

# **ELEKTRONICKÉ PRVKY A OBVODY**

Študijná pomôcka k laboratórnym cvičeniam

Slovenská technická univerzita v Bratislave  
Fakulta elektrotechniky a informatiky  
Katedra rádioelektroniky

## Úvod

Predkladaný učebný text je študijná pomôcka prístupná na internete pre potreby cvičení z predmetu Elektronické prvky a obvody. Žiadna časť textu nesmie byť publikovaná alebo tlačená! Text vychádza z anglosaskej literatúry, ktorá je v originále prístupná na katedre a jej publikovaním, tlačou by boli porušené autorské práva. Materiál je určený pre študentov, ktorí sa tiež čiastočne podieľajú na jeho vzniku. Na záver by som sa chcel poďakovať všetkým, ktorí prispeli k vytvoreniu tohoto textu.

BREZOVIĆ Zdenko

## Obsah

1. Decibely, filtre a Bodeho grafy
- 1.2 Trojpásmová reproduktorová výhybka (Prekřížené prenosové články)
2. RLC obvody a rezonancia
- 2.1 SSB - Systémy prenosu s jedným postranným pásmom
3. Impedančné prispôsobenie, izolácia a transformácia

# 1. Decibely, filtre a Bodeho grafy

## LOGARITMY

Použitie logaritmu v priemysle je tak rozsiahle, že je potrebné pochopiť jeho význam a použitie v technickej praxi. Po prvom použití sa logaritmus často javí ako neurčitý a tajuplný, a to najmä kvôli matematickým operáciám, ktoré je potrebné realizovať pre nájdenie logaritmu a antilogaritmu. Typické metódy používané na školiacich matematických kurzoch sú často zdĺhavé, komplikované. No dnes už takmer všetky vedecké kalkulačky majú všeobecný a prirodzený logaritmus ako funkciu, teda odstraňujú zložitosť používania logaritmov a umožňujú nám lepšie sa sústrediť na pozitívne vlastnosti a charakteristiku tejto funkcie.

## Základné vzťahy

Na úvod skúmame vzťah medzi premennými logaritmickej funkcie. Matematický výraz

$$N = (b)^x$$

uvádza, že číslo  $N$  sa rovná základ  $b$  umocnený na číslo  $x$ . Niekoľko príkladov:

$$100 = (10)^2$$

$$27 = (3)^3$$

$$54,6 = (e)^4 \quad \text{kde} \quad e = 2,7183$$

Ak hľadáme mocninu  $x$ , ktorá spĺňa rovnicu

$$1200 = (10)^x$$

hodnota  $x$  môže byť nájdená použitím logaritmovania pravej a ľavej strany rovnice nasledujúcim spôsobom :

$$\log_{10} 1200 = \log_{10} (10)^x \quad \Rightarrow \quad \log_{10} 1200 = x \cdot \log_{10} (10)$$

$$x = \log_{10} 1200 = 3,079$$

dospejeme k záveru:

$$10^{3,079} = 1200$$

Poznamenajte si, že logaritmus bol vzatý na základe základu 10 – čísla, ktoré je umocnené na  $x$ . Nie je obmedzenie v číselnej hodnote základu. Tabuľky a kalkulačky sú navrhnuté na ovládanie zo základom 10 (dekadický logaritmus,  $\log$ ) alebo základom  $e = 2,781$  (prirodzený logaritmus  $\ln$ ), preto treba posúdiť

ak  $N = (b)^x$ , potom  $x = \log_b N$

Základ, ktorý je použitý, je funkciou oblasti použitia aplikácie. Ak je potrebný prechod z jedného základu k druhému, môže byť použitá nasledovná rovnica

$$\log_e x = 2.31 \log_{10} x$$

V obsahu tejto kapitoly sa sústreďíme na dekadický logaritmus. Niekoľko záverov je tiež použiteľných pre prirodzený logaritmus.

## Niekoľko oblastí aplikácie

Nasleduje krátky zoznam najbežnejších aplikácií logaritmickkej funkcie:

1. Táto kapitola demonštruje, že použitie logaritmu povoľuje vyhodnocovanie odpovede systému pre rozsah hodnôt, ktoré môžu byť inak neriešiteľné alebo nepraktické s lineárnou stupnicou.
2. Hodnoty výkonu, napätia a podobne, môžu byť porovnané bez počítania s veľmi veľkými alebo malými číslami, ktoré často zahmlievajú presný výsledok rozdielu vo veľkosti čísiel.
3. Existuje určitá skupina systémov, ktoré reagujú na vonkajší stimul nelineárne logaritmickým spôsobom. Výsledok je matematický model, ktorý povolí priamy výpočet odozvy systému k jednotlivému vstupnému signálu.
4. Odpoveď systémov radených do kaskády môže byť veľmi rýchlo zistená použitím logaritmov, keď je známy zisk každého stupňa na logaritmickom základe. Táto charakteristika bude demonštrovaná na príkladoch, ktoré nasledujú v ďalšom.

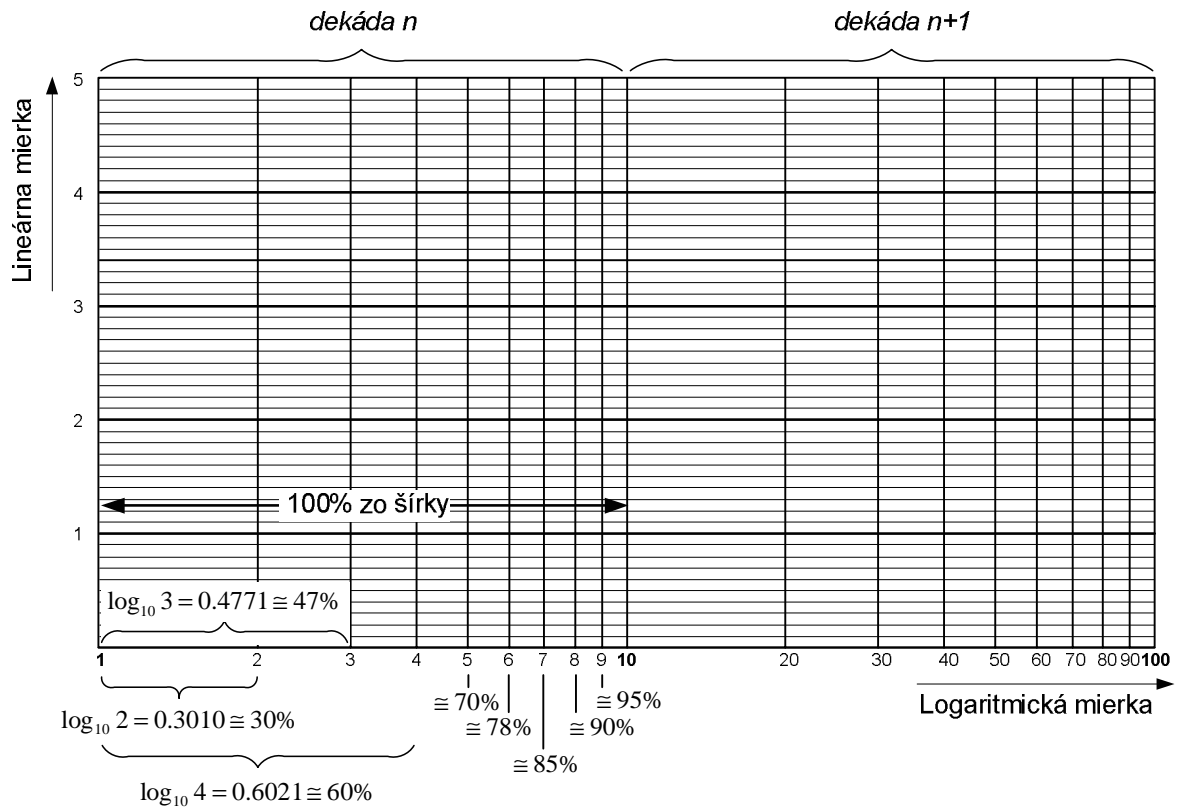
## Grafy

Grafický papier sa používa v semilog a log-log variáciách. Semilog papier má jednu stupnicu logaritmickú a druhá stupnica je lineárna. Obe stupnice log-log papiera sú však logaritmické. Časť semilogaritmického papiera je zobrazená na obr. 1.1. Všimnite si lineárne (rovnomé rozložené intervaly) vertikálnej mierky a opakujúce sa intervaly logaritmickkej stupnice v násobkoch desiatich.

Rozloženie logaritmickkej stupnice je podmienené bežným logaritmom (základ 10) čísla. Stupnica začína od 1 pretože  $\log_{10}1 = 0$ . Vzdialenosť medzi 1 a 2 je stanovená  $\log_{10}2 = 0.3010$  alebo približne 30% celkovej dĺžky logaritmického intervalu, ako je to zobrazené na grafe. Vzdialenosť medzi 1 a 3 je stanovená  $\log_{10}3 = 0.4771$  alebo okolo 48% z celkovej dĺžky.

Pre ďalšie úlohy si zapamätajte, že takmer 50% dĺžky jedného logaritmického intervalu je tvorený číslom 3 a nie číslom 5 ako je to u lineárnej stupnice.

Všimnite si, že číslo 5 je okolo 70% celkovej dĺžky a číslo 8 okolo 90%. Zapamätajte si, že pre percentuálne vyjadrenie celkovej dĺžky medzi čiarami 2, 3, 5 a 8 bude užitočné, ak sú v grafe vynechané jednotlivé číselné označenia zvislých čiar.



Obr. 1.1 Časť semilogaritmickeho papiera – semilogaritmicke zobrazenie

Pretože

$$\log_{10} 1 = 0$$

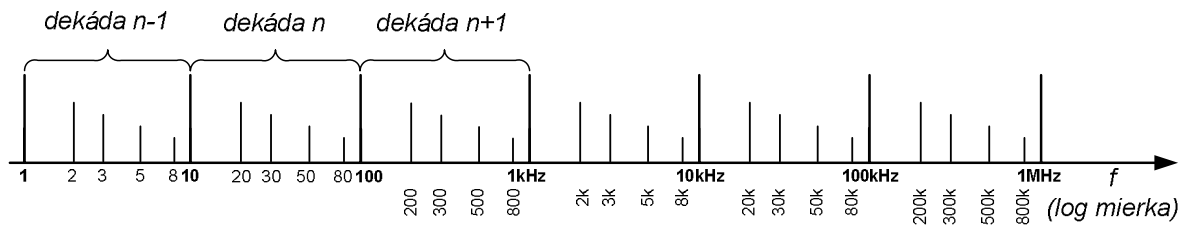
$$\log_{10} 10 = 1$$

$$\log_{10} 100 = 2$$

$$\log_{10} 1000 = 3$$

⋮

dĺžky medzi 1 a 10, 10 a 100, 100 a 1000, atď. budú rovnaké ako je to ukázané na obr. 1.1 a 1.2.



Obr. 1.2 Logaritmická mierka na frekvencnej osi

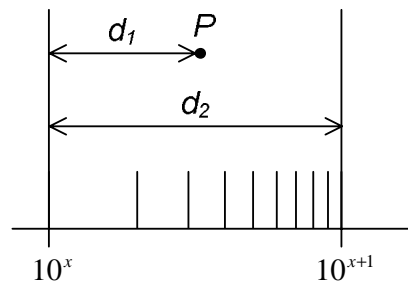
Všimnite si v obr. 1.1 a 1.2 ako sa logaritmická mierka zhutňuje na hornom rozsahu každého intervalu. So zvyšujúcimi sa frekvencnými hodnotami pridanými ku každému

intervalu, graf môže poskytnúť frekvenčné zobrazenie v rozsahu od 1 Hz do 1 MHz, ako je to znázornené na obr. 1.2. s presným zobrazením 30%, 50%, 70% a 90% hodnoty od každého intervalu.

Na mnohých logaritmických grafov je označenie osí stredných intervalov vynechané kvôli nedostatku miesta. Nasledovná rovnica sa môže použiť na určenie logaritmickkej hodnoty v určitom bode medzi známymi hodnotami použitím pravidla jednoduchého odhadu vzdialenosti. Parametre sú definované v obrázku 1.3 :

$$\text{Hodnota} = 10^x \times 10^{d_1/d_2}$$

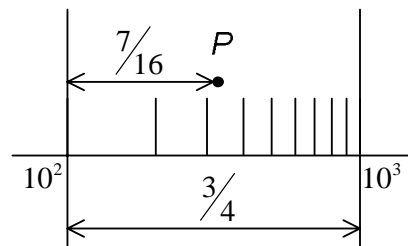
Odvedenie rovnice je jednoducho rozšírením detailov vzťahujúcich sa k vzdialenosti vyskytujúcej sa v obr.1.1.



Obr. 1.3 Výpočet hodnoty zobrazenej v logaritmickom zobrazení

#### Príklad 1.1

Určite hodnotu bodu zobrazeného na logaritmickom grafe na obr. 1.4 použitím meraní urobených pravítkom (lineárnym).



Obr. 1.4 Príklad 1.1

Riešenie:

$$\frac{d_1}{d_2} = \frac{7/16}{3/4} = \frac{0.438}{0.750} = 0.584$$

Použitím kalkulačky :

$$10^{d_1/d_2} = 10^{0.584} = 3.837$$

Použitím rovnice :

$$\text{Hodnota} = 10^x \times 10^{d_1/d_2} = 10^2 \cdot 3.837 = 383.7 \text{ Hz}$$

Hodnota bodu P na frekvenčnej osi je 383.7Hz.

## Vlastnosti logaritmov

Je niekoľko vlastností logaritmov, ktoré by mali byť zdôraznené.

1. Všeobecný alebo prirodzený logaritmus čísla 1 je 0

$$\log_{10} 1 = 0$$

práve ako  $10^0 = 1$  požaduje, aby  $x = 0$ .

2. Logaritmus akékoľvek čísla menšieho ako 1 je záporné číslo.

$$\log_{10} \frac{1}{2} = \log_{10} 0,5 = -0,3$$

$$\log_{10} \frac{1}{10} = \log_{10} 0,1 = -1$$

3. Logaritmus súčinu dvoch čísel je súčet logaritmov.

$$\log_{10} a \cdot b = \log_{10} a + \log_{10} b \quad (1.5)$$



4. Logaritmus podielu dvoch čísel je logaritmus čitateľa mínus logaritmus menovateľa.

$$\log_{10} \frac{a}{b} = \log_{10} a - \log_{10} b \quad (1.6)$$

5. Logaritmus umocneného čísla je rovný súčinu čísla a logaritmu.

$$\log_{10} a^n = n \cdot \log_{10} a \quad (1.7)$$


## Použitie kalkulačky

Na väčšine kalkulačiek nájdeme logaritmus čísla jednoducho zadaním čísla a stlačením klávesy  alebo .

Napríklad :

$$\log_{10} 80 = \text{8} \text{ 0} \text{ log}$$

s výsledkom 1.903.

Na spätný proces, keď je hľadané  $N$ , alebo antilogaritmus, sa používa funkcia  $10^x$ . Na väčšine kalkulačiek nájdeme  $10^x$  ako druhú funkciu nad  klávesov. Napríklad

$$0.6 = \log_{10} N$$

Sú použité nasledujúce klávesy



s výsledkom 3.981.

Kontrola :  $\log_{10} 3.981 = 0.6$ .

## 21.3 DECIBELY

### Výkonový zisk

Dve úrovne výkonu môžu byť porovnané jednotkou, ktorú nazývame bel a je definovaná rovnicou:

$$B = \log_{10} \frac{P_2}{P_1} \quad [\text{bels}]$$

Avšak, na zabezpečenie jednotky pre menšie veľkosti sa definuje decibel, kde:

$$1 \text{ bel} = 10 \text{ decibel [dB]}$$

Výsledkom je nasledujúca dôležitá rovnica, ktorá porovnáva výkonové úrovne  $P_2$  a  $P_1$  v decibeloch:

$$dB = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_2}{P_1} \quad [\text{decibel, dB}] \quad (1.10)$$

Ak sa výkonové úrovne rovnajú ( $P_2 = P_1$ ), potom nenastáva žiadna zmena vo výkonových úrovniach a  $dB = 0$ . Ak je vo výkonovej úrovni nárast ( $P_2 > P_1$ ), výsledok je kladný. Ak je vo výkonovej úrovni pokles ( $P_2 < P_1$ ), výsledok bude záporný.

Pre zvláštny prípad, keď  $P_2 = 2 \cdot P_1$ , zisk v decibeloch je:

$$dB = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_2}{P_1} = 10 \cdot \log_{10} 2 = 3 \text{ dB}$$

Preto, pri reproduktorových systémoch, pre nárast výstupu o 3dB by sa vyžadovalo, aby úroveň výkonu bola zdvojnásobená. V audio priemysle je všeobecne používané pravidlo, že nárast hladiny zvuku je realizovateľný s 3dB prírastkom na výstupnej úrovni. Inými slovami, zvýšenie o 1dB je sotva detekovateľné a zvýšenie o 2dB je len skoro rozoznatelné. Zvýšenie o 3dB má bežne za následok ľahko detekovateľný nárast hladiny zvuku. Ďalší nárast hladiny zvuku je bežne dosiahnutý jednoduchým zvýšením výstupnej úrovne o ďalšie 3dB. Ak by sa používal systém s výkonom 8W, 3dB zvýšenie by vyžadovalo 16W na výstupe, zatiaľ čo ďalšie zvýšenie o 3dB (celkovo o 6dB) by vyžadovalo 32W systém, ako ukazujú nasledujúce výpočty :



$$dB = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_2}{P_1} = 10 \cdot \log_{10} \frac{16}{8} = 10 \cdot \log_{10} 2 = 3 dB$$

$$dB = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_2}{P_1} = 10 \cdot \log_{10} \frac{32}{8} = 10 \cdot \log_{10} 4 = 6 dB$$

Pre  $P_2 = 10P_1$

$$dB = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_2}{P_1} = 10 \cdot \log_{10} 10 = 10 \cdot (1) = 10 dB$$

vyplýva výsledok, kde výkonové zosilnenie má rovnakú veľkosť ako úroveň v decibeloch.

Pre niektoré aplikácie je definovaná referenčná úroveň, ktorá umožňuje porovnanie úrovní v decibeloch od jedného prípadu k druhému. Pre komunikačné systémy je bežne používanou referenčnou úrovňou

$$P_{ref} = 1mW \quad (\text{na } 600\Omega \text{ zataži})$$

Rovnica 21.10 je potom typicky písaná ako

$$dB_m = 10 \log_{10} \frac{P_2}{1mW} \Big|_{600\Omega}$$

Písmenom m označujeme, že je úroveň v decibeloch určená referenčnou úrovňou  $1mW$ .

Konkrétny pre  $P = 40mW$

$$dB_m = 10 \log_{10} \frac{40mW}{1mW} = 10 \log_{10} 40 = 10(1.6) = 16dB_m$$

pre  $P = 4W$

$$dB_m = 10 \log_{10} \frac{4000mW}{1mW} = 10 \log_{10} 4000 = 10(3.6) = 36dB_m$$

Napriek tomu, že výkonová úroveň bola zvýšená 100-krát,  $4000 mW/40 mW = 100$ , zvýšenie v decibeloch bude 20dBm. Súčasne, význam hodnôt 16dBm a 36dBm bude vytvárať okamžitý odhad príslušných úrovni výkonu. Zvýšenie úrovni o 20dBm bude taktiež priradený k značnému zosilneniu vo výkonových úrovniach.

V nasledujúcej tabuľke je uvedený prehľad výkonu jednotlivých tried zariadení.

Úroveň v dB <sub>m</sub>	Výkon vo wattoch	Poznámka
80 dBm	100000 W	Typický vysielací výkon od FM rádiovkej stanice
60 dBm	1000 W	Typický RF(Radio frequency) výkon vo vnútri mikrovlnky
40 dBm	10 W	
36 dBm	4 W	
30 dBm	1 W	Typický RF únik z mikrovlnky
27 dBm	500 mW	Typický vysielací výkon mobilného telefónu
26 dBm	400 mW	
25 dBm	320 mW	
24 dBm	250 mW	
23 dBm	200 mW	
22 dBm	160 mW	
21 dBm	125 mW	
20 dBm	100 mW	Bluetooth Class 1 radio, 100m rozsah WiFi EIRP* v EU je limitovaný do 20dBm
15 dBm	32 mW	
10 dBm	10 mW	
5 dBm	3.2 mW	
4 dBm	2.5 mW	Bluetooth Class 2 radio, 10 m rozsah
3 dBm	2.0 mW	
2 dBm	1.6 mW	
1 dBm	1.3 mW	
0 dBm	1.0 mW	Bluetooth standard (Class 3) radio, 1 m rozsah
-1 dBm	0.79 mW	
-5 dBm	0.32 mW	
-10 dBm	0.1 mW	
-20 dBm	0.01 mW	
-30 dBm	0.001 mW	
-40 dBm	0.0001 mW	
-50 dBm	0.00001 mW	
-60 dBm	0.000001 mW	
-70 dBm	0.0000001 mW	Priemerný rozsah (-60 do -80 dBm) signálu v mobilných sieťach
-80 dBm	0.00000001 mW	
-111 dBm		Termálny šumový prah pre komerčný GPS signálny rozsah (2 MHz)
-127.5 dBm	0.000000000000018 mW	Typický primárny výkon signálu z GPS satelitu.
-174 dBm		Termálny šumový prah pre 1Hz rozsah
-∞ dBm	0 mW	

**\*EIRP - Effective isotropically-radiated power** alebo **Equivalent isotropic radiated power**

$$\text{EIRP(dBm)} = (\text{Výkon vysieláča (dBm)}) - (\text{Straty v prenosovom vedení (dB)}) + (\text{Zisk antény (dB)})$$

## Napät'ové zosilnenie

Decibely sú tiež používané na porovnanie napät'ových úrovní. Dosadením základných výkonových rovníc  $P_2 = V_2^2/R_2$  a  $P_1 = V_1^2/R_1$  do rovnice 1.10 bude mať za dôsledok :

$$dB = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1} = 10 \log_{10} \frac{V_2^2/R_2}{V_1^2/R_1} = 10 \log_{10} \frac{V_2^2/V_1^2}{R_2/R_1} = 10 \log_{10} \left( \frac{V_2}{V_1} \right)^2 - 10 \log_{10} \left( \frac{R_2}{R_1} \right)$$

a

$$dB = 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1} - 10 \log_{10} \frac{R_2}{R_1}$$

Pre prípad, keď je  $R_2 = R_1$ , predpoklad bežne používaný, keď porovnáваме úrovně napätí na decibelovom základe. Druhý výraz v upravovanej rovnici bude mať nulovú hodnotu ( $\log 1 = 0$ ) a

$$dB_v = 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1} \quad (1.12)$$

Použijeme označenie indexu  $v$  ( $dB_v$ ) pre definovanie zisku v decibelovej úrovne.

### Príklad 1.3

Nájdí napät'ové zosilnenie v dB v systéme, kde vstupný signál je 2mV a výstupné napätie je 1.2V.

Riešenie

$$dB_v = 20 \log_{10} \frac{V_o}{V_i} = 20 \log_{10} \frac{1.2V}{2mV} = 20 \log_{10} 600 = 55.56 dB$$

pre napät'ové zosilnenie  $A_v = \frac{V_o}{V_i} = 600$ .

