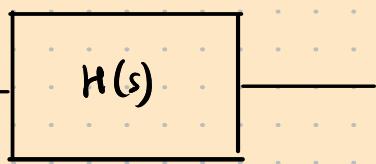


Бриоров Александер Алексеевич

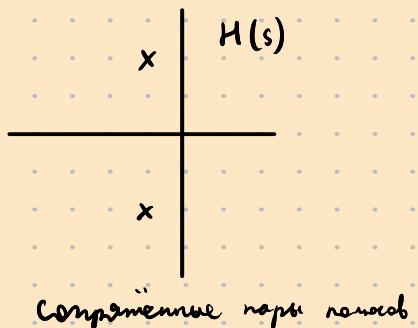
Проблема физикации



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

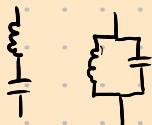
$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} // \begin{matrix} \text{ненулев.} \\ \text{разумная оп-ка} \end{matrix}$$

1. Сущность $H(s)$ - как её видеть? Сущность из АЧХ
2. Реализация - как сделать генератором? Чему приведет



Она не реализуема АЧХ и RC цепьми.

Но есть RLC



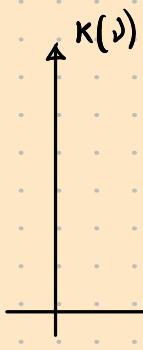
- реализуема гарм. синг. помеха

Симметричные пары помех

Однако интуитивно не хочется. Их можно заменить умножением!

RC - **авиабиле** RC-цепь / фильтр

Cards on AUX



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

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

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

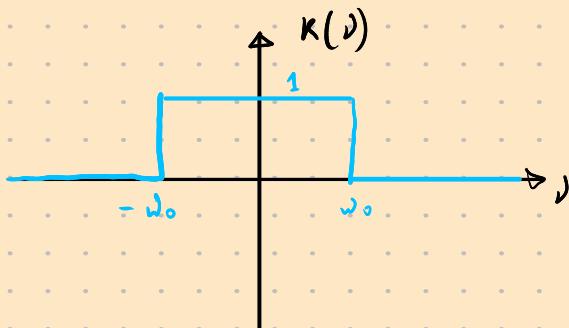
- Рассмотрим задачу: при $s=j\omega$, $H(s^*) = H(-s)$, и так же имеем равенство $H(s) \cdot H(s^*) \Big|_{s=j\omega} = H(s) \cdot H(-s) \Big|_{s=j\omega}$

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

AUX^2 — это же ω -модуль частоты

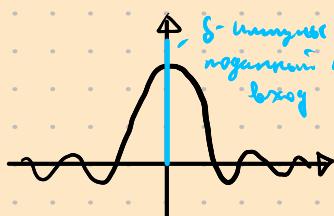
Соответствующий частоте ω бегущий фронт синусоиды (или, если заменить $s \rightarrow -s$), и частоту на бегущем фронте $H(s)$, частоту — $H(-s)$.

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 ясно. Применяя
принцип наложения (редукция
равные бегущие волн)

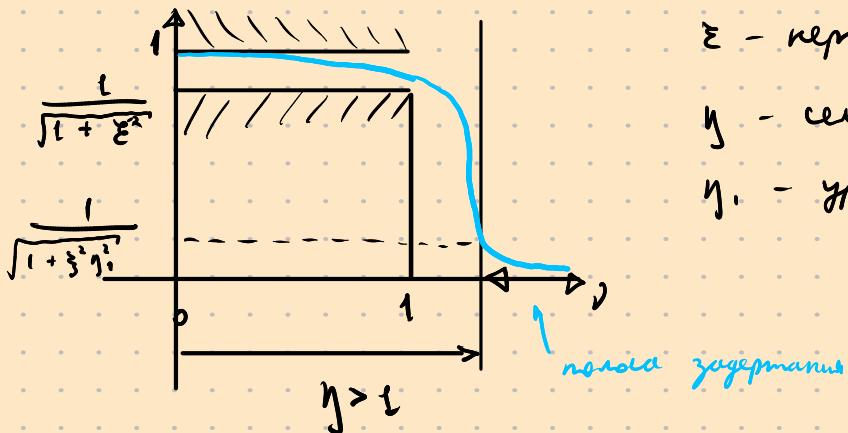
Т.е. такой спектр не реализуется.

