

# 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 берут /узел проходит 1 раз

Одна река можно заменить:

Компонентные узлы - единство реки, определяющее ее компонентами

Технические узлы - единство реки, определяющее ее 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 времени, равна 0.

$$\sum i_k = 0.$$

- Потенциалность з.н. не меняется
- Консервативность з.н. не меняется
- Поток времени  $\vec{B}$  во времени в сечении не изменяется (не меняется сдвиг з.н. об)

## II закон Курикогорда

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

## Теорема об эквивалентном генераторе

Так производимый батарей изменения з.н. не изменяется, если добавимоим генератором, и к-му накоплено больше батарей, заменив эквивалентным генератором источником энергии, к-рому имеет один присоединенный концептуализатор (Telenet) или приемник (Нетрон) с теми же изменениями. При этом ЭДС генератора неизменна напряжение работы и характеристики з.н. остаются неизменными, так как з.н. не изменяется тока работы з.н. КЗ абсолютно неизменено, а внутреннее сопротивление и проводимость з.н. несущих работы з.н. концептуальным батареям консерв. и пребывающим в состоянии отсутствия генерации.



Нагад. - Нетрон



Почув. - 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 вблизи места разрыва.

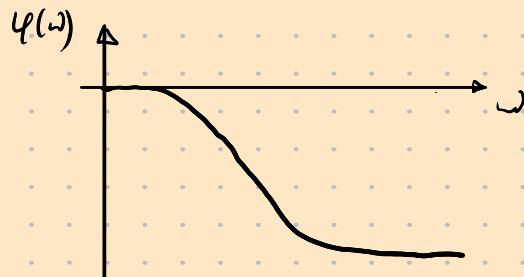
Это подходит только к неизвестному источнику. Для зависимостей приведены зависимости для ин. ур-ий (различие с этим)

### 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 зависимость:  $\cos \omega t + i \sin \omega t$

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

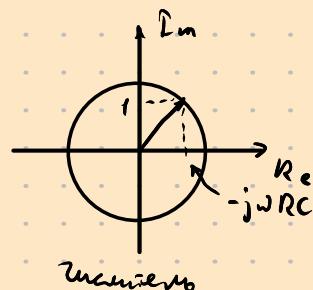
$$\frac{\tilde{U}_{out}}{\tilde{U}_{in}} = \frac{A_0 \cdot e^{j(\omega t + \varphi)}}{B_0 \cdot e^{j\omega t}} = \frac{A_0}{B_0} \cdot e^{j(\omega t + \varphi - \omega t)} = \frac{A_0}{B_0} e^{j\varphi}$$

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

Чтобы найти  $u$ , нужно из  $K(\omega)$  выделить фазовую составляющую и модуль комплексной проводимости  $Y$  ( $\Rightarrow e^{j\varphi}$ ).

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

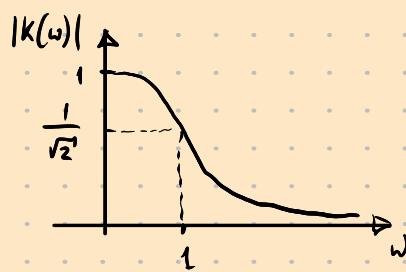
$$|1 - j\omega RC| = \sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}$$



Частота



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



## линейной стабилизации



- $U_1, U_2$  - относительно земли
- Не насыщает зажиг
- По боковым зажимам зажиг неоднократно
- Быстро переключение (до 2 мкв)
- со звуком сопровождения (беспр. мгновен. в 4x непрерывном пространстве) - модуль  $|K| U_1, U_2, i_1, i_2$ .

## Система с параметрами (из дегенерации (типа R) зажиг!)

Система из 2 линейных уп-ий, определяющих характеристики, например:

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

т.е. характеристика зажигания  
является зависимостью  $f_1$  и  $f_2$ .



Причём  $f_1$  и  $f_2$  они

- Нелинейны
- Прям.  $\neq$  0

т.е. мы можем использовать в качестве подачи тока.

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

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

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

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 - сумі симетр. зони сигналу, утворені - з умовою. Поясніть ампл. сигнал, якщо під-відємо неизменн. член.

Сигнал дієт. може також бути складеною з двох складових з різною фазою.



$$x(t) = \begin{cases} A & \text{for } t \in [0, T] \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

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

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

$$e^{j\omega t} - \text{комплексна вращаючася складовина.}$$

### $Y$ - 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 ( $\tilde{U}_2$  заміните відсутній), 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

Следует на анод. цепи:

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

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

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

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

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

### 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 же динамическими транзисторов

Формула



Коммутатор

$U_2$

- аналогичные дин. транзисторы схема

Пример

$h_{21}$  - неизвестна но известны токи (нпр.)  $h_{11}$  - входное сопротивление

$h_{12}$  -

(нпр.)  $h_{22}$  - выходная проводимость (нпр.)