Tabuľka 1.1

$V_o/V_i$	$dB = 20 \log_{10} \frac{V_o}{V_i}$
1	0 dB
2	6 dB
10	20 dB
20	26 dB
100	40 dB
1,000	60 dB
100,000	100 dB

Tabuľka 1.1 porovnáva veľkosť charakteristických ziskov vyplývajúcich z hodnoty v dB. Predovšetkým si všimnite, že keď porovnáme hodnoty napätí, zdvojnásobenie hodnoty znamená zmenu o 6dB, na rozdiel keď zdvojnásobíme hodnotu výkonu je zmena o 3dB.

Navyše, všimnite si, že nárast zisku z 1 na 100,000 znamená zmenu hodnôt v dB, ktoré môžu byť ľahko vynesené do grafu. Taktiež si všimnite, že zdvojnásobenie zisku (z 1 na 2 a z 10 na 20) sa prejaví ako nárast o 6 dB, zatiaľ čo zmena 10 k 1 (z 1 na 10, 10 na 100, atď.) vždy znamená pokles o 20 dB.

### Reakcie na zvukové vnemy (The Human Auditory response)

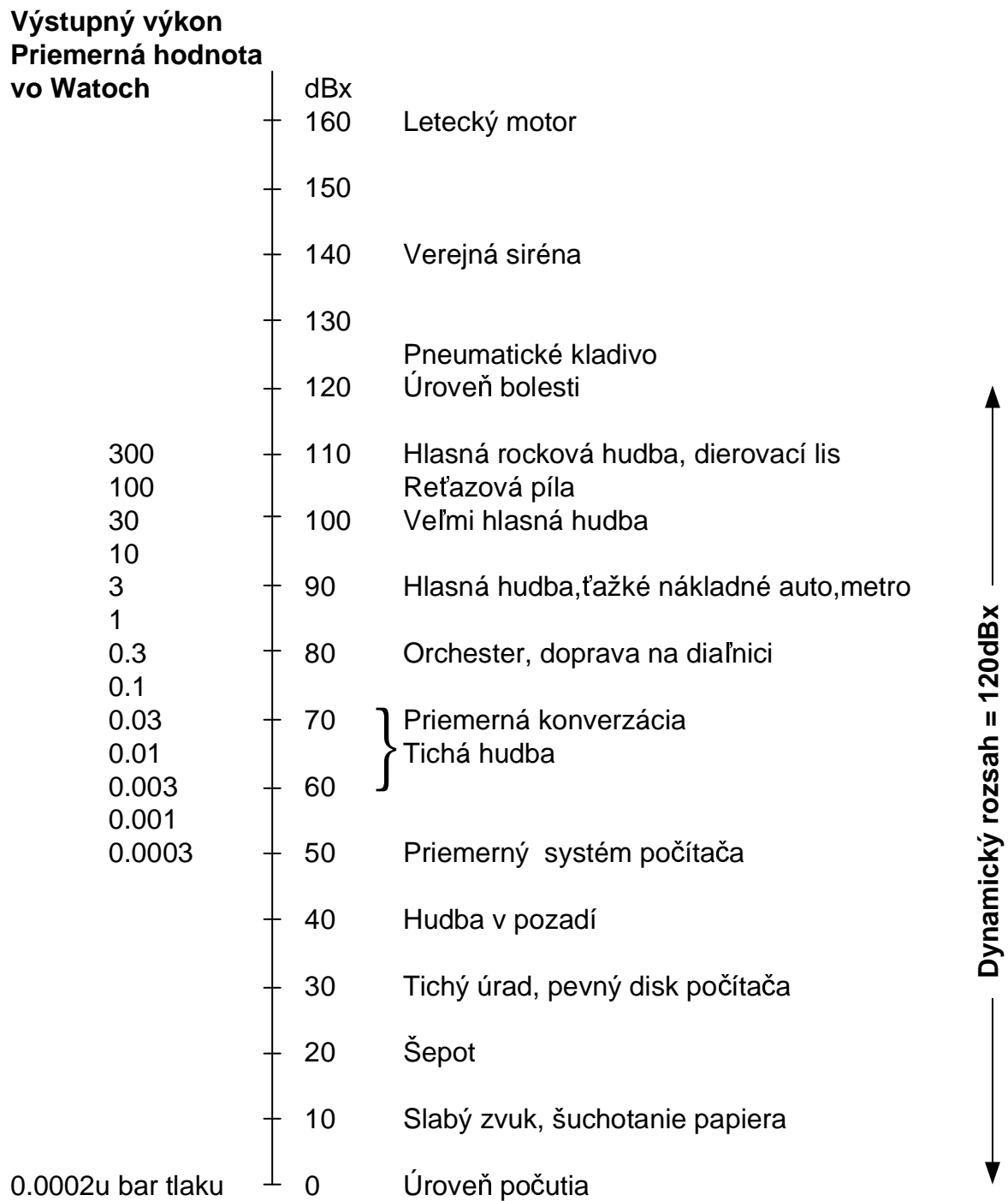
Najčastejšie sa mierky v decibeloch používajú v telekomunikáciach a v zábavnej, audio elektronike. Ľudské ucho nereaguje na zmenu hlasitosti úmerne k jej zmene. To znamená, že zdvojnásobenie hlasitosti z 0.5 na 1W sa neprejaví ako zdvojnásobenie hlasitosti v našom uchu. Navyše, zmenu z 5 na 10W prijme ľudské ucho rovnako, ako zmenu intenzity pocítenú pri zmene z 0.5 na 1W. Inými slovami, pomer medzi úrovňami je rovnaký v oboch prípadoch ( $1W / 0.5W = 10W / 5W = 2$ ) a vyvolá rovnakú zmenu v dB či logaritmoch určenú pomocou rovnice (1.7). Ucho, teda, odpovedá v logaritmickej podobe na zmeny úrovni hlasitosti.

Na vytvorenie základu pre porovnávanie medzi hlasitosťami bola zvolená základná hodnota 0,0002mikrobaru ( $\mu\text{bar}$ ), kde  $1\mu\text{bar}$  je úmerný tlaku zvuku 1dyn na centimeter štvorcový, alebo približne jednej milióntine bežného atmosférického tlaku na úrovni mora. Použitím tejto základnej jednotky je hodnota tlaku zvuku v decibeloch definovaná nasledovným vzťahom :

$$dB_s = 20 \log_{10} \frac{P}{0,0002 \mu\text{bar}} \quad (1.13)$$

kde P je tlak zvuku v mikrobaroch.

Hodnoty v dB na obr. 1.5 sú definované pomocou rovnice (1.12). Prístroje určené pre meranie hlasitosti sú kalibrované na hodnoty definované rovnicou (1.13) a zobrazené na obr. 1.5



*Obr. 1.5 Typická hodnota zvuku a príslušná úroveň v decibeloch*

Často kladenou otázkou týkajúcou sa hlasitosti je o koľko musí byť zvýšený výkon akustického zdroja, aby sme dosiahli dvojnásobok hlasitosti prijatý našim uchom. Otázka nie na prvý pohľad tak jednoduchá ako sa zdá, kvôli uvažovaniu faktorov ako je frekvenčné zloženie zvuku, akustika okolia a jeho fyzikálne vlastnosti a samozrejme jedinečné vlastnosti ľudského ucha. Avšak, hlavný záver môže byť formulovaný, ak si všimneme výkon zdroja akustického signálu znázorneného naľavo na obr. 1.5. Každý výkon má priradenú svoju hodnotu v dB a zmena o 10 dB prislúcha zvýšeniu, alebo zníženiu výkonu násobením desiatimi. Teda, zmena z 90dB na 100dB prislúcha zmene výkonu z 3 na 30 W.

Prostredníctvom experimentov bolo zistené na priemernom základe, že hladina hlasitosti bude zdvojnásobená za každých 10dB zmeny v zvukovej úrovni - výsledok overený príkladmi vpravo na obr. 1.5.

Vzhľadom na fakt, že zmena o 10dB prislúcha desaťnásobnému zvýšeniu výkonu dá sa sformulovať nasledujúci záver ( na aproximatívnom podklade ) :

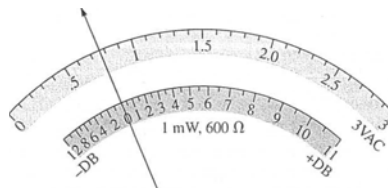
Experimentom bolo zistené, že zdvojnásobenie hlasitosti prichádza pri zvýšení hladiny zvuku o 10dB.

Pre zdvojnásobenie hlasitosti prijatého našim uchom musí byť výkon zdroja akustického signálu zvýšený desaťnásobne.

Inými slovami, zdvojnásobenie úrovne zvuku poskytnutého 1W zdrojom akustického signálu bude vyžadovať zvýšenie na 10W zdroj akustického signálu.

## Prístroje

Veľa moderných multimetrov ( merací prístroj, ktorý umožňuje meranie elektrických veličín – prúd, napätie, odpor, ...) a digitálnych multimetrov má decibelovú mierku navrhnutú tak, aby poskytovala údaje o pomere výkonu pri štandardných hodnotách 1mW na odpore 600Ω. Odčítanie je presné iba ak má záťaž charakteristickú impedanciu 600Ω, 1mW. Hodnota 600 býva zvyčajne vytlačená niekde na prednej strane prístroja, ako je ukázané na obr. 1.6. Decibelová mierka je zvyčajne kalibrovaná na najnižší striedavý (ac) rozsah prístroja.



Obr. 1.6 Definovanie vzťahu medzi decibelovým rozsahom pre 1mW, 600Ω a 3 Vrms napätového rozsahu.

Inými slovami, keď meriame v dB, zvolíme si najnižší striedavý (ac) napätový rozsah, ale odčítame dB mierku. Ak si zvolíme väčší napätový rozsah, musíme použiť korekčný faktor, ktorý je vytlačený na prednej strane prístroja, alebo napísaný v manuáli. Ak je impedancia iná ako 600Ω, alebo nie je čisto odporová, tak musia byť použité iné korekčné faktory, zvyčajne napísané v manuáli. Použitím základnej výkonovej rovnice  $P$

=  $V^2/R$  zistíme, že 1mW na záťaž 600Ω je to isté ako 0.775Vrms na záťaž 600Ω; to je  
 $V = \sqrt{PR} = \sqrt{(1mW)(600\text{ Ohm})} = 0.775V$

Výsledok je ten, že analógový display bude mať 0dB [ definujú referenčný bod 1 mW,

$$dB = 10\log_{10} \frac{P_2}{P_1} = 10\log_{10} \frac{1mW}{1mW(ref)} = 0dB ]$$

a 0.775Vrms na rovnakom priemete ručičky, ako je zobrazené na obr. 1.6. Napätie 2.5V na záťaži 600Ω bude v dB mať hodnotu

$$dB = 20\log_{10} \frac{V_2}{V_1} = 20\log_{10} \frac{2.5V}{0.775V} = 10.17dB$$

dôsledkom toho je, že 2.5V a 10.17dB je tiež na rovnakom priemete ručičky. Napätie menšie ako 0.775V, ako napríklad 0.5V spôsobí, že hodnota v dB bude

$$dB = 20\log_{10} \frac{V_2}{V_1} = 20\log_{10} \frac{0.5V}{0.775V} = -3.8dB ,$$

čo je tiež zobrazené na obr. 1.6. Aj keď odčítame 10dB, ukáže sa, že výkon je 10 krát väčší ako referenčný. Neznamená to však, že pri odčítaní 5dB, bude výstup 5mW. Pomer 10:1 je špeciálne iba pre jeden interval logaritmu. Pre hodnotu 5dB musíme nájsť výkon pomocou antilogaritmu, ktorý ukáže, že hodnota výkonu pre 5dB je asi 3.1 násobok referenčného alebo 3.1mW. Prevodová tabuľka pre podobné prevody sa zvyčajne nachádza v manuáli.



## Filtre

Akákoľvek obvodová kombinácia pasívnych prvkov (R, L a C) alebo aktívnych prvkov (tranzistorov alebo operačných zosilňovačov) navrhnutých tak, aby vybrali alebo potlačili kmitočtové pásmo sa nazýva filtre. V komunikačných systémoch sa filtre používajú, aby prepúšťali žiadané informácie a potlačili nežiadúce informácie. V stereofónnych systémoch môžu byť filtre používané na izolovanie jednotlivých frekvenčných pásiem, pre zvyšovanie alebo znižovanie úrovne zvuku výstupným akustickým systémom (zosilňovačom, reproduktorom, atď.). Filtre sa používajú na filtrovanie nežiadúcich frekvencií, zvyčajne súhrnne označované ako šum, ktorý môže vzniknúť v dôsledku nelineárnych charakteristík niektorých elektronických zariadení alebo signálom viazaným z okolitého prostredia.

Všeobecne, sú dva typy filtrov :

1. Pasívne filtre - sú filtre zložené zo sériovej alebo paralelnej kombinácie R, L, a C prvkov.
2. Aktívne filtre sú filtre, ktoré používajú aktívne prvky ako tranzistory a operačné zosilňovače v kombinácii s R, L, a C prvkami.

V tomto texte budeme uvažovať len pasívne obvody. t.j. analýza bude obmedzená na pasívne filtre. Naviac, v ďalších častiach budú skúmané len najzákladnejšie obvodové zapojenia (riešenia).

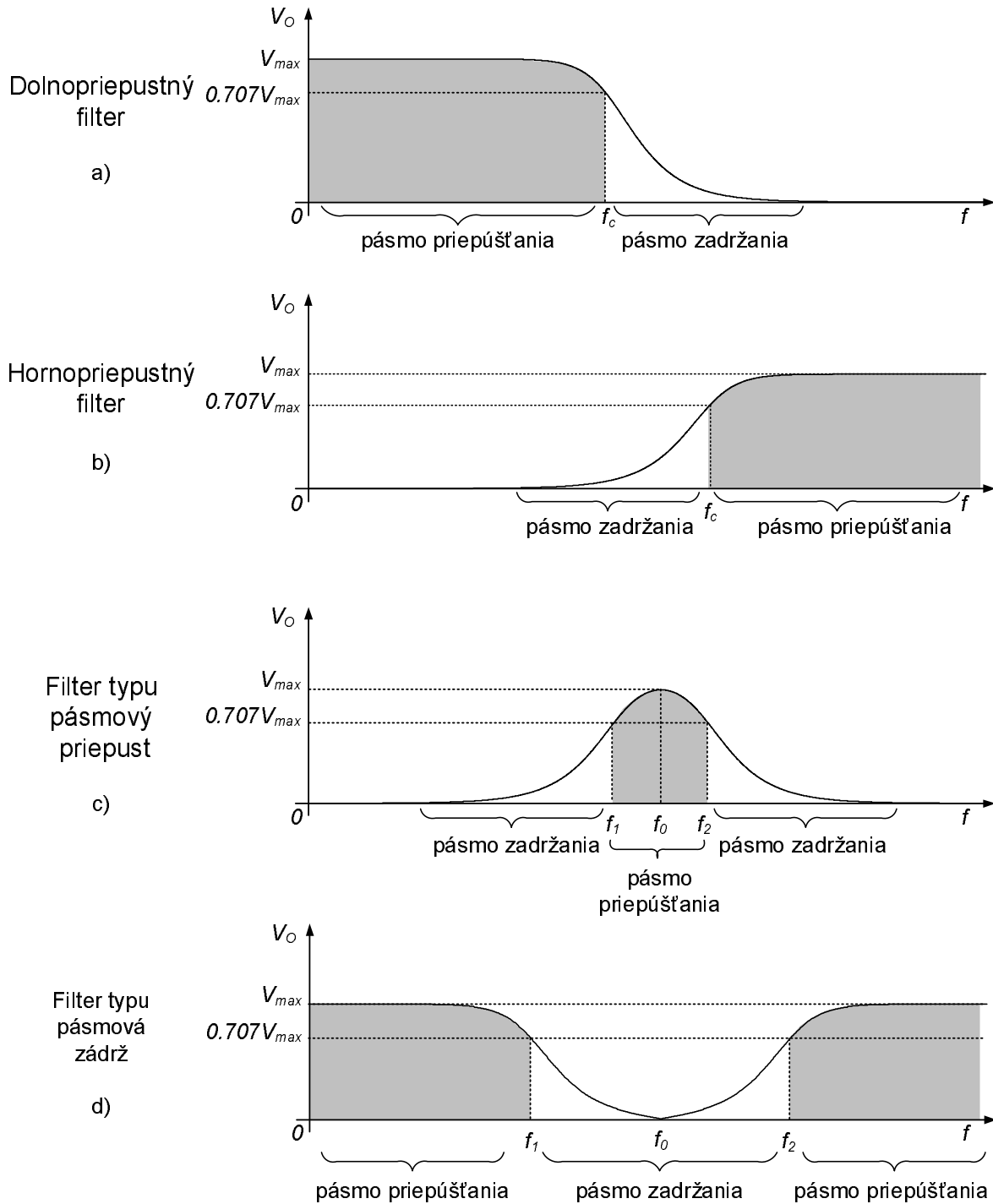
Problematika filtrov je veľmi široká. Rozsiahly výskum s podporou štátu a priemyslu je venovaný vývoju nových komunikačných systémov tak, aby splnili požiadavky na zvýšenie objemu a rýchlosti prenosu informácií.

Existujú kurzy a texty venované formálnym analýzám a návrhu filtračných systémov, ktoré môžu byť veľmi komplexné a zložité (sofistikované).

Všeobecne filtre delíme na štyri rozsiahle kategórie: dolný priepust, horný priepust, pásmový priepust a pásmová zádrž, ako je zobrazené na obrázku 1.7. Pre každý typ filtra sú kritické frekvencie, ktoré definujú oblasti medzi pásmom prepúšťania a pásmom zadržania (často nazývané reject bands). Akákoľvek frekvencia v priepustnom pásme prejde na ďalší stupeň s úrovňou aspoň 70.7% výstupného napätia.

Pre niektoré filtre typu pásmová zádrž je nepriepustné pásmo definované podmienkami inými ako 0.707 z úrovne. V skutočnosti, pre mnohé filtre typu pásmová zádrž sa používa na definíciu oblasti nepriepustného pásma podmienka  $V_0 = 1/1000V_{max}$ , (to korešponduje s údajom -60dB v diskusii, ktorá nasleduje), s priepustným pásmom stále definovaným na úrovni 0.707V. Výsledné frekvencie medzi dvoma oblasťami sú potom nazývajú prechodové frekvencie a definujú oblasť prepúšťania.

Ďalej bude uvedený jeden príklad každého typu filtra z obr. 1.7. V ďalších častiach budú prediskutované základné charakteristiky. Všimnite si relatívnu jednoduchosť niektorých z návrhov.



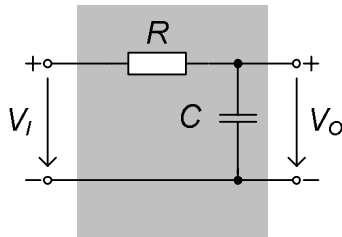
Obr. 1.7 Definícia štyroch všeobecných typov filtrov

## Dolnopriepustný R-C filter

R-C filter, ktorého konštrukcia je neuveriteľne jednoduchá, môže byť použitý ako dolnopriepustný filter, alebo ako hornopriepustný filter. Ak je výstup meraný na svorkách

kondenzátora, ako je ukázané na obr. 1.8, bude sa správať ako dolnopriepustný filter. Ak sa navzájom vymenia pozície rezistora a kondenzátora, a výstup je meraný na svorkách rezistora, správa sa ako hornopriepustný filter.

Ako ukazuje pohľad na obr. 1.7(a), obvod sa môže správať tak, že dosiahne vysoké výstupné napätie pre nízke frekvencie a klesajúce hodnoty pre frekvencie nad kritickou hodnotou. Najprv si ukážeme obvod pri frekvenčných extrémoch  $f=0\text{Hz}$  a veľmi vysokých frekvenciách, aby sme zistili odozvu obvodu.

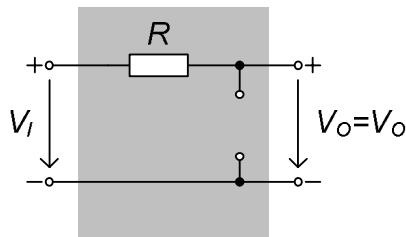


Obr. 1.8 Dolnopriepustný R-C filter

Pri  $f=0\text{Hz}$ , je reaktancia kondenzátor:

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C} = \infty \Omega$$

a kondenzátor môže byť nahradený obvodom naprázdno, ako je znázornené na obr. 1.9, to zároveň vedie k výsledku  $V_o=V_i$ .

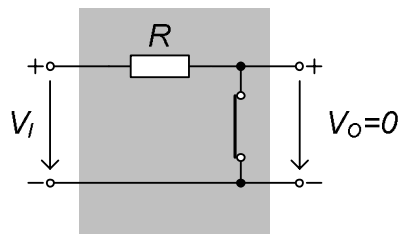


Obr. 1.9 Dolnopriepustný R-C filter pri nízkych frekvenciách

Pri veľmi vysokých frekvenciách je reaktancia kondenzátora:

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C} = 0 \Omega$$

tu môže byť kondenzátor nahradený skratom, ako je znázornené na obr. 1.10, to zároveň vedie k  $V_o = 0\text{V}$ .

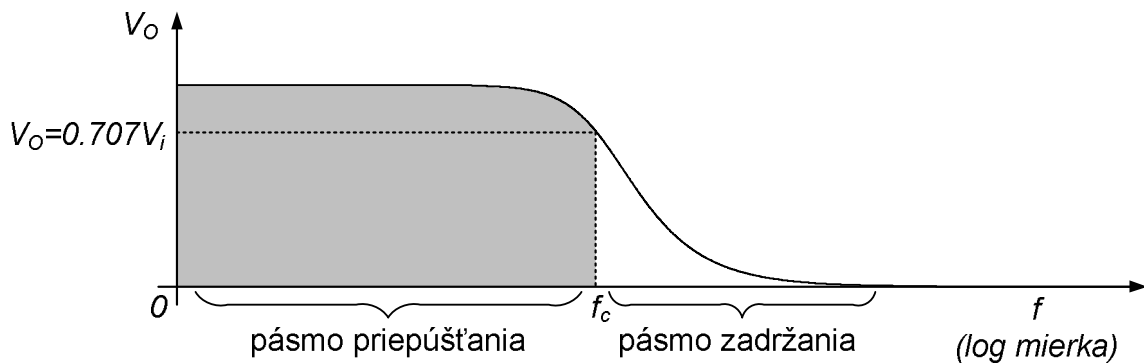


Obr. 1.10 Dolnopriepustný R-C filter pri vysokých frekvenciách

Výsledkom grafu magnitúdy  $V_o$  a frekvencie je krivka na obr. 1.11. Ďalší cieľ je teraz jasne definovaný: nájsť frekvenciu, pri ktorej sa prenos mení z pásma prepúšťania do pásma zadržania.

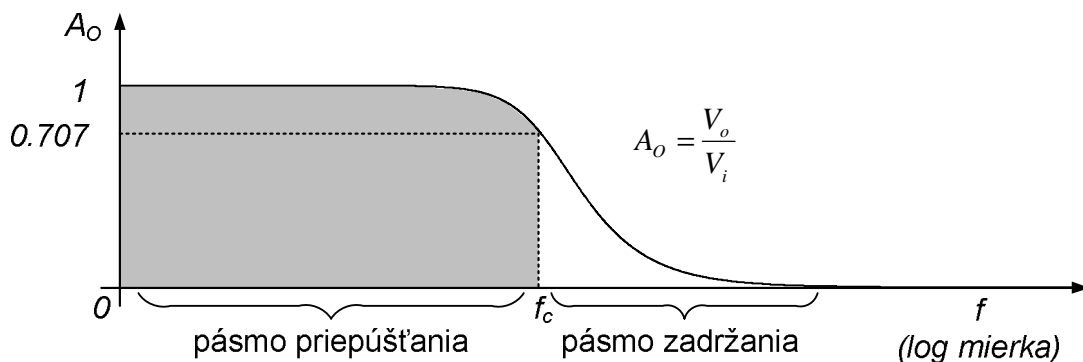
Pri filtroch je najčastejšie používaný normovaný graf na rozdiel od grafu, kde je znázornená závislosť  $V_o$  od frekvencie (ako je na obr. 1.11).