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 **Баттерворта**

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

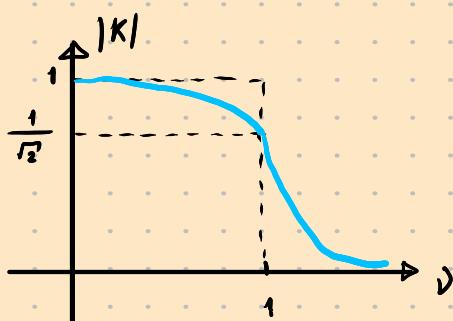
3. $F_n(v) = R_n(v)$ - **мінімаксний** критерій, $R_n(v)$ - розпод. змінної. як - ма

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 ε забезпеченням виснаження ω_0 , т.е. ε не виснажене - он більше 1

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



При $n \rightarrow \infty$ та АЧХ засоб. симетрична
недавної пропусканням.

Виснажені зони хвиль - 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: $\left(\frac{s}{j}\right)^{2n} + 1 = 0$

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

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

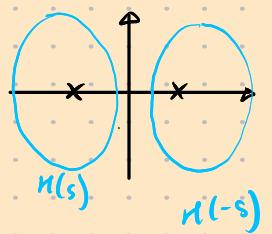
$$s_k = e^{j\left[\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2n} + \frac{\pi}{n}k\right]} \quad - \text{номеры нулей, при которых } H(s) \cdot H(-s)$$



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

Примеры

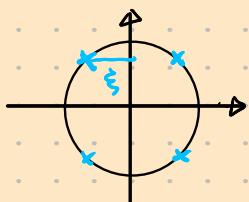
$$n=1: \quad \frac{1}{1 + \left(\frac{s}{j}\right)^2} = \frac{1}{1 - s^2} \quad s = \pm 1 \quad - \text{ноль}$$



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

Универсальная зона!

$$n=2:$$



Симметричный полоса на ej. круге характеристи-

ческое зондование ζ

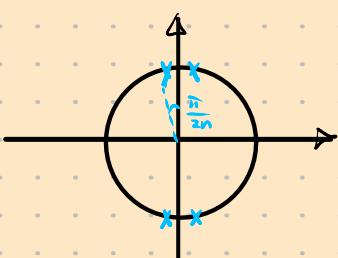
$$\text{Полином } s^2 + 2j_3s + 1$$

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

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

У дійсного Гауссервого синуса негативні знач.

Ені жерде бірнайиғынан, негативні орнашында күштілік орнаша (янар $\frac{\pi}{2n}$) - бірнайиғынан



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

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

Решімірдің с макшынан шектенең тәжірибелі жәнең.

Чебышев

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

$-1 \leq v \leq +1$; $|P_n(v)| \leq 1$ - осцилляциялардың ортағы анықтамалар

$$P_n(v) = \cos(n \arccos v)$$
 - именем **Чебышев** (1)

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

$$\alpha = \arccos x$$

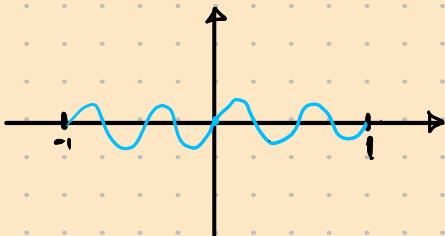
$$\text{Негіздену} \quad P_{n+1}(x) + P_{n-1}(x) = 2P_n(x) \cdot x$$

$$P_{n+1} = 2xP_n - P_{n-1}, \quad - \text{ рекурренттік ғл-да}$$

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

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

По ғл-да (1) негіздену, көп $P_n(x)$ орнадында салынад $[-1; +1]$ мін-за архимедия. Негіздену оңдей



$n \arccos x$ мендесінде 0-дан $n\pi$ га

Зертте, $x \in [-1; 1]$ промежуткінде күштілік

негативнеге осцилляция. Енің n -шіндегі, то $b = 0 - 0$.

Пореди наведені спрощення на біні змінніх \arccos мають під-значення
кожного з компонентів аргумента.

