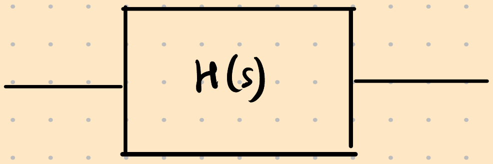
Григорьев Александр Алексеевич

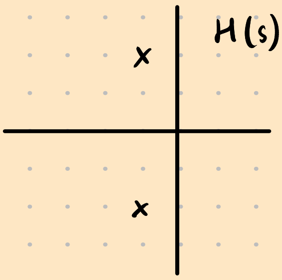
Проблема фильтрации



$s = \frac{p}{\omega_0}$ — характер. частота

$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)}$ полином / — рациональная ф-ия

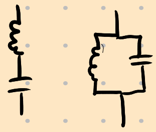
1. Синтез $H(s)$ — как её выбрать? Синтез по АЧХ
2. Реализация — как сделать четырёхполюсник? Центр внимания



сопряжённые пары полюсов

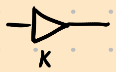
Они не реализуемы RL и RC цепями.

Нужны RLC



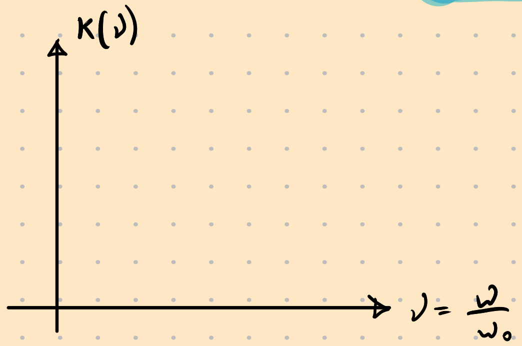
— резонаторы дают сопр. полюса

Однако индуктивности исп. не хочется. Их можно заменить усилителями!

RC 

— активные RC-цепи / фильтры

Синтез по АЧХ



АЧХ

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

$|H(s)|^2 = H(s) \cdot H^*(s)$ – к этому предъяв. требования

Нас интересует только $H(s) \cdot H^*(s)\big|_{s=j\nu}$

- Причём т.к. полиномы N и D веществ., то $H^*(s) = H(s^*)$, т.е. рассматриваем $H(s)\cdot H(s^*)\big|_{s=j\nu}$

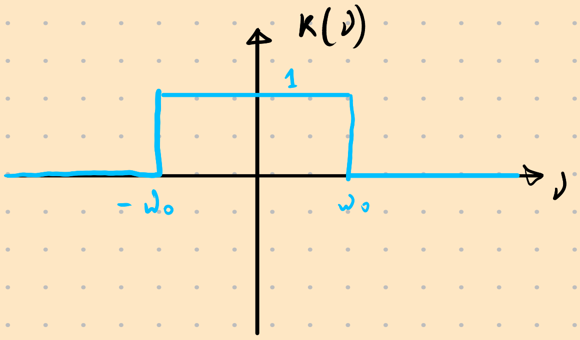
- Подменим задачу: при $s = j\nu$, $H(s^*) = H(-s)$, и так удобнее работать:
$H(s)\cdot H(s^*)\big|_{s=j\nu} = H(s)\cdot H(-s)\big|_{s=j\nu}$

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

АЧХ² — у этой ф-ии есть набор нулей и полюсов

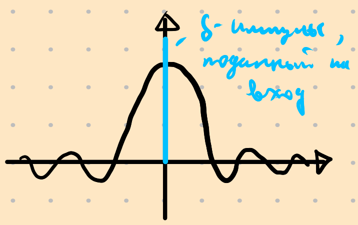
Созвездие нулей и полюсов АЧХ² всегда будет симметрично (отн. относ. замены $s \to -s$), и половину их возьмём в $H(s)$, половину – $H(-s)$.

Прямоуг. фильтр нижних частот



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

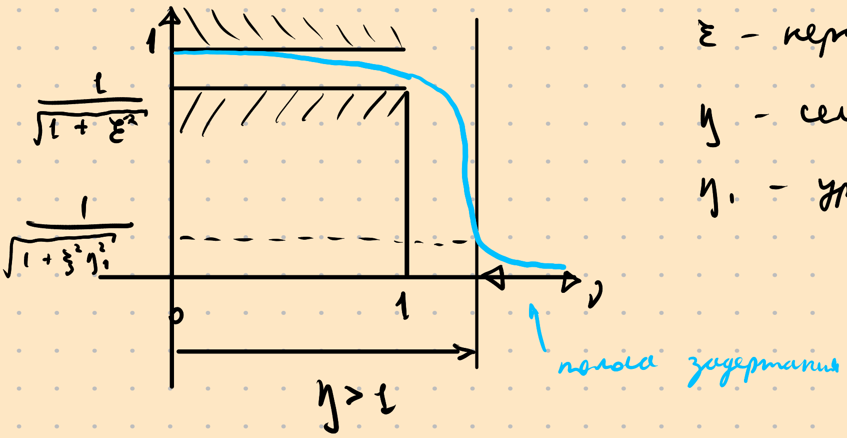
Импульс Найквиста



– не удовл. принципу причинности (реакция раньше воздействия)

Т.е. такой фильтр не реализуем.