Normovanie je proces, pri ktorom je hodnota, napríklad veličina ako napätie alebo impedancia, delená rovnakou veličinou s rovnakou jednotkou kvôli dosiahnutiu bezrozsmernej hodnoty, špecifickej hodnoty alebo rozsahu.



Obr. 1.11 Závislosť  $V_o$  od frekvencie pre dolnopriepustný filter

Normalizovaný graf prenosu filtra môžeme získať delením vykresľovanej hodnoty, napríklad  $V_o$  z obr. 1.11 so vstupným napätím pre skúmaný rozsah frekvencií. Pokiaľ maximálna hodnota  $V_o$  pre dolnopriepustný filter z obr. 1.8 je  $V_i$ , každé ďalšie namerané  $V_o$  v obr. 1.11 je delené číslom hodnoty  $V_i$ . Výsledok je graf závislosti  $A_v = V_o / V_i$ . Všimnite si, že maximálna hodnota je 1 a medzná frekvencia ( $f_c$  cutoff frequency) je definovaná pri hodnote 0.707.



Obr. 1.12 Normalizovaný graf prenosu filtra z obr. 1.11

Pri strednej frekvencii, výstupné napätie  $V_o$  na obr. 1.8 môže byť určené použitím pravidla pre napäťový delič :

$$V_o = \frac{X_c \angle -90^\circ V_i}{R - jX_c}$$

alebo

$$A_0 = \frac{V_0}{V_i} = \frac{X_C \angle -90^\circ}{R - jX_C} = \frac{X_C \angle -90^\circ}{\sqrt{R^2 + X_C^2} \angle -\tan^{-1}(X_C/R)}$$

a

$$A_0 = \frac{V_0}{V_i} = \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} \angle -90^\circ - \tan^{-1}(X_C/R)$$

Veľkosť pomeru  $V_0/V_i$  sa preto počíta ako:

$$A_0 = \frac{V_0}{V_i} = \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{R}{X_C}\right)^2 + 1}}$$

A fázový uhol  $\theta$  sa počíta ako

$$\theta = -90^\circ - \tan^{-1} \frac{X_C}{R} = -\tan^{-1} \frac{R}{X_C}$$

Pre špeciálnu frekvenciu, pri ktorej  $X_C=R$ , veľkosť prenosu bude

$$A_0 = \frac{V_0}{V_i} = \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{R}{X_C}\right)^2 + 1}} = \frac{1}{\sqrt{1+1}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707$$

čo definuje kritickú alebo hraničnú frekvenciu vzťahu 1.12.

Frekvencia, pri ktorej  $X_C=R$  sa počíta ako

$$\frac{1}{2\pi f_c C} = R$$

a

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (1.16)$$

Dopad a výsledok vzorca (1.16) presahuje jeho relatívnu jednoduchosť. Pre akýkoľvek dolnopriepustný filter, aplikovanie frekvencie nižšej než  $f_c$  vedie k výstupnému napätiu  $V_0$ , ktoré je aspoň 70,7% z maxima. Pre frekvenciu nad  $f_c$ , výstup je menej než 70,7% vstupného signálu.

Riešením  $V_0$  a substitúciou  $V_i = V_i \angle 0^\circ$  dáva

$$V_0 = \left[ \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} \angle \theta \right] V_i = \left[ \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} \angle -\theta \right] V_i \angle -0^\circ$$

a

$$V_0 = \frac{X_C V_i}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} \angle \theta$$

Uhol  $\theta$  je preto uhol, o ktorý  $V_0$  predbieha  $V_i$ . Keďže  $\theta = -\tan^{-1}X_C/R$  je vždy záporný (okrem  $f=0$  Hz) je jasné, že  $V_0$  bude vždy zaostávať za  $V_i$ , čo vedie k označeniu obvodu na obr. 1.8 ako "oneskorovací obvod".

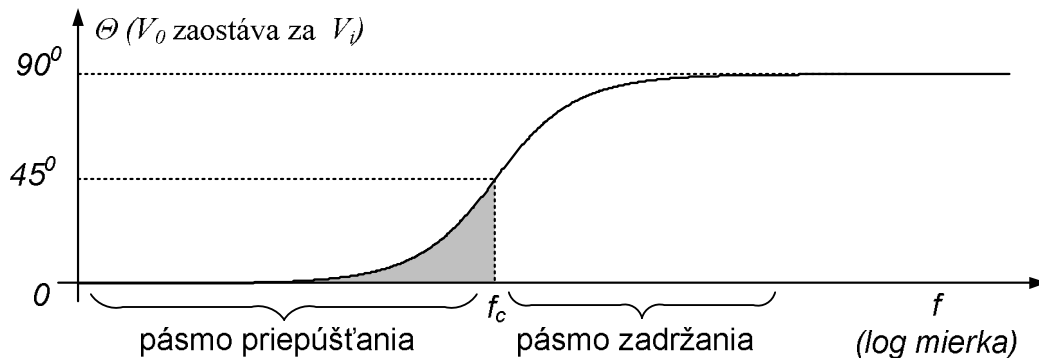
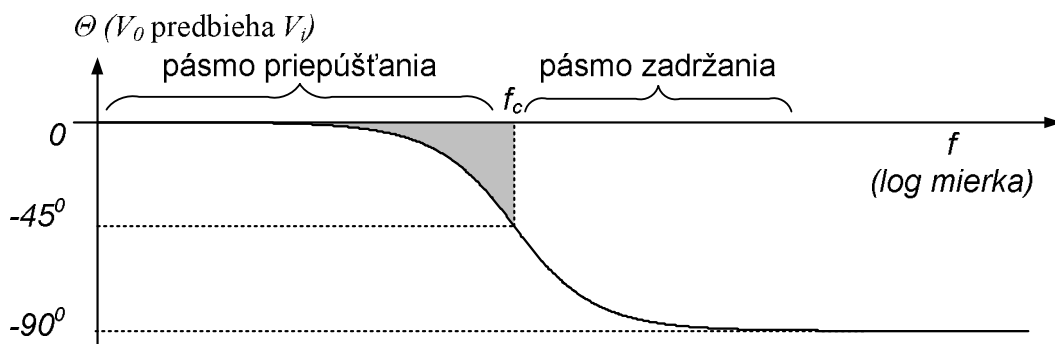
Pri vysokých frekvenciách,  $X_C$  je veľmi malé a  $R/X_C$  je dosť veľké, čo vedie k tomu, že  $\theta = -\tan^{-1}X_C/R$  sa blíži k  $-90^\circ$ .

Pri nízkych frekvenciách,  $X_C$  je dosť veľké a  $R/X_C$  je veľmi malé, čo vedie k tomu, že  $\theta = -\tan^{-1}X_C/R$  sa blíži k  $0^\circ$ .

Keď  $X_C=R$ , alebo  $f=f_c$ ,  $\theta = -\tan^{-1}X_C/R = -\tan^{-1}1 = -45^\circ$ .

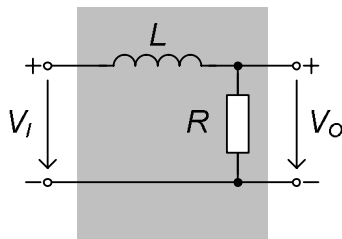
Graf závislosti  $\theta$  od frekvencie vedie k fázovému diagramu znázornenému na obr. 1.13. Graf znázorňuje  $V_0$  predbiehajúce  $V_i$ , ale keďže fázový posun je vždy záporný, graf fáze z obr. 1.14 ( $V_0$  zaostáva za  $V_i$ ) je viacej vhodný. Pamätajte, že zmena znamienka si vyžaduje aby vertikálna os bola pootočená o uhol, o ktorý  $V_0$  zaostáva za  $V_i$ . Predovšetkým si pamätajte, že fázový posun medzi  $V_0$  a  $V_i$  je menší než  $45^\circ$  v priepustnom pásme a blíži sa k  $0^\circ$  pri nižších frekvenciách. Ako zhrnutie pre dolnopriepustne R-C filter z obr. 1.8. platí

	$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$
Pre $f < f_c$	$V_0 > 0.707V_i$
a pre $f > f_c$	$V_0 < 0.707V_i$
na $f_c$	$V_0$ je oneskorené za $V_i$ o $45^\circ$



Odozva dolnopriepustných filtrov na obr. 1.7(a) sa dá tiež dosiahnuť použitím zapojenia odporu a cievky R-L ako je ukázané na obr. 1.15, pričom platí:

$$f_c = \frac{R}{2\pi L}$$

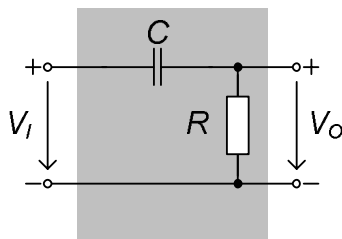


Obr. 1.15 Dolnopriepustný R-L filter

Vo všeobecnosti, zapojenie R-C je populárnejšie, kvôli menšej veľkosti kapacitných prvkov a nelinearitám spôsobeným induktívnymi prvkami. Detaily z analýzy dolnopriepustného R-L ostávajú ako cvičenie pre čitateľa.

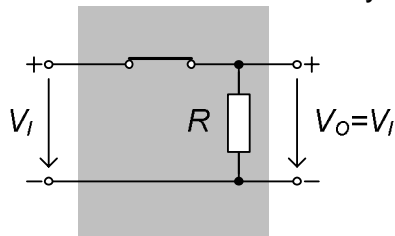
### Hornopriepustný R-C filter

Ako už bolo spomenuté v predchádzajúcej časti, hornopriepustný R-C filter môže byť konštruovaný jednoduchou zámennou pozície kondenzátora a rezistora, ako je ukázané na obrázku 1.19.



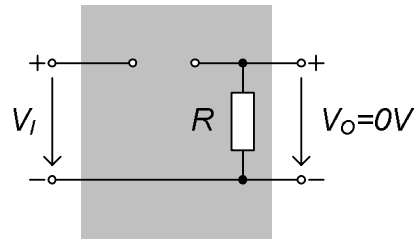
Obr. 1.19 Hornopriepustný R-C filter

Pri vysokých frekvenciách je reaktancia kondenzátora veľmi malá a môže byť nahradená skratom, ako je ukázané na obrázku. 1.20. Výsledkom je  $V_o = V_i$ .



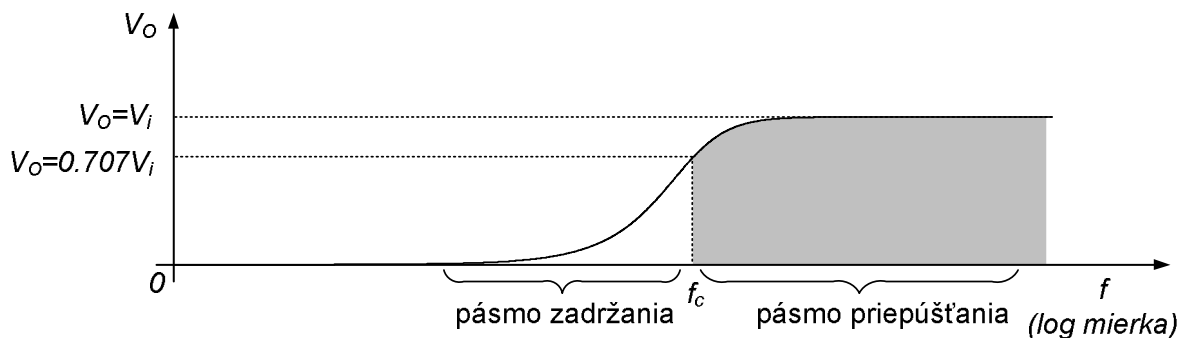
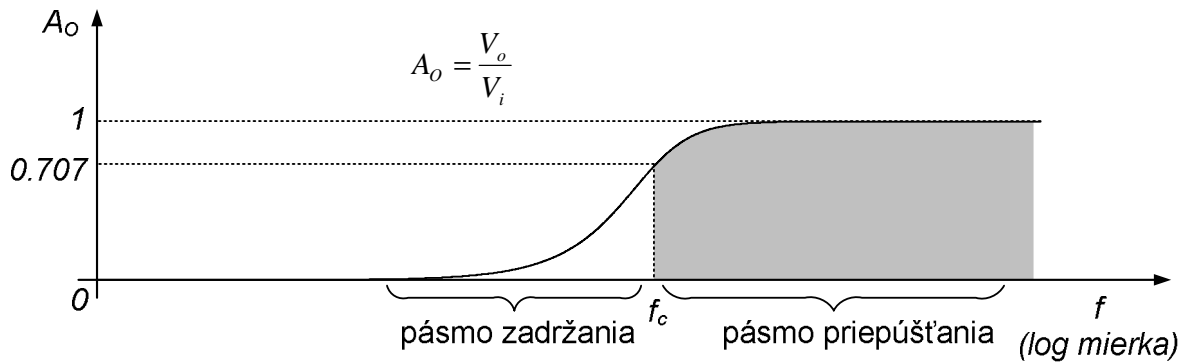
Obr. 1.20 Hornopriepustný R-C filter pri nízkych frekvenciách

Pri  $f=0\text{Hz}$ , reaktancia kondenzátora je veľmi vysoká a môže byť nahradená otvoreným obvodom ako je ukázané na obr. 1.21. V tomto prípade  $V_o = 0V$ .



Obr. 1.21 Homopriepustný R-C filter pri vysokých frekvenciách

Graf závislosti veľkosti magnitúdy od frekvencie je na obr. 1.22 a normalizovaný graf je na obr. 1.23.

Obr. 1.22 Závislosť  $V_o$  od frekvencie pre homopriepustný filter

Obr. 1.23 Normalizovaný graf prenosu filtra z obr. 1.22

Na ktorejkoľvek frekvencii medzi týmito dvomi prípadmi môže byť výstupné napätie zistené použitím pravidla pre napäťový delič :

$$V_o = \frac{R \angle 0^\circ V_i}{R - jX_C}$$

alebo

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R \angle 0^\circ}{R - jX_C} = \frac{R \angle 0^\circ}{\sqrt{R^2 + X_C^2} \angle -\tan^{-1}(X_C/R)}$$



a

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} \angle \tan^{-1}(X_C/R)$$

Veľkosť pomeru  $V_0/V_i$  sa preto počíta ako :

$$A_0 = \frac{V_0}{V_i} = \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{R}{X_C}\right)^2 + 1}}$$

A fázový uhol  $\theta$  sa počíta ako:

$$\theta = \tan^{-1} \frac{X_C}{R}$$

Pre frekvencie, pre ktoré je  $X_C=R$ , veľkosť prenosu bude

$$A_0 = \frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{R}{X_C}\right)^2 + 1}} = \frac{1}{\sqrt{1+1}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707$$

ako je ukázané na obr. 1.23

Frekvencia, pri ktorej  $X_C = R$  vyplýva zo vzťahu :

$$X_C = \frac{1}{2\pi f_c C} = R$$

a

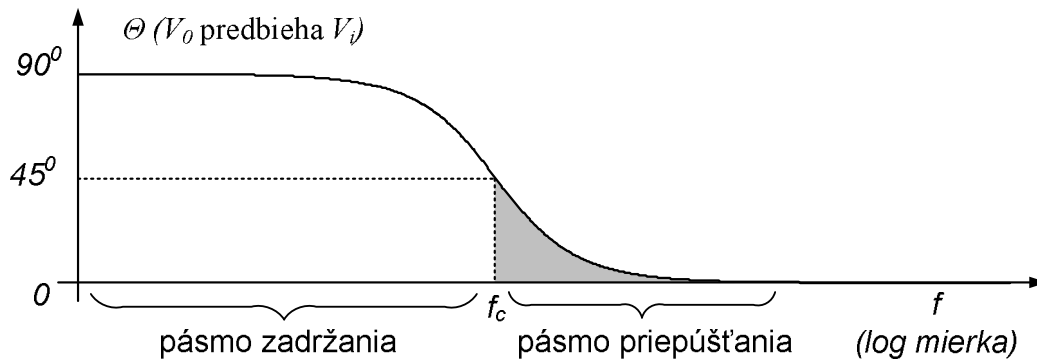
$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

Pre hornopriepustný R-C filter použitie akejkoľvek frekvencie väčšej ako  $f_c$  bude mať za následok že výstupné napätie  $V_0$  bude väčšie než 70.7% z veľkosti vstupného signálu. Pre frekvenciu menšiu než  $f_c$  výstupné napätie bude menšie než 70.7% z veľkosti pripojeného vstupného signálu.

Pre fázový uhol má vysoká frekvencia za následok malé hodnoty  $X_C$  a pomer  $X_C/R$  sa bude blížiť nule a  $\theta = \tan^{-1} X_C/R$  sa bude tiež blížiť k  $0^\circ$ , ako je ukázané na obrázku 1.24. Pri nízkych frekvenciách pomer  $X_C/R$  sa stáva veľmi veľký a  $\tan^{-1} X_C/R$  sa približuje  $90^\circ$ . Pre prípad  $X_C=R$  je  $\theta = \tan^{-1} X_C/R = \tan^{-1} 1 = 45^\circ$ .

Pridelením fázového uhla  $0^\circ$  k vstupnému napätiu  $V_i$  tak, že  $V_i = V_i \angle 0^\circ$ , fázový uhol spojený s  $V_0$  je  $\theta$ , a preto  $V_0 = V_o \angle \theta$ . Potom  $\theta$  je uhol, o ktorý  $V_0$  predbieha  $V_i$ .

Pretože uhol  $\theta$  je uhol, s ktorým  $V_0$  predbieha  $V_i$  cez celý frekvenčný rozsah obr. 1.24. hornopriepustný R-C filter je označovaný ako „predbiehajúci obvod“.



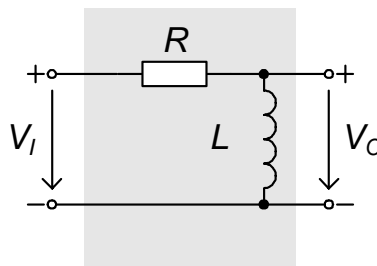
Obr. 1.24 Fázovo-frekvenčná charakteristika pre hornopriepustný R-C filter

V konečnom výsledku pre hornopriepustný R-C filter platí:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

Pre	$f < f_c$	$V_o < 0.707V_i$
a pre	$f > f_c$	$V_o > 0.707V_i$
na	$f_c$	$V_o$ predbieha za $V_i$ o $45^\circ$

Odozva hornopriepustného filtra na obr. 1.23 môže byť tiež dosiahnutá použitím rovnakých prvkov ako na obr. 1.15, použitím zapojenia odporu a cievky R-L, ale zmenou ich pozície ako je to ukázané na obr. 1.25.



Obr. 1.25 Hornopriepustný R-L filter

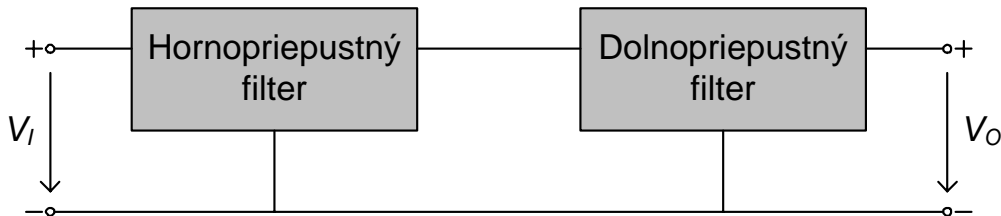
### PRÍKLAD 1.6

Je dané :  $R = 20 \text{ k}\Omega$  a  $C = 1200 \text{ pF}$ :

- Znázorníte normalizovaný graf prenosu pokiaľ je filter používaný ako hornopriepustný a dolnopriepustný
- Znázorníte fázorový diagram pre oba filtre z časti (a).
- Určte veľkosť a fázu  $A_v = V_o/V_i$  keď  $f = 1/2 f_c$  pre hornopriepustný filter.

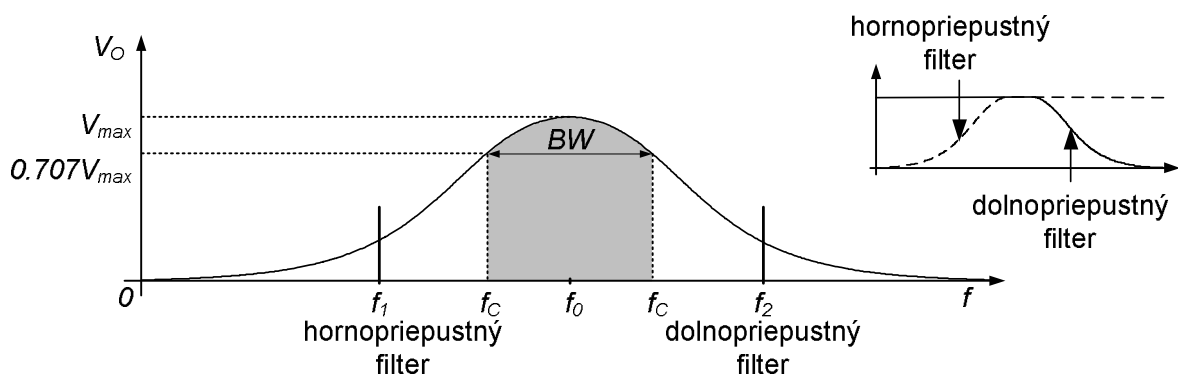
## Pásmovo priepustné filtre.

Je niekoľko metód ako vytvoriť pásmový priepust ako je znázornené na obrázku 1.7(c). Jedna z nich využíva hornopriepustný aj dolnopriepustný filter, ktoré sú zapojené do kaskády, ako ukazuje obrázok 1.28.



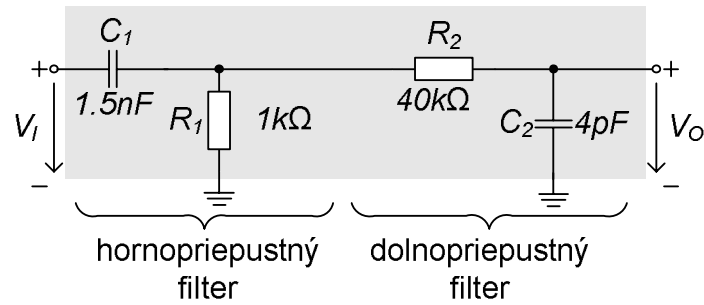
Obr. 1.28. Pásmovo priepustný filter.

Súčiastky sú vyberané tak, aby medzná frekvencia hornopriepustného filtra bola nižšia ako medzná frekvencia dolnopriepustného filtra (obr. 1.29). Frekvencia  $f_1$  môže prejsť cez dolnopriepustný filter, ale na  $V_O$  je trochu potlačená hornopriepustným filtrom. Frekvencia  $f_2$  môže prejsť hornopriepustným filtrom, ale nedokáže prejsť cez oblasť s charakteristikou dolného priepustu. Frekvencia  $f_0$ , ktorá je skoro v strede, prejde oboma filtermi bez väčších zmien.



