

citlivost vypočteme jako poměr relativních změn přenosu při změnách přenosu jdoucích k nule, což lze upravit na tvar:

$$\dot{S}_K^A = \frac{1}{N} = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \left(\frac{\frac{\Delta \dot{K}}{\dot{K}}}{\frac{\Delta \dot{A}}{\dot{A}}} \right) = \frac{d\dot{K}}{d\dot{A}} \frac{\dot{A}}{\dot{K}} = \frac{1}{1 - \dot{A}\dot{B}} = \frac{\dot{K}}{\dot{A}}, \quad \dot{N} = 1 - \dot{A}\dot{B}. \quad (7.5)$$

Lze říci, že kolikrát se vlivem zpětné vazby sníží hodnota přenosu, tolikrát vzroste stupeň zpětné vazby a tolikrát klesne citlivost přenosu S_K^A . Snížíme-li zápornou zpětnou vazbou přenos stokrát ($N = 100$), pak při změně hodnoty A o $\Delta A = 10\%$ se hodnota K změní pouze o $\Delta K = 10\%/100 = 0,1\%$. Tato skutečnost je patrna i v horní části obrázku 7.11, kdy původní změny přenosu bez zpětné vazby jsou při záporné zpětné vazbě redukovány a při kladné zvětšeny. Podobný vliv můžeme pozorovat i u převodní charakteristiky. Vlivem záporné zpětné vazby se sklon převodní charakteristiky zmenší a současně se zmenší i její křivost. *Záporná zpětná vazba stabilizuje parametry zesilovače* a mírou této stabilizace je stupeň vazby $\dot{N}$, resp. citlivost $\dot{S}_K^A$.

Zpětná vazba ovlivňuje jak vstupní, tak i výstupní impedanci zesilovače. Vstupní impedance je ovlivněna pouze způsobem propojení svorek na vstupu zesilovače a tím, zda je ZV kladná nebo záporná, ale vůbec nezávisí na propojení výstupních svorek zesilovače. Oproti tomu je výstupní impedance ovlivněna pouze propojením výstupních svorek a tím, zda ZV je kladná nebo záporná. Protože vliv +ZV a -ZV na impedance je přesně opačný, stačí, když rozbor provedeme pouze pro -ZV. Rozbor provedeme pro oblast středních kmitočtů, kde jsou jak přenos A , tak i vstupní a výstupní impedance zesilovače reálné. Pak všechna napětí a všechny proudy jsou buď ve fázi nebo v protifázi a můžeme pracovat pouze s moduly.

Uvažujme nejprve *paralelní spojení vstupních svorek* a -ZV. Při záporné zpětné vazbě odčerpává zpětnovazební člen část vstupního proudu. Při daném vstupním napětí se vlivem -ZV zvětší vstupní proud a proto se vstupní impedance zmenší. Označíme-li vstupní impedanci zesilovače bez zpětné vazby Z_{Avst} a vstupní impedanci zesilovače po zavedení zpětné vazby Z_{Kvst} a vezmeme-li v úvahu, že při tomto propojení vstupních svorek je $U_1 = U_0$, dostáváme:

$$Z_{Avst} = \frac{U_0}{I_0} \quad \text{a} \quad Z_{Kvst} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_0}{I_0 + I_B} < \frac{U_0}{I_0} = Z_{Avst} \quad \text{resp.} \quad Y_{Kvst} > Y_{Avst}. \quad (7.6.a)$$

Budou-li *vstupní svorky zapojeny do série*, pak při -ZV a daném vstupním proudu bude celkové vstupní napětí větší než vstupní napětí samotného zesilovače bez zpětné vazby (zpětnovazební napětí se od vstupního odečítá), a tudíž vstupní impedance vzroste. Vezmeme-li v úvahu, že při tomto propojení vstupních svorek je $I_1 = I_0$, dostáváme:

$$Z_{Avst} = \frac{U_0}{I_0} \quad \text{a} \quad Z_{Kvst} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_0 + U_B}{I_0} > \frac{U_0}{I_0} = Z_{Avst} \quad \text{resp.} \quad Y_{Kvst} < Y_{Avst}. \quad (7.6.b)$$

Při rozboru vlivu ZV na výstupní impedanci zesilovače vyjdeme z poznatku, že -ZV stabilizuje přenos, tj. že při neměnném budícím signálu se vliv kolísání přenosu A redukuje (viz vztah 7.5). Budeme-li uvažovat velmi silnou ZV, kdy $AB \gg 1$ (vztah 7.8), změny přenosu K i výstupního signálu se změnou zátěže se zmenší téměř na nulu.

V případě *napětíové ZV*, tj. při paralelním propojení výstupních svorek, je výstupním signálem výstupní napětí U_2 . Protože se v tomto případě velikost výstupního napětí se zátěží nemění, blíží se chování výstupu zesilovače k chování ideálního zdroje napětí, tj. zdroje o téměř nulové výstupní impedanci.

$$Z_{Kvýst} < Z_{Avýst}$$

V případě *proudové ZV*, tj. při sériovém spojení výstupních svorek, je výstupním signálem proud. Protože se v tomto případě velikost výstupního proudu se zátěží nemění, blíží se chování výstupu zesilovače k chování ideálního zdroje proudu, tj. zdroje o téměř nekonečné výstupní impedanci.

$$Z_{Kvýst} > Z_{Avýst}.$$

Úvahy uvedené výše lze potvrdit i analýzou. Pro sériovou zpětnou vazbu můžeme psát:

$$\dot{Z}_{Kvst} = \frac{\dot{Z}_{Avst}}{\dot{S}_K^A} = \dot{Z} \dot{N}, \quad \text{resp.} \quad \dot{Y}_{Kvst} = \dot{Y}_{Avst} \dot{S}_K^A = \frac{\dot{Y}_{Avst}}{\dot{N}}. \quad (7.7.a)$$

Pro paralelní zpětnou vazbu dostáváme:

$$\dot{Y}_{Kvst} = \frac{\dot{Y}_{Avst}}{\dot{S}_K^A} = \dot{Y}_{Avst} \dot{N} \quad \text{resp.} \quad \dot{Z}_{Kvst} = \dot{Z}_{Avst} \dot{S}_K^A = \frac{\dot{Z}_{Avst}}{\dot{N}}. \quad (7.7.b)$$

K podobným výsledkům lze dospět i pro výstupní impedanci.

Obecně lze pro **zápornou zpětnou vazbu**, jak pro vstup tak pro výstup říci: Jsou-li svorky propojeny

- paralelně (paralelní -ZV, proudová -ZV), zvyšuje se odpovídající admitance,
- sériově (sériová -ZV, proudová -ZV), zvyšuje se odpovídající impedance.

Výsledky předchozího rozboru můžeme shrnout do následující tabulky:

Tab. 7.2. Vliv zpětné vazby na základní vlastnosti zesilovače.

svorky	ZV	přenos	propustné pásmo	THD	vstupní impedance	výstupní impedance
v sérii	+ ZV	↑	↓	↑	↓ sériová ZV	↓ proudová ZV
paralelně					↑ paralelní ZV	↑ napěťová ZV
v sérii	- ZV	↓	↑	↓	↑ sériová ZV	↑ proudová ZV
paralelně					↓ paralelní ZV	↓ napěťová ZV

Zajímavý případ nastane, bude-li velikost přenosu zpětnovazební smyčky $AB \gg 1$, resp. $1/A \ll B$. Pak můžeme jedničku vůči součinu AB zanedbat a zkrátit A . Pak dostáváme:

$$\dot{K} = -\frac{1}{\dot{B}} \quad \text{nebo přesněji} \quad \dot{K} = \frac{1}{\frac{1}{\dot{A}} - \dot{B}}. \quad (7.8)$$

Vidíme, že při *velmi silné zpětné vazbě* je přenos zesilovače určen pouze přenosem zpětnovazebního článku.

7.3.3 Stabilita zesilovačů se zpětnou vazbou - parazitní oscilace

V zesilovačích se pro dosažení lepších vlastností používá záporná zpětná vazba. Zpětnovazební signál působí na vstupu zesilovače proti vstupnímu signálu, odečítá se od něho. Na obr.7.12a) je blokové schéma zpětnovazebního zesilovače. Přenos zpětnovazební smyčky je $\dot{A}\dot{B} = -1e^{-jw\Delta t}$, Δt je zpoždění signálu při průchodu zpětnovazební smyčkou. Předpokládáme, že zesilovač jednak invertuje signál a jednak jej zpožďuje o interval $\Delta t = 10 \mu s$ a že zpětnovazební článek nevnáší do přenosu žádný časový posuv. Časové zpoždění Δt se na různých kmitočtech projeví různým fázovým posuvem $\Delta\phi$:

$$\Delta\phi = w \Delta t = 2\pi f \Delta t.$$

Na obr. 7.12 je tento jev uveden pro tři kmitočty: 1 kHz, 10 kHz a 50 kHz. Na kmitočtu 1 kHz je změna fáze velmi malá, zpětnovazební signál zůstává téměř v protifázi. Avšak na kmitočtu 50 kHz je fázový posuv $\Delta t = 10 \mu s$ již roven polovině periody a zpětnovazební signál je již ve fázi se vstupním signálem. Záporná zpětná vazba se na tomto kmitočtu změnila v kladnou zpětnou vazbu, přenos zpětnovazební smyčky $\dot{A}\dot{B}$ se z hodnoty -1 změnil na hodnotu +1. Celkový přenos zesilovače, který byl na nízkých kmitočtech, kde se zpoždění $10 \mu s$ v podstatě neprojevovalo

$$\dot{K} = \frac{\dot{A}}{1 - \dot{A}\dot{B}} = \frac{\dot{A}}{1 - (-1)} = \frac{\dot{A}}{2}, \quad \text{se na kmitočtu 50 kHz změní na} \quad \dot{K} = \frac{\dot{A}}{1 - \dot{A}\dot{B}} = \frac{\dot{A}}{1 - 1} \rightarrow \infty.$$

Zesilovač začne produkovat signál s_2 i při nulovém vstupním signálu s_1 . Ze zesilovače se stal oscilátor. Zpětnovazební signál s_B zcela nahradil vstupní signál.

Z uvedeného rozboru vyplývá tzv. *oscilační podmínka*, která určuje, kdy se ve zpětnovazebním systému mohou udržet kmity s konstantní amplitudou a konstantním kmitočtem. Oscilační podmínku

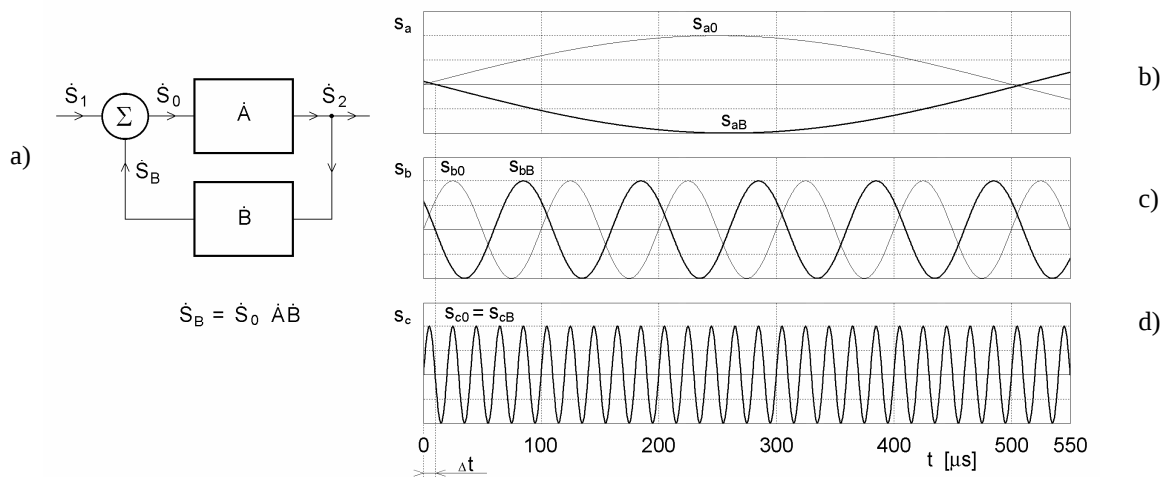
$$\dot{A}\dot{B} = A e^{jj_A} B e^{jj_B} = AB e^{j(j_A+j_B)} = 1 \quad (7.9)$$

můžeme rozdělit na *amplitudovou oscilační podmínku*

$$AB = 1 \quad (7.9.a)$$

a *fázovou oscilační podmínku*

$$j_A + j_B = k(2p), \text{ kde } k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (7.9.b)$$



Obr. 7.12. Vztah mezi fází signálu, kmitočtem a časovým zpožděním $\Delta t = 10 \mu s$: a) Blokové schéma zesilovače se signálovou zpětnou vazbou, b) fázový posuv signálu s_{a0} na kmitočtu 1 kHz, c) fázový posuv signálu s_{b0} na kmitočtu 10 kHz, d) fázový posuv signálu s_{c0} na kmitočtu 50 kHz.

Amplitudová oscilační podmínka říká, že velikost přenosu zpětnovazební smyčky musí být jedna a fázová oscilační podmínka stanovuje, že fázový posuv zpětnovazební smyčky musí být roven celému násobku délky periody signálu. Pak na kmitočtu, kde jsou splněny obě tyto podmínky, se udrží oscilace s konstantní amplitudou i konstantním kmitočtem.

U vícestupňových zesilovačů, kde je zpětná vazba zavedena přes celý zesilovač, vzniká nebezpečí oscilací na vysokých kmitočtech. Každý zesilovací stupeň je na svém výstupu zatížen kapacitou spojů a kapacitou vstupu následujícího stupně. Spolu s vnitřním odporem výstupu zesilovače tvoří tato kapacita RC integrační členek, jehož přenos na vysokých kmitočtech je sice malý, ale fázový posuv se blíží 90° . Má-li zesilovač více než dva stupně, a je-li jeho zesílení A dostatečně vysoké, může být splněna oscilační podmínka a v zesilovači vzniknou parazitní kmitý.

7.4 TŘÍDY ZESILOVAČŮ

Základními aktivními prvky, tj. bipolárními či polem řízenými tranzistory, může proud téci jenom jedním směrem. Charakteristiky těchto prvků jsou výrazně nelineární, avšak v určité části charakteristiky je závislost změny proudu protékajícího aktivním prvkem téměř lineární. Tato skutečnost je naznačena na obr. 7.13.

Používají se dva typy práce, dva režimy aktivních prvků. V prvním režimu se využívá přímo převodní charakteristika aktivního prvku, v druhém pracuje aktivní prvek jako spínač. První režim můžeme rozdělit do tzv. tříd A, B a C. Příkladem druhého režimu práce je zesilovač třídy D.

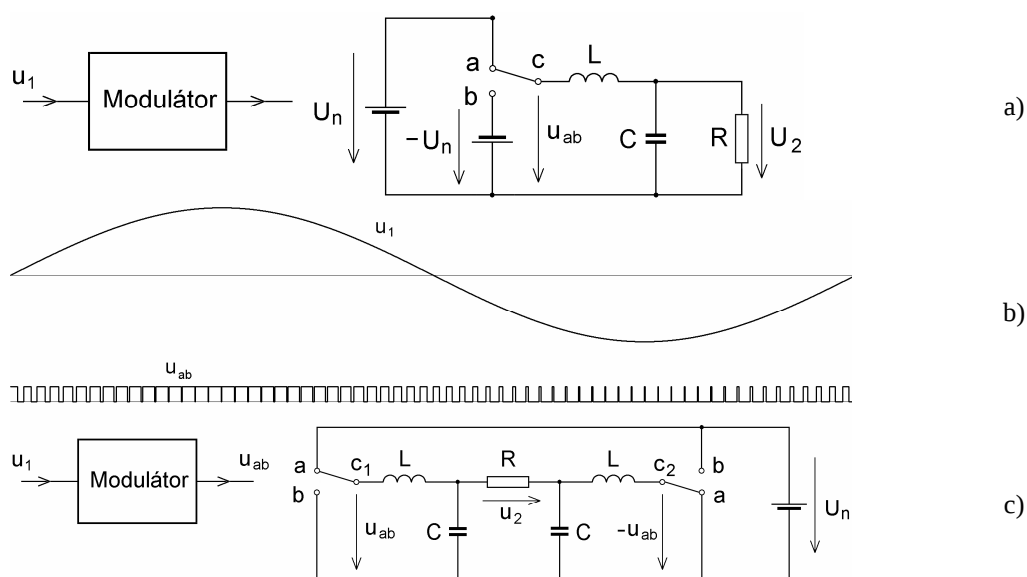
Klasifikace na třídy A, B a C vychází z využití určitého úseku převodní charakteristiky aktivního prvku. Ve *třídě A* aktivním prvkem trvale protéká proud, jeho velikost pouze kolísá kolem střední hodnoty (obr. 7.13a). Aktivní prvek pracuje v "lineární" oblasti převodní charakteristiky, klidový pracovní bod Q je umístěn v jejím středu, tranzistor je po celou periodu signálu otevřen, tudíž poloviční úhel otevření θ je 180° .

