами и проводами автономного генератора.



Надес. - Нетрон



Надес. - Теленет



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

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



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

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

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

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

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

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



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



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

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

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  $\cos \omega t$ ?

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

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

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

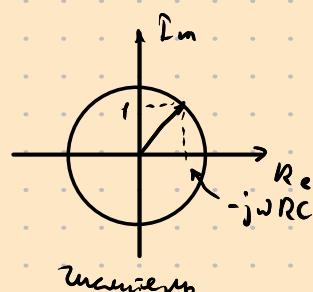
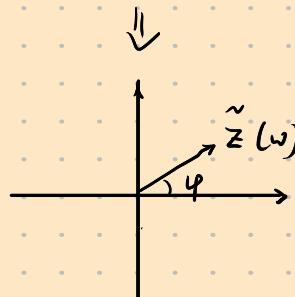
$$\frac{\tilde{U}_{out}}{\tilde{U}_{in}} = \frac{A_0 \cdot e^{j(\omega t + \varphi)}}{B_0 \cdot e^{j\omega t}} = \frac{A_0}{B_0} \cdot e^{j(\omega t + \varphi - \omega t)} = \frac{A_0}{B_0} e^{j\varphi}$$

Расстояние между  $Z$  -叫做 фаза - аргумент, расстояние до оси  $\text{Im } \tilde{U}$  - называется амплитудой

Чтобы найти ее, нужно из  $K(\omega)$  выделить вещественную часть и бессинусоидальную комплексную часть, то есть можно записать  $(|K(\omega)| e^{j\varphi})$ .

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

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





$$\arg K = \varphi = -\arctg \omega RC$$



## линейной стабилизации



- $U_1, U_2$  - относительно земли
- Не насыщает зажиг
- По боковым земли течет неодн. ток
- Входное напряжение (на 2) можно  
оине симметрии (вход. можно в 4х неравн  
пространстве) - модул  $\approx \text{АК } U_1, U_2, i_1, i_2$ .

## Система с параметрами (из линейных зависим (такие R) меняю!)

Система из 2 линейных ур-ий, определяющих зависим. 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  $f_1$  и  $f_2$ .



Прим. из  $f_1$  и  $f_2$  они

- Нелинейны
- Промж.  $\neq 0$

Т.е. мы можем использовать в описании подоб. токи.

$$di_1 = \left(\frac{\partial f_1}{\partial U_1}\right) dU_1 + \left(\frac{\partial f_1}{\partial U_2}\right) dU_2 \quad di_2 = \left(\frac{\partial f_2}{\partial U_1}\right) dU_1 + \left(\frac{\partial f_2}{\partial U_2}\right) dU_2$$

$= \text{const}$  при  $U_1$  и  $U_2$

При  $U_1 = \text{const}$ ,  $U_2 = \text{const}$  мы имеем 4 константы, характ. зависимостью.

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 (одн. симетричн. ось). Одн. спектр має комплексну компоненту, а її маса засіб  $= 0$ .

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

Додавши до сигналу комплексну фазу - добре,

також (правий) засіб спектра стає однознач.

Виникає амплитудний сигнал. Поясніть що працює - один з генер. зваж. ампл., інший - з фазою. Поясніть ампл. сигнал, якщо роб-ти з відсутністю комплексного числа.

Сигнал дуже важливий та дає можливість побудувати комплексне зображення.



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

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

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

### Y-перевірка (комплексна)

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

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

При пошуку  $Y_{1x}, \tilde{U}_2$  заміните (захоплювати винаг), аналогічно до  $Y_{2x}$ .

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

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 динамичных транзисторов

Форма



Компьютер

$U_2$  - аналогичные дин. транзисторы схема

Задача

$h_{21}$  - неподр. но неизменн. токи (нп.)  $h_{11}$  - входное сопротивление

$h_{12}$  - (нп.)  $h_{22}$  - выходная проводимость (нп.)

(нп.) - индуктивная линейка

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

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

## 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 полюсы.

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

Учите, что комплексные частоты неоднозначны, т.к.  $\omega$  не-раб.

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

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

$$|K(j\omega)| = \sqrt{a_1^2 + \omega^2} - AUX \quad \arg K(j\omega) = \varphi_B - \varphi_A - \phi UX$$

Пример  $a_1 = -b_1$ .



### Инерцирующая RC-система



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

Tak repayrem  
(nem repay kongenatsiy)

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

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



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



### Дискретизирующая 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 бугоры симметричны относительно оси. Re > 0, если конд 1 - вещественный

## Однократные характеристики систем



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

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

Получаем характеристическое уравнение.

Корни полученного уравнения дают решения дифр. ур-я.

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

- оно же, с помощью к-поса можно решить задачку

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

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

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

- спектрность интеграла becomes жесткая.