Obr. 1.29 Charakteristika pásmového priepustu

Obvod z príkladu 1.7 bude mať charakteristiku, ktorá je znázornená na obr. 1.29. Avšak pre obvod podobný obvodu na obrázku 1.30 dochádza pri každej frekvencii ku skresleniu hodnoty  $V_O$ . Hodnota  $V_O$  leží veľmi blízko  $V_I$  v pásmovom priepuste, ale nikdy jej nebude rovná. Okrem toho, priblíženie medzných frekvencií oboch filtrov navzájom spôsobuje zvýšenie faktoru kvality krivky odozvy, hodnota amplitúdy v oblasti pásmového priepustu bude klesať.



Obr. 1.30 Pásmovo priepustný filter.

## PRÍKLAD 1.7

Pre pásmový priepust na obr. 1.30 :

- Vypočítajte medzné frekvencie hornopriepustného a dolnopriepustného filtra.
- Iba na základe kritických frekvencií načrtnite ideálnu charakteristiku a vypočítajte šírku pásma pásmového priepustu.
- Vypočítajte okamžitú hodnotu  $V_o$  hornopriepustného filtra pri medznej frekvencii a porovnajte s ideálnou hodnotou pri  $0.707V_i$ .

## RIEŠENIE :

Hornopriepustný filter:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = \frac{1}{2\pi(1k\Omega)(1.5nF)} = 106.1kHz$$

Dolnopriepustný filter:

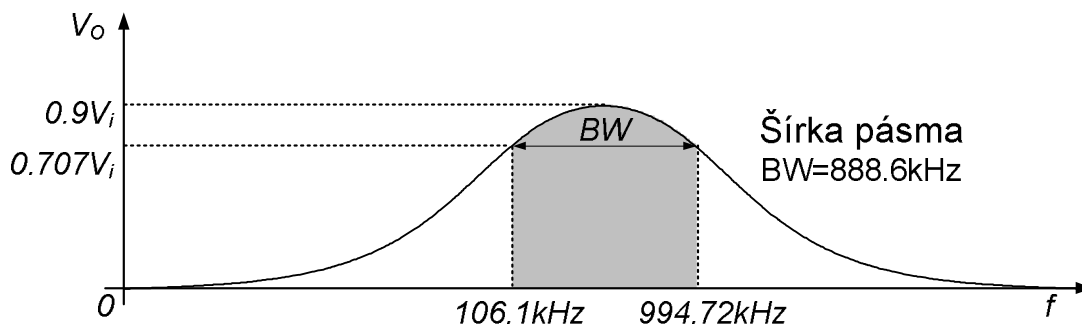
$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} = \frac{1}{2\pi(40k\Omega)(4pF)} = 994.72kHz$$

Pozri obr. 1.31

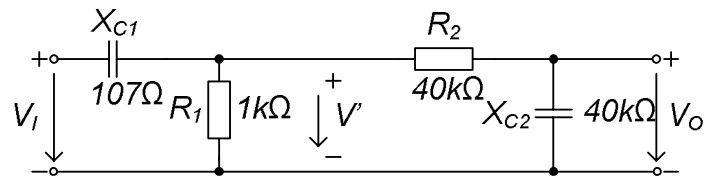
Pri  $f = 994.72 kHz$ :

$$X_{c1} = \frac{1}{2\pi f C_1} \cong 107\Omega \quad X_{c2} = \frac{1}{2\pi f C_2} \cong 40k\Omega$$

z čoho vychádza obvod znázornený na obr. 1.32



Obr. 1.30 Charakteristika pásmového priepustu pre filter z obr. 1.30

Obr. 1.31 Schéma obvodu z obr. 1.30 pri frekvencii  $f = 994.72 \text{ kHz}$ 

Magnitúda sériového zapojenia  $R_2$ - $X_{C2}$  je taká veľká porovnaním k paralelnému rezistoru  $R_1$ , že nabíjací efekt na ňom môže byť zanedbaný ako dobrá aproximácia.

Výsledok je :

$$V' = \frac{R_1 \angle 0^\circ V_i}{R_1 - jX_{C1}} = \frac{(1\text{k}\Omega \angle 0^\circ) V_i}{1\text{k}\Omega - j0.107\text{k}\Omega} = 0.994 V_i \angle 6.11^\circ$$

pri  $f = f_c$

$$V_0 = 0.707 V' = 0.707 (0.994 V_i)$$

a

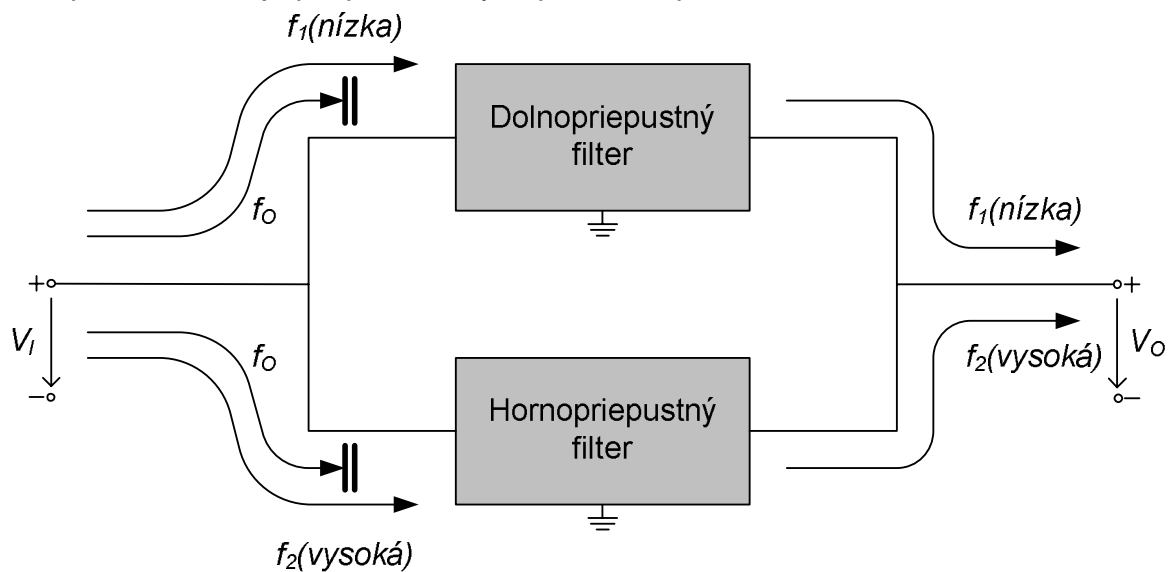
$$A_0 = \frac{V_0}{V_i} = 0.703$$

ktorý je veľmi blízko úrovni 0,707.

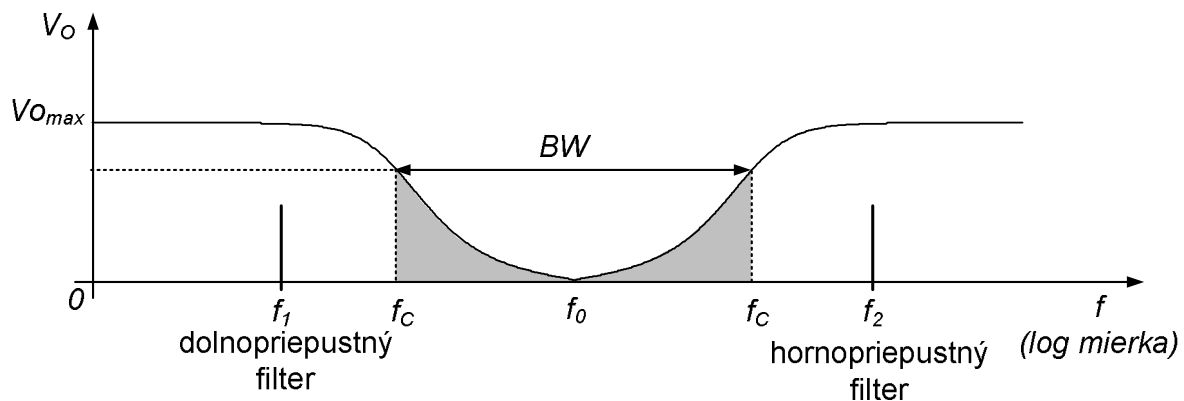
Počítačová analýza bude mať výsledok 0,707 pri frekvencii 107,5 kHz, a 0,710 pri 970,98 kHz, tj. potvrdí náš návrh. Odozva frekvencie nedosiahne maximum v časti pásma prepúšťania, ale maximalizuje sa na 0,901 pri frekvencii 320,33 kHz.

## Pásmová zadrž

Pásmová zadrž môže byť tiež vytvorená z horno a dolnopriepustných filtrov. Ale lepšie ako kaskádové konfigurácie použité pre pásmovo priepustné filtre je paralelné zapojenie ako je znázornené na obrázku 1.38. Nízka frekvencia  $f_1$  môže prejsť cez dolnopriepustný filter a vyššia frekvencia  $f_2$  môže použiť paralelnú časť, ako je ukázané na obrázku 1.38 a 1.39. Frekvencia  $f_0$  v pásme potlačenia je vyššia ako kritická frekvencia dolnopriepustného filtra a nižšia ako kritická frekvencia hornopriepustného filtra a preto zabraňuje prispievať k výstupnému napätiu  $V_0$  nad  $0.707V_{max}$ .



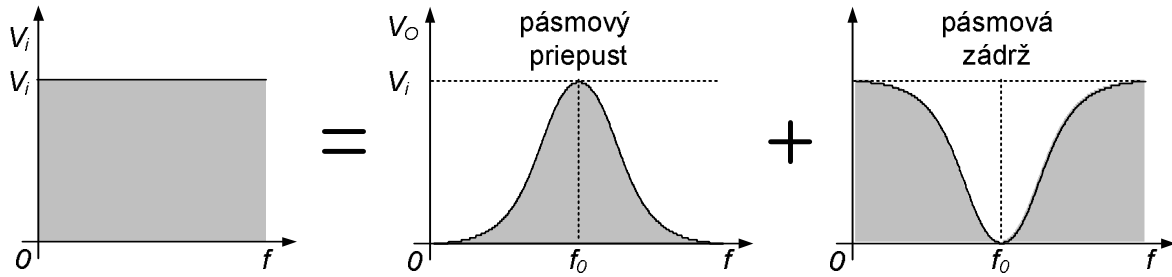
Obr. 1.38 Pásmová zadrž



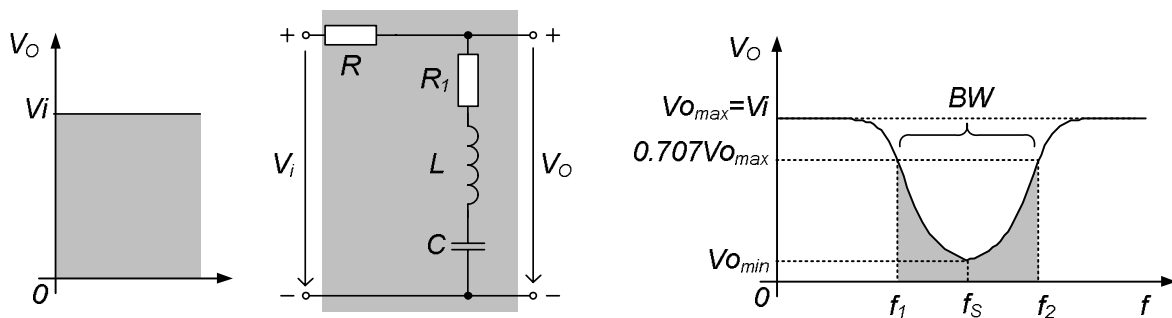
Obr. 1.39 Charakteristika pásmovej zadrž

Keď je charakteristika pásmovej zadrž opačná ako charakteristika pásmového priepustu môžeme využiť fakt, že na každej frekvencii je suma veľkostí týchto dvoch kriviek rovnaká ako hodnota  $V_i$  znázornená na obrázku 1.40.

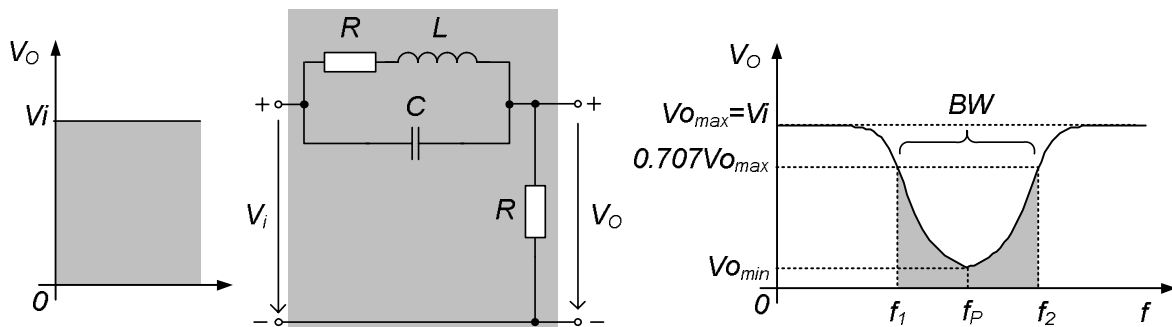
Preto ak zoberieme výstup zo sériového zapojenia ako je na obr. 1.41 a 1.42 charakteristika pásmovej zadrž sa ľahko vypočíta z Kirchhoffových zákonov.



Obr. 1.40 Ukážka ako signál konštantnej magnitudy môže byť rozdelený na krivku pásmového priepustu a pásmovej zadrž.



Obr. 1.41 Pásmová zadrž využívajúca sériový rezonančný obvod



Obr. 1.42 Pásmová zadrž využívajúca paralelný rezonančný obvod

Pre sériový rezonančný obvod na obr. 1.41, platí v rezonancii rovnica:

$$V_{0min} = \frac{R_1 \cdot V_1}{R_1 + R}$$

Pre paralelný rezonančný obvod na obr. 1.42, platí pri rezonancii rovnica:

$$V_{0min} = \frac{R \cdot V_1}{R + Z_{1P}}$$

Maximálna hodnota  $V_o$  pre sériový rezonančný obvod je hodnota  $V_i$  pri nízkych frekvenciách, pretože kapacitor môžeme nahradiť ekvivalentným otvoreným obvodom. Pri vysokých frekvenciách je tiež  $V_o$  rovná  $V_i$  kvôli vysokej impedancii induktívneho prvku.

Pre paralelný rezonančný obvod, pri  $f=0\text{Hz}$  môže byť cievka nahradená ekvivalentným obvodom - skratom. Kapacitor môže byť nahradený rozpojeným obvodom a  $V_o = RV_i/(R + R_1)$ . Pre vyššie frekvencie kondenzátor predstavuje skrat a  $V_o$  rastie k  $V_i$ .



## 1.2 Trojpásmová reproduktorová výhybka

### (Prekrížené prenosové články)

Téma o trojpásmovej reproduktorovej výhybke - prekrížených prenosových článkoch je navrhnutá hlavne pre výbornú ukážku filtrácie signálu bez vysokých nárokov na zložitosť obvodu. Prekrížené prenosové články - výhybky sa používajú vo zvukových (audio) systémoch na zabezpečenie toho, aby boli správne frekvencie smerované na vhodné reproduktory. Aj keď lacnejšie zvukové systémy používajú jeden reproduktor, ktorý pokrýva plný audio rozsah približne od 20 Hz až do 20 kHz, lepšie systémy používajú najmenej tri reproduktory, ktoré kryjú nízky-spodný rozsah ( približne od 20 Hz do 500 Hz), stredný rozsah (približne od 500 Hz do 5 kHz), a vysoký rozsah (od 5 kHz vyššie). Výraz "prekríženie" pochádza zo skutočnosti, že systém je navrhnutý tak, aby sa priebehy modulových frekvenčných charakteristík susedných prenosových článkov krížili pri úrovni -3dB, ako je znázornené na obr. 1. Každý filter môže mať strmosť útlmu rôznu, napr. 6 dB/oct, 12 dB/oct alebo 18 dB/oct, závisí to od návrhu. So stúpajúcou zložitou filtra rastie aj strmosť útlmu filtra. Jednoduché trojité prekríženie prenosových článkov je znázornené na obr. 1 a má jednoduchú realizáciu.

Dolno-priepustný R-L filter je určený pre basový reproduktor (woofer). Pásmovo priepustný R-L-C filter pre stredný rozsah (midrange) a horno-priepustný R-C filter pre výškový reproduktor (tweeter). Základné rovnice pre výpočet súčiastok sú uvedené nižšie. Všimnite si podobu medzi rovnicami. Jediný rozdiel je v hraničných frekvenciách.

$$L_{low} = \frac{R}{2\pi f_1} \quad L_{mid} = \frac{R}{2\pi f_2}$$

$$C_{mid} = \frac{1}{2\pi f_1 R} \quad C_{high} = \frac{1}{2\pi f_2 R}$$

Pre prekrížený systém na obr. 1 s tromi 8 Ω reproduktormi sú výsledné hodnoty:

$$L_{low} = \frac{R}{2\pi f_1} = \frac{8\Omega}{2\pi(400Hz)} = 3.183mH \rightarrow 3.3mH \quad \text{katalógová hodnota}$$

$$L_{mid} = \frac{R}{2\pi f_2} = \frac{8\Omega}{2\pi(5kHz)} = 254.65\mu H \rightarrow 270\mu H \quad \text{katalógová hodnota}$$

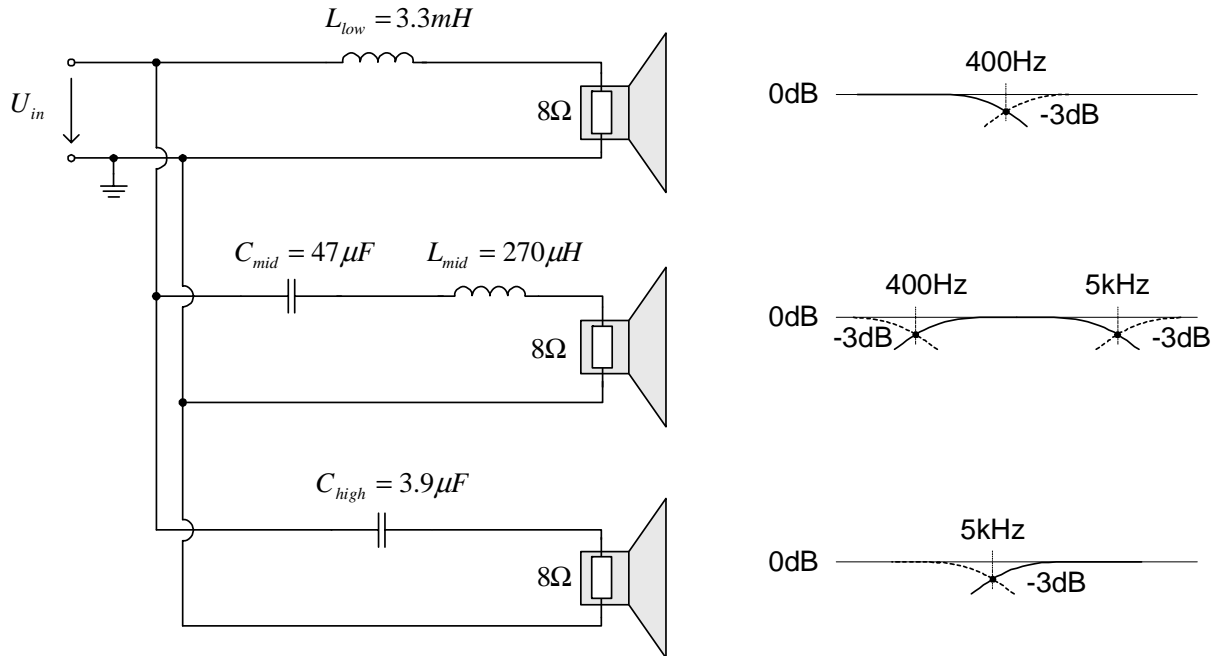
$$C_{mid} = \frac{1}{2\pi f_1 R} = \frac{1}{2\pi(400Hz)(8\Omega)} = 49.736\mu F \rightarrow 47\mu F \quad \text{katalógová hodnota}$$

$$C_{high} = \frac{1}{2\pi f_2 R} = \frac{1}{2\pi(5kHz)(8\Omega)} = 3.979\mu F \rightarrow 3.9\mu F \quad \text{katalógová hodnota}$$

ako je znázornené na obr. 1.

Pre každý filter je uvedený aj hrubý odhad frekvenčnej odozvy kvôli znázorneniu hraničného prekríženia na daných frekvenciách. Pretože všetky tri reproduktory sú zapojené paralelne, napätie a výstupná impedancia zdroja je pre každý z nich rovnaká. Celková zaťaž zdroj je

funkciou generovanej frekvencie, ale celkový dodaný výkon je obmedzený výlučne reproduktorom, ktorý je v podstate prirodzene rezistívny.



