

# Vážení zákazníci,

dovolujeme si Vás upozornit, že na tuto ukázkou knihy se vztahují autorská práva, tzv. copyright.

To znamená, že ukáзка má sloužit výhradně pro osobní potřebu potenciálního kupujícího (aby čtenář viděl, jakým způsobem je titul zpracován a mohl se také podle tohoto, jako jednoho z parametrů, rozhodnout, zda titul koupí či ne).

Z toho vyplývá, že není dovoleno tuto ukázkou jakýmkoliv způsobem dále šířit, veřejně či neveřejně např. umístováním na datová média, na jiné internetové stránky (ani prostřednictvím odkazů) apod.

*redakce nakladatelství BEN – technická literatura*  
[redakce@ben.cz](mailto:redakce@ben.cz)



V číslicovém filtru je signál reprezentován digitálním číslem a nikoliv analogovým napětím či proudem. Vyžadujeme-li na výstupu filtru analogový signál, je nezbytné použít digitálně-analogový (D/A) převodník, který převede výstupní číslicový signál na analogový schodovitý průběh. Analogový filtr na výstupu slouží k odstranění vyšších harmonických kmitočtů obsažených ve spektru výstupního signálu.

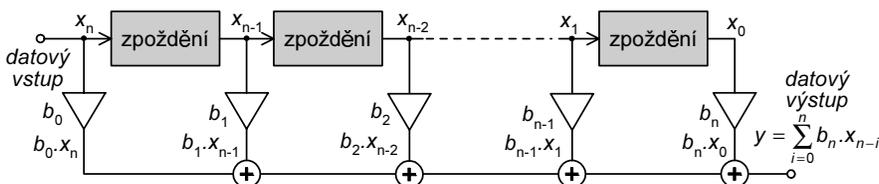
Číslicové filtry mají dvě základní varianty:

- filtry s konečnou impulzní odezvou FIR;
- filtry s nekonečnou impulzní odezvou IIR.

### **Filtry s konečnou impulzní odezvou (FIR) (Finite Impulse Response)**

Filtry FIR umožňují vytvářet přenosové funkce, které nemají ekvivalent v technologii lineárních obvodů. Jsou stabilní (neobsahují zpětnou vazbu) a lze s nimi realizovat strmou přechodu z propustného do nepropustného pásma, které nemohou být prakticky dosaženy v analogové oblasti. Velikost potlačení signálu v nepropustném pásmu závisí na hodnotě koeficientů násobení. Při určování požadavků na přenosovou charakteristiku filtru je nutné mít na paměti, že se při zvýšení řádu filtru zvětšuje jeho zpoždění, ale fázová charakteristika zůstává lineární. Pro jejich vytvoření je vhodné použít signálové procesory s pevnou řádovou čárkou, které jsou jednodušší, zpravidla rychlejší a levnější než procesory s pohyblivou řádovou čárkou.

Princip filtru FIR s tzv. přímou strukturou je znázorněn na obr. 2.1.7. Digitalizovaný signál prochází strukturou, která provádí zpoždění jednotlivých vzorků, násobení zpožděných vzorků koeficienty  $b_i$ , jejichž součet tvoří výstupní digitální signál filtru (zpoždění může být vytvořeno např. uložením do registru a výběrem vzorku z registru mikroprocesoru). Se zvětšením požadavků na rychlost přechodu modulové charakteristiky z propustného do nepropustného pásma je nutné zvětšit počet koeficientů a výpočetních operací. Zvýšení požadovaného řádu filtru vede k omezení šířky přenášeného kmitočtového pásma (příklad filtru FIR s DSP typu MSP430 je uveden v literatuře [63]).



Obr. 2.1.7

Princip číslicového filtru FIR, tzv. přímá struktura filtru

### **Filtry s nekonečnou impulzní odezvou (IIR) (Infinite Impulse Response)**

Filtry IIR mohou mít charakteristiky podobné analogovým filtrům. Základní princip představuje zpožďovací linku, ze které je výstup podle zadaného algoritmu veden zpět na vstup. Protože signálové procesory s plovoucí desetinnou čárkou umožňují provádět aproximace ekvivalentní analogovým filtrům, jako Butterworthovu, Čebyševovu apod., je vhodné aproximace pro filtry typu IIR použít. IIR vykazují, podobně jako analogové filtry, nelineární fázové charakteristiky. Zpětná vazba může způsobovat menší stabilitu, která může vést ke generaci zákmitů, případně oscilací.

