

# Бриоров Александер Алексеевич

## Проблема физикации



$$s = \frac{\rho}{\omega_0} - \text{характер. частота}$$

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} // \begin{matrix} \text{ненулевое} \\ \text{разложение} \end{matrix} \quad \text{- рациональное op-изв}$$

1. Сущность  $H(s)$  - как её видеть? Сущность no AУХ
2. Реализация - как сделать генератором? Члены выражения



Она не реализуема АЧХ и RC цепьми.

Нужны RLC



- рационально имеет сопр. номера

Соответствующие пары номеров

Однако интегрировать нет не хочется. Их можно заменить умножением!

RC - **антиодиод** RC-цепь / физика

## Cards on AUX



$$H(s) = \underbrace{|H(s)|}_{\text{AUX}} e^{j \underbrace{\arg H(s)}_{\text{phi}}}$$

$$|H(s)|^2 = H(s) \cdot H^*(s)$$

Нас интересует равенство  $H(s) \cdot H^*(s) \Big|_{s=j\omega}$

AUX

- Причем Т.к. значение  $N \in \mathbb{D}$  веществ., то  $H^*(s) = H(s^*)$ , т.е. рассматриваем  $H(s) \cdot H(s^*) \Big|_{s=j\omega}$

- Рассмотрим задачу: при  $s=j\omega$ ,  $H(s^*) = H(-s)$ , и так же имеем равенство  $H(s) \cdot H(s^*) \Big|_{s=j\omega} = H(s) \cdot H(-s) \Big|_{s=j\omega}$

$$H(s) \cdot H(-s) = |K(\omega)|^2$$

$\text{AUX}^2$  — это же  $\omega$ -модуль частоты

Соответствующий частоте  $\omega$  будет симметрично (или. симметрически) заменен  $s \rightarrow -s$ ), и получим наоборот  $H(s)$ , наоборот  $-H(-s)$ .

## Пример. пример численных расчетов



$$h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(f) e^{j 2\pi f t} df = \frac{\sin 2\pi t}{\pi t}$$

Изображение



не является сплошной (имеет конечные всплески)

Т.е. такой спектр не реализуется.

Домогаща неравномерності АЧХ є нюанс пропускання:

$\varepsilon$  - неравномерність в НН

$\eta$  - селективність

$\eta_1$  - узгодженість на границі НЗ



К узгодженню підводяться:  $|H(s) \cdot H(-s)|_{s=jv} = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(v)}$   $n$  - порядок критичного

$$|F_n(v)| = \begin{cases} \leq 1, & v \in (-1; 1) \\ \geq \eta_1, & \geq 1 \end{cases}$$

Варіанти виборки:

1.  $F_n(v) = v^n$  - критерій **Баттерворта**

2.  $F_n(v) = P_n(v)$  - критерій **Чебишева**, де  $P_n(v)$  - поліном Чебишева

3.  $F_n(v) = R_n(v)$  - **мінімаксний** критерій,  $R_n(v)$  - розпод. змінної. як - ма

## Баттерворт

$$|H(s) \cdot H(-s)|_{s=jv} = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 v^{2n}}$$

$\varepsilon^2 \left(\frac{v}{\omega_0}\right)^{2n}$  - виснаження  $\varepsilon$  забезпеченням виснаження  $\omega_0$ , т.е.  $\varepsilon$  не виснажене - он більше 1

$$K(v) = \frac{1}{\sqrt{1 + v^{2n}}}$$



При  $n \rightarrow \infty$  та АЧХ виснаж. симетрична  
недавної пропускання.

Виснаж. зони зважання - 3 дБ

$$H(s) \cdot H(-s) \Big|_{s=j} = \frac{1}{1 + j^{2n}} \Rightarrow H(s) \cdot H(-s) = \frac{1}{1 + \left(\frac{s}{j}\right)^{2n}}$$

Нужен ноль:  $\left(\frac{s}{j}\right)^{2n} + 1 = 0$

$$\left(\frac{s}{j}\right)^{2n} = e^{j\pi} \cdot e^{j \cdot 2\pi k}, k \in \mathbb{Z} \quad -1 = e^{j\pi}$$

$$\frac{s}{j} = e^{j\frac{\pi}{2n}} \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot \frac{k}{2n}} \quad j = e^{j\frac{\pi}{2}}$$

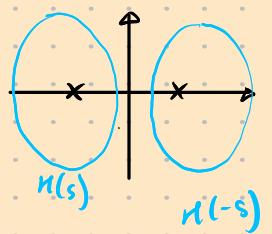
$$s_k = e^{j\left[\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2n} + \frac{\pi}{n}k\right]} \quad - \text{номеры нулей, при которых } H(s) \cdot H(-s)$$



- номера вида  $\frac{\pi}{n}$ , кратные  $\frac{\pi}{2n}$   
стоеч. можно сеч!

## Примеры

$$n=1: \quad \frac{1}{1 + \left(\frac{s}{j}\right)^2} = \frac{1}{1 - s^2} \quad s = \pm 1 \quad - \text{ноль}$$



$$H(s) = \frac{1}{1+s}$$

Универсальная зона!

$$n=2:$$



Симметричный поле на ej. круге характеристи-

ческое зондование  $\zeta$

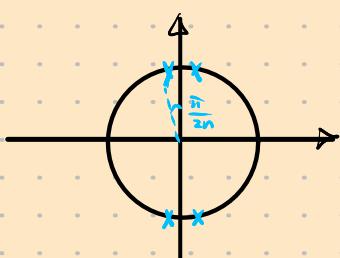
$$\text{Полином } s^2 + 2j_3s + 1$$

$$\text{Корни } -j_3 \pm i\sqrt{1-j_3^2}$$

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + \sqrt{2}s + 1}$$

У дійсного Гауссової синусоїдальній криві.