Obr. 1. Trojpásmová reproduktorová výhybka - prekrížené prenosové články

Na overenie funkčnosti systému bol použitý štvorvoltový signál s frekvenciou 1kHz (dominantná frekvencia ľudským uchom zachytiteľného frekvenčného spektra), pričom pozorujeme, na ktorom z reproduktorov dosahuje výkon najvyššiu hodnotu.

$$f = 1\text{kHz}:$$

$$X_{L_{low}} = 2\pi f L_{low} = 2\pi(1\text{kHz})(3,3\text{mH}) = 20,74\Omega$$

$$U_0 = \frac{(Z_R \angle 0^\circ)(U_i \angle 0^\circ)}{Z_T} = \frac{(8\Omega \angle 0^\circ)(4 \angle 0^\circ)}{8\Omega + j20,74\Omega} = 1,44\text{V} \angle -68,90^\circ$$

$$X_{L_{mid}} = 2\pi f L_{mid} = 2\pi(1\text{kHz})(270\mu\text{H}) = 1,696\Omega$$

$$X_{C_{mid}} = \frac{1}{2\pi f C_{mid}} = \frac{1}{2\pi(1\text{kHz})(47\mu\text{F})} = 3,386\Omega$$

$$U_0 = \frac{(Z_R \angle 0^\circ)(U_i \angle 0^\circ)}{Z_T} = \frac{(8\Omega \angle 0^\circ)(4 \angle 0^\circ)}{8\Omega + j1,696\Omega - j3,386\Omega} = 3,94\text{V} \angle 11,93^\circ$$

$$X_{C_{high}} = \frac{1}{2\pi f C_{high}} = \frac{1}{2\pi(1\text{kHz})(3,9\mu\text{F})} = 40,81\Omega$$

$$U_0 = \frac{(Z_R \angle 0^\circ)(U_i \angle 0^\circ)}{Z_T} = \frac{(8\Omega \angle 0^\circ)(4 \angle 0^\circ)}{8\Omega + j40,81\Omega} = 0,77V \angle 78,91^\circ$$

Použitím vzťahu pre výkon  $P_{low} = \frac{U^2}{R}$  je výkon reproduktora pre hlboké tóny:

$$P_{low} = \frac{U^2}{R} = \frac{(1,44V)^2}{8\Omega} = 0,259W$$

Pre reproduktor pre strednofrekvenčné tóny

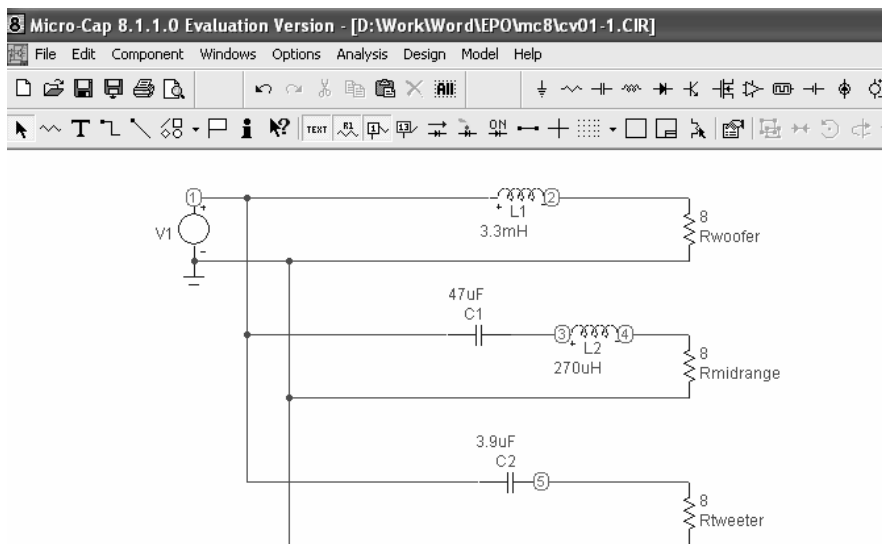
$$P_{mid} = \frac{U^2}{R} = \frac{(3,94V)^2}{8\Omega} = 1,94W$$

Pre reproduktor pre vysokofrekvenčné tóny

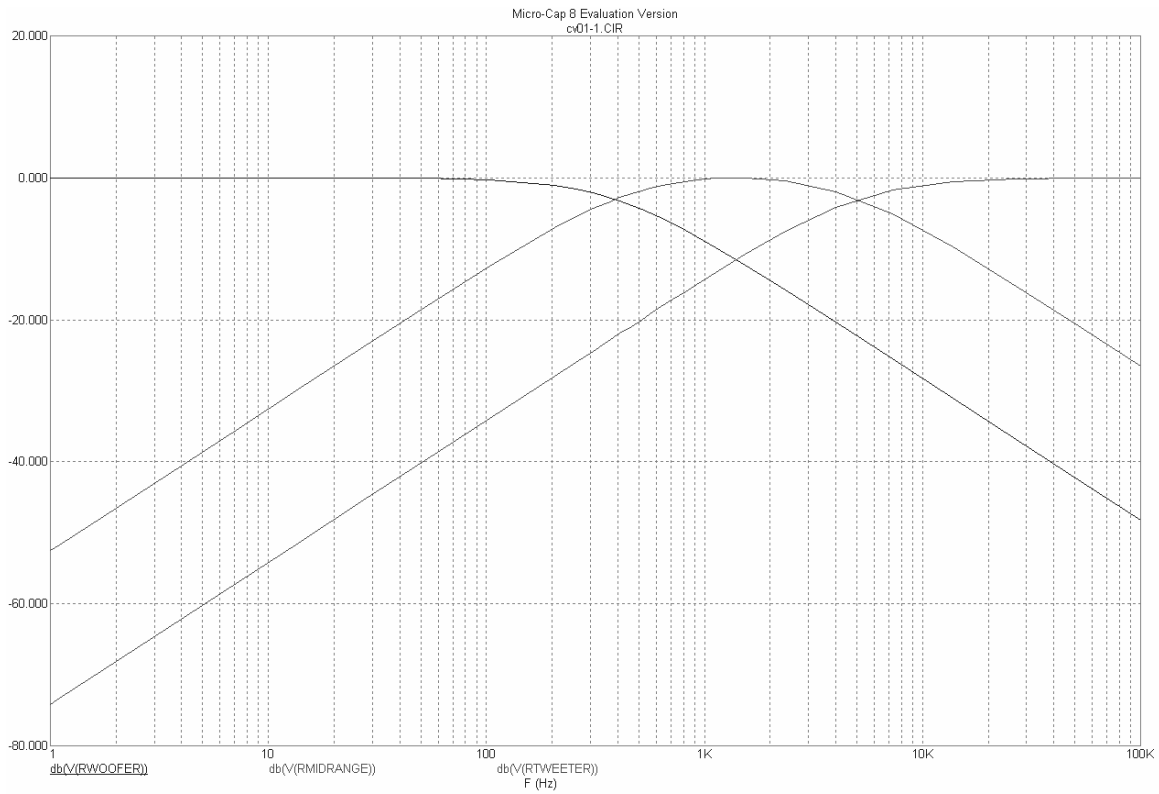
$$P_{high} = \frac{U^2}{R} = \frac{(0,77V)^2}{8\Omega} = 0,074W$$

z čoho vyplýva výkonový pomeru 7,5:1 medzi strednofrekvenčným a nízkofrekvenčným reproduktorom, a k pomeru 26:1 medzi strednofrekvenčným a vysokofrekvenčným reproduktorom. Je zřejmé, že dodaný výkon strednofrekvenčného reproduktora celkom zatieni ostatné dva.

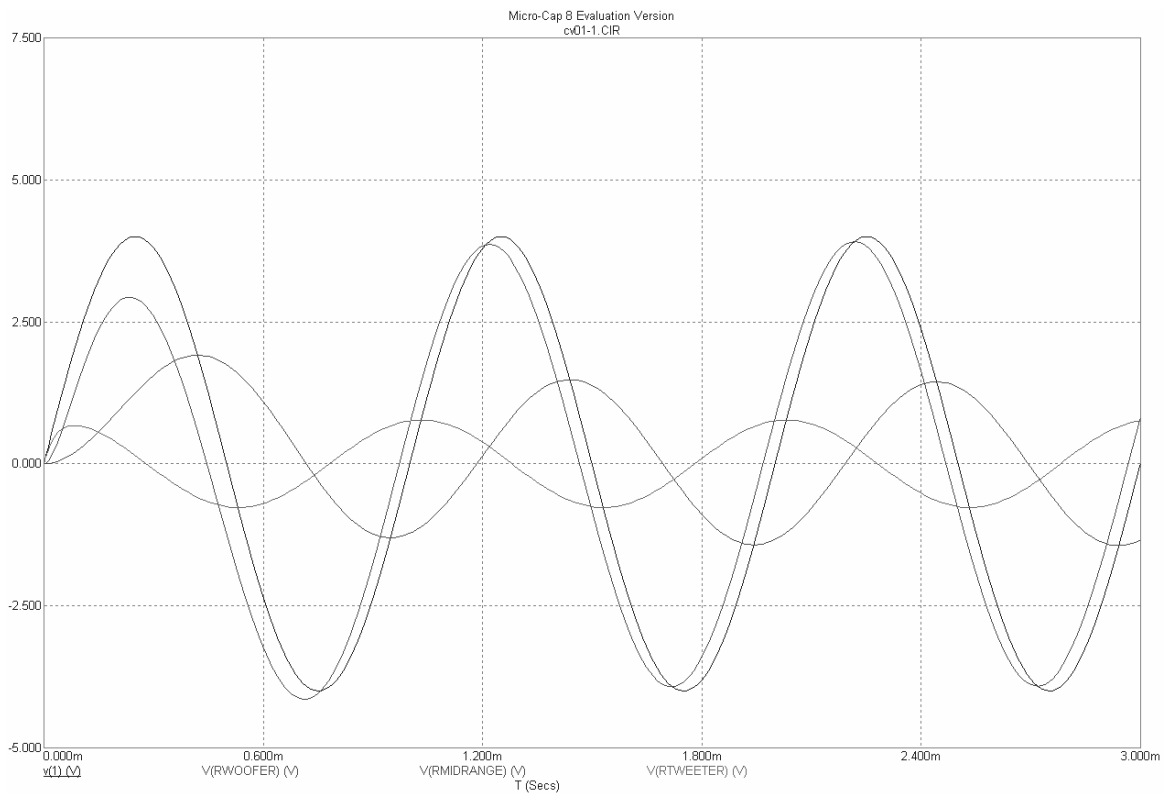
Rovnaký systém je analyzovaný použitím MC8 , ktorý ukazuje prenos v dB, odozvy každého filtra a tiež, že nami vybrané hraničné frekvencie majú hodnotu útlmu -3dB.



Obr. 2. Schéma trojpásmovej reproduktorovej výhybky v MC8



Obr. 3. Frekvenčná analýza troj pásmovej reproduktorovej výhybky

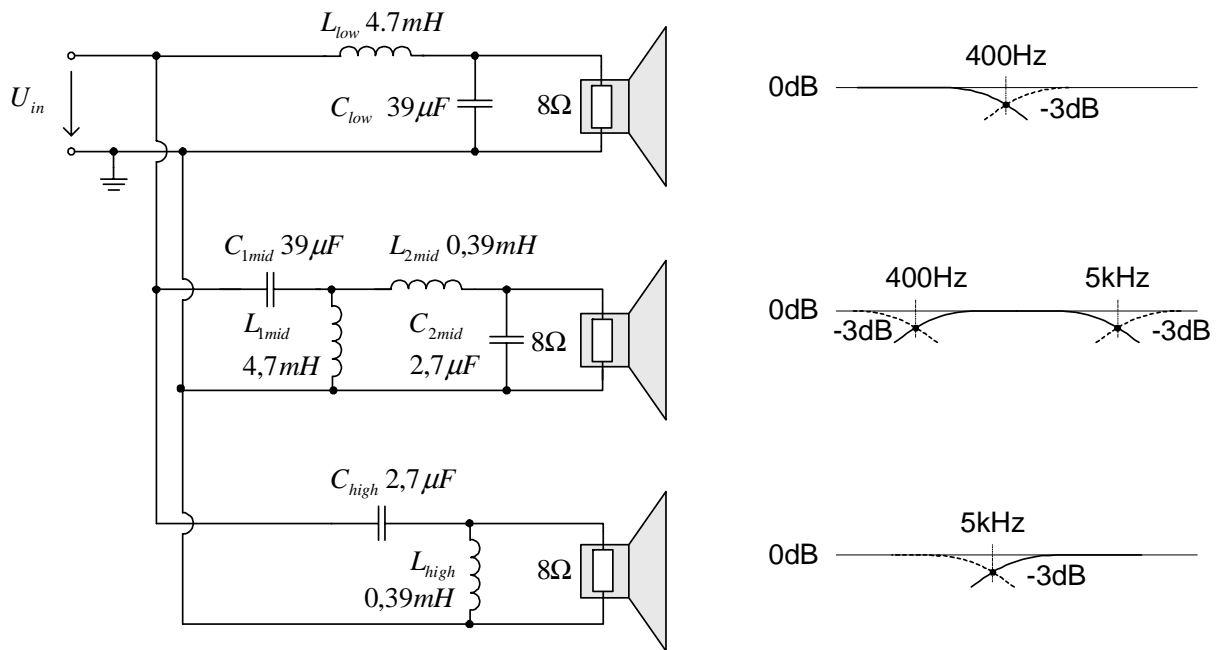


Obr. 4. Časová analýza troj pásmovej reproduktorovej výhybky

Úlohy:

Trojčlánková reproduktorová výhybka na obr. 5. má útlm 12dB na hraničnej frekvencii.

- určite pomer  $U_o/U_i$  pre woofer a tweeter pri hraničnej frekvencii 400Hz a 5kHz a porovnajte s požadovanou hodnotou 0,707.
- vypočítajte pomer  $U_o/U_i$  pre woofer a tweeter pri frekvencii 3kHz, kde by mal byť dominantný reproduktor pre stredný rozsah.
- určite pomer  $U_o/U_i$  pre strednofrekvenčný reproduktor pri frekvencii 3kHz a porovnajte ho s požadovanou úrovňou 1.
- Urobte simuláciu obvodu vo frekvenčnej a v časovej oblasti.



Obr. 5. Trojčlánková reproduktorová výhybka

## 2. RLC obvody a rezonancia

### Systémové aplikácie

Rezonančné obvody majú použitie v širokom množstve aplikácií, obzvlášť v komunikačných systémoch. Stručne sa pozrieme na niekoľko všeobecných systémových aplikácií v komunikáciách. Účelom na tomto mieste nie je vysvetliť ako systémy pracujú, ale objasniť dôležitosť rezonančných obvodov v elektronickej komunikácii.

Po pozornom preštudovaní tejto časti mali by ste vedieť :

Diskutovať o niektorých systémových aplikáciách rezonančných obvodov

Vedieť opísať aplikácie ladených zosilňovačov

Opísať anténovú väzbu

Opísať ladený zosilňovač

Opísať rozdeľovanie signálu v prijímači

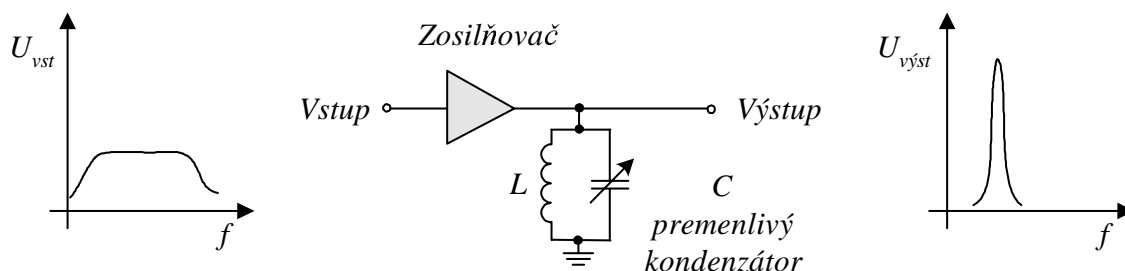
Opísať rádiový prijímač

### Ladený zosilňovač

Ladený zosilňovač je obvod, ktorý zosilňuje signál vo vnútri špecifikovaného pásma. Typickým použitím je paralelný rezonančný obvod v spojení so zosilňovačom na dosahovanie selektivity ( miera oddeľovania pásiem ).

Vo všeobecnosti, vstupný signál s frekvenciami ktoré sa nachádzajú v širokom frekvenčnom pásme, je privedený na vstup zosilňovača a zosilnený.

Rezonančný obvod dovoľí prejsť len relatívne úzkemu pásmu vstupných frekvencií. Premennivý kondenzátor umožňuje ladenie cez rozsah vstupných frekvencií tak, aby požadovaná frekvencia mohla byť vybraná, ako je uvedené na obrázku 1.

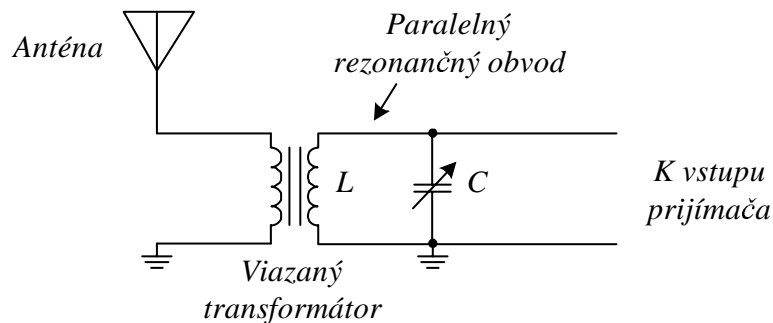


Obr. 1. Základný pásmovo prepušťajúci ladený zosilňovač

### Anténový vstup k prijímaču

Rádiové signály sú vyslané z vysielača cez elektromagnetické vlny ktoré sa šíria cez atmosféru. Keď elektromagnetické vlny pretnú prijímačovú anténu, indukujú sa malé napätia. Z celého rozsahu elektromagnetických frekvencií, len jedna frekvencia alebo ohraničené frekvenčné pásmo musí byť vyňaté. Obrázok 2 ukazuje typické zapojenie antény viazané s prijímačovým vstupom pomocou transformátora. Premennivý kondenzátor je zapojený na sekundárnej strane

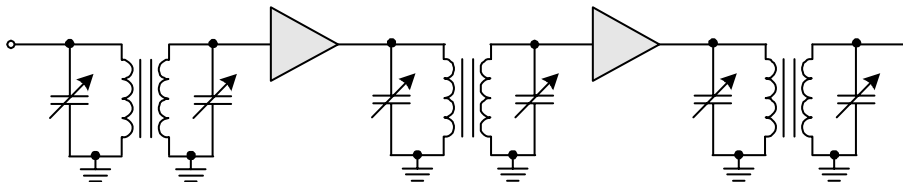
transformátora tak, aby vytvoril paralelný rezonančný obvod.



Obr. 2. Rezonančná väzba z antény

### Dvojito-ladená transformátorová väzba v prijímači

V niektorých typoch komunikačných prijímačov ladené zosilňovače sú transformátorovo-viazané spolu tak, aby zvýšili zosilnenie. Kondenzátor môže byť umiestnený paralelne s primárnym a sekundárnym vinutiami transformátorov, a tým účinne tvoria dva paralelné rezonančné pásmovo-priepustné filter, ktoré sú navzájom viazané. Táto technika, vysvetlená na obrázku 3, môže mať za následok väčšiu šírku frekvenčného pásma a strmší sklon na prenosovej charakteristike, čo zvyšuje mieru selektivity ( oddelovania pásiem ) pre požadované frekvenčné pásmo.



Obr. 3. Dvojito-ladený zosilňovač

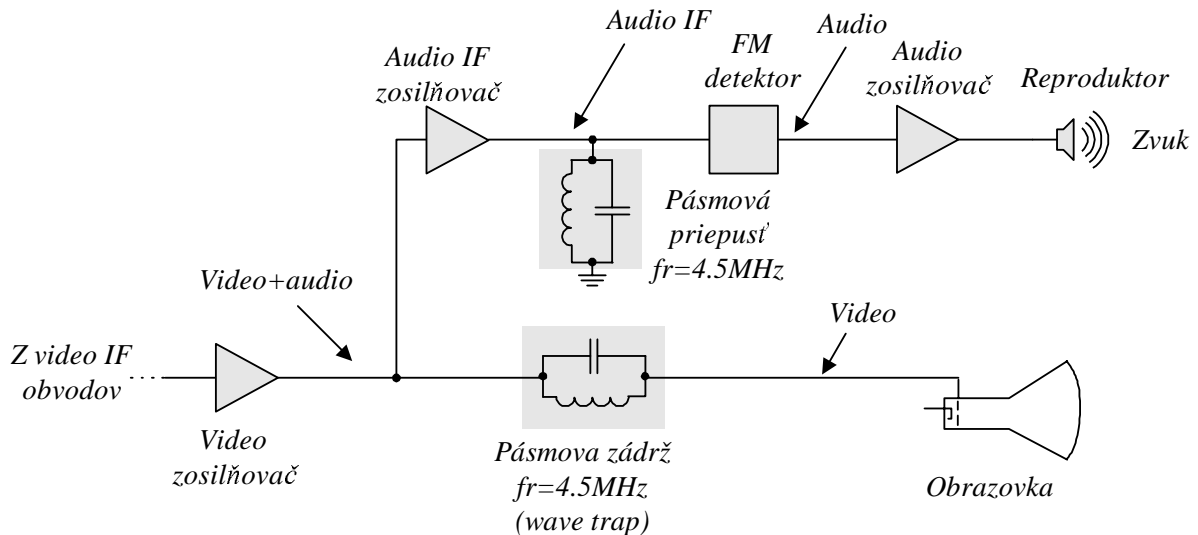
### Príjem a separácia signálu v televíznom prijímači

Televízny prijímač musí spracovať dva signály, video (obrazový) signál a audio (zvukový) signál. Každý TV vysielacej stanici je pridelená 6 MHz šírka frekvenčného pásma. Kanálu 2 je pridelené pásmo od 54 MHz až do 59 MHz, kanálu 3 je pridelené pásmo od 60 MHz až do 65 MHz, až do kanálu 13, ktorý má pásmo od 210 MHz až do 215 MHz. Z prednej časti televízneho prijímača môžete ladiť a vybrať jeden z týchto kanálov použitím ladených zosilňovačov.

Výstupný signál zo vstupného prijímača má šírku frekvenčného pásma od 41 MHz až do 46 MHz, bez ohľadu na kanál na ktorý je naladený. Toto pásmo nazývame medzifrekvenčné pásmo ( IF – intermediate frequency ), obsahuje oba signály video a audio. Zosilňovač ladený na medzifrekvenčné pásmo zosilni signál a prenáša ho do obrazového zosilňovača.

Predtým ako je signál z výstupu obrazového zosilňovača privedený na obrazovku, zvukový

signál je odstránený 4.5 MHz pásmovým zadržiavacím filtrom (nazývaným odladovač), ako je ukázané na obrázku 4. Tento filter zabezpečuje, aby zvukový signál nerušil obraz. Výstup obrazového zosilňovača je tiež privedený na obvody pásmovej priepuste, ktorá je ladená na nosnú frekvenciu zvuku rovnú 4.5 MHz. Zvukový signál je potom spracovaný a privedený do reproduktorov ako je uvedené na obrázku 4.



Obr. 4. Zjednodušená časť TV prijímača ukazujúca použitie filtrov

### Superheterodynový prijímač

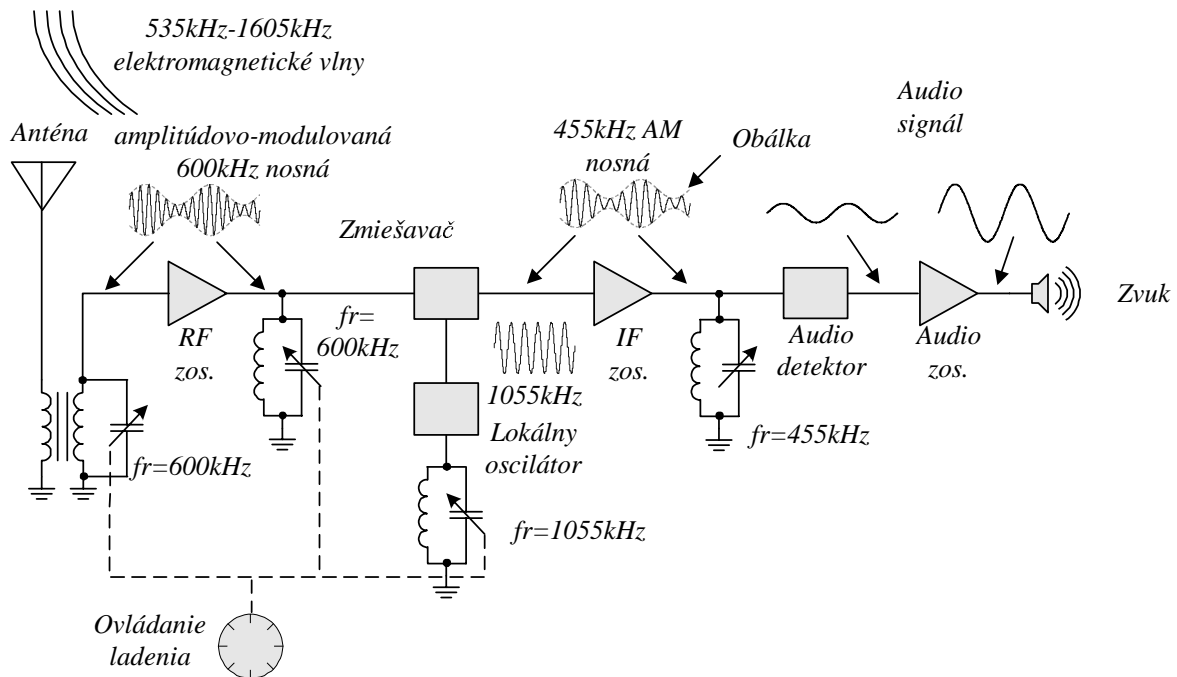
Ďalší dobrý príklad aplikácie filtrov je vo všeobecnej AM (amplitúdová modulácia) prijímačov. Amplitudovo modulované vysielačie pásmo sa pohybuje od 535 kHz do 1605kHz. Každéj AM stanici je pridelená istá úzka šírka pásma vo vnútri tohoto rozsahu. Zjednodušený blokový diagram superheterodynového AM príímača je ukázaný na obrázku 5.