Tab. 2.1.1

Porovnání číslicových a analogových filtrů

Vlastnost	Číslicový filtr	Analogový filtr
spojitost v čase	nespojité	spojité
tolerance	zaokrouhlování koeficientů	výrobní tolerance
přesnost	vysoká	menší
linearita fáze	mohou být lineární (FIR)	nelineární
závislost na změnách napájecího napětí	malá	větší
drift komponent	žádný	teplotní, stárnutí atd.
vliv vzorkování	aliasing	není aliasing
šumy	kvantizační, aliasing	teplotní, a další typy šumů (výstřelový, $1/f, \dots$ )
cena	vyšší – postupně se snižuje	nižší
mezí kmitočty	do jednotek MHz	až GHz
vhodnost pro oblast nízkých kmitočtů	bez nároků na velikost prvků snadná filtrace i pod 1 Hz	na nízkých kmitočtech vzrůstají velikosti obvodových prvků
přizpůsobivost aplikacím	snadná změnou programu, případně vzorkovacího kmitočtu	omezená, nutnost změny zapojení a hodnot součástek
strmost přechodu z propustné do nepropustné oblasti	výhodnější pro větší strmosti přechodu	výhodnější pro strmosti přechodu do cca 24 dB/okt.

### Porovnání filtrů s konečnou a s nekonečnou impulzní odezvou

#### Výhody FIR:

- poskytují možnost lineární fázové charakteristiky;
- jsou stabilní;
- přechodný jev po připojení napájecího napětí má konečnou dobu trvání;
- rušivý impulz na vstupu ovlivní výstup pouze na krátkou dobu.

#### Nevýhody FIR:

- pro dosažení dostatečně strmých charakteristik je třeba mnohem vyšší řád filtru (cca 10krát až 50krát vyšší řád  $\Rightarrow$  velký počet koeficientů);
- s rostoucím řádem filtru roste zpoždění signálu.

#### Výhody IIR:

- poskytují vysokou strmost přechodu z propustné do nepropustné oblasti filtru, přičemž je řád filtru nižší a rychlost jejich reakce je poměrně vysoká;
- lze s nimi realizovat obdobné typy filtrů jako s analogovými filtry.

#### Nevýhody IIR:

- vlivem zpětné vazby mohou být nestabilní;
- i krátký rušivý impulz může ovlivnit výstup na dlouhou dobu;
- filtry nemají lineární fázové charakteristiky, ale při volbě vhodné aproximace může být v propustném pásmu fázová charakteristika téměř lineární (např. Bessel).

## 2.2 ANALOGOVÉ SELEKTIVNÍ FILTRY

V minulých dílech učebnice jsme se seznámili s vlastnostmi jednoduchých a dvojitých RC a RL článků. Ve 4. dílu učebnice byly odvozeny a stručně popsány základní vztahy pro jejich použití ve funkci kmitočtových filtrů. Zde si nejprve stručně zopakujeme vlastnosti uvedených RC a RL článků. V dalším textu získané poznatky zobecníme.

Při jejich popisu byl učiněn předpoklad, že zdroje signálů mají nulovou vnitřní impedanci, zatímco zátěže jsou nekonečně velké. V praktických aplikacích je možné tyto podmínky s přijatelnou chybou považovat za splněné, když je zatěžovací odpor  $R_Z \geq 10 \cdot R_{\text{vyst}}$  filtru a vnitřní odpor zdroje signálu  $R_i \leq 0,01 R_{\text{vst}}$  filtru. Přestože je jejich použití omezeno pouze na méně náročné aplikace, jsou v některých zapojeních nenahraditelné.

Při návrhu filtru zpravidla nejprve volíme vhodné velikosti kapacit kondenzátorů, protože počet jejich hodnot ve vyráběných řadách je menší než rezistorů. Na základě zvolené hodnoty kapacity vypočítáme velikost odporu rezistoru.

Orientační vztah pro návrh velikosti kapacity kondenzátoru je podle [L1]

$$C \cong 3 \cdot 10^{-7} / \sqrt{f_0} \quad [\text{F, Hz}], \quad (2.2.1)$$

kde

$f_0$  je mezní kmitočet filtrů RC typu DP a HP,

$$f_0 = \omega_0 / 2\pi = 1 / (2\pi\tau) = 1 / (2\pi RC). \quad (2.2.2)$$

Jak poznáme z dalšího textu, je jedním z důležitých parametrů filtru jeho řád. Řád filtru je určen počtem setrvačných prvků  $C$  a  $L$ . Filtr řádu  $n$  musí obsahovat alespoň  $n$  setrvačných prvků.