Ені жорсткі бічній побічок, позначеною онова ділення к кількості обертань ( $\text{якщо } \frac{\pi}{2n}$ ) - бічна гідроіндикатор



$$\xi = \sin \frac{\pi}{2n}$$

$$Q = \frac{1}{2\xi} = \frac{1}{2\sin \frac{\pi}{2n}}$$

Рівність з максимумом після розподілення хорди.

## Чебишев

$$|K(v)|^2 = \frac{1}{1 + \xi^2 P_n^2(v)}$$

$-1 \leq v \leq +1$ ;  $|P_n(v)| \leq 1$  - осуспішує б однією відрізком

$$P_n(v) = \cos(n \arccos v)$$
 - множник Чебишева (1)

$$\cos[(n+1)\alpha] + \cos[(n-1)\alpha] = 2 \cos n\alpha \cdot \cos \alpha \quad - \text{важливе} \cos \text{ виразу}$$

$$\alpha = \arccos x$$

$$\text{Потрібно } P_{n+1}(x) + P_{n-1}(x) = 2P_n(x) \cdot x$$

$$P_{n+1} = 2xP_n - P_{n-1}, \quad - \text{ рекуррентна} \text{ формула}$$

$$P_0(x) = -1 \quad P_2(x) = 2x^2 - 1$$

$$P_1(x) = x \quad P_3(x) = 4x^3 - 3x$$

По ф-ї (1) потрібно, що  $P_n(x)$  опісюється всесою на  $[-1; +1]$  уз-за арифметики. Поговоримо є ніч



$n \arccos x$  менше чи  $0$  до  $n\pi$

Значить, б  $[-1; 1]$  присвоюється всесою

найменшій осуспіжності. Ені  $n$ -тій, та б  $0-0$ .

Пореди наименование на единица!  $\arccos$  няма преобразуване  
както при коомплексните аргументи.

$$\cos(z) = \cos(x+iy) = \cos x \cdot \overset{\text{ch } y}{\cos iy} - \sin x \cdot \overset{\text{jsh } y}{\sin iy}$$

$$\cos iy = \frac{e^{i \cdot iy} + e^{-i \cdot iy}}{2} = \frac{e^{-y} + e^y}{2} = \text{ch } y$$

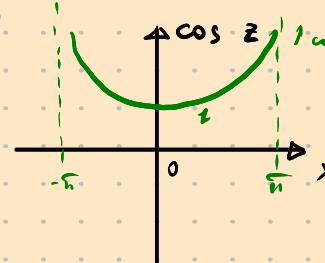
$$\sin iy = j \text{sh } y$$

- Понятие  $\cos z = \cos x \cdot \text{ch } y - j \sin x \cdot \text{sh } y$

Если  $y=0$ , то  $\cos z = \cos x$ .

- Коомплексните годобни към  $\cos$  са отразявани във  $0$ ,

което  $\sin x = 0$ ,



$(\cos z \text{ при } y > 0)$



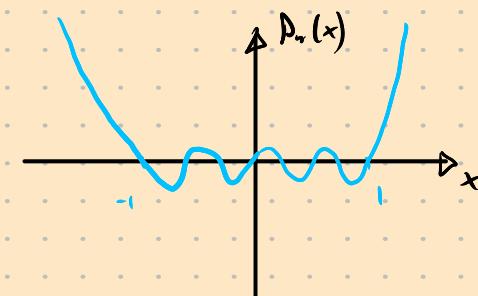
То есть аргументите  $\arccos$ -модула  $x \in \mathbb{R}$ , когато  $\arccos x$  минимум, но  $\cos(n \arccos x)$  останется периодичен.

- $P_n(x) = 2^{n-1} x^n + \dots$  - циклически корен

При  $n \geq 1$  он даетъ по ради.



$P_n(x)$ ,  $n$ -ради



$P_n$ ,  $n$ -ради

$y$  Чедомъжна зависимост от степенуването от  $n$ . Гармоника.

Новек номозб:

$$H(s) H(-s) = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 P_n^2\left(\frac{s}{j}\right)} = 0$$

$$P_n^2\left(\frac{s}{j}\right) = -\frac{1}{\varepsilon^2}$$

$$\cos\left(n \arccos\left(\frac{s}{j}\right)\right) = \pm \frac{j}{\varepsilon}$$

$$u - jv$$

$$\begin{cases} \cos(n(u - jv)) = \pm \frac{j}{\varepsilon} \\ \frac{s}{j} = \cos(nu - jv) \end{cases} \quad \stackrel{(-1)^n}{=}$$

$$\cos nu \cdot \operatorname{ch} nv + j \sin nu \cdot \operatorname{sh} nv = \pm \frac{j}{\varepsilon}$$

$$\stackrel{||}{0} \Rightarrow \cos nu = 0$$

$$nu = \frac{\pi}{2} + \frac{n}{2}k \Rightarrow u_k = \frac{\pi}{2n} + \frac{\pi}{n}k \quad - \text{номерка на гармониках}$$

$$\operatorname{sh} nv = \frac{1}{\varepsilon} \Rightarrow v = \frac{1}{n} \operatorname{sh}^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)$$

$$\frac{s}{j} = \cos(u - jv) = \cos u \cdot \operatorname{ch} v + j \sin v \cdot \operatorname{sh} v$$

