

Решебов Убак Вадимович

Биография



- Все ящики не линейные
- Пол-ящиком такое описание и стационарное

Линейность: $\begin{aligned} x_1(t) &\rightarrow y_1(t) \\ x_2(t) &\rightarrow y_2(t) \end{aligned} \quad \Rightarrow \quad \left. \begin{aligned} dx_1(t) + \beta x_2(t) \\ \end{aligned} \right\} \rightarrow dy_1(t) + \rho y_2(t)$

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

"Чёрный ящик" описывается:

- сканом
- набором параметров H

Модель сис-ма, состоящая из RLC, где есть линейная и стационарная.

Технические зв-зы

Бербо - узник др. цепи, вдоль к-рого проходит один и тот же т. Могет состоять из ≥ 1 независимых двухполюсников.

Узел - место соединения бербо

Каскадный \rightarrow 2 бербо Четырёхполюсник - 2 бербо

Контур - модуль замкнутой цепи, проход. по всем-ым бербо цепи.

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

Одна. или можно заменить:

Компонентные уз-зы - единичные цепи, отк-ые. её компонентам

Технические уз-зы - единичные цепи, отк-ые. только её параметрам

Правило Курикоффа

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

I закон Курикоффа

Алг. сумма измененных зарядов всех областей, находящихся в контакте из узлов с модеми меняется в пропорции, равной 0.

$$\sum i_k = 0.$$

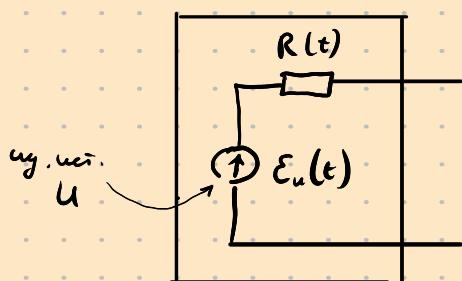
- Потенциалность з.н. не меняется
- Консервативность з.н. не меняется
- Поле вектора \vec{B} во времени в зоне не изменяется (не меняется зона з-об.)

II закон Курикоффа

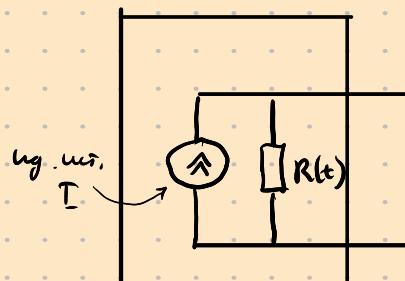
Алг. сумма измененных зарядов напряжения всех областей, находящихся в контакте из узлов с модемами меняется в пропорции, равной 0.

Теорема об эквивалентном генераторе

Так производимый лесом изменений з.н. всем не изменяется, если обозначим движение, к-ое накапливается генератором лесом, заменив эквивалентным индукционным источником энергии, к-рой имеет один преобразователь называемый (Telenaut) или называемый (Нептун) сменой заменений. При этом ЗАС неизменит направление работы напряжения характерного для активного движения, так накапливается некоторый ток работы тока КЗ активного движения, а вынужденное сопротивление и проводимость з.н. несущих работ неизменят влагу конс-т. и проводимость активного движения.



Нептун - Нептун



Нептун - Теленок



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

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

$$I \cos(\omega t) \rightarrow \boxed{\text{линейное звено}} \rightarrow K(\omega) \cdot \cos(\omega t + \varphi(\omega))$$



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



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

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

$$\begin{array}{c} \text{Diagram of a series circuit with voltage } U_{in} \text{ at the top node and } U_{out} \text{ at the bottom node.} \\ U_{in} \xrightarrow{\text{---}} R \xrightarrow{\text{---}} \frac{1}{j\omega C} \xrightarrow{\text{---}} U_{out} \\ \text{Bottom node} \end{array} \quad \tilde{I} = \frac{\tilde{U}_{in}}{R + \frac{1}{j\omega C}} \quad \tilde{U}_{out} = \tilde{I} \cdot \frac{1}{j\omega C} = \frac{\tilde{U}_{in}}{j\omega RC + 1}$$

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

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

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

Амплитудно-фазовая зависимость: $\cos \omega t + j \sin \omega t$

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

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

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

Чтобы найти их, нужно из $K(\omega)$ выделить физически значимую и численную части комплексной проводимости Y или модуль и аргумент $(\Rightarrow e^{j\varphi})$.

