

12 Úvod do syntézy lineárnych analógových obvodov.

lohou syntézy lineárnych obvodov je návrh lineárnej sústavy, ktorá spĺňa predpísaným podmienkam. Vo všeobecnosti je možné syntézu lineárnych obvodov rozdeliť na nasledujúce etapy:

- 1. Aproximácia daných požiadaviek vhodnou funkciou.
- 2. Zistenie, či funkcia nájdená aproximáciou vyhovuje podmienkam fyzikálnej realizácie, t.j. či spĺňa všetky podmienky, ktoré sú hľadane na obvodovej funkcii.
- 3. ^{zváženie} Respektovaním možností výrobných realizácie, ktoré vychádzajú z konkrétnych podmienok výrobných technológií, z vlastností stavebných prvkov predpokladanej realizácie, z predpísaných výrobných tolerancií a pod.
- 4. Nájdenie štruktúry navrhovaného systému, t.j. nájdenie zapojení, nájdenie topologickej štruktúry.
- 5. Klasifikácia jednotlivých prvkov systému. (Tu je potrebné rozhodnúť, v ktorých oblastiach budú ktoré elektronické prvky).
- 6. Kvantifikácia prvkov nájdenej štruktúry systému, t.j. určenie veľkosti parametrov stavebných prvkov systému.

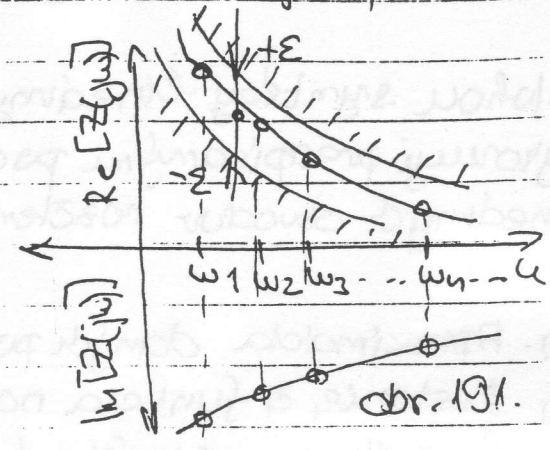
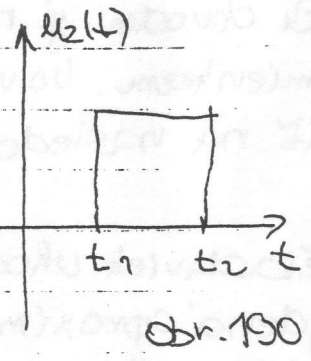
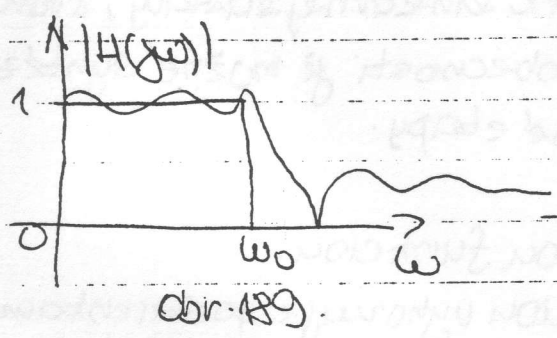
notlive etapy syntézy môžu vzájomne spĺňať. Napr. aproximácia, že by' urobena tak, aby sme našli funkciu vyhovujúcu napr. podmienkam fyzikálnej realizácie. Na základe uvedeného je možné syntézu obvodu rozdeliť na:

- 1. aproximáciu daných požiadaviek
- 2. realizáciu nájdenej obvodovej funkcie.

Práca sa na obvody, ktorých syntézou sa zaoberáme, môžu byť realizované rôznymi spôsobmi. V oblasti syntézy lineárnych obvodov ide najmä o:

- 1. Syntézu dvojbrány podľa zadanej frekvencnej charakteristiky (obr. 2)
- 2. Syntézu dvojbrány podľa zadanej impulzovej (prechodovej)

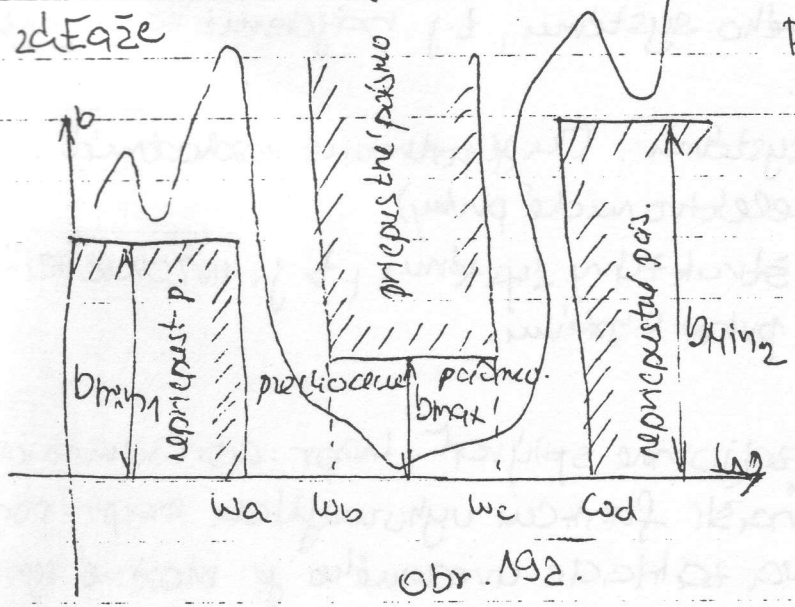
3. Syntéza obvodu, vyhovujícího experimentálního zistenému požiadku káme. (obr. 191)



Tieto požiadavky patria medzi tzv. ZÁKLADNÉ POŽIADAVKY na syntézu obvodov. K týmto požiadavkám ešte spravidla prístupujú požiadavky

- vstupné a výstupné:
 - imitáciou dvojbrány
 - imitáciou zdroja signálu a záťaže

- druh použitých stavebných prvkov
- rozsah prevádzkových kmitočtov a prúdov atď.



Príto vyplýva z tejto aproximácie funkcia, ktorá aproximuje požiadavky hľadenej na syntézovaný obvod, ~~aproximuje~~ splnenie požiadavky s chybami (odchytkami). Preto veľmi často bývajú požiadavky na vlastno obvodov, doplnené sčítaním

tolerancií, s ktorými majú byť požiadavky splnené. Na obr. 193, je na uvedený ~~obvod~~ tzv. tolerančné schéma pre požiadavky na veľkú časť realizovanej impedancie. Požiadavky na filtre bývajú napr. zadane spôsobom, uvedeným na obr. 192, kde je uvedené tolerančné schéma reprezentujúca požiadavky na ultimovú charakteristiku filtra.

Z uvedených požiadaviek uvažuje sa formulované tak, aby boli splniteľné funkciami reálnej premennej (napr. ω, alebo t). Najjednoduchšia aproximácia zadaniu bývá označovaná symbolom F(x) (kde x=ω, alebo x=ω², alebo x=t). Týmto uloženým prešedla funkciou

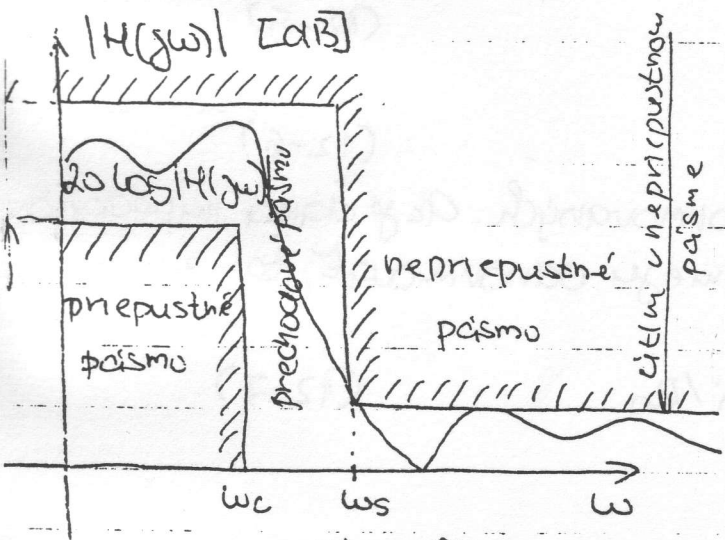
ednej premennej $F(x)$ k funkcii jednej komplexnej premennej $F(p)$, ($p = \sigma + j\omega$) ktorá je obvodovou funkciou lineárneho obvodu.