Používajú sa v podstate tri paralelné rezonančné pásmovopriepustné filtre na vstupe prijímača. Každý z týchto filtrov je ladený kondenzátorom, kondenzátory sú mechanicky alebo elektronicky spolu spojené a ich kapacita sa mení u všetkých troch súčasne tak ako je stanica vybraná. Vstupná časť je ladená, aby prijímala požadovanú stanicu, napríklad, stanicu ktorá vysiela na 600 kHz. Vstupný filter z antény a RF ( RF radio frequency) zosilňovacieho filtra vyberú len frekvenciu od 600 kHz mimo všetky frekvencie, ktoré prichádzajú na anténu.

Audio (zvukový) signál je na 600 kHz nosnej frekvencii pričom je modulovaná amplitúda nosnej frekvencie tak, že sleduje akustický signál ako je uvedené. Zmena amplitúdy nosnej frekvencie zodpovedá akustickému signálu a je nazývaná obálka. Frekvencia 600 kHz je potom privedená na obvod, ktorý nazývame zmiešavač (mixér). Lokálny oscilátor (LO) je ladený na frekvenciu, ktorá je 455 kHz nad vybranou frekvenciou (v tomto prípade 1055 kHz). Postupom volaným heterodyn, AM signál a signál z lokálneho oscilátora sú zmiešané spolu, 600 kHz AM signál je konvertovaný na 455 kHz AM signál ( $1055 \text{ kHz} - 600 \text{ kHz} = 455 \text{ kHz}$ ). Frekvencia 455 kHz je medzifrekvenčná frekvencia (IF) pre štandardný AM prijímač. Bez ohľadu na vybranú stanicu vnútri vysielačieho pásma, jej frekvencia je vždy konvertovaná na



455 kHz IF. Amplitúdovo modulovaný IF je privedený na zvukový detektor, ktorý odstráni medzifrekvenciu, a ostáva len obálka alebo zvukový signál. Zvukový signál je potom zosilnený a privedený na reproduktor.



Obr. 5 Zjednodušený diagram superheterodynového AM rozhlasového prijímača a ukážka použitia ladených rezonančných obvodov.

## 2.1 SSB - Systémy prenosu s jedným postranným pásmom

### Charakteristika komunikácie s jedným postranným pásmom

Základný koncept komunikácie s jedným postranným pásmom (SSB-single sideband) bol pochopený v roku 1914 [1]. Prvý krát bol realizovaný prostredníctvom matematickej analýzy amplitúdovo modulovaného vysokofrekvenčného signálu (RF-radio frequency). Spomeňme, že ak amplitúdovo modulujeme nosnú frekvenciu sínusovým signálom, dostávame tri rozdielne frekvencie:

- originálnu nosnú frekvenciu s nezmenenou amplitúdou
- frekvenciu rovnú rozdielu frekvenciám signálov nosnej a modulačnej zložky s veľkosťou  $\frac{1}{2}$  amplitúdy nosnej (pri hĺbke modulácie 100%)
- frekvenciu ktorá je sumou frekvencií signálov nosnej a modulačnej zložky s amplitúdou taktiež maximálne  $\frac{1}{2}$  amplitúdy nosnej frekvencie

Vzniknuté frekvencie sú postranné frekvencie.

Na poznatku, že existujú tieto postranné pásma, ďalšie výskumy ukázali, že po tom čo boli nosná a jedna postranná zložka eliminované, druhá postranná zložka mohla byť použitá k prenosu informácie. Pretože sa amplitúda ani frekvencia nosnej vlny nemení je zrejme že táto neobsahuje žiadnu informáciu. Ďalšie experimenty dokázali, že každé z týchto postranných pásiem môže obsahovať rozdielne informácie a môžu byť vysielané s potlačenou, alebo úplne eliminovanou zložkou nosnej frekvencie.

Do roku 1923 bol udelený prvý patent pre tento systém a prvý SSB komunikačný systém bol úspešne vyskúšaný medzi USA a Anglickom. Dnes hrá SSB komunikácia dôležitú úlohu v rádiovkej komunikácii kvôli mnohým výhodám oproti štandardnému systému AM. FCC spoznalo tieto výhody a zvyšovalo jeho používanie vyžadovaním vysielania systémom SSB v preplnenom pásme 2 až 30 MHz od roku 1977.

### Distribúcia výkonu (Power distribution )

Pripomeňme si, že pri AM modulácii je informácia obsiahnutá v postranných pásmach, ale dve tretiny (alebo aj viac) celkového výkonu je v nosnej frekvencii. Môže sa zdať, že veľká časť výkonu je stratená počas prenosu. Základným princípom SSB prenosu je zrušiť alebo silne potlačiť veľkú časť energie nosnej frekvencie RF. Dá sa to splniť bez vplyvu na vernosť vysielanej správy, pretože nosná frekvencia neobsahuje žiadnu informáciu.

Keďže bol vynájdený systém potlačenia, alebo zrušenia nosnej, energia ktorá bola pôvodne používaná pre nosnú vlnu, môže byť konvertovaná na užitočnú energiu pre vysielanie signálov v postranných pásmach. Samozrejme ak obe postranné pásma nesú tú istú informáciu, môžeme tiež potlačiť alebo zrušiť vysielanie jedného z nich. Tým sa zmenší šírka pásma potrebného na vysielanie na polovicu.

Celkový výstupný výkon obyčajných vysieláčov AM je rovný výkonu nosnej vlny plus výkonu

postranných pásiem. Nominálny výstupný výkon AM vysielateľov je zvyčajne výkon nosnej frekvencie. Vezmime si napríklad nízkovýkonový vysielateľ AM pracujúci so 100% moduláciou. Výkon vysielateľa je stanovený na 4W. Z toho vyplýva že v každom postrannom pásme bude najviac 1W. Vidíme že celkový výkon vysielateľa je 6W (4W+1W+1W) aj keď nominálny výkon je stanovený na 4W. Ak by sme tento systém konvertovali na SSB stačil by nám vysielateľ s výkonom 1W, pretože by sa vysielalo len jedno postranné pásmo. Tento príklad predpokladá vysielanie sínusového signálu. SSB systémy sú však najčastejšie používané pre hlasovú komunikáciu, ktorá určite neprodukuje signál sínusového priebehu.

Vysielateľ SSB (a lineárne výkonové zosilňovače vo všeobecnosti) sú zvyčajne určené požiadavkami Špičkového výkonu obálky (PEP- peak envelope power) ktorý je určený vzťahom

$$PEP = \left(\frac{\sqrt{2}}{2} U_{pp}\right)^2 / Z$$

kde  $U_{pp}$  je medzivrcholová hodnota napätia, a  $Z$  je vstupná impedancia vedenia (antény)

S normálnym hlasovým signálom vysielateľ SSB vysielá výkon, ktorý je rovný  $\frac{1}{4}$  alebo  $\frac{1}{3}$  hodnoty PEP. Väčšina vysielateľov nemôže vysielateľ výkon, ktorý je rovný ich PEP pretože ich napájanie a súčasti nie sú dimenzované k trvalému vysielaniu pri plnom menovitom výkone.

### Typy vysielania SSB

Bolo vyvinutých veľa systémov s jedným postranným pásmom. Podstatnú časť však zahŕňajú nasledujúce typy:

- V štandardnom prenose je zrušená nosná frekvencia spolu s jednou postrannou zložkou a vysielaná je len druhá postranná zložka. Tento spôsob je veľmi populárny medzi rádioamatérmi. Hlavnou výhodou je maximálna úroveň vysielaného signálu v porovnaní s vyžiarovým výkonom
- Ďalší typ eliminuje jednu postrannú zložku a potláča nosnú frekvenciu na želanú úroveň. Táto môže byť potom použitá pre AGC (automatická kontrola zisku) a AFC (automatická kontrola frekvencie) a v niektorých prípadoch pre demoduláciu intelligence-bearing sideband. Tento typ sa nazýva single-sideband suppressed carrier (SSBSC) a potlačená nosná vlna je niekedy nazývaná pilot carrier.
- Typ systému často využívaný vo vojenskej komunikácii je uvádzaný ako twin-sideband suppressed carrier (dvojstranný s potlačenou nosnou) alebo independent sideband transmission (ISB) (nezávisle postranné vysielanie). Tento systém zahŕňa vysielanie dvoch postranných pásiem, z ktorých každé obsahuje odlišnú informáciu, s nosnou potlačenou na požadovanú úroveň.
- Najčastejšie používaný systém je nazývaný amplitude-compandored single sideband (ACSSB). Je to typ SSBSC v ktorom je obsiahnutá nosná frekvencia. V ACSSB je amplitúda rečového signálu potlačená na strane vysielateľa a potom je na strane prijímateľa expandovaná. Výkonový zisk ACSSB systémov je vysvetlený v časti vysielateľ SSB.

## Výhody SSB

Najdôležitejšou výhodou SSB systémov je efektívnejšie využitie dostupného frekvenčného spektra. Šírka pásma vyžadovaného pre vysielanie jedného konvenčného AM vysielacza zaberá dve pásma odovodajúce vysielaniu SSB. Tento typ komunikácie je preto špeciálne upraviteľný pre už teraz preplnené vysokofrekvenčné spektrum.

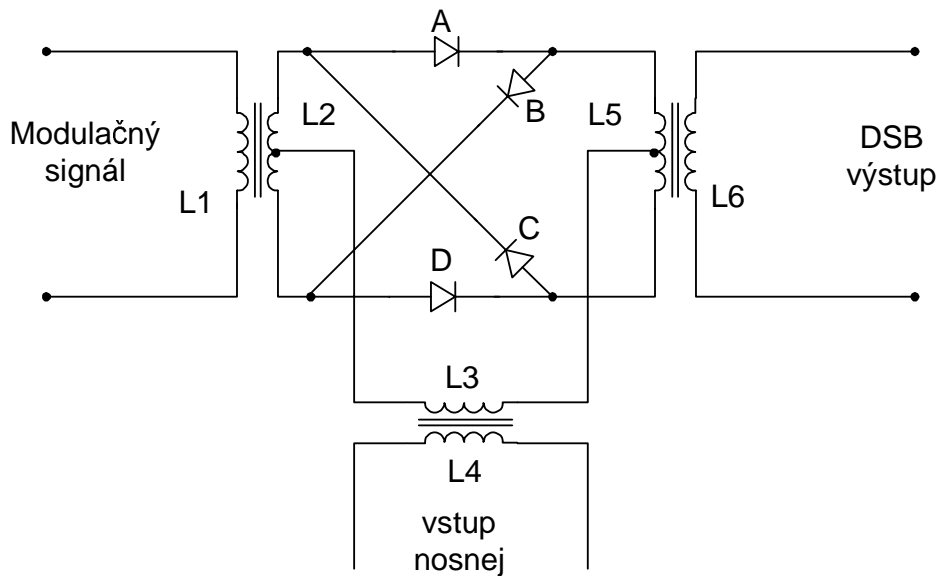
Ďalšou výhodou tohto systému je, že existuje menej príčin pre selektívne presluchy, pretože neexistuje žiadny fázový vzťah medzi horným a dolným postranným pásmom a nosná frekvencia ako taká je zhodná s konvenčným AM. Ak je v pri normálnom AM signáli odrazená vlna horného postranného pásma od ionosféry a zmení sa jej fázový uhol, v prijímači AM to spôsobuje skreslenie a pri extrémne zlých podmienkach spolu s dolným postranným pásmom môžu spôsobiť úplné zrušenie prijímaného signálu. Dve postranné pásma môžu mať aj rovnakú fázu s ohľadom na nosnú, takže po prechode nelineárnym prvkom je rozdiel medzi postrannými pásmami a nosnou frekvenciou identický. Tento rozdiel predstavuje signál a v AM prijímači spôsobí skreslenie v prípade ak je medzi signálmi fázový posun.

Ďalšou hlavnou výhodou SSB je šetrenie energie tým, že sa nevysiela nosná vlna a jedna postranná zložka signálu. Táto výhoda je dôležitá hlavne z hľadiska redukcie váhy a spotreby energie v mobilných komunikačných zariadeniach.

SSB systém má oproti klasickému vysielaniu AM aj výhodu nižšieho šumu vďaka zmenšeniu šírky pásma (na polovicu). Ak vezmeme do úvahy zlepšenie presluchov, zníženie šumu a úsporu energie, SSB poskytuje zlepšenie okolo 10 až 12dB oproti AM. To znamená, že pre získanie tej istej celkovej účinnosti (overall effectiveness) musí vysieláč AM vysielat' o 10 až 12dB viac energie než SSB. Aj keď existujú nezhody s týmto tvrdením, kvôli rôznym faktorom ktoré majú vplyv na úspory, stačí povedať, že 10W vysielaných v SSB je približne rovné 100W prostredníctvom AM. (10dB rozdiel).

## Generácia postranného pásma: vyvážený zmiešavač

Úlohou vyváženého zmiešavača je potlačiť (zrušiť) nosnú a ponechať len dve postranné pásma. Takýto signál sa nazýva DSBSC (doble-sideband supressed carrier). Veľmi jednoduchý vyvážený zmiešavač je na obr.1. Niekedy je nazývaný „vyvážený kruhový modulátor“ (balanced ring modulator) alebo len „kruhový modulátor“ (ring modulator) a niekedy aj „krížový, alebo mriežkový (lattice modulator). Vezmime do úvahy nosnú s okamžitým tokom prúdu ako je to naznačené šípkami na obrázku. Prúd pretekajúci cez obe polovice L5 je rovnaký, ale má opačný smer. Takto je zrušená nosná frekvencia na výstupe. Platí to aj pri opačnom toku prúdu, ibaže namiesto diód A a D teraz apracujú diódy B a C.



Obr.1: Vyvážený zmiešavač

Ak uvažujeme len modulovaný signál, tok prúdu z vinutia L2 prechádza diódami C a D, alebo A a B, ale neprechádza cez L5, takže nedostávame takisto výstup modulačného signálu. Ak budeme teraz uvažovať s obidvomi signálmi, pričom amplitúda nosnej bude oveľa väčšia ako modulovaný signál. Vodivosť je určená polaritou nosnej frekvencie. Modulovaný signál zvyšuje, alebo potláča túto vodivosť. Keď aplikujeme modulovaný signál, tok prúdu potečie z L2 a dióda D bude mať vyššiu vodivosť ako A a poruší sa vyváženie vo vinutí L5. To spôsobí výstup signálu do požadovaného postranného pásma avšak stále zachováva potlačenie nosnej frekvencie. Tento modulátor je schopný potlačiť amplitúdu nosnej do 60 dB pri starostlivom výbere použitých diód. Hlavne ich nelinearity pre generovanie súčtových a rozdielových zložiek postranných signálov.

### LIC vyvážený zmiešavač

Vyvážený zmiešavač z predchádzajúceho odseku vyžaduje extrémne dobrý výber súčiastok pre dosiahnutie dobrého potlačenia nosnej (40 – 50 dB je obvyčajne dostatočné). To predpokladá použitie LIC (linear integrated circuit) modulátorov, pretože najlepšie párovanie komponentov sa dá dosiahnuť vtedy ak sú vyrobené na jednom kremíkovom čípe. Existuje množstvo zariadení, ktoré sú navrhnuté špeciálne pre vyvážené zmiešavače. Aplikačný list (data sheet) pre najčastejšie používané typy zmiešavačov LM1496/1596 je v prílohe. Ako je zobrazené na prvej stránke, táto koncepcia nevyžaduje použitie transformátorov ani ladené obvody. Funkcia zmiešavača je dosiahnutá prostredníctvom párovaných tranzistorov v diferencných zosilňovačoch s modulovaným signálom ovládajúcim prúd emitora diferencných zosilňovačov. Nosný signál je aplikovaný na prepínanie hlavných diferencných zosilňovačov na kolektoroch.

Tento zmiešavač má veľmi rôznorodé využitie nielen ako vyvážený modulátor, ale aj ako AM modulátor, synchronný detektor, FM demodulátor alebo zdvojovač frekvencie. Použitie ako SSB detektor je ukázané na poslednej strane aplikačného listu. Na prvom grafe druhej strany je znázornený pomer potlačenia nosnej k vstupnému signálu pri dvoch frekvenciách nosnej. Upozorňujeme, že 50 až 60 dB útlm môže byť dosiahnutý relatívne ľahko.

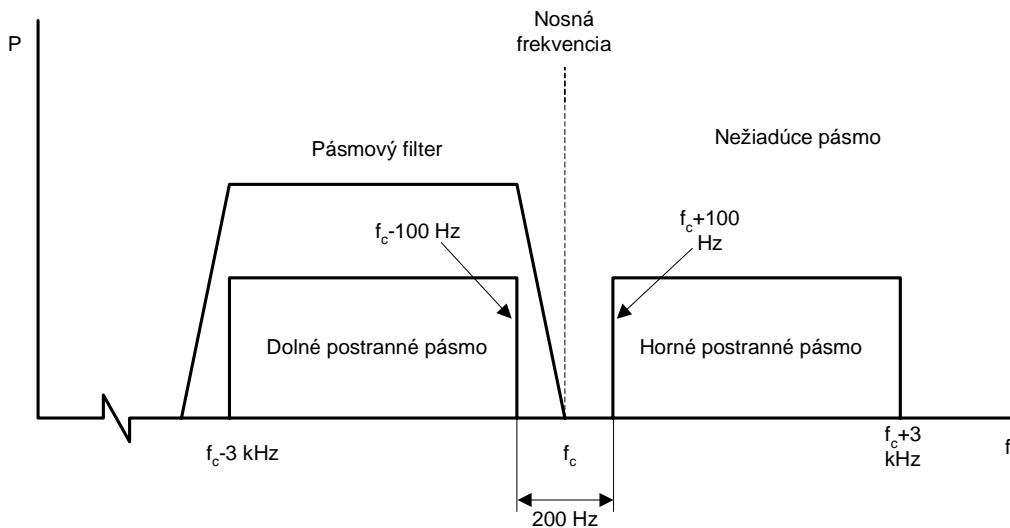
## Filtre pre SSB

Po odstránení nosnej frekvencie je ďalším krokom odstránenie jedného postranného pásma tak, aby tento úkon neovplyvnil druhé postranné pásmo. Na tento účel je nutné použiť filter s dostatočne ostrou charakteristikou. Modelová situácia je zobrazená na obr.2. Pre prenos hlasu postačuje šírka pásma 100Hz – 3kHz. Vzhľadom na túto skutočnosť dostávame na výstupe balančného zmiešavača postranné pásma vzdialené od seba o 200Hz.

Požadovaná kvalita  $Q$  vo všeobecnosti závisí od nosnej frekvencie  $f_c$ , vzájomnej vzdialenosti postranných pásiem  $\Delta f$  a veľkosti útlmu nežiadúceho pásma. Dá sa určiť zo vzťahu:

$$Q = \frac{f_c (\log^{-1} dB / 20)^{1/2}}{4\Delta f} \quad [1]$$

kde dB je potlačenie nežiadúceho pásma.



Obr.2: Umiestnenie postranných pásiem vo frekvenčnom spektre

Pre názornosť uvedieme príklad na výpočet požadovanej kvality filtra pre situáciu z obr.2 pre dva rôzne prípady:

- nosná frekvencia 1MHz a útlm 80dB
- nosná frekvencia 100 kHz a útlm 80dB

Riešenie:

a)

$$Q = \frac{f_c (\log^{-1} dB / 20)^{1/2}}{4\Delta f} = \frac{1\text{MHz} (\log^{-1} (80 / 20))^{1/2}}{4 \cdot 200\text{Hz}}$$

$$Q = \frac{1 \cdot 10^6 (10^4)^{1/2}}{800} = \frac{1 \cdot 10^8}{8 \cdot 10^2} = 125000$$

b)

$$Q = \frac{100\text{kHz}(\log^{-1}(80/20))^{1/2}}{4.200\text{Hz}}$$

$$Q = \frac{1 \cdot 10^7}{8 \cdot 10^2} = 12500$$

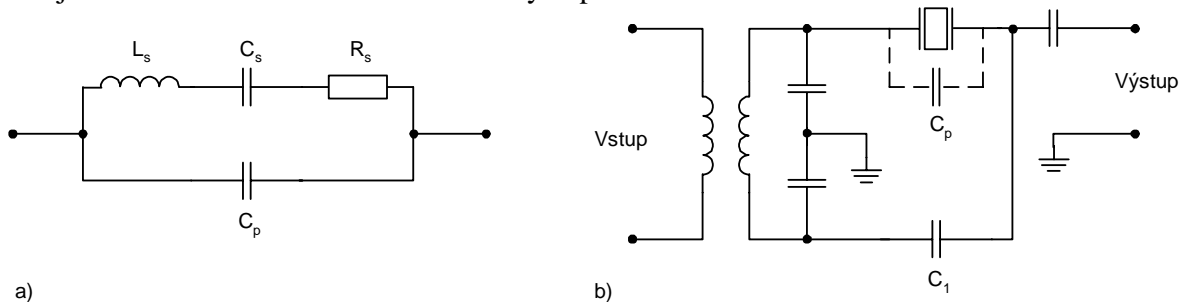
Praktickým prínosom, na ktorý poukazujú výsledky z predchádzajúceho príkladu, je možnosť vytvorenia SSB signálu pri frekvencii 100 kHz, odstránenie nežiadúceho postranného pásma (postačuje nižšia kvalita filtra ako pri frekvencii 1MHz) a opätovné zmiešavanie so signálom s požadovanou frekveniou.

Pri SSB prenose vyžadujú obidve zariadenia, prijímač i vysielač, pásmové priepuste s vhodnou charakteristikou v oblasti 100 až 500kHz. Ak majú jednotlivé kanály z dôvodu využitia spektra od seba malý odstup, prijímače musia dokázať utlmiť príľahlý kanál v dostatočnej miere. Použitý filter musí mať preto strmú charakteristiku v pásme potlačenia a rovnú v pásme prepúšťania, aby prepustil všetky požadované frekvencie v rovnakej miere. Ako vyhovujúce sa ukazujú kryštálové, keramické a mechanické filtre. V poslednej dobe začínajú do popredia vystupovať i filtre s povrchovou akustickou vlnou SAW (Surface Acoustic Wave). Tieto sa často používajú v televíznej a radarovej technike, pretože ich použitie je vhodnejšie pri vyšších frekvenciách ako tých, ktoré sa zvyčajne používajú pri SSB systémoch.

### Kryštálové filtre

Kryštálové filtre sa bežne používajú v systémoch prenášajúcich len jedno postranné pásmo na potlačenie nežiadúcich frekvencií. Je to vďaka ich vysokej kvalite a podstatne vyrovnanejšej frekvenčnej charakteristike v oblasti prepúšťania v porovnaní s najlepšimi LC filtermi. V súčasnosti má bežne hodnota kvality hodnotu 50 000.

Náhradná schéma kryštálu je na obr.3a.  $L_s$ ,  $C_s$  a  $R_s$  predstavujú sériový rezonančný obvod samotného kryštálu.  $C_p$  je parazitná kapacita vývodov. Hodnota impedancie kryštálu je nízka pri rezonančnej frekvencii a vysoká pri ostatných frekvenciách. Avšak parazitná kapacita  $C_p$  umožní prenos i iných frekvencií ako rezonančnej. Ak sú kryštály použité ako pásmová priepust, veľmi často sa kompenzuje kapacita  $C_p$  podľa zapojenia na obr.3b. Toto zapojenie je jednoduchá pásmová priepust. Kondenzátor  $C_1$  sa nazýva fázovací. Kompenzuje kapacitu  $C_p$ . Hodnota  $C_1$  je premenná a nastaví sa tak, aby bola zhodná s  $C_p$ . Ako vidieť zo zapojenia, veľkosti napätia na  $C_1$  a  $C_p$  budú totožné, ich fáza bude však otočená o  $180^\circ$ . To spôsobí, že nežiadúce frekvencie sa navzájom rušia a nebudú sa nachádzať na výstupe.