Ve *třídě B* je pracovní bod Q umístěn v okolí zlomu převodní charakteristiky (obr. 7.13b). Proud aktivním prvkem protéká pouze při signálu jedné polaritě (v obrázku při kladné polaritě), proto je úhel

Jak si dále ukážeme (kap. 7.7), zesilovače pracující ve třídě A mají nízkou účinnost. V idealizovaném modelu nemohou přesáhnout hodnotu 50 %, ve skutečnosti však mnohem méně, protože 50 % lze dosáhnout teoreticky při maximálním signálu, ale pro menší amplitudu účinnost podstatně klesá, protože příkon zůstává konstantní a průměrná velikost signálu musí být nižší než maximální. Dvojčinné zesilovače pracující ve třídě B mohou v idealizovaném modelu dosáhnout účinnosti 76 %, v realitě ale opět méně. Ovšem zde se signálem klesá i příkon, takže pro běžné signály je praktická účinnost podstatně vyšší než u třídy A. U rezonančních zesilovačů, pracujících ve třídě C, lze dosáhnout ještě vyšší účinnosti. Uvedené vlastnosti shrnuje následující tabulka:

třída	θ [°]	Teoretická η	Praktická η	Linearita	Linearizace	Použití
A	180	50 %	10 %	Dobrá	Není třeba	Předzesilovače
B	90	76 %	50 %	Špatná	Dvojčinný st.	Výkonové širokopásmové
C	<90	> 78 %	80-90 %	Špatná	Úzkop. filtr	Výkonové úzkopásmové

Dalším zapojením výkonových zesilovačů s vysokou energetickou účinností jsou *zesilovače ve třídě D*. Ve třídách A, B a C, teče-li tranzistorem proud i , je na něm vždy i napětí u , takže výkon $p = ui$ zahřívající tranzistor, je ztracen, vyzářen jako teplo. V zesilovačích třídy D jsou tranzistory téměř stále buď sepnuté, nebo rozepnuté. Je-li tranzistor sepnut, teče jím proud, ale napětí na něm je velmi malé. Při rozepnutí tranzistoru je sice na něm velké napětí, ale zase jím neprotéká proud. V době sepnutí i rozepnutí tranzistoru se v něm ztrácí velmi malý výkon. Pouze při přechodu ze sepnutého stavu do rozepnutého (a naopak) po dobu přechodu je součin ui znatelný, ale zase trvá krátkou dobu. Aby tyto přepínací ztráty byly co nejmenší, je třeba používat tranzistoru s krátkou dobou přechodu a budit jej pulsy se strmými nástupnými i sestupnými přechody. Používají se polem řízené tranzistory (FET).



Obr. 7.14. Princip zesilovače ve třídě D.

- Zapojení s jedním přepínačem a dvěma zdroji.
- Vstupní napětí u_1 a šířkově modulované obdélníkové napětí u_{ab} řídící přepínač a - b - c .
- Zapojení se dvěma přepínači a jedním napájecím zdrojem.

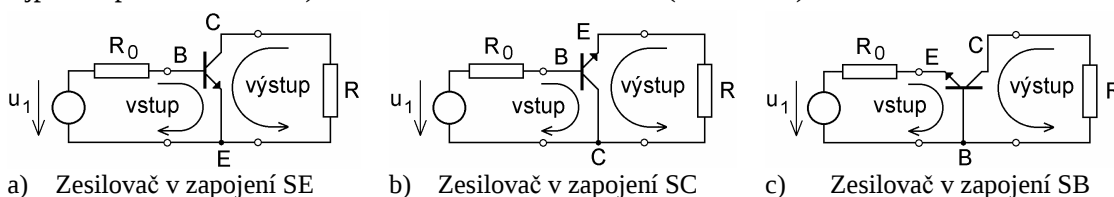
Zjednodušené schéma jedné modifikace *zesilovače ve třídě D* je uvedeno na obr. 7.14a). Má dvě části: modulátor a koncový stupeň. V modulátoru se zesilovaný signál u_1 přemění na obdélníkový šířkově modulovaný signál u_{ab} . Obdélníkový signál ovlivňuje dva přepínací tranzistory, z nichž každý je v principiálním schématu nahrazen dvojicí kontaktů, spojující body a - c a b - c . Tento přepínač připojuje na vstup filtru, dolní propusti, střídavě kladné a záporné napětí U_N z dvojic napájecích zdrojů. Za přepínačem v bodě c je stejné (až na velikost) obdélníkové, šířkově modulované napětí U_{ab} jako je na výstupu modulátoru. Dolní propust LC z tohoto signálu propustí pouze nízkofrekvenční složku (pomalu proměnnou střední hodnotu), která odpovídá vstupnímu napětí U_1 zesilovače

(modulátoru). Tato modifikace zesilovače vyžaduje dva napájecí zdroje. S použitím čtyř spínacích tranzistorů lze vystačit s jedním zdrojem, který je ke vstupu filtru připojován střídavě s jednou a druhou polaritou. V prvním případě lze zátěž jedním koncem připojit k zemi (uzemnit). Ve druhém případě je zátěž plovoucí.

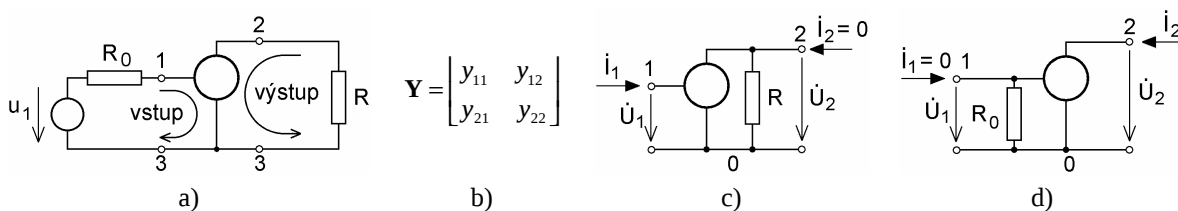
7.5 ZÁKLADNÍ ZAPOJENÍ TRANZISTOROVÝCH ZESILOVAČŮ

Téměř každý skutečně používaný zesilovač obsahuje více než jeden tranzistor, více než jeden zesilovací stupeň. Mluvíme o vícestupňových zesilovačích. Tyto jednotlivé stupně mohou obsahovat jeden nebo dva tranzistory. Základní zapojení s jedním tranzistorem jsou zapojení se společným emitorem (SE), zapojení se společným kolektorem (SK, zvaný též emitorový sledovač) a zapojení se společnou bází (SB). Jejich principiální zapojení je na obr. 7.15. Příklady zapojení se dvěma tranzistory jsou diferenční zesilovač a kaskádové zapojení a různá dvojčinná zapojení.

Pro všechna tři základní zapojení lze odvodit obecné vztahy pro napěťové, proudové a výkonové zesílení, vstupní impedanci a výstupní impedanci. Tranzistor bude reprezentován obecným trojpólem podle obr. 7.16a) s obecnou admitanční maticí (obr. 7.16b).



Obr. 7.15. Principální zapojení zesilovačů v zapojení SE, SC (emitorový sledovač) a SB.



Obr. 7.16. Obecné náhradní zapojení zesilovače.

- Tranzistor nahrazen obecným trojpólem.
- Admitanční matice obecného trojpólu.
- Náhradní zapojení pro výpočet přenosu napětí a vstupní impedance.
- Náhradní zapojení pro výpočet výstupní impedance.

7.5.1 Hlavní parametry zesilovačů v základních zapojeních

Na základě admitanční matice z obr. 7.16b) a náhradních zapojení z obr. 7.16c) a d) můžeme pro přenos napětí, přenos proudu, vstupní a výstupní admitanci odvodit následující vztahy:

$$\dot{K}_u = -\frac{y_{21}}{y_{22} + \dot{Y}}, \quad \dot{K}_i = \frac{y_{21}}{y_{11}} \frac{1}{1 + \left(y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11}} \right) \dot{Z}}, \quad \dot{Y}_{vst} = y_{11} + y_{12}\dot{K}_u \quad \text{a} \quad \dot{Y}_{výst} = y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11} + \dot{Y}_0} \quad (7.10)$$

Poznámka: V admitančním náhradním zapojení trojpólu s jedním řízeným zdrojem je admitance y_{12} zapojena mezi vstupní a výstupní svorkou a realizuje vnitřní zpětnou vazbu (paralelní, napěťovou). Tato zpětná vazba ovlivňuje především vstupní admitanci - tzv. *Millerův jev*. Na vysokých kmitočtech a při velkém napěťovém zesílení se projeví především kapacitní složka parametru y_{12} . To se projeví zvětšenou vstupní kapacitou zesilovače - Millerova kapacita.

Jako ukázkou číselných hodnot parametrů pro jednotlivá zapojení uvedeme výsledky řešení zesilovače s tranzistorem pro oblast středních kmitočtů, jehož parametry v pracovním bodě jsou následující:

$$\begin{pmatrix} \bar{I}_b \\ \bar{I}_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{bb} & y_{bc} \\ y_{cb} & y_{cc} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_b \\ U_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0,697 & -0,000\,018 \\ 150,24 & 0,043\,5 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_b \\ U_c \end{pmatrix}. \quad (7.11)$$

Pro výpočet parametrů jednotlivých zapojení budeme potřebovat úplnou admitanční matici tranzistoru (kap. 4.4., Maticový linearizovaný model tranzistoru a MUN). Z parametrů pro zapojení se SE (7.11) byla sestavena úplná soustava rovnic tranzistoru:

$$\begin{pmatrix} \bar{I}_b \\ \bar{I}_c \\ \bar{I}_e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0,697 & -0,000\,018 & -0,6974 \\ 150,24 & 0,043\,58 & -150,283 \\ -150,937 & -0,043\,56 & 150,981 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_b \\ U_c \\ U_e \end{pmatrix}. \quad (7.12)$$

Po dosazení parametrů do vztahů (7.10) dostáváme hodnoty uvedené v následujících tabulkách. Pro výpočet byla použita admitanční soustava (7.12).

Výsledky pro úplný model.

$R_0 = 0\,\Omega$, $R = 1,25\,\text{k}\Omega$

	K_U	K_i	K_p	$R_{vst} [\text{k}\Omega]$	$R_{výst} [\text{k}\Omega]$
SE	-178,0	203,3	36 217	1,434	22,946
SC	0,994	-204,2	203,2	256,7	0,006 623
SB	178,1	-0,995	177,3	0,006 982	22,946

$R_0 = 1\,\text{k}\Omega$, $R = 1,25\,\text{k}\Omega$

	K_U	K_i	K_p	$R_{vst} [\text{k}\Omega]$	$R_{výst} [\text{k}\Omega]$
SE	-178,09	203,3	36 216	1,434	22,137
SC	0,994	-204,2	203,2	256,797	0,011 24
SB	178,15	-0,995	177,3	0,006 982	1 982,001

Výsledky pro zjednodušený model : $y_{bc} = 0$, ostatní parametry neupraveny.

$R_0 = 0\,\Omega$, $R = 1,25\,\text{k}\Omega$

	K_U	K_i	K_p	$R_{vst} [\text{k}\Omega]$	$R_{výst} [\text{k}\Omega]$
SE	-178,01	204,29	36 383	1,435	22,727
SC	0,994 4	-205,24	204,09	258,0	0,006 623
SB	178,06	-0,995 1	177,28	0,006 986	22,727

$R_0 = 1\,\text{k}\Omega$, $R = 1,25\,\text{k}\Omega$

	K_U	K_i	K_p	$R_{vst} [\text{k}\Omega]$	$R_{výst} [\text{k}\Omega]$
SE	-178,01	204,29	36383	1,433	22,727
SC	0,994 4	-205,24	204,09	258,0	0,011 23
SB	178,06	-0,995 1	177,28	0,006 986	2 035,4

Po porovnání výsledků v tabulkách vidíme, že použití zjednodušeného modelu (zanedbání parametru y_{bc}) nemá v oblasti středních kmitočtů podstatný vliv na přesnost vypočtených parametrů zesilovače. Může se však projevit u zapojení se SE na vysokých kmitočtech (Millerův jev).

Z předchozích tabulek vidíme, že velikost napětového zesílení zesilovačů SE a SB v oblasti středních kmitočtů je přibližně $R \cdot y_{bc}$ a v našem případě je $R \cdot y_{bc} = 187,8$ a $K_U = 178$. Napětové zesílení emitorového sledovače je o něco menší než jedna.

Proudové zesílení je největší v zapojeních SE a SC a je o něco menší než proudový zesilovací činitel β . V našem případě $\beta = 215,4$. V zapojení SB je o něco menší než jedna.

Výkonové zesílení zesilovače SE je o něco menší než součin napětového zesílení a $\beta \cdot K_U$ a je největší ze všech tří zapojení. V našem případě $\beta \cdot R y_{bc} = 40\,431$ a $K_p = 36\,217$. Výkonové zesílení zesilovače v zapojení SC je o něco menší než β a u zesilovače SB je ještě o něco menší.

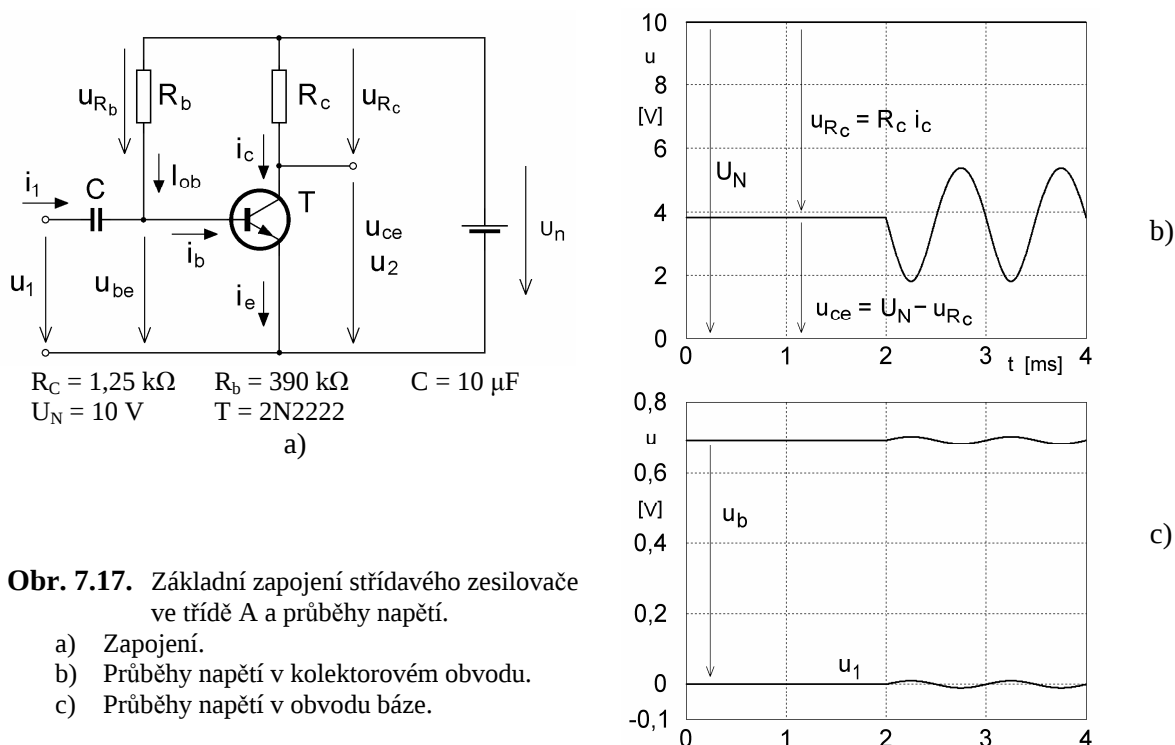
Protože uvažujeme vlastnosti v oblasti středních kmitočtů, budou všechny uvažované impedance reálné, odporové. Velikost vstupního odporu z hlediska vstupní nebo výstupní brány je vhodné posuzovat podle toho, která z elektrod je připojena k živé svorce dané brány. Nejmenší hodnotu vykazují odpory bran, jejichž živou svorkou je emitor. Tento odpor je větší než $1/y_{ee} = 6,623 \Omega$ a s odporem rezistoru v bázi roste. Největší hodnotu odporu vyazuje brána, jejíž živou svorkou je kolektor a je vždy větší než $1/y_{cc}$. V našem příkladě je $1/y_{cc} = 22,9 \text{ k}\Omega$. Tento odpor velmi silně roste s odporem zařazeným v emitoru. Střední hodnotu vstupního odporu vykazují brány, jejichž živou svorkou je báze. Tento odpor je vždy větší než $1/y_{bb}$ a velmi silně roste s odporem zařazeným v emitoru. V našem příkladě je $1/y_{bb} = 1,434 \text{ k}\Omega$.