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

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

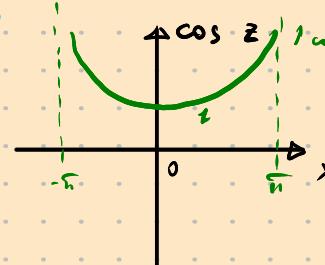
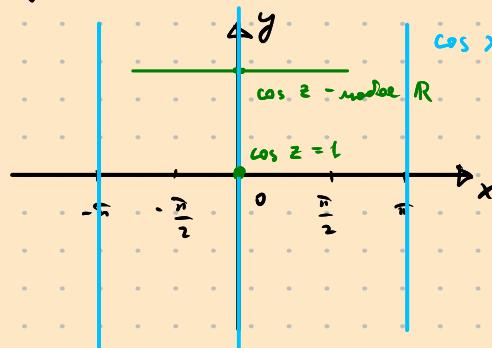
$$\sin iy = j \text{sh } y$$

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

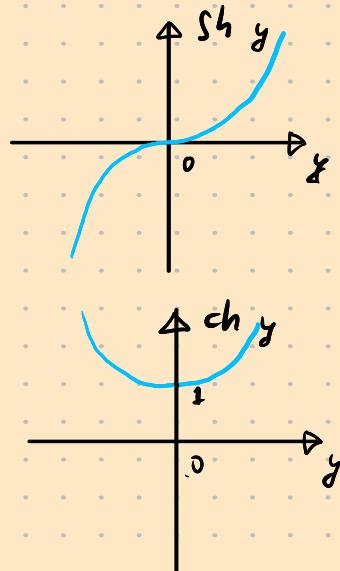
Если $y=0$, то $\cos z = \cos x$.

- Компонента $\text{ch } y$ єдиність та \cos однакові в 0,

тоді $\sin x = 0$,



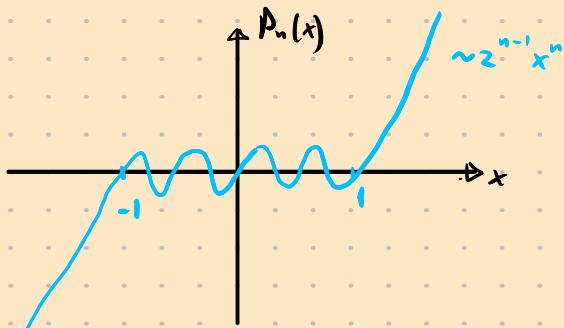
($\cos z$ ненулевий, $y > 0$)



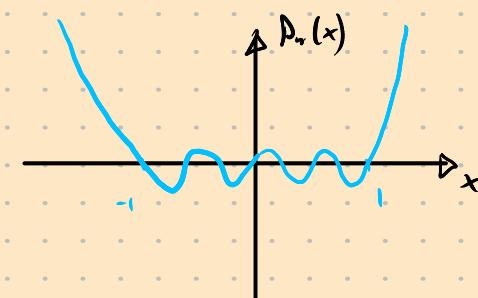
Це єдині аргументи \arccos -модулі $x \in \mathbb{R}$, у яких $\arccos x$ має тільки єдине значення, та $\cos(n \arccos x)$ має тільки єдину величину.

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

При $n \geq 1$ єдині дійсні коріні.



$P_n(x)$, n -рівні



P_n , n -рівні

y Числові вимірювання не залежать від масштабу.

Новек номозб:

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

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

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

$u - jv$

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

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

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

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

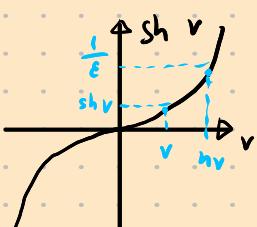
$$\operatorname{sh} nv = \frac{1}{\varepsilon} \Rightarrow v = \frac{1}{n} \operatorname{sh}^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)$$

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

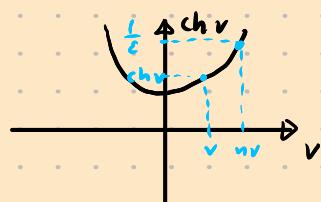
$$S_k = j \left[\operatorname{ch} v \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2n} + \frac{\pi}{n}k\right) + j \sin\left(\frac{\pi}{2n} + \frac{\pi}{n}k\right) \operatorname{sh} v \right]$$

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

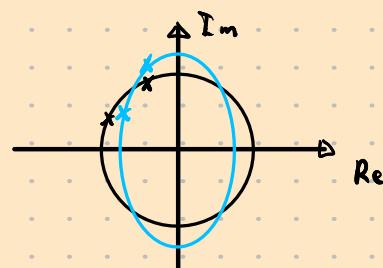
Опс. гармоника таємо коеф-ти умножені на $\operatorname{sh} v$ та $\operatorname{ch} v$.