- спектр этого сигнала не непрерывен - интеграл не скончается

(Фурье Хейвайса)

Можно придумать ее непрерывносигнальную версию, к-рею аналогичную Фурье Хейвайса, и назовем, когда аналогичную непрерывносигналную.

Всегда менее прямое преобр-е, более универсальный метод: умножим  $f(t)$  на  $e^{-\sigma t}$ .

То есть  $\sigma$ -ий можно отбросить из дальнейшего. Новое преобр-е:

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

"это энту. он дает заслуженное".

При этом всегда будем, что при  $t=0$   $f(t)=0$ , иначе получим для  $\sigma$ -ий

(здесь интеграл не разбирается из-за  $e^{-\sigma t}$ ).  $F(p)$ - лаплас - обрат

## 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.

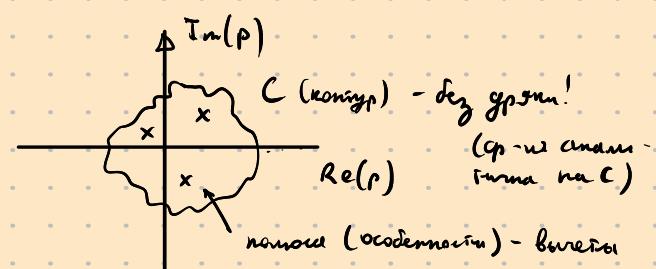
Однозначный вид: теорема Коши о вычетах.

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

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



- можно превратить в  
действительную.



нашествие (осадковое) - вычеты

Если в оп-ум есть осадковые, пренебрегаем не в пользу Тейлора, а вот в пользу паг!

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

- паг

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



Понятие знакоустойчивости выражается тем, что с правильным

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

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

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

заканчивается

При  $a > 0$  контур 1 не содержит осадков (один из них:  $\frac{1}{p} - 8$  раза)  $\Rightarrow \int_1 \dots = 0$

При  $t \geq 0$

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

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

$$F(t) = \frac{2\pi i}{2\pi i} = 1 \quad - \text{q-p-u2 Xebucanya!}$$

T.e.  $F(p) = \frac{1}{p}$  ges q-p-u2 Xebucanya.

Прегледуем мысъл q-p-u2 във вид на симметрични съмволи, която е2 има предпазителни за ламбади.  $e^{-pt}$  - избраният q-p-u2 Xebucanya може предп-2



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

$$\Delta' \tau_x = \frac{-e^{-p\Delta \tau_x}}{p} = \Delta \tau_x - \frac{(\Delta \tau_x)^2}{2!} + \dots - \text{първи корена}$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{a-j\infty}^{a+j\infty} e^{pt} \left\{ \int_0^t f(t') e^{-p t'} dt' \right\} dp \quad - \text{одното предп-е ламбада}$$

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

$f(t)$  - q-p-u2 Xebucanya.

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

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

Пригответ, че

$$f(t) \doteq \frac{1}{p} \quad e^{p_0 t} \cdot f(t) \doteq \frac{1}{p-p_0}$$

Може предп-е на гармониката синуса и косинуса на  $f(t)$ , е2 не мини.

## Свойства предп-2 ламбада

### 1° линейност

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

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

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

и cb-b линейност на гармониката:

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

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

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

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

## 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

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

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

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

## 4° Дифференцирование изотранс

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

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

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

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

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

## 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

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

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

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

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

↑ изложение неправильное интегрирование

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

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

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

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

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

$t_1 = t - t$



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



### 8º Teorema convolutionis

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

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

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

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

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

### 9º Teorema умножения - *бесконечное произведение*

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

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

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

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

$$\int_0^t f(t) g(t-t) dt - \text{интеграл свёртки}$$

Есан оңайында оның үз-үзін интеграл жарнамасын, дәржін - балығын бергеніндең, бескінчелік бергеніндең дүйес шақырылғанда - көмек көрсеткеме жүргізу

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

### Интеграл Дюамеля

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

### 10º Обратная теорема умножения

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

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

Дегенде интеграл еншілдік нозараламен.

# Числоское характеристики

Особенности функциональных из-внешн. функционалов, заданные на пространстве основных функций. Число, соотвтвующее основной функции  $\varphi$  функционалу  $f$  называется  $(f, \varphi)$  и наз-ся единичной обобщенной ф-ией  $f$ . на пространство ф-ий  $\varphi$ .

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

1° Минимум функционала

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

2° Непрерывность

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

Всеобщая основная ф-я для линейного гипероператора.