7.5.2 Zesilovač v zapojení se společným emitorem

Na obr. 7.17a) je zapojení zesilovače v zapojení se společným emitorem. Napájecí napětí U_n se v kolektorovém okruhu rozdělí na napětí U_{Rc} na kolektorovém rezistoru a na napětí U_{ce} mezi kolektorem a emitorem tranzistoru. V obvodu báze se napájecí napětí dělí na napětí U_{Rb} na rezistoru R_b a napětí U_{be} mezi bází a emitorem tranzistoru. Proud I_{ob} tekoucí do báze nastavuje jeho pracovní bod.

Vstupní napětí u_1 se přes vazební kondenzátor C dostává na bázi tranzistoru, kde se přičítá ke stejnosměrnému napětí (obr. 7.17 c). Kolísání napětí u_{be} způsobí změnu kolektorového proudu a tím i změnu úbytku napětí na kolektorovém rezistoru R_c (obr. 7.17 b). Vzniká napětí na bázi způsobí vzrůst proudu báze, to způsobí vzrůst kolektorového proudu a to zase způsobí vzrůst úbytku napětí u_{Rc} na kolektorovém rezistoru. V důsledku toho napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru $u_{ce} = U_n - u_{Rc}$ poklesne. Zvýšení vstupního napětí způsobí snížení výstupního napětí. Zesilovač SE obrací fázi zesilovaného signálu.

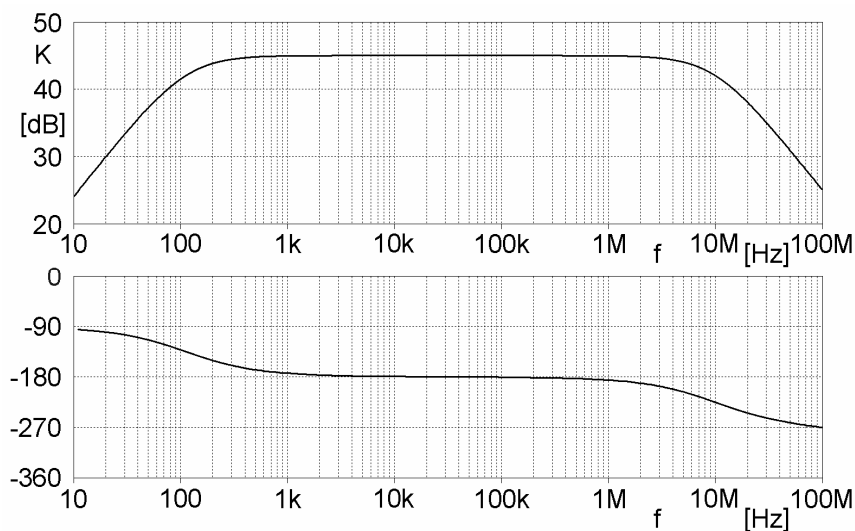
Modulová a fázová kmitočtová charakteristika tohoto zesilovače jsou na obr. 7.18. Pokles přenosu v oblasti nízkých kmitočtů je způsoben vazebním kondenzátorem C , který se vstupním odporem zesilovače tvoří RC horní propust 1. řádu. V oblasti vysokých kmitočtů je pokles přenosu způsoben kapacitami spojů paralelně k výstupním svorkám tranzistoru a vlastnostmi tranzistoru.



Obr. 7.17. Základní zapojení střídavého zesilovače ve třídě A a průběhy napětí.

- Zapojení.
- Průběhy napětí v kolektorovém obvodu.
- Průběhy napětí v obvodu báze.

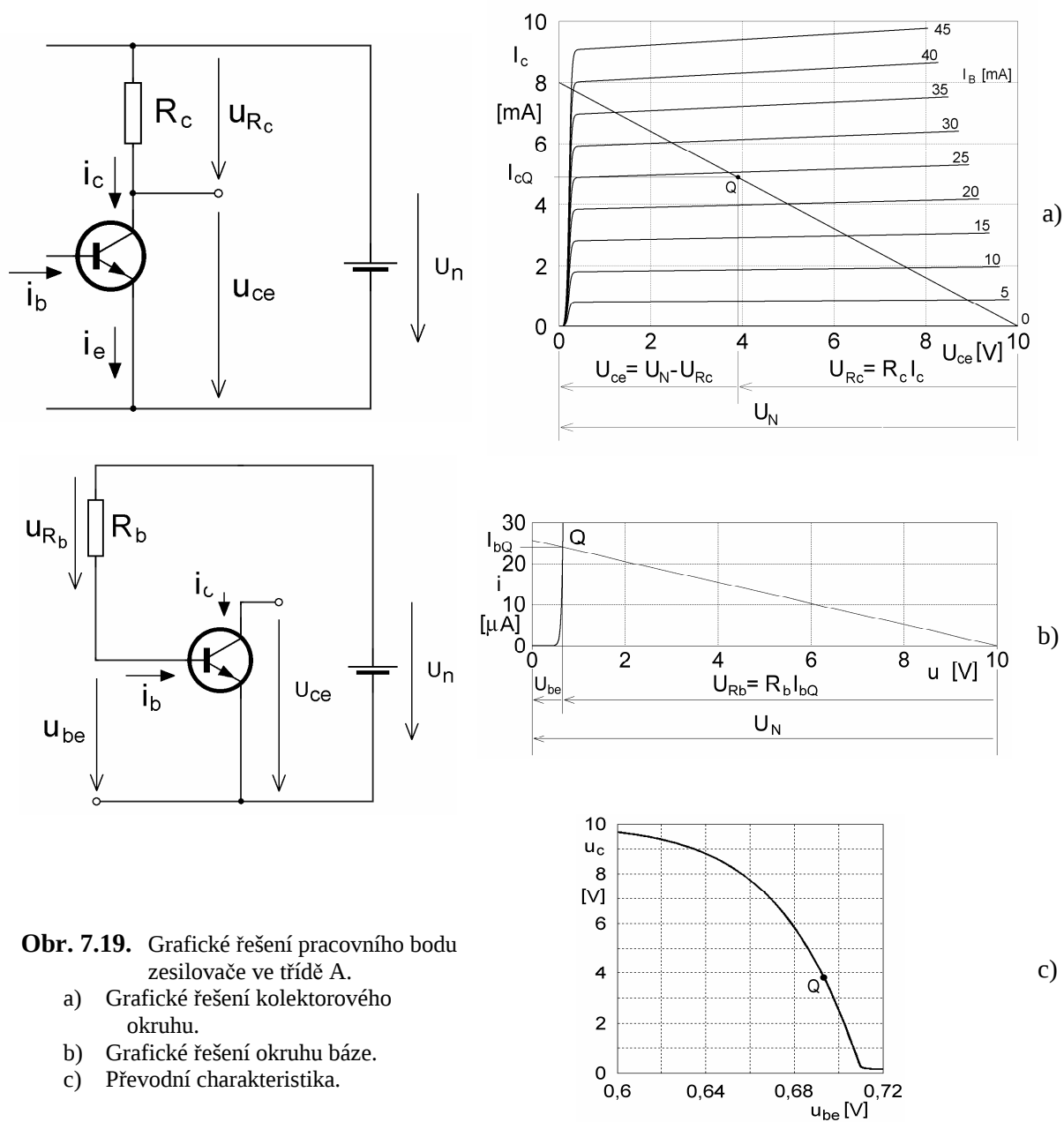
Na obr. 7.19 je naznačen postup nastavení pracovního bodu. Pro danou velikost kolektorového rezistoru zakreslíme do sítě kolektorových charakteristik zatěžovací charakteristiku (obr. 7.19 a). Byl použit tranzistor 2N2222 a $R_c = 1,25 \text{ k}\Omega$. Ze sítě kolektorových charakteristik a zatěžovací přímky zkonstruujeme převodní charakteristiku $u_{ce} = f(u_{be})$ (obr. 7.19 c) a na ní zvolíme vhodný pracovní



a)

b)

Obr. 7.18. Kmitočtová závislost modulové a fázové charakteristiky zesilovače v zapojení SE.



Obr. 7.19. Grafické řešení pracovního bodu zesilovače ve třídě A.

- Grafické řešení kolektorového okruhu.
- Grafické řešení okruhu báze.
- Převodní charakteristika.

bod Q. Pracovní bod volíme v lineární části převodní charakteristiky. Zvolený pracovní bod přeneseme do sítě kolektorových charakteristik a odečteme nutný proud báze i_b . Hodnotu tohoto proudu přeneseme do vstupní charakteristiky (bod Q v obr. 7.19b). Nyní z Ohmova zákona vypočteme odpor rezistoru R_b :

$$R_b = \frac{U_{R_b}}{I_{bQ}} = \frac{9,3 \text{ V}}{23,8 \mu\text{A}} = 390 \text{ k}\Omega \quad \text{nebo} \quad R_b = \frac{U_n}{I_0} = \frac{10 \text{ V}}{25,6 \mu\text{A}} = 390 \text{ k}\Omega.$$

Pro tranzistor tohoto zesilovače byly určeny parametry v pracovním bodě a pro daný kolektorový odpor R_C byl pro oblast středních kmitočtů vypočítán přenos napětí $K_U = -178,097$, což je decibelech $K_u = 45,013 \text{ dB}$.

7.5.3 Zesilovač v zapojení se společným kolektorem (emitorový sledovač)

Na emitorový sledovač (obr. 7.21) se můžeme dívat jako na zesilovač se sériovou napěťovou zápornou zpětnou vazbou. Protože velikost přenosu zpětnovazebního članku je 1 a tudíž přenos zpětnovazební smyčky $AB \gg 1$, je přenos napětí blízký jedné, ale je menší než 1. Podle vztahu (7.8) bude pro oblast středních kmitočtů

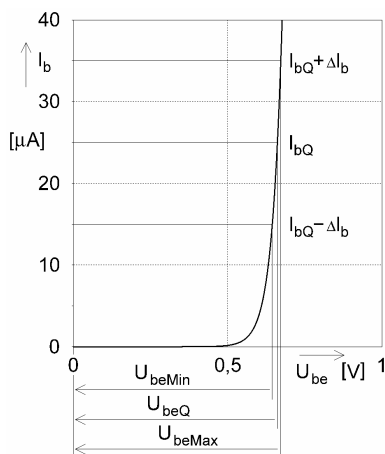
$$K = \frac{\dot{A}}{1 - \dot{A}\dot{B}} = \frac{1}{\frac{1}{\dot{A}} - \dot{B}} = \frac{1}{e + 1} \leq 1.$$

V tabulce "Výsledky pro úplný model" také vidíme, že vstupní impedance je vysoká a výstupní nízká.

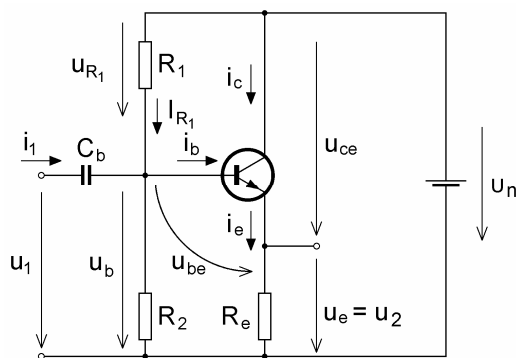
Na obr. 7.20 je typická vstupní charakteristika křemíkového tranzistoru (PN přechodu). Je vidět, že i při značných změnách proudu báze (a tedy i proudu emitoru) se napětí mezi bází a emitorem příliš nemění. Výstupní napětí

$$u_2 = u_b - u_{be} \approx u_b - \text{konstanta}$$

je přibližně rovno vstupnímu, ale jeho stejnosměrná složka je snížena o určitou konstantu (cca 0,65 V). Protože při kladném vrcholu budícího signálu teče tranzistorem větší proud než při záporném, je posun kladného vrcholu větší než posun minima. Z toho vyplývá, že výstupní napětí bude mít rozkmit menší o hodnotu $u_{be\text{Max}} - u_{be\text{Min}}$. Napěťové zesílení je menší než jedna.



Obr. 7.20. Charakteristika PN přechodu a vliv změny polohy pracovního bodu na celkové napětí na přechodu.



Obr. 7.21. Zapojení emitorového sledovače.

Zmenšíme-li hodnotu emitorového odporu R_e , zvětší se rozkmit proudu emitorem a také proudu do báze, avšak napětí mezi bází a emitorem se příliš měnit nebude. Bez ohledu na velikost zátěže se výstupní napětí sledovače příliš nemění => emitorový sledovač se vůči zátěži chová jako zdroj napětí, tedy jako zdroj s malým vnitřním odporem.

Vstupní odpor emitorového sledovače je dán paralelní kombinací odporu rezistoru R_1 pro nastavení klidového proudu báze a vlastního vstupního odporu sledovače R_{vst} mezi báží a zemí. Tento odpor můžeme přibližně určit i následujícím způsobem:

$$R_{vst} = \frac{du_b}{di_b} = \frac{du_{be} + du_{Re}}{di_b} = \frac{du_{be}}{di_b} + \frac{di_e R_e}{di_b} = R_{be} + R_e \frac{di_b + di_e}{di_b} = R_{be} + R_e \left(1 + \frac{di_e}{di_b} \right) = R_{be} + R_e (1 + \beta). \quad (7.13)$$

U emitorového sledovače je zpětná vazba kmitočtově nezávislá, a proto působí i pro pomalé kolísání teploty. Ve své podstatě je shodná s můstkovou stabilizací (viz obr. 7.25).

7.5.4 Zesilovač v zapojení se společnou bází

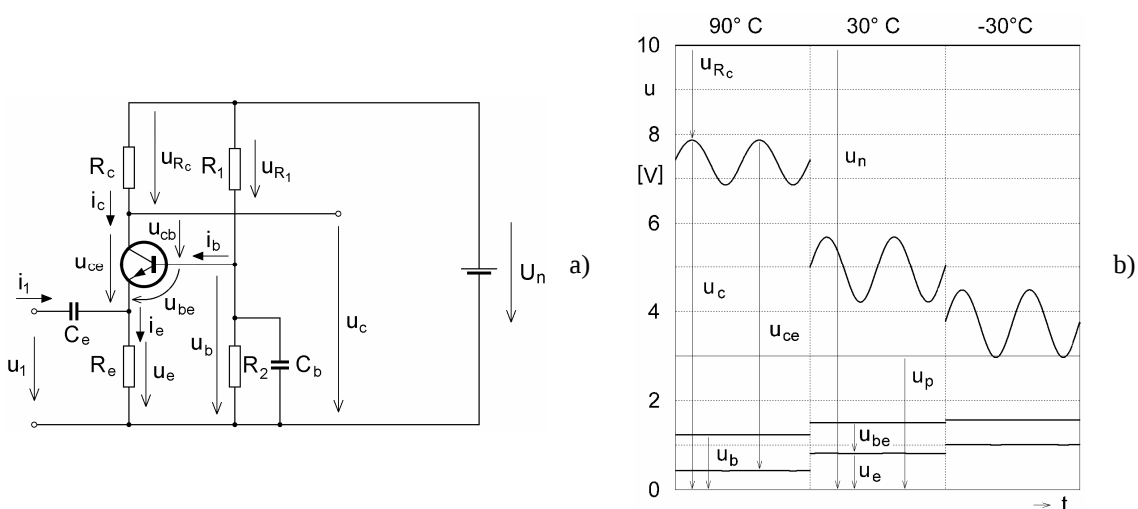
Schéma střídavého zesilovače v zapojení se SB je na obr. 7.22a), průběhy napětí v jeho jednotlivých bodech na obr. 7.22b). Vstupní signál se přivádí přes kondenzátor C_e na emitor tranzistoru. Báze tranzistoru je pro signál uzemněna kondenzátorem C_b . Vzdělání napětí na emitoru zmenší rozdíl napětí mezi báží a emitorem, což vyvolá zmenšení kolektorového proudu. Menší kolektorový proud zmenší úbytek napětí na kolektorovém rezistoru R_c . To způsobí, že výstupní napětí $u_c = U_n - U_{Rc}$ vzroste. Vzdělání vstupního napětí odpovídá vzdělání výstupního napětí - zesilovač SB neobrací fázi.

Porovnáme-li zapojení tohoto zesilovače z hlediska stejnosměrných poměrů se zesilovačem SE, vidíme, že je totožné s můstkovou stabilizací polohy pracovního bodu. Proto i v tomto zapojení SB je zajištěna teplotní stabilizace polohy pracovního bodu.

Vlastnosti zesilovače v zapojení SB

Budeme uvažovat oblast středních kmitočtů, kde se neprojevují vlastnosti reaktančních prvků. Pak všechny impedance jsou čistě odporové.

Vstupní odpor zesilovače SB je malý a blíží se hodnotě $1/y_{cb}$ (vstupní odpor ze strany emitoru). Výstupní odpor je velmi vysoký a je silně ovlivněn vnitřním odporem zdroje signálu (proudová záporná ZV). Napěťové zesílení je vysoké, přibližně $K_u \approx y_{cb} R_c$, proudové zesílení je o něco menší než 1.