$\operatorname{sh} v$ умножає (<1)



$\operatorname{ch} v$ піднімає (>1)



нормальна крива Чедомівська

Базис $\{1, x, x^2, \dots, x^n, \dots\}$, споряджений з цп-ко Гармонія, єдиниця 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 $\cos(n \arccos x)$ - монотон., много разные
множества симметрии в окрестности. - т.н. **периодические эллиптические**
функции.

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

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

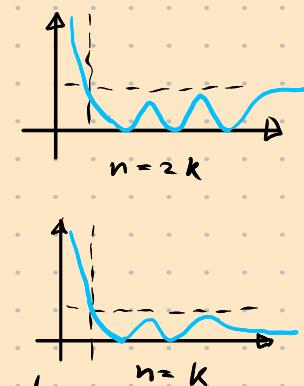
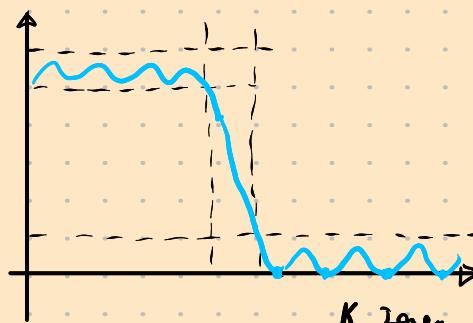
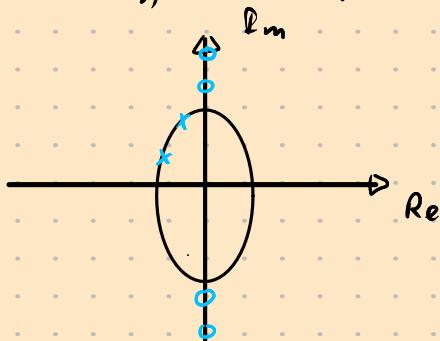
напр. $\varphi_n(x) = \int_0^x \frac{1}{\sqrt{1-\epsilon^2 \sin^2 u}} du$

Равнодейств. это $\varphi_n(x) = \frac{N(x)}{S(x)}$ - пер. пр-ва. (есть много нулей)

Равн. нулей в окрест:

$$N(s) N(-s) = \frac{1}{1 + \epsilon^2 \varphi_n^2(s)} = \frac{1}{1 + \epsilon^2 \frac{s^2}{N^2}} = \frac{N^2}{N^2 - \epsilon^2 s^2} = 0 \quad \begin{array}{l} \text{- нули} \\ \text{- нули} \end{array}$$

По нулям Оренс назовет на пер. пр-ва Чебышева (или same на
русс.), все нули - на концах осн.



Нули в окрест.

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

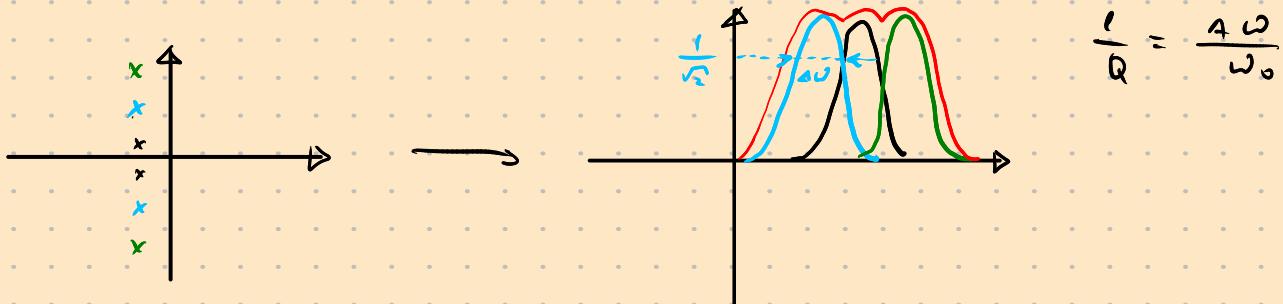
K раз, где

Заданные = 0!