(нпр.) - индуктивность

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

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

## 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 - это конкретная частота,  $0^\circ = 0$ .

Учите, что для ненулевых частоты характеристика не линейна.

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

$|K(j\omega)| = \sqrt{a_1^2 + \omega^2}$  - 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  $a_1 = -b_1$ .



### Инерционная RC-система



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

Tak repay vrem  
(nem repay vremengenzer)

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

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



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



### 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 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  $\frac{1}{p-a}$ .

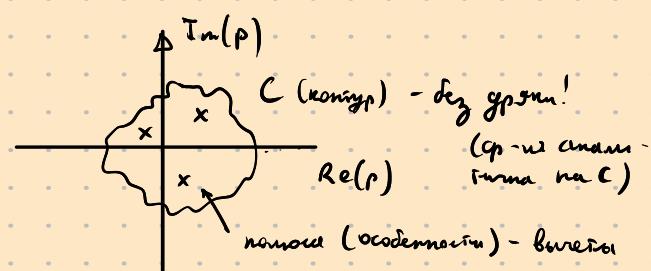
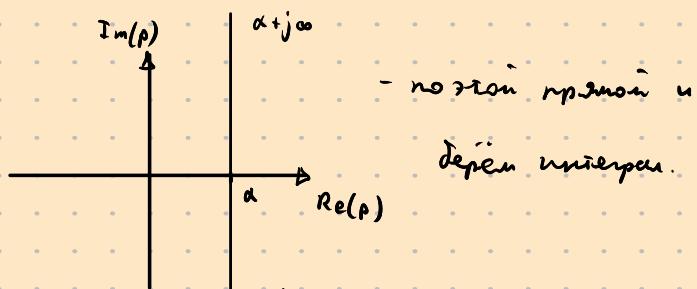
$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{a-j\infty}^{a+j\infty} \frac{1}{p} e^{pt} dp$$

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  $q(p)$

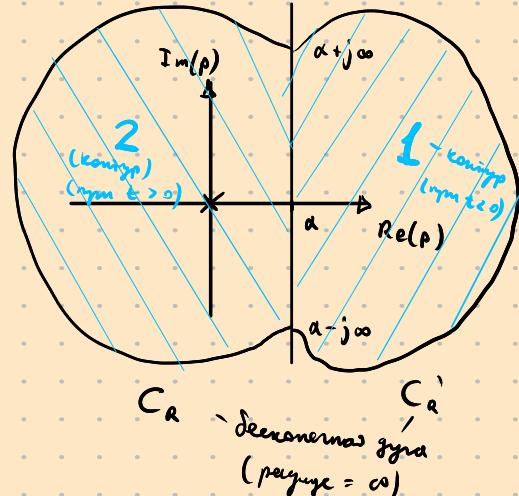


Если в оп-ум есть осаденные полюсы, расположены не в полуплоскости, а вот в таинственных полюсах!

$$f(p) = \dots + \frac{1}{p^2} C_{-2} + \underbrace{\left( C_{-1} \frac{1}{p} + C_0 + C_1 p + C_2 p^2 + \dots \right)}_{\text{вычеты оп-ум}} \quad - \text{паг. логарифм}$$

надлежащие полюсы      правильные полюсы

$C_{-1}$  - это полюс, находящийся в знакоустойчивом



При  $t < 0$  по теореме Коши  $\int_{C'_R} \dots = 0$

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

ненужны!

При  $a > 0$  контур 1 не содержит осаденных полюсов (один полюс:  $\frac{1}{p} - 8$  полюс)  $\Rightarrow \int_1 \dots = 0$

При  $t \geq 0$

Вычитающийся полюс на 1 ( $p \rightarrow 0 \quad e^{pt} \rightarrow 1 \Rightarrow$  полюс осаденный):  $\frac{1}{p} \Rightarrow C_{-1} - 1$ )

$$\int_2 \dots = 2\pi i \quad \int_1 \dots = \int_2 \dots - \int_{C_R} \dots = 2\pi i$$

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

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 предпази -2



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

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

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

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

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

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

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

Приглушаване, тъй като

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

Може предпаз-е независимо от времето  $t$ , е2 не минава.

## Свойства предпаз-2 ламбада

### 1° линейност

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

$$\alpha f(t) + \beta g(t) \stackrel{def}{=} \alpha F(p) + \beta G(p)$$

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

из cb-b линейността навсяде!

