

Бриоров Александер Алексеевич

Проблема физикации



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

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} // \begin{matrix} \text{ненулев.} \\ \text{разумная оп-ка} \end{matrix}$$

1. Чему $H(s)$ - как её выражать? Чему ω АЧХ
2. Реализация - как сделать генератором? Чему выражение



Она не реализуема АЧХ и RC цепям.

Но есть RLC



- реализуема гарм. синг. полоса

Однако интуитивно не хочется. Их можно заменить умножением!

RC - **антипараллельный** RC-цепь / фильтр

Cards on AUX



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

$|H(s)|^2 = H(s) \cdot H^*(s)$ - it is called magnitude squared

$$\rightarrow j = \frac{\omega}{\omega_0}$$

Then we get the formula $H(s) \cdot H^*(s) \Big|_{s=j}$

AUX

- If the T.R. has poles in the left half-plane, then $H^*(s) = H(s^*)$, i.e. we have $H(s) \cdot H(s^*) \Big|_{s=j}$

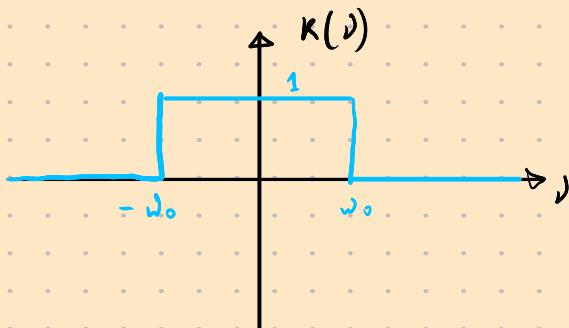
- If there are no poles in the right half-plane: $H(s) \cdot H(s^*) \Big|_{s=j} = H(s) \cdot H(-s) \Big|_{s=j}$

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

AUX^2 - it is called magnitude squared

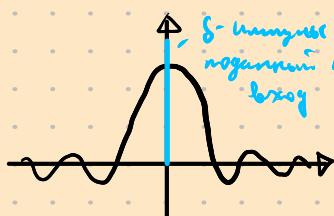
Corresponding values in the magnitude AUX^2 always have the same sign (and. even if we change $s \rightarrow -s$), and the maximum is determined by $H(s)$, minimum - by $H(-s)$.

Example. example of numerical calculations



$$h(t) = \int_{-1}^{+1} h(f) e^{j 2\pi f t} df = \frac{\sin 2\pi t}{\pi t}$$

Impulse Response



- it is called a transient process (partial response to an external excitation)

T. e. such a system is non-stationary.

Домогаща неравномерності АЧХ є нюанс пропускання:

ε - неравномерність в НН

η - селективність

η_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 **Базельворті**

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

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

Базельворті

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

$\varepsilon^2 \left(\frac{v}{\omega_0}\right)^{2n}$ - виснаження ε забезпеченням виснаження ω_0 , т.е. ε не виснажується від $v=1$

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



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

Виснаж. засилання ~ 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: $\left(\frac{s}{j}\right)^{2n} + 1 = 0$

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

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

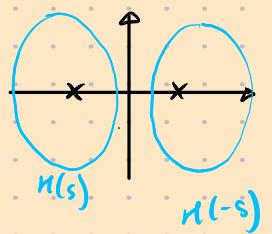
$$s_k = e^{j\left[\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2n} + \frac{\pi}{n}k\right]} \quad - \text{номеры нулей, при которых } H(s) \cdot H(-s)$$



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

Примеры

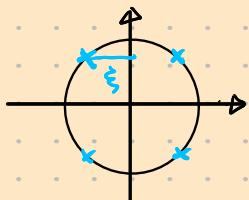
$$n=1: \quad \frac{1}{1 + \left(\frac{s}{j}\right)^2} = \frac{1}{1 - s^2} \quad s = \pm 1 \quad - \text{ноль}$$



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

Универсальная зона!

$$n=2:$$



Симметричный полоса на ej, кроме характеристи-

ческих зонуков $\pm j$

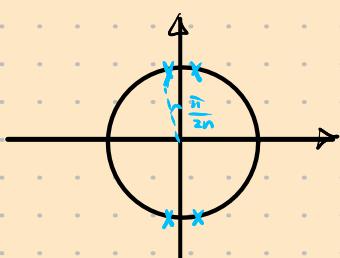
$$\text{Полином } s^2 + 2js + 1$$

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

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

У дійсного Гауссової синусоїдальній криві.