Допустимая неравномерность АЧХ в полосе пропускания:



ε – неравномерность в ПП

η – селективность

η_1 – уровень на границе ПЗ

К успеху приводит:
$$H(s)\cdot H(-s)\Big|_{s=j\nu} = \frac{1}{1+\varepsilon^2 F_n^2(\nu)}$$
n – порядок фильтра

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

Варианты выбора:

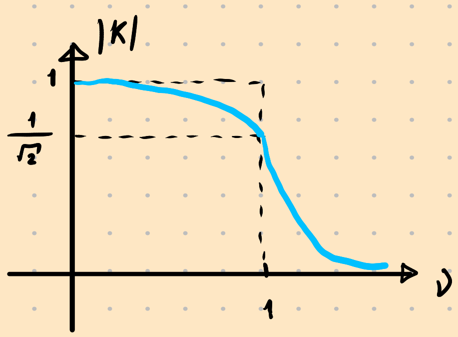
1. $F_n(\nu) = \nu^n$ – фильтр Баттерворта
2. $F_n(\nu) = P_n(\nu)$ – фильтр Чебышева, где $P_n(\nu)$ – полином Чебышева
3. $F_n(\nu) = R_n(\nu)$ – эллиптический фильтр, $R_n(\nu)$ – рацион. эллиптич. ф-ия

Баттерворт

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

$\varepsilon^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2n}$ – изменение ε эквивалентно изменению ω_0, т.е. ε не нужен – он всегда 1

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



При $n\to\infty$ эта АЧХ неогр. стремится к идеальной прямоугольной.

Всегда дает затухание -3 дБ

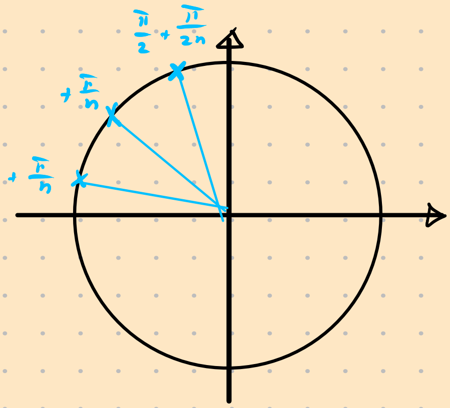
$$H(s)\cdot H(-s)\Big|_{s=j\nu} = \frac{1}{1+\nu^{2n}} \quad \Rightarrow \quad H(s)\,H(-s) = \frac{1}{1+\left(\frac{s}{j}\right)^{2n}}$$

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

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

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

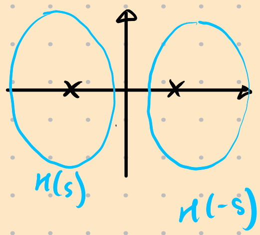
$$s_k = e^{j\left[\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{2n}+\frac{\pi}{n}k\right]}$$ — полюса произв. ф-ии $H(s)\cdot H(-s)$



— полюса с шагом $\frac{\pi}{n}$, картинка симметрична относ. мнимой оси!

Примеры

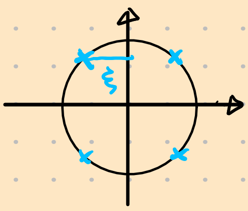
$n=1$: $\frac{1}{1+\left(\frac{s}{j}\right)^2} = \frac{1}{1-s^2}$ $\quad s=\pm 1$ — полюса



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

Интегрирующая цепь!

$n=2$:



Сопряжённая пара на ед. круге характеризуется затуханием ξ

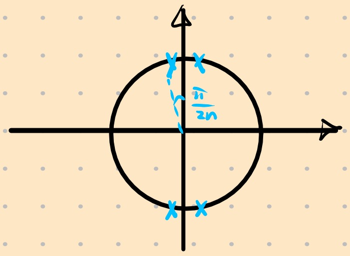
Полином $s^2 + 2\xi s + 1$

Корни $-\xi \pm i\sqrt{1-\xi^2}$

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

- У фильтров Баттерворта слишком медленный спад.

Если делать большой порядок, получаются очень близкие к мнимой оси полюса (угол $\frac{\pi}{2n}$) - высокая добротность



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

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

Фильтры с максимально плоской частотной хар-ой.

Чебышев

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

$-1 \le \nu \le +1;\ |P_n(\nu)| \le 1$ - осциллирует в обл-ти пропускания

$P_n(\nu) = \cos(n \arccos \nu)$ - многочлен Чебышева (1)

$\cos[(n+1)\alpha] + \cos[(n-1)\alpha] = 2\cos n\alpha \cdot \cos\alpha$ - по ф-ле cos суммы

$\alpha = \arccos x$

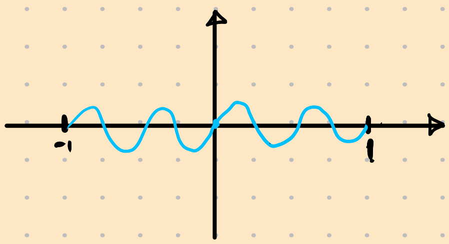
Получаем $P_{n+1}(x) + P_{n-1}(x) = 2P_n(x)\cdot x$

$P_{n+1} = 2xP_n - P_{n-1}$ - рекуррентная ф-ла

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

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

По ф-ле (1) получается, что $P_n(x)$ определён только на $[-1; +1]$ из-за арккосинуса. Поговорим о нём



