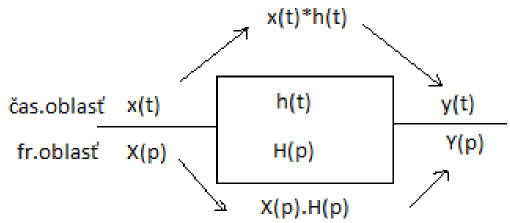
<u>Vlastnosti LAKI sústav, opis činnosti v časovej a transformovanej oblasti</u>
LAKI – Lineárne analógové konečné časovo invariantné sústavy
<u>Opis činnosti:</u>
Prostriedky na opis:

- diferenciálna rovnica
- impulzová charakteristika
- prenosová funkcia - frekvenčná charak popis systému v p – rovine (Laplacova transf.)
- konvolúcia

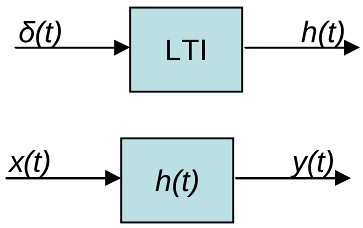
Systém spojitý v čase je **LAKI**, ak vzťah medzi jeho vstupom a výstupom môžeme popísať lineárnou **DIFERENCIÁLNOU ROVNICOU s konštantnými koeficientmi:**

$$\sum_{i=0}^{n} a_i \frac{d^i y}{dt^i} = \sum_{k=0}^{m} b_k \frac{d^k x}{dt^k} \qquad y(t) = y_0(t) + y_p(t)$$

kde a_i a b_k sú konštanty, ktoré charakterizujú lineárny systém.



IMPULZOVÁ CHARAKTERISTIKA *h(t)* – odozva systému na DIRACKOV impulz δ(t). δ(t)=∞ pre t=0 ; δ(t)=0 inak. Spojitý LAKI systém je úplne popísaný impulzovou charakteristikou *h(t),* ak poznáme odozvu systému na jednotkový impulz, vieme vypočítať výstupný signál *y(t)* pre ľubovoľné *x(t).*



$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) \cdot h(t-\tau) d\tau \qquad y(t) = x(t) * h(t)$$

PRENOSOVÁ FUNKCIA *H(p)* - opis danej sústavy vo frekvenčnej oblasti, Laplaceova transf. impulzovej charakteristiky:

$$H(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{L\{y(t)\}}{L\{x(t)\}} = \frac{\sum_{i=0}^{n} a_i \cdot p^i}{\sum_{k=0}^{m} b_k \cdot p^k}$$

$$H(p) = k \frac{\prod (j\omega - p_{0i})}{\prod (j\omega - p_{xi})}$$

Laplaceova transformácia:

$$X(p) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-pt} \qquad p = \sigma + j\omega$$ - dopredná LT

$$x(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma - j\omega}^{\sigma + j\omega} X(p) e^{pt} dp$$ - spätná LT pre kauzálne signály

$$y(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma - j\omega}^{\sigma + j\omega} A(p) X(p) e^{pt} dp$$ - spätná LT pre kauzálne signály, A(p) prechodová funkcia

Transformácie umožňujú zmenu komplikovaných problémov na jednoduchšie:
- Zjednodušený problém vyriešime v obrazovej rovine
- Použijeme inverznú transformáciu na získanie riešenia v rovine originálu

<u>Vlastnosti LAKI sústav:</u>

1)Časová invariancia: časovo invariantný systém je taký systém, **kde v**ýstupný signál je rovnako posunutý v čase ako na vstupe. (odborne: ak vstupný signál posunutý v čase x(t-τ) generuje výstupný systém rovnako posunutý v čase y(t-τ), τ – ľubovoľné časové oneskorenie.) Charakteristiky a parametre časovo-invariantného systému sa **nemenia v čase**.