Ені жорсткі дійсні корені, позначені оранжевим діаметром та відповідною обмеженою (якщо $\frac{\pi}{2n}$) - бічними гідроідеями



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

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

Рівність з максимумом між коренями рахітиме хорою.

Чеджнієв

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

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

$$P_n(v) = \cos(n \arccos v)$$
 - меншіше Чеджнієва (1)

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

$$\alpha = \arccos x$$

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

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

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

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

По відношенню до $P_n(x)$ отримаємо всіх на $[-1; +1]$ узагалі арифметичну. Поговоримо їх про



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

Значить, б $[-1; 1]$ присвоюємо всіх всіх

найменших осуспіжень. Ені n -тінде, як б $0 - 0$.

Pozitívny názov a správne meno na býť sú? \arccos nágo pre-ubavis
kde správo sú komplexného čísla.

$$\cos(z) = \cos(x+iy) = \cos x \cdot \overset{\text{chy}}{\cos iy} - \sin x \cdot \overset{\text{jshy}}{\sin iy}$$

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

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

- Poznámka $\cos z = \cos x \operatorname{chy} y - j \sin x \operatorname{sh} y$

Keďže $y=0$, teda $\cos z = \cos x$.

- Komplexné hodnoty sú \cos odrysadzité s 0 ,

Kožko $\sin x = 0$,



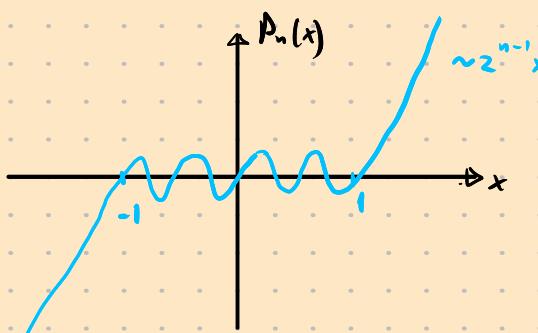
($\cos z$ nám $y > 0$)



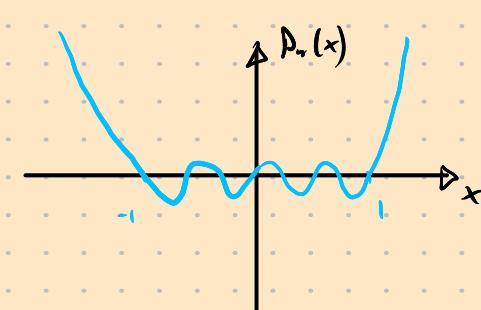
To ještě dopytovaní \arccos -mádce $x \in \mathbb{R}$, užívají $\arccos x$ mimožem, no $\cos(n \arccos x)$ očekávají lezeckou.

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

Pre $n \geq 1$ sú dekompozičné.



$P_n(x)$, n -dekompozičné



P_n , n -dekompozičné

y Nejdôležitejšia významná významnosť je v súvislosti s \cos polynomom.

Новек номозб:

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

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

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

$u - jv$

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

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

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

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

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

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

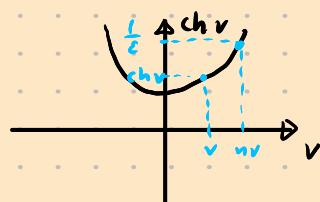
$$s_k = j \left[\operatorname{ch} v \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2n} + \frac{\pi}{n}k\right) + j \sin\left(\frac{\pi}{2n} + \frac{\pi}{n}k\right) \operatorname{sh} v \right]$$

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

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



$\operatorname{sh} v$ умножає (<1)



$\operatorname{ch} v$ піднімає (>1)



номерка v -ра Чедомівська

Базис $\{1, x, x^2, \dots, x^n, \dots\}$, опоронанням якій є Гаудерія, єдиний умножені Чедомівська.

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.

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

$$\varphi_n(x) = cd(K, nw), \quad \text{где } x = cd(k, w), \quad k, k_1 \in (0; 1)$$

неп-р эллиптический $[0; 1]$

Равнодейств. это $\varphi_n(x) = \frac{N(x)}{D(x)}$ - пер. пр-е. (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 гр-ре Чебышева (они same на
множ.), все нули - на единичн окн.



Нули в множ.

$n = 2k$ - нули непарные $n = 2k+1$ - один нуль на ∞

K раз, где
закрытые = 0!