$n \arccos x$ меняется от 0 до $n\pi$

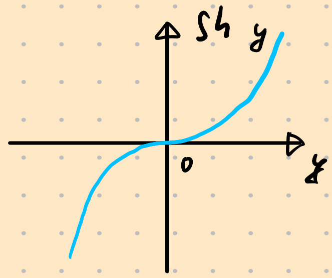
Значит, в $[-1; 1]$ происходит целое число полупериодов осцилляции. Если n - чётное, то в 0 - 0

Почему полином определен на всей оси? arccos надо рас-ивать как ф-ию от комплексного аргумента.

$$\cos(z) = \cos(x+jy) = \cos x \cdot \overbrace{\cos jy}^{ch\, y} - \sin x \cdot \overbrace{\sin jy}^{j\, sh\, y}$$

$$\cos jy = \frac{e^{j\cdot jy} + e^{-j\cdot jy}}{2} = \frac{e^{-y}+e^{y}}{2} = ch\, y$$

$$\sin jy = j\, sh\, y$$

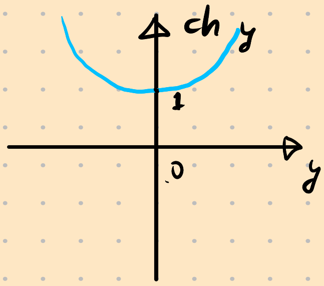


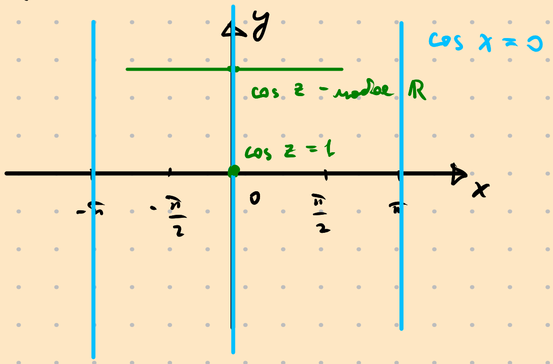
- Получим $\cos z = \cos x\; ch\, y - j \sin x\; sh\, y$

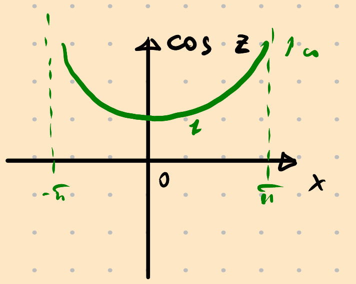
Если $y=0$, то $\cos z = \cos x$.

- Комплексная добавка в cos обращается в 0,

когда $\sin x = 0$.





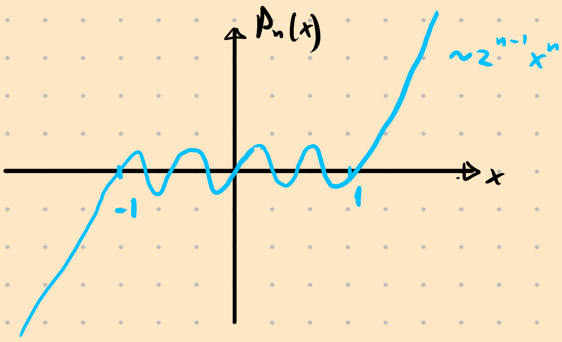


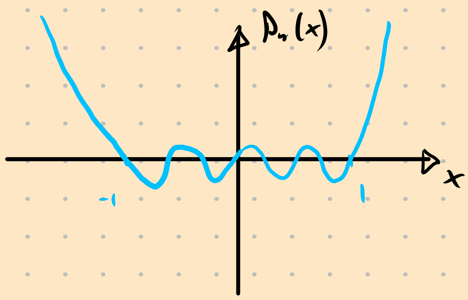
($\cos z$ при $y>0$)

То есть аргумент arccos - любое $x \in R$, иногда $\arccos x$ мнимый, но $\cos(n \arccos x)$ останется вещественным.

- $P_n(x) = 2^{n-1}x^n + \dots$ - старший коэф-т

При $x>1$ он быстро растёт.





$P_n(x)$, n - нечётное $\qquad$ P_n, n - чётное

У Чебышева быстрее по селективности отн. Баттерворта.

Поиск полюсов:

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

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

$$\cos\Big(n \underbrace{\arccos\left(\frac{s}{j}\right)}_{u-jv}\Big) = \pm\frac{j}{\varepsilon}$$

$$\begin{cases} \cos(n(u-jv)) = \pm\dfrac{j}{\varepsilon} \\ \dfrac{s}{j} = \cos(u-jv) \end{cases}$$

$$\underbrace{\cos nu \cdot \operatorname{ch} nv}_{=0 \;\Rightarrow\; \cos nu = 0} + j\overbrace{\sin nu}^{=(-1)^k} \cdot \operatorname{sh} nv = \pm\frac{j}{\varepsilon}$$

$$nu = \frac{\pi}{2} + \pi k \;\Rightarrow\; u_k = \frac{\pi}{2n} + \frac{\pi}{n}k$$ — похоже на Баттерворта

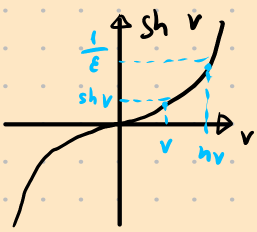
$$\operatorname{sh} nv = \frac{1}{\varepsilon} \;\Rightarrow\; v = \frac{1}{n}\operatorname{sh}^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)$$

