

# Решебов Убак Вадимович

## Биография



- Все линии не омкнуты
- Параллельно только единичные и диагональные

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

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

"Черный ящик" описывается:

- сконструирован
- набором параметров  $H$

Модель сим-на, состоящая из RLC, где  $\omega$  выражено в статистике.

## Технические зв-ки

Базис - узелок з. узла, через к-рого проходит один и тот же т. Могет состоять из  $\geq 1$  независимых связывающих.

Узел - место соединения берегов

Компьютерный  $\rightarrow$  2 берега      Человеческий - 2 берега

Контур - модель замкнутой петли, проход. по всем-ым берегам узла.

Хардверная. управляемая однота, которая берет/узел проходит 1 раз

Одна. или можно заменить:

Компьютерное уп-ти - симметрия узла, опред. ее коммутацией

Техническое уп-ти - симметрия узла, опред. темно ее топологией

## 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 производимых батарей имеющих з.н. з.н. не изменяется, если изменение движущихся, и к-рых находятся генераторы батарей, заменив эквивалентным индуктивным источником энергии, к-рой имеет один присоединенный конденсатор (Telenet) или напряжение (Нертон) сменит значение. При этом ЭДС неизмененного напряжения равна напряжению холостого хода автономного движущегося, так же можно сформулировать така равенство КЗ автономного движущегося, а выражение соединение и производящее з.н. исходная работа сопр. конденсатором входит в состав и производящим автономного движущегося.



Нортон - Нертон



Парсонс - 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 нелинейности - нелинейность характеристики



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

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

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

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

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

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



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



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

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

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  $\cos \omega t$ ?

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

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 комплексного напряжения  $u = (|K(\omega)| e^{j\varphi})$ .

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

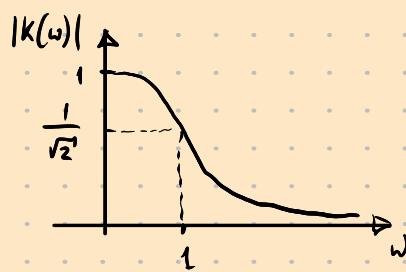
$$|1 - j\omega RC| = \sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}$$



Численно



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



## линейной стабилизации



- $U_1, U_2$  - относительно земли
- Не насыщает зажиг
- По боковым зажигам зажиг не насыщает
- Выпрям. неяв. неспецифичное (из 2) можно со зажигом симметрич. (безоп. можно в 4х несимметрич. пространстве) - модиф.  $\approx \text{ЛК } U_1, U_2, i_1, i_2$ .

## Система с параметрами (из линейных уп-ий, определяющих характеристики, например)

(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  
две нелинейные характеристики  $f_1$  и  $f_2$ .



Прием из  $f_1$  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 (одн. симетричн. ось). Од. спектру є комплексна конічність, а сумарн. засіб = 0.

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

Додавши до сигналу комплексну фазу - рахунок,

також (правий) засіб спектра стає однознач.

Виведем амплитудний сигнал. Поясніть що працює - сум із генер. зваж. сигналу, утворює ампл. сигнал. Поясніть ампл. сигнал, якщо подібно використовувати ціль.

Сигнал дієт. важливий та дає можливість побудувати зваж. зваж. залежності.



$$x(t) = \begin{array}{c} \text{graph of a periodic wave} \\ \text{with amplitude } A \text{ and frequency } \omega. \end{array}$$

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

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

$$e^{j\omega t} - \text{комплексна вимірювана складова.}$$

### $Y$ -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 (закорінювати вимоги), 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

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

Формы



Компьютер

$U_2$

- аналогичные дин. транзистору кроме

примеч.

$h_{21}$  - неизвестна по начальному состоянию (нп.)  $h_{11}$  - бывшее сопротивление

$h_{12}$  -

(нп.)  $h_{22}$  - самогенез проводимости (нп.)

