

Бриоров Александер Алексеевич

Проблема физикации



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

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} // \begin{matrix} \text{ненулев.} \\ \text{разом с нулем} \end{matrix} - \text{рациональное сп-во}$$

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



Она не реализуема RLC и RC цепями.

Нужны RLC



- реализуема гарм. синг. момента

Симметричные пары полюсов

Однако интуиция не всегда верна. Их можно заменить упрощениями!

RC - **антирезонанс** RC-цепь / фильтр

Cards on AUX



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

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

— x змінніми зображені

$$\Rightarrow j = \frac{\omega}{\omega_0} \quad \text{Нас интересує значення } H(s) \cdot H^*(s) \Big|_{s=j}$$

AUX

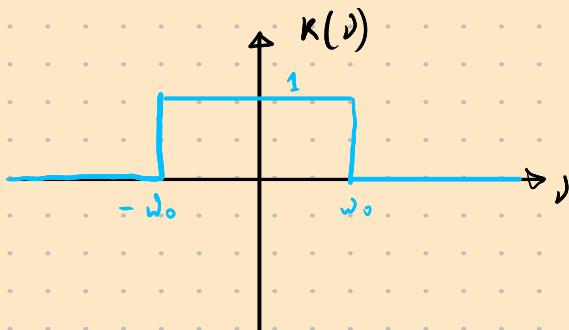
- При цій T.к. позначення $N \in \mathbb{D}$ бенефіц., та $H^*(s) = H(s^*)$, т.е.
рассматриваем $H(s) \cdot H(s^*) \Big|_{s=j}$
- Розглянемо зображення: якщо $s=j$, $H(s^*)=H(-s)$, та зовсім подібно:
 $H(s) \cdot H(s^*) \Big|_{s=j} = H(s) \cdot H(-s) \Big|_{s=j}$

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

AUX^2 — що змінить ефект наведення та поглинання

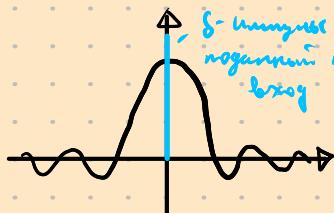
Со зображенням наведення та поглинання AUX^2 бенефіційно (змін. ефект
замінами $s \rightarrow -s$), та поглинуванням $H(s)$, поглинуванням $-H(-s)$.

Приклад. другий підвид підвиду рахунок



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

Частотна характеристика



— не єдин. відповідь
підвиду (різний
рівень ваговення)

T. e. такий підвид не реалізуємо.

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 виснажується виснаженням пропускання.

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

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

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

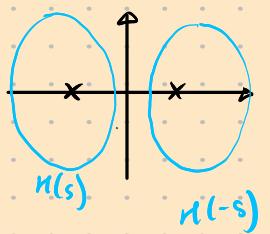
$$s_k = e^{j\left[\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2n} + \frac{\pi}{n}k\right]} \quad - \text{номеры нулей, при которых } H(s) \cdot H(-s)$$



