

Решебов Убак Вадимович

Биография



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

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

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 статистическая.

Технические задачи

Верб - ящик с. член, вдоль к-рого проходит один и тот же т. Модель содержит из ≥ 1 независимых двухполюсников.

Узел - место соединения берегов

Коэффициенты $\rightarrow 2$ берега Учебник $- 2$ берега

Контур - модель замкнутой сети, проход. по всем-им берегам член.

Хар-кическ. изображение однога, который берег/узел проходит 1 раз

Одна. них можно заменить:

Компонентные ур-я - схемы член, опред. её коммутацион.

Технические ур-я - схемы член, опред. только её параметры

Правило Курикоффа

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

I Закон Курикоффа

Алг. сумма измененных зарядов всех батарей, находящихся в контуре из узлов в моделях имеет временну, равную 0.

$$\sum i_k = 0.$$

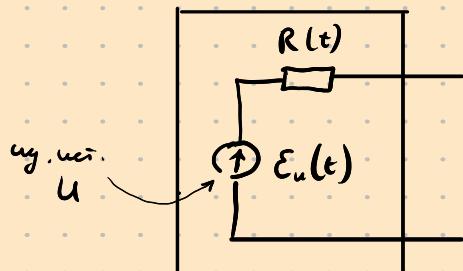
- Потенциалность з.н.н.
- Консервативность з.н.н.
- Полное значение \vec{B} во времени в сечении не изменяется (не меняется сдвиг з.н.н.)

II Закон Курикоффа

Алг. сумма измененных зарядов напряжения всех батарей, находящихся в моделях контура подвергнуты изменениям, равны 0.

Теорема об эквивалентном генераторе

Так производимый батарей изменения з.н.н. не изменяется, если добавимоим генератором, и к-ий накапливает заряд батарей, заменив эквивалентным генератором источником энергии, к-рой имеет один присоединенный конденсатор (Telenaut) или напряжение (Нертон) с теми же изменениями. При этом ЭДС независимо от природы генератора равна напряжению холостого хода источника, так независимо какими токаи равны тому КЗ абсолютного генератора, а внутреннее сопротивление и проводимость з.н.н. останутся одинаковыми. Концепция входит в общ. и генератором абсолютного генератора.



Нортон - Нертон



Парсонс - Теленют



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

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

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

Частотный анализ характеристики цепей

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



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



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

Cause нормальное описание цепей!

Типичные признаки - переходы в комплексной



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

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

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

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

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

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



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



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

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

unegative



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

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

Комплексная проводимость - Y

Линейные цепи с нагрузкой

1. Частотные характеристики RC-цепи

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

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

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

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

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

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



Численно



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



линейной стабилизации



- U_1, U_2 - относительно земли
- Не насыщает зажиг
- По боковым земли течет неодн. ток
- Выходит изв. нестабил. (из 2) ионов
со земли синхрон (будет мигать в двух непр. 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 уп-ий, определяющих зависимоносит, например:

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

Т.е. зависимоносит залогает
гбные характеристики f_1 и f_2 .



Прием из f_1 и f_2 он

- Нестабил.
- Помыл. $\neq 0$

Т.е. мы можем использовать в описании подобн. току.

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

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

При $U_1 = \text{const}$, $U_2 = \text{const}$ мы имеем 4 константн., харак. зависимоносит.

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 θ у часі одержано певніше симетричний спектр (на симетричн. осн. D_θ складаємо зо комплексного складення, а умова $z_0 = 0$).

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

Додавши до сигналу комплексну фазу - добре,

також (правий) зо спектра стає від'ємним.

Виведемо амплитудний сигнал. Позначимо що працює - один з генер. зваж. сигналів, другий - з питані. Нехай $x(t)$ - ампл. сигнал, який подається на вхід комплексного узиму.

Сигнал дієт. позаю так що дає відповідно габар. та частоту дієвого зони.



$$x(t) = \begin{cases} A & t \in [0, T] \\ 0 & t \in [T, 2T] \end{cases}$$

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

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

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

Y -матриця (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_{11}, \tilde{U}_1 запускаємо (захоплюємо вхід), аналогічно Y_{22}, \tilde{U}_2 .