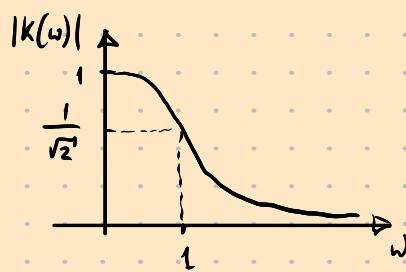
$$K(\omega) = \frac{1 - j\omega RC}{1 + \omega^2 R^2 C^2} = \frac{\frac{1 - j\omega RC}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}}{\frac{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}} \Rightarrow |K(\omega)| = (1 + \omega^2 R^2 C^2)^{-1/2}$$

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





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



линейной стабилизации



- U_1, U_2 - относительно земли
- Не насыщает зажиг
- По бокам зажиг течет неодинаков
- Видимое неодн. несимметричное (из 2) можно
о чистом симметрии (видим. можно в чистом
пространстве) - модуль $\approx \text{НК } U_1, U_2, i_1, i_2$.

Система с параметрами (из линейных зависимостей (такие 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
где-то зависимостями f_1 и f_2 .



Причем f_1 и f_2 они

- Нелинейны
- Пронз. $\neq \infty$

Т.е. мы можем использовать в описании подобный формул.

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

$= \text{const}$ при U_1, U_2

При $U_1 = \text{const}$, $U_2 = \text{const}$ мы имеем 4 константы, характер. 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 (одн. симетричн. ось). Одн. спектр має комплексну складн., а її маса $= 0$.

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

Додавши до сигналу комплексну фазу - добре,

тако є відмінний (правильний) звук.

Виникає амплитудний сигнал. Поясніть що працює - один з генер. звукових сигналів, інший - з фазою. Поясніть ампл. сигнал, якщо поєднати комплексні числа.

Сигнал дуже важливий для деконверт. зображення та зображення звукових сигналів.



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

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

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

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

Y -перевірка (комплексна)

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

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

При пошуку Y_{1x}, \tilde{U}_2 заміните (захоплювати Y_{1x}), аналогічно 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

Формулы



Коммутатор

U_2

- аналогичные дин. транзисторы схема

Задача

h_{21} - неподъемно на наименьшем токе (нр.) h_{11} - блоочное сопротивление

h_{12} - (нр.) h_{22} - самогенез проводимости (нр.)

(нр.) - 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 зона 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 Бюю $\Rightarrow K(j\omega)$ более логич

$$\Leftrightarrow \frac{B_n \cdot \omega^n + B_{n-1} \cdot \omega^{n-1} + \dots + B_0}{A_n \cdot \omega^n + A_{n-1} \cdot \omega^{n-1} + \dots + A_0} = \frac{B_0 \cdot (\omega - b_1) \cdot (\omega - b_2) \cdot \dots \cdot (\omega - b_n)}{A_0 \cdot (\omega - a_1) \cdot (\omega - a_2) \cdot \dots \cdot (\omega - a_m)}$$

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 вещественн.

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



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

Но на самом деле, нужно в $\frac{B_0}{A_0}$ помнить ненулевые вещественные

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

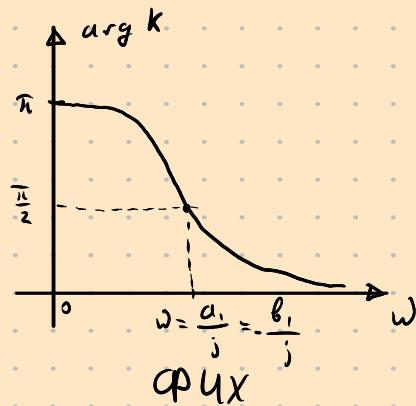
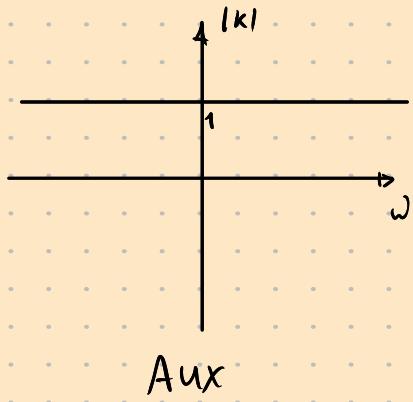
Учите, что комплексные частоты неодинаково работают

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

$|K(j\omega)| = \sqrt{a_1^2 + \omega^2}$ - 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 repayem
(nem repay kongenatsiy)

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

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



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



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 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 непрерывен и не сконцентрирован



Можно представить её как суммой бесконечного количества к-посов Хевишига, иначе говоря, когда сконцентрировано непрерывное.