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

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

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

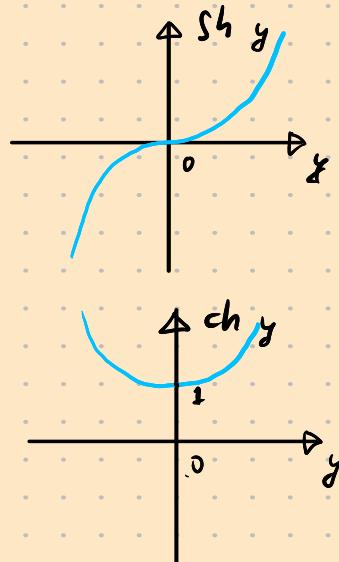
$$\sin iy = j \text{sh } y$$

- 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 одноделни в 0,

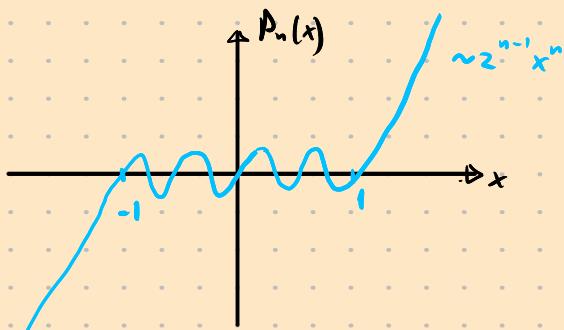
което $\sin x = 0$,



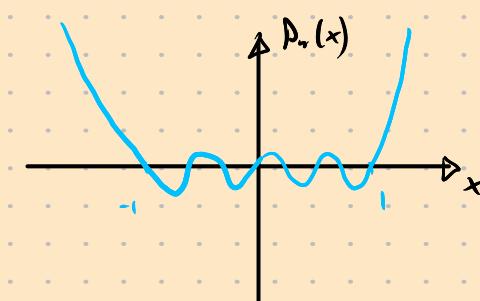
То есть аргументите \arccos -модула $x \in \mathbb{R}$, когато $\arccos x$ минимален, но $\cos(n \arccos x)$ останется бесконечен.

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

При $n \geq 1$ он имеет полюсы.



$P_n(x)$, n - четна



P_n n - нечетна

y Числовъка зависимост не съвпада със $\cos x$.

Новек номозб:

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

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

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

$$u - jv$$

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

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

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

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

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

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

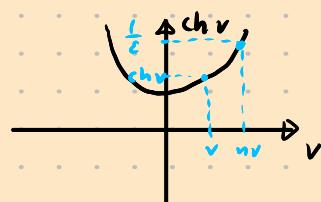
$$s_k = j \left[\operatorname{ch} v \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2n} + \frac{\pi}{n}k\right) + j \sin\left(\frac{\pi}{2n} + \frac{\pi}{n}k\right) \operatorname{sh} v \right]$$

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

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



$\operatorname{sh} v$ ємніст (<0)



$\operatorname{ch} v$ позитивні (>0)



номерка η -ра Чедомівська

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

Эллиптические функции



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

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

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

При $k=0$ - биссектриса в окружности, $\sin u \cos$

$$\int_0^{v_2} r(\theta) d\theta - \text{эллиптический интеграл}$$

Погодно зам., как $\cos(n \arccos x)$ - ненулев., много разные
множ. сдвиги в б. эллип. Типичн. - т.н. **полиномиальные эллиптические**
функции.

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

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

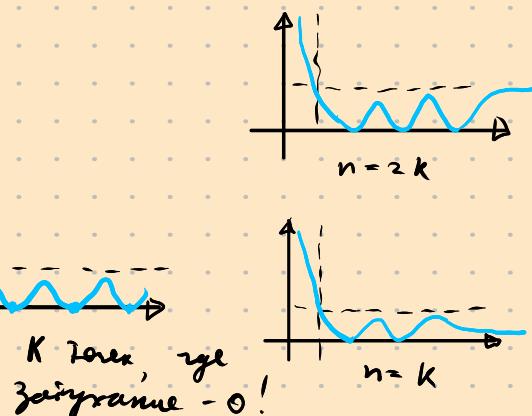
неп-р эллиптический $[0; 1]$

Равнодейств. это $\varphi_n(x) = \frac{N(x)}{\Delta(x)}$ - пол. пр-ва. (есть нули и полюса)

Ровно n нулей и полюсов:

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

По полюсам Оренс называет **Чебышева** (они same на
имя), все нули - на **имя** Оренса.



Нули в эллипсе.

$n = 2k$ - нули чётные $n = 2k+1$ - огрызки или ∞

K раз, где

Загораживаем $= 0$!

Первые способы

1. Варшевский - загадка генератора \hbar
2. Чедицеб - загадка n и ε (река $\gamma_1 = \gamma_1(\eta)$ - озера η)
3. Димитровские - загадки (n, ε, γ) или (n, ε, η_1) или $(\varepsilon, \eta, \eta_1)$
(б. вол. волны n можно привести к норме)

В приведенном виде изображение ходов. Каждый генератор так:



Многие ПП с приведенными

но! Есть их разн. типы, в ПП есть правильные.

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!