Первые способы

1. Варшевский - загадка генератора \hbar
2. Чеджуб - загадка n и ε (река $\gamma_1 = \gamma_1(\gamma)$ - озера γ)
3. Динамические - загадки (n, ε, γ) или $(n, \varepsilon, \gamma_1)$ или $(\varepsilon, \hbar, \gamma_1)$
(б. вол. волны n можно привести к единице)

В приведенном виде изображение ходов. Каждый генератор так:



Многие ПП с промежуточными

но! Есть их очень много, в ПП есть правильные.
Быть то что то не зря!

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 среза в характеристиках не сглажив. Характер среза соиздействует компенсационным номодам.

RLC-класс; можно одновременно регулировать;



$$Z_{\text{резонанс}} = 0$$

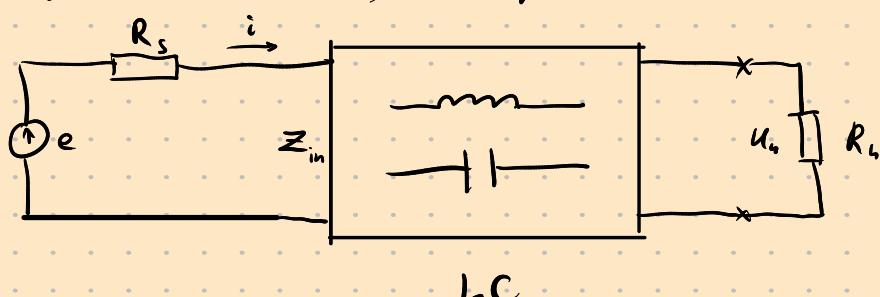
$$Y_{\text{резонанс}} = 0$$

- независимо друг от друга
зависит напряжения и токи

регулирования

Безустановочные линейные схемы

Резонанс (и выше) в схеме нет!



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

- напряжение 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

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

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

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

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

$$G(v) = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(v)} \quad - \text{ зависимость } G \text{ от частоты } v$$

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

коэффициента передачи Z_{in}

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



Задача: найти $Z(s) = \frac{N(s)}{D(s)}$, представив векторную зависимость с зазором $z(s)$. (последовательно с зазором идет)

Die nepreza u $P_{in} \propto Z_{in}$, menno nepreza u u u i e
kamoborn naryanogram (B nux ypreze podobie s naryanogramom)



$$a = \frac{U_{in} + iR_s}{2}, \quad b = \frac{U_{in} - iR_s}{2}, \quad i = \frac{a - b}{R_s}$$

$$P^+ = \frac{U_i i^*}{2} = \frac{(a+b)(a-b)}{2R_s} = \frac{|a|^2 - |b|^2}{2R_s} = \frac{P}{Q}$$

$$Ba^* - B^*a = Ba^* - (Ba^*)^* = \text{Im}[Ba^*]$$

$$P_{in} = \frac{|a|^2 - |b|^2}{2R_s} \quad \text{Bleyen kresq.-i oprimene } g = \frac{b}{a} :$$

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

$$\text{Normiran na } g: \quad \frac{b}{a} = \frac{U_{in} - iR_s}{U_{in} + iR_s} = \frac{Z_{in} - R_s}{Z_{in} + R_s}$$

Normiran na $|a|$:



$$u = e - iR_s$$

$$a + b = e - \frac{a - b}{R_s} R_s$$

$$a + b = e - a + b \Rightarrow a = \frac{e}{2}$$

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

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

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

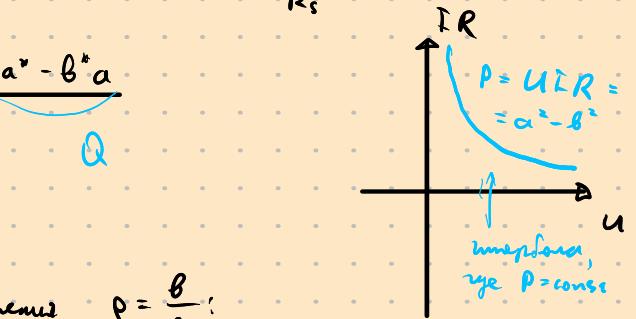
$$G = 1 - |g|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 F_n^2(\nu)}$$

Faziesplot:

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

B nare naryanogram $|g| \rightarrow 0$,

δ nare 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 ω и передатчее звено с умножением на β .

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

Следовательно звено сдвиг ω и звено с умножением на R_s , т.е.

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

Приложение реальных

Если объект имеет характеристики в компенсации ω_0 и R_0 , то все остано-
вленные звенья должны быть компенсированы.