Keď sa nám podarilo najst' obvodovú funkciu $F(p)$, ostáva jej realizáciu. Jedna obvodová funkcia $F(p)$ často nebýva tak jednoduchá, aby sme bez ostredne videli postup jej realizácie. Preto sa snažíme rôznymi spôsobmi funkciu $F(p)$ rozložiť na súbor realizovateľných funkcií $F_i(p)$ ($i = 1, 2, 3, \dots, n$), tak aby platil vzťah

$$F(p) = S [F_1(p), F_2(p), \dots, F_n(p)] \quad (2-1)$$

realizáciu funkcie $F(p)$ potom udržíme na základe realizácií funkcií $F_i(p)$ a funkcie f .

Z uvedeného postupu syntézy je vidieť, že syntéza je úloha nie jednoznačným výsledkom / riešením. Mnohoznačnosť sa prejavuje už pri aproximácii a ďalej sa prehlbuje mnohoznačnosťou rozkladu funkcie $F(p)$ a ďalšie funkcie $F_i(p)$. Mnohoznačnosť riešenia je základnou vlastnosťou syntézy, pretože tu máme možnosť podľa ďalších pomocných kritérií vybrať zo súboru realizácií tú, ktorá najlepšie vyhovuje.



Obr. 193.

Poznámka:

definovaná

hnať požita formu požiadaviek, na vlastnosti filteru je nameraná na obr. 193. Táto formulácia je založená na použití dB- vyjadrenia amplitúdovej frekvenčnej charakteristiky.

- ω_c ... hraničná frekvencia pripustného pásma
- ω_s ... hraničná frekvencia nepripustného pásma

12.1. Impedančné a frekvencné normovanie.

12.1.1. Impedančné normovanie.

Normované veličiny označíme veľkými písmenami, normované malé. Normovaná impedancia je potom daná vzťahom:

$$z(p) = \frac{Z(p)}{R_0} \quad (12-2)$$

kde R_0 je spravidla reálne kladné číslo s rozmerom odporu. Normovaná impedancia $z(p)$ je potom bezrozmerná funkcia komplexnej premennej. Normovaná admitancia je daná vzťahom

$$y(p) = \frac{Y(p)}{G_0} = Y(p) R_0 \quad \text{kde } (R_0 = 1/G_0) \quad (12-3)$$

Uvažujme teraz elementárny seriový R, L, C obvod. Pre jeho impedancia platí:

$$Z(p) = R + pL + \frac{1}{pC} \quad (12-4)$$

ke normovanou impedanciou tohoto obvodu potom dostávame:

$$z(p) = \frac{R}{R_0} + p \frac{L}{R_0} + \frac{1}{p C R_0} = r_i + p l_i + \frac{1}{p c_i} \quad (12-5)$$

kde

$$r_i = R/R_0 \quad l_i = L/R_0 \quad c_i = R_0 C \quad (12-6)$$

Keď sú hodnoty prvkov impedančne normovaných. Ak je daná impedančne normovaná impedančná funkcia a máme ju odnormovať, tak z rovnice (12-6) dostávame:

$$R = r_i R_0 \quad L = l_i R_0 \quad C = c_i / R_0 \quad (12-7)$$

12.1.2. Frekvencné normovanie.

Zavedíme normovanú komplexnú frekvenciu vzťahom

$$p_m = \frac{p}{\omega_0} \quad (12-8)$$

kde ω_0 je kladné reálne číslo. Dosadíme teraz túto normovanú komplexnú frekvenciu do (12-4) tak, aby sa impedancia $Z(p)$ nezmenila. Potom platí:

$$\begin{aligned} Z(\frac{P}{\omega_0}) &= R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = R + \frac{P}{\omega_0} \omega_0 L + \frac{1}{\frac{P}{\omega_0} C \cdot \omega_0} = R + P_m (\omega_0 L) + \frac{1}{P_m \omega_0 C} = \\ &= R + P_m j\omega_0 L + \frac{1}{P_m C \omega_0} \end{aligned} \quad (12-9)$$

2

$$Z = R \quad j\omega_0 L = \omega_0 L \quad C = \omega_0 C \quad (12-10)$$

hodnoty normovaných prvkov. frekvencie. Z rovnice (12-10) vidíme, frekvencné normovanie sa netýka rezistorov a rovnakým spôsobom ovplyvňuje indukčnosť a kapacitu. Pre výpočet hodnôt normovaných, z hodnôt normovaných možno použiť tieto rovnice:

$$L = r_f \quad j = \frac{j_f}{\omega_0} \quad C = \frac{C_f}{\omega_0} \quad (12-11)$$

1.3 Impedančné a frekvencné normovanie.

rovnici (12-4) je možné súčasne použiť impedančné i frekvencné normovanie. Platí:

$$Z(\frac{P}{\omega_0}) = \frac{Z(P/\omega_0)}{R_0} = \frac{R}{R_0} + \frac{P}{\omega_0} \omega_0 \frac{L}{R_0} + \frac{1}{\frac{P}{\omega_0} \omega_0 C R_0} = r_{if} + P_m l_{if} + \frac{1}{P_m c_{if}} \quad (12-12)$$

$$r_{if} = Z/R_0 \quad l_{if} = \omega_0 L/R_0 \quad c_{if} = \omega_0 C R_0 \quad (12-13)$$

hodnoty prvkov normovaných impedančne a frekvencne. Odnormované hodnoty dostaneme z rovníc:

$$r_{if} = Z/R_0 \quad L = \frac{l_{if} R_0}{\omega_0} \quad C = \frac{c_{if}}{\omega_0 R_0} \quad (12-14)$$

2. Frekvencné transformácie.

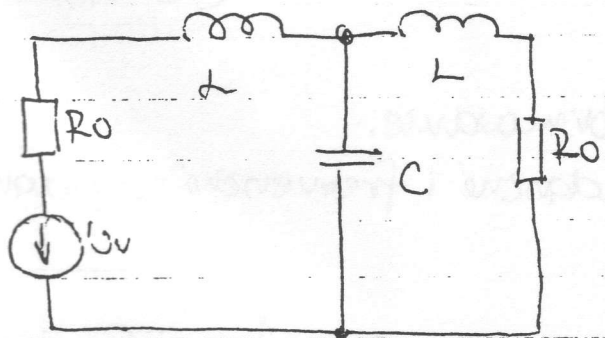
tezu lineárnych obvodov (najmä filtrov) možno zjednotiť univerzálnymi transformáciami. Ich aplikáciu možno ukázať najmä najmä na symetrické filtre. Pod pojmom elektrický frekvencne selekčný filter rozumieme takú dvojbránu, ktorá na výstupné svorky

prepúšťa elektrickú energiu len v určitom frekvenčnom pásme, alebo v niekoľkých pásmach a neprepúšťa elektrickú energiu mimo týchto pásiem. Podľa priebehu útlmovej charakteristiky (amplitúdovej frekvenčnej charakteristiky) delíme filtre na:

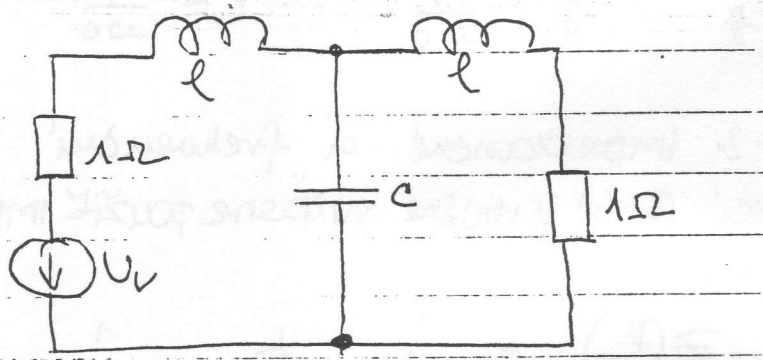
- dolné priepusty (DP)
- horné priepusty (HP)
- pásmové priepusty (PP)
- pásmové záduže (zdvraný) (PZ).