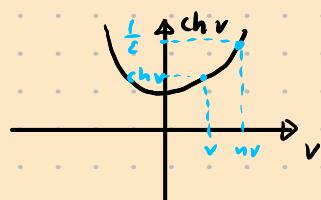
$$s_k = j \left[ \operatorname{ch} v \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2n} + \frac{\pi}{n}k\right) + j \sin\left(\frac{\pi}{2n} + \frac{\pi}{n}k\right) \operatorname{sh} v \right]$$

$$s_k = -\operatorname{sh} v \sin\left(\frac{\pi}{2n} + \frac{\pi}{n}k\right) + j \operatorname{ch} v \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2n} + \frac{\pi}{n}k\right)$$

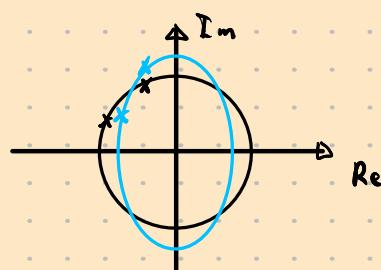
Опс. гармоника таємо коеф-ти умножені на  $\operatorname{sh} v$  та  $\operatorname{ch} v$ .



$\operatorname{sh} v$  умножені ( $<1$ )



$\operatorname{ch} v$  умножені ( $>1$ )



норма  $y$ -ра Чебышева

Базис  $\{1, x, x^2, \dots, x^n, \dots\}$ , опоронамубансінде Гаудерія, якіс именовані Чебышева.

## Эллиптические функции



$$a = \frac{1}{\sqrt{1-k^2}} \quad x \in \Sigma_0; 1)$$

$$v = \int_0^\theta r(\theta) d\theta$$

$$dn(v) = r \quad cd = \frac{cn}{dn}$$

$\lim_{n \rightarrow \infty} K=0$  - бирюзовые в окрестности,  $\sin n \cos$

$$\int_0^{\pi/2} r(\theta) d\theta - \text{эллиптический интеграл}$$

Погодно зам., как  $\cos(n \arccos x)$  - ненулевы, много разные  
множества чисел в едини. Типичн. - т.н. **периодические эллиптические**  
функции.

$$P_n(x) = \cos(nw), \quad \text{где } x = \cos(w)$$

$$\varphi_n(x) = cd(K, nw), \quad \text{где } x = cd(k, w), \quad K, k \in (0; 1)$$

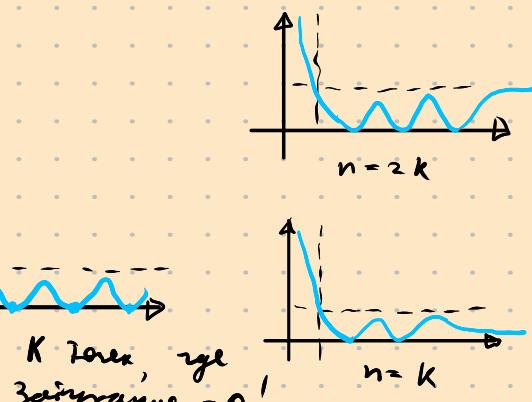
неп-р эллиптический  $[0; 1]$

Равнодейств. это  $\varphi_n(x) = \frac{N(x)}{D(x)}$  - пер. ф-я н. (есть нули и полюса)

Ровно  $n$  нулей и полюсов:

$$N(s) N(-s) = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 \varphi_n^2(s)} = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 \frac{\Delta^2}{N^2}} = \frac{N^2 = 0}{N^2 - \varepsilon^2 \Delta^2 = 0} \begin{cases} \text{-нули} \\ \text{-полюса} \end{cases}$$

Но полюсы Оканс находят на оп-ре Чебышева (они same на  
множ.), все нули - на кратн. осн.



Нули в множ.

$n = 2k$  - нули чётные  $n = 2k+1$  - огры нули на  $\infty$

## Первые способы

1. Варшевский - загадка генератора  $\hbar$
2. Чедицеб - загадка  $n$  и  $\varepsilon$  (река  $\gamma_1 = \gamma_1(\gamma)$  - озера  $\gamma$ )
3. Димитровские - загадки  $(n, \varepsilon, \gamma)$  или  $(n, \varepsilon, \gamma_1)$  или  $(\varepsilon, \hbar, \gamma_1)$   
(б. вол. света  $n$  можно привести к единице)

В приведенном виде изображение ходов квантов генерации так:



Многие ПП с приведенными

но! Есть их прош. аналоги, в ПП есть правдоподобие.

Быть то что то не звучит! Кто в программе.

## Лекционные схемы

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)}$$

$$|H(s)|^2_{s=j\omega} = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n(\omega)}$$

$$F_n(\omega) = \omega^n; P_n(\omega); \varphi_n(\omega)$$

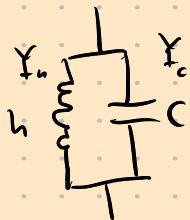
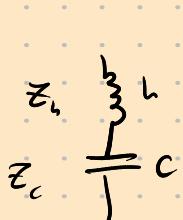


В классах RC и RL имеют компоненты настроек  
(= коррекционные процессы) передаваемые.

$$|H(s)| = \frac{\prod_{n=1}^m \text{послед. по модулю}}{\prod_{n=1}^m \text{посл. по номоду}} \Rightarrow \text{Диаграмма -}$$

внешним номодам характера прохождения в пропускающие  
и сглаживающие. Характер прохождения определяется номодами.