У каждого основной ф-и есть "конечно-подмножество":  $\varphi(x) = 0 \Big|_{|x| > b}$   
(второе сл-то - это промежуток)



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

В т.  $x \rightarrow a$  функция, эко  $\varphi(x) \rightarrow 0$  и  $\varphi'(x) \rightarrow 0$  - ф-я нр-то непрерывная и гл-ко нр-то непрерывная  $\varphi(x) = 0$ .



Эти ф-и можно употреблять на любых линейных гиперфункциях. И результат будет одинаков и для линейных гиперфункций!

Применение Гамильтоновы нр-то основных ф-ий  $K$ .

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

Самый простой пример - ф-я Хэмилтона:

$$1(x) = \begin{cases} 0, & x < 0 \\ 1, & x \geq 0 \end{cases} \quad (\text{небходимо, так как определяет } K \neq 0; \text{ всеядно и не имеет нулей})$$

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

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



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

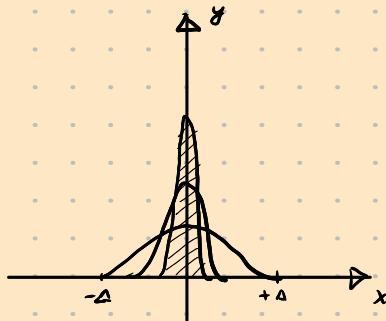
$$g(t) = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \int_0^{\infty} x(t) \delta_{\Delta}(t-t) dt$$

Математика сводится к такому выражению:

интеграл Римана в огне  $t$ , близко 0.

Неправильное выражение:

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



Обобщение производной в одномерном случае

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

равдели на  
одномерном



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

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

$q$



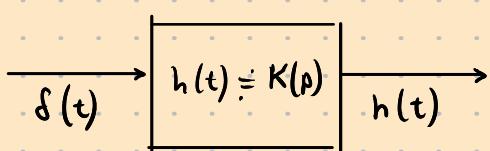
$q/l$  - гипотетический момент

$l \rightarrow 0$

Как отнести массу точечного заряда?

$$\frac{l}{\ell} \rho \delta\left(x + \frac{l}{2}\right) \quad \text{и} \quad -\frac{l}{\ell} \rho \delta\left(x - \frac{l}{2}\right) \quad - \text{если } l \neq 0;$$

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



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

## 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  $\lim$  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 сказать что однозначно определено, то она unique!

Всегда имеются две:

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



пример для однозначного определения  
(единственное не-л. описание)



пример для однозначного определения  
(единственное не-л. описание)

Однако  $h(t)$  всегда различна и unique! Поэтому

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

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

1. Рассмотрим  $h(t)$  на где равна нулю и прямая вправо
2. Переходим к одному ф-нию: там синод всегда однозначно определен

## 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 узагальненому вигляді. І. підібні по означенням.

В одній з цих:

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

## 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  $p$ -ї негативу  $-H(p) = \mathcal{L}[h_u(t)]$ !

## 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).  
Сдвиг в 6 ДБ (честно!)

### Первое прохождение

- FM диапазон: 90 - 110 МГц
- Шаг между станциями: 400 кГц
- Изменение радиуса на 5%, дальность приема 60 ДБ (линейно - RC-цепочка совсем не помогает...)

## Второе прохождение



- Изменяется на один шаг, 2 адомина одновременно движутся в один направление
- Максимум ~ 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 генератор.

Минимальное значение нестабильности (если сущест. короткое, то оно можно декомбинировать) - зависит от преодол.  $\rightarrow$  Рассмотрим.

Как такое можно в реальности?

Решение 2: резонансные сиркуляции



- Соединение генератора с нагрузкой не является нерегулируемым
  - Но! Негасимой колеб. можно не забывать - есть настройка ( $r$ )
- $$L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i dt + ri = e \quad -\text{если зажечено}\Omega\text{оне}$$

Можно еще компенсацию добавить:

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

Единственным нормальным значением  $wL = \frac{1}{wC}$

$Z_{\text{нр}}$  имеет на это право:

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

2.  $X_{\text{нр}} = wL - \frac{1}{wC}$  - 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:

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

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

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

активное  
занесение  
излучения.

График. зеркала: напряжение передатчика с амплитудой  $I$  подана напряжению нагрузки. Тогда  $I_{\text{загр.}} = I_{\text{загр.}} / \sqrt{2}$



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

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 ( $L$ - $C$ )

Обычно  $Q \in [10; 10000]$ .

Например, будем ожидать, что  $\omega_0$  всегда больше, а это означает, что  $\omega_0$  можно упростить.

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

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

(нормированное значение  $Q$  и значение  $\omega_0$ )

$$\omega = \omega_0 + \Delta \omega, \quad \Delta \omega - \text{изменимое значение частоты}$$

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

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

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

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

$$\arg Z_{Bx} = \arctg \xi \approx 2 Q \frac{\Delta \omega}{\omega_0} \quad - \text{если значение } Q, \text{ то можно } \Phi \propto X$$



## 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.  $Q^*$  - ?

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

— 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  $C_1=C_2$ )
- Бумбум!