### 2.2.1 Jednoduché RC a RL články jako filtry RC a RL 1. řádu

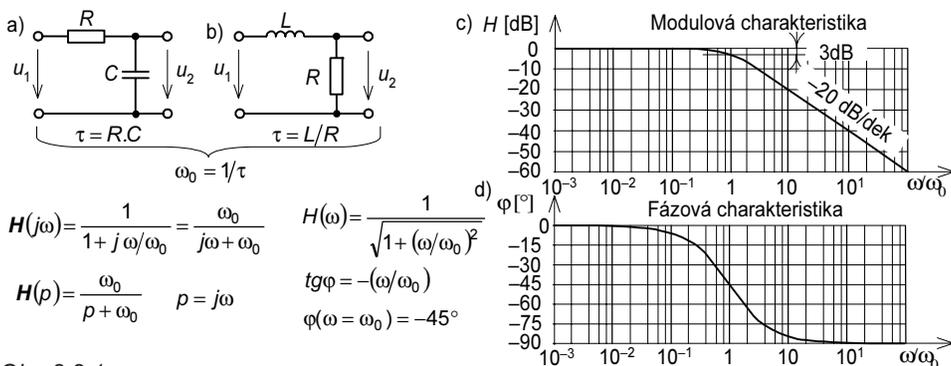
Filtry s jednoduchým RC nebo RL článkem budeme nazývat filtry 1. řádu. Filtry RC 1. řádu obsahují jeden kapacitor, případně induktor.

#### Dolní propust RC a RL 1. řádu

Integrační článek je zároveň dolní propustí 1. řádu. Její kmitočtové charakteristiky jsou znázorněny na obr. 2.2.1. Základní vztahy pro přenos článku a kmitočtové charakteristiky jsou uvedeny na obrázku. Mezní kmitočet je dán velikostí časové konstanty  $\tau = R \cdot C$  u RC článku nebo  $\tau = R/L$  u RL článku. Vztah mezi mezním kmitočtem a časovou konstantou je  $\omega_0 = 1/\tau$ .

Článek RC i RL tvoří napěťový dělič. Vztah pro přenos snadno určíme jako poměr výstupního a vstupního napětí. Pro RC článek dostaneme

$$H(j\omega) = \frac{u_2}{u_1} = \frac{1}{R + 1/(j\omega C)} \cdot \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{j\omega CR + 1} = \frac{1}{j\omega/\omega_0 + 1} = \frac{\omega_0}{j\omega + \omega_0}, \quad (2.2.3)$$



Obr. 2.2.1

Dolní propust 1. řádu a výchozí vztahy: a) realizovaná RC článkem, b) realizovaná RL článkem, c) modulová, d) fázová charakteristika

Přenos filtru RL 1. řádu popíšeme vztahem

$$H(j\omega) = \frac{u_2}{u_1} = \frac{1}{R + j\omega L} \cdot R = \frac{1}{1 + j\omega(L/R)} = \frac{1}{1 + j\omega/\omega_0} = \frac{\omega_0}{j\omega + \omega_0} \quad (2.2.4)$$

Porovnáním uvedených vztahů vidíme, že výsledný přenos obou článků je stejný. Dosadíme-li substituci  $p = j\omega$ , dostaneme vztah pro dolní propust 1. řádu ve tvaru

$$H(p) = \frac{\omega_0}{p + \omega_0} \quad (2.2.5)$$

Snadno odvodíme, že modul a fázi přenosu RC a RL dolní propusti 1. řádu určíme pomocí vztahů

$$H(\omega) = \frac{\omega_0}{\sqrt{\omega^2 + \omega_0^2}} \text{ a fázi } \varphi = \text{arctg}(-\omega/\omega_0) \quad (2.2.6)$$

Přenos na kmitočtu  $\omega = 0$  roven jedné (0 dB).