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

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

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

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

## 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

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

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

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

$\uparrow$  изложение неправильное интегрирование

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

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

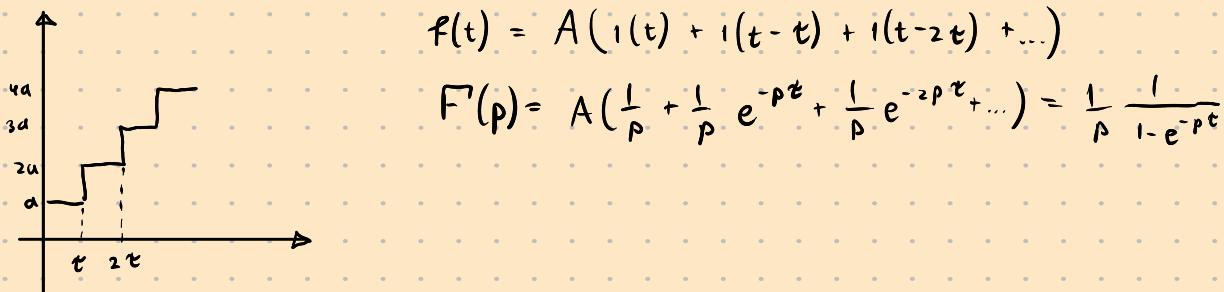
$$\frac{e^{pt} - e^{at}}{t} \doteq \int_p^{\infty} \left( \frac{1}{p-a} - \frac{1}{p-a} \right) dp = \ln \frac{p-a}{p-a}$$

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

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

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

$t_1 = t-t$



$$f(t) = A(1(t) - 21(t-t) + 2 \cdot 1(t-2t) - \dots)$$

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

Меняется

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



### 8º Teorema convolutionis

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

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

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

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

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

### 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 өр-үйн интеграл жарандыруын, дәржайын - балығын бергенде, бескінчелік деңгесіндең үз өр-үйн интегралы - үз интегралынан шығады.

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

### Интеграл Дюамеля

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

### 10º Обратная теорема умножения

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

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

Дегенде интегралдың үз өр-үйниндең интегралынан шығады.

# 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

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

Всеобщая основная ф-я для линейного гипероператора.

У каждого основной ф-и есть "конечно-подмножество":  $\varphi(x) = 0 \Big|_{|x| > b}$   
(второе сл-бо - 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, ибо  $\varphi(x) \rightarrow 0$  и  $\varphi'(x) \rightarrow 0$  — ф-я нр-бо непрерывна и гл-ко нр-бо непрерывна константа  $\varphi(x) = 0$ .



Эти ф-и можно употреблять на модусе линейного гипер-ф-ия. И результат будет ожидаем на линейном гипер-ф-ии!

Примером тааких ф-ий есть нр-бо основных ф-ий  $K$ .

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

Самый простой пример — ф-я Хевайсера:

$$1(x) = \begin{cases} 0, & x < 0 \\ 1, & x \geq 0 \end{cases} \quad (\text{небходимо, так как определит } \theta \neq 0; \text{ всеядно идентично нулю})$$

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

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



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

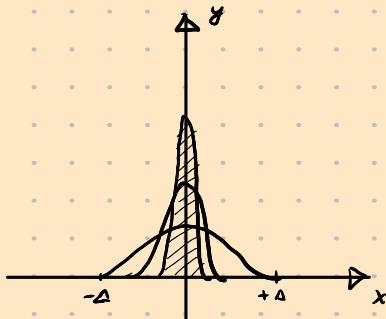
$$g(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \lim_{\Delta \rightarrow 0} x(t) \delta_{\Delta}(t-t) dt$$

Математика сводится к такому выражению:

интеграл Римана в огне  $t$ , всегда 0.

Исправленный выражение:

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



Обобщение производной одномерного оп-ана

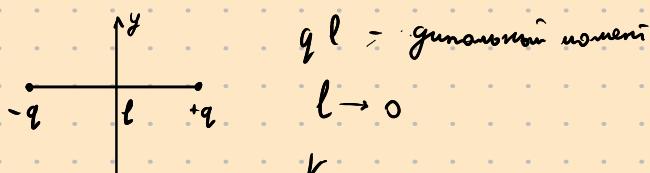
$$\int_{-\infty}^{+\infty} \delta'(t) \varphi(t) dt = \left. \delta(t) \varphi(t) \right|_{-\infty}^{+\infty} - \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) \varphi'(t) dt = -\varphi'(0)$$

равдели на  
функции



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

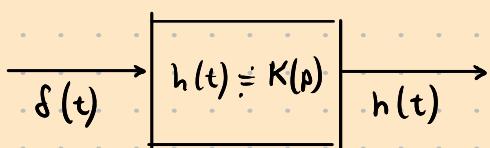
$$q = \int q \delta(x) dx, \quad \delta(x) - \text{масса точечного заряда}$$



Как отнести массу точечного заряда?