Первые способы

1. Варшевский - загадка генератора \hbar
2. Чедицеб - загадка n и ε (река $\gamma_1 = \gamma_1(\gamma)$ - озера γ)
3. Димитровские - 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 промежуточной связью

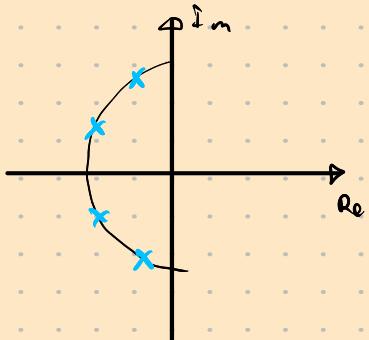
но! Есть их очень много, в ПП есть правильные.
Быть то что есть не значит! Кто и каким.

Лекционные схемы

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

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

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

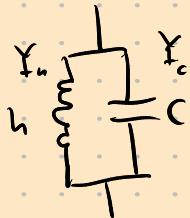
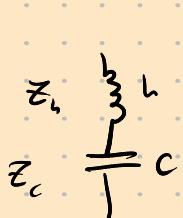


В классах RC и RL имеют компоненты настроек
(= коррекционные процессы) передаваемые.

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

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

RLC-класс; можно добиваться резонанса;



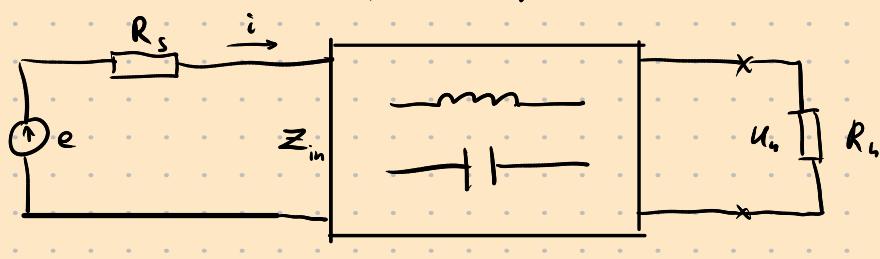
$$Z_{\text{резонанс}} = 0$$

$$Y_{\text{резонанс}} = 0$$

- неравномерность из группы
затухания ненормированной
амплитуды

Безустановочные линейные схемы

Резонанс (и выше) в группе нет!



LC

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

- 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

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

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

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

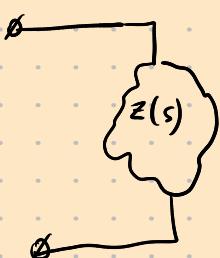
$$\Rightarrow G = 8 \text{ выражается } 1 \quad (\text{известно выражение } R_s = R_u)$$

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

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

коэффициента нелинейности Z_{in}

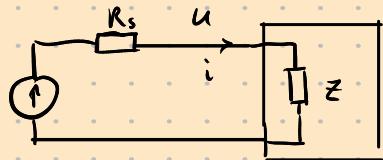
$$U_{in} = \frac{e Z_{in}}{R_s + Z_{in}} \quad P_{in} = \frac{|u_{in}|^2}{2 Z_{in}^2}$$



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

сами нелинейностями. (помимо решения в реальном времени)

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



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

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

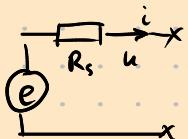
$$Ba^* - B^*a = Ba^* - (Ba^*)^* = \text{Im}[Ba^*]$$

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

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

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

Normiran na $|a|$:



$$u = e - iR_s$$

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

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

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

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

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

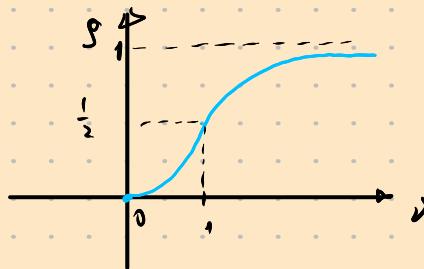
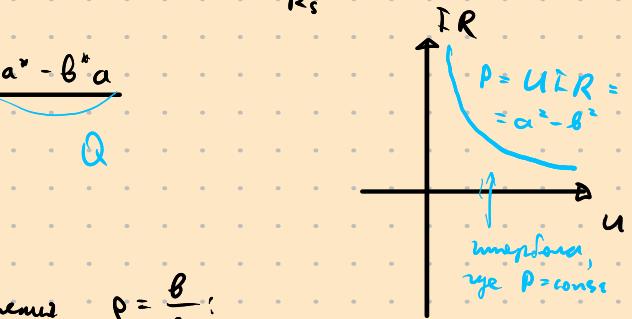
$$G = 1 - |g|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 F_n^2(\nu)}$$