### Vliv neideálních hodnot $R_i$ a $R_z$ na přenos integračního RC článku

Abychom si učinili představu o vlivu vnitřního odporu zdroje a odporu zátěže, použijeme zapojení podle obr. 2.2.2. Na obr. 2.2.2a je nakresleno obecné schéma zapojení RC článku do obvodu s odporem zdroje signálu  $R_i$  a odporem zátěže  $R_z$ . Jak víme ze 4. dílu učebnice [L5], určíme celkový odpor článku  $R_{\text{celk}}$  jako součet odporů  $R_i + R$ , které jsou připojeny paralelně k odporu  $R_z$ ,  $u_1$  je ideální zdroj napětí s nulovým vnitřním odporem. Časová konstanta článku potom je

$$\tau = [(R_i + R) \parallel R_z] \cdot C = 1/\omega_0 \quad (2.2.7)$$

Z porovnání se vztahem (2.2.4) vidíme, že zvětšením vnitřního odporu zdroje dojde ke zvětšení časové konstanty filtru RC a tím ke zmenšení mezního kmitočtu  $\omega_0$ . Konečná velikost zátěže  $R_z$  způsobí zmenšení časové konstanty a zároveň zvětše-

ní mezního kmitočtu. Pro přenos obecného RC článku použijeme obr. 2.2.2b. Použijeme-li Théveninovu větu, můžeme přenos vyjádřit vztahem

$$H(j\omega) = \frac{u_2}{u_1} = \frac{u_x}{u_1 \cdot [R_{\text{celk}} + 1/(j\omega C)]} \cdot \frac{1}{j\omega C} = \quad (2.2.8)$$

$$= \frac{R_Z}{R_i + R + R_Z} \cdot \frac{1}{j\omega C \cdot R_{\text{celk}} + 1},$$

kde

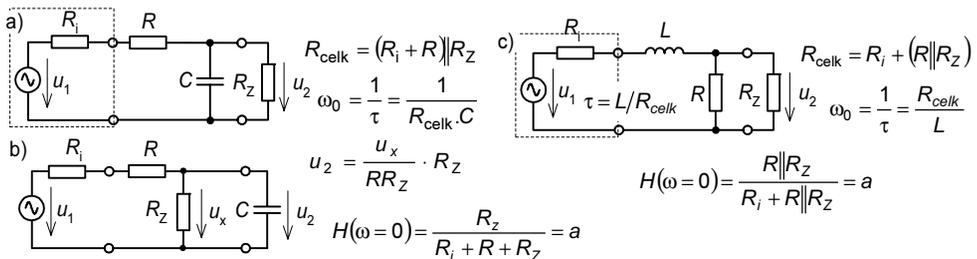
$$u_x = \frac{u_1}{R_i + R + R_Z} \cdot R_Z = u_1 \cdot a. \quad (2.2.9)$$

Ze vztahu a z obr. 2.2.2b vyplývá, že kromě dříve uvedeného vlivu na mezní kmitočet, způsobuje vnitřní odpor zdroje a odpor zátěže pokles přenosu na velikost označenou ve vztahu (2.2.9) písmenem a.

Pro filtr RL znázorněný na obr. 2.2.2b dojdeme k obdobným závěrům. Časová konstanta nyní je určena vztahem

$$\tau = L/R_{\text{celk}} = L/(R_i + R \parallel R_Z). \quad (2.2.10)$$

Vlivem  $R_i$  dojde ke zmenšení časové konstanty a ke zvětšení mezního kmitočtu  $\omega_0$ , zásluhou konečné hodnoty  $R_Z$  se zmenší hodnota celkového odporu článku, časová konstanta se zvětší a dojde ke zmenšení mezního kmitočtu.



Obr. 2.2.2

Dolní propust 1. řádu v obvodu s  $R_i \neq 0$  a s konečnou velikostí  $R_Z$ : a) realizovaná RC článkem, b) úprava RC článku pro výpočet přenosu, c) realizovaná RL článkem

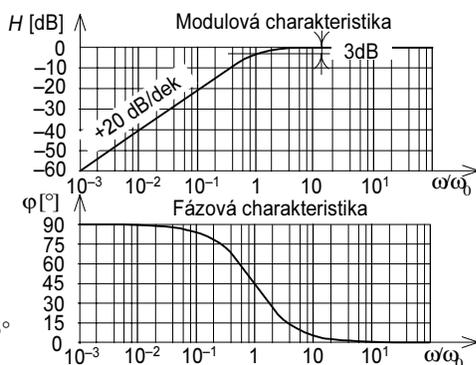
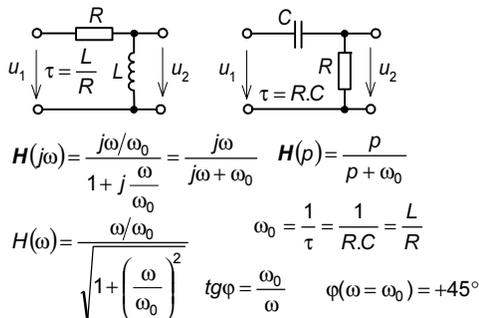
V dalším textu budeme předpokládat zanedbatelnou velikost odporu zdroje signálu velkou velikost vstupního odporu zátěže.