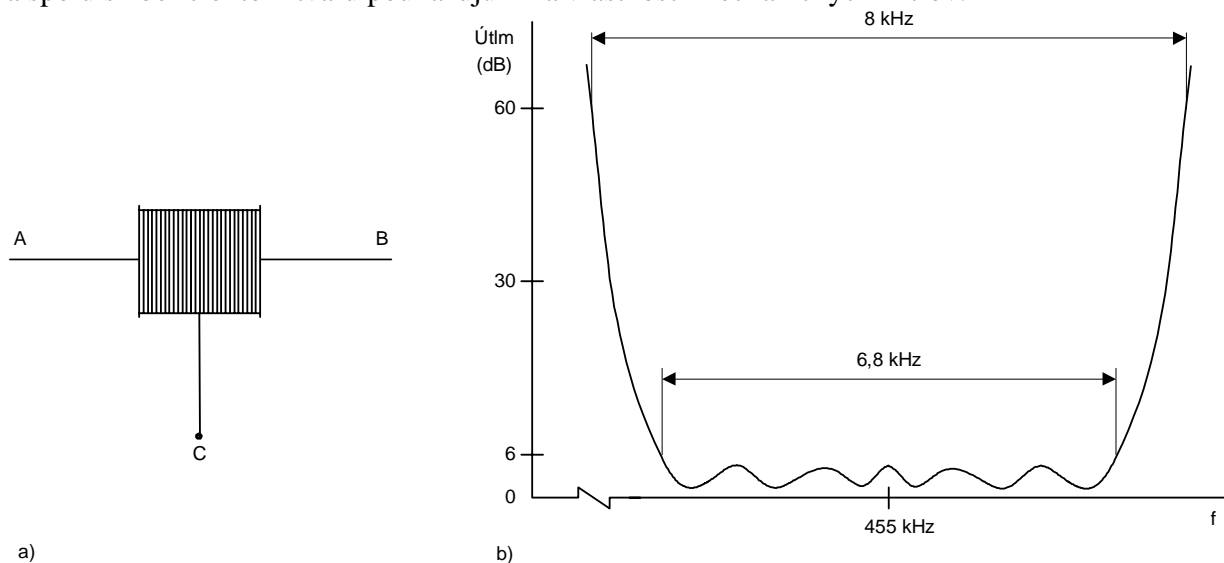


Obr.3: a) náhradná schéma kryštálu b) zapojenie kompenzujúce kapacitu  $C_p$

Predpokladajme, že na vstup kryštálového filtra z obr.3.b je privádzaný signál obsahujúci dve postranné pásma. Maximálna frekvencia dolného je 99,9 kHz a minimálna frekvencia horného je 100,1 kHz. Horné pásmo nie je žiadúce. Pokiaľ vyberieme kryštál, ktorého odpor je nízky (sériová rezonancia) okolo frekvencie 99,9 kHz, na výstupe sa objaví dolné postranné pásmo. Horné postranné pásmo rovnako ako aj ostatné frekvencie budú potlačené kryštálovým filtrom. Pre zlepšenie vlastností sa používajú filtre obsahujúce dva a viac kryštálov.

### Keramické filtre

Keramické filtre využívajú piezoeфекt rovnako ako kryštály. I keď keramické filtre nemajú až takú vysokú kvalitu  $Q_s$  ako kryštály, je vyššia v porovnaní s LC filterami a pohybuje sa okolo hodnoty 2000. Sú lacnejšie, mechanicky odolnejšie a menšie ako kryštály. Používajú sa nielen na odstánenie postranných pásiem, ale aj ako náhrada ladených IF transformátorov v superheterodynových prijímačoch. Obvod keramického filtra je zobrazený na obr.4a a závislosť útlmu od frekvencie je na obr.4b pre šírky pásiem zodpovedajúcich útlmu v rozsahu 6 – 60 dB. Pomer týchto dvoch pásiem ( $8\text{kHz} / 6,8\text{kHz} = 1,8$ ) je definovaný ako koeficient tvaru. Koeficient tvaru (šírka pásma pri 60dB delená šírkou pásma pri 6dB) poukazuje na selektivitu filtra. Hodnota ideálneho priepustu by bola 1 a predstavovala by vertikálne stúpanie charakteristiky pri hraničných frekvenciách. Útlm ideálneho filtra by bol v pásme prepúšťania 0dB, reálna charakteristika je však odlišná. Je zobrazená na obr.4b. Ako z nej možno vidieť, útlm v pásme prepúšťania nie je konštantný. Veľkosť zvlnenia určuje koeficient zvlnenia amplitúdy a spolu s koeficientom tvaru poukazujú i na vlastnosti mechanických filtrov.



Obr.4: a) keramický filter b) frekvenčná charakteristika

### Elektromechanické filtre

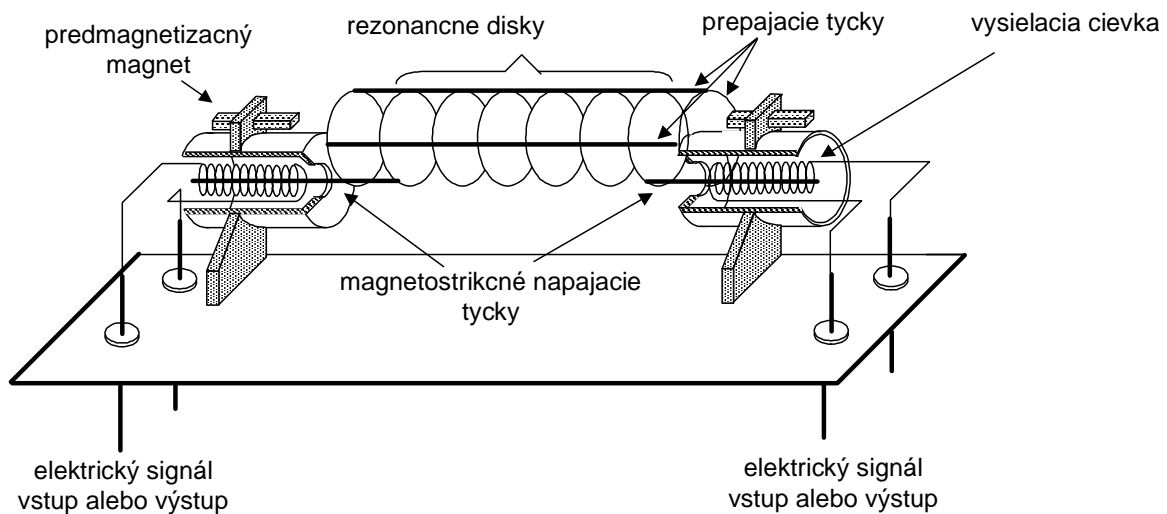
Elektromechanické filtre sa využívajú v SSB zariadeniach už od 50-tych rokov. Ich výhodou je vysoký útlm v pásme zadžania, dostatočne malá veľkosť i pre využitie v miniatúrnych zariadeniach a kvalita s hodnotami okolo 10 000 čo je 50-krát vyššia hodnota ako pri použití LC filtrov.



Činnosť elektromechanických filtrov je založená na mechanickej rezonancii. Vstupný elektrický signál je prevádzaný na mechanické vybránie a potom spätne konvertovaný na elektrický. Na obr.5 je možno vidieť prierez mechanického filtra.

Skladá sa zo štyroch základných častí:

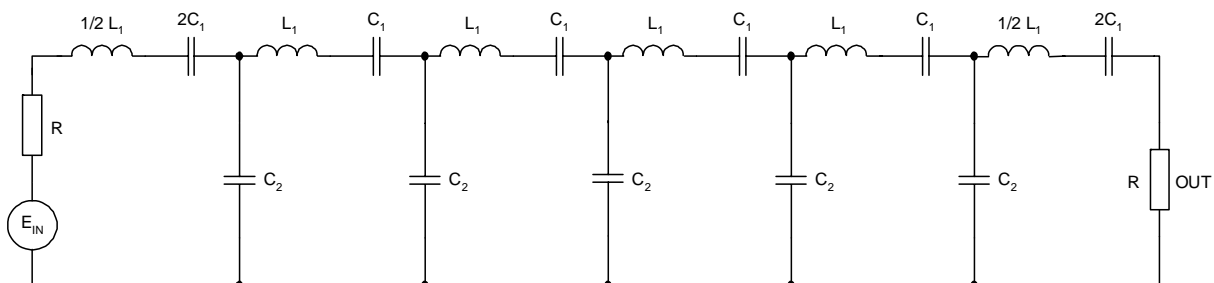
1. vstupný menič prevádzajúci vstupnú elektrickú energiu na mechanické vibrácie
2. kovové disky rezonujúce na požadovanej frekvencii
3. kolíky spájajúce disky
4. výstupný menič prevádzajúci mechanické vibrácie späť na elektrickú energiu



Obr.5 Elektromechanický filter

Ako možno vidieť z obrázku, jedná sa o symetrickú konštrukciu a preto ktorýkoľvek z vývodov môže byť použitý ako vstup alebo výstup.

Náhradná elektrická schéma elektromechanického filtra je zobrazená na obr.6. Disky elektromechanického filtra sú reprezentované sériovými rezonančnými obvodmi  $L_1C_1$  a  $C_2$  predstavuje kolík, ktorý ich spája. Na vstupnej i výstupnej strane sa nachádza odpor  $R$ , ktorý reprezentuje mechanický odpor systému.



Obr.6: Náhradná elektrická schéma mechanického filtra

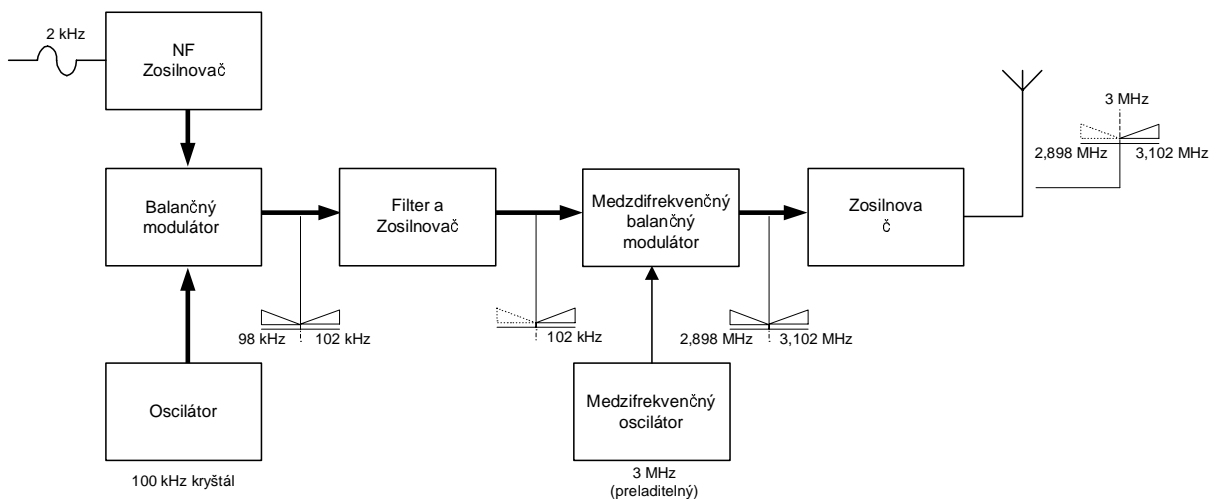
Predpokladajme, že elektromechanický filter vyobrazený na obr.5 má vyhotovené disky tak, aby prepúšťali nami požadované postranné pásmo. Na vstup je privádzaný signál obsahujúci obidve

postranné zložky. Cez vstupný menič je privádzaný na prvý mechanický disk. Vibrácie disku budú väčšie vo frekvenčnej oblasti na ktorú je naladený – rezonančnú frekvenciu, než v iných častiach spektra. Mechanické vibrácie sú prenášané z prvého na druhý disk, pričom nežiadúce frekvencie sú prenášané s väčším útlmom. Pri každom prenose z jedného disku na druhý sú nežiadúce pásma prenášané v menšej a menšej miere. Na výstupe filtra sa potom objaví len požadované pásmo.

Zmenou veľkosti kapacity kondenzátora  $C_2$  v náhradnej schéme z obr.6 je možné meniť šírku prepúšťaného pásma. Tento parameter je v mechanickom prevedení z obr.5 ovplyvňovaný dĺžkou kolíkov, ktoré spájajú rezonančné disky. Frekvenčná charakteristika je závislá i od počtu diskov. Pre frekvencie od 100 do 500 kHz sa využívajú elektromechanické filtre, ktorých pásmo prepúšťania je od 500 Hz do 35 kHz.

## Vysielač SSB

Na obr.7 sa nachádza blokový diagram SSB vysielača, ktorý využíva balančný modulátor na generovanie DSB signálu a filter na odstránenie jedného postranného pásma. Pre názornosť predpokladajme, že vstupný signál má frekvenciu 2000 Hz. V praxi má však vstupný signál zmes rôznych frekvencií.



Obr.7 Blokové zapojenie SSB vysielača

V balančnom modulátore sa zmiešava zosilnený 2 kHz vstupný signál so 100 kHz nosnou frekvenciou. Na jeho výstupe sa neobjaví nosná ani vstupná frekvencia, ale ich súčtové a rozdielové zložky s frekvenciami 98 a 102 kHz. Ako vidieť z obr.7, na vstup filtra sú privádzané obidve postranné zložky. Na výstupe dostávame len horné postranné pásmo bez nosnej frekvencie. Pretože jeho frekvenčné spektrum je príliš malé pre vysielanie, pre docielenie požadovanej frekvencie musí byť postranné pásmo znovu zmiešané s ďalším signálom.

Pri odstraňovaní nežiadúcich postranných pásiem vystupuje do popredia požiadavka na kvalitu filtra  $Q$ . Berúc do úvahy pracovné frekvencie a požadovanú kvalitu, používajú sa elektromechanické filtre, ktorých pracovná frekvencia je do 500 kHz, alebo keramické či kryštálové filtre, ktoré majú lepšiu frekvenčnú stabilitu.

V ďalšom balančnom modulátore sa zmiešava postranné pásmo so signálom z oscilátora pracujúceho na frekvencii 3MHz. Opäť dostávame dve zložky, tentokrát s frekvenciami 3102 a 2898 kHz, ktoré sa privádzajú do zosilovača.

Príklad: Pre vysielací systém z obr.7 určte kvalitu  $Q$  filtra nachádzajúceho sa v koncovom zosilňovači.

Riešenie:

Pretože postranné pásma sa nachádzajú na frekvenciách približne 2,9 MHz a 3,1 MHz, kvalita filtra musí byť:

$$Q = \frac{3\text{MHz}}{3.1\text{MHz} - 2.9\text{MHz}} = \frac{3\text{MHz}}{0.2\text{MHz}} = 15$$

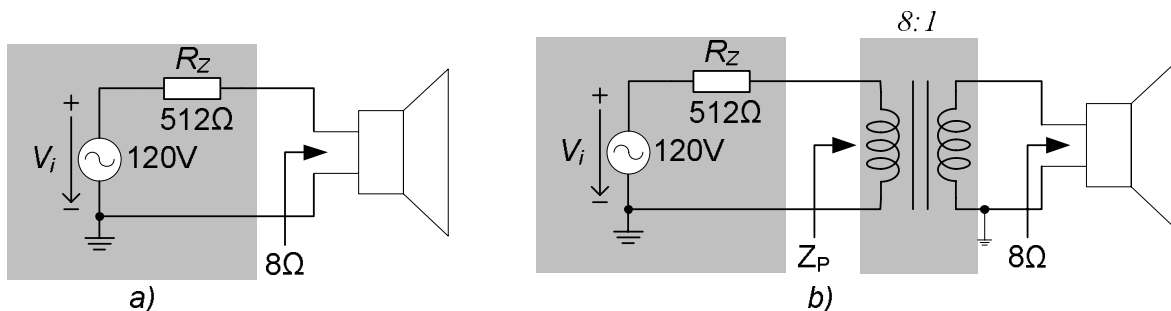
Vstupné a výstupné obvody zosilovača sú ladené tak, aby jedno z postranných pásiem bolo potlačené a na anténu sa dostalo len druhé – žiadúce. Vzhľadom na dostatočný odstup postranných pásiem (200 kHz) v tomto prípade postačuje na odstránenie nežiadúceho pásma LC filter s kvalitou  $Q = 15$ . Ak sa použije preladiteľný vysokofrekvenčný oscilátor, môže sa vysielaná frekvencia meniť v závislosti od jeho preladiteľnosti. Vzhľadom na to, že nežiadúce postranné pásmo i nosná frekvencia boli eliminované, celý vysielaný výkon je sústredený do jedného postranného pásma.

### 3. Impedančné prispôsobenie, izolácia a transformácia

Transformátory môžu byť užitočné, keď skúšate dodať maximálny výkon zo zdroja do záťaže. Spomeňte si, že maximálny výkon je prenesený do záťaže, keď je impedancia záťaže rovná vnútornému odporu zdroja. Aj keď niekedy dokonalú zhodu nie je možné dosiahnuť, čím sa impedancia záťaže viac zhoduje s vnútornou impedanciou zdroja, tým je väčší výkon dodaný do záťaže a systém je efektívnejší. Mnohé záťaže nie sú zhodné s vnútornou impedanciou zdroja. Výnimka je ak sa s tým uvažuje už pri návrhu zariadenia. Avšak transformátory majú jedinečný vzťah medzi ich primárnymi a sekundárnymi impedanciami, ktorý môže byť použitý na impedančné prispôsobenie. Príklad 3.1 demonštruje významný rozdiel vo výkone dodávaného do záťaže s impedančným prispôsobením a bez impedančného prispôsobenia.

#### PRÍKLAD 3.1

- a. Vnútorná impedancia zdroja zobrazeného na obr. 3.1(a) je  $512\ \Omega$ . Je veľmi odlišná od vstupnej impedancie  $8\ \Omega$  reproduktora. Môžeme iba predpokladať, že energia dodaná do reproduktora bude významne menšia, než maximálna možná úroveň. Určite energiu reproduktora za podmienok ako je to znázornené na obr. 25.27(a)



Obr. 3.1 Príklad 3.1

- b. Na obr. 3.1(b), bol zavedený medzi reproduktor a zdroj prispôsobovací transformátor. Bol navrhnutý tak, aby zaistil maximálnu energiu do  $8\ \Omega$  reproduktora. Určite vstupnú impedanciu transformátora a energiu dodanú do reproduktora.
- c. Porovnajte energiu dodanú reproduktoru za podmienok, ktoré sú stanovené v časti (a) a (b).

#### Riešenia:

- a. Prúd pretekajúci zdrojom sa rovná:

$$I_s = \frac{E}{R_T} = \frac{120V}{512\ \Omega + 8\ \Omega} = \frac{120V}{520\ \Omega} = 230.8mA$$

Energia dodaná do reproduktorov je

$$P = I^2 R = (230.8mA)^2 \cdot 8\ \Omega = 426.15mW \cong 0.43W$$

teda menej než polovica Wattu.

- b. Pre vstupnú impedanciu transformátora platí

$$Z_p = a^2 Z_L \quad a = \frac{N_p}{N_s} = \frac{8}{1} = 8$$

a  $Z_p = (8)^2 8\Omega = 512\Omega$

ktoré sa zhodujú so zdrojom. Podmienka maximálneho prenosu výkonu je splnená a prúd zdrojom je:

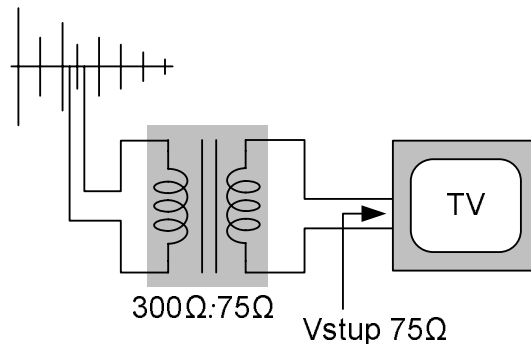
$$I_s = \frac{E}{R_T} = \frac{120V}{512\Omega + 512\Omega} = \frac{120V}{1024\Omega} = 117.19mA$$

Energia dodaná primáru (ktorý je pri ideálnom transformátore rovný sekundáru) je :

$$P = I^2 R = (117.19mA)^2 512\Omega = 7.032W$$

Výsledok nie je v miliwattoch, ako to bolo v predchádzajúcom prípade. Prevyšuje 7W, čo je významné zlepšenie!

- b. Porovnávanie hodnôt  $7.032W/425.15mW = 16.5$  . Dodaná energia do reproduktora je viac než 16-krát väčšia použitím prispôbovacieho transformátora!



Obr. 3.2 Transformátor pre impedančné prispôsobenia televízorov

Ďalšia dôležitá aplikácia použitia impedančného prispôsobenia transformátora je prispôsobenie  $300\Omega$  dvojvodičového prenosového vedenia z televíznej antény do  $75\Omega$  vstupu dnešných televízorov (prispôsobenie pre  $75\Omega$  koaxiálny kábel), ako je ukázané na obr. 3.2. Prispôsobenie zaisťuje, aby sa najsilnejší signál dostal na vstup televízneho prijímača.

Použitím vzorca  $Z_p = a^2 Z_L$  nájdeme a:

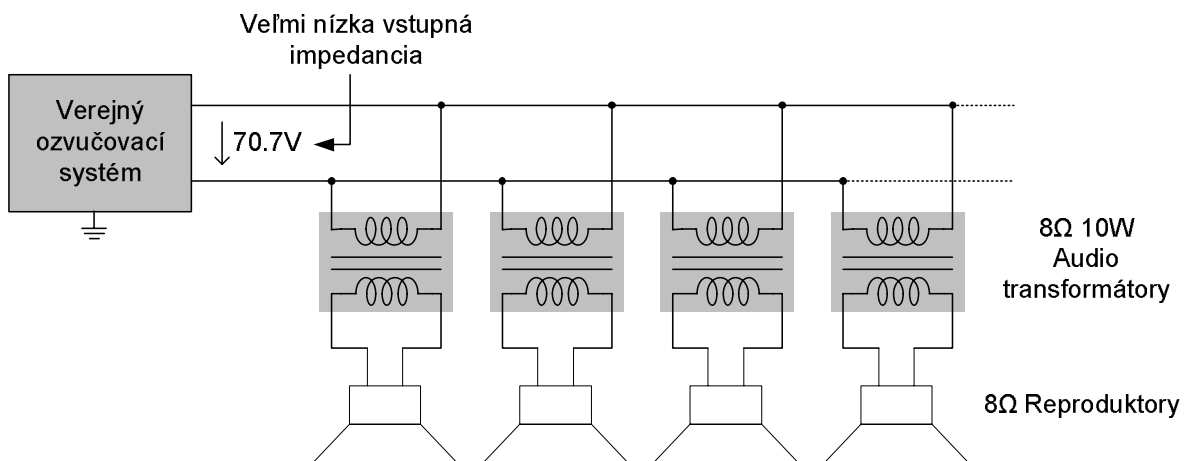
$$300\Omega = a^2 75\Omega$$

$$a = \sqrt{\frac{300\Omega}{75\Omega}} = \sqrt{4} = 2$$

príčom  $N_p : N_s = 2 : 1$  ( transformácia smerom na dol )

### PRÍKLAD 3.2

Prispôsobovacie transformátory sú tiež používané v miestnych rozhlasoch, tak ako je to znázornené na 70.7V systéme na obr. 3.3. Aj keď systém má iba jeden pár vývodov, k tomuto systému môžu byť pripojené štyri reproduktory ( toto číslo je funkciou zvoleného systému). Každý 8 Ω reproduktor je pripojený k 70.7V linke cez 10W audio prispôsobovací transformátor ( tým definuje frekvenčný rozsah lineárnej operácie ).