2) Linearita: V lineárnom systéme ďalej platí princíp superpozície a proporcionality! Máme systém s jednou nezávislou premennou *t*. Lineárny systém je systém, pre ktorý platí: ak vstupný signál $x_1(t)$ vyvolá výstupný signál $y_1(t)$ a vstupný signál $x_2(t)$ vyvolá výstupný signál $y_2(t)$ potom vstupný signál $c_1x_1(t) + c_2x_2(t)$ vyvolá výstupný signál $c_1y_1(t) + c_2y_2(t)$ pre každé $x_1(t)$, $x_2(t)$ a ľubovoľné konštanty c_1, c_2.

Princíp superpozície: odpoveď y(t) lineárneho systému na súčet privedených vstupných signálov $x_1(t)$, $x_2(t)$, ... $x_N(t)$ je daný súčtom odpovedí systému na jednotlivé vstupné signály privedené samostatne. Ak $y_i(t)$ je odpoveď systému na vstupný signál $x_i(t)$, potom platí:

$$y(t) = \sum_{i=1}^{N} y_i(t)$$

3) Stabilita: Podmienka: Systém je stabilný ak je schopný sledovať vynútené kmity.
Lineárna spojitá sústava je stabilná, ak ľubovoľný vstupný signál x(t) s konečnou amplitúdou |x(t)|<A vyvolá konečný výstupný signál y(t) s konečnou amplitúdou |y(t)|<B.

4) Kauzalita: spojitá sústava je kauzálna, ak výstupný signál y(t) sa počíta z hodnôt, ktoré už prišli do systému nie z tých ktoré len prídu.

Odpoveď systému na vstupný signál – **konvolučný integrál**

- pre stabilný systém $y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)\cdot h(t-\tau)d\tau < \infty$
- pre kauzálny systém $h(t) = 0 \ pre\ t < 0 \quad y(t) = \int_{0}^{\infty} x(\tau)\cdot h(t-\tau)d\tau$

- Ak poznáme vstupný signál a impulzovú chrakteristiku kauzálneho LDKI systému, vynútenú odozvu systému určíme ***konvolúciou***

$$y_x(t) = h(t) * x(t) = \int_{-\infty}^{t} h_\delta(t-\tau)\cdot x(\tau)d\tau$$

<u>Vplyv koreňov na frekvenčné charakteristiky</u>

Amplitúdová frekvenčná charakteristika
AFCH = 20log$|F(j\omega)| = 20\log(k) + 20log|j\omega - p_{0i}| - 20log|j\omega - p_{xi}|$

Fázová frekvenčná charakteristika
FFCH= $\varphi(\omega) = \sum_r \varphi_{0i}(\omega) - \sum_y \varphi_{xk}(\omega)$

Aproximácia AFCH
- každý nulový bod spôsobí sklon AFCH o -20dB na dekádu a odchýlku 3dB od asymptoty
- každý pól spôsobí skok AFCH o -20dB na dekádu
- výsledná AFCH je súčtom viacerých dielčích ovplyvnených pólmi alebo nulovými bodmi
- dvojica komplexne združených bodov spôsobuje pokles (nulový bod) alebo rast (pól) AFCH o 40dB
- v prípade dvojnásobného reálneho koreňa je odchýlka 6dB od asymptoty (nulový bod)
- v prípade imaginárneho koreňa je odchýlka -6dB od asymptoty (nulový bod)

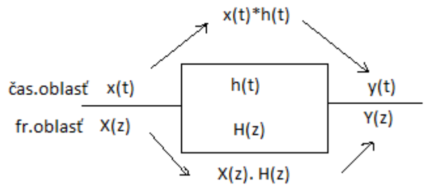
- v prípade pólu sa mení orientácia AFCH, odchýlky od asymptoty ostávajú

<u>Vlastnosti LDKI sústav, opis činnosti v časovej a transformovanej oblasti</u>
Lineárne, diskrétne, konečné, časovo-invariantné systémy
<u>Opis činnosti:</u>
Prostriedky na opis