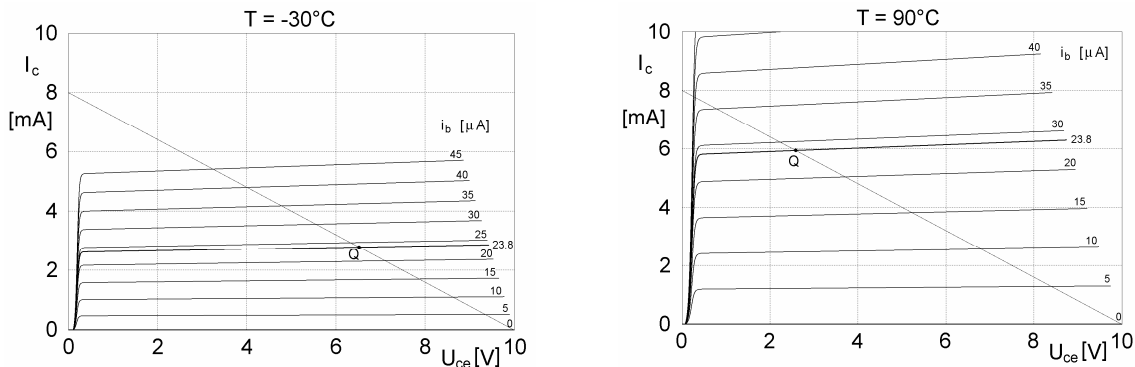
Obr. 7.22. Zesilovač v zapojení SB.

- Zapojení.
- Průběhy napětí v důležitých bodech zesilovače pro tři různé teploty.

Základní vlastnost, pro kterou se používá tento typ zesilovače (jak s bipolárním tak i s polem řízeným tranzistorem), je velmi vysoká impedance mezi výstupní svorkou (kolektorem) a vstupní svorkou (emitorem). Mezi oběma elektrodami leží báze, která je v tomto zesilovači spojena s nulovým (střídavým) napětím a dobře od sebe kolektor a emitor odlišuje. Proto vliv Millerova jevu (vliv paralelní napěťové ZV) je velmi malý a uplatní se až u velmi vysokých kmitočtů. Tento typ zesilovače je tedy vhodný pro zesilování signálů o velmi vysokých kmitočtech.

7.6 VLIV TEPLOTY NA POLOHU PRACOVNÍHO BODU

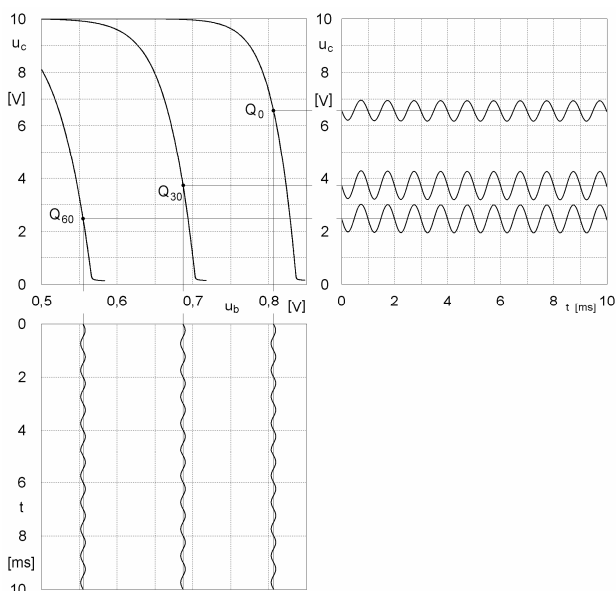
Parametry všech prvků jsou teplotně závislé. Největší závislost však projevují polovodičové prvky, v případě zesilovače je to tranzistor. Při konstantním napětí na PN přechodu s rostoucí teplotou roste i proud přechodem. U tranzistoru je to emitorový přechod, který určuje hlavní teplotní chování tranzistoru. V zesilovači na obr. 7.17 změna teploty vyvolá změnu polohy pracovního bodu.



a) Poloha pracovního bodu při teplotě -30°C .

b) Poloha pracovního bodu při teplotě 90°C .

Obr. 7.23. Vliv teploty na polohu pracovního bodu zesilovače z obr. 7.17.



Obr. 7.24. Vliv teploty na polohu pracovního bodu a zesílení zesilovače z obr. 7.19. Režim práce při teplotách -30° , 30° a 90°C .

Na obr. 7.23 jsou uvedeny sítě kolektorových charakteristik spolu se zatěžovací charakteristikou tohoto zesilovače pro teploty lišící se o $\pm 60^{\circ}\text{C}$ od sítě kolektorových charakteristik v obr. 7.19 a (při teplotě 30°C). Je zřejmé, že změna polohy pracovního bodu má vliv na velikost pracovní oblasti tranzistoru.

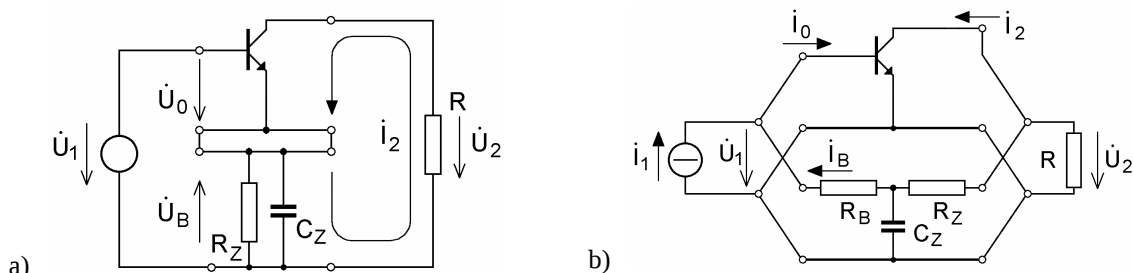
Na obr. 7.24 jsou uvedeny převodní charakteristiky tohoto zesilovače spolu s odpovídajícími pracovními body a napětími na vstupu a výstupu zesilovače pro teploty -30° , 30° a 90°C . Je vidět, že dochází i ke změně velikosti zesílení. Při větší amplitudě budícího signálu by rovněž docházelo ke zkreslení výstupního signálu. Při nízkých teplotách může být oříznuta dolní část výstupního signálu, při vysokých zase horní. Navíc při vyšších teplotách se dostáváme do zakřivenější části charakteristiky.

Stabilizace polohy pracovního bodu.

Jak jsme viděli, teplota působí na tranzistor *jako další signál*. Kdyby elektrický vstupní signál byl nulový, pak by výstupní napětí sledovalo pouze změny teploty. Pro potlačení vlivu teploty se používají dvě metody: *metoda kompenzační* a *metoda zpětnovazební*. Kompenzační metoda využívá jiného teplotně závislého prvku (dnes výhradně PN přechodu), který ovlivňuje polohu pracovního bodu tranzistoru zesilovače tak, aby změna jeho polohy byla minimalizována. Tato metoda se používá především uvnitř bipolárních integrovaných obvodů. Zpětnovazební metoda využívá záporné zpětné vazby a má dvě varianty. V jednom případě se využívá toho, že změna teploty integrovaného obvodu probíhá pomaleji, než změny zesilovaného signálu, tj. že složky spektra teplotních změn jsou v oblasti velmi nízkých kmitočtů, nižších než složky spektra zesilovaného signálu (složky obou spekter se nepřekrývají). Pak lze použít kmitočtově závislou zpětnou vazbu, která působí pouze v oblasti velmi nízkých kmitočtů, v oblasti, kde jsou přítomny pouze složky teplotního signálu. Jiný případ nastává u diferenčních zesilovačů, kdy teplota působí jako společný signál, který je diferenčním zesilovačem

potlačen a elektrický signál je normálně zesílen (na tento způsob se lze dívat jak z hlediska kompenzační metody, tak z hlediska zpětnovazební metody).

7.6.1 Zpětnovazební metody stabilizace pracovního bodu



Obr. 7.25. Využití kmitočtově závislé záporné zpětné vazby pro teplotní stabilizaci polohy pracovního bodu. a) Sériev proudová ZV, stabilizuje ss kolektorový proud tranzistoru, b) paralelní napěťová ZV, stabilizuje ss výstupní napětí tranzistoru.

Jak v jednostupňových, tak i ve více stupňových zesilovačích se používají dva typy kmitočtově závislých záporných zpětných vazeb: sériová proudová a paralelní napěťová. Podstata těchto zapojení je naznačena na obr. 7.25.

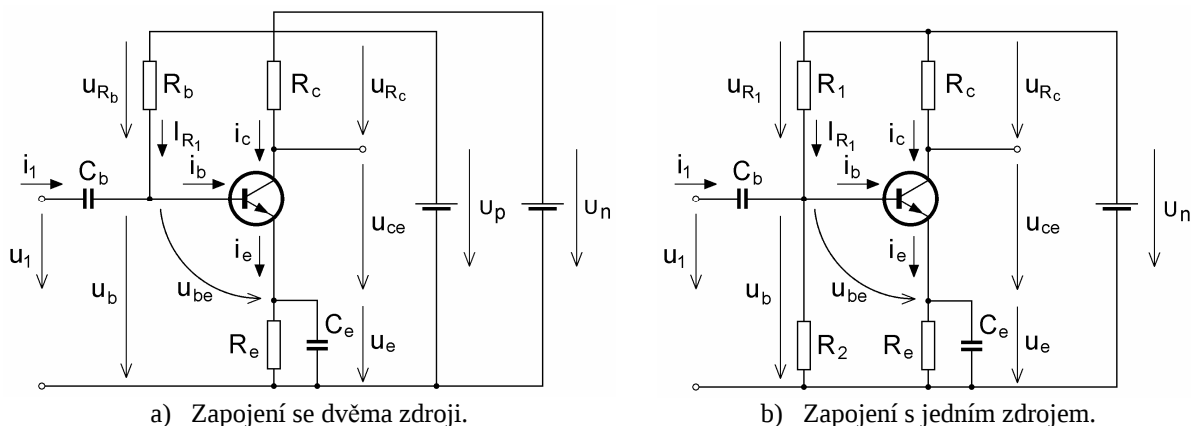
V případě sériové proudové ZV (obr. 7.25a) vzniká zpětnovazební signál na impedanci Z_Z , realizované zpravidla paralelním spojením rezistoru R_Z a kondenzátoru C_Z . Tato kombinace tvoří pro zpětnovazební signál dolní propust. Rychlé změny kolektorového proudu vyvolané signálem jsou kondenzátorem C_Z zkratovány a nevytvářejí zpětnovazební signál. Pomalé složky vyvolané kolísáním teploty stačí nabíjet a vybíjet kondenzátor a zpětnovazební signál tak vzniká.

V případě paralelní proudové ZV (obr. 7.25b) vzniká zpětnovazební signál na výstupu dolní propusti, která zpravidla bývá realizována integračním článkem $R_Z C_Z$ a oddělovacím členem R_B . Rychlé změny výstupního napětí jsou kondenzátorem C_Z zkratovány, filtr potlačí zpětnovazební signál. Pomalé složky, vyvolané kolísáním teploty, stačí nabíjet a vybíjet kondenzátor, zpětnovazební signál filtrem projde. Oddělovací rezistor R_B zajišťuje, aby vstupní signál nebyl zkratován kondenzátorem C_f .

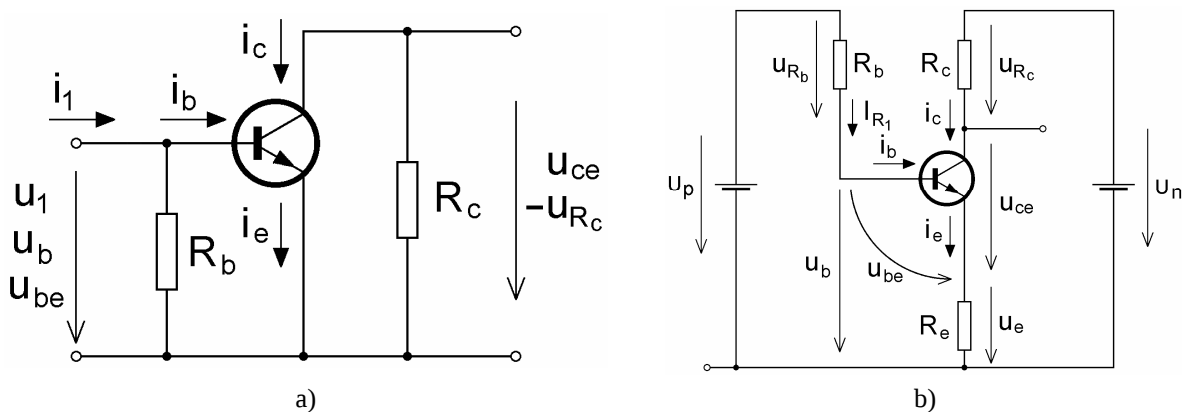
Stabilizace polohy pracovního bodu sériovou proudovou zpětnou vazbou

Na obr. 7.26b) je tzv. můstkové zapojení a na obr. 7.26a) je jeho ekvivalentní zapojení. Zdroj U_n spolu s rezistory R_1 a R_2 z obr. b) je podle Thévenina v obr. a) nahrazen zdrojem napětí U_p a rezistorem R_b .

$$U_p = U_n \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{a} \quad R_b = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (7.14)$$



Obr. 7.26. Využití záporné proudové kmitočtově závislé zpětné vazby ke stabilizaci polohy pracovního bodu.



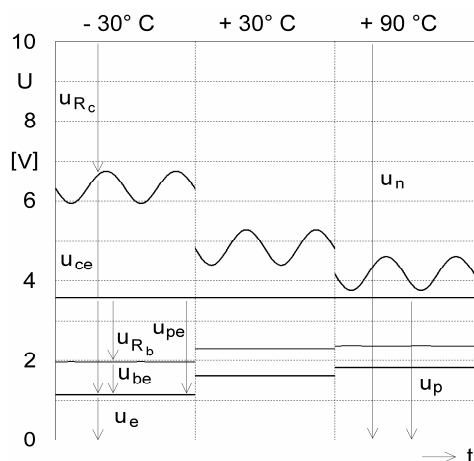
Obr. 7.27. Náhradní zapojení zesilovače v zapojení SE se stabilizací pracovního bodu sériovou proudovou ZV z obr. 7.26a).

- Náhradní zapojení z hlediska signálu; kondenzátory a zdroje napětí představují pro signál zkrat.
- Náhradní zapojení z hlediska pomalých změn vyvolaných teplotou.

Na obr. 7.27a) je náhradní schéma z hlediska zesilovaného signálu a na obr. 7.27b) z hlediska stabilizace pracovního bodu. Klidový proud I_{bQ} do báze tranzistoru je, jak patrně ze schématu na obr. 7.26.a), 7.27.b) a průběhů napětí v obr. 7.28, určován součtem úbytků napětí na sériové kombinaci rezistoru R_b a emitorovém přechodu tranzistoru $B-E$,

$$U_{pc} = U_{Rb} + U_{be}.$$

Na druhé straně je toto napětí určeno rozdílem napětí U_p zdroje předpětí a napětí emitoru $u_e = R_e I_e$.



$$U_{pe} = U_p - R_e \cdot I_e = U_p - U_e.$$

Vzroste-li teplota tranzistoru, vzroste i jeho emitorový proud. To vyvolá zvýšení napětí na emitoru a tudíž snížení napětí U_{pe} . Snížení napětí U_{pe} vyvolá snížení klidového proudu báze I_{bQ} a to způsobí snížení emitorového proudu tranzistorem. Tak je vliv zvýšené teploty částečně redukován snížením klidového proudu báze. Použijeme-li pro teplotu symbol J , pro vzrůst a pokles hodnoty symboly $\uparrow$ a $\downarrow$, můžeme tento proces zaznamenat následujícím způsobem:

Obr. 7.28. Průběhy napětí v zesilovači SE z obr. 7.26.

$$J \uparrow \Rightarrow I_e \uparrow \Rightarrow R_e \cdot I_e = U_e \uparrow \Rightarrow U_{pe} = U_p - U_e \downarrow \Rightarrow I_{bQ} \downarrow \Rightarrow I_e \downarrow \quad (7.15)$$

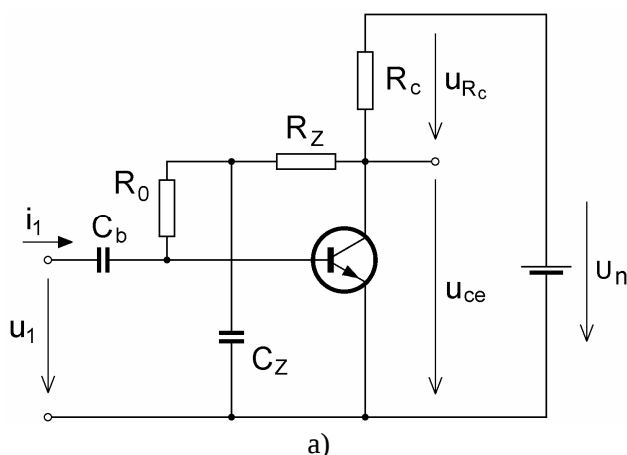
Stabilizace pracovního bodu paralelní napět'ovou zpětnou vazbou

Na obr. 7.29a je úplné zapojení zesilovače s paralelní napět'ovou zápornou zpětnou vazbou. Zpětnovazební signál je filtrován dolní propustí R_Z , C_Z a přes R_0 je přiveden ke vstupní svorce zesilovače. Rezistor R_0 odděluje vstup od kondenzátoru C_Z , který by jinak zkratoval vstupní svorky pro signál.