Zhľadiska syntézy filtrov, sú potom najvhodnejšie také frekvenčné transformácie, ktoré môžu previesť všetky k vyššie uvedené druhy filtrov na jednotný, obyčajne na dolný priepust s hraničnou frekvenciou priepustného pásma $\omega_0 = 1$.

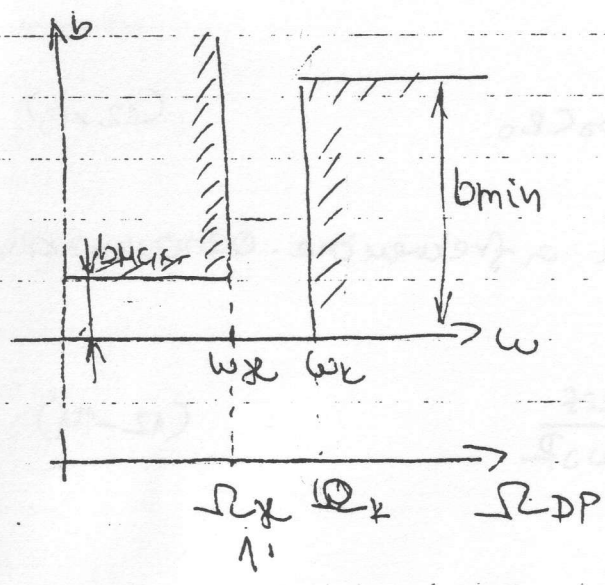
12.2.1. Normovaný dolný priepust



obr. 194



obr. 195



obr. 196

Jednoduchým filtrom typu DP je dvojpora na podľa obr. 194. Filter je napájaný z jam napätia s vnútorným odporom R_0 a je zaťažovaný odporom R_0 . Útlmová charakteristika DP je naznačená na obr. 196. Použijeme impedančné normovanie odporom R_0 a frekvenčné normovanie hraničnou frekvenciou ω_c podľa vzťahu

(12-1)

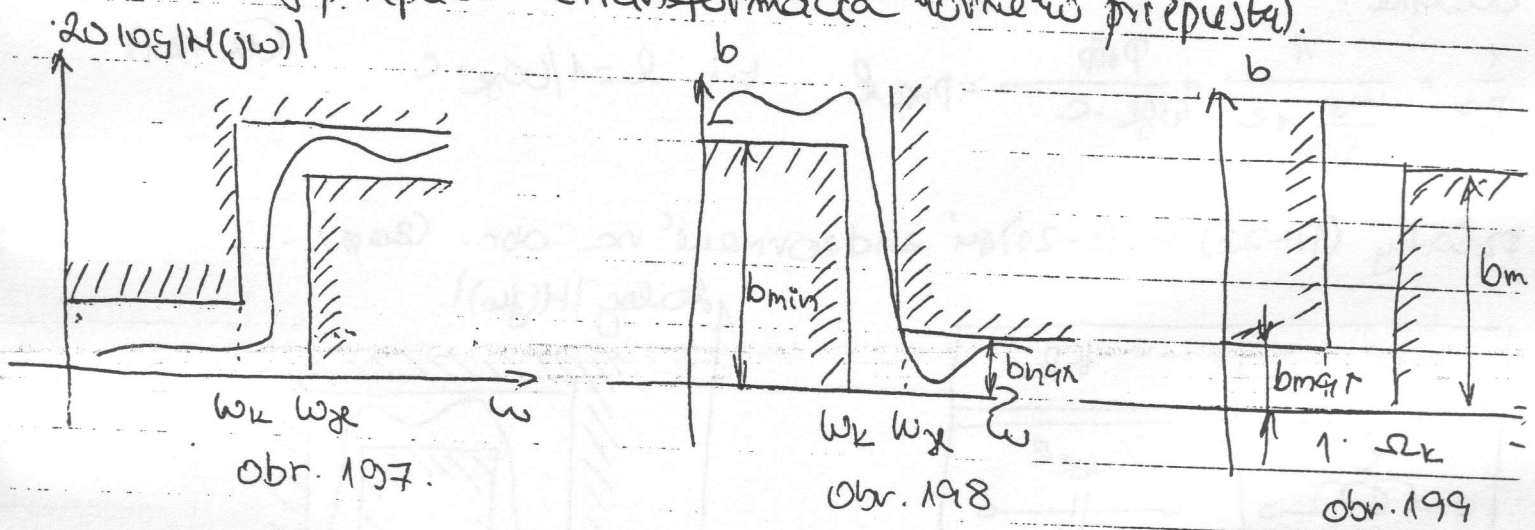
$$PDP = \frac{P}{\omega_c} = \frac{1}{\omega_c} + j \frac{\omega}{\omega_c} = G_{DP} + jB_{DP}$$

kde

$$B_{DP} = \frac{\omega}{\omega_c} \tag{12-16}$$

na dolný priepust na obr. 194. Výsledok je na obr. 195. K normovaniu sme použili vzťahy (12-14). Súčasne je možné normovať i utlmovú schému tolerančnej schémy) DP. Dosiahneme to tak, že na vodovodní os urobíme novú mierku, podľa vzťahu (12-16).

12.2.2. Horný priepust. (Transformácia horného priepustu).



FCM a utlmová charakteristika HP sú naznačené na obr. 194 ÷ obr. 199. Užíme frekvenciu transformáciu danú vzťahom

$$\Phi_{HP} = \frac{1}{\frac{P}{\omega_x}} = \frac{1}{\frac{\sigma}{\omega_x} + j \frac{\omega}{\omega_x}} = \sigma_{HP} + j \Omega_{HP} \quad (12-17)$$

keď $\sigma = 0$, dostaneme

$$\Omega_{HP} = - \frac{\omega_x}{\omega} \quad (12-18)$$

itáciou (12-18) na obr. 198, obdržime utlmovú charakteristiku podľa obr. 199, ktorá zodpovedá normovanému DP.