- diferenčná rovnica
- impulzová charakteristika
- prenosová funkcia - popis systému v Z – rovine (Z-tranformácia)

Diskrétna sústava N-tého rádu zo vstupným signálom x(n) opísaná **LINEÁRNOU DIFERENČNOU ROVNICOU** N-tého rádu. Rovnica opisuje diskrétnu sústavu rekurentného typu:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N} a_k\, x(n-k) - \sum_{k=1}^{N} b_k y(n-k).$$



IIR sústavy - nekonečná impulzová odpoveď, FIR sústavy konečná impulzová odpoveď (bk=0).
$\boldsymbol{y(n) = x(n) * h(n) = \sum_{k=0}^{Dy-1} x(k).\, h(n-k)}$ ***;*** Dy=D_H+Dx-1
IMPULZOVÁ CHARAKTERISTIKA *h(n)* je odpoveď sústavy na vstupný Kroneckerov impulz δ(n). δ(n).=1 ak n=0; δ(n)=0 inak.
PRENOSOVÁ FUNKCIA je transformácia diferenčnej rovnice do Z-roviny, po úpravách dostávame tvar prenosovej funkcie: $H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{a_0 + a_1.z^{-1} + \cdots + a_n.z^{-n}}{1 + b_1.z^{-1} + \cdots + b_n.z^{-n}}$
ďalej sa dá napísať ako: (tj. nájdeme korene polynómu čitateľa a menovateľa)
$H(z) = a_0 \frac{\prod_{k=j}^{N}(1 - zok.z^{-1})}{\prod_{j=1}^{M}(1 - zxj.z^{-1})}$, zok - nulové body, zxj - póly
<u>Vlastnosti</u>
1) Linearita: Odpoveď LDKI systému na vstupné signály x1(n) a x2(n) je:
y1(n)=H{x1(n)}, y2(n)=H{x2(n)}
Odpoveď LDKI systému je lineárna kombinácia viacerých odpovedí.
2) Časová invariantnosť: y(n)=H{x(n)} . Ak je na vstupe x1(n)=x(n-k) - časový posun signálu x(n) o k taktov, potom y1(n)= H{x1(n)}= H{x(n-k)}=y(n-k)
3) Kauzalita: systém je kauzálny ak výstupný signál y(n) pre n=no je závislý iba od vstupného signálu x(n) pre všetky n≤no.... Impulzová charakteristika je nulová pre všetky n<0
4) Stabilita: systém je stabilný ak platí: $\sum_{n=-\infty}^{\infty} |h(n)| < \infty$

<u>Frekvenčné charakteristiky</u>
<u>Magnitúdová frekv.charakteristika</u> : absolútna hodnota frekv. charakteristiky

$$|H(\Omega)| = \sqrt{Re(H(\Omega))^2 + Im(H(\Omega))^2} = M(\Omega)$$

<u>Fázová frekv.charakteristika</u>:

$$\varphi(\Omega) = arctan \frac{Im\{H(\Omega)\}}{Re\{H(\Omega)\}}$$

<u>Vplyv koreňov na priebeh charakteristík:</u>
1. reálny koreň ako nulový bod

$$H(z) = (1 - Z_{0k} Z^{-1}), \qquad kde\ Z = e^{j\Omega}$$

$$H(\Omega) = \left(1 - Z_{0k}e^{-j\Omega}\right) = 1 - Z_{0k}cos\Omega + jZ_{0k}sin\Omega$$

$$M(\Omega) = \sqrt{(1 - Z_{0k}cos\Omega)^2 + (Z_{0k}sin\Omega)^2}$$

$$\varphi(\Omega) = arctg\frac{Z_{0k}sin\Omega}{1 - Z_{0k}cos\Omega}$$

Magnitúdová charakteristika má recipročný priebeh: maximum sa mení na minimum a naopak