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

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

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

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

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

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

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

коэффициента передачи Z_{in}

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



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

Die reziproke von $P_{in} \propto Z_{in}$, wenn reziprok ist $\alpha + i\beta$ &
 komplexer Wirkungsgrad (B muss gerade passieren c. ungerichtet)



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

$$U_{in} = \alpha + B \quad i = \frac{\alpha - B}{R_s}$$

$$P^+ = \frac{U_i i^*}{2} = \frac{(\alpha + B)(\alpha - B)}{2R_s} = \frac{|a|^2 - |B|^2 + Ba^* - B^*a}{2R_s}$$

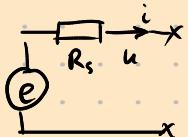
$$Ba^* - B^*a = Ba^* - (Ba^*)^* = \operatorname{Im}[Ba^*]$$

$$P_{in} = \frac{|a|^2 - |B|^2}{2R_s} \quad \text{Bleiben restl. unveränd. } g = \frac{B}{a} :$$

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

$$\text{Normierung von } g: \quad \frac{B}{a} = \frac{U_{in} - iR_s}{U_{in} + iR_s} = \frac{Z_{in} - R_s}{Z_{in} + R_s}$$

Normierung von $|a|$:



$$u = e - iR_s$$

$$a + B = e - \frac{\alpha - B}{R_s} R_s$$

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

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

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

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

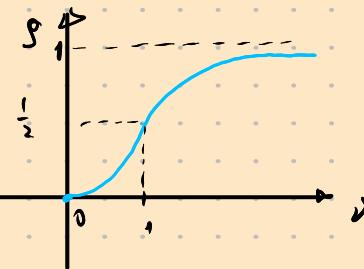
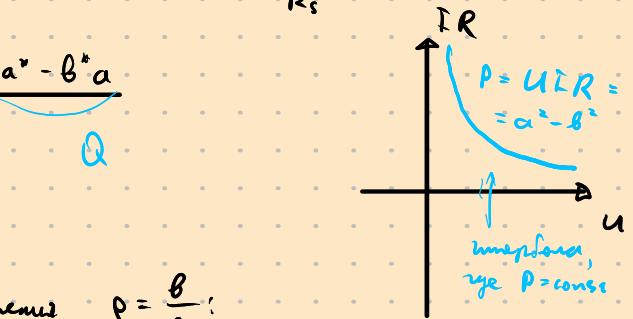
$$G = 1 - |g|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 F_n^2(\nu)}$$

Frequenz:

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

B nahe Grenzwert $|g| \rightarrow 0$,

B nahe Grenzwert $|g| \rightarrow 1$



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 единство:

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

$$Z = qS$$

—

$$qL_0$$

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

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

$$Y_{R_0} = \frac{j\omega qC_0 \cdot R_0 \omega_0}{\omega_0} = qS \quad \underbrace{\omega_0 C_0 R_0}_1 = qS$$

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

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

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

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

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

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

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

Деление то же самое что и деление $\frac{D(s)}{R(s)}$, но т.е. - конечной дробью!

Безразмерные 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. кратности, можно равнозначн. приведено.

Несимм. q -касп - асинхронное сопротивление

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

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

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

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

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

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

R_o - асинхронное сопротивление (сопротивл. нормы)

ω_o - асинхронная частота (коэффиц. гармоничн.)

L_o, C_o - параметры из R_o, ω_o

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

Переход к группам сопротивл.

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



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

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

одинаковая производная

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

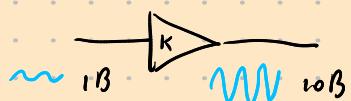
Но! Это отличает форму из базы ввода в Чебышева: у них в производном выражении есть еще члены. Y отличается не,

Дир реченьзарын иштегенде бүгд qS^2 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 $K \approx \beta$, $K_e = \frac{U}{e} - ?$

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

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

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

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

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 - післявернутий

Оп. умнів може бути необ. обр. обсяг!

Оп. - суміжок + умнів.

①



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

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

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

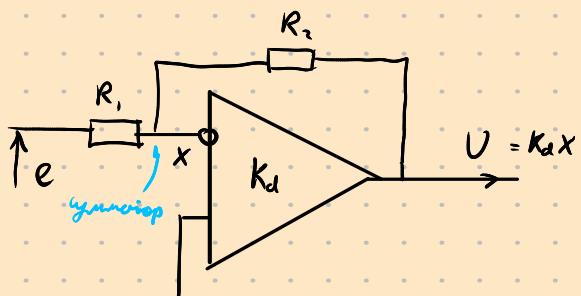
$$K_e = \frac{U}{e} = \frac{K_d}{1 + \beta K_d}$$

βK_d - коеф-т передачи позитивної змін

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

Нагадаємо, K_d є пост. гамма дієв. функція, а β лежить відповідно (збільшується з залежністю).

②



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

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