Sumice (12-17) môžeme vyjadriť

$$P = \frac{\omega_x}{\Phi_{HP}} \quad (12-19)$$

tento vzťah dosadíme do normovaných dielčiek impedancií DP na obr. 194, dostaneme:

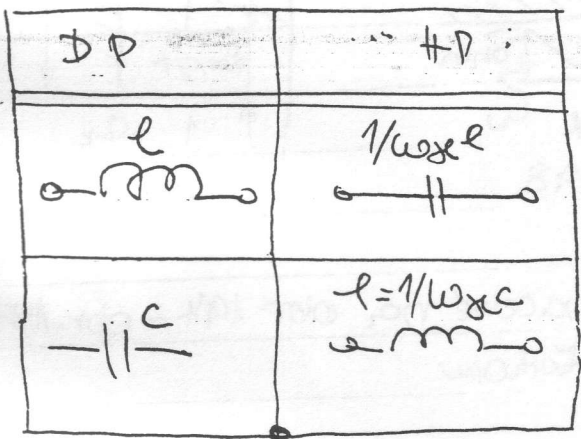
$$P_{HP} \cdot l = \frac{\omega_x}{P_{HP}} \cdot l = \frac{1}{P_{HP} \cdot \frac{1}{l \omega_x}} = \frac{1}{P_{HP} \cdot C} \quad (12-20)$$

de $C = 1/\omega_x l$

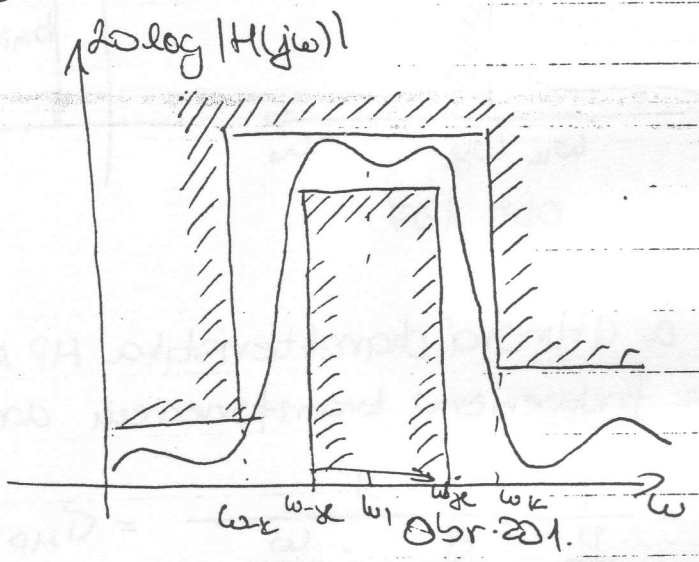
Učelome:

$$\frac{1}{P_C} = \frac{1}{\frac{\omega_x}{P_{HP}} \cdot C} = \frac{P_{HP}}{\omega_x \cdot C} = P_{HP} \cdot l \quad \text{t.j. } l = 1/\omega_x \cdot C \quad (12-21)$$

vzťahy (12-20) a (12-21) sú zjednotené na obr. (200).



obr. 200



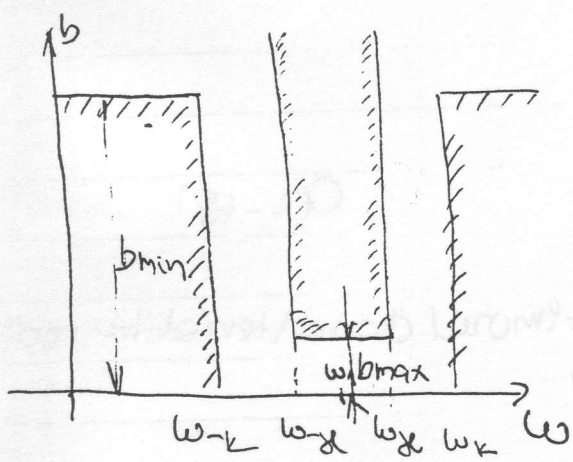
12-2.3. Transformácia pásmového prepustu.

ATČH a útlmová charakteristika PP sú na obr. 201 a obr. 202. Zavedieme frekvenciu transformáciu:

$$P_{PP} = \frac{1}{\Delta\omega} \left(p + \frac{\omega_1^2}{p} \right) \quad (12-22)$$

kde: $\Delta\omega = \omega_x - \omega_{-x}$ (12-23)

$\omega_1^2 = \omega_x \omega_{-x}$ (12-24)



obr. 202.

Pre $\sigma = 0$, z rovnice (12-22) dostaneme

$$\Omega_{PP} = \frac{1}{\Delta\omega} \left(\omega^2 - \frac{\omega_1^2}{\omega} \right) = \frac{\omega^2 - \omega_1^2}{\Delta\omega \omega} \quad (12-25)$$

ento vzťah prevedie charakteristiku DP na charakteristiku pásmov prepustu.

od vyjadrenia z normovaného DP na obr. 194, dostaneme

$$z_1(p) = P_{pp} \cdot l = \frac{1}{\Delta\omega} \left(p + \frac{\omega_1^2}{p} \right) \cdot l = p \frac{l}{\Delta\omega} + \frac{1}{\frac{p \Delta\omega}{l \omega_1^2}} \quad (12-26)$$

faktor DP sa zmenil na sériový rezonančný obvod s parametrami

$$l_1 = \frac{l}{\Delta\omega} \quad c_1 = \frac{\Delta\omega}{l \omega_1^2} \quad (12-27)$$

inverzný

$$z_2(p) = \frac{1}{P_{pp} c} = \frac{1}{\frac{c}{\Delta\omega} \left(p + \frac{\omega_1^2}{p} \right)} = \frac{1}{p \frac{c}{\Delta\omega} + \frac{\omega_1^2 c}{p \Delta\omega}} = \quad (12-28)$$

faktor DP sa zmenil na
paralelný rezonančný obvod
s parametrami:

$$= \frac{1}{p \frac{c}{\Delta\omega} + \frac{1}{p \frac{\Delta\omega}{\omega_1^2 c}}}$$

$$c_2 = \frac{c}{\Delta\omega}$$

$$l_2 = \frac{\Delta\omega}{c \omega_1^2}$$

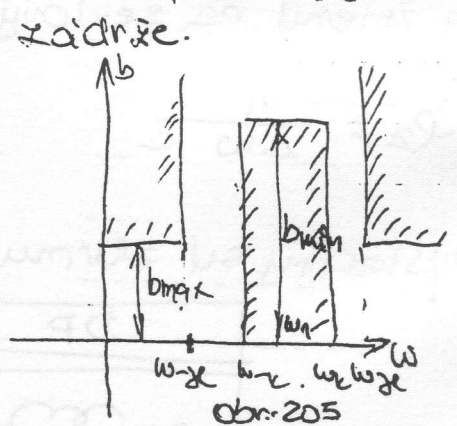
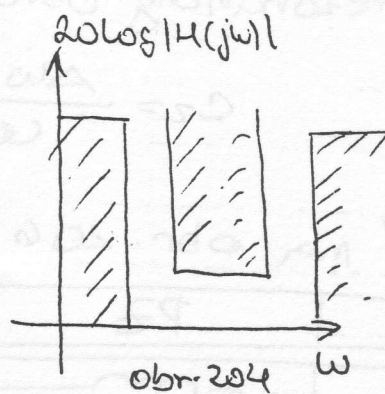
$$(12-29)$$

skladky sú zhromadené na obr. 203.

DP	PP

obr. 203.

12.2.4. Transformácia pdsmovej



AFCH a užitková charakteristika PZ sú

obr. 204 a obr. 205. Zavedieme frekvenciálnu transformáciu danú vzťahom:

$$P_{PZ} = \frac{1}{\Delta\omega} \left(p + \frac{\omega_1^2}{p} \right)$$

$$(12-30)$$

$\sigma=0$ dostaneme

$$Z_{PZ} = \frac{1}{\Delta\omega \left(\omega - \frac{\omega_1^2}{\omega} \right)} = \frac{\Delta\omega \omega}{\omega^2 - \omega_1^2} \quad (12-31)$$

ak aplikujeme rovnice (12-30) na prvky normovaného DP, potom sa impedancia induktora transformuje na výraz:

$$Z_{PZ} = P_{PZ} \cdot l = \frac{l}{\Delta\omega \left(p + \frac{\omega_1^2}{p} \right)} = p \frac{1}{\Delta\omega l} + \frac{1}{p \frac{\Delta\omega l}{\omega_1^2}} \quad (12-32)$$

j - Induktor normovaného DP sa zmenil na paralelný rezonančný obvod parametrami

$$l_1 = \frac{\Delta\omega l}{\omega_1^2} \quad C_1 = \frac{1}{\Delta\omega l} \quad (12-33)$$