<u>Konvolúcia</u>

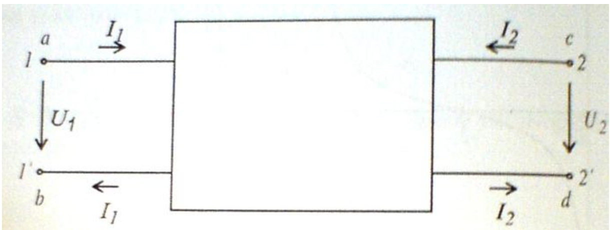
- Výstupný signál y(n) sústavy s impulzovou charakteristikou h(n) a vstupným signálom x(n):
-
- $y(n) = \sum_{k=0}^{Dy-1} x(k).h(n-k) = x(n) * h(n),\ \ kde\ Dy = Dx + Dn - 1$

- Dy – dĺžka výstupného signálu
- Dx – dĺžka vstupného signálu
- Dn – dĺžka impulzovej charakteristiky

Platí komutatívny zákon, asociatívny zákon a distributívny zákon

<u>Analýza dvojbrán, maticové charakteristiky</u>

Základná podmienka teórie dvojbrán: dvojicami svoriek jednotlivých brán prechádza rovnaký prúd. Viď. Obr. dole.



Delenie: - pasívne (rezistor, kapacitor, induktor vo vnútornej štruktúre)
- **aktívne** (okrem pasívnych aj nezávislé alebo riadené zdroje)
  - **neautonómne** (riadené zdroje, tranzistory, OZ)
  - **autonómne** (nezávislý zdroj elekt. energie)

Maticové charakteristiky: definujú systémové vlastnosti dvojbrán.
Vzájomným spájaním dvojbrán v praxi rozlišujeme súčtové a súčinové matice.

Súčtové matice: pri určovaní vlastností zložených dvojbrán výslednú maticu dostaneme zo súčtu matíc participujúcich dvojbrán. Obidva bránové prúdy sú orientované do vnútra dvojbrán.

- **Admitančná matica dvojbrány**:

$$\begin{aligned} I_1 &= y_{11}U_1 + y_{12}U_2 \\ I_2 &= y_{21}U_1 + y_{22}U_2 \end{aligned} \Rightarrow \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$

Prvky hlavnej diagonály admitančnej matice Y predstavujú admitancie zo strany vstupu, resp. výstupu, kým prvky mimo diagonály sú prevodové admitancie za predpokladu skratovania vstupnej resp. výstupnej brány.

$$y_{11} = \frac{I_1}{U_1} / U_2 = 0; y_{22} = \frac{I_2}{U_2} / U_1 = 0$$
$$y_{12} = \frac{I_1}{U_2} / U_1 = 0; y_{21} = \frac{I_2}{U_1} / U_2 = 0$$

- Analogicky možno definovať **impedančnú maticu dvojbrány**:

$$\begin{matrix} U_1 = z_{11} I_1 + z_{12} I_2 \\ U_2 = z_{21} I_1 + z_{22} I_2 \end{matrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

Prvky hlavnej diagonály impedančnej matice Z predstavujú impedancie zo strany vstupu, resp. výstupu, kým prvky mimo diagonály sú prevodové impedancie za predpokladu vstupu resp. výstupu braný naprázdno.

- **Hybridná matica dvojbrány (Serio-paralelná matica)**

$$\begin{matrix} U_1 = h_{11} I_1 + h_{12} U_2 \\ I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} U_2 \end{matrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$

h11- vstupná impedancia dvojbrány ak vstupné svorky skratované
h12- bezrozmerná veličina, prevod napätia, ak vstup naprázdno
h21- prevod prúdu, ak výstup dvojbrány je skratovaný
h22 – admitancia dvojbrány zo strany výstupu, ak vstup dvojbrány je naprázdno.