**RLC-класс;** можно добиваться резонанса;



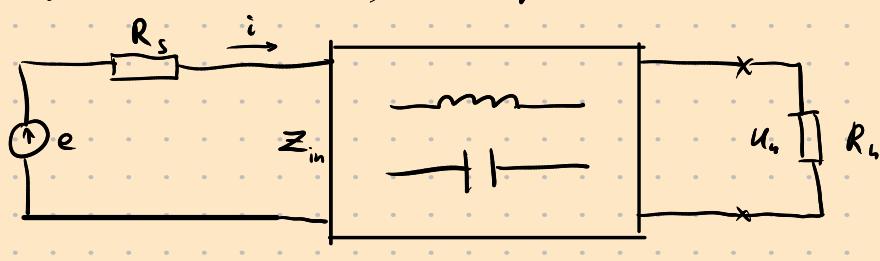
$$Z_{\text{резонанс}} = 0$$

$$Y_{\text{резонанс}} = 0$$

- неравномерность из группы  
затухания ненормированной  
амплитуды

## Безустановочные линейные схемы

Резонанс (и выше) в группе нет!



$$P_n = \operatorname{Re} \left[ \frac{u \cdot i^*}{2} \right]$$

- мощность на нагрузке

Переход к монополии.



Какова мощность источника?

Она такая, чтобы  $R_s = R_u$ .

$$u = \frac{e}{R_s + R_u} R_u = \frac{e}{2}$$

$$P = \frac{u^2}{R} \quad (\text{нор. напр.}) \quad P = \frac{|u|^2}{2R} \quad (\text{нег. напр.})$$

↓  
здесь  $u$  — амплитуда

$$P_s = \frac{e^2}{u R_s} \quad (\text{нор. напр.})$$

$$P_s = \frac{|e|^2}{2 R_s} \quad - \text{мощность источника}$$

(зарядом. напр.)

Несимметричные характеристики  $P_s$  и  $R_s$ .

Коэффициент нелинейности

$$G = \frac{P_u}{P_s} \quad (\text{gain})$$

$$G = \frac{\frac{|u_u|^2}{2 R_u}}{\frac{|e|^2}{2 R_s}} = \frac{u R_s}{R_u} \frac{|u|^2}{|e|^2} = \frac{u R_s}{R_u} |K|^2 \rightarrow \text{коэффициент нелинейности}$$

$$|K| = 8 \text{ выражается } \frac{1}{2} \quad (\text{небольшое } R_s, \text{ большое } R_u) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow G = 8 \text{ выражается } 1 \quad (\text{известно выражение } R_s = R_u)$$

$$G(v) = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(v)} \quad - \text{ пределение к общему представлению по коэффициенту нелинейности}$$

Т.к. нет генерации вибрации генератора, то  $G = \frac{P_{in}}{P_s}$  — это значение

коэффициента нелинейности  $Z_{in}$

$$U_{in} = \frac{e Z_{in}}{R_s + Z_{in}} \quad P_{in} = \frac{|u_{in}|^2}{2 Z_{in}^2}$$

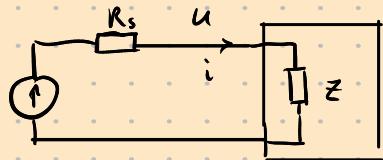


Задача: найти  $Z(s) = \frac{N(s)}{D(s)}$ , реализовать связь между

$Z(s)$  и  $z(s)$ .

(помимо решения в реальном времени)

Die nepreza u P<sub>in</sub> k Z<sub>in</sub>, monno nepreza u u u i e  
kamoborn nayavnegram (B nux yprave podobivie c nayavnegram)



$$\alpha = \frac{U_{in} + iR_s}{2}$$

$$\beta = \frac{U_{in} - iR_s}{2}$$

$$u_{in} = \alpha + \beta$$

$$i = \frac{\alpha - \beta}{R_s}$$

$$P^+ = \frac{U_i^*}{2} = \frac{(\alpha + \beta)(\alpha - \beta)}{2R_s} = \frac{|\alpha|^2 - |\beta|^2}{2R_s} = \frac{P}{Q}$$

$$\beta\alpha^* - \beta^*\alpha = \beta\alpha^* - (\beta\alpha^*)^* = \operatorname{Im}[\beta\alpha^*]$$

$$P_{in} = \frac{|\alpha|^2 - |\beta|^2}{2R_s} \quad \text{Bleyen kozg-i opermene } g = \frac{\beta}{\alpha} :$$

$$P_{in} = \frac{|\alpha|^2}{2R_s} (1 - |g|^2)$$

$$\text{Normasyun na } g: \quad \frac{\beta}{\alpha} = \frac{U_{in} - iR_s}{U_{in} + iR_s} = \frac{Z_{in} - R_s}{Z_{in} + R_s}$$

Normasyun na  $|\alpha|$ :



$$u = e - iR_s$$

$$\alpha + \beta = e - \frac{\alpha - \beta}{R_s} R_s$$

$$\alpha + \beta = e - \alpha + \beta \Rightarrow \alpha = \frac{e}{2}$$

$$\text{Uzero } P_{in} = \frac{e^2}{2R_s} (1 - |g|^2)$$

$$P_u = P_{in} = P_s (1 - |g|^2)$$

$$G = \frac{P_u}{P_s} = 1 - |g|^2 \quad - \text{predobarnie } \times G = \text{predobarnie } \times |g|^2$$

$$G = 1 - |g|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\nu)}$$

Fazieplani:

$$|g|^2 = \frac{\nu^{2n}}{1 + \nu^{2n}}$$

B naree nayavneam  $|g| \rightarrow 0$ ,

B naree zogermanie  $|g| \rightarrow 1$



Найдем передатчее звено:

$$\pm \beta = \frac{Z_{in} - R_s}{Z_{in} + R_s}$$
 определить для  $\pm \beta$  - это и то же (так как это же  
передатчее звено  $|g(s)|^2$ )