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

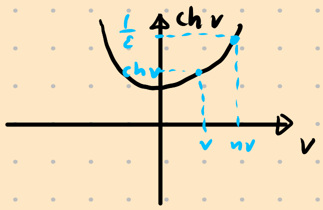
$$s_k = j\left[\operatorname{ch} v \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2n} + \frac{\pi}{k}n\right) + j\sin\left(\frac{\pi}{2n} + \frac{\pi}{n}k\right)\operatorname{sh} v\right]$$

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

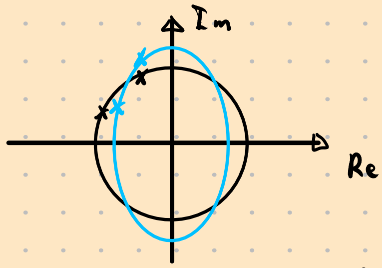
Отн. Баттерворта просто коорд-ты умножили на $\operatorname{sh} v$ и $\operatorname{ch} v$.



sh v уменьшает (<1)



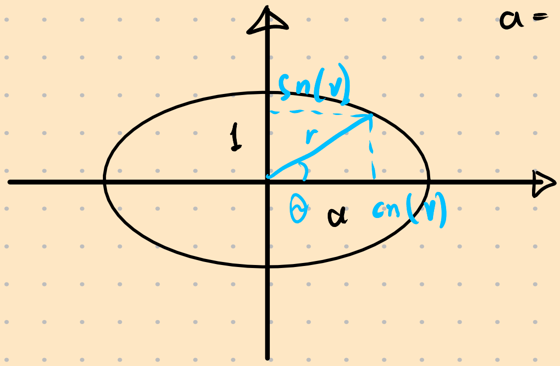
ch v увеличивает (>1)



полюса ф-ра Чебышева

Базис $\{1, x, x^2, \dots, x^n, \dots\}$, ортогонализованный в пр-ве Гильберта, есть многочлены Чебышева.

Эллиптические фильтры



$$a = \frac{1}{\sqrt{1-k^2}} \qquad k \in [0; 1)$$

$$v = \int_0^{\theta} r(\theta)\,d\theta$$

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

При $k = 0$ – вырождение в окружность, sin и cos

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

Подобно тому, как $\cos(n \arccos x)$ – многочлен, можно также штуки сделать и в эллипт. тригоном. – т.н. рациональные эллиптические функции.

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

$$\varphi_n(x) = cd(\underset{\substack{\downarrow \\ \text{пар-р эксцентриситета}}}{K}, \underset{\substack{\downarrow \\ [0;1]}}{nw}), \quad \text{где} \quad x = cd(K_1, w), \quad K, K_1 \in (0; 1)$$

Получается, что $\varphi_n(x) = \frac{N(x)}{D(x)}$ – рац. ф-ия. (есть нули и полюса)

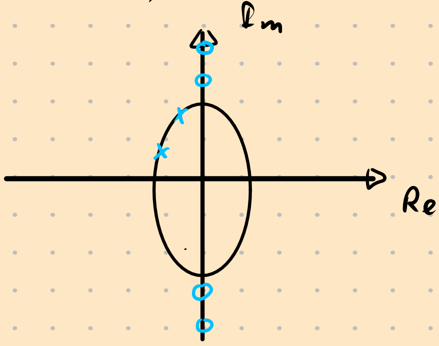
Поиск нулей и полюсов:

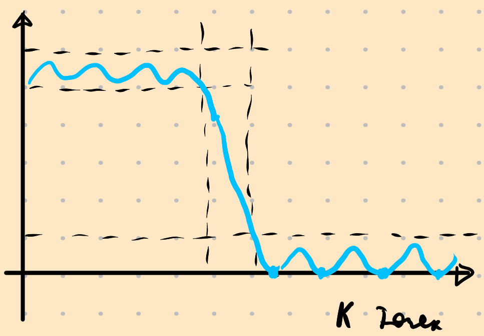
$$H(s)H(-s) = \frac{1}{1+\varepsilon^2 \varphi_n^2(v)} = \frac{1}{1+\varepsilon^2 \frac{D^2}{N^2}} = \frac{N^2}{N^2 - \varepsilon^2 D^2}$$

$N^2 = 0$ – нули

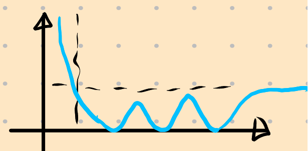
$N^2 - \varepsilon^2 D^2 = 0$ – полюса

По полюсам очень похоже на ф-ры Чебышева (они тоже на эллипсе), все нули – на мнимой оси.

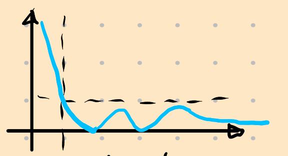




K точек, где затухание – 0!



$n = 2k$



$n = k$

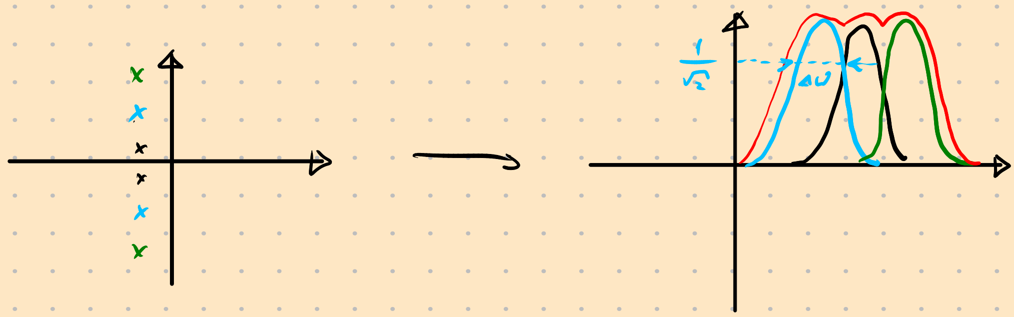
Нулей n штук.