V každém případě je strmost přechodu z propustné do nepropustné oblasti  $-20$  dB/dek, fáze výstupního signálu filtru se mění při zvyšování kmitočtu od  $0^\circ$  do  $-90^\circ$ .

### Horní propust RC a RL 1. řádu

Horní propust realizovaná jednoduchým RC nebo LR článkem a její kmitočtové charakteristiky jsou znázorněny na obr. 2.2.3. Základní vztahy a kmitočtové charakteristiky pro přenos článku jsou uvedeny na obrázku.

### Horní propust s RL a s RC článkem

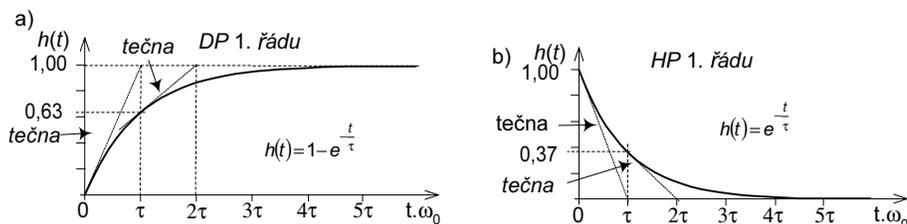


Obr. 2.2.3

Horní propust realizovaná jednoduchým RL a RC článkem: a) schémata zapojení a výchozí vztahy, b) modulová a fázová charakteristika

### Přechodné charakteristiky DP a HP 1. řádu

Přechodné charakteristiky úzce souvisí s modulovými. Grafy přechodných charakteristik DP a HP 1. řádu jsou uvedeny na obr. 2.2.4.



Obr. 2.2.4

Přechodná charakteristika: a) DP 1. řádu, b) HP 1. řádu [L5]

Z obr. 2.2.4 je zřejmý vliv velikosti časové konstanty na průběh charakteristiky. Čím je časová konstanta menší, tím má přechodná charakteristika větší strmost přechodné charakteristiky a zároveň, protože  $\tau = 1/\omega_0$ , je s menší hodnotou  $\tau$  větší mezní kmitočet  $\omega_0$ . Z porovnání modulových a přechodných charakteristik je zároveň zřejmé, že **filtr typu DP potlačuje ostrou náběžnou hranu vstupního signálu a přenáší pomalé průběhy, zatímco filtr typu HP přenáší ostré hrany a potlačuje přenos stejnosměrné složky a signálů o nízkých kmitočtech** vzhledem k  $\omega_0$ . Tyto poznatky můžeme zobecnit na všechny typy filtrů.

#### Hlavní vlastnosti dolní propustí 1. řádu:

- pokles modulové charakteristiky na mezním kmitočtu  $\omega_0$  je  $-3$  dB, což odpovídá zmenšení modulu přenosu na hodnotu  $H(\omega_0) = H(\omega = 0)/\sqrt{2}$ ;
- na nízkých kmitočtech je fázový posuv článku nulový, na kmitočtu  $\omega_0$  dosahuje hodnoty  $-45^\circ$  ( $-\pi/4$ ), na kmitočtu  $\omega \rightarrow \infty$   $\varphi = -90^\circ$ ;

- sklon modulové charakteristiky z propustného do nepropustného kmitočtového pásma je  $-20$  dB/dek ( $-6$  dB/oktávu);
- dolní propust má v časové oblasti charakteristiku integračního članku.

### Hlavní vlastnosti horní propusti 1. řádu:

- pokles modulové charakteristiky na mezním kmitočtu je  $-3$  dB;
- $\varphi(\omega \rightarrow \infty) = 0^\circ$ , na kmitočtu  $\omega_0$  dosahuje hodnoty  $+45^\circ$  ( $+\pi/4$ ), se zmenšováním kmitočtu se fázový posuv zvětšuje k hodnotě  $\varphi(\omega = 0) = +90^\circ$ ;
- sklon modulové charakteristiky z nepropustného do propustného kmitočtového pásma je  $+20$  dB/dek;
- horní propust má v časové oblasti charakteristiku derivačního članku.

### Příklad 2.2.1

Navrhňte dolní propust RC 1. řádu s mezním kmitočtem  $f_0 = 10$  kHz.