Faziesplot:

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

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

δ narec 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 τ и передаче α компенсации κ 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 β 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 ω_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 ω_0 и на компенсации R_0)

Также есть формула:

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

$$Z = qS$$

—

$$qL_0$$

$$\frac{Z}{R_0} = \frac{j\omega qL_0 \omega_0}{R_0 \omega_0} = qS \frac{\omega_0 L_0}{R_0} = qS$$

$$\frac{Y}{R_0} = qS$$

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

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

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

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

Компенсация табулирована звено 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 $Z(s)$:

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

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

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

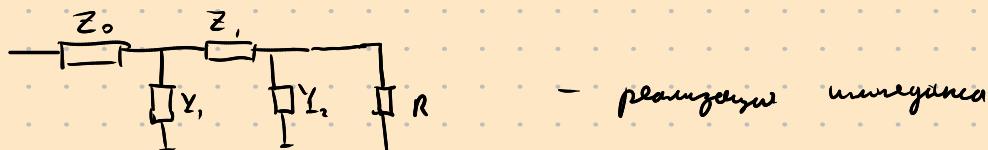
$$Z(s) = \frac{D_n(s) + s^n}{D_n(s) - s^n}$$

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

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

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

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

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

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

$$Z(s) = Q(s) + \frac{R(s)}{D(s)} = Q(s) + \frac{1}{\frac{D(s)}{R(s)}} \quad - \text{нечисто зерном позиционное}$$

Деление то же самое есть $\frac{D(s)}{R(s)}$, и т.д. - конечная структура!

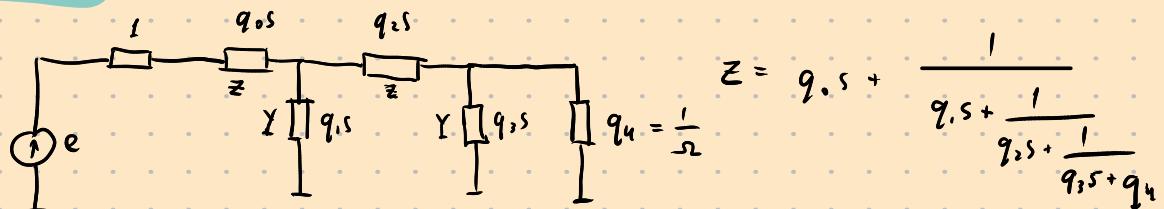
Базовые части разности: $Q_0(s), Q_1(s), \dots, Q_r(s)$

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

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

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

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

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

R_0 - фазонное сопротивление (сопротивл. нормы)

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

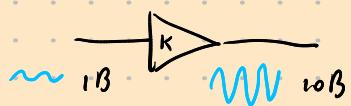
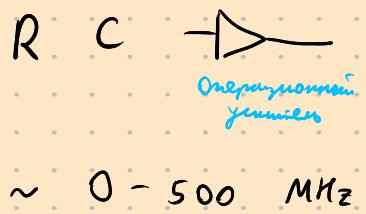
Но! Это отличает форму из базы ввода в Чебышева: у них в производном выражении есть еще члены. Y отличается не,

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

NB Тэрнэ өрнүүрүүн нээлтэй б хасахыг захидас, мөнгө он. Үүнэдээ
раджсан тэжээ.

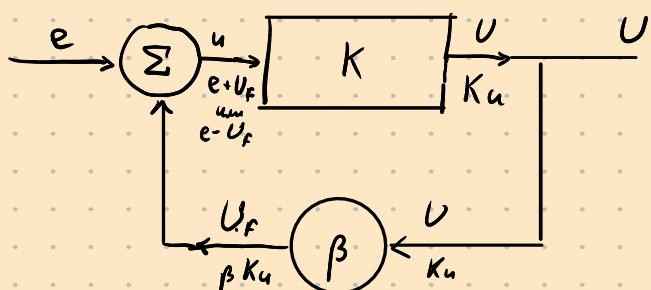
Резонансын нас нутгийн реалынгүйг нь LC, ноо цвартыгийн
рэzonансын (төвдөрөнөөнүй).