Будет звено сдвиг  $\tau$  и передаче  $\alpha$  компенсации  $\kappa$  низкочастотах.

$$\beta = \frac{Y_{in} - R_s}{Y_{in} + R_s} = \frac{\beta s - Y_{in}}{\beta s + Y_{in}} = -\frac{Y_{in} - \beta s}{Y_{in} + \beta s}, \quad \beta s = \frac{1}{R_s}$$

При этом передача  $\kappa$  зависит от  $R_s$ , т.к.

$$\pm \beta = \frac{Z_{in} - 1}{Z_{in} + 1} = -\frac{Y_{in} - 1}{Y_{in} + 1}$$

## Проделано решением

Если будем здравомыслять в компенсации  $\omega_0$  и  $R_0$ , то все останется  
при этом безразлично.

$$\frac{x_0}{R_0} = \frac{\omega_0 L_0}{R_0} = x = \frac{\frac{j\omega}{\omega_0} L_0}{\frac{R_0}{\omega_0}} \Rightarrow L_0 = \frac{1}{\frac{R_0}{\omega_0}} = \frac{\omega_0}{R_0} - здравомыслящее$$

(на частоте  $\omega_0$  и на компенсации  $R_0$ )

Также есть формула:

$$C_0 = \frac{1}{\omega_0 R_0}$$

$$Z = qS$$

$$\frac{Z}{R_0} = \frac{j\omega q L_0 \omega_0}{R_0 \omega_0} = qS \frac{\omega_0 L_0}{R_0} = qS$$

$$Y = qS$$

$$\frac{Y}{R_0} = \frac{j\omega q C_0 \cdot R_0 \omega_0}{\omega_0} = qS \frac{\omega_0 C_0 R_0}{1} = qS$$

$$|g(s)|^2 = \frac{V^{2n}}{1 + V^{2n}}$$

$$p(s) = \frac{s^n}{D_n(s)}$$

$$\Rightarrow \left. \frac{s^{2n}}{D_n(s)} \right|_{s=jV} = \frac{V^{2n}}{1 + V^{2n}}$$

Компенсация табулирована здраво

$$\frac{s^n(-s)^n}{D_n(s) D_n(-s)} \Big|_{s=jV} = \frac{V^{2n}}{1 + V^{2n}}$$

$$s^n(-s)^n \Big|_{s=jV} = V^{2n}$$

$$D_n(s) \cdot D_n(-s) = \frac{1}{1 + (\frac{s}{j})^{2n}}$$

Очевидно, что если наше выражение для  $H(s)$  в  $s$ -плюсе имеет полиномиальный знаменатель, то мы можем выделить из него члены с самими  $s$ -плюсами.

$$D_1(s) = s+1$$

$$D_2(s) = s^2 + \sqrt{2}s + 1$$

$$D_3(s) = (s+1)(s^2+s+1) = s^3 + 2s^2 + 2s + 1$$

Теперь умножим  $Z(s)$ :

$$\rho = \frac{Z - 1}{Z + 1}$$

$$Z(s) = \frac{1+\rho}{1-\rho}$$

$$Y(s) = \frac{1-\rho}{1+\rho}$$

$$Z(s) = \frac{D_n(s) + s^n}{D_n(s) - s^n}$$

$$n=1: D_n(s) = s+1 \quad Z(s) = 2s+1$$

$$2: D_n(s) = s^2 + \sqrt{2}s + 1 \quad Z(s) = \frac{2s^2 + \sqrt{2}s + 1}{\sqrt{2}s + 1}$$

$$3: D_n(s) = s^3 + 2s^2 + 2s + 1 \quad Z(s) = \frac{2s^3 + 2s^2 + 2s + 1}{2s^2 + 2s + 1}$$

### De-Kaylepeba рекурсивная структура



- реализует умножение

$$Z = Z_0 + \frac{1}{Y_1 + \frac{1}{Z_1 + \frac{1}{Y_2 + \frac{1}{Z_2 + R}}}} \quad - \text{умножительное звено}$$



- реализует аугментацию

$$Z(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad \begin{matrix} \text{numerator} \\ \text{denominator} \end{matrix} \quad \text{наш предполагаемый умножительный звено:}$$

$$N(s) = \underbrace{Q(s)}_{\text{quotient}} \underbrace{D(s)}_{\text{divisor}} + \underbrace{R(s)}_{\text{remainder}}$$

$$Z(s) = Q(s) + \frac{R(s)}{D(s)} = Q(s) + \frac{1}{\frac{D(s)}{R(s)}} \quad - \text{нечистий зонд извлечения}$$

Деление наше можно сделать  $\frac{D(s)}{R(s)}$ , и т.д. - конечная структура!

Базовые части разности:  $Q_0(s), Q_1(s), \dots, Q_r(s)$

Как правило,  $Q_n(s)$  - уменьшает рабочую нагрузку, т.е. можно блоки и.р.

$q$  - коэффициент:

$Q_i(s) = q_i s$  - тоже подразумевают кратность

Равнозначн.



$$P_s = P_i$$

Надежн. касп-об - гармонич. колебание.

Это равнозначн. кратности, можно равнозначн. приведено.

Несимм.  $q$ -касп - асинхронное сопротивление

$$\underline{\underline{Z}} = q s$$

$$\underline{\underline{qL_o}}$$

$$\frac{Z}{R_o} = \frac{j\omega q L_o \omega_o}{R_o \omega_o} = q s \frac{\omega_o L_o}{R_o} = q s$$

$$\underline{\underline{Y}} = q s$$

$$\underline{\underline{qC_o}}$$

$$Y R_o = \frac{j\omega q C_o R_o \omega_o}{\omega_o} = q s \frac{\omega_o C_o R_o}{1} = q s$$

$R_o$  - асинхронное сопротивление (сопротивл. нормы)

$\omega_o$  - асинхронная частота (коэффиц. приведен.)