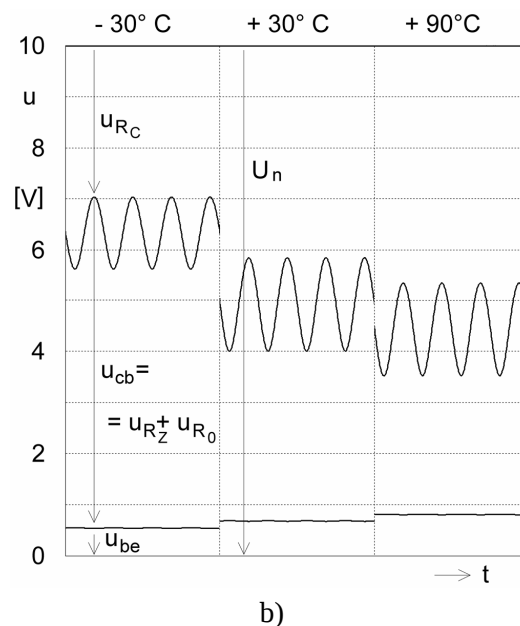
Na obr. 7.30a je náhradní schéma z hlediska zesilovaného signálu, kdy můžeme kondenzátory C_Z a C_b považovat za zkraty. Na obr. 7.30b je náhradní schéma z hlediska stabilizace pracovního bodu, kdy se naopak kondenzátory chovají jako rozpojené obvody. Klidový proud I_{bQ} do báze tranzistoru je, jak patrně ze schématu na obr. 7.29a, 7.30b a průběhů napětí v obr. 7.29b, určován součtem úbytků

napětí na sériové kombinaci rezistoru R_Z a R_0 a emitorovém přechodu tranzistoru. Toto napětí je však také rovno napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru.

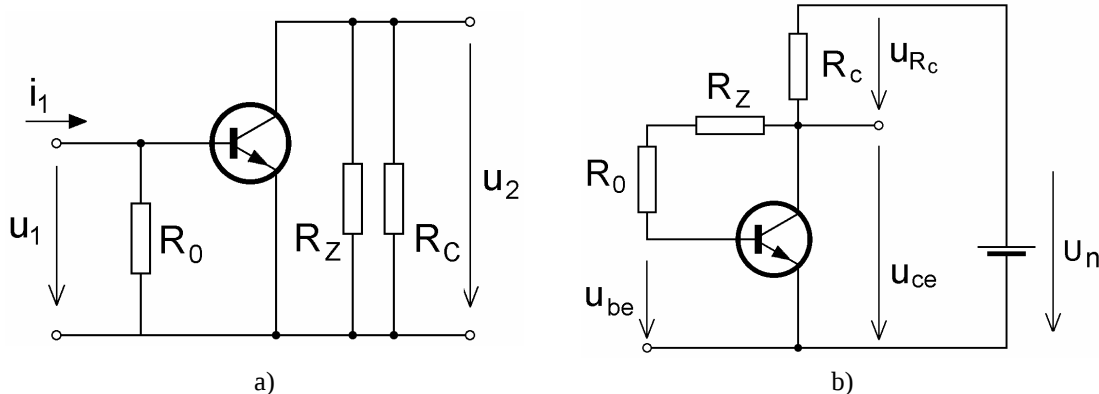
$$U_{R_Z} + U_{R_0} + U_{be} = U_{ce}.$$



Obr. 7.29. Využití záporné napěťové kmitočtové závislé zpětné vazby ke stabilizaci polohy pracovního bodu.
a) Zapojení.
b) Napětí v jednotlivých bodech zesilovače při třech různých teplotách.



Vzroste-li teplota tranzistoru, vzroste i jeho kolektorový proud. To vyvolá zvětšení úbytku napětí na kolektorovém odporu R_C a tudíž snížení napětí U_{ce} mezi kolektorem a zemí, které však určuje klidový proud do báze. Snížení napětí U_{ce} tak vyvolá snížení klidového proudu báze I_{bQ} a to následně zase způsobí snížení kolektorového proudu tranzistorem. Tak je vliv zvýšené teploty částečně redukován snížením klidového proudu báze.



Obr. 7.30. Náhradní zapojení zesilovače SE se stabilizací pracovního bodu paralelní napěťovou ZV.

- a) Náhradní zapojení z hlediska signálu; zdroje napětí a kondenzátory představují pro signál zkrat.
b) Náhradní zapojení z hlediska pomalých změn vyvolaných teplotou.

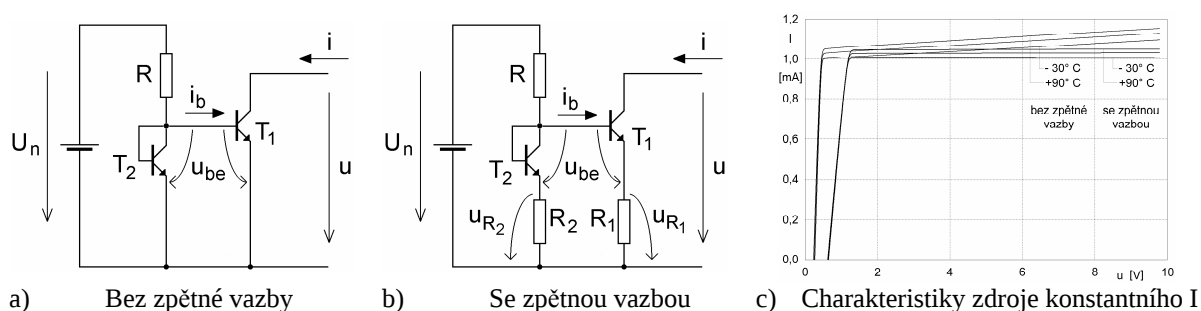
Použijeme-li pro teplotu symbol J , pro vzrůst a pokles hodnoty symboly $\uparrow$ a $\downarrow$, můžeme tento proces zaznamenat následujícím způsobem:

$$J \uparrow \Rightarrow I_c \uparrow \Rightarrow U_{R_c} = I_c \cdot R_c \uparrow \Rightarrow U_{ce} = U_n - U_{R_c} \downarrow \Rightarrow U_{R_Z} + U_{R_0} + U_{be} \downarrow \Rightarrow I_{bQ} \downarrow \Rightarrow I_c \downarrow \quad (7.16)$$

Paralelní napěťová zpětná vazba ovlivňuje přenosovou impedanci Z_T , ale neovlivňuje přenos napětí K_U (vstupní napětí je přímo připojeno na vstup tranzistoru). Proto frekvenční charakteristika přenosu napětí zesilovače v obr. 7.29a je v oblasti nízkých kmitočtů ovlivněna vazebním kondenzátorem C_b a v oblasti vysokých kmitočtů pouze vlastnostmi tranzistoru a vedlejších kapacit.

7.6.2 Kompenzační metody stabilizace polohy pracovního bodu

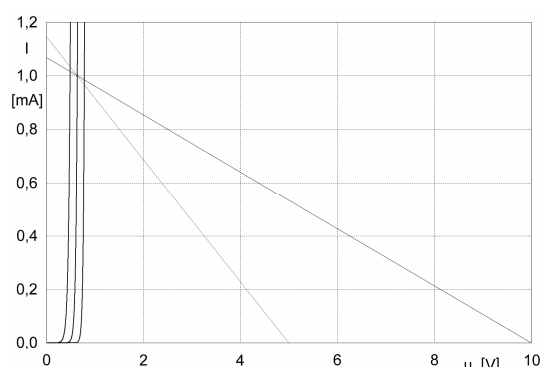
Dalším příkladem využití zesilovače v zapojení SE se stabilizací pracovního bodu je zdroj konstantního proudu, široce používaný v analogových integrovaných obvodech. Na obr. 7.31 je jeho základní zapojení. Zdroj využívá kolektorové charakteristiky tranzistoru T_1 při pevném napětí mezi bázi a emitorem (na emitorovém přechodu). Zde v širokém rozsahu napětí mezi kolektorem a emitorem s růstem tohoto napětí narůstá kolektorový proud velmi málo. Jeho teplotní stabilita je však velmi malá (viz charakteristiky v obr. 7.23, s. 262). Proto je nutná teplotní stabilizace. Je použita kompenzační metoda, kdy je jako teplotně závislé čidlo využito emitorového přechodu tranzistoru T_2 (kolektor je spojen s bází). Oba tranzistory, T_1 i T_2 musí být stejné a musí mít stejnou teplotu, což lze v IO snadno splnit. Protože na emitorových přechodech obou tranzistorů je stejné napětí a protože oba tranzistory jsou shodné, budou stejné i jejich emitorové proudy, bez ohledu na jejich teplotu.



Obr. 7.31. Zapojení zdroje konstantního proudu s teplotní kompenzací.

a) Základní zapojení, b) zapojení se zápornou proudovou zpětnou vazbou,

c) AV charakteristiky zdrojů konstantního proudu z obr a) a b) pro teploty: -30°C , $+30^\circ\text{C}$ a $+90^\circ\text{C}$.



Obr. 7.32. Vliv velikosti napětí U_n a odporu rezistoru R na kolísání proudu PN přechodem T_1 vlivem kolísání teploty ($J = -30^\circ, 30^\circ$ a 90°).

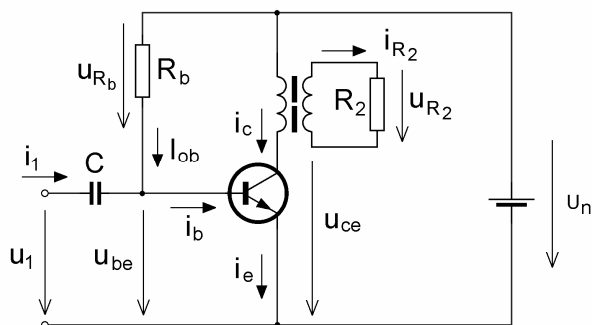
R_1 . Vliv této záporné proudové (sériové) zpětné vazby je dobře patrný z výstupních charakteristik tohoto zdroje proudu na obr. 7.31 c).

Na obr. 7.32 je vidět, že se změnou teploty se bude měnit i proud PN přechodu tranzistoru T_2 a tedy i tranzistoru T_1 . Tyto změny však budou tím menší, čím větší bude napájecí napětí U_n a tomu odpovídající větší odpor rezistoru R .

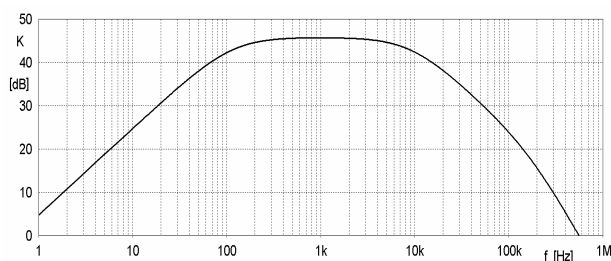
Dalšího zlepšení vlastností tohoto zdroje proudu dosáhneme zavedením proudové záporné zpětné vazby, která, jak víme (kap. 7.3.2. "Vliv zpětné vazby na parametry zesilovačů", tab. 7.2, s. 252) stabilizuje výstupní proud - výstupní proud i bude méně závislý na výstupním napětí u . Tato zpětná vazba je zavedena u tranzistoru T_1 pomocí rezistoru R_1 . Aby napětí na emitorech obou tranzistorů zůstala stejná (oběma tranzistory má téci stejný emitorový proud), je třeba zařadit i do emitoru tranzistoru T_2 rezistor R_2 o stejném odporu jako je odpor rezistoru

7.7 VÝKONOVÉ ZESILOVAČE

7.7.1 Výkonové zesilovače ve třídě A

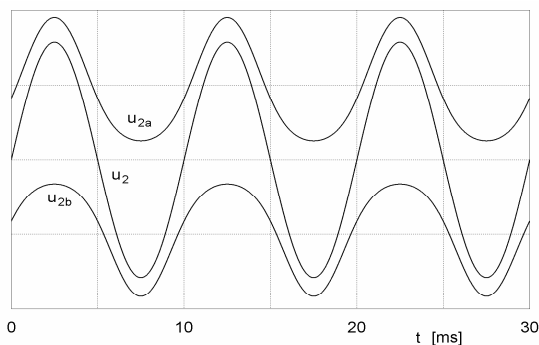
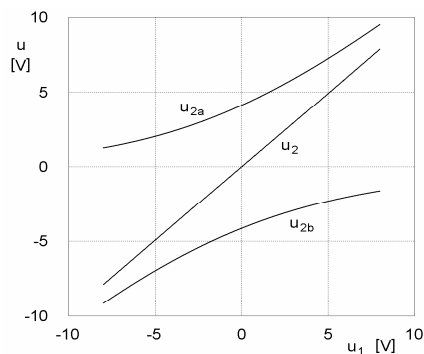


Obr. 7.33. Jednočinný výkonový zesilovač ve třídě A s transformátorem

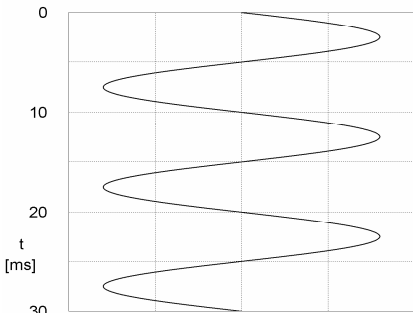


Obr. 7.34. Příklad kmitočtové závislosti modulu přenosu zesilovače s transformátorovou vazbou.

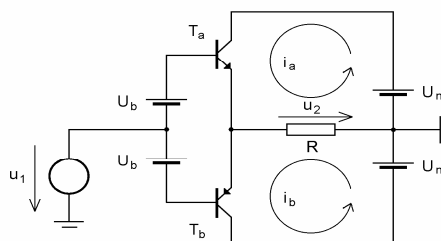
způsoben indukčností primáru transformátoru a pokles zesílení nad 6 kHz se sklonem -20 dB/dekádu je způsoben rozptylovou indukčností transformátoru. Nad kmitočtem 100 kHz se začíná projevovat pokles zesilovacích schopností tranzistoru a sklon charakteristiky se blíží k hodnotě -40 dB/dekádu.



$$u_2 = i \cdot R = (i_a - i_b) \cdot R = i_a \cdot R - i_b \cdot R = u_{2a} + u_{2b}$$



a) Průběhy napětí.



b) Principiální schéma.

Obr. 7.35. Dvojčinný zesilovač ve třídě A.

Dvojčinný zesilovač může pracovat jak s transformátorem, tak bez transformátoru. Je celá řada modifikací dvojčinného zesilovače a jedna z nich s komplementárními tranzistory bez transformátoru je na obr. 7.35. Pracovní bod obou tranzistorů je nastaven do třídy A (tranzistory vždy teče proud, nikdy nedojde k jejich uzavření) a klidové proudy obou tranzistorů jsou stejně veliké. V klidovém stavu proto neprotéká zátěží R žádný proud, výstupní napětí U_2 je nulové. Kladné vstupní napětí u_1 zvětší proud i_a NPN tranzistoru T_a a zmenší proud i_b PNP tranzistoru T_b . Zátěží R_2 převládá proud od emitorů k zemi. Výstupní napětí u_2 je kladné. Naopak záporné vstupní napětí u_1 zmenší proud i_a a zvětší proud i_b . Proud zátěží nyní teče od země k emitorům tranzistorů, výstupní napětí u_2 je záporné.

Na obr. 7.35a vlevo dole je průběh vstupního harmonického napětí u_1 , vlevo nahoře převodní charakteristiky tranzistoru T_a $u_{2a} = f(u_1)$, tranzistoru T_b $u_{2b} = f(u_1)$ a celková charakteristika zesilovače $u_2 = f(u_1)$. Vpravo nahoře je průběh výstupního napětí u_2 a příspěvků u_{2a} a u_{2b} , vyvolaných proudy tranzistorů T_a a T_b . Jak na převodní charakteristice, tak i na průběhu výstupního napětí je vidět, že nelinearity obou tranzistorů se navzájem vykompenzovaly.

