

# 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  $\geq 1$  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 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, равна 0.

## Теорема об эквивалентном генераторе

Так производимый батар. источник з.н. всем неизменен, если изменение генерации, и к-тий независимо генератор батар., заменив эквивалентным генератором источником энергии, к-рой имеет одинаковые параметры поглощаемой (Telenaut) или выделяемой (Нертон) сечки заменены. При этом ЗЛС неизменен и оно неизменено работы поглощению хар-ктора рода автономного генератора, так независимо каких параметров батар. имея КЗ автономного генератора, а внутреннее сопротивление и проводимость з.н. несущих работы сопр. концептуальному выражению конст. и проводимости автономного генератора.



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

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



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



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

Cause нормальное описание цепи!

Типичные признаки - переходы в комплексной



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

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

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

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

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

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



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



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

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

unegative



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

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

Комплексная проводимость -  $Y$

### Линейные цепи с нагрузкой

#### 1. Частотные характеристики RC-цепи

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

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

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

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

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

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

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

Чтобы нарисовать, нужно из  $K(\omega)$  выделить вещественную иную иную комплексные части и умножить на  $(\pi/2, e^{j\varphi})$ .

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

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



Численно



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



## линейной стабилизации



- $U_1, U_2$  - относительно земли
- Не насыщает зажиг
- По боковым зажимам зажиг неоднократно
- Воздействие на зажиг неоднократное (на 2) можно  
оине синусоид (воздействии в двух непрерывных  
пространстве) - модуль  $\approx \text{АК } U_1, U_2, i_1, i_2$ .

## Система с параметрами (из линейных зависимостей (такие R) меняется)

Система из 2 линейных уп-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 зажигания  
является зависимостью  $f_1$  и  $f_2$ .



Причём  $f_1$  и  $f_2$  они

- Нелинейны
- Правиль. + 0

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  $U_1$  и  $U_2$

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

Приз. симпл производных:

1.  $\frac{\partial i_1}{\partial u_1} = g_{11}$  - прямая проводимость
2.  $\frac{\partial i_1}{\partial u_2} = g_{12}$  - обратная производная проводимость
3.  $\frac{\partial i_2}{\partial u_1} = g_{21}$  - прямая производная проводимости
4.  $\frac{\partial i_2}{\partial u_2} = g_{22}$  - прямая производная проводимости

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

Вещественный сигнал - залежання нек-ої АК  $h$  від часу. При проєкції на  $y$ -ось одержано певний синусоїдний спектр (чи синусоїдний сигнал). Ось зображення їх комплексного спектру, який має зміну  $= 0$ .

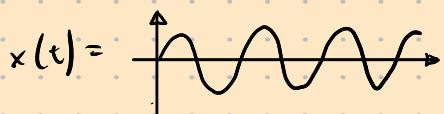
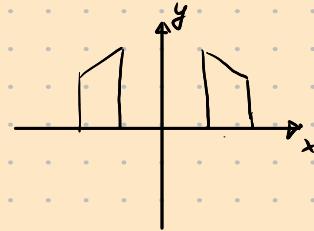
Це незадовільно - производна підходить з коеф.  $\sin \omega t$ .

Добудув  $\pi$  сигналу комплексного зображення - також,

так ісба (правий) змін спектра буде однаковий.

Виведем амплитудний сигнал. Позначаємо що працює - один з генер. зваж. сигналів, другий - з питанням. Нехай це ампл. сигнал, який під-ісбає неизменній член.

Сигнал дієт зображення як до складової зображення в геометричному змінн.



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

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

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

### $Y$ -матриця (комплексна)

$$\tilde{I}_1 = Y_{11} \cdot \tilde{U}_1 + Y_{12} \tilde{U}_2 \quad \tilde{I}_2 = Y_{21} \tilde{U}_1 + Y_{22} \tilde{U}_2$$

При пошуку  $Y_{11}, Y_{21}$  застосовуємо (застосовуємо вимоги), аналогично до  $Y_{22}$ .