$n = 2k$ – нули парные $n = 2k+1$ – один нуль на ∞

Пар-ры синтеза

1. Баттерворт – задаётся только порядок n
2. Чебышев – задаётся n и ε (тогда $\eta_1 = \eta_1(\eta)$ – определена)
3. Эллиптические – задаётся (n, ε, η) или (n, ε, η_1) или $(\varepsilon, \eta, \eta_1)$
   (в посл. случае n можно примерно посчитать)

В прошлом семе связанные колеб. контуры делали так:



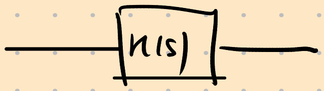
$$\frac{1}{Q} = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$$

Широкая ПП с крутыми скатами

Но! Если их расп. линейкой, в ПП АЧХ неравномерна.

Лучше по кругу или эллипсу! Как и получили.

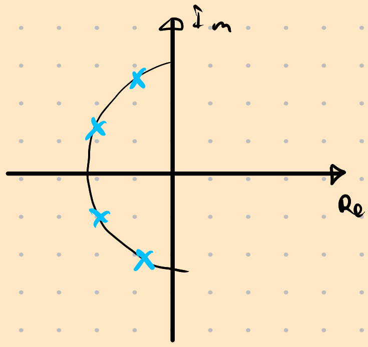
Лестничные фильтры



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

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

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

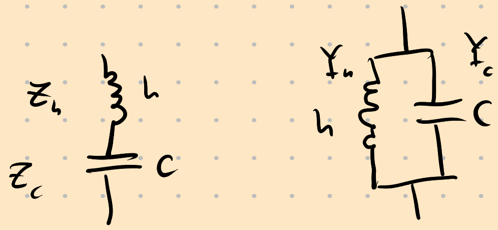


В классах RC и RL цепей сопряжённые полюса (= колебательные процессы) нереализуемы.

$$|K(s)| = \frac{\prod_{n=1}^{\infty} \text{рас-е до нулей}}{\prod_{n=1}^{\infty} \text{рас-е до полюсов}}$$ => только веществ-венными полюсами хороший срез в прямоугольнике не сделать. Хороший срез создаётся высокодобротными полюсами.

RLC - класс

; можно образовывать резонаторы;

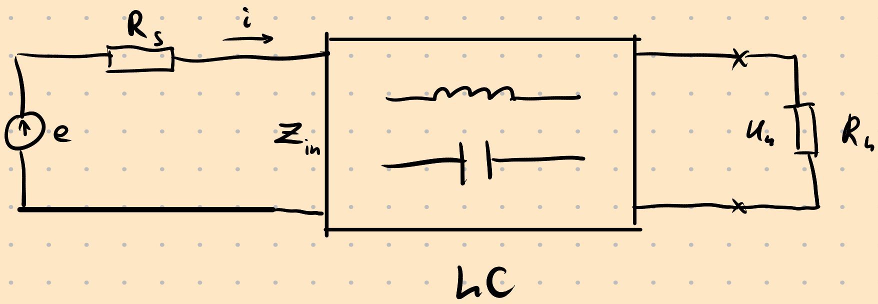


— получаются друг из друга заменой импеданса на адмиттанс

$Z_{резонанс} = 0$ $\qquad$ $Y_{резонанс} = 0$

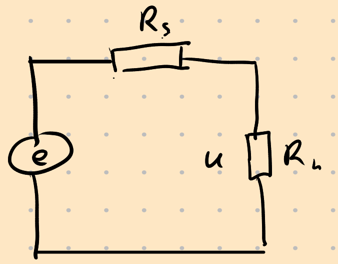
Бездиссипативные лестничные фильтры

Резисторов (и потерь) в фильтре нет!



$$P_н = Re\left[\frac{u \cdot i^*}{2}\right]$$ — мощность на нагрузке

Переходим к мощностям.



Какова мощность источника?

Она max когда $R_s = R_н$.

$$u = \frac{e}{R_s + R_н} R_L = \frac{e}{2}$$

$P = \frac{u^2}{R}$ (пост. напр.) $P = \frac{|u|^2}{2R}$ (пер. напр.)

здесь u – амплитуда

$P_s = \frac{e^2}{4R_s}$ (пост. напр.) $P_s = \frac{|e|^2}{8R_s}$ (гармонич. напр.) – мощность источника

Источник можно характеризовать P_s и R_s.