Účinnost zesilovače ve třídě A

Pro účinnost zesilovače využijeme zjednodušený vztah (7.2, s. 241) $\eta = P_2/P_0$, kde P_2 je výkon dodávaný do zátěže a P_0 výkon odebíraný ze zdroje.

Na obr. 7.36 jsou naznačeny poměry v kolektorovém obvodu zesilovače ve třídě A. Uvažujme nejprve zesilovač s rezistorem přímo v kolektorovém obvodu tranzistoru podle obr. 7.17, s.238. Pak celkový příkon P_0 se v klidu (bez signálu) rozdělí mezi rezistor R_C a tranzistor. Výkon dodaný ze zdroje P_0 , příkon P_{0T} dodaný do tranzistoru a příkon P_{0R} dodaný do kolektorového rezistoru je

$$P_{0N} = U_n I_Q = P_{0T} + P_{0R} \quad P_{0C} = U_{ce} I_Q \quad \text{a} \quad P_{0R} = U_{Rc} I_Q = (U_n - U_{ce}) I_Q .$$

Těmto výkonům odpovídají vyšrafované obdélníky v síti výstupních charakteristik tranzistoru na obr. 7.36. Tyto obdélníky nazýváme obdélníky příkonu. Jejich "plocha" ve voltampérech udává odpovídající příkony. Střídavý výkon dodaný do kolektorového rezistoru je v případě harmonického signálu dán součinem efektivních hodnot napětí a proudu

$$P_2 = \frac{U_2}{\sqrt{2}} \frac{I_2}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} U_2 I_2 .$$

Tomuto příkonu odpovídá "plocha" vyšrafovaného trojúhelníka P_2 . Po dosazení do vztahu pro účinnost dostáváme:

$$h = \frac{P_2}{P_0} = \frac{P_2}{P_{0T} + P_{0R}} = \frac{\frac{1}{2} U_2 I_2}{U_{ce} I_Q + (U_n - U_{ce}) I_Q} = \frac{1}{2} \frac{U_2}{U_n} \frac{I_2}{I_Q} . \quad (7.17a)$$

V ideálním případě, kdy pracovní bod je uprostřed zatěžovací přímky a amplituda proudu je rovna klidovému proudu a tudíž amplituda výstupního napětí polovině napájecího napětí, bude

$$h = \frac{1}{2} \frac{\frac{U_n}{2}}{U_n} \frac{I_Q}{I_Q} = \frac{1}{4} . \quad (7.17b)$$

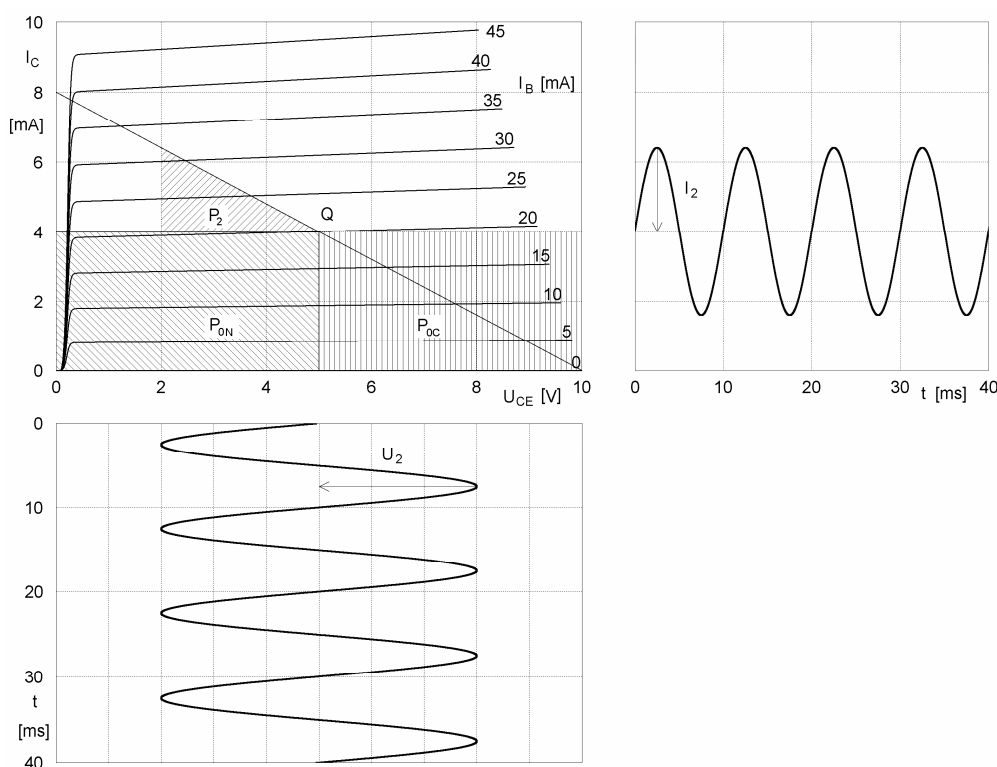
V reálném případě to ale bude vždy citelně méně než 25 %.

V případě zesilovače s transformátorem, pokud zanedbáme odpor vinutí transformátoru, bude na kolektoru klidové napětí rovno napájecímu. Pak

$$h = \frac{1}{2} \frac{U_2}{U_n} \frac{I_2}{I_Q} .$$

V ideálním případě, kdy zesilovač je plně vybuzen, tj. amplituda proudu je rovna klidové hodnotě proudu zdroje a amplituda výstupního napětí hodnotě napájecího napětí, bude účinnost

$$h = \frac{1}{2} \frac{U_n}{U_n} \frac{I_Q}{I_Q} = \frac{1}{2} . \quad (7.17c)$$



Obr. 7.36. Výkonové poměry v tranzistorovém zesilovači.

Je zřejmé, že v reálném případě bude účinnost vždy menší než ideálních 50 %. Při neúplném vybuzení se účinnost snižuje.

Pokud signál nepůsobí, celý příkon z napájecího zdroje se spotřebuje na ohřívání tranzistoru. Při vybuzení zesilovače se část dodávaného výkonu P_0 mění i na výkon P_2 zesíleného signálu a tranzistor je pak méně zahříván. Kolektorová ztráta

$$P_c = P_n - P_2 \quad (7.18)$$

s vybuzením tranzistoru klesá. Tranzistor je ve třídě A tepelně namáhán nejvíce, je-li zesilovač bez signálu.

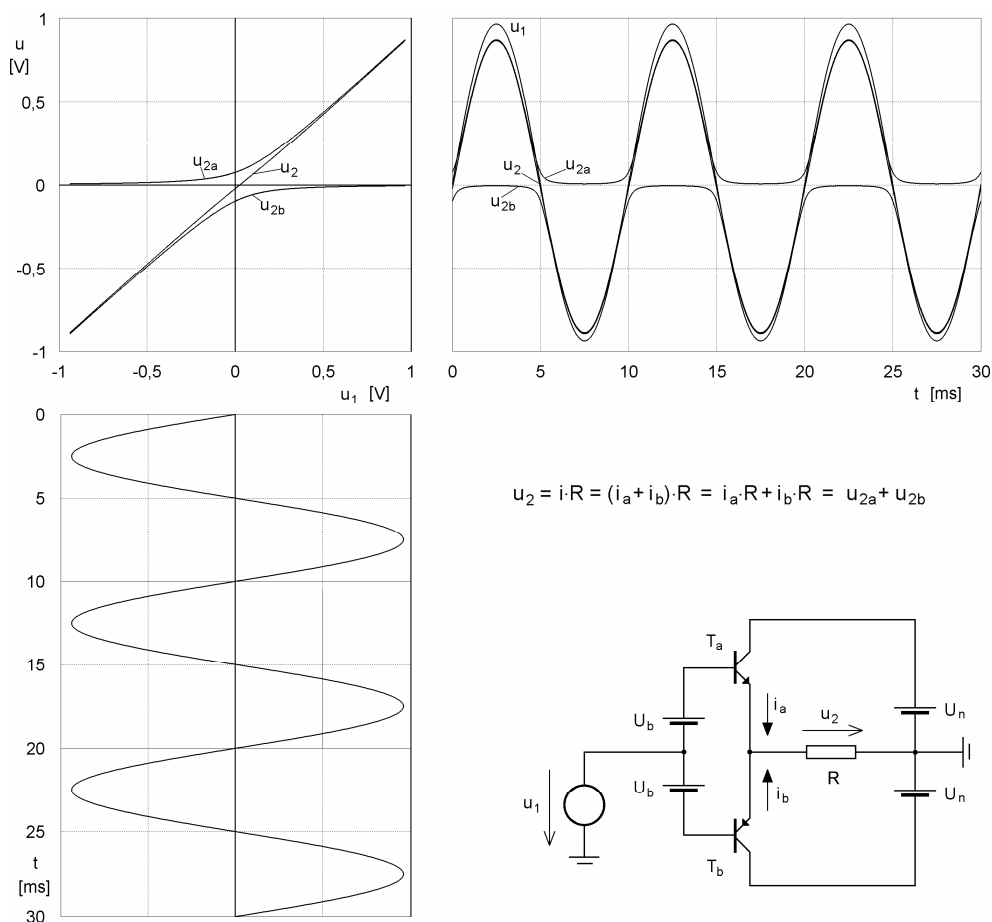
7.7.2 Výkonové zesilovače ve třídě B

Výkonové zesilovače pracující ve třídě B se používají jak v nízkofrekvenční (akustické), tak ve vysokofrekvenční technice (zejména u širokopásmových zesilovačů), prostě všude tam, kde vyžadujeme nízké nelineární zkreslení a přijatelnou energetickou účinnost.

Příklad principiálního dvojčinného zapojení zesilovače je na obr. 7.37b. Zapojení je totožné s dvojčinným zapojením z obr. 7.35, pracujícím ve třídě A, liší se pouze nastavením pracovního bodu. Jde opět o dvojčinný emitorový sledovač (SK).

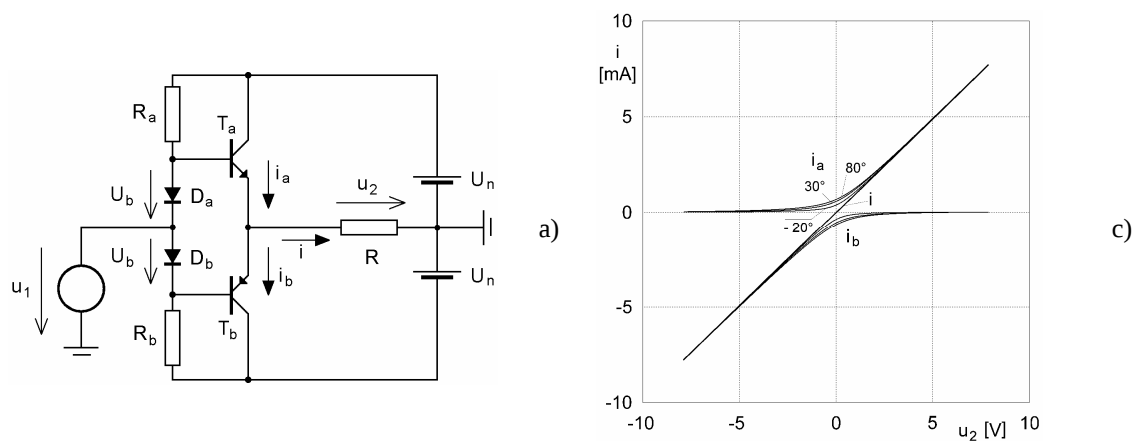
Každý z tranzistorů zpracovává jednu polaritu vstupního signálu. V uvedeném příkladě, kdy vstupním signálem je harmonický signál, zpracovává tranzistor T_a typu NPN kladnou půlperiodu a během (téměř celé) záporné půlperiody je uzavřen, neteče jím (téměř žádný) proud. Obdobně tranzistor T_b typu PNP zpracovává zápornou půlperiodu a při kladné je uzavřen. Emitorové proudy obou tranzistorů protékají zatěžovacím rezistorem R . Protože mají opačný směr, složí se v celý harmonický průběh.

Na stabilizaci polohy pracovního bodu se podílí jednak záporná ZV (sériová, napěťová) a jednak je použito kompenzační metody - předpětí tranzistorů je dáno úbytkem napětí na diodách D_a a D_b (PN přechody).



a) Průběhy napětí.

b) Principiální schéma.

Obr. 7.37. Dvojčinný emitorový sledovač pracující ve třídě B.**Obr. 7.38.** Dvojčinný emitorový sledovač pracující ve třídě B.

a) Skutečné zapojení.

b) Převodní charakteristiky pro tři různé teploty.

Účinnost dvojčinného zesilovače ve třídě B

Uvažujme ideální případ, kdy je vstupní napětí harmonické, tranzistory jsou střídavě otevírány přesně po dobu půlperiody a impulsy proudu mají tvar poloviny kosinusovky. Označme I_2 amplitudu výstupního proudu a I_0 střední hodnotu tohoto proudu. Tato střední hodnota kosinového impulsu je v případě polovičního úhlu otevření $\pi/2$ rovna

$$I_0 = I_2/p \quad .$$

Příkon dodaný z obou baterií je roven dvojnásobku příkonu jednoho zdroje (jedné baterie):

$$P_0 = 2 U_n I_2 / p \quad (7.18a)$$

Výkon dodaný do zátěže je

$$P_2 = \frac{U_2}{\sqrt{2}} \frac{I_2}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} U_2 I_2 \quad (7.18b)$$

a účinnost je

$$h = \frac{P_2}{P_0} = \frac{\frac{1}{2} U_2 I_2}{\frac{2 U_n I_2}{p}} = \frac{p}{4} \frac{U_2}{U_n} = 0,785 \frac{U_2}{U_n} \quad (7.18c)$$

Z posledního vztahu je vidět, že s rostoucím vybuzením zesilovače roste i účinnost. V ideálním případě a při plném vybuzení dosahuje účinnost hodnoty 78,5 %. Této účinnosti ale nelze v praxi dosáhnout, protože vždy existují okamžiky, kdy teče proud oběma tranzistory. Na rozdíl od zesilovače ve třídě A, je-li zesilovač bez buzení (je-li vstupní signál nulový), v ideálním případě neodebírání ze zdrojů energii. Ve skutečném zapojení jistý proud teče, ale je, jak ukazuje obr. 7.37, relativně malý. Oproti zesilovači ve třídě A, který odebírání stále stejný příkon bez ohledu na výkon dodaný do zátěže, zesilovač ve třídě B odebírání příkon úměrný amplitudě výstupního signálu.

7.7.3 Výkonové zesilovače ve třídě C

Účinnost ve třídě C

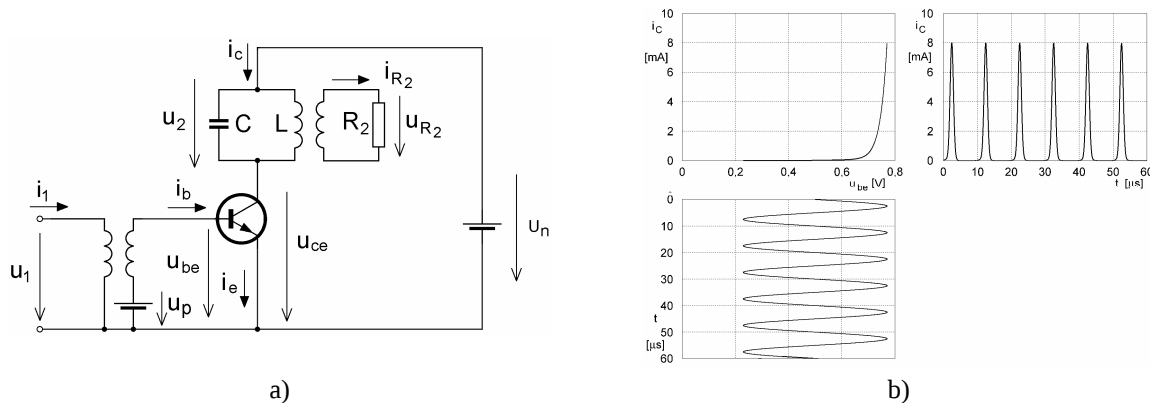
V případě rezonančního zesilovače je střídavý výkon dodán z tranzistoru do kmitavého okruhu a z něj pak do zátěže. V samotném kmitavém okruhu také dochází ke ztrátám. Za účinnost η budeme v tomto případě uvažovat podíl výkonu P_2 dodaného do kmitavého okruhu k příkonu P_0 ze ss zdroje.