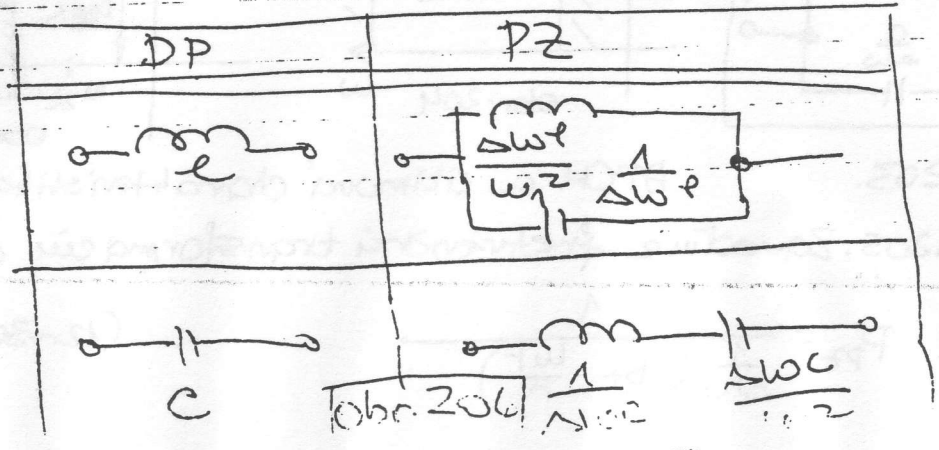
impedancia kapacitora DP sa transformuje na výraz

$$Z_{PZ} = \frac{1}{P_{PZ} c} = \frac{1}{\frac{1}{\Delta\omega \left(p + \frac{\omega_1^2}{p} \right)} c} = p \frac{1}{\Delta\omega c} + \frac{1}{p \frac{\Delta\omega c}{\omega_1^2}} \quad (12-34)$$

o vzťahu (12-34) vidíme, že kapacitor normovaného dolného prepustu sa zmenil na seriový rezonančný obvod s parametrami

$$l_2 = \frac{1}{\Delta\omega c} \quad C_2 = \frac{\Delta\omega c}{\omega_1^2} \quad (12-35)$$

Výsledky sú zhrnuté na obr. 206



12.2.5. Navrh filtrov pri pouziti frekvencnych transformacii.
sada vzťahov odvodených v tejto kapitole, možno pri syntéze filtrov postu-
povať nasledovným spôsobom:

- 1). Frekvencným normovaním alebo príslušnou frekvencnou transformáciou, prevedieme frekvencnú charakteristiku daného filtra na FCM normovaného DP. (t.j. transf. požiadaviek!)
- 2). Aproximujeme požiadavky na normovaný DP.
- 3). Realizujeme normovaný DP
- 4). Normovaný DP príslušnými vzťahmi prevedieme na žiadaný typ filtra.
- 5). Navrhnutú dvojbodnu impedančne odnormujeme.

Ulohou úlohou aproximácie funkcie $f(x)$, je nájsť funkciu $F(x)$ t , aby čo najlepšie napodobňovala funkciu $f(x)$. Z praktických voštov nie je nutné, aby sa obidve funkcie t sebe blížili v ce-
lých intervale definickej premennej (napr. $x \in \langle 0, \infty \rangle$). Obvyčajne
- uspokojíme sa aproximáciou v intervale

$$x \in E = \langle a, b \rangle$$

aproximovaných intervalov môže byť viacej. Úlohou aproximácie môžeme
inoducho zapísať vzťahom

$$f(x) \sim F(x, \bar{a}) \quad x \in E \quad (12-36)$$

e

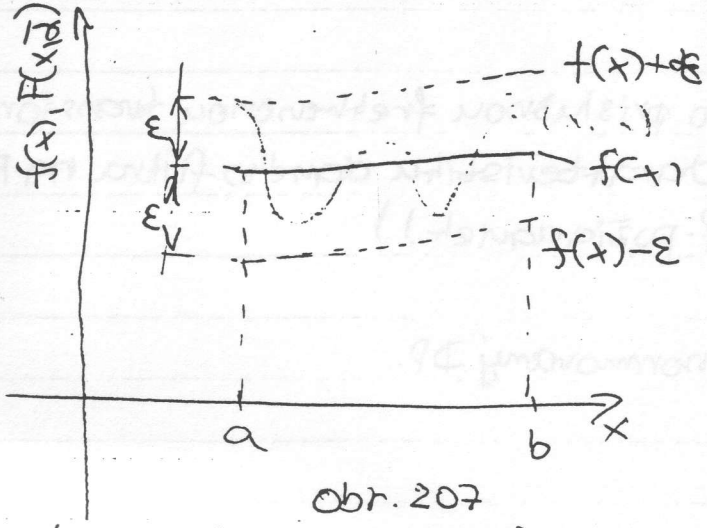
$$\bar{a} = [a_1, a_2, a_3, \dots, a_n]$$

vektor parametrov \bar{a} di aproximáčnej funkcie.

Aproximácia $f(x)$ $F(x, \bar{a})$ má pre $x \in E$, čo najlepšie napodobniť
funkciu $f(x)$. Potrebujeme ale mať kritérium, ktoré by uklozme uytihli
sami obidvoch funkcií.

Predpokladajme, ze je dane cislo $\epsilon > 0$, ($\epsilon \in \mathbb{R}$). Potom ~~z~~ daneho sub funkciu F hladame taku funkciu $F(x, \bar{x})$, ktora vyhovuje podmienke

$$|f(x) - F(x, \bar{x})| \leq \epsilon \quad \forall x \in E \quad (12-34)$$



obr. 207

Graficky je vzťah (12-34) znázornený na obr. 207.

Ak sú dôvody pripustiť udčasie alebo mensie odchylky aproximovanej a aproximujúcej funkcie v určitej časti aproximačného oboru, je

možné do vzťahu (12-37) zaviesť pomocnú udhoru fciu $p(x)$. Potom stanovame

$$p(x) |f(x) - F(x, \bar{x})| \leq \epsilon \quad (12-38)$$

Qualität

mei mieru aproximácie predstavuji kritérium (zhody funkcií $f(x)$ a $F(x, \bar{x})$)

$$\int_E p(x) |f(x) - F(x, \bar{x})|^m dx \leq \delta \quad (12-39)$$

kae $\delta > 0$
 $m \geq 2$

$p(x)$ nezdporna udhova fcia, ktora musi byt integrovatelna

re $m=2$ hovorme o

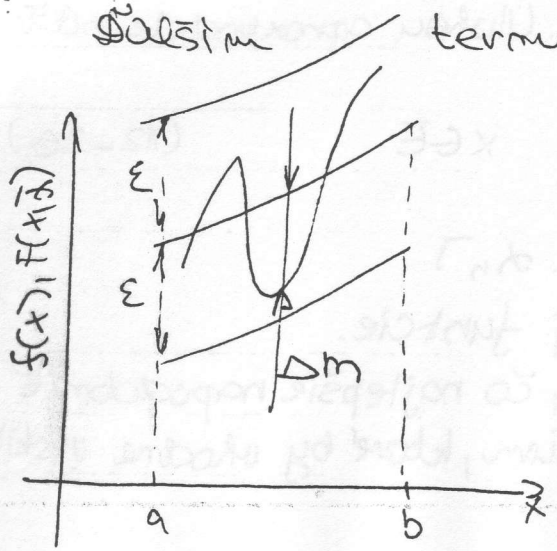
dalším

termimom, ktorým stretavame v teorii aproximácie funkcií, je

ktora je definovaná vzťahom

$$\Delta_m = \max |f(x) - F(x, \bar{x})| \quad (12-40)$$

Graficky je vzťah (12-40), resp. naznacenie Δ_m znázornený na obr. 208.



obr. 208.