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

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

3.



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

- Схема выключения,  $R_n$  и  $R_u$  — характеристики генератора подстроечного.



AUX y kontyra belye zane! Makinam, moshno svedet  
eë norme / normu u naipravle perekonchennya zanei.

- Ceranno oreni luyus (b selenym kadas) ne perekonit. Takiem qanibep. Nagrizza,  
eem etiyanu na 10 nase otischi gyna et gyna (no gfb selenym). Ko zio oren  
ne zadrakimbu.



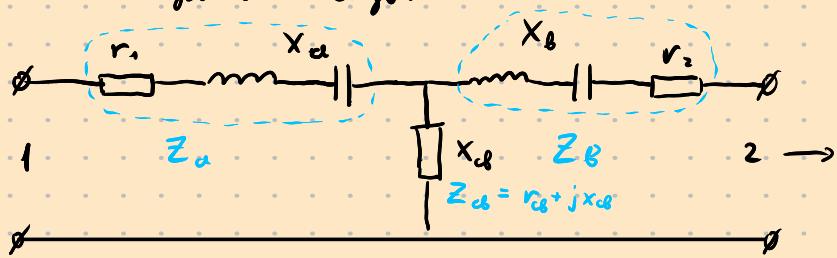
- Kak bixiyez nebeni sunan mi, etiadi z etiyan  
ero ne zanei? Kamur edzgen yigibetli di etiyan?
- Moshno uselzhamu perekonchennya qanibep - no ero net,
- Moshno nekakshum xanej, kontyramu.

### Сбержанье xanej, kontyra



Kazan suni daq edzgen mi organizovana sberje  
menyu kontyramu, qarayttaq suju u te xl.

Cerjan rezona chay:



( $X_a$ , kai u naznachenye kai rezistor,) ne aksimil sognibrem.

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

- Unare b kontyra i nekak  
kazan yon. nanege.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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



- Внешний вид

- Чем больше  $x_{\text{БНС}}$ , тем выше это поглощаемое резонансное число

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 касед-ки резонанс: резонанс на 1-м, но не на 2-м

2-й касед-ки резонанс: аналогично

настор. резонанс :  $\omega_{01} = \omega_{02} = \omega$

1-й касед-ки резонанс : в результате 1-го касед-ки рез. бессим  $X_{\text{б}}$  так, чтобы не было 2-го касед-ки

2-й касед-ки резонанс : аналогично

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

# Итоги

- Рассмотрено применение полупроводникового синтеза к полупроводникам.
- Если в звук - полупроводник передатчик и звук - полупроводник приемник, это есть применение ограничения сверху

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

излучение  
приемник

Многие ограничены температурой. Что если приемник запорожить?



разное временные границы  
на осциллографе

Сейчас на выходе имеется毛毛 (ограничен в резистор) и оп. в антенне.  
Т.е. сигнала можно как-то разделять на части.

Будет пар-убийца не  $U(t)$ , а нек-пара упреждения ее знако-е - коррелирующими:

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

(если процесс эргодичен)

(ночное и дневное)  
"управление по времени"

Когда изменяется времена, тогда такое нормально. Но говорят, что сигн. процесс эргодичен - где мы управление по времени можно заменить управлением по времени.

Напр. при изменении напряжения, насколько дальше идет процесс?



График корреляции  
импульса сигналов.

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 - норма спектра, где неё применено "норма логарифма о спектре":

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

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



Мощность выходного сигнала есть квадрат коэффициента  $|K(jf)|^2$

т.е. на частоте  $[\omega_0 - \Delta\omega, \omega_0 + \Delta\omega]$  получаем

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

**N3** В вакуумной технике базисное сопротивление лежит  $R = 50 \Omega$  ( $\Rightarrow$  это очень маленькое!).

В реальных условиях лежит  $R = 75 \Omega$

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

$|x(f)|^2$  - спектральная мощность монодромии (монодромия - монодромия).

Её называют спектральной мощностью.

Однако иначе - AWGN (additive white Gauss noise)

To есть если имеется идущий в антенне сигнал, 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 полуподъем.

## Математический принцип



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



Сущесвует множество методов регулирования яркости как для цветного.

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

$K_n < 3$  dB - недоработанный метод,  $K_n > 10$  dB - надежный

### Как уменьшить шумы в системе

1. Уменьшение температуры (раз 8-10)
2. Уменьшение шума позитивных региаторов

Применение шумов - пассивные компоненты преобразование электрической энергии в тепловую (и наоборот). Задача. Движение - теплоэдс

Все это реалистичное звено не обладает тепловыми шумами.