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

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

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

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

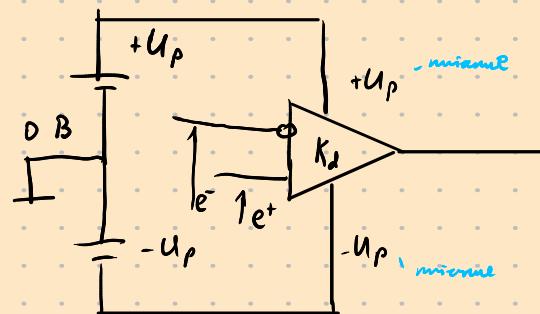
$$\beta K(p) = -1 \quad \text{- собственные значения ненулев.}$$

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!

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

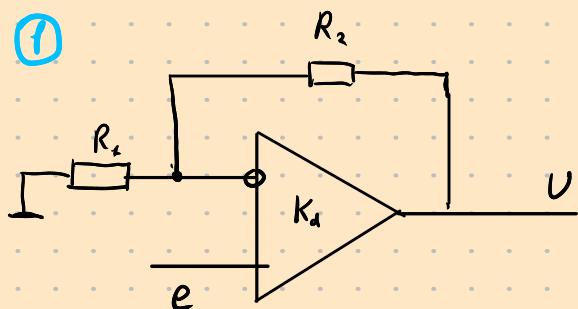
Оптич. вхіг - навернутий

Пасивний - післявернутий

Оп. умнів може бути не лише одн. обсяг!

Оп. - суміжок + умнів.

①



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

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

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

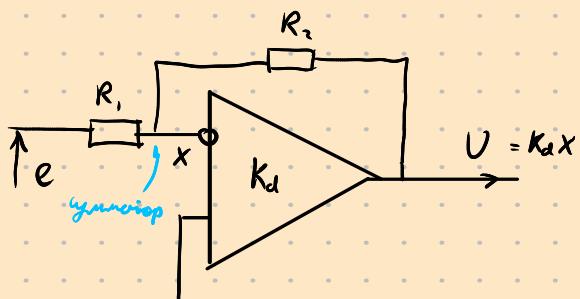
$$K_e = \frac{U}{e} = \frac{K_d}{1 + \beta K_d}$$

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).

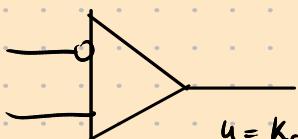
②



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

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

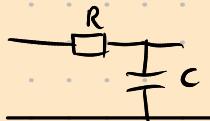
AUX операционного усилителя



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

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

Берілген ОУ кеңінде инвер. үзен:



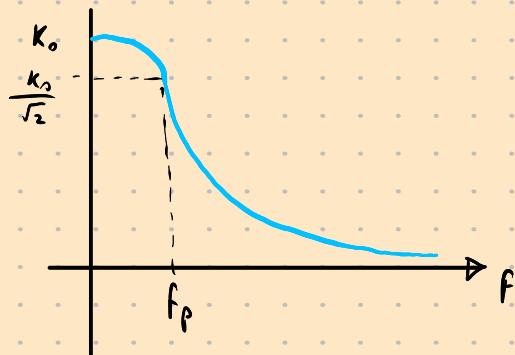
$$\tau = RC$$

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

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

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

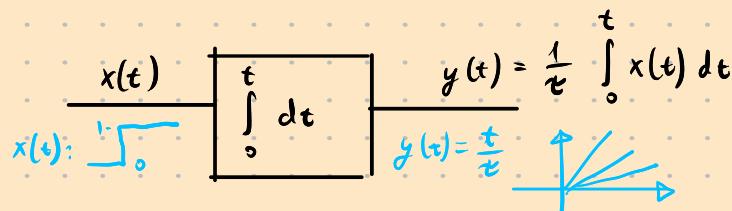
$$|K_d(jf)| = \frac{K_o}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_p}\right)^2}}$$



f_p кайнастрагасын нағыз ~10 Гц

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

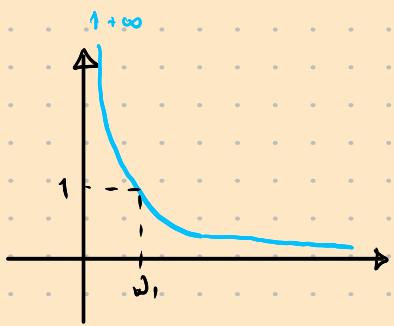
Идеальный интегратор



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

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

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



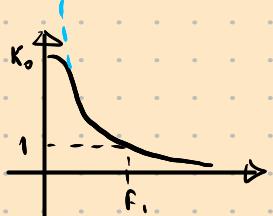
Характеристикасы берілген нәршелерден: $\tau (\omega_i)$ - радио екіншіншінде / где наступає переходний характеристикам