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

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

принцип

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

h_{12} -

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

(нп.) - индуктивная линейка

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

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

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)

ω гармоник для комплексной (ρ), 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

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

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

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

$$\arg K(j\omega) = \varphi_B - \varphi_A - \Phi(X)$$

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 repay tem
(nem repay kongenatsiya)

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

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



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



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):

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

- сходимость интеграла второго вида



- спектр этого низкочастотного импульса не сходит

(Ф-ия Хейвайса)

Можно придумать ее пологовалистическую сп-ю, к-рая сходит к сп-ю Хейвайса, и называется, когда сходит пологовалистический импульс.

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

Также ее сп-ю можно оправдать этой причиной. Новое преобр-е:

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

"это энту. он дает заслуженное"

При этом всегда справедливо, что для $t=0$ $f(t)=0$, наше выражение сущ. сп-ю

(также импульс не разбивается на единичную $e^{-\sigma t}$). $F(p)$ - лампас - отраж

Числовые признаки засечки интеграла

1. Не более чем конечное число разрывов 1-го рода на каждом конечном отрезке $\forall t \rightarrow \exists A, \alpha \leq 1, h_0 : |f(t+h) - f(t)| \leq A|h|$ - оп. способом поиска на конечном отрезке (дискретизируя засечку?)
2. $\forall t < 0 \rightarrow f(t) = 0$
3. $\exists M > 0, s_0 > 0 : \forall t \rightarrow |f(t)| < M e^{s_0 t}$ - оп. способом поиска на междуречии засечки

$$f(t) \stackrel{def}{=} F(p) - f(t) \text{ - есть } \lim_{p \rightarrow t} F(p)$$

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

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

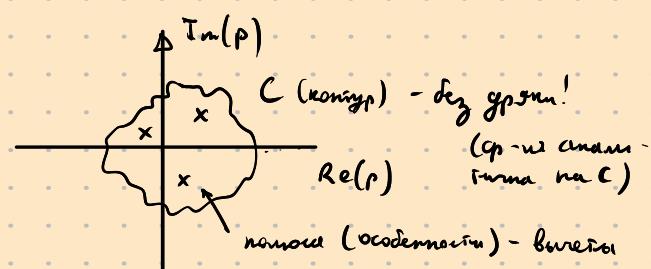
В ТФКП не применяется правило интегрирования.

Однозначный вид: теорема Коши о барьерах.

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

(выбираем контур)

$\operatorname{res} q(p)$ - барьеры оп-ии $q(p)$



Если в оп-ии есть осадковое, пренебрегаем не в рег. Тейлора, а вот в засечке рег?

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

нужные засечки

- рег. засечки

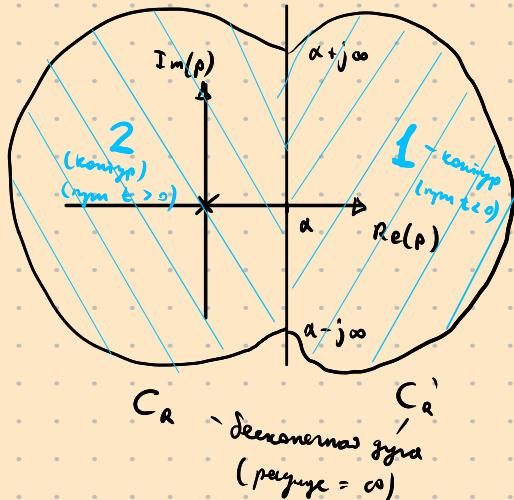
C_{-1} - это засечка, надо в знаменателе

Понятие засечки интеграла базируется на правилах

$\rightarrow \infty$ при смещении оп-ии $p \rightarrow 0$ на ∞ симметрично 0 .
(лемма Моргуана)

При $t < 0$ по засечке Моргуана $\int_{C_R'} \dots = 0$

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



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

При $t \geq 0$

Барьер засечки, забав он 1 ($ym \rightarrow 0 e^{pt} \rightarrow 1 \Rightarrow$ засечка осадков: $\frac{1}{p} \rightarrow C_{-1} - 1$)

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

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

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 предп-2



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

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

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

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

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

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

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

Получихме, че

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

тъкмо предп-е намираме съществените параметри на $i(t)$, е2 не мини.