$L_o, C_o$  - параметры из  $R_o, \omega_o$

Чтобы быть,  $q_n = 1$ , т.е. несимм. сопротивл./приведенное =  $R_o$ .

Переход к группам сопротивл.

1.  $s \mapsto \frac{1}{s}$  - группа верхних частот



$$Y = q s : \quad \boxed{q s} \rightarrow \boxed{\frac{1}{s}} = \frac{1}{q \cdot s} \Rightarrow \boxed{\frac{1}{q}} L_o$$

$$Z = qS : \quad \boxed{qS} \rightarrow \boxed{\frac{q}{s}} = \frac{1}{\frac{1}{q} \cdot s} \Rightarrow \boxed{\frac{1}{\frac{1}{q} C_0}}$$

одинаковая производная

$$2. \quad s \mapsto Q(s + \frac{1}{s}) - \text{переходный процесс} \quad \boxed{\text{---}} \rightarrow \boxed{\text{---}} \quad \boxed{\frac{1}{Q}}$$

$$Z = qS : \quad \boxed{qS} \rightarrow \boxed{qQ(s + \frac{1}{s})} = qQs + \frac{1}{\frac{1}{qQ}s} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \boxed{\text{---}} \quad \boxed{qQL_0} \quad \boxed{\frac{1}{qQ}L_0}$$

$$Y = qS : \quad \boxed{qS} \rightarrow \boxed{qQ(s + \frac{1}{s})} = qQs + \frac{1}{\frac{1}{qQ}s} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \boxed{qQC_0} \quad \boxed{\frac{1}{qQ}L_0}$$

$$3. \quad s \mapsto \frac{1}{Q(s + \frac{1}{s})} - \text{рекурсивный процесс} \quad \boxed{\text{---}} \rightarrow \boxed{\text{---}} \quad \boxed{\frac{1}{Q}}$$

$$Z = qS : \quad \boxed{qS} \rightarrow \boxed{\frac{q}{Q(s + \frac{1}{s})}} = \frac{1}{\frac{Q}{q}s + \frac{1}{q}s} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \boxed{\text{---}} \quad \boxed{\frac{Q}{q}C_0} \quad \boxed{\frac{Q}{q}L_0}$$

$$Y = qS : \quad \boxed{qS} \rightarrow \boxed{\frac{q}{Q(s + \frac{1}{s})}} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \boxed{\text{---}} \quad \boxed{\frac{Q}{q}C_0} \quad \boxed{\frac{Q}{q}L_0}$$

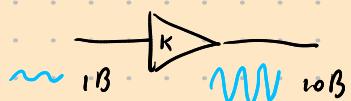
Но! Это отличает форму из базы ввода в Чебышева: у них в производном выражении есть еще члены.  $Y$  отличается не,

Дир реченьзарын иштегенде бүгд  $qS^2$  нүмен „жинниң жып-  
перемножисөр” - биресең ызынбекнәс А бүгэд түхнелеснә - пересиңгүлес

NB Тарын сипаттары наелнан 8 баскынчылар, көнгө он, үйнелеснә  
радиесөт шекте.

Резонансын как нысабын реалданып не LC, то квадратичным  
рэзонансын (твёрдотелесный).

# Активные фильтры



## Прием обратной связи

feedback loop



$\beta$  - коэф-т обратной связи  
( $\beta \ll 1$ )

Автоматическое управление основано на таких цепях.

Такие цепи могут "самостоять" - автономно. Это делает более удобным прием обратной связи.

$U = e + U_f$  - положительная обратная связь (помимо негативной),

$U = e - U_f$  - отрицательная

При замене  $K \approx \beta$ ,  $K_e = \frac{U}{e} - ?$

$$U = e - U_f = e - \beta K U, \quad U = K_e$$

$$U = \frac{e}{1 + \beta K} \Rightarrow K_e = \frac{K}{1 + \beta K} \quad \text{- основная формула теории обратной связи}$$

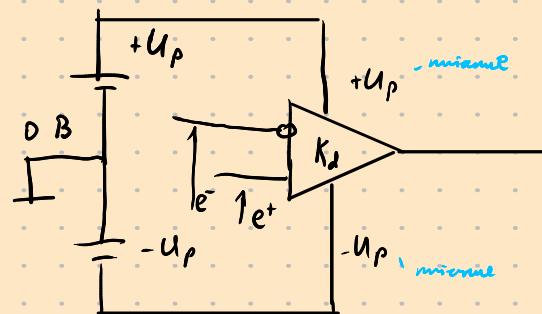
$$K_e(p) = \frac{K(p)}{1 + \beta K(p)} \quad \text{- ищем ненулевое } \Rightarrow \text{ несущее значение}$$

$$\beta K(p) = -1 \quad \text{- действительные значения}$$

Если наимен б. действ. ненулев., то конечное значение - б. + убывание  
Если б. нулей, сущ. несущее.

Внешн. нестаб. обратной связи обуславливается нестаб. зонами - новые ненул.

## Операційний умнів



$e^+, e^-$ ,  $U$  - одинаково змінні!

$$U = K_d(e^+ - e^-)$$

Оптич. вхіг - навернутий

Пасивний - ненавернутий

Оп. умнів можна виділити одн. обсяг!

Оп. - суміжок + умнів.