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

(на частоте ω_0 и на компенсации R_0)

Зависимость x :

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

$$Z = qS$$

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

$$Y = qS$$

$$Y R_0 = \frac{j\omega q C_0 \cdot R_0 \omega_0}{\omega_0} = qS \underbrace{\omega_0 C_0 R_0}_1 = qS$$

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

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

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

Компенсированное звено звука

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

$$s^n (-s)^n \Big|_{s=j\nu} = \nu^{2n}$$

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

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

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

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

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

Теперь умножим $Z(s)$:

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

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

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

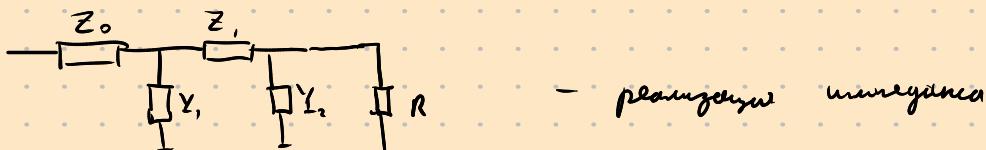
$$Z(s) = \frac{D_n(s) + s^n}{D_n(s) - s^n}$$

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

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

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

De-Kaylepsba recursive структура



- рекурсивная умножающая

$$Z = Z_0 + \frac{1}{Y_1 + \frac{1}{Z_1 + \frac{1}{Y_2 + \dots}}}$$

- умножающее звено



- рекурсивная аугментирующая

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

numerator
denominator

наш предыдущий звено умножающее звено:

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

$$Z(s) = Q(s) + \frac{R(s)}{D(s)} = Q(s) + \frac{1}{\frac{D(s)}{R(s)}} \quad - \text{результат деления}$$

Деление то же самое что и $\frac{D(s)}{R(s)}$, но т.г. - конечная производная!

Базисные ненулевые коэффициенты: $Q_0(s), Q_1(s), \dots, Q_r(s)$

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. кратность, можно равнозначн. приведено.

Несимм. q -касп - асинхронное сопротивление

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

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

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

$$\underline{\underline{Y}} R_0 = \frac{j\omega q C_0 R_0 \omega_0}{\omega_0} = q s \frac{\omega_0 C_0 R_0}{1} = q s$$

R_0 - фазонное сопротивление (сопротивл. нормальная)

ω_0 - фазовая частота (коэффиц. приведен.)

L_0, C_0 - параметры из R_0, ω_0

Чтобы быть, $q_n = 1$, т.е. несимм. сопротивл./приведенное = R_0 .

Переход к группам сопротивл.

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



$$Y = q s : \quad \boxed{q s} \rightarrow \boxed{\frac{q}{s}} = \frac{1}{\frac{1}{q} \cdot s} \Rightarrow \boxed{\frac{1}{q} L_0}$$

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

одинаковая производная

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

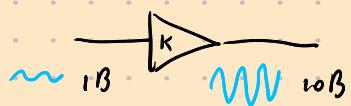
Но! Это отличает форму из базы ввода в Чебышева: у них в производном выражении есть еще члены. Y отличается не,

Дир реченьзарын иштегенде бүгд qS^2 түмнөн „гбиний гүр-
перенүүчөөр“ - бирсэл иштэвнэгээд бүгд зууханчилгаа - перенүүчөөс

NB Тэрнэ өрнүүрүүн нээгээд багасных захидас, мөнгө он, үзүүлийн
раджиний нээх.

Резонансын нас нутгийн реалынгүйгээ LC , ноо цвартыгийн
рэзонансын (төвдөрөгөөнчийн).

Активные фильтры



Прием обратной связи

feedback loop



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

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

$$U = \frac{e}{1 + \beta K} \Rightarrow K_e = \frac{K}{1 + \beta K} \quad \text{- основная оп-тв. звено при обратной связи}$$

$$K_e(p) = \frac{K(p)}{1 + \beta K(p)} \quad \text{- ищем ненулев. корни} \Rightarrow \text{исследуем устойчивость}$$

$$\beta K(p) = -1 \quad \text{- собственные значения ненулев.}$$

Если ненулев. в левой полупл., то конечные значения - бес. + убываю.
Если в правой, сущ. неустойчив.

Внешн. ненулев. обратной связи называют побоч. звено - побоч. ненулев.

Операційний умнів



e^+, e^- , U - одинаково змінні!

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

Оптич. вхіг - навернутий

Пасивний - післявернутий

Оп. умнів може бути не лише одн. обсяг!

Оп. - суміжок + умнів.

①



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

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

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

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

βK_d - коеф-т передачи позитивної змін

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

Нагадаємо, K_d є коєф-т ганка для даних, а β - це коєф-т відповідь (головні резистори).

②



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

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