Súčinové matice (kaskádove spojenie): spojenie výstupu dvojbrány so vstupom nasledujúcej dvojbrány. Zmena orientácie prúdu I_2 von z dvojbrány.

- **Kaskádová matica:**

$$\begin{matrix} U_1 = a_{11} U_2 + a_{12} I_2 \\ I_1 = a_{21} U_2 + a_{22} I_2 \end{matrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

Prvky kaskádovej matice A na hlavnej diagonály predstavujú bezrozmerný prevod napätia a prúdu, kým prvky mimo hl. diagonály sú prevodovou impedanciou pri výstupe nakrátko resp. prevodovou admitanciou pri výstupe naprázdno.

Za predpokladu zmeny orientácie vstupného prúdu I_1., hovoríme o tzv. **spätnej kaskádovej matici [B]:**

$$\begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix}$$

Na výpočet všetkých 6 matíc charakterizujúcich dvojbránu nám stačí poznať len jednu zvyšne vieme vypočítať podľa nasledujúcej tabuľky:

	Y	Z	H	K	A	B
Y	$\begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\lvert Z\rvert}\begin{bmatrix} z_{22} & -z_{12} \\ -z_{21} & z_{11} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{h_{11}}\begin{bmatrix} 1 & -h_{12} \\ h_{21} & \lvert H\rvert \end{bmatrix}$	$\frac{1}{k_{22}}\begin{bmatrix} \lvert K\rvert & k_{12} \\ -k_{21} & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{a_{12}}\begin{bmatrix} a_{22} & -\lvert A\rvert \\ -1 & a_{11} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{b_{12}}\begin{bmatrix} b_{11} & -1 \\ -\lvert B\rvert & b_{22} \end{bmatrix}$
Z	$\frac{1}{\lvert Y\rvert}\begin{bmatrix} y_{22} & -y_{12} \\ -y_{21} & y_{11} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{h_{22}}\begin{bmatrix} \lvert H\rvert & h_{12} \\ -h_{21} & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{k_{11}}\begin{bmatrix} 1 & -k_{12} \\ k_{21} & \lvert K\rvert \end{bmatrix}$	$\frac{1}{a_{21}}\begin{bmatrix} a_{11} & \lvert A\rvert \\ 1 & a_{22} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{b_{21}}\begin{bmatrix} b_{22} & 1 \\ \lvert B\rvert & b_{11} \end{bmatrix}$
H	$\frac{1}{y_{11}}\begin{bmatrix} 1 & -y_{12} \\ y_{21} & \lvert Y\rvert \end{bmatrix}$	$\frac{1}{z_{22}}\begin{bmatrix} \lvert Z\rvert & z_{12} \\ -z_{21} & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\lvert K\rvert}\begin{bmatrix} k_{22} & -k_{12} \\ -k_{21} & k_{11} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{a_{22}}\begin{bmatrix} a_{12} & \lvert A\rvert \\ -1 & a_{21} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{b_{11}}\begin{bmatrix} b_{12} & 1 \\ -\lvert B\rvert & b_{21} \end{bmatrix}$
K	$\frac{1}{y_{22}}\begin{bmatrix} \lvert Y\rvert & y_{12} \\ -y_{21} & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{z_{11}}\begin{bmatrix} 1 & -z_{12} \\ z_{21} & \lvert Z\rvert \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\lvert H\rvert}\begin{bmatrix} h_{22} & -h_{12} \\ -h_{21} & h_{11} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{a_{11}}\begin{bmatrix} a_{21} & -\lvert A\rvert \\ 1 & a_{12} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{b_{22}}\begin{bmatrix} b_{21} & -1 \\ \lvert B\rvert & b_{12} \end{bmatrix}$
A	$\frac{-1}{y_{21}}\begin{bmatrix} y_{22} & 1 \\ \lvert Y\rvert & y_{11} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{z_{21}}\begin{bmatrix} z_{11} & \lvert Z\rvert \\ 1 & z_{22} \end{bmatrix}$	$\frac{-1}{h_{21}}\begin{bmatrix} \lvert H\rvert & h_{11} \\ h_{22} & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{k_{21}}\begin{bmatrix} 1 & k_{22} \\ k_{11} & \lvert K\rvert \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\lvert B\rvert}\begin{bmatrix} b_{22} & b_{12} \\ b_{21} & b_{11} \end{bmatrix}$
B	$\frac{-1}{y_{12}}\begin{bmatrix} y_{11} & 1 \\ \lvert Y\rvert & y_{22} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{z_{12}}\begin{bmatrix} z_{22} & \lvert Z\rvert \\ 1 & z_{11} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{h_{12}}\begin{bmatrix} 1 & h_{11} \\ h_{22} & \lvert H\rvert \end{bmatrix}$	$\frac{-1}{k_{12}}\begin{bmatrix} \lvert K\rvert & k_{22} \\ k_{11} & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\lvert A\rvert}\begin{bmatrix} a_{22} & a_{12} \\ a_{21} & a_{11} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix}$