①



$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$U = (e - U_f) K_d = (e - \beta U) K_d$$

$$U(1 + \beta K_d) = K_d$$

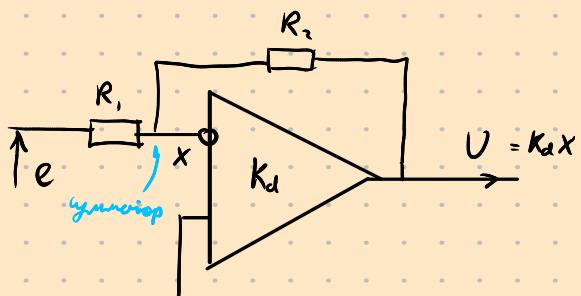
$$K_e = \frac{U}{e} = \frac{K_d}{1 + \beta K_d}$$

$\beta K_d$  - коеф-т передачі позитивної змін

Если  $\beta K_d \gg 1$ :  $K_e \approx \beta^{-1}$

Наглядно,  $K_d$  є поєднанням діючих джерел, а  $\beta$  є їх відношенням (голова резисторами).

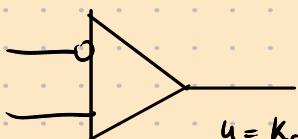
②



$$X = \alpha e + \beta U$$

$$K_e = \frac{U}{e} = ?$$

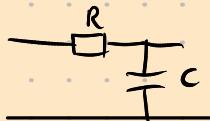
## AUX операционного усилителя



$$u = K_d(e^+ - e^-) = K_d e_+$$

$$K_d(jf) = \frac{K_o}{1 + j\left(\frac{f}{f_p}\right)}$$

Берілген ОУ кеңінде инвер. үзен:



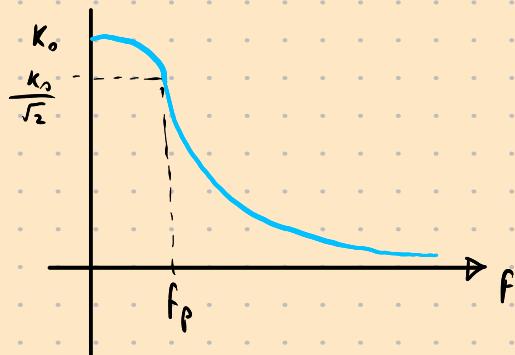
$$\tau = RC$$

$$\omega_o = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{RC}$$

$$f_o = \frac{\omega_o}{2\pi}$$

$$K(jf) = \frac{1}{1 + j\left(\frac{f}{f_o}\right)}$$

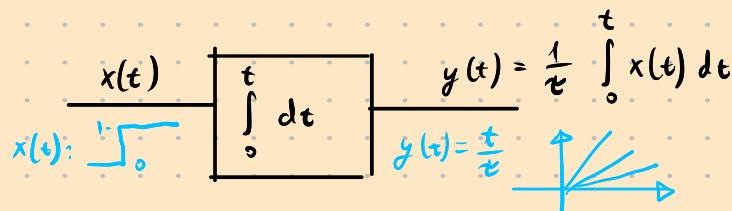
$$|K_d(jf)| = \frac{K_o}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_p}\right)^2}}$$



$f_p$  кайнастрагасын нағыз ~10 Гц

Диң сұйындағы жағдайларда ортаңынан айналғыш өзекін. Берілген жағдайларда инвер. үзен, к-шінде жадаласын нәрсе  $\omega_p = 10 \text{ Гц}$  - **бейнелеудің полосы**

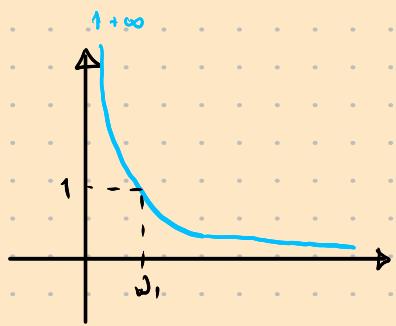
## Идеальный интегратор



$$y(t) = y e^{j\omega t}$$

$$x(t) = t y j\omega e^{j\omega t}$$

$$K(j\omega) = \frac{y}{x} = \frac{1}{j\omega t} = \frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_i}} = \frac{\omega_i}{j\omega}$$



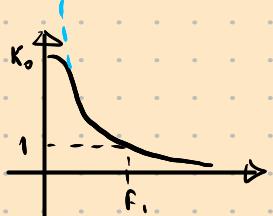
Характеристикасы берілген нұрандағы:  $t$  ( $\omega_i$ ) - радио екіншіншінде үзілеш / үде нақона пәннендейтін характеристиканы

$$\text{Для } \text{OY}, \quad K_d = \frac{1}{\frac{1}{K_0} + j \left( \frac{F}{K_0 F_p} \right)} \approx \frac{f_i}{jF}, \quad f_i = K_0 F_p$$

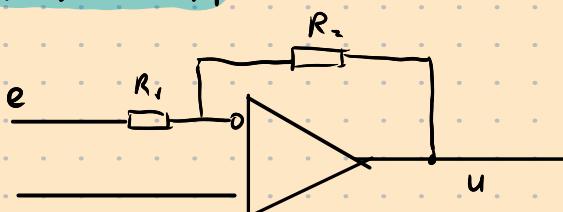
задана статична залежність

Розглянути ОY з ресивом на певному частотопасі

$f_i$  - багаторівні поганість ОY!!



