

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 ω выражено в статистике.

Технические зв-ки

Базис - узелок з. узла, через к-рого проходит один и тот же т. Могет состоять из ≥ 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:

Компьютерные уз-ки - единства узла, опред. ее коммутацией

Технические уз-ки - единства узла, опред. тем что ее топологией

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 временн., равна 0.

$$\sum i_k = 0.$$

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

II Закон Курикоффа

Алг. сумма измененных зарядов напряжения всех батарей, находящихся в моделях контура подвергнуты изменениям, з.н.

Теорема об эквивалентном генераторе

Так производимые батар. изменения з.н. не изменяют, если обозначим движение, к-ое накапливает заряд батар., заменив эквивалентным индуктивным источником энергии, к-рой имеет один приставленный конденсатор (Telenaut) или напряжение (Нертон) с теми же изменениями. При этом ЭДС независимо от изменения работы поддерживается характером этого автономного движение, так независимо изменения тока работы току КЗ автономного движение, а внутреннее сопротивление и проводимость з.н. исключена работе сопр. конденсатором входит в состав и проводимости автономного движение.



Нортон - Нертон



Нортон - Теленут



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

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



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

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

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

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

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

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



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



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

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

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

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

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

Равнозначность Z - сдвиг фаз - аргумент, модуль - коэффициент усиления

Чтобы найти их, нужно из $K(\omega)$ выделить вещественную иную и две комплексные части: модуль и $(\Rightarrow \varphi)$.

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

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



Частотный



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



линейной стабильности



- U_1, U_2 - относительно земли
- Не насыщает зажиг
- По боковым зажимам теряет нелинейный закон
- Выходит изобр. нелинейное (из 2) можно
о чистом синодич. (безоп. можно в чистом
пространстве) - модуль $\approx \text{АК } U_1, U_2, i_1, i_2$.

Система с параметрами (из линейных зависимостей (исключ. R) можно!)

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

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

т.е. зависимость задается
глубже как зависимость f_1 и f_2 .



Принимаем f_1 и f_2 они

- Нелинейны
- Прям. $\neq 0$

т.е. мы можем использовать в описании подобный ток.

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

$= \text{const}$ при U_1 и U_2

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

Приз. симпл производных:

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

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

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

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

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

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

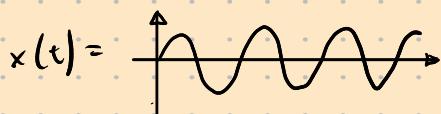
Це незадовільно - производство підходить з коеф. $\sin \omega \cos$.

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

тоді відповідний (правий) зо в спектрі буде однією.

Виважимо амплитудний сигнал. Поясніть що працює - один з генер. зваж. сигналів, другий - з питані. Показуючи ампл. сигнал, можна роз'яснювати неизменність цієї.

Сигнал дієт. позаю також як до деконвертації та генер. деконвертації.



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

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

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

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 (закомплексуйте висног), аналогічно до Y_{2x} .

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

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

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

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

- зглоба композиции сопротивлений

Следов. находим. currents:

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

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

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

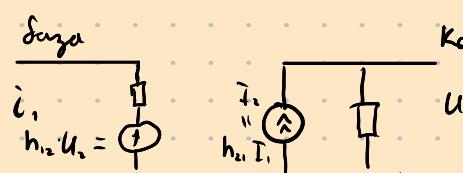
$$\text{Чтож: } Z_{11} = \frac{Y_{22}}{|Y|} \quad Z_{12} = -\frac{Y_{12}}{|Y|}$$

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

H - параметры

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

- называю же динамическими транзистором



Компьютер

U_2 - аналогичные динам. транзисторы кроме

разницы

h_{21} - неподв. но наизменч. токи (нпр.) h_{11} - б.х.ное сопротивление

h_{12} - (нпр.) h_{22} - б.х.ная проводимость (нпр.)

(нпр.) - индуктивная линейка

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

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

Комплексный коэф-т передачи



Амплитуда - из ТФ КП

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

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

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

Надо анализировать сдвиги. Сложно помнить формулы на формулы $K(j\omega)$ 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 ненулевых freq.
сдвиги ненулевых freq.