Reaktančné filtre

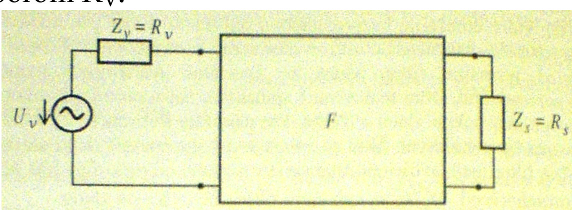
- ide o reaktančnú dvojbránu, ktorá je pripojená k zdroju, najčastejšie napäťovému, ktorý má definovanú vnútornú impedanciu Z_v, a je zakončená zaťažovacou impedanciou Z_s. Tieto impedancie sú spravidla ohmického charakteru, teda $Z_v = R_v$ a $Z_s = R_s$. Toto platí pre nesymetrické dvojbrány ak máme symetrické tak sa zakončovacie impedancie rovnajú a platí: $R_v = R_s = R$.

Vzhľadom na to že ide o dvojbránu charakterizujú ju obvodové funkcie a najdôležitejší parameter pri reaktančných filtroch je: *prevádzkový činitel prenosu* G(p) – charakterizuje vlastnosti samotnej dvojbrány, zohľadňuje aj vnútornú impedanciu zdroja Z_v a zaťažovaciu impedanciu Z_s.

Z prevádzkového činiteľa prenosu G(p) možno priamo vypočítať prevádzkové tlmenie a(p). Definuje ho vzťah:

$$a = \ln|G| = \frac{1}{2}\ln\left(\frac{P_{max}}{P_2}\right) \quad kde \quad P_{max} = \frac{U_V^2}{4R_V}$$

Pmax – výkon, ktorý je schopný dodať napäťový zdroj s napätím U_V a s vnútorným odporom R_V, ak ho zakončíme odporom R_V.



Obr. Zapojenie reaktančného filtra

V prípade, že spojíme zdroj priamo so spotrebičom (vypustenie dvojbrány a priamo pripojeny R_S), môžeme určiť P_2:

$$P_2 = U_V^2 \frac{R_S}{(R_S + R_V)^2}$$

Kde P_2 je činný výkon, ktorý je schopný dodať ten istý výkon napäťový zdroj, ak ho zakončíme odporom R_S. Po dosadení po pôvodného vzťahu:

$a = \ln\left(\frac{R_S + R_V}{2\sqrt{R_S + R_V}}\right)$ - tlmenie pri priamom spojení zdroja a spotrebiča.

Ak zapojíme dvojbránu medzi zdroj a spotrebič:

- reaktančná dvojbrána zmenší výkon P_2 dodávaný do spotrebiča. To znamená že dvojbrána má nejaké tlmenie a(p).
- reaktančná dvojbrána prenesie do spotrebiča max. výkonu Pmax, pretože impedančné prispôsobí zdroj spotrebiču. Dvojbrána sa správa ako ideálny transformátor s prevodom $n = \sqrt{R_V / R_S}$.