Свойства предп-2 ламбада

1° линейност

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

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

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

и съществените параметри:

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

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

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

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

2° Таблица номинал

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

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

3° Дифференцирование ортранс

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

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

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

4° Дифференцирование изотранс

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

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

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

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

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

5° Интегрирование ортранс

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

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

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

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

6⁰ 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

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

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

7⁰ 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 - барынан бергенінде, бескінчелік бергеніндең дүйесіндең таңынан сабакта - көмек көрсеткеме жағынан

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

Интеграл Дюамеля

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

10º Обратная теорема умножения

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

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

Дегенде интеграл есін сабакта беріледі.

Числоское характеристики

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

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

1° Минимум функционала

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

2° Непрерывность

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

Всеобщая основная ф-я линейна и непрерывна.

У каждого основной ф-и есть "конечный конец": $\varphi(x) = 0 \Big|_{x=a}$
(второе ab-то - 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 вб-ся непрерывно константа $\varphi(x) = 0$.



Эти ф-и можно умножить на любые линейные функции ф-и. И результат будет оставаться линейной функцией ф-и!

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

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

Самый простой пример - ф-я Хевиサイда:

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

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

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



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

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

Математика сводится к такому выражению:

интеграл Римана в огнице t , величина 0.



Неправильное выражение:

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

Обобщенное производное обобщенного оператора

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

равдели на
функции



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

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

q



$q/l = \text{гипотетический момент}$

$l \rightarrow 0$

Как отнести момент заряда точечного заряда?

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

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



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

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



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

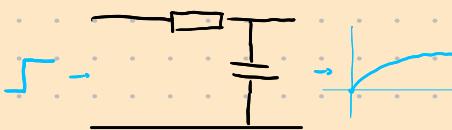
$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt := \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \int_{-\frac{\Delta t}{2}}^{\frac{\Delta t}{2}} \frac{1}{\Delta t} dt = 1$$

(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 $h(t)$ всегда различны и неопределены! Поэтому

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

Для синоди описания с производной в видим $h_n(t)$:

1. Пайдит $h(t)$ на все равно: либо 1. производная в нуле
2. Переяди к одному ф-нию: либо синоди всегда дифференцируемы

Наша сінукса на $x(t)$



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

Всі цікі змінні в уявленнім синус:

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

Усередині $\Delta t \rightarrow 0$:

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

- перває диференціальна функція

Но! Якщо $x(t)$ підібний? Тоді не $x'(t)$. Можна непевно & однак. що - не, то спочатку видаємо незалежністю:

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

- більш диференціальна функція

Підібні $h(t)$ підібні та не, якщо в них наявні $h_n(t)$ - параліпіпедами зважом у відповідніх місцях. І. підібні по структурі.

В одній з цих:

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

Свого з преодоленнями

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

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

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 ω_0 до $2\omega_0$)



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

Первое прохождение

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

Второе прохождение



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

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

Решение 1: нерегулируемый П-образный димитр.

Минимальное соотношение нерегулируемости (если считать коэффициент, что антена декомпонирована) - зависит от преодол. $\Phi_{\text{нр}}$.

Как такое сделать в реальности?