(одна сложная задача разбивается)

Частоты:

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

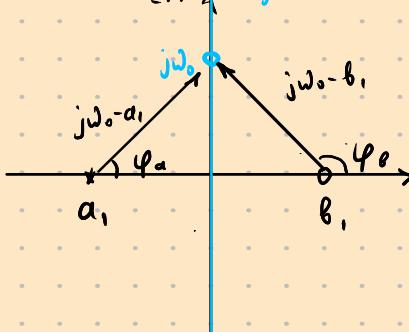
$$\Leftrightarrow \frac{B_0}{A_0} \cdot \frac{|\omega - b_1| \cdot e^{j\arg(\omega - b_1)} \cdots |\omega - b_n| \cdot e^{j\arg(\omega - b_n)}}{|\omega - a_1| \cdot e^{j\arg(\omega - a_1)} \cdots |\omega - a_m| \cdot e^{j\arg(\omega - a_m)}} = \frac{B_0}{A_0} \cdot \frac{\prod_{k=1}^n |\omega - b_k|}{\prod_{p=1}^m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

"Нули" - корни числителя (b_i)

"Полюсы" - корни знаменателя (a_i)

ω гармоник для комплексной (ρ), where от комплексной op-ки производят переход к freq-ам.

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



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

No ненулев, нулях в $\frac{B_0}{A_0}$ можно нанести бесконечные

$\rho = j\omega + 0^\circ$ - при работе концепции частоты, $0^\circ = 0$.

Учите, что при работе концепции частоты $\varphi_B - \varphi_A$ не-раб.

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

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

$$|K(j\omega)| = \frac{\sqrt{b_1^2 + \omega^2}}{\sqrt{a_1^2 + \omega^2}} - AUX \quad \arg K(j\omega) = \varphi_B - \varphi_A - \phi_{UX}$$

Пример $a_1 = -b_1$.



Инерцирующая RC-система



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

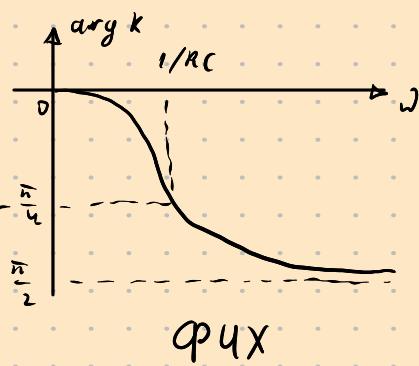
Tak repayrem
(nem repay kongenatsiy)

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

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



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



Дискретизирующая RC-система



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



AUX

OPUX

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

Однократные характеристики системы



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

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-го раза можно решить задачу

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

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

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

↑ Континуум!

- спектр этого нигде не линейно-изменяется не сконцентрирован



- спектр этого нигде не линейно-изменяется не сконцентрирован

(Фурье Хеинсинга)

Можно представить ее как суммой бесконечного количества гармоник, иначе говоря, когда сконцентрировано все спектральное содержание.

Важным более является преодр-е, более универсальный метод: выражение $f(t)$ на $e^{-\sigma t}$.

Также есть фурье-форма ограниченная по времени. Небольшое преодр-е:

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

"это энту. он дает звук маг."

При этом лампа считается, что при $t=0$ $f(t)=0$, но не математически она фурье

(также изображена не изображена в оригинальном виде $e^{-\sigma t}$). $F(p)$ - лампа - отраж

Числовые признаки засечки интеграла

- Каждое засечки засечки разности разности t -го порядка на конечном отрезке $\forall t \rightarrow \exists A, \alpha \leq 1, h_0 : |f(t+h) - f(t)| \leq A|h|^\alpha$ - оп. способом засечки на конечном отрезке (дифференцируемость?)
- $\forall t < 0 \rightarrow f(t) = 0$
- $\exists M > 0, s_0 > 0 : \forall t \rightarrow |f(t)| \leq M e^{s_0 t}$ - оп. способом засечки на монотонии засечки

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

Однозначное преобразование $p \mapsto t$.

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

В ТФКП не применяется правило интегрирования.