Při odvozování vztahu pro účinnost budeme opět uvažovat ideální tranzistor. Pak odpovídající převodní charakteristika $i_c = f(u_{be})$ bude na rozdíl od obr. 7.39b dána dvěma úsečkami a impulsy kolektorového proudu budou mít tvar kosinových impulsů s polovičním úhlem otevření θ a amplitudou I_{Max} (obr. 7.40). Rezonanční okruh naladěný na kmitočet budícího signálu vybere ze spektra pulsů kolektorového proudu první harmonickou složku o amplitudě I_2 a ta vytvoří na kmitavém okruhu napětí o amplitudě U_2 . Pro vyjádření vztahu mezi impulsem proudu a obsahem jeho stejnosměrné složky a první harmonické složky využijeme Schultzovy koeficienty (kap. 2.1. Periodické signály, Oříznutý harmonický signál, Schultzovy koeficienty). Pak:

$$P_0 = U_N I_0 = U_N I_{Max} a_0(q) = U_N I_{Max} \frac{\sin(q) - q \cos(q)}{p(1 - \cos(q))},$$

a

$$P_2 = U_2 I_2 = \frac{U_2}{\sqrt{2}} \frac{I_{Max} a_1(q)}{\sqrt{2}} = \frac{U_2 I_{Max}}{2} \frac{q - \sin(q) \cos(q)}{p(1 - \cos(q))}.$$



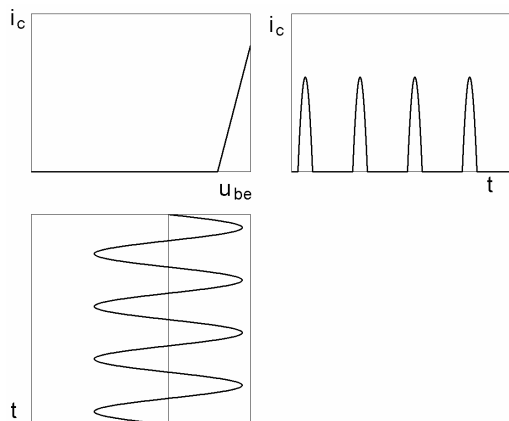
Obr. 7.39. Rezonanční zesilovač ve třídě C : a) Schéma, b) průběh napětí mezi bází a emitorem, převodní charakteristika a průběh kolektorového proudu.

Po dosazení a úpravách dostáváme:

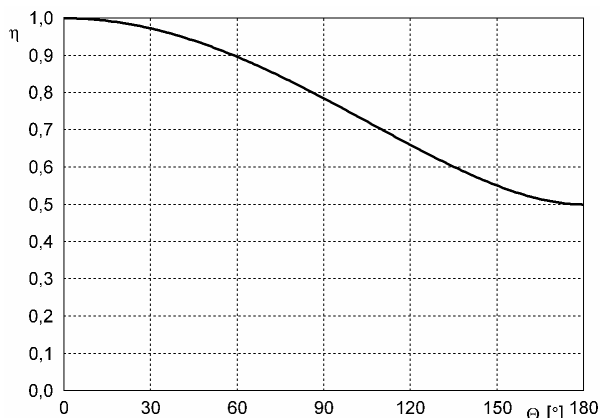
$$h = \frac{P_2}{P_0} = \frac{\frac{1}{2} U_2 I_{Max} a_1(q)}{U_n I_{Max} a_0(q)} = \frac{1}{2} \frac{a_1(q)}{a_0(q)} \frac{U_2}{U_n} = \frac{1}{2} \frac{q - \sin(q) \cos(q)}{\sin(q) - q \cos(q)} \frac{U_2}{U_n} = e(\Theta) \frac{U_2}{U_n} . \quad (7.19a)$$

Budeme-li uvažovat úplné vybudzení zesilovače, pak amplituda výstupního napětí bude rovna napájecímu napětí a účinnost bude dána vztahem

$$h = \frac{1}{2} \frac{q - \sin(q) \cos(q)}{\sin(q) - q \cos(q)} . \quad (7.19b)$$



Obr. 7.40. Poměry v ideálním zesilovači třídy C.



Obr. 7.41. Průběh účinnosti zesilovače ve třídě C v závislosti na polovičním úhlu otevření.

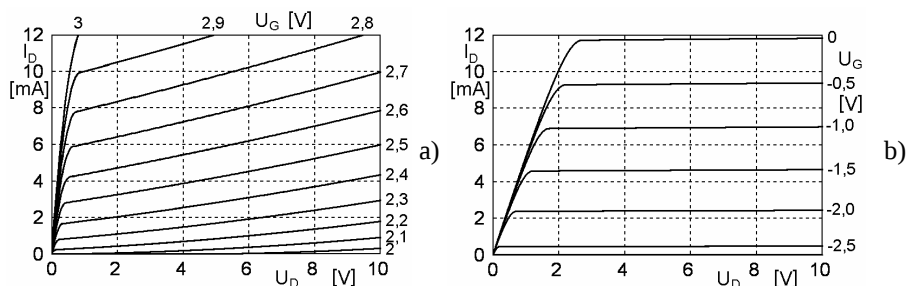
Průběh této závislosti je na obr. 7.41. Pro třídu A je poloviční úhel otevření 180° a v grafu tomu odpovídá hodnota $\eta = 50\%$. Pro třídu B je poloviční úhel otevření 90° a v grafu tomu odpovídá hodnota $\eta = 78,5\%$. Pro třídu C graf udává hodnotu větší než $78,5\%$.

Poznámka k účinnosti

Je třeba zdůraznit, že vztahy 7.17b, c, 7.18.b a 7.19.b pro účinnost byly odvozeny pro ideální aktivní prvek a že v reálných případech nelze nikdy tuto hodnotu dosáhnout.

7.8 POLEM ŘÍZENÉ TRANZISTORY V ZESILOVAČÍCH

Jedním z rozdílů mezi bipolárními tranzistory a polem řízenými tranzistory je to, že bipolární tranzistory jsou řízeny proudem do báze, kdežto polem řízené tranzistory (FET - Field Effect Transistor) jsou řízeny napětím mezi řídicí a zdrojovou elektrodou. Proto parametrem u sítě výstupních charakteristik bipolárních tranzistorů je proud do báze (např. obr. 7.19a nebo 7.36), kdežto u polem řízených tranzistorů je to napětí U_G mezi řídicí a zdrojovou elektrodou (obr. 7.42).

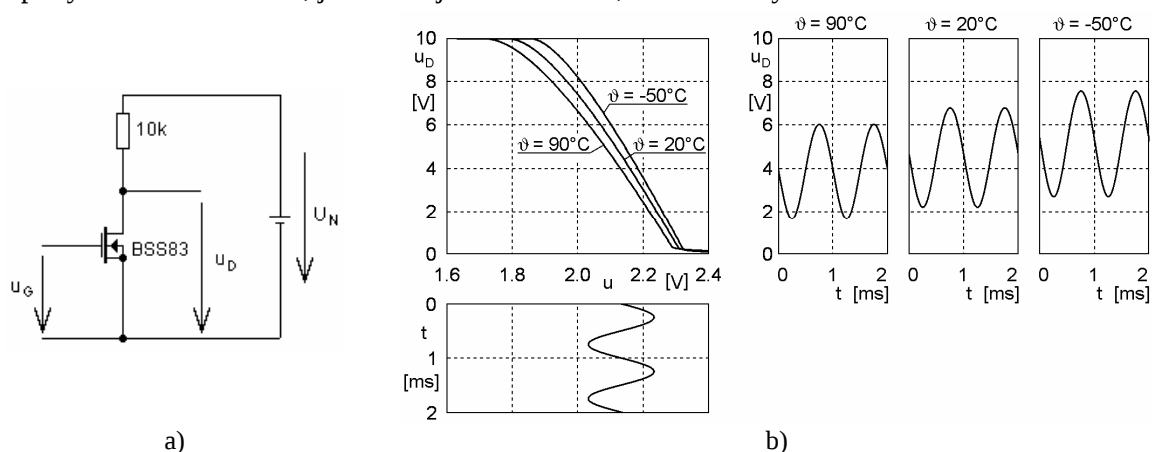


Obr. 7.42. Příklad výstupní charakteristiky polem řízených tranzistorů.

a) BSS83 typu N MOS FET, b) 2N3822 typu N J FET.

Polem řízené tranzistory můžeme rozdělit do dvou základních druhů: s kanálem vytvořeným elektrickým polem kovové elektrody (MOS FET - Metal Oxide Semiconductor, MIS FET - Metal Insulator Semiconductor) a s kanálem vytvořeným pomocí PN přechodu (J FET - Junction Field Effect Transistor). Způsob vytvoření vodivého kanálu mezi sběrnou a zdrojovou elektrodou ovlivňuje i velikost řídicího napětí FETu. U tranzistorů s kanálem N typu MOS či MIS toto napětí bývá kladné, u tranzistorů s kanálem N typu J FET je záporné. (u tranzistorů s kanálem typu P mají tato napětí opačnou polaritu).

Citlivost polem řízených tranzistorů na teplotu je oproti bipolárním tranzistorům menší, což můžeme ilustrovat srovnáním např. převodních charakteristik bipolárních tranzistorů (např. obr. 7.24) s charakteristikami polem řízených tranzistorů (obr. 7.43 a 7.44). U tranzistorů J FET je dokonce vliv teploty v širokém rozsahu, jak ilustruje obrázek 7.44, zanedbatelný.



Obr. 7.43. K vlastnostem polem řízených tranzistorů typu MOS.

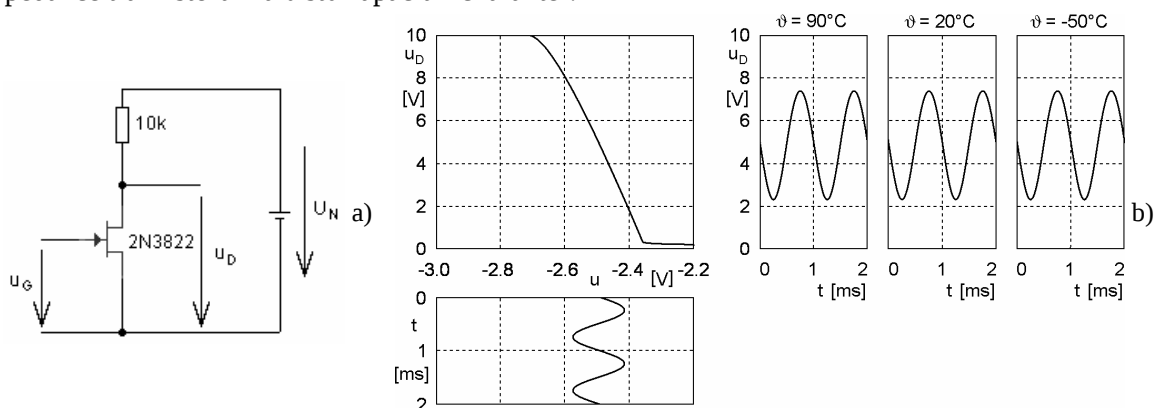
a) Zapojení zesilovače.

b) Dole - vstupní napětí $u_G = +2.13 + 0.1 \sin(2\pi 1000 t)$ [V, s].

Vlevo nahoře - převodní charakteristiky pro tři různé teploty: 90°C, 20°C a -50°C.

Vpravo nahoře - Výstupní napětí u_D zesilovače pro uvedené tři teploty.

Řídící elektroda polem řízeného tranzistoru je od zbývajících částí tranzistoru oddělena buď dielektrikem (MOS FET), nebo PN přechodem polarizovaným v závěrném směru (J FET). Proto je vstupní impedance polem řízených tranzistorů dána impedancí kondenzátoru, tvořeného řídicí elektrodou a tělem tranzistoru. To je v obr. 7.45 b) ilustrováno frekvenční závislostí fáze vstupní impedance zesilovače na kmitočtu. V pracovním kmitočtovém pásmu je tato fáze rovna 90°, vstupní impedance tranzistoru má čistě kapacitní charakter.



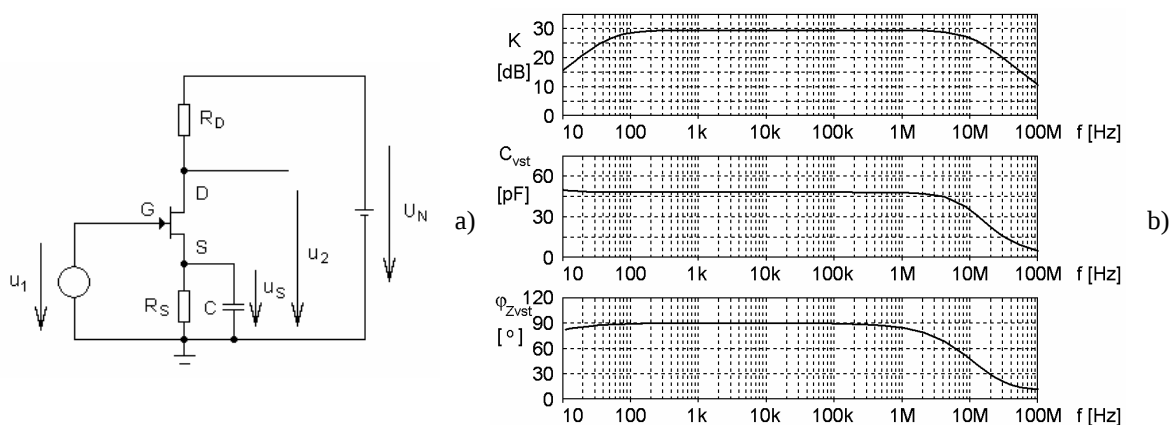
Obr. 7.44. K vlastnostem polem řízených tranzistorů typu J FET.

a) Zapojení zesilovače.

b) Dole - vstupní napětí $u_G = -2.5 + 0.08 \sin(2\pi 1000 t)$ [V, s].

Vlevo nahoře - převodní charakteristiky pro tři různé teploty: 90°C, 20°C a -50°C.

Vpravo nahoře - Výstupní napětí u_D zesilovače pro uvedené tři teploty.

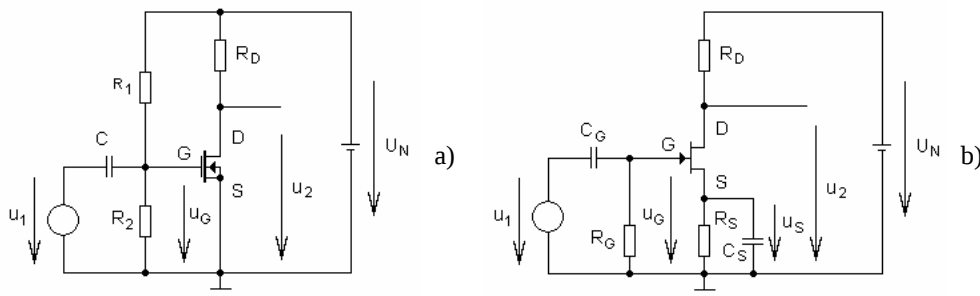


Obr. 7.45. Příklad zesilovače s tranzistorem typu JFET.

a) Zapojení zesilovače.

b) Kmitočtová charakteristika zesilovače, vstupní kapacita a fáze vstupní impedance.

Jak už jsme uvedli, je řídicí veličinou polem řízených tranzistorů napětí mezi řídicí a zdrojovou elektrodou. To má za následek i poněkud modifikovaný obvod pro nastavení polohy pracovního bodu. Na obr. 7.46 jsou uvedena možná zapojení pro tranzistory s kanálem typu N.



Obr. 7.46. Možné způsoby vytváření předpětí polem řízených tranzistorů.

a) Vytvoření kladného předpětí pro MOS FET. b) Vytvoření záporného předpětí pro J FET.

Pro tranzistor typu MOS lze získat předpětí odporovým děličem R_1 a R_2 (obr. 7.46a). Horní konec R_1 lze připojit ke sběrné elektrodě tranzistoru a zavést tak $-ZV$ pro teplotní stabilizaci polohy pracovního bodu (viz obr. 7.29). Pro tranzistor typu J lze předpětí získat pomocí rezistoru R_S ve zdrojové elektrodě tranzistoru (obr. 7.46b). I u tohoto zapojení je zavedena $-ZV$, která zde však není využita k teplotní stabilizaci polohy pracovního bodu, protože tento typ tranzistoru s teplotou nemění vlastnosti.