### Приємність $f_i$



$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

- "максимальний" усилник

$$K_d = \frac{K_d}{1 + \beta K_d} \quad K_d = \frac{\alpha K_o}{1 + \beta K_d}$$

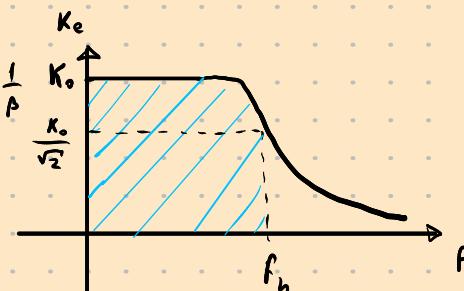
$$K_d(jF) = \frac{\frac{f_i}{jF}}{1 + \frac{\beta f_i}{jF}} = \frac{1}{\beta + \frac{jF}{f_i}} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{1 + \frac{jF}{\beta f_i}}$$

$$\frac{1}{\beta} = \frac{R_2 + R_1}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = k_o - \text{коеф. залежн. від } 0 \text{ залеж.}$$

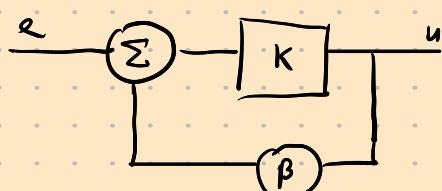
$$f_n = \beta f_i = \frac{f_i}{k_o} \quad - \text{багаторівні поганість}$$

$$f_n K_o = f_i$$

$$K_0 f_n = f_i \quad - \text{найменші усилник}$$



# ОУ с неизменной связью



$$K_e = \frac{K}{1 + \beta K}$$

$$K_e(p) = \frac{K(p)}{1 + \beta K(p)}$$

Номинально:  $1 + \beta K(p) = 0$

$$K_p(p) = \beta K_0 \frac{N(p)}{D(p)} = \beta K_0 \frac{\prod_{j=1}^n \left(1 - \frac{p}{\omega_j}\right)}{\prod_{k=1}^m \left(1 - \frac{p}{\omega_k}\right)}$$

$\omega_j$  - нули  $K_p$   
 $\omega_k$  - полюса  $K_p$

$$D(p) + \beta K_0 N(p) = 0 \quad - \text{полюса } K_e \quad (\beta K_0 - \text{ненулевое усиление})$$

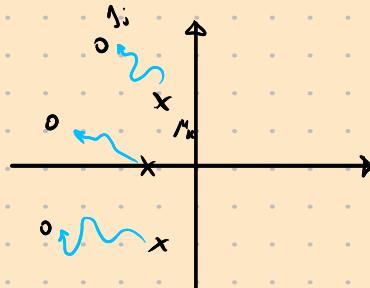
$$0 \leq \beta K_0 \leq +\infty$$

1.  $\beta K_0 = 0 \Rightarrow D(p) = 0$  - в отсутствии одн. связь полюса останутся те же

$$2. \beta K_0 \rightarrow \infty \Rightarrow N(p) = 0$$

При увеличении усиления одн. связь

$(\beta K_0)$  полюса группируются к нулям.



root locus

Пример - генератор с синхрон. устремл. натяга

$$K = \frac{K_0}{1 + j \frac{f}{f_p}} = \frac{K_0 \omega_0}{\omega_0 + j \omega}$$

Нули - в бесконечности



$$K_e = \frac{\frac{K_0}{1 + p\tau}}{1 + \frac{\beta K_0}{1 + p\tau}} = \frac{K_0}{1 + \beta K_0} \cdot \frac{1}{1 + p \frac{\tau}{1 + \beta K_0}}$$

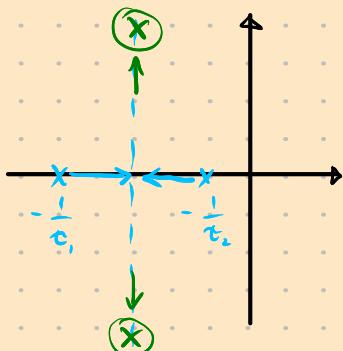
$$\text{Полоса перекрытия в серии} \quad - \frac{1 + \beta K_0}{\tau} = - \frac{1}{\tau}$$

Если  $\gamma$  имеет 2 нуля:

$$K(p) = \frac{K_0}{(1+pt_1)(1+pt_2)}$$

$$K_c(p) = \frac{K_0}{p^2t_1t_2 - p(t_1+t_2) + 1 + \beta K_0}$$

$$\Delta = (t_1 + t_2)^2 - 4t_1t_2(1 + \beta K_0) = (t_1 - t_2)^2 - 4\beta K_0 t_1 t_2$$

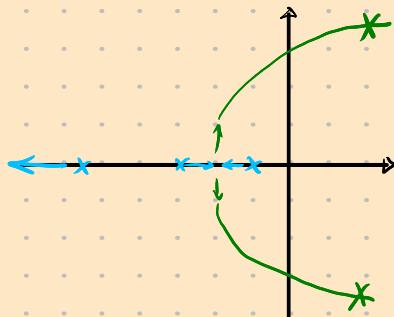


2 вырожденных нуля при  $\beta K_0 \rightarrow \infty$

избирается в зависимости от величины  $\beta K_0$   
(неравнозначно!)

Дисперсионный нуль comp. нулей движется по  $RC$ -гиперболе.

Диаграмма нулей:



- система становиться неустойчивой.

## Реализация звена

$$\frac{K_0 \cdot \{1, s, s^2\}}{s^2 + 2\zeta s + 1}$$

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + 2\zeta s + 1} \quad - \text{ИНЧ}$$

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta s + 1} \quad - \text{ИНЧ}$$

$$H(s) = \frac{s}{s^2 + 2\zeta s + 1} \quad - \text{ИДНЧ}$$