Однозначный метод: теорема Коши о барвешах.

$$\int_C q(p) dp = 2\pi i \cdot \sum \operatorname{res} q(p) \quad (\text{засечки барвешей вдоль контура})$$

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



Если в оп-ум есть оценки, применяются не в поле Тейлора, а вот в засечки поле!

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

C_{-1} - это засечки, есть в засечки



Полигодовательность засечки барвеша засечки с полигодами

$\rightarrow \infty$ при сближении оп-ум $p \rightarrow 0$ на ∞ оценки ≈ 0 .
(лемма Моргуана)

При $t < 0$ по засечки Моргуана $\int_{C'_R} \dots = 0$

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

При $\alpha > 0$ контур 1 не содержит оценок (один оценки: $\frac{1}{p} - \infty$ при $p \rightarrow 0$, другой оценки, когда барвеш в засечки)

При $t \geq 0$

Барвеш оценки, забавы он 1 ($p \rightarrow 0$ $e^{pt} \rightarrow 1 \Rightarrow$ оценки оценки: $\frac{1}{p} \rightarrow C_{-1} - 1$)

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

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

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



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

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

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

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

$f(t)$ - 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 предпази е намирането на $i(t)$, е2 не минзе.

Свойства предпази-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 също линейността намирали:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

6⁰ Интегрирование изображения

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

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

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

\uparrow изложение неправильное интегрирование

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

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

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

7⁰ Теорема замены изображения

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

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

$t_1 = t-t$



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

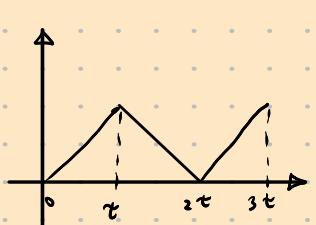
$$F(p) = A \left(\frac{1}{p} + \frac{1}{p} e^{-pt} + \frac{1}{p} e^{-2pt} + \dots \right) = \frac{1}{p} \frac{1}{1-e^{-pt}}$$



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

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

Меняется



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

8º Teorema convolutionis

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

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

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

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

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

9º Teorema умножения - *циркулярный момент* курса

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

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

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

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

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

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

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

Циркулярный момент

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

10º Обратная теорема умножения

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

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

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

Даның циркулярлық моментіндең күздештірменин.

Числоское характеристики

Особенности функциональных из-внешн. функционалов, заданные на пространстве основных функций. Число, соотвтвующее основной функции φ функционалу f обозначается (f, φ) и наз-ся единичной оценкой φ -и по f . на протяж. φ -и по f .

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

1° Линейность функционала

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

2° Непрерывность

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

Важна основная φ -и лемма декомпозиции.

У каждого основн. φ -и есть "конечно подел": $\varphi(x) = 0 \Big|_{|x| > b}$
 (второе сл-во - это принцип)



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

В т. $x \rightarrow a$ функция, эко $\varphi(x) \rightarrow 0$ и $\varphi'(x) \rightarrow 0$ - φ -и нормализована и вб-с превращена в константу $\varphi(x) = 0$.



Эти φ -и можно умножить на любые декомпозиции функции φ -и. И результат будет оставаться в декомпозиции функции!

Принципиально важна то, что нр-бо основных φ -и K .

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

Самый простой пример - φ -и Хевиサイда:

$$1(x) = \begin{cases} 0, & x < 0 \\ 1, & x \geq 0 \end{cases} \quad (\text{небходимо, так как определит } \theta \in \mathbb{R}; \text{ всеядно идет нулевая})$$

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

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



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

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

Математика сводится к такому выражению:

интеграл Римана в огнице t , величина 0.

Неправильное выражение:

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



Обобщение производной в одномерном случае

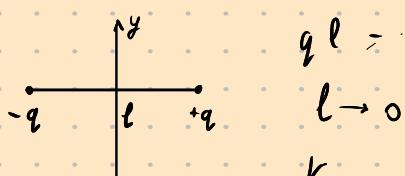
$$\int_{-\infty}^{+\infty} \delta'(t) \varphi(t) dt = \left. \delta(t) \varphi(t) \right|_{-\infty}^{+\infty} - \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) \varphi'(t) dt = -\varphi'(0)$$

равдели на
единичном



$$q = \int_V \rho dv \quad - \text{масса}$$

$$q = \int_{-\infty}^{+\infty} q \delta(x) dx, \quad \delta(x) - \text{масса единого заряда}$$



Как описать массу единого заряда?