(нп.) - изображение линии

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

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

## 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 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



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

Tak repay vrem  
(nem repay vremengenzer)

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

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



$$\arg K = -\arctan(\omega RC) \quad -AUX$$



### 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 решать задачи

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

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 преод-е, всегда универсальный метод: умножим  $f(t)$  на  $e^{-\sigma t}$ .

Также все к-поса можно организовать такими же.

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

"это очевидно, он будет звучать так."

При этом всегда будем, что при  $t=0$   $f(t)=0$ , кроме лампаса с самим к-посом

(когда непрерывное разложение в окрестности  $e^{-\sigma t}$ ).  $F(p)$ - лампас - отраз

## 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.

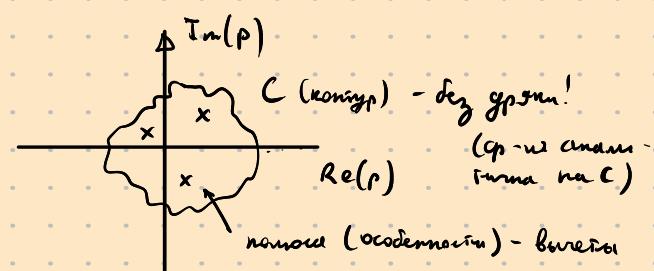
Однозначный вид: теорема Коши о вычетах.

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

$\operatorname{res} q(p)$  - 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  $\frac{1}{p} \rightarrow C_{-1} - 1$ )

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

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

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

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

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

## Свойства предпаз-2 ламбада

### 1° линейност

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

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

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

из cb-8 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

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

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

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

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

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

## 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*

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

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

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

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

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

Есан оңайындың түзүлүштөрінің жарандыруларынан, дәржі - барынан бергеніндең, бергеніндең бергеніндең дүйсөн жаңы свёртка - киң тәржемеліндең алғылар

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

### Интеграл Дюамеля

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

### 10º Обратная теорема умножения

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

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

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

Дан интеграл енис свёртка 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

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

Всеобщая основная ф-я линейна и непрерывна.

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



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 непрерывна и гл-ко непрерывна константа  $\varphi(x) = 0$ .



Эти ф-и можно умножить на любые линейные непрерывные ф-и.

И результат будет оставаться линейным непрерывным ф-ем!

Произведение таких ф-и есть нр-бо основных ф-и  $K$ .

$$(g, \varphi) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(x) \varphi(x) dx - \text{первая обобщенная функция}$$

Самый простой пример - ф-я Хевайса:

$$1(x) = \begin{cases} 0, & x < 0 \\ 1, & x \geq 0 \end{cases} \quad (\text{небходимо, так как существует } \delta > 0; \text{ всеядно вблизи нулях})$$

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

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



$h(t)$  - 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



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

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

$q$



Как отнести массу заряда точечного заряда?

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

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



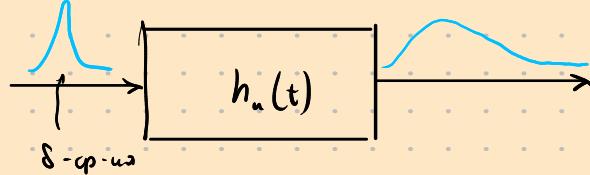
$$\begin{array}{c} \delta(t) \xrightarrow{\lambda} h(t) \\ \downarrow \lambda \\ 1 \xrightarrow{} K(p) \end{array}$$

## 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!)

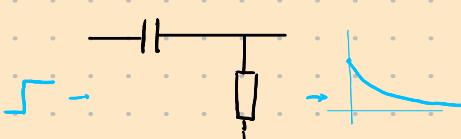
Когда мы находим, что  $\delta(t) = i'(t)$ , то  $i(t)$  не uniquely определена — это означает, что не одна. Однако если сказать что однозначно определено, то она unique!