FIR systémy a lineárna fázová charakteristika

FIR(konečná impulzová odpoveď) filtre nemajú obdobu v analógovej technike a sú produktom digitálneho spracovania signálov. Digitálne FIR majú niekoľko výhodných vlastností, vďaka ktorým sú používané v spracovaní digitálnych signálov. Základnou výhodnou vlastnosťou je možnosť realizácie lineárnej fázovej frekvenčnej char.(koeficienty musia byt symetricky usporiadané) . Ďalšími výhodnými vlastnosťami sú:

- absolútna stabilita (všetky póly sú v počiatku alebo vnútri jednotkovej kružnice)
- jednoduchá implementácia použitím transverzálnej štruktúry
- použitie implementácie vo frek. oblasti použitím DFT

Jedinú nevýhodu majú v oveľa náročnom výpočte v porovnaní s IIR.

Prenosovú funkciu FIR filtra dostaneme Z-transformáciou z jeho impulznej odpovede:

$$h(n) = \sum_{i=0}^{N} b_i \delta(n-i) = b_n \quad pre\ n = 0 \ldots N \text{ -> } \quad H(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n) z^{-n} = \sum_{n=0}^{N} b_n z^{-n}$$

kde N je rád filtra.

Frekvenčná charakteristika prenosovej funkcie FIR filtra s lin. fázovou frekvenčnou charak.:

$$H(e^{j\Theta}) = \sum_{n=0}^{N} h(n) e^{jn\Theta} \rightarrow H(e^{j\Theta}) = A(\Theta) e^{j\Phi(\Theta)}$$

$A(\Theta)$ je amplitúdová frekvenčná charak. a $\Phi(\Theta)$ je spojitá fázová frekvenčná charak.

IIR systémy:

IIR (nekonečná impulzová odpoveď) filtre používajú pre realizáciu rekurzívne štruktúry(t.j. štruktúry so spätnou väzbou), je to potrebné vzhľadom na ich charakter. Na rozdiel od FIR filtrom IIR môžu byť analógové a aj digitálne. Najjednoduchší analógový IIR je RC filter. Digitálne sú zväčša riešene výstupnou spätnou väzbou. Vo väčšine prípadov platí že digitálne sú implementované ako prvé a keď sa použijú analógové (ako Čebysev, Butterworth) tak sú následne konvertované do digitálnych použitím diskretizačných techník.

V praxi sú IIR filtre rýchle a lacné ale za cenu slabšej pásmovej filtrácie, stability a presnosti lineárneho priebehu fázovej charak. v porovnaní s FIR.

Výhody: - oproti FIR majú nízky rád prenosovej funkcie, -malé oneskorenie pri spracovaní vstupnej vzorky, -malé nároky na pamäť, k digitálnemu filtru existuje analógový ekvivalent

Prenosová funkcia:

$$y(n) = \frac{1}{a_0}(b_0 x(n) + \ldots + b_P x(n-P) - a_1 y(n-1) - \ldots - a_Q y(n-Q))$$ -impulzná odozva na vstup

$$y(n) = \frac{1}{a_0}\left(\sum_{i=0}^{P} b_i x(n-i) - \sum_{j=0}^{Q} a_j y(n-j)\right) \rightarrow \sum_{j=0}^{Q} a_j y(n-j) = \sum_{i=0}^{P} b_i x(n-i)$$

$$\sum_{j=0}^{Q} a_j z^{-j} Y(z) = \sum_{i=0}^{P} b_i z^{-i} X(z) \qquad \text{->} \qquad H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{i=0}^{P} b_i z^{-i}}{1 + \sum_{j=0}^{Q} a_j z^{-j}}$$