Коэф-т передачи мощности $G = \frac{P_н}{P_s}$ (gain)

$$G = \frac{\frac{|u_н|^2}{2R_н}}{\frac{|e|^2}{8R_s}} = \frac{4R_s}{R_н}\frac{|u|^2}{|e|^2} = \frac{4R_s}{R_н}|K|^2$$

$|K|^2$ → коэф-т передачи напряжения

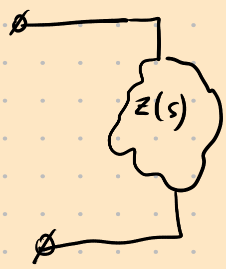
$|K|$ – в лучшем случае $\frac{1}{2}$ (половина на R_s, половина на $R_н$) =>

=> G – в лучшем случае 1 (лучший случай: $R_s = R_н$)

$G(\nu) = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\nu)}$ – требования к фильтру предъявляем по коэф-ту передачи мощности

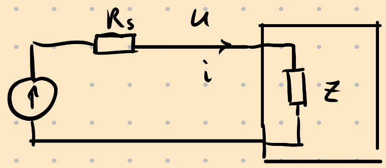
Т.к. нет диссипации внутри фильтра, то $G = \frac{P_{in}}{P_s}$ – это зависит только от входного импеданса Z_{in}

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



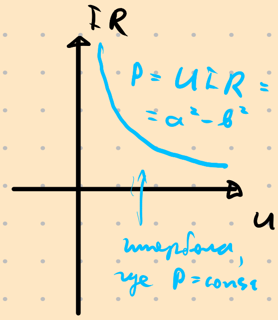
Задача: имея $Z(s) = \frac{N(s)}{D(s)}$, реализовать двухполюсник с этим импедансом. (развитая техника в теории цепей)

Для перехода от P_{in} к Z_{in}, можно перейти от u и i к волновым параметрам (в них проще работать с мощностями)



$$a = \frac{u_{in} + iR_s}{2} \qquad b = \frac{u_{in} - iR_s}{2}$$

$$u_{in} = a + b \qquad i = \frac{a-b}{R_s}$$



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

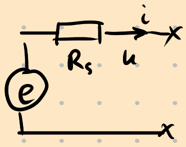
$$ba^* - b^*a = ba^* - (ba^*)^* = \operatorname{Im}[ba^*]$$

$$P_{in} = \frac{|a|^2-|b|^2}{2R_s}$$ Введем коэф-т отражения $\rho = \frac{b}{a}$:

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

Посмотрим на ρ: $\frac{b}{a} = \frac{u_{in}-iR_s}{u_{in}+iR_s} = \frac{Z_{in}-R_s}{Z_{in}+R_s}$

Посмотрим на $|a|$:



$$u = e - iR_s$$

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

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

Итого $P_{in} = \underbrace{\frac{e^2}{8R_s}}_{P_s}\left(1-|\rho|^2\right)$

$$P_н = P_{in} = P_s\left(1-|\rho|^2\right)$$

$G = \frac{P_н}{P_s} = 1-|\rho|^2$ — требование к G = требование к $|\rho|^2$

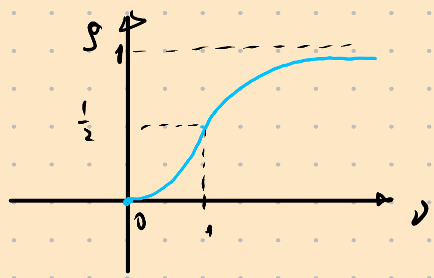
$$G = 1-|\rho|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 F_n^2(\nu)}$$

Баттерворт:

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

В полосе пропускания $|\rho| \to 0$,

в полосе заграждения $|\rho| \to 1$



Поставим требования на Z_{in}:

$$\pm\rho = \frac{Z_{in}-R_s}{Z_{in}+R_s}$$

причем для нас $\pm\rho$ — одно и то же (в силу того что требования для $|\rho|^2$)

Выбор знака связан к переходу от сопротивлений к проводимостям:

$$\rho = \frac{Y_{in}^{-1}-R_s}{Y_{in}^{-1}+R_s} = \frac{\gamma_s - Y_{in}}{\gamma_s+Y_{in}} = -\frac{Y_{in}-\gamma_s}{Y_{in}+\gamma_s}, \quad \gamma_s = \frac{1}{R_s}$$

Будем мерить все сопротивления в долях от R_s, тогда

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

Проблемы реализации

Если ввести эталонные частоту и сопротивление ω_0 и R_0, то все единицы станут безразмерными.

$$\frac{X_L}{R_0} = \frac{\omega L}{R_0} = x = \frac{\frac{\omega}{\omega_0}L}{\frac{R_0}{\omega_0}} \Rightarrow L_0 = \frac{1}{\frac{R_0}{\omega_0}} = \frac{\omega_0}{R_0}$$ — эталонная индуктивность

(на частоте ω_0 им. сопротивление R_0)

Также для ёмкости:

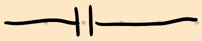
$$C_0 = \frac{1}{\omega_0 R_0}$$

$Z = qs$

qL_0

$$\frac{Z}{R_0} = \frac{j\omega q L_0 \omega_0}{R_0\omega_0} = qs\,\overbrace{\frac{\omega_0 L_0}{R_0}}^{1} = qs$$

$Y = qs$



qC_0

$$YR_0 = \frac{j\omega \cdot qC_0\cdot R_0\omega_0}{\omega_0} = qs\,\underbrace{\omega_0 C_0 R_0}_{1} = qs$$

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

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

Сопряжение эквивалентно замене знака

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

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

Оказывается всё то же самое, как для $h(s)$ и ф. Баттерворта.