Всегда имеются две:

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



пример для однозначно определенного  $i(t)$   
(единственное не-л. описание)



пример для однозначно определенного  $i(t)$   
(единственное не-л. описание)

Одна из  $h(t)$  всегда нелинейна и unique! Поэтому

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

Две синоды описываются с помощью и нелинейной  $h_u(t)$ :

1. Пайдит  $h(t)$  на все равно: либо 1. прямая и обратная
2. Переяди к одному ф-нию: там одинаково всегда однозначно определено

## 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

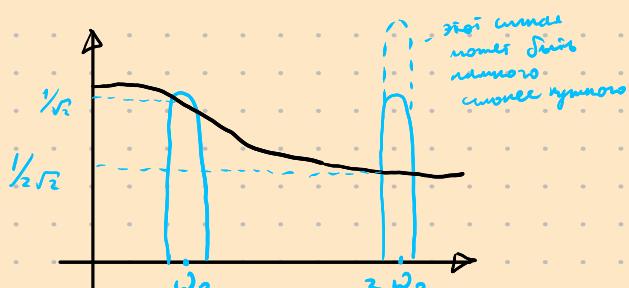
- Предупреждение о синхронизирующих пакетах (нечетные передаваемые)

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

## Второе прохождение



- Используется на огнивающей, 2 адресанта 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 генератор.

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

Как такое можно в реальности?

Решение 2: резонансные сиркуляции



- Соединение генератора с нагрузкой не является нерегулируемым
  - Но! Негасимой каскад. если не забыть - это нестабильность ( $r$ )
- $$L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i dt + ri = e \quad -\text{если забыть}$$

Можно еще компенсацию добавить:

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

Единственное условие 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:

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

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

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

активное  
занесение  
излучения.

График. зеркало: напряжение передатчика  $I$  с амплитудой  $I_0$  приблизительно постоянное. Тогда  $I_{\text{запл.}} = I_0 / \sqrt{2}$ , где сущест.  $I_{\text{запл.}} = I_0 / \sqrt{2}$



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

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  $\omega$  другим и в пределах  $\omega_0$  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 на } Q \text{ и на } \omega\_0 \text{)

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

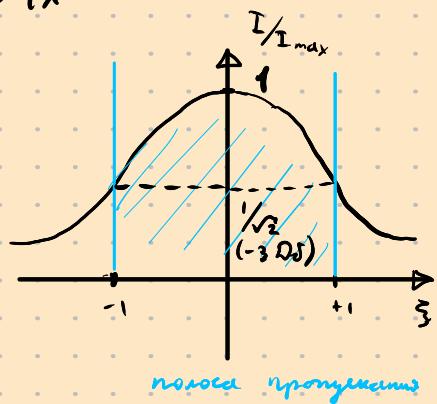
$$X_{Bx} = \omega_0 L \left( \frac{\omega_0 + \Delta \omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_0 + \Delta \omega} \right) = \omega_0 L \frac{(\omega_0 + \Delta \omega)^2 - \omega_0^2}{\omega_0 (\omega_0 + \Delta \omega)} \approx \omega_0 L \frac{2 \omega_0 \Delta \omega + \Delta \omega^2}{\omega_0^2}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

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

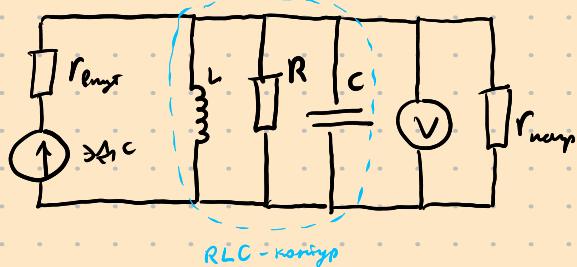
$$\xi = 2 Q \frac{\Delta \omega}{\omega_0}$$

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

$$\arg Z_{Bx} = \arctg \xi \approx 2 Q \frac{\Delta \omega}{\omega_0} \quad - \text{если } Q \text{ велико, то } \arg Z_{Bx} \approx 90^\circ$$



## 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, т.к. наладить не бывает — это проводников в цепи T-образной индуктивности.