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

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

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

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

- зглоба композиции сопротивлений

Следует на анод. цепи:

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

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

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

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

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

### H-параметры

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

- называю же динамическими транзисторов

Формула



Коммутатор

$U_2$

- аналогичные дин. транзисторы схема

Пример

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

$h_{12}$  - (нпр.)  $h_{22}$  - самогенераторность (нпр.)

(нпр.) - 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 ( $a_i$ )

$\omega$  гармоник для комплексной ( $\rho$ ), where от комплексной оп-ки приводят передачу к вещественному

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



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

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

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

Учите, что комплексные частоты неоднозначны, т.к.  $\omega$  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 и из полюса

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

Пример  $a_1 = -b_1$ .



### Инерционная RC-система



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

Tak repay vrem  
(nem repay vremengenzer)

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

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

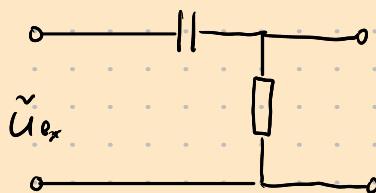


$$\arg K = -\arctan(\omega RC) \quad -AUX$$



-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

## 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 непрерывен и не сконцентрирован



Можно представить её как суммой бесконечного количества к-го раза Хевишига, иначе говоря, когда сконцентрировано непрерывно.

Всегда имеем спектр преобр-e, всегда универсальный метод: умножим  $f(t)$  на  $e^{-\sigma t}$ .

Также все ф-ии можно описать этой формой. Новое преобр-e:

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

"это энту. он дает звук маг."

При этом всегда имеет, что при  $t=0$   $f(t)=0$ , кроме лампаса сама ф-ия

(линейный непрерывный разложение в окрестности  $t=0$ ).  $F(p)$  - 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  $\frac{1}{p-t}$ .

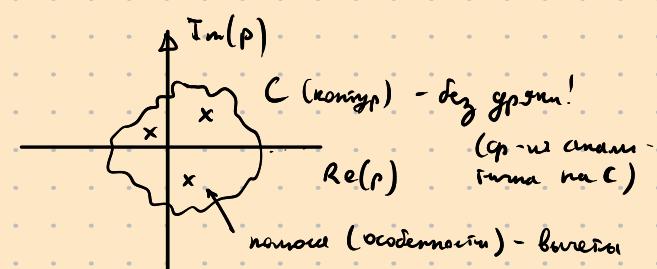
$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\alpha-j\infty}^{\alpha+j\infty} \frac{1}{p} e^{pt} dp$$

В ТФКП не применяется правило интегрирования.

Однозначный вид: теорема Коши о барвешах.

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

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



Если в оп-ии есть осадимости, применяются не в пол. Тейлора, а вот в таком виде:

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

$C_{-1}$  - это засечка, есть в знаменателе



Понятие засечки интеграла базируется на правилах

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

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

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

При  $\alpha > 0$  контур 1 не содержит осадимостей (один огни:  $\frac{1}{p} - 8$  раз)  $\Rightarrow \int_1 \dots = 0$

При  $t \geq 0$

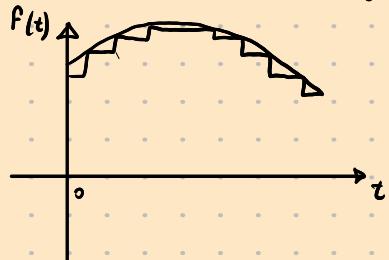
Барвеш огни, забавляют о 1 ( $т \rightarrow 0 \quad e^{pt} \rightarrow 1 \Rightarrow$  огни осадимости:  $\frac{1}{p} \rightarrow C_{-1} - 1$ )

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

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

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

Представляем мысль q-p-ue в виде нахождения суммы членов, когда ее можно представить в виде разности из конечного количества членов.



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

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

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

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