používané



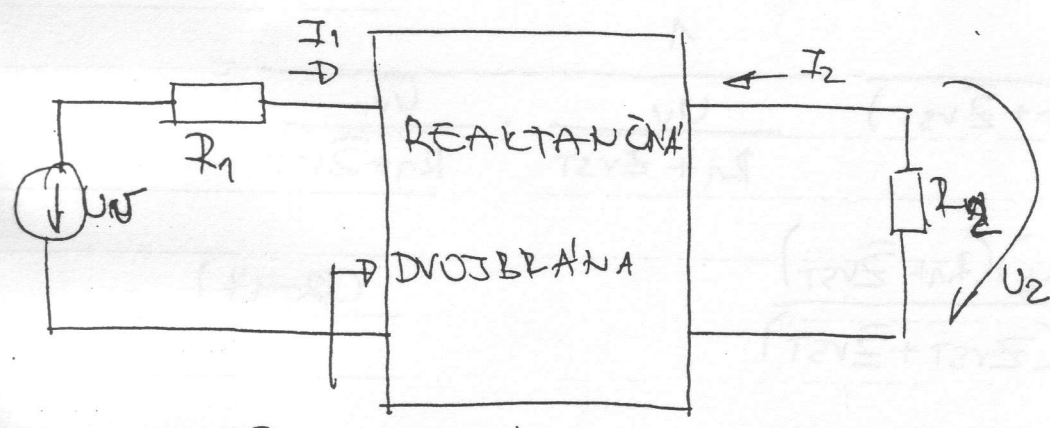
keďže najčastejšie spôsoby / metódy v oblasti LAO patria:

- aproximácia interpoláciou (najčastejšie interpolčné polynómy) (fcau $F(x, \bar{x})$ zostrojíme tak, aby sa s funkciou $f(x)$ presne zhodovala v určitom počte bodov, ktorým hovorme interpolčné uzly)
- aproximácia Taylorovým radom
- kvadratická aproximácia (aproximácia s minimálnou strednou kvadratickou odchýlkou

$$\delta^2(\bar{x}) = \int_E p(x) [f(x) - F(x, \bar{x})]^2 dx \quad (12-41)$$

- najlepšia izoextremálna Čebyševova aproximácia

$$\min_{x \in E} [\max |f(x) - F(x, \bar{x})|] \quad (12-42)$$



Zvst Obr. 209.

Prevedztkový útlm je definovaný vzťahom

$$b = \frac{1}{2} \ln \frac{P_{MAX}}{P} \quad (12-43)$$

~~e definícia P_{MAX} a P , zostávajúajú definíciou útlmu sú tie výkony, ktoré sú dodané do;~~

~~ly pre P_{MAX} : Platíže ak $R_2 = R_1$ kde:~~

$$P_{MAX} = \frac{U_1^2}{4R_1} \quad (12-44)$$

3 vyplýva z definície prevedztkovej miery prenosu pri nedilnom

(19)

vnútornom odporu zdroja Z_1 . P je činný výkon, dodávaný generátorom cez reaktívnu dvojbránu do reálneho rezistora R_2 . Na obr. 209, predpokladáme, že $\bar{U}_1 = U_1 e^{j\omega t}$. Potom pre P platí:

(12-45)

$$P = I_2 \bar{I}_2 R_2 =$$

Pretože reaktívna dvojbrána nemôže žiadnu energiu spotrebovať, musí platiť:

$$P = I_2 \bar{I}_2 R_2 = I_1 \bar{I}_1 \operatorname{Re}[Z_{vst}] = \frac{1}{2} I_1 \bar{I}_1 (Z_{vst} + \bar{Z}_{vst}) \quad (12-46)$$

Osadením (12-46) a (12-44) do (12-43) dostaneme:

$$b = \frac{1}{2} \ln \frac{|U_v|^2}{4 R_1 I_2 \bar{I}_2 R_2} = \frac{1}{2} \ln \frac{|U_v|^2}{4 R_1 \frac{1}{2} I_1 \bar{I}_1 (Z_{vst} + \bar{Z}_{vst})} =$$

$$= \frac{1}{2} \ln \frac{|U_v|^2}{2 R_1 (Z_{vst} + \bar{Z}_{vst})} \cdot \frac{1}{\frac{U_v}{R_1 + Z_{vst}}} \cdot \frac{U_v}{R_1 + \bar{Z}_{vst}} =$$

$$b = \frac{1}{2} \ln \frac{(R_1 + Z_{vst})(R_1 + \bar{Z}_{vst})}{2 R_1 (Z_{vst} + \bar{Z}_{vst})} \quad (12-47)$$

Rovnica (12-47) vyjadruje prevádzkový útlm ako funkciu vnútorného odporu zdroja a ustupnej impedancie reaktívnej dvojbrány.

Rovnicu (12-47) možno vyjadriť tiež takto:

$$e^{-2b} = \frac{2 R_1 (Z_{vst} + \bar{Z}_{vst})}{(R_1 + Z_{vst})(R_1 + \bar{Z}_{vst})} \quad (12-48)$$

užitím (12-48) možno vypočítat výraz:

$$-e^{-2\beta} = 1 - \frac{2R_1(Z_{vst} + \bar{Z}_{vst})}{(R_1 + Z_{vst})(R_1 + \bar{Z}_{vst})} = \frac{R_1^2 + R_1 Z_{vst} + R_1 \bar{Z}_{vst} + Z_{vst} \bar{Z}_{vst}}{(R_1 + Z_{vst})(R_1 + \bar{Z}_{vst})} - 1$$

$$\frac{2R_1 Z_{vst} + 2R_1 \bar{Z}_{vst}}{(R_1 + Z_{vst})(R_1 + \bar{Z}_{vst})} = \frac{R_1^2 - R_1 Z_{vst} - R_1 \bar{Z}_{vst} + Z_{vst} \bar{Z}_{vst}}{(R_1 + Z_{vst})(R_1 + \bar{Z}_{vst})} =$$

$$= \left| \frac{R_1 - Z_{vst}}{R_1 + Z_{vst}} \right|^2 = \left| \frac{Z_{vst} - R_1}{Z_{vst} + R_1} \right|^2 = S^2 \quad (12-49)$$

de S je činiteľ odrazu na vstupnej bráne. Reč utem ozveny bude definovaná ako

$$b_{ozv} = b_n \left| \frac{Z_{vst} + R_1}{Z_{vst} - R_1} \right| \quad (12-50)$$

(12-49) možno zapísať takto: $\frac{Max}{Pov.}$

$$1 = e^{-2\beta} + e^{-2\beta_{ozv}} \quad (12-51)$$

to rovnica vyjadruje vzťah medzi predvídzaným útlmom a útlmom ozveny reaktívnej dvojbrány s končnými rednými rezistanciami R_1 a R_2 .