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

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



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

Синоды описание лин. и не-л.

① АЧХ, фур



② Частотная характеристика



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

③ Переходное характеристики



Все описания эквивалентны

Описание не-л. частотной характеристики



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

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

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

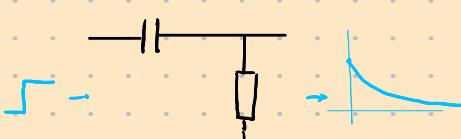
Когда мы находим, что $\delta(t) = i'(t)$, то $i(t)$ не uniquely определена — это означает, что не одна. Однако если считать все однозначные ф-ции, то они групп!

Всегда имеются две:

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



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



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

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

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

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

1. Рассмотрим $h(t)$ на где равен нулю и промежутке
2. Переходим к одному ф-ию. ф-ии: там синоды всегда однозначны

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 $h_u(t)$ - параліпіпедним зважом або ваговим зважом. І. підібні по обсягу.

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

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 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: 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 и напряжение на зеркале $I_{\text{зеркало}}$, где $I_{\text{зеркало}} = I / \sqrt{2}$



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

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 ω_0 всегда больше, а это означает, что 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 значение ω_0)

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

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

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

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

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

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



Добротность и сопротивление



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

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

А как же $Q=5000$?

Можно наладить маленький L и большой C

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

Частичное выключение



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

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



Погрешность измерения на где засл. Q^* - ?

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

— каскадное выключение

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

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

(изменяется напряжение)

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

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

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

3.



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

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



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 birnabul nebeni sunan mi, etdasi z ciarym
ero ne zanei? Kamur edberen yigisitiz din ciarym?
- Moshno uselishomu perekonbim qanibap - no ero net,
- Moshno nekakshum xanej. Kontyram.

Сбережение xanej, kontyra



Kazan suni daq edberen mi organizovana cberg
menyu kontyram, qaraytar oyma u te xl.

Cermaq yanaqas chay:



(X_a , kai u naznesowane kai rezistor,) ne aksimel sognibrem.

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

- Konec b kontyra i neberen
kazan yon. mamegen.

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

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

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

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

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

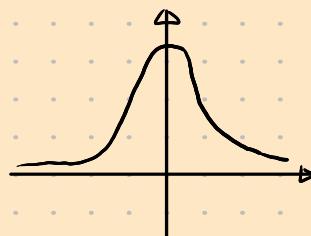
$$Z_{\text{БНС}} = - \frac{-x_{\text{б}}^2}{r_2 + j x_2} = \frac{x_{\text{б}}^2}{r_2^2 + x_2^2} r_2 - j \frac{x_{\text{б}}^2}{r_2^2 + x_2^2} x_2$$

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

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



- избыточные меры из касед. симметрии (8 АЧХ находит представление на концепции зонуляции)



- Бессим зонулярный мост

- Чем больше $x_{\text{БНС}}$, тем выше это погрешность резонансных мостов

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

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

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

2-й зонулярный резонанс: аналогично

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

1-й зонулярный резонанс : в результате 1-го зонуляризации $X_{\text{б}}$ так, чтобы не было 2-го зонуляризации

2-й зонулярный резонанс : аналогично

насторий резонанс : $\omega_{01} = \omega_{02} = \omega$, $X_{\text{б}}$ одинаковый (насторий)

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.

Быть пар-убийцей не $U(t)$, а нек-паре упреждение ее знако-е - 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)

(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 выходной сигнал приемника! И наоборот

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



Излучение коррелограмм - гауссовы процессы
Всего в коррелограмм - монодромные процессы

Разностная пульсация



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

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

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

Оказывается! Статистика коррелограмм равна коррелограмм самим.

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

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

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

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



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

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

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

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

В реальных условиях лежит $R = 75 \Omega$

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

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

Её называют спектральной мощностью.

Однако иначе - AWGN (additive white Gauss noise)

To есть если имеется идущий в антенне сигнал, например, 200 гармоник

Сумма на картинке есть $[-30^\circ; +30^\circ]$, т.е. 60° . 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



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

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

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

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.