Всегда имеем кратные преод-е, более 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 дает звук муз."

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

(когда непрерывне разбывается в единицу $e^{-\sigma t}$). $F(p)$ - лампас - отраж

Числовые признаки знакоустойчивости

- Коэффициенты характеристического уравнения не должны иметь действительных частей, равных нулю.
- $\forall t < 0 \rightarrow f(t) = 0$
- $\exists M > 0, s_0 > 0 : \forall t \rightarrow |f(t)| < M e^{s_0 t}$ - определение знакоустойчивости

$f(t) \stackrel{def}{=} F(p) - f(t)$ есть остаток $F(p)$

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

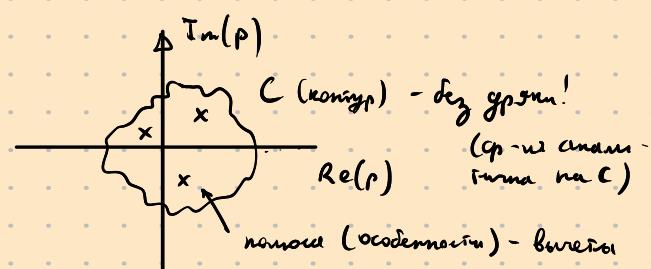
$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{a-j\infty}^{a+j\infty} \frac{1}{p} e^{pt} dp$$

В ТФКП не имеется других интегралов.

Однозначный вид: теорема Коши о вычетах.

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

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

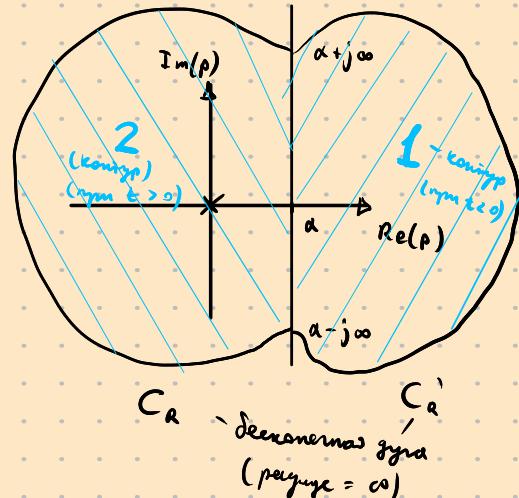


Если в оп-ум есть осадимости, пренебрегаем не в поле Тейлора, а вот в тангенциальном поле!

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

- поле Тейлора

C_{-1} - это вычет, есть в знаменателе



Полигодометрические интегралы берутся для симметрии

$\rightarrow \infty$ при движении оп-ум $\rightarrow 0$ на ∞ симметрично $\rightarrow 0$. (лемма Моргуана)

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

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

При $\alpha > 0$ контур 1 не содержит осадимостей (один вычет: $\frac{1}{p} - \delta$ вычет) $\Rightarrow \int_1 \dots = 0$

При $t \geq 0$

Вычет один, забирают 1 ($p_m \rightarrow 0$ $e^{pt} \rightarrow 1 \Rightarrow$ один осадимость: $\frac{1}{p} \Rightarrow C_{-1} - 1$)

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

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

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

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



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

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

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

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

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

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

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

Приглушаване, тъй като

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

Модел предпази е приглушаване съществуващо умножение на $i(t)$, е2 не мини.

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 съществуващо приглушаване:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

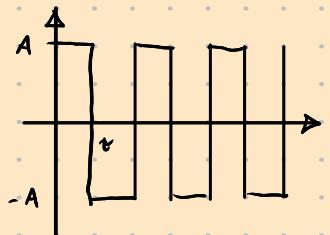
$$f(t-t) \doteq \int_t^{\infty} f(t-t) e^{-pt} dt = \int_0^{\infty} f(t_1) e^{-(t_1+t)} dt_1 = e^{-pt} F(p)$$