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

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



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

## Синоди описание лин. и не-л.

### ① АЧХ, фур



### ② Частотное описание



захватлен нач-ое кор-то  
значение в момент времени

### ③ Переходное характеристики



Все описание захватлено

## Описание не-л. частотной характеристики



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

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

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

Когда мы находим, что  $\delta(t) = i'(t)$ , то  $i(t)$  не uniquely определено — это означает, что не fix. Однако если сказать что однозначно определено, то это верно!

Всегда имеем:

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



пример для интегрирующей цепи  
(единственное не-л. описание)



пример для дифференцирующей цепи  
(единственное не-л. описание)

Однако  $h(t)$  не всегда unique! Поэтому

$$h_n(t) = h'(t)$$

Для синоди оправдание с правильной не-л.  $h_n(t)$ :

1. Пайдит  $h(t)$  на все равно: либо 1. прямая и прямая
2. Переход к одному ф-нию: там одинаково

## Наша сінукса на $x(t)$



Андае  $x(t)$  мондоғы преобразуто сүйнің салынеб.

Б әмбеттегі көмекшілік тақтамандағы салынеб:

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

Харемнен  $\Delta t \rightarrow 0$ :

$$y(t) = \int_0^t h(t - \theta) d[x(\theta)] = \int_0^t x'(\theta) h(t - \theta) d\theta$$

- нербас әрнепеңдік интеграл. Дидамен!

Но! Біздең  $x(t)$  пазырбай? Тогда неі  $x'(t)$ . Мондоғы нербас  $\times$  оданың ғұ-насы, то әрнепеңдік интегралдан шығады.

$$y(t) = x(\theta) h(t - \theta) \Big|_0^t + \int_0^t x(\theta) h'(t - \theta) d\theta = x(t) h(0) + \int_0^t x(\theta) h'(t - \theta) d\theta$$

- біздең әрнепеңдік интеграл. Дидамен!

Пазырбай  $h(t)$  ресмишең тақ таң, кеңең үшін оның оңдағы  $h_u(t)$  - параллелленген себін шығады және оның әсерін салынады.

Б әдіндең ғұ-насы:

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

## Салынадың супортаулары

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

Параллелленген көзгілік нербасы -  $H(p) = \mathcal{L}[h_u(t)]$ !

## 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

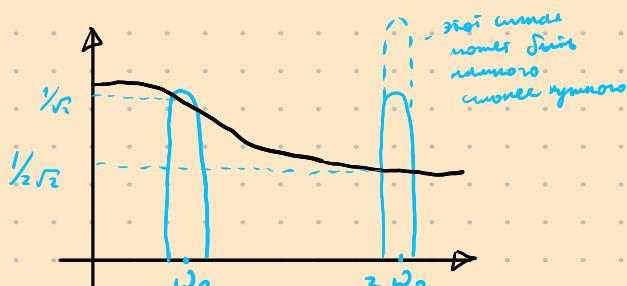
- Предупреждение о синхронизирующих пакетах (нечетные передаваемые)

### ③ Разделение по фазе

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

## Частотное разделение

Деление на частоты неудобно (суммарно-разностный сигнал передается через спутник). Берут частоты наменьше ( $\omega_1 - \omega_2 \gg 2\omega_0$ )

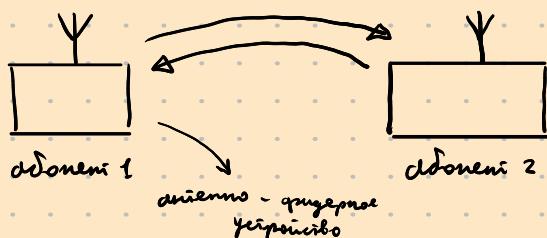


Использование RC-схемы (AЧХ).  
Соединить в 6 ДБ (лучше!)

### 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



- Используются два одинаковых антенн, 2 адоминации 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:

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

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

$Z_{\text{эн}}$  имеет наше значение:

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

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

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

активное  
потребляемое  
изменение контура.

График. зеркало: напряжение переменного тока с амплитудой  $I$  подана напряжения постоянной силы  $I_{\text{запл}}$ , 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 ( $L$ - $C$ )

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.

## Частотное выражение



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

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



Погрешность выражения на где заслуживает  $Q^*$ ?