#### Řešení:

- Pomocí vztahu (2.2.1) zvolíme velikost kapacity kondenzátoru

$$C \cong 3 \cdot 10^{-7} / \sqrt{f_0} = 3 \cdot 10^7 / 100 = 3 \cdot 10^{-9} \text{ F.}$$

Z řady E6 vybereme hodnotu  $C = 3,3 \cdot 10^{-9} = 3,3$  nF.

- Velikost odporu  $R$  určíme pomocí vztahu (2.3.2)

$$R = 1/(\omega_0 C) = 1/(2\pi f_0 C) = 1/(2\pi \cdot 10^4 \cdot 3 \cdot 3 \cdot 10^{-9}) = 4823 \ \Omega.$$

Z řady vyráběných hodnot zvolíme hodnotu  $4,7$  k $\Omega$ .

## 2.2.2 Filtry RC 2. řádu

Filtry RC 2. řádu obsahují minimálně dva rezistory a dva kondenzátory. S filtry 2. řádu je možné realizovat hlavní typy filtrů – dolní, horní a pásmovou propust a pásmovou zádrž. U filtrů 2. řádu jsou hlavními parametry kmitočet  $\omega_0$  a činitel jakosti  $Q$ . U filtrů RC je vždy činitel jakosti  $Q < 0,5$ . Odvození výchozích vztahů je uvedeno ve 4. dílu učebnice [L5].

### Dolní propust RC 2. řádu

Obr. 2.2.5 znázorňuje zapojení a charakteristiky DP 2. řádu se stejnými hodnotami  $R$  a  $C$ . Na obr. 2.3.5a je znázorněno zapojení s oddělovacím obvodem s přenosem  $A_u = 1$ . Ideální oddělovací obvod má nekonečně velký vstupní a nulový výstupní odpor. Vztah pro přenos tohoto filtru je uveden pod jeho schématem zapojení. Protože jsou DP 1. řádu umístěny v kaskádě za sebou, určíme přenos vynásobením přenosů jednotlivých dolních propustí

$$H(j\omega) = \frac{1}{j\omega CR + 1} \cdot \frac{1}{j\omega CR + 1} = \frac{1}{j\omega/\omega_0 + 1} \cdot \frac{1}{j\omega/\omega_0 + 1} = \frac{\omega_0^2}{(j\omega)^2 + 2j\omega \cdot \omega_0 + \omega_0^2}.$$

Po substituci  $p = j\omega$  dostaneme

$$H(p) = \frac{\omega_0}{p + \omega_0} \cdot \frac{\omega_0}{p + \omega_0} = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2p\omega_0 + \omega_0^2}, \quad (2.2.11)$$

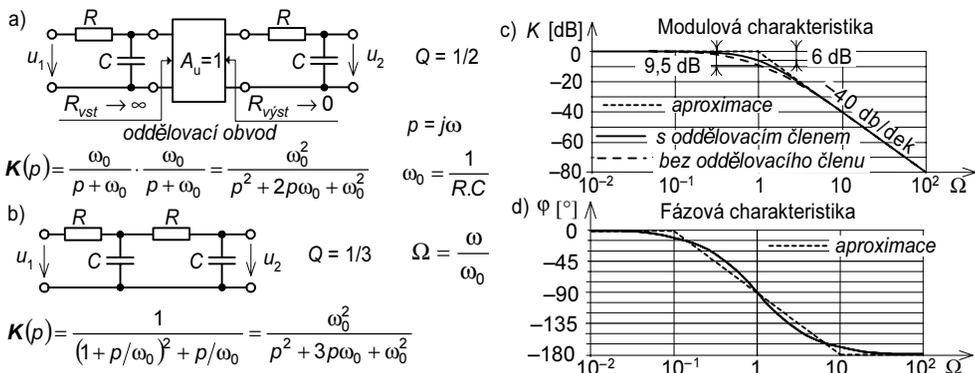
obecný vztah pro přenos dolní propusti 2. řádu je

$$H(p) = \frac{\omega_0^2}{p^2 + p\omega_0/Q + \omega_0^2}, \quad (2.2.12)$$

kde  $Q$  je činitel jakosti filtru.

Porovnáním vztahů (2.2.11) a (2.2.12) snadno odvodíme, že činitel jakosti zapojení s oddělovacím členem je  $Q = 0,5$  (platí, že  $2\omega_0 = \omega_0/Q \Rightarrow Q = 1/2$ ).

Obr. 2.2.5b znázorňuje zapojení bez oddělovacího obvodu. Ze vztahu uvedeného pod schématem zapojení v porovnání s (2.2.12) určíme, že v tomto případě se  $Q$  oproti zapojení s oddělovacím členem zmenšilo na  $Q = 1/3$ .