$t_1 = t - t$



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

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



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

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

Меняется

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



8° Teopenda crenigerus

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

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

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

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

$$e^{-\lambda t} \cdot t^n = \frac{n!}{(\rho + \lambda)^{n+1}}$$

9° Теорема упорядочения - базисный раздел курса

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

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

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

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

$\int\limits_{-\infty}^t f(t)g(t-t)dt$ - нерегулярное сближение

Есан сүйкіс оның из ср-тін күнделіктің жардамшысынан, дүрнә - өзбекшін өзгешенілген, өзбекшін өзгешенілген дүрнә нәх сөйкес - көмек көрсетумен сұхбат

$$p F(p) G(p) = f(0) G(p) + \left\{ p F(p) - f(0) \right\} G(p) \stackrel{?}{=} f(0) g(t) + \int_0^t g(\tau) \cdot f'(\tau - t) d\tau =$$

Учебник Дрофа

$$= g(s) f(t) + \int_s^t f(\tau) g'(\tau - t) d\tau$$

10^o Ответы к определению

$$f(t)g(t) \doteq \frac{1}{2\pi i} \int_{a-j\infty}^{a+j\infty} F(q) G(p-q) dq \quad - \text{regu goraqais}$$

$$\begin{aligned} f(t) g(t) &= \int_{-\infty}^{\alpha+j\infty} f(t) g(t) e^{-pt} dt = \frac{1}{2\pi i} \int_0^{\infty} \left\{ \int_{d-j\infty}^{d+j\infty} F(a) e^{at} da \right\} g(t) e^{-pt} dt = \\ &= \frac{1}{2\pi i} \int_{d-j\infty}^{d+j\infty} \left\{ F(p) \int_0^{\infty} g(t) e^{-(p-a)t} dt \right\} da = \frac{1}{2\pi i} \int_{d-j\infty}^{d+j\infty} F(p) G(p-q) dq \end{aligned}$$

That universal error described by Zederman.

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

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

Всеобщая основная ф-я для линейного гиперфункционала.

У каждого основной ф-и есть "конечно-норма": $\|\varphi(x)\|_a = \lim_{x \rightarrow a}$
(второе сл-то - это прерывнос.)



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

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



Эти ф-и не можно умножить на любые линейные гиперфункции.
ф-и. И результат будет приводить к деликатным гиперф-ям!

Примером таких ф-ий есть нр-но основных ф-ий K .

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

Самый простой пример - ф-я Хевиляда:

$$1(x) = \begin{cases} 0, & x < 0 \\ 1, & x \geq 0 \end{cases} \quad (\text{небходимо, так как определит } \delta(1, 0); \text{ б-ко полно ясно интуитивно})$$

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

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



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

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

Математика сводится к такому выражению:

интеграл Римана в огне t , всегда 0.



Исправленное выражение:

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

Обобщение производной одномерной опции

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

равдели на
функции



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

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

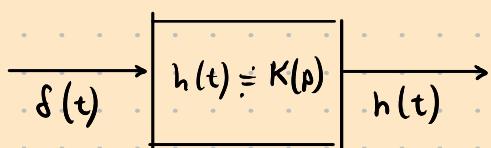
q



Как отнести массу точечного заряда?

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

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



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

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 однозначного решения
(единственное решение)



пример для однозначного решения
(единственное решение)

Откуда $h(t)$ всегда unique и uniquely! Поэтому

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

Для синоди оправдание с производной решения $h_n(t)$:

1. Показать $h(t)$ не является линейной и производной не является
2. Переход к одному ф-нию: там единственный

Решение описывается на $x(t)$



Иногда $x(t)$ можно представить суммой сигналов.

Всегда имеется и независимые части:

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

Чтобы $\Delta t \rightarrow 0$:

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

- первая строка уравнения Дюамеля

Но! Всегда $x(t)$ разрывен? Тогда нет $x'(t)$. Можно использовать $x(t)$, но не разрывную производную по времени.

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

- вторая строка уравнения Дюамеля

Разрыв в $h(t)$ не мешает, так как в этом случае $h_u(t)$ - производная с разрывом в моменте времени t . Поэтому не обязательно.

Всегда есть способы:

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

Связь с преобразованием Лапласа

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

Получаем компактное выражение для решения - $H(p) = \mathcal{L}[h_u(t)]$!