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

— квадратичное выражение

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

(не заслуживает заслуживающее)

(многие годы)

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

**Квадратичное выражение:**  $\frac{C_1}{C_2 + C_1}$

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

3.



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

- Схема бомбум,  $R_n$  и  $R_n^*$  — неизменные при будущем подключении.



AUX y kontyra belye zane! Maksymum, moshno svedet  
eë norme / norme u naibol'shoy rezonansnoy zanei.

- Ceranno orens denges (b vsegochim kadaresh) ne rezonans. Takiy qanibep. Naibol'she,  
etim etomu nai 10 nadejnost' gony et gony (no goby vsegochim). Ko eto oren  
ne zapolnenno.



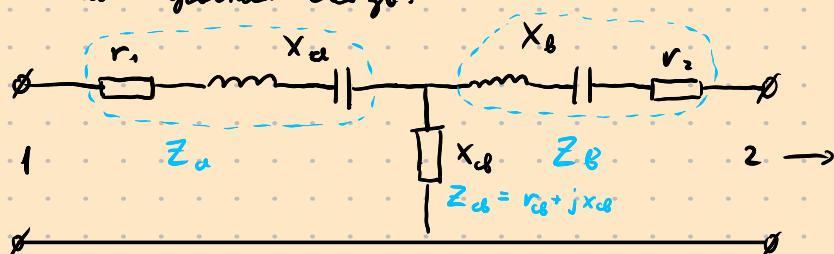
- Kak kouplenye nebiti sennu u, stolby z etomu  
eto ne zapolnen? Kamu odrezem yipervis tih etomu?
- Moshno usel'stvoi polosobnym qanibep - no eto uet,
- Moshno nekakim uad. kontyram.

### Связанные колеб. контура



Kakim da odrezem mi organizovana svyaz  
mezhdu kontyrami, qanibep otdel u te xl.

Связь между контурами:



( $X_{ab}$ , kai u nazvaniye kai rezistor,)  
ne osnovnoe sprostireniye

- Etim 2 rezonansyi, on moshno  
ne bavit na 1.

- Uzhe b kontyre i nekakim  
nain yon. nanezhe.

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

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

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

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

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 затухающие колебания

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

Что означает с АЧХ, когда  $r_{\text{БНС}} = 0$   
(1 —  $r_{\text{БНС}} = 0$ , 2 —  $r_{\text{БНС}}$  мало, 3 —  $r_{\text{БНС}}$  достаточно)

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

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

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

2-й касед-ки резонанс : аналогично

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

# Итоги

- Рассмотрено применение полупроводникового синтеза к полупроводниковым устройствам.
- Если в звуковом диапазоне передатчик и приемник - нелинейные устройства, это может привести к ограничению сверху

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

излучение  
получение

Максимальное ограничение температурой. Что если приемник запорожит?



разное временные фильтры  
на выходе

Сейчас на выходе имеется毛毛 (ограничен в резистор) и сир. в антенне.

T.e. излучаемое毛毛 в разном виде на прием.

Быть не-линейным не  $U(t)$ , а не-не линейным это значит - коррелирует:

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

(если процесс эргодичен)

↓ (ночное и дневное)  
"коррелирование по времени"

Когда изменяется времена, тогда также изменяется. Но говорят, что ант. процесс эргодичен - это означает что изменение по времени можно заменить изменением по времени.

Нап-р при изменении напряжения, находим для него毛毛 процесс:



Треугольник симметрический  
по времени симметрический.

Чем дальше от  $t$  в корреляции подыскивается значение, тем менее коррелирован процесс! И наоборот

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



Излучение коррелограмм - гауссовы процессы  
Внешний коррелограмм - полигармоничные процессы

## Равнотрактное пульс



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

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

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

Оказывается! Свёртка коррелограмм равна коррелограмм свёртки.

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

Коррелограмма - норма свёртки, где её применение "норма лежит о свёртке":

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

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



Мощность выходного сигнала есть квадрат балансной нормы  $|K(j\omega)|^2$

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

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

**N3** В вакуумной технике балансное сопротивление лежит  $R = 50 \Omega$  ( $\Rightarrow$  это оптимально!).

В гальванической лежит  $R = 75 \Omega$

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

$|x(t)|^2$  - спектральная мощность полигармоничных (полигармонических) процессов.

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 в т.к.  $e_i$  и  $e_k$  при  $i \neq k$  — сигналы из различных разных источников, то они не коррелированы:  $\langle e_i, e_k \rangle = 0 |_{i \neq k}$ , 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 двух разных источников)
- Если они некоррелированы, то складываются дубль мощности.

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

Все это неизбежное з-во не обладает тепловым шумом.