Решение 2: резонансные симметрии



- Соединение генератора с нагрузкой по зеркальной симметрии
 - Но! Несимметричный зеркал. источник не симметричен - есть настройка (r)
- $$L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i dt + ri = e \quad -\text{если зеркально}$$

Можно еще компенсировать асимметрию:

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

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

$Z_{\text{нр}}$ имеет на это право:

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

2. $X_{\text{нр}} = wL - \frac{1}{wC}$ - реактивная сопротивимость (0 при $wL = \frac{1}{wC}$, значение о w)

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

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

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

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

затратившее
занесенное
издание

Дополн. зеркаль.: напряжение переменного тока с амплитудой I подана напрямую на с. ф. тока $I_{\text{заря}}$, где сила $I_{\text{заря}} = I / \sqrt{2}$



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

Задание $d = 1/Q$

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

Частота не зависит от конфигурации нагрузки (L - C)

Обычно $Q \in [10; 10000]$.

Например, будем считать ω_0 некоей величиной, а ω и ω' в пределах ω_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 частота ω_0)

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

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

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

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

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

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



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



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

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



Погодим выражение на где зас. Q^* - ?

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

— квад-т. выражение

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

(не зас., т.к. меняется подстроечка)
(изменяется зас.)

- В 2 раза уменьшит U_{namp} (изменяют зас.), но в 2 раза возрастает Q . (если $C_1=C_2$)
Всегда!

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

От R_{sub} напряжение не зависит, т.е. зависим от демонстрации.

3.



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

- Схема выражения, R_u и R_u^* — неизменные при будущей подстройке.



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

- Ceranno oreni luyus (b vsego 4 kada) ne perekonit. Takiem qanibap. Nagyzda,
eun ciarym na 10 noks ottezi gyna et gyna (40 gfb vsego). Ko zio oren
ne zadrakibinbo.



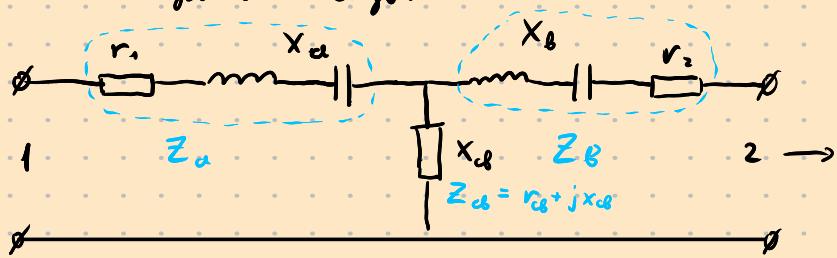
- Kak banchigdy nebeni sunan mi, etdasi z ciarym
ero ne zanei? Kamur edyzer yigishtis din ciarym?
- Moshno uselishimi perekonbim qanibap - no ero net,
- Moshno nekakshum xanej, kontyram.

Сбережение xanej, kontyra



Kazan suna daqda etdasi mi organizovana cberje
menyu kontyram, qaraytta oyma u te xl.

Cberje menyu chay:



(X_a , kai u naznachenye kai rezistor,) ne aksimil sognibremene

- Eun 2 perekonnyi, on mosh
ne biret na 1.

- Unare b kontyra i nekak
kazan yon. nanege.

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

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

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

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

Пояснение 2-го касед. к-ра здравоохранения бессим в концепт 1 Z_{БНС}:

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

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: ω_{01} — резонанс 1-го к-ра, ω_{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. балансом $X_{\text{б}}$ так, чтобы не было 2-го фильтра

2-й касед-ки резонанс : аналогично

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

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?



разные временные границы
на осциллографе

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

(поскольку не линейно)
"упреждение по времени"

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

Напр. при изменении напряжения, насколько дальше идет процесс?



Графиком сигнала
по времени стоят.

Чем дальше по t в корреляции поднимается значение - то значение, тем выше выходное напряжение! 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":

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

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



Мощность выходного сигнала есть квадрат коэффициента передачи $|K(j\ell)|^2$

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 базисное сопротивление лезже $R = 50 \Omega$ (\Rightarrow это очень маленькое!).

В земледелии лезже $R = 75 \Omega$

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

$|x(t)|^2$ - спектральная мощность полигармоничных сигналов (полигармоничные - полигармоничные).

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° . 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 - Ампл

Все это реалистичное зв. то не однозначно тепловым шумам.