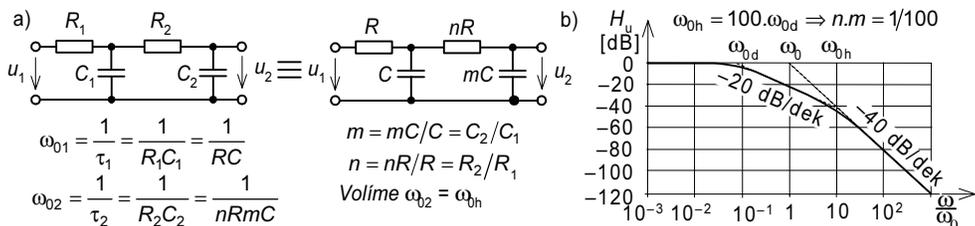


Obr. 2.2.5

Dolní propust RC 2. řádu se stejnými hodnotami rezistorů a kondenzátorů:

- a) s oddělovacím členem, b) bez oddělovacího členu, c) modulové charakteristiky, d) fázová charakteristika

Na obr. 2.2.6 je uvedeno zapojení a obecné vztahy pro dolní propust RC 2. řádu. Mezní kmitočet  $\omega_{0d}$  je určen větší z časových konstant  $R_1C_1$  a  $R_2C_2$ , horní mezní kmitočet  $\omega_{0h}$  je určen menší z uvedených časových konstant. Na pořadí článků nezáleží.



Obr. 2.2.6

- a) Obecné zapojení dolní propusti RC 2. řádu, b) modulová charakteristika pro  $\omega_{0h} = 100 \cdot \omega_{0d}$

U filtrů 2. řádu určujeme kromě kmitočtu  $\omega_0$  také činitele jakosti  $Q$ , jehož velikost závisí na poměru hodnot rezistorů  $R_2/R_1$  a kondenzátorů  $C_2/C_1$  (vztah (2.2.14a)). Zvyšování uvedených poměrů vede k malému zlepšení charakteristik. Pokud nám vyhovuje přenosová funkce s hodnotou  $Q = 1/3$ , pak z praktických důvodů volíme prvky  $R_1 = R_2$  a  $C_1 = C_2$ . Jiný tvar požadované přenosové charakteristiky musíme realizovat různým poměrem prvků.

Vztah pro přenos obecné dolní propusti RC 2. řádu snadno odvodíme ve tvaru (viz vztah (1.6.4) ve 4. dílu učebnice)

$$H(p) = \frac{R_1 C_1 R_2 C_2}{p^2 + p \cdot \frac{(R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2)}{R_1 C_1 R_2 C_2} + R_1 C_1 R_2 C_2} = \frac{\omega_0^2}{p^2 + p \cdot \omega_0 / Q + \omega_0^2}. \quad (2.2.13)$$

Střední kmitočet:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2} = \sqrt{\omega_{0d} \cdot \omega_{0h}} \quad [\text{rad/s}], \quad (2.2.14a)$$

nebo

$$f_0 = 1/(2\pi \cdot \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}) = \sqrt{f_{0d} \cdot f_{0h}} \quad [\text{Hz}]. \quad (2.2.14b)$$

#### Odvození vztahu pro velikost $Q$ :

použijeme označení:  $R_1 = R$ ,  $C_1 = C$ ,  $R_2 = nR$ ,  $C_2 = nC$ , ( $R_2/R_1 = n$ ,  $C_2/C_1 = m$ ).

Ze jmenovatele vztahu (2.3.13) je zřejmé, že

$$\frac{R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2}{R_1 C_1 R_2 C_2} = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{1}{Q \cdot \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} \Rightarrow$$

$$\frac{1}{Q} = \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} + \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} = \sqrt{\frac{1}{nm}} + \sqrt{mn} + \sqrt{\frac{m}{n}}. \quad (2.2.15a)$$

Pro  $Q$  dostaneme

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}{R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2} = \frac{\sqrt{nm}}{1 + nm + m}. \quad (2.2.15b)$$

**POZNÁMKA:** Jak zjistíme z následujícího textu, stejné vztahy pro činitele jakosti  $Q$  a pro  $\omega_0$  platí také pro horní a pásmovou propust.