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

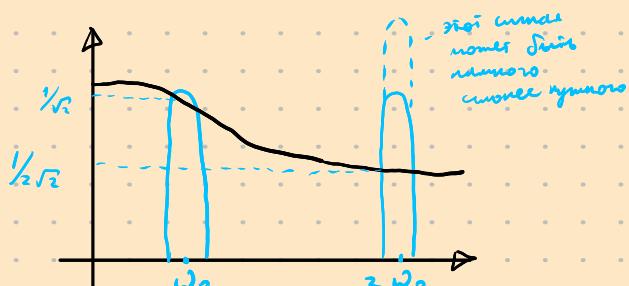
- Предупреждение о синхронизирующих пакетах (нечетные передаваемые)

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).
Сдвиг в 6 ДБ (честно!)

Первое прохождение

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

Второе прохождение



- Используются не одинаковые антенны, 2 адомени сдвигаются в разные стороны
- Максимум ~ 10% различия (напр. 1,0 и 1,1 МГц для передачи и для приема)

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

Решение 1: негасимый П-образный генератор.

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

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 компенсировать амплитуду:

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

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

$Z_{\text{эн}}$ имеет наше значение:

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

2. $X_{\text{эн}} = wL - \frac{1}{wC}$ - реактивная составляющая (0 при $wL = \frac{1}{wC}$, значение $\propto \omega$)

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

$Z_h = Z_c = \rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ - 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 с амплитудой I против напряжения кол. тока $I_{\text{зап}}$, где сущест. $I_{\text{зап}} = I / \sqrt{2}$



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

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!

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

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

3.



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

- Схема блокировки, R_u и R_u^* — компенсирующие газы будущая подстроечная.



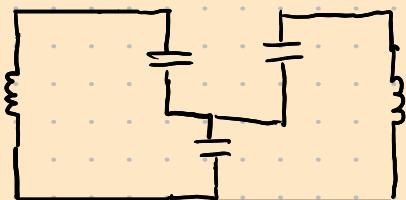
AUX y kontyra belye zane! Makinam, moshno svedet
eë norme / normu u naipravle perekonchennya zanei.

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



- Kak bimixiye nebeni sunan mi, stodi z ciarym
ero ne zanei? Kamur edberen yigibis zin ciarym?
- Moshno uselishimi perekonbim qanibap - no ero net,
- Moshno nekakshum xanej, kontyram.

Сбережение xanej, kontyra



Kazan diki odberem mi organizovana sberje
menyu kontyram, qaraytta oym u te xl.

Cerian yanaqas chay:



(x_{ab} , kai u naznesowane kai perekop,) ne aksimel sognibrem.

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

- Unare b kontyra i nekak
kazan yanaq. mamegine.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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



- Внешний вид

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

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

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

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

2-й каседный резонанс: аналогично

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

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

2-й каседный резонанс : аналогично

насыщенный резонанс : $\omega_{01} = \omega_{02} = \omega$, $X_{\text{б}}$ ограничено (нас. 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 фазы
на осциллографе

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

Быть не-убийственными $U(t)$, а не-не убийственное ее значение - **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-убийственный)
"установление не-убийственности"

Когда значение временному, то это также называется. Но говорят, что это процесс **эргодичен** - где это установление не-убийственности можно заменить установлением не-временем.

Нап-р t при изменении повторяет, насколько близко не-убийственный процесс:



Графиком сигнала
имеет смысл сигнала.

Чем дальше от t в коррелирующем подыгрывании значение $-t$ значение, тем менее близок сигнал процесс! 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



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

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

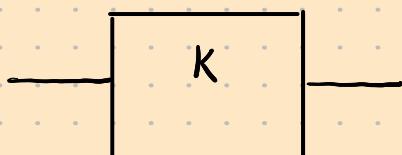
$$\langle n, n \rangle = \sum_{i=1}^N (\langle e_i, e_i \rangle \times \langle h_i, h_i \rangle) (t)$$

В результате получим:

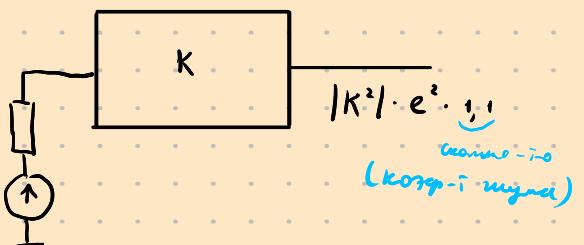
$$n^2 = \sum_{i=1}^N e_i^2 \cdot |K(j\omega)|^2$$

- 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.