## Частотное выражение



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

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



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

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

— квадратичное выражение

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

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

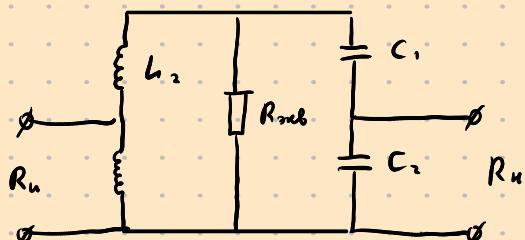
(многократное выражение)

- В 2 раза уменьшит  $U_{nump}$  (безынерционный), но в 4 раза возрастет  $Q$ . (если  $C_1=C_2$ )
- Бумбум!

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

От  $R_{sub}$  погрешность не зависит, т.е. бумбум не демонстрирует.

3.



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

- Схема бомбум,  $R_n$  и  $R_n^*$  — неизменяющиеся при будущей подстройке.



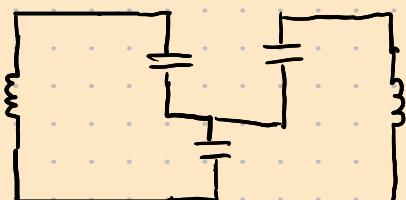
AUX y kontyra belye zane! Maksymum, moshno svedet  
eë norme / norme u naibol'shoy rezonansnoy zanei.

- 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.



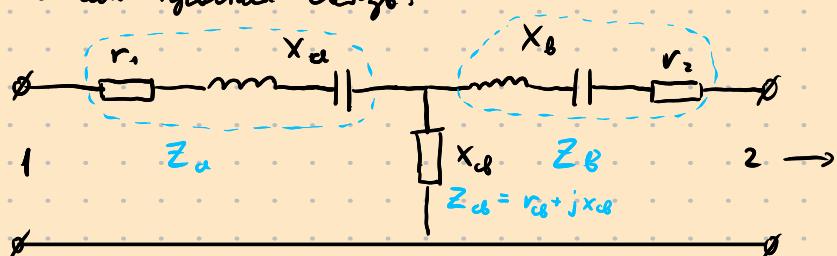
- Kak kouplenye nebiti sennu u, stolby z etomu  
eto ne zapolnen? Kamu odrezem yipervis tih etomu?
- Moshno usel'stvoi polosobnym qanibep - no eto uet,
- Moshno nekakim kach. kontyram.

### Связанные кас. контуры



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

Cerunnaya gonye chasy:



( $x_\alpha$ , kai u nazosobane kai rezistor,) ne osobnue sopostavlenie

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

- Unore b kontyre i nekakim  
kach. kontyrem.

$$2 - \text{rezonans}: Z_1 = Z_\alpha + Z_\beta$$

$$1 - \text{rezonans}: Z_2 = Z_\beta + Z_\alpha$$

$$2 - K3 : Z_{bx} = Z_\alpha + Z_\alpha \| Z_\beta = Z_\alpha + \frac{Z_\alpha Z_\beta}{Z_\alpha + Z_\beta}$$

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

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  
импульсы

- Чем больше  $x_{\text{БНС}}$ , тем лучше это согласование  
резонансных масштабов

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

Чтобы учесть все 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  
он был 2-м касед-ки масштаб

2-й касед-ки резонанс : аналогично

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

# 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 - коррелируется:

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

(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?



Графиком сигнала  
по времени управляем.

Чем дальше по  $t$  в коррелирующей подынтегральной форме - то значение, тем выше коэффициент корреляции! 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":

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

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



Мощность выходного сигнала есть произведение выходного на  $|K(j\omega)|^2$

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

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

**N3** В вакуумной линии биполярное сопротивление лежит  $R = 50 \Omega$  ( $\Rightarrow$  это открытый конец!).

В земляном проводе  $R = 75 \Omega$

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

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

Её называют спектральной мощностью.

Добавим шум - AWGN (additive white Gauss noise)

To есть если имеется на входе сигнал с амплитудой, например, 200 градусов

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

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