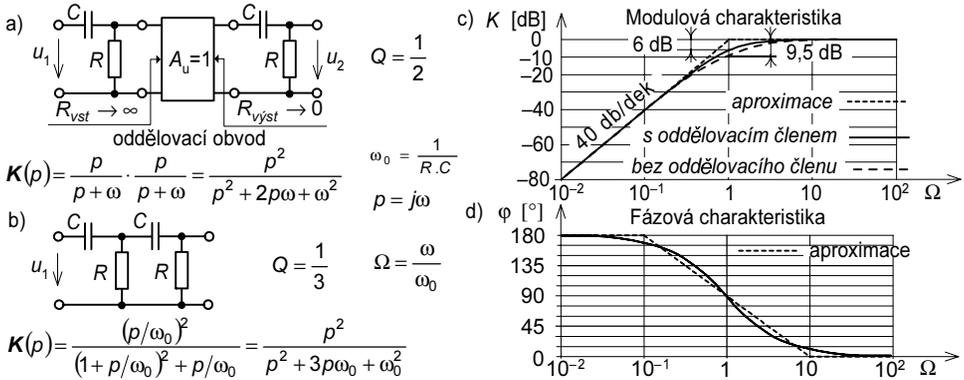
**Filtr RC typu dolní propust** umožňuje kompenzovat velikost vnitřního odporu zdroje signálu  $R_i$  tím, že vstupní odpor filtru  $R_1$  zmenšíme o velikost  $R_i$ .

#### Horní propust RC 2. řádu

Obr. 2.2.7 znázorňuje horní propust typu RC realizovanou kaskádním spojením dvou stejných derivačních RC článků. Tyto články mohou být odděleny oddělovacím členem, nebo mohou být bez oddělovacího členu. Vztahy pro přenos filtru a jeho

kmitočtové charakteristiky jsou uvedeny na obrázku. Z něho je zřejmé, že činitel jakosti má v zapojení s oddělovacím členem, stejně jako u dolní propusti, velikost  $Q = 0,5$ , bez oddělovacího členu  $Q = 1/3$ .

Na obr. 2.2.8 jsou uvedeny obecné vztahy pro horní propust RC 2. řádu [L5].



Obr. 2.2.7

Horní propust RC složená ze dvou stejných derivačních RC článků: a) s oddělovacím obvodem, b) bez oddělovacího obvodu, c) modulová charakteristika, d) fázová charakteristika

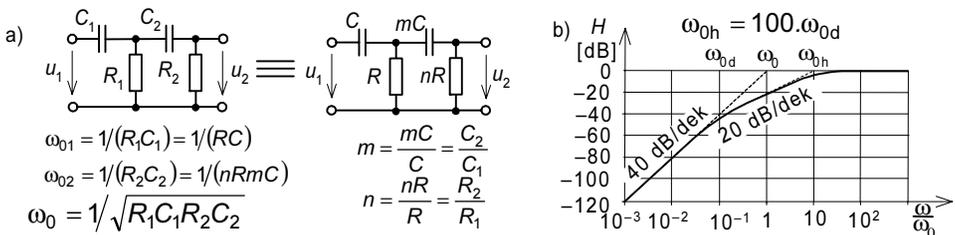
Kmitočet  $\omega_{0d}$  je určen větší z časových konstant  $R_1C_1$  a  $R_2C_2$ , kmitočet  $\omega_{0h}$  je určen menší z uvedených časových konstant.

$$H(j\omega) = \frac{(j\omega)^2}{(j\omega)^2 + j\omega \cdot \frac{R_1C_1 + R_2C_2 + R_1C_2}{R_1R_2C_2} + \frac{1}{R_1R_2C_2}} = \frac{(j\omega)^2}{(j\omega)^2 + (R_1C_1 + R_2C_2 + R_1C_2) \cdot \omega_0^2 + \omega_0^2}$$

Po substituci  $p = j\omega$  a  $\omega_0^2 = 1/(R_1R_2C_1C_2)$  dostane tento vztah tvar:

$$H(p) = \frac{p^2}{p^2 + p \cdot (R_1C_1 + R_2C_2 + R_1C_2) \cdot \omega_0^2 + \omega_0^2} = \frac{p^2}{p^2 + p \cdot \omega_0/Q + \omega_0^2} \quad (2.2.16)$$

Řešením této rovnice pro činitele jakosti  $Q$  dojdeme opět ke vztahům (2.2.15).



Obr. 2.2.8

a) Zapojení a vztahy pro přenos horní propusti RC s obecnými hodnotami  $R$  a  $C$ , b) modulová charakteristika pro  $\omega_{0h} = 100 \omega_{0d}$