Obr. 3.3 Miestny rozhlas

- Ak každý reproduktor z obr. 3.3 môže prijať 10W výkonu, aká je maximálna spotreba energie na zdroji?
- Pre každý reproduktor, určite impedanciu na vstupe transformátora, ak každý pracuje pri svojom plnom 10W výkone.
- Určite transformačné pomery transformátorov.
- Aké je napätie a prúd reproduktora pri 10W?
- Aká je záťaž "videná" zo zdroja s 1, 2, 3 alebo 4 pripojenými reproduktormi?

#### Riešenie:

- Teoreticky, primárny výkon sa rovná výkonu dodanému do záťaže, to má za následok dodanie maximálne 40W zo zdroja.

b. Výkon na primáre je:

$$P_p = U_p I_p = (70.7V) I_p = 10W$$

a 
$$I_p = \frac{10W}{70.7V} = 141.4mA$$

potom 
$$Z_p = \frac{U_p}{I_p} = \frac{70.7V}{141.4mA} = 500\Omega$$

c. Transformačný pomer transformátorov

$$Z_p = a^2 Z_L \Rightarrow a = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_L}} = \sqrt{\frac{500\Omega}{8\Omega}} = \sqrt{62.5} = 7.91 \cong 8$$

d. 
$$V_s = V_L = \frac{V_p}{a} = \frac{70.7V}{7.91} = 8.94V \cong 9V$$

f. Všetky reproduktory sú zapojené paralelne. Preto,

Reproduktor #1:  $R_T = 500\Omega$

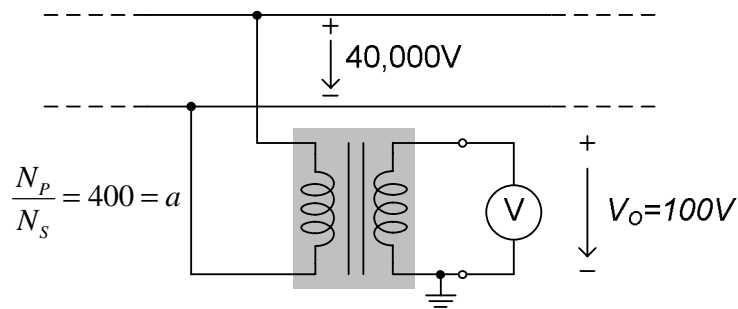
Reproduktor #2:  $R_T = \frac{500\Omega}{2} = 250\Omega$

Reproduktor #3:  $R_T = \frac{500\Omega}{3} = 167\Omega$

Reproduktor #4:  $R_T = \frac{500\Omega}{4} = 125\Omega$

Napriek tomu, že záťaž "videná" zo zdroja bude kolísať s počtom pripojených reproduktorov, impedancia zdroja je tak nízka (porovnaním s najnižšou záťažou  $125\Omega$ ), že napätie na svorkách  $70.7V$  je v podstate konštantné. Toto nie je prípad, kde požadujeme, aby výsledok bol prispôbenie impedancie zdroja so záťažou. Presnejšie to bolo na zabezpečenie, aby  $70.7V$  bolo na každom primáre, bez ohľadu na to, ako veľa reproduktorov je pripojených. Taktiež aj na obmedzenie prúdu odoberaného zo zdroja.

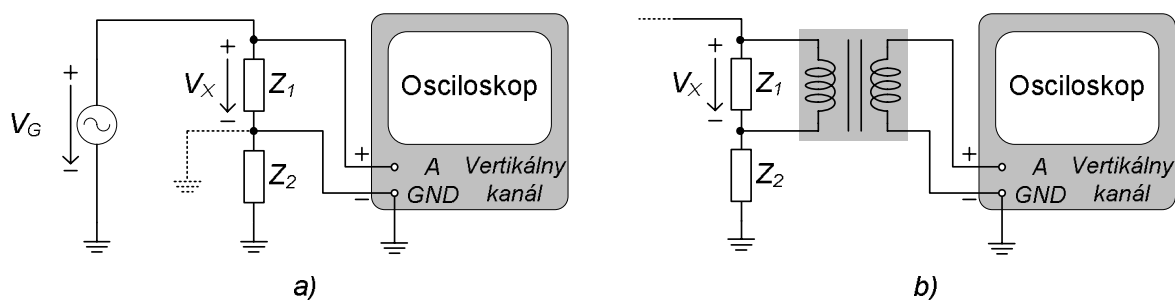
Transformátor sa často používa na oddelenie jednej časti elektrického obvodu od druhej. Izolácia naznačuje absenciu každého priameho fyzického pripojenia. Ako prvý príklad jeho použitia, ako oddelovacieho prístroja, uvažme meranie napätia na vedení, ktoré sa pohybuje rádovo okolo  $40.000V$  (obr. 3.4).



Obr. 3.4 Oddelenie – izolovanie vysokonapäťového vedenia od miesta merania

Použitie voltmetra na meranie 40.000V by zrejme bolo riskantné kvôli možnému fyzickému kontaktu s vodičmi pri tvorbe potrebných pripojení. Pri zaradení transformátora do prenosového systému nám zabezpečí zníženie potenciálu na bezpečnú úroveň pre meranie a určovanie sieťového napätia použitím transformačných pomerov. Preto transformátor bude slúžiť ako izolácia a tiež na znižovanie úrovne meraného napätia.

Ako druhý príklad, uvidíme pripojenie napätia  $V_x$  na vertikálny vstup osciloskopu (merací prístroj) ako je to znázornené na obr. 3.5 a). Ak sú pripojenia urobené ako je ukázané a generátor a osciloskop majú spoločnú zem, impedancia  $Z_2$  bola účinne vyskratovaná z obvodu spojením so zemou osciloskopu.



Obr. 3.5 Ukážka skratovania spôsobeného uzemnením vertikálneho kanála osciloskopu

Namerané vstupné napätie osciloskopu nebude mať význam, čo sa týka merania napätia  $V_x$ . Navyše, ak  $Z_2$  je impedancia, ktorá slúži na obmedzenie prúdu v obvode, prúd v obvode môže stúpať k úrovni, ktorá spôsobí úplné zničenie obvodu.

Ak sa použije transformátor, ako je to ukázané na obr. 3.5 b), tento problém bude odstránený a vstupné napätie osciloskopu bude  $V_x$ .



Pod'akovanie patrí týmto ľuďom:

KRAJČUŠKOVÁ Zuzana

Kapitola 1

ZS2005TLK: Fačka Peter, Kováč Martin, Lakatoš Ivan, Mizerák Pavol, Mok Ondrej, Mordelová Angela, Mulinka Pavol, Nemčok Martin, Nevidzan Pavol, Pajda Tomáš, Pecho Michal, Petřík Stanislav, Pinter Andrej, Samel Matej, Sedliak Milan, Sidor Miloš, Slamka Matej, Slavik Martin, Zachar Juraj.

Kapitola 2.1

ZS2004ELE:Ján Obuch, Maroš Suchý

## Diódy a obvody s diódami

### Náhradné obvody diódy pre malé signály, ekvivalentný lineárny obvod

V technickej praxi sa stretneme s mnohými príkladmi elektronických obvodov (najmä zosilňovačov), pri ktorých sa zdroj jednosmerného napätia (DC) používa ako predpätie pre nelineárne prvky v pracovnom bode a súčasne privádzame malé striedavé napätie do obvodu. Často realizujeme analýzu takéhoto obvodu v dvoch krokoch. Najprv analyzujeme jednosmerný obvod, aby sme našli pracovný bod. V tomto kroku sa musíme vysporiadať s nelineárnymi vlastnosťami prvku. V druhom kroku analýzy už uvažujeme s malým striedavým signálom. Pretože sú charakteristiky prvku skoro lineárne, ak uvažujeme dostatočne malé odchýlky od pracovného bodu, môžeme nájsť pre nelineárny prvok **náhradný lineárny obvod pre malé signály** na použitie v AC analýze s malými signálmi.

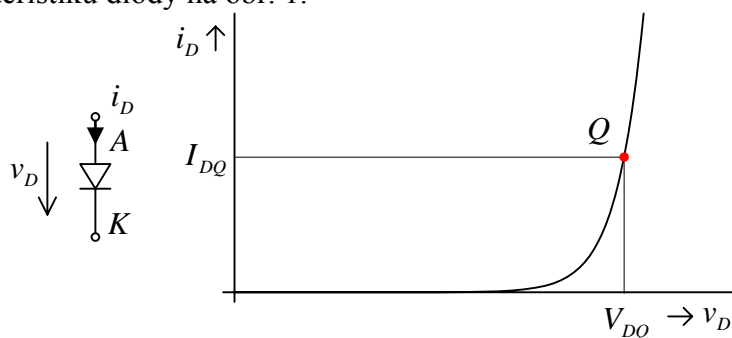
Často pri návrhu takéhoto obvodu sú najväčšie obavy z toho, čo sa stane s striedavým signálom. Zdroj jednosmerného napätia zabezpečuje predpätie prvku do vhodného pracovného bodu. Napríklad, v prenosnom rádiu je najdôležitejšie, aby signál bol prijatý, demodulovaný, zosilnený a dodaný do reproduktora. Jednosmerné prúdy odoberané z batérií, sú potrebné na to, aby prvky-súčiastky spracovali striedavé signály, tak ako sa od nich očakáva. Návrhár-konštruktér najviac času strávi riešením problému ako zrealizovať spracovanie malých striedavých signálov.

Použitie náhradného obvodu pre malé signály je zaujímavé pre analýzu a má široké použitie v mnohých typoch elektronických obvodov. V ďalšom ukážeme princípy činnosti obvodov s jednou diódou. Rovnaké techniky sa používajú pre obvody s tranzistorovými zosilňovačmi.

Lineárny ekvivalentný obvod pre malé signály – dôležitý je analytický prístup, ktorý sa používa pre mnoho typov elektronických obvodov

### Dynamický odpor

Teraz si ukážeme, že v prípade diódy, náhradný obvod pre malé signály pozostáva z odporu. Uvažujme charakteristiku diódy na obr. 1.



Obr. 1. Charakteristika diódy a jej pracovný bod Q

Predpokladajme, že zdroj jednosmerného napätia v obvode zabezpečuje, aby obvod pracoval v **pokojojom pracovnom bode**, alebo v **bode Q**, ako je to ukázané na prevodovej

charakteristike diódy. Potom malý striedavý signál privedený do obvodu, spôsobuje pohyb pracovného bodu jemne nad a pod **bodom Q**. Pre dostatočne malý striedavý signál je charakteristika lineárna (priamka). Preto môžeme písať:

$$\Delta i_D \cong \left( \frac{di_D}{dv_D} \right)_Q \Delta v_D, \quad (1)$$

kde  $\Delta i_D$  je malá odchýlka prúdu diódou od hodnoty pokojového pracovného bodu Q spôsobená striedavým prúdom,  $\Delta v_D$  je odchýlka napätia na dióde od hodnoty v pracovnom bode Q, a  $(di_D/dv_D)_Q$  je smernica charakteristiky diódy vyhodnotená v bode Q. Všimnime si, že smernica má jednotku obrátenej hodnoty odporu. Teda definujeme dynamický odpor diódy vzťahom

$$rd = \left[ \left( \frac{di_D}{dv_D} \right)_Q \right]^{-1}, \quad (2)$$

Dynamický odpor diódy je proporcionálny k hodnote smernice charakteristiky diódy v pracovnom bode.

a zo vzťahu (1) dostaneme

$$\Delta i_D \cong \frac{\Delta v_D}{rd}. \quad (3)$$

Je vhodné miesto zápisu  $\Delta$  odchýlky prúdu a napätia od bodu Q zapísať ako  $v_d$  a  $i_d$ . Preto pre malé striedavé signály píšeme

$$i_d = \frac{v_d}{rd}. \quad (4)$$

Ako vidieť zo vzťahu (2), náhradný odpor diódy pre malé striedavé signály môžeme nájsť ako inverznú hodnotu smernice charakteristiky diódy.

## Shockley-ho rovnica

Na základe zjednodušujúcich predpokladov, teoretické úvahy vedú k nasledujúcemu vzťahu medzi prúdom a napätím na PN priechode diódy.

$$i_D = I_S \left[ \exp\left(\frac{v_D}{nV_T}\right) - 1 \right]. \quad (5)$$

Tento vzťah je známy ako Shockley-ho rovnica.  $I_S$  je saturačný prúd a jeho hodnota sa pohybuje v rádoch  $10^{-14}$  A pre diódy pracujúce s malými signálmi pri teplote 300K. Parameter  $n$  je emisný koeficient a nadobúda hodnoty medzi 1 a 2. Napätie  $V_T$  je vyjadrené ako

$$V_T = \frac{kT}{q}. \quad (6)$$

Je to termické napätie (thermal voltage). Teplota PN prechodu, v Kelvinoch, je reprezentovaná premennou  $T$ . Ďalej,  $k = 1,38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$  je Boltzmannova konštanta a

$q = 1,60 \times 10^{-19} \text{ C}$  je veľkosť elektrického náboja elektrónu. Pri teplote 300K dostávame  $V_T \cong 26 \text{ mV}$ .

Smernicu charakteristiky diódy nájdeme deriváciou Shockleyho rovnice, výsledok je

$$\frac{di_D}{dv_D} = I_s \frac{1}{nV_T} \exp\left(\frac{v_D}{nV_T}\right). \quad (7)$$

Dosadením hodnoty napätia v pracovnom bode diódy dostávame

$$\left. \frac{di_D}{dv_D} \right|_Q = I_s \frac{1}{nV_T} \exp\left(\frac{V_{DQ}}{nV_T}\right). \quad (8)$$

Pre podmienky polarizácie v priamom smere (forward-bias) je hodnota  $V_{DQ}$  aspoň niekoľkokrát väčšia ako hodnota  $V_T$  (napr. pre  $V_{DQ} \geq 0.1 \text{ V}$ ), preto -1 vo vnútri zátvoriek vo vzťahu (5) môžeme zanedbať a napísať vzťah

$$I_{DQ} \cong I_s \exp\left(\frac{V_{DQ}}{nV_T}\right). \quad (9)$$

Substitúciou rovnice 9 do rovnice 8 získame

$$\left. \frac{di_D}{dv_D} \right|_Q \cong \frac{I_s \exp\left(\frac{V_{DQ}}{nV_T}\right)}{nV_T} \quad (10)$$

$$\left. \frac{di_D}{dv_D} \right|_Q \cong \frac{I_{DQ}}{nV_T}$$

Substitúciou do rovnice (2), získame dynamický odpor diódy pre malé signály v pracovnom bode Q:

$$r_d = \frac{nV_T}{I_{DQ}} \quad (11)$$

Ak naše úvahy zhrnieme, pre signály ktoré vyvolávajú malé zmeny v pracovnom bode, môžeme nahradiť diódu lineárnym rezistorom. Za predpokladu, že dióda je polarizovaná v priepustnom smere, hodnotu odporu získame zo vzťahu (11).

## Poznámka pre prúdy a napätia v elektronických obvodoch

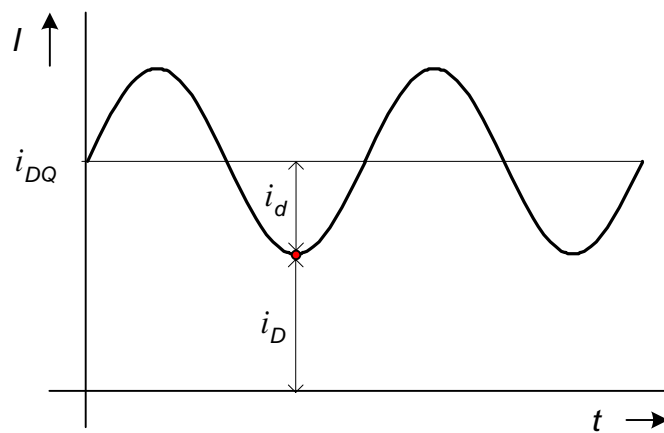
Ukážeme si zápis, ktorý používame pre napätia a prúdy na dióde, pretože podobný zápis budeme používať v ďalších úvahách.

-  $v_D$  a  $i_D$  (malé písmeno ako symbol a veľké písmeno ako dolný index) reprezentujú celkové okamžité napätie a prúd diódy. Ak potrebujeme zvýrazniť, že sa jedná o časový priebeh týchto veličín, používame zápis  $v_D(t)$  a  $i_D(t)$ .

-  $V_{DQ}$  a  $I_{DQ}$  reprezentujú jednosmerné napätie a jednosmerný prúd diódy v pokojovom pracovnom bode Q.

-  $v_d$  a  $i_d$  (malé písmeno ako symbol a malé písmeno ako dolný index) reprezentujú (malé) striedavé signály. Ak chceme zdôrazniť ich časový priebeh, použijeme zápis  $v_d(t)$  a  $i_d(t)$ .

Pozri obrázok 2.



Obr. 2. Ilustrácia prúdov diódy

### Príklad

1. Vypočítajte dynamický odpor pn-priechodu diódy ak  $n=1$  pri teplote  $T=300\text{K}$  pre prúdy  $I_{DQ} =$  (a)  $0.1\text{mA}$ ; (b)  $1\text{mA}$ ; (c)  $10\text{mA}$ .

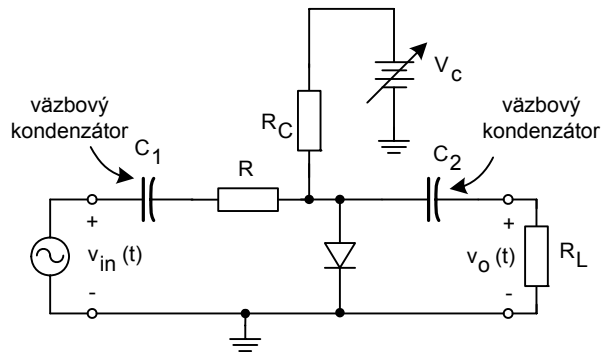
**Výsledok** (a)  $260\Omega$ ; (b)  $26\Omega$ ; (c)  $2,6\Omega$ .

---

## Napätím riadený atenuátor

Analyzujeme lineárny obvod jednoduchého napätím riadeného atenuátora zobrazeného na obr. 3.

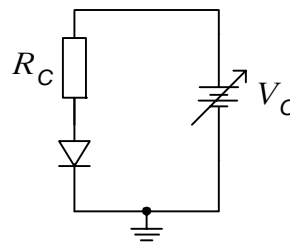
Tento typ analýzy bude veľmi dôležitý pri analýze obvodov s tranzistormi.



Obr. 3. Napätím riadený atenuátor

Vstup obvodu je napájaný malým striedavým napätím,  $v_{in}(t)$ , na výstupe  $v_o(t)$  je napätie útlmené - menšie ako na vstupe. Vidíme, že veľkosť tlmenia závisí od hodnoty riadiaceho jednosmerného napätia  $V_C$ . Všimnime si, že ak má byť striedavý signál zoslabený, musí byť pripojený do obvodu cez väzbový kondenzátor. Výstupné napätie je pripojené do záťaže  $R_L$  cez druhý väzbový kondenzátor. Hodnoty kapacity volíme tak, aby účinne skratovali striedavý signál. Avšak, väzbové kondenzátory predstavujú odpojený obvod pre jednosmerné napätie. Teda pracovný bod  $Q$  diódy nie je ovplyvňovaný zdrojom signálu alebo záťažou. Toto môže byť dôležité pre obvod, ktorý musí pracovať s viacerými druhmi zdrojov a záťažou, ktoré by mohli pôsobiť na pracovný bod  $Q$ . Navyše, väzbové kondenzátory zabránia (niekedy nežiadúcim) jednosmerným prúdom, aby tiekli do zdroja alebo záťaže.

Obr. 4 Jednosmerný obvod pre analýzu pracovného bodu (ekvivalent k obrázku 3)



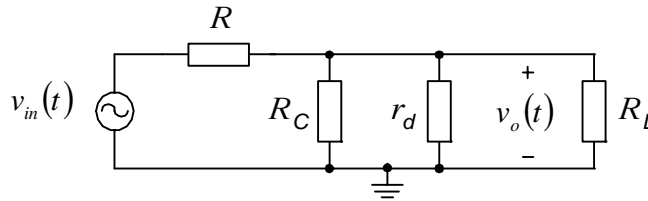
Vďaka väzobným kondenzátorom musíme pri analýze pracovného bodu  $Q$  brať do úvahy iba  $V_C$ ,  $R_C$  a diódu. Jednosmerný obvod je znázornený na obr. 4. Na zistenie pracovného bodu môžeme použiť hociktorú z metód spomenutých na prednáškach (napr. metóda zaťažovacej priamky). Keď zistíme prúd  $I_{DQ}$  v pracovnom bodu  $Q$ , môžeme jeho hodnotu dosadiť do rovnice (11) a určiť dynamický odpor diódy.

Teraz obrátíme pozornosť na striedavý (AC) signál. Zdroj striedavého signálu spôsobuje pretekanie striedavého prúdu cez zdroj  $V_C$ . Keďže  $V_C$  je zdroj jednosmerného napätia, je na ňom, podľa definície, konštantné napätie. Pretože zdroj jednosmerného napätia má striedavú zložku prúdu, ale nemá striedavé napätie, považujeme ho za skrat pre striedavé signály. Toto je dôležitý poznatok, ktorý budeme často využívať pri navrhovaní náhradných striedavých obvodov.

...zdroj jednosmerného napätia považujeme za skrat pre striedavé signály!!!

Náhradný obvod pre striedavé signály je na obr. 5. Riadiaci zdroj a kondenzátory sú nahradené skratmi a diódu nahradil dynamický odpor.

**Obr. 5** Náhradný obvod  
pre malé striedavé  
signály



Tento obvod predstavuje napäťový delič a môžeme ho riešiť bežnou analýzou pre lineárne obvody. Vypočítame paralelnú kombináciu  $R_C$ ,  $R_L$  a  $r_d$ :

$$R_P = R_C \parallel R_L \parallel r_d = \frac{1}{1/R_C + 1/R_L + 1/r_d} \quad (12)$$

Potom útlm obvodu bude:

$$A_v = \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{R_P}{R + R_P} \quad (13)$$

Samozrejme, napäťové zosilnenie  $A_v$  je menšie ako jedna.

### Príklad

**2.** Predpokladajme, že na obr. 3 je obvod s hodnotami  $R = 100\Omega$ ,  $R_C = 2k\Omega$  a  $R_L = 2k\Omega$ . Dióda má  $n = 1$  pri teplote  $300K$ . Pre účely analýzy pracovného bodu dodávame konštantné diódové napätie  $0.6$  V. Vypočítajte hodnoty prúdu pracovného bodu pre  $V_C =$  (a)  $1.6$  V; (b)  $10.6$  V.

**Výsledok:** (a)  $I_{DQ} = 0.5$  mA,  $A_v = 0.331$ ; (b)  $I_{DQ} = 5$  mA,  $A_v = 0.0492$ .