činiteľa

12.4.2. Vlastnosti činiteľa prenosu reakt. DB
Prevážkacho

apitole venovanej ~~prevažkovej~~ prevádzkovej miere prenosu sme ukázali, platí vzťah:

$$G(p) = e^{g(p)} = \frac{1}{2} \left[a_{11} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} + a_{12} \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2}} + a_{21} \sqrt{R_1 R_2} + a_{22} \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \right] \quad (12-52)$$

namenujeme, že $g(p)$ v (12-52) je miera prenosu, pričom G je

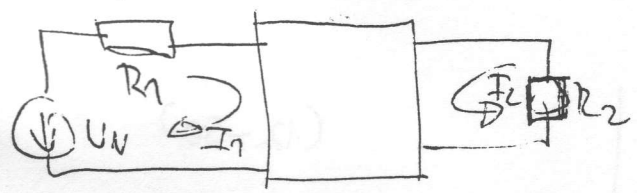
značuje i funkcia $G(p)$, niekedy termulmom (prevádzková) miera prenosu. Da sa tiež ukázať, že $G(p)$ možno vyjadriť tiež pomocou prvkov impedančnej matice dvojbráňovej takto:

$$G(p) = \frac{(R_1 + z_{11})(R_2 + z_{22}) - z_{12}^2}{2 z_{12} \sqrt{R_1 R_2}} \quad (12-53)$$

zahádza o výpočte $G(p)$:

$$G(p) = \frac{U_0 I_0}{U_2 (-I_2)}, \quad U_0 I_0 = \frac{U_U}{2R_1} \cdot \frac{U_U}{2R_1} R_1 = \frac{U_U^2}{4R_1}$$

Metóda štruktúrnej prílohy:



$$Z = \begin{bmatrix} R_1 + z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & R_2 + z_{22} \end{bmatrix}$$

$$U_2 (-I_2) = R_2 (-I_2) (-I_2) = R_2 (-I_2)^2 = R_2 \left(\frac{\Delta_{12}}{\Delta} U_U \right)^2 = R_2 U_U^2 \frac{z_{12}^2}{[(R_1 + z_{11})(R_2 + z_{22}) - z_{12}^2]^2}$$

$$G = \frac{1}{2} \ln \frac{U_U^2 / 4R_1}{R_2 U_U^2 \frac{z_{12}^2}{[(R_1 + z_{11})(R_2 + z_{22}) - z_{12}^2]^2}} = \ln \frac{(R_1 + z_{11})(R_2 + z_{22}) - z_{12}^2}{2 z_{12} \sqrt{R_1 R_2}}$$

keď sme využili vlastnosť poslušnej dvojbráňovej siete ktorej platí: $z_{12} = z_{21}$

Počítame, z rovnice (11-85)

$$G = \frac{1}{2} \ln \frac{U_U}{2 (-I_2) \sqrt{Z_1 Z_2}}$$

možno opísať:

(194)

$$g = \frac{1}{2} \ln \frac{U_1 Z_2}{2 \cdot U_2 \sqrt{R_2 R_1}} = \frac{1}{2} \ln \frac{1}{2} \underbrace{\frac{U_1}{U_2}}_{G_u(p)} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} = \ln \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} G_u(p) \quad (12-54)$$

(12-54) dostáváme tuto formu pro vyjádření měry přenosu (převodové):

$$G(p) = e^{g(p)} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} G_u(p) \quad (12-55)$$

Je $G_u(p)$ je přenos napětí $U_1(p)/U_2(p)$, pro zapojení podle obr. 209.

Podle z analýzy uvedených rovnic, možno ukázat, že $G(p)$ má zlo vlastnosti:

pro reálné R_1 a R_2 je racionální lomenou funkcí, t.j.

$$G(p) = \frac{G(p)}{F(p)} \quad (12-56)$$

$G(p)$ může mít nulové body len v číselné rovinně komplexnej rovině p .

$$G(p) = \frac{\text{všobecný mnohočlen}}{\text{přírny mnohočlen}} = \frac{\text{všobecný mnohočlen}}{\text{nepřírny mnohočlen}} \quad (12-57)$$

z (12-43) dostáváme:

$$e^{2b} = \frac{P_{MAX}}{P} = |G(j\omega)|^2 \quad (12-58)$$

etože plati:

$$|G(j\omega)|^2 = G(j\omega) G(-j\omega) = e^{b+j\omega t} e^{b-j\omega t} = e^{2b} \quad (12-59)$$

Com

$$\frac{P_{MAX}}{P} \geq 1 \quad (12-60)$$

195

Takt)

$$|G(j\omega)| \geq 1$$

$$(12-61)$$

znamendavmo, že funkcija $G(p)$, má i ďalšie zaujímavé vlastnosti, ich prehľad možno nájsť v doporučenej literatúre.

12.6.3. Charakteristická rovnica a char. fcia reaktancij DB.

Yielderajíc z rovnice (12-45) môžeme písať:

$$e^{2b} = \frac{P_{MAX}}{P} \quad \text{resp.} \quad e^{-2b} = \frac{P}{P_{MAX}} \quad (12-62)$$

Rovnicu (12-50) možno zapísať tiež v tvare

$$D_{0zv} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_{MAX}}{P_{0zv}} \quad \text{z čoho} \quad e^{2b_{0zv}} = \frac{D_{MAX}}{P_{0zv}} \quad \text{a} \quad e^{-2b_{0zv}} = \frac{P_{0zv}}{P_{MAX}} \quad (12-62)$$

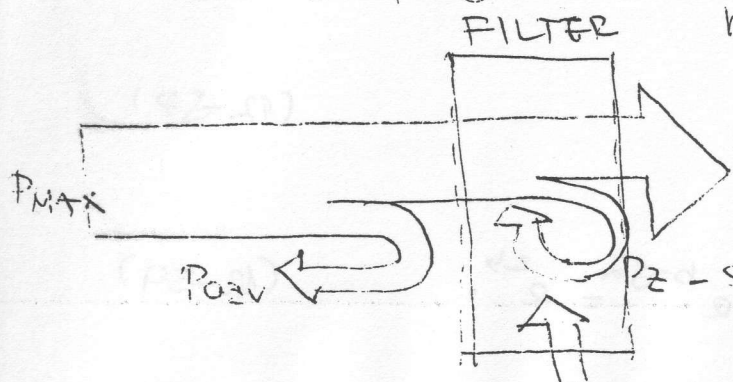
Posadením (12-61) a (12-62) do (12-51) dostaneme:

$$1 = \frac{P}{P_{MAX}} + \frac{P_{0zv}}{P_{MAX}} \quad \text{z čoho} \quad (12-63)$$

$$P_{MAX} = P + P_{0zv} \quad (12-64)$$

Rovnica (12-64) ukazuje veľmi názorne na rozdelenie výkonu v reaktancij dvojbrdne. Grafická interpretácia (12-64) je naznačená na obr. 210, ktorý opisuje energetickú bilanciu filtra. V prípade bezstratových filtrov tu platí:

$P_z = P_{zd} = 0!$



P - výkon doručný do záťaže

P_z - spotrebovaný vo filtere

P_{zd} - zdroj, činný výkon, odberovaný z pomocného zdroja elektrickej energie

elme rovnici (12-64) vytkneme P. Dostaneme

$$\frac{P_{max}}{P} = 1 + \frac{P_{0zv}}{P} \tag{12-65}$$

tedme teraz substituciu:

$$|\varphi(j\omega)|^2 = \frac{P_{0zv}}{P} \tag{12-66}$$

ntcia $\varphi(j\omega)$ sa nazyva

Uzhladom na to, ze platí:

$$\frac{P_{max}}{P} = |\epsilon(j\omega)|^2 = \epsilon(j\omega) \epsilon(-j\omega)$$

ak pouzijem (12-66) možno (12-65) zapísať tiež takto:

$$|\epsilon(j\omega)|^2 = 1 + |\varphi(j\omega)|^2 \tag{12-67}$$

ebo

$$\epsilon(j\omega) \epsilon(-j\omega) = 1 + \varphi(j\omega) \varphi(-j\omega) \tag{12-68}$$

prejdeme z imaginárnej osi $j\omega = p$ do komplexnej roviny p , tak (12-68) dostaneme

$$\epsilon(p) \epsilon(-p) = 1 + \varphi(p) \varphi(-p) \tag{12-69}$$

vnice (12-68) a (12-69) sa nazývajú charakteristickými rovnicami stratoného filtra.