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

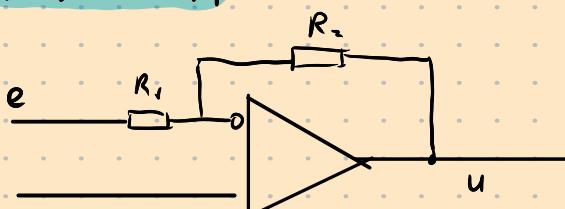
задана статична залежність

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

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

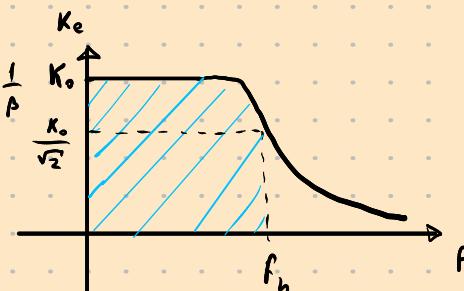
$$K_d(jF) = \frac{\frac{f_i}{jF}}{1 + \frac{\beta f_i}{jF}} = \frac{1}{\beta + \frac{jF}{f_i}} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{1 + \frac{jF}{\beta f_i}}$$

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

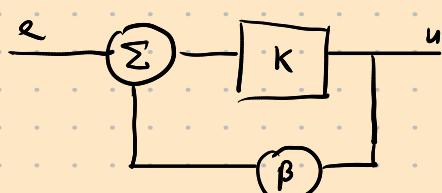
$$f_h = \beta f_i = \frac{f_i}{k_o} \quad - \text{багаторівні поганість}$$

$$f_h K_o = f_i$$

$$K_0 f_h = f_i \quad - \text{найменша залежність}$$



ОУ с неизменной связью



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

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

Номинально: $1 + \beta K(p) = 0$

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

ω_j - нули K_p
 ω_k - полюса K_p

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

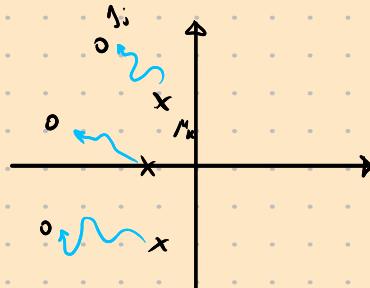
$$0 \leq \beta K_0 \leq +\infty$$

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

(βK_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



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

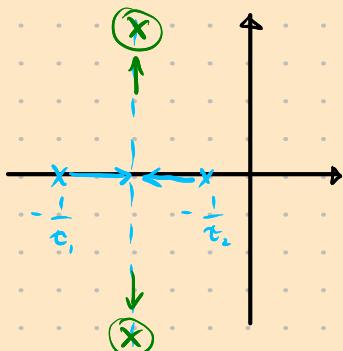
$$\text{Полоса перекрытия в серии} \quad - \frac{1 + \beta K_0}{T} = - \frac{1}{T}$$

Если γ имеет 2 нуля:

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

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

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

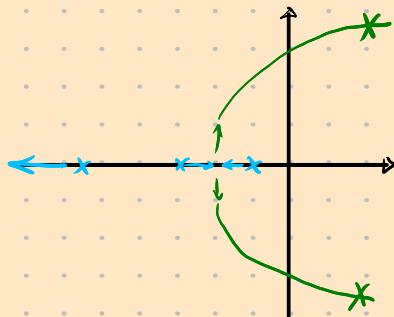


2 вырожденных нуля при $\beta K_0 \rightarrow \infty$

избирается в зависимости от величины βK_0
(неравнозначно!)

Дисперсионный нуль comp. нулей движется по RC -гиперболе.

Диаграмма нулей:



- система становиться неустойчивой.

Реализация звена

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

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

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

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