$D_1(s) = s+1$

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

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

Теперь импеданс $Z(s)$:

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

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

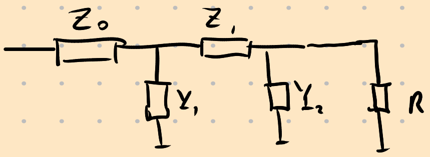
$$Z(s) = \frac{D_n(s)+s^n}{D_n(s)-s^n}$$

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

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

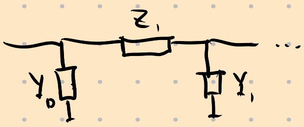
3: $D_n(s) = s^3+2s^2+2s+1$ $\qquad Z(s) = \dfrac{2s^3+2s^2+2s+1}{2s^2+2s+1}$

Де-Кауэрова лестничная структура



— реализация импеданса

$$Z = Z_0 + \cfrac{1}{Y_1 + \cfrac{1}{Z_1 + \cfrac{1}{Y_2 + \cfrac{1}{Z_2+R}}}}$$ — цепная дробь



— реализация адмиттанса

$z(s) = \dfrac{N(s)^{\text{nominator}}}{D(s)_{\text{denominator}}}$ надо преобразовать в цепную дробь:

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

$Z(s) = Q(s) + \dfrac{R(s)}{D(s)} = Q(s) + \dfrac{1}{\frac{D(s)}{R(s)}}$ — первый этап разложения

Делаем то же самое для $\dfrac{D(s)}{R(s)}$, и т.д. — конечная процедура!

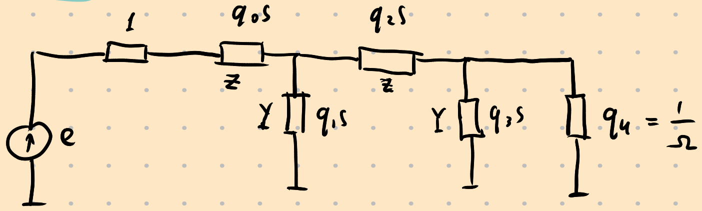
Возникает посл-ть частных: $Q_0(s),\ Q_1(s),\ \dots,\ Q_r(s)$

Как правило, $Q_n(s)$ – многочлен первого порядка, т.е. можно ввести т.н.

q-коэффициенты:

$Q_i(s) = q_i s$ – такое реализуемо импедансом

Реализация



$$Z = q_0 s + \cfrac{1}{q_1 s + \cfrac{1}{q_2 s + \cfrac{1}{q_3 s + q_4}}}$$

$P_s = P_1$

Наборы коэф-ов – данные табличные.

Это реализация импедансом, можно реализовать проводимостью.

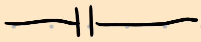
Последний q-коэф – активное сопротивление

$Z = qs$

qL_0

$$\frac{Z}{R_0} = \frac{j\omega q L_0 \omega_0}{R_0 \omega_0} = qs \overbrace{\frac{\omega_0 L_0}{R_0}}^{1} = qs$$

$Y = qs$



qC_0

$$YR_0 = \frac{j\omega \cdot qC_0 \cdot R_0\omega_0}{\omega_0} = qs \underbrace{\omega_0 C_0 R_0}_{1} = qs$$

R_0 – эталонное сопротивление (сопротивл. источника)

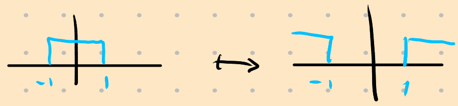
ω_0 – эталонная частота (которую фильтруем)

L_0, C_0 – считаются из R_0, ω_0

Чаще всего, $q_n = 1$, т.е. последнее сопротивл./проводимость $= R_0$.

Переход к другим фильтрам

1. $s \mapsto \frac{1}{s}$ – фильтр верхних частот



$Y = qs$:

$qs \longmapsto$

$\frac{q}{s} = \frac{1}{\frac{1}{q}\cdot s} \Rightarrow$

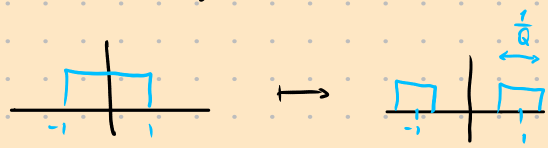
$\frac{1}{q}L_0$

$Z = qs$: $\quad qs \mapsto \frac{q}{s} = \frac{1}{\frac{1}{q}\cdot s} \Rightarrow$ 

$\frac{1}{q}C_0$

обобщённая расстройка

2. $s \mapsto Q\left(s + \frac{1}{s}\right)$ – полосовой фильтр

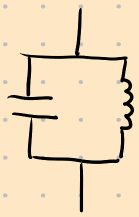


$Z = qs$: $\quad qs \mapsto qQ\left(s+\frac{1}{s}\right) = qQs + \frac{1}{\frac{1}{qQ}s} \Rightarrow$

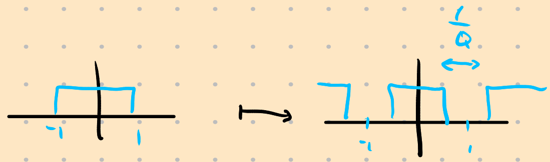
$\Rightarrow$ 

$qQL_0 \qquad \frac{1}{qQ}C_0$

$Y = qs$: $\quad qs \mapsto qQ\left(s+\frac{1}{s}\right) = qQs + \frac{1}{\frac{1}{qQ}s} \Rightarrow$

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

3. $s \mapsto \frac{1}{Q\left(s+\frac{1}{s}\right)}$ – режекторный фильтр



$Z = qs$: $\quad qs \mapsto \frac{q}{Q\left(s+\frac{1}{s}\right)} = \frac{1}{\frac{Q}{q}s + \frac{1}{\frac{q}{Q}s}} \Rightarrow$

$\frac{Q}{q}C_0$

$\Rightarrow$ 

$\frac{q}{Q}L_0$

$Y = qs$: $\quad qs \mapsto \frac{q}{Q\left(s+\frac{1}{s}\right)} \Rightarrow$

$\Rightarrow$ 

$\frac{q}{Q}C_0 \qquad \frac{Q}{q}L_0$

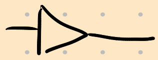
Но! Это работает только для Баттерворта и Чебышева: у них в разложении многочлены первого порядка. У эллиптических нет.