Charakterizuje zo vzťaku (12-53) a (12-68) pri uvažovaní toho, že $\kappa(j\omega)$ sú funkcie nepárne, možno ukázať, že pre $\varphi(j\omega)$ platí:

$$\varphi(j\omega) = \frac{z_{11}z_{22} - R_1R_2 - z_{12}^2 + R_2z_{11} - R_1z_{22}}{2z_{12}\sqrt{R_1R_2}} \tag{12-70}$$

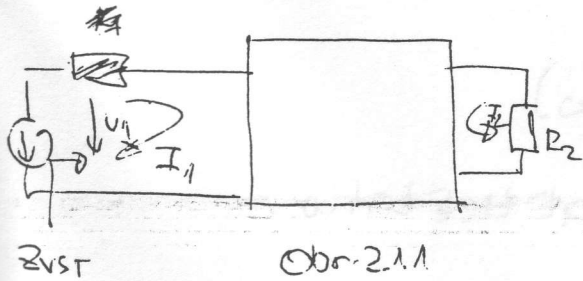
evdazhouj úlohu možno potom vypočítat zo vzťaku

$$b = \frac{1}{2} \ln |\epsilon(j\omega)|^2 = \frac{1}{2} \ln [1 + |\varphi(j\omega)|^2] \tag{12-71}$$

to rovnice je veľmi dôležitá, a to z toho dôvodu, že z nej možno odvodiť zovšeobecnené vzťahy pre charakteristiky filtrov. Z tejto rovnice vyplýva

1. nulové body charakteristické funkce $\varphi(j\omega)$ a nulové body bodové úhlové funkce $b(\omega)$
2. póly charakteristické funkce $\varphi(j\omega)$ a póly úhlové funkce $b(\omega)$
3. pro $|\varphi(j\omega)|^2 \gg 1$, platí: $b(\omega) \approx \ln |\varphi(j\omega)|$.

12.4.4. Vztah mezi vst. imp. Z_{vst} , převodovou činitelem přenosu $G(p)$ a charakteristickou funkcí $\varphi(p)$ RZB.



Uvažujeme zapojení podle obr. 2.1.1. Potom pro impedanční matici sestaví platí:

$$\underline{Z} = \begin{bmatrix} z_{11} + R_1 & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} + R_2 \end{bmatrix} \quad (z_{21} = z_{12})! \quad (12-72)$$

Potom pro vst. teprmi impedancii dostáváme:

$$Z_{vst} = \frac{\Delta}{\Delta_{11}} = \frac{(z_{11} + R_1)(z_{22} + R_2) - z_{12}^2}{z_{22} + R_2} = \frac{(z_{22} + R_2)z_{11} - z_{12}^2}{z_{22} + R_2} \quad (12-73)$$

Ucházejíc z rovníc (12-53) a (12-40), kde urobíme substitucii $p = j\omega$, můžeme vypočítat vztah

$$\frac{G(p) + \varphi(p)}{G(p) - \varphi(p)} = \frac{z_{11} z_{22} + R_2 z_{12} - z_{12}^2}{R_1 (R_2 + z_{22})} \quad (12-74)$$

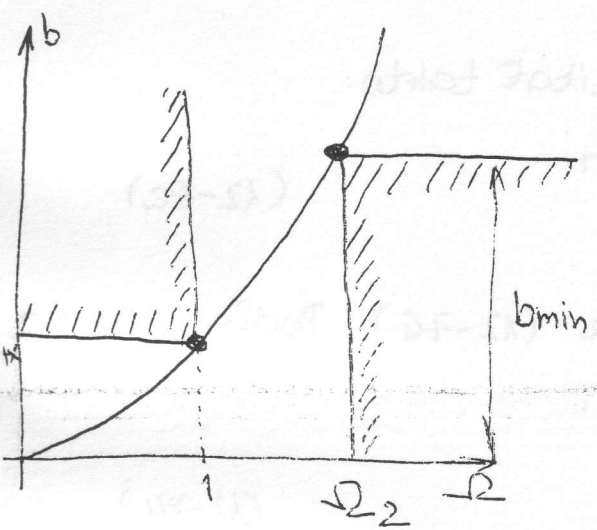
Porovnáním (12-73) a (12-74) zjistíme, že platí:

$$Z_{vst} = \frac{Z_{vst}}{R_1} = \frac{G(p) + \varphi(p)}{G(p) - \varphi(p)} \quad (12-75)$$

Nýznam rovnice (12-75) je v tom, že poskytuje východisko na realizaci bezstratových filterů metodou rozvoje impedanční (normované) funkce do reťazového zlozku.

Syntéza filtra s max plochou útlmovou char.

=> Butterworthove filtre



Obr. 212.

Maximálne plocha útlmová charakteristika je symbolicky nakreslená na obr. 212. Jedná sa o útlmovou charakteristiku dolného (normovaného) priepustu. V prípade aproximácie s maximálne plochou útlmovou charakteristikou pre útlm filtra platí:

$$b(\Omega) = \frac{1}{2} \ln(1 + \epsilon^2 \Omega^{2n}) \quad (12-76)$$

Uchádzajúc (12-76) možno odvodiť nasledujúce vzťahy:

$$e^{2b} = |G(j\Omega)|^2 = 1 + |F(j\Omega)|^2 = 1 + \epsilon^2 \Omega^{2n} \quad (12-77)$$

o vzťahu (12-77) vieme, že pre charakteristickú ~~rovnice~~ ^{funkciu} $F(j\omega)$ ať:

$$F(j\Omega) \cdot G(j\Omega) = |F(j\Omega)|^2 = 1 + \epsilon^2 \cancel{(\dots)} (j\Omega)^n (-j\Omega)^n \quad (12-78)$$

$$[(j\Omega) \cdot (-j\Omega)]^n = j^n \Omega^n \cdot (-1)^n j^n \Omega^n = (-1)^n (j^2)^n \Omega^{2n} = (-1)^n \cdot (-1)^n \cdot \Omega^{2n} = \Omega^{2n}$$

$$F(p) \cdot G(-p) = 1 + \epsilon^2 \cancel{(\dots)} p^n (-p)^n \quad (12-79)$$

tom pre charakteristickú rovnice dostávame:

$$F(p) \cdot G(-p) = 1 + \epsilon^2 (-1)^n p^n \cancel{(\dots)} = 1 + \epsilon^2 p^{2n} (-1)^n \quad (12-80)$$

rovnica (12-76) vyjadruje útlmovou charakteristikou ako funkciu normovaného kmitočtu Ω a dvoch reálnych parametrov ϵ, n .

(199)

hodnotu ϵ určíme určíme použitím vzťahu (12-76) a obr. 212, takto:

$$b_{\max} = b(-1) = \frac{1}{2} \ln(1 + \epsilon^2 \cdot 1^{2n}) = \frac{1}{2} \ln(1 + \epsilon^2) \quad (12-81)$$

Vychádzajúc z (12-81) možno ϵ vypočítať takto:

$$e^{2b_{\max}} = 1 + \epsilon^2 \Rightarrow \epsilon = \sqrt{e^{2b_{\max}} - 1} \quad (12-82)$$

Pre známe číslo n , určíme tiež z rovnice (12-76). Podľa obr. 212 musí platiť:

$$b(-\Omega_2) \geq b_{\min} \quad (12-84)$$

Potom platí:

$$b_{\min} \leq \frac{1}{2} \ln(1 + \epsilon^2 \Omega_2^{2n})$$

$$e^{2b_{\min}} \leq 1 + \epsilon^2 \Omega_2^{2n}$$

$$e^{2b_{\min}} - 1 \leq \epsilon^2 \Omega_2^{2n}$$

$$\frac{e^{2b_{\min}} - 1}{\epsilon^2} \leq \Omega_2^{2n}$$

$$\ln \frac{e^{2b_{\min}} - 1}{\epsilon^2} \leq 2n \ln \Omega_2$$

$$n \geq \frac{\ln \frac{e^{2b_{\min}} - 1}{\epsilon^{2b_{\max}} - 1}}{2 \ln \Omega_2}$$

t.j.

$$n \geq \frac{\ln \frac{e^{2b_{\min}} - 1}{\epsilon^{2b_{\max}} - 1}}{2 \ln \Omega_2} \quad (12-85)$$