Для реализации импеданса вида qs^2 нужен „двойной дифференциатор" – вторая производная. В виде двухполюсника – нереализуемо.

N3 Такие фильтры полезны в высоких частотах, когда оп. усилители работают плохо.

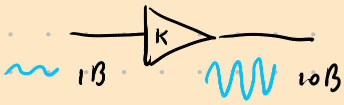
Резонаторы как правило реализуют не LC, но кварцевыми резонаторами (твердотельными).

Активные фильтры

R C 

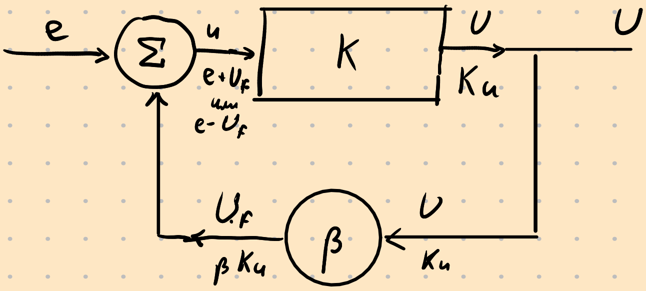
Операционный усилитель

~ 0 - 500 MHz



Петля обратной связи

Feedback loop



β - коэф-т обратной связи ($\beta << 1$)

Автоматическое управление основано на таких петлях.

Такие петли могут „сойти с ума" - колебаться. Это решает теория устойчивости петель обратной связи.

$u = e + U_f$ — положительная обратная связь (типично неустойчива),

$u = e - U_f$ — отрицательная

При данных K и β, $K_e = \frac{U}{e}$ — ?

$u = e - U_f = e - \beta K U$, $U = ku$

$u = \frac{e}{1+\beta K}$ => $K_e = \frac{K}{1+\beta K}$ — основная ф-ла теории обратной связи

$K_e(p) = \frac{K(p)}{1+\beta K(p)}$ — ищем полюса => исследуем устойчивость

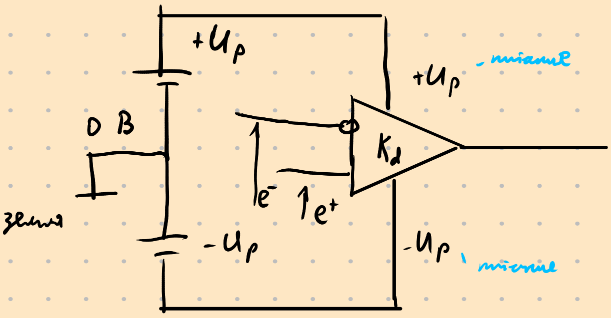
$\beta K(p) \equiv -1$ — собственные частоты петли

Если полюса в левой полуп., то колебания затухают - всё ± устойчиво

Если в правой, сис-ма неустойчива.

Внутри петель обратной связи образуются новые собств. частоты - новые полюса.

Операционный усилитель



e^+, e^-, U – относительно земли!

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

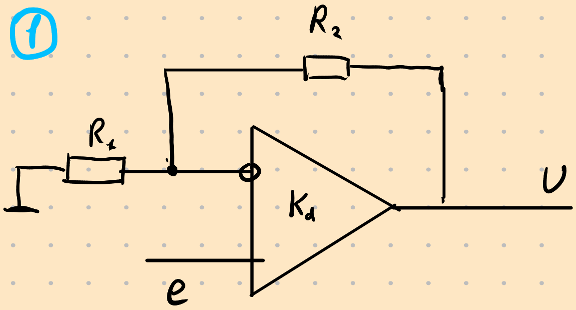
Отриц. вход – инвертирующий

Положительный – неинвертирующий

Оп. усилитель нужен для петель обр. связи!

Оп – сумматор + усилитель.

1



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

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

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

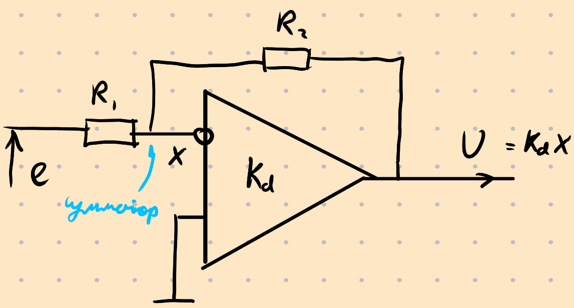
$$K_e = \frac{U}{e} = \frac{K_d}{1 + \beta K_d}$$

βK_d – **коэф-т передачи разомкнутой петли**

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

Получается, K_d просто должно быть большим, а β легко выбрать (двумя резисторами).

2



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

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