7.9 OPERAČNÍ (A DALŠÍ INTEGROVANÉ) ZESILOVAČE

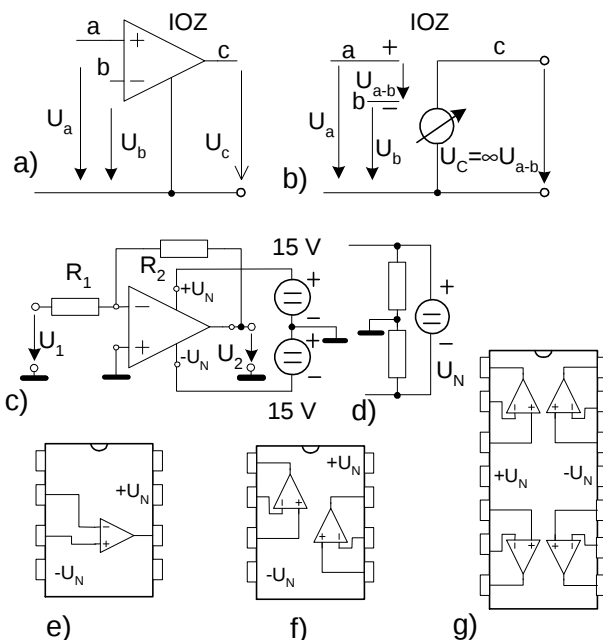
Operační zesilovače (OZ) jsou dnes nejpoužívanější skupinou zesilovačů (lze odhadovat asi 95%). Historie jejich vzniku se obvykle datuje od roku 1947 a je spjatá s vývojem analogových počítačů v padesátých a šedesátých letech, kdy byly vyvíjeny co neideálnější diskrétně realizované (elektronky a pak tranzistory) a později integrované zesilovače, umožňující jednoduché modelování základních analogových funkcí (sumace, difference, integrál, derivace apod.). S vývojem integrace OZ se ukázalo ekonomičtější použít tyto relativně předimenzované zesilovače namísto jedno či více stupňových diskrétně realizovaných tranzistorových zesilovačů i v běžných aplikacích, a tak OZ přetrval, i když éra analogových počítačů víceméně skončila. To umožňovala jejich rapidně klesající cena s vývojem integrované technologie. Pro praxi byla výhodná i zvyšující se kvalita, univerzálnost a jednoduchost použití. Zde lze hledat analogii s nasazením mikroprocesorů, kdy se ukázalo ekonomicky i provozně výhodnější použít relativně složitý mikroprocesor namísto jednodušších logických obvodů, realizovaných skládáním základních diskrétních logických prvků.

7.9.1 Ideální OZ, reálný OZ a jeho základní vlastnosti

Pro vysvětlení funkce OZ je vhodné zavést pojem ideálního operačního zesilovače (IOZ). Jeho funkce byla vysvětlena již v kapitole 4.2.2. Schématická značka a základní model IOZ jsou uvedeny na obr. 7.46 a), b). Podstata funkce spočívá v nekonečném zesílení rozdílového napětí U_{a-b} , které vede při použití záporné zpětné vazby z výstupního řízeného zdroje napětí na vstup k podmínce nulové hodnoty rozdílového napětí U_{a-b} . Výhodou tohoto modelu skutečného OZ je jeho názornost a jednoduchost, přičemž pokud nevyžadujeme použití OZ pro vysoké hodnoty kmitočtů či zesílení, je použití tohoto jednoduchého modelu velmi přesné. Proto je daný model v praxi dosti využíván.

Napájení

Pro praktické použití OZ je nutné uvažovat i napájecí obvody, jak je to ukázáno na obr. 7.46 c). Zde je zřejmé jednak nejčastěji používané symetrické napájení (obvykle ± 15 V, OZ s vysokým GBW ± 5 V, někdy jen $+5$ V či nižší), a dále skutečnost, že symbolicky vyjádřený výstupní řízený zdroj napětí z obr. 7.46 b) nemá přímo vyvedenou zemnicí svorku, ale funguje, jako by byl připojen k zemní svorce, tvořené středem napájecích zdrojů. V případě, že máme k dispozici pouze jeden napájecí zdroj (např. v autě), je možné získat potřebné symetrické napájení OZ vytvořením umělého středu napájení



Obr. 7.46. a) IOZ, b) jeho model, c) zapojení symetrického napájecího napětí, d) úprava jednoduchého napájecího zdroje na symetrický e, f, g) standardní zapojení IO s jedním, dvěma a čtyřmi OZ.

výrazněji projevovat reálné vlastnosti OZ, takže pro rozbor těchto vlastností potřebujeme podrobnější a přesnější modely skutečného a značně složitějšího zapojení OZ, vytvořeného z řádově desítek tranzistorů.

Stejnoseměrné vlastnosti, offset, drift

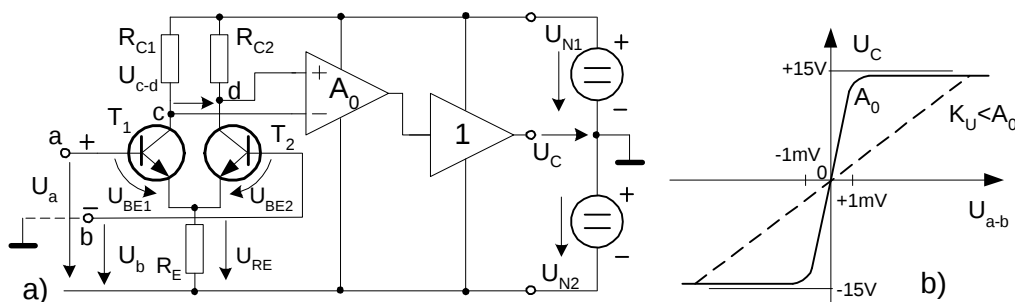
Pro pochopení stejnosměrné funkce OZ lze použít zjednodušené schéma z obr. 7.47 a). Vstup OZ je tvořen některou z variant tzv. diferenčního zesilovače z tranzistorů T_1 a T_2 . Jeho funkci si lze představit jako dvojramenné váhy. V případě, že napětí U_a a U_b obou bází jsou shodná, jsou při shodných vlastnostech obou tranzistorů shodné i kolektorové proudy a rozdílové napětí U_{c-d} je také nulové (váhy jsou v rovnováze). V případě, že se např. napětí U_a zvýší, vede to ke zvýšení hodnoty U_{BE1} a tím i I_{C1} . Zvýšení I_{C1} a tím i emitorového proudu vede ke zvýšení napětí na rezistoru R_E (R_E je zjednodušení, obvykle jde o zdroj proudu), které působí jako záporná zpětná vazba, snižující hodnotu U_{BE1} . Tím se ale sníží i hodnota U_{BE2} , což naopak vede k uzavírání tranzistoru T_2 a snižování I_{C2} (jako

(umělé země) některou z běžných metod, počínaje odporovým děličem (viz obr. 7.46 d), přes použití různých variant stabilizátorů apod. Důležitý je dostatečně malý vnitřní odpor takto vytvořených zdrojů s ohledem na zatěžovací proudy, odebírané zesilovačem. Dále je nutno si uvědomit, že signálová zem je vztažena k umělé vytvořenému středu napájení a nikoliv ke skutečné zemi napájecího zdroje (např. při použití v autě). Proto se čím dál tím více prosazuje vytvoření druhé napájecí větve nějakým vhodným integrovaným měničem DC-DC, čímž odpadnou problémy rozdílu mezi signálovou a zdrojovou zemí. Též je nutno podotknout, že hodnoty napájecích napětí nemusí být zcela shodné, protože symetrie napájení není nutnou podmínkou funkce. Je ale pravda, že se některé reálné vlastnosti v tomto případě částečně zhoršují.

S uvedeným jednoduchým modelem IOZ vystačíme jen pro nenáročná použití. Se stoupajícími požadavky na hodnoty zesílení, kmitočtového pásma apod. se začínají

druhé rameno vah). Zvýšení I_{C1} a snížení I_{C2} vyvolá na rezistorech R_{C1} a R_{C2} rozdílové napětí U_{c-d} , jehož hodnota je zesílená vzhledem k hodnotě U_{a-b} . Při praktickém použití pak lze připojit jednu bázi k signálové zemi a zesilovač tak funguje jako stejnosměrný s možností kladného i záporného vstupního napětí.

Protože pro stejnosměrný režim a nízké kmitočty lze chápat OZ jako nesetrvačný obvod, definuje jeho přenosové vlastnosti **převodní charakteristika**, viz obr. 7.47 b). Plnou čarou je naznačena převodní charakteristika OZ s plným zesílením bez záporné zpětné vazby. Lze z ní spočítat hodnotu konečného zesílení A_0 pro OZ bez zpětné vazby (zde cca 10 000, tj. 80 dB). Dále jsou vidět nelinearita a hodnoty saturačního napětí. Při zapojení záporné zpětné vazby klesne zesílení, sníží se tak adekvátně strmost převodní charakteristiky (čárkovaně) a zvýší se linearita charakteristiky, protože ji více určují lineární rezistory než nelineární zesilovač. Případný ofset (viz dále) se projevuje posunem charakteristiky v ose U_{a-b} o hodnotu ofsetu.



Obr. 7.47. a) Stejnosměrný model OZ se vstupním diferenčním zesilovačem, b) převodní charakteristika pro přenos A_0 a nižší zesílení.

V porovnání s klasickým jednostupňovým zesilovačem, který neumožňuje stejnosměrné zesílení s ohledem na vliv prahového napětí U_{BE} diody báze-emitor (cca 0,6 V), je toho dosaženo u diferenčního zesilovače tím, že se obě napětí U_{BE1} a U_{BE2} vzájemně kompenzují. Důležitým předpokladem je shodnost vlastností diod BE obou tranzistorů. Proto se tento problém často označuje jako napěťová (a proudová) nesymetrie vstupů. Protože shodnost obou přechodů BE nebude nikdy absolutní, projevuje se rozdíl obou napětí jako chybové napětí, označované jako **napěťový ofset**. To se po průchodu zesilovačem a odpovídajícím zesílením projeví jako stejnosměrná chyba výstupního napětí. Běžná velikost ofsetového napětí je asi 1 mV, takže je zřejmé, že je problematické použít OZ jako stejnosměrný zesilovač se zesílením víc než 100, aby výsledná chyba nepřekročila přijatelnou mez. Potřebujeme-li vyšší stejnosměrné zesílení, musíme použít speciální OZ s malým ofsetem (cca 10 μ V), nebo speciální zapojení OZ se spínači, které tento ofset dokáže kompenzovat.

Chybové napětí na výstupu je kromě rozdílných napěťových vlastností vstupních tranzistorů způsobeno i klidovými proudy do jejich bází. Tyto stejnosměrné proudy vyvolávají na rezistorech, připojených k bázím, dodatečná stejnosměrná napětí, která nemusí být shodná a nedochází tak k jejich úplné kompenzaci. Tato neshodnost může být způsobena rozdílem hodnot odporů a rozdílem proudu obou bází. Tomuto efektu se říká **proudový ofset**. Celkové chybové napětí na výstupu je pak dáno součtem těchto dvou efektů.

Model OZ s náhradními zdroji napěťového (U_0) a proudových ofsetů (I_{0+} a I_{0-}) je ukázán pro invertující zesilovač (obr. 7.48 a), kde je použit pomocný kompenzační rezistor R_3 (obvykle je kladný vstup přímo uzemněn, z hlediska střídavého zesílení nemá rezistor R_3 vliv). Do hodnoty rezistoru R_1 lze zahrnout vnitřní odpor zdroje. Je zřejmé, že toto zapojení není vhodné pro zdroje signálu s velkým vnitřním odporem. Poněkud komplikované řešení lze zjednodušit přepočtem proudových zdrojů na napěťové (U_{I0+} a U_{I0-} , viz obr. 7.48 b) podle vztahů

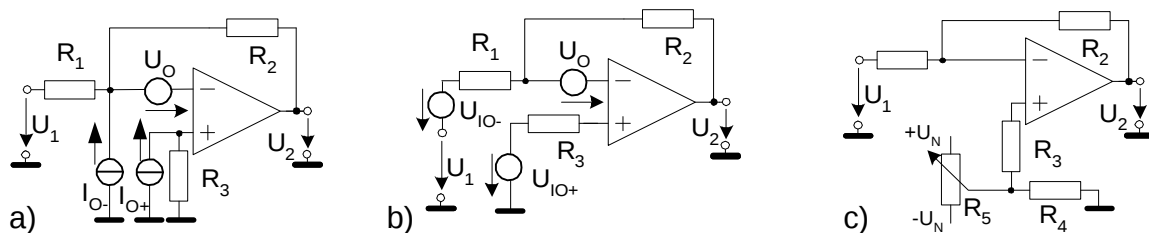
$$U_{I0+} = I_{0+} R_3, \quad (7.20)$$

$$U_{I0-} = I_{0-} R_1. \quad (7.21)$$

Výsledné chybové napětí pak lze vyjádřit rovnicí

$$U_2 = (U_o + U_{Io+}) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - U_{Io-} \frac{R_2}{R_1} = U_o \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{o+} R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - I_{o-} R_2, \quad (7.22)$$

kde je zřejmá možnost kompenzace proudových offsetů volbou hodnoty pomocného odporu $R_3 = R_1 // R_2$. Pro velké zesílení, kdy se problém offsetu prakticky projevuje, lze podmínku zjednodušit bez velké chyby na volbu $R_3 = R_1$. Je nutno podotknout, že v případě malého zesílení, malé hodnoty proudového offsetu či střídavého zesilovače, kdy není potřeba kompenzace proudového offsetu, je použití odporu R_3 zbytečné a nahrazuje se zkratem. Dále je zřejmé, že prakticky stejné řešení má i neinvertující zesilovač, když jeho zdroj vstupního napětí (U_1 na obr. 7.48 b) je nutno přesunout do větve v kladném vstupu. V tom případě můžeme ztotožnit R_3 s vnitřním odporem zdroje U_1 .



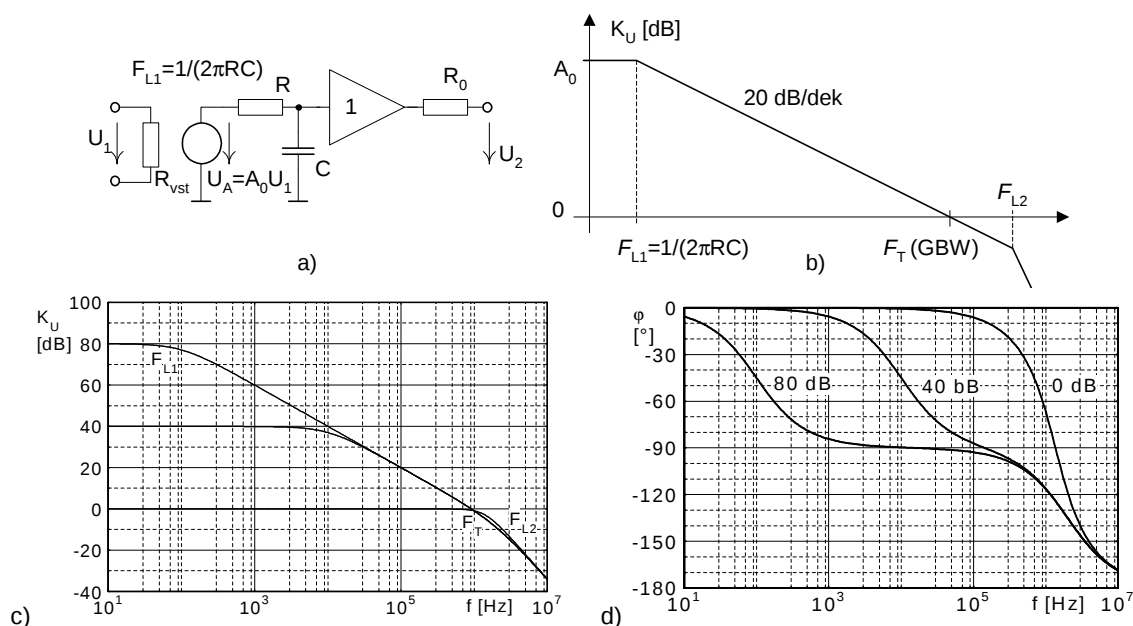
Obr. 7.48. Ofset invertujícího zesilovače: a) model s napětovým a proudovými zdroji offsetu, b) model s přepočtenými proudovými zdroji na napětové, c) možný způsob kompenzace celkového offsetu.

Z hlediska **návrhu zesilovače s minimalizací offsetu** je třeba rozlišovat rozdílné vlastnosti vstupního diferenčního zesilovače realizovaného z bipolárních nebo unipolárních tranzistorů. V případě OZ s unipolárními tranzistory je proudový offset minimální (cca 1-10 fA), takže se neprojeví ani při použití zdrojů signálu s velkým vnitřním odporem (či rezistorů připojených ke vstupu OZ). Např. při odporu zdroje $1\text{ M}\Omega$ dostaneme proudový offset menší 10^{-8} V . Toto řešení přináší ale vyšší napětový offset U_o než u bipolárních diferenčních zesilovačů (cca 5x až 10x). Oproti tomu bipolární vstup OZ má nižší napětový offset, ale mnohonásobně vyšší offsetový proud (cca 1-10 nA). Proto při použití rezistorů s vysokými odpory připojených ke vstupům OZ se vytváří větší napětová chyba než u unipolárních vstupů. Např. při použití odporu zdroje $1\text{ M}\Omega$ je vzniklý offset až 10 mV. Potřebujeme-li stejnosměrný zesilovač s minimálním offsetem, je nutno znát především vnitřní odpor zdroje signálu (např. R_3 pro neinvertující zesilovač). Je-li vysoký (řádově nad 10 či 100 k Ω), je výhodnější použít OZ s unipolárním vstupem. Pro menší odpory je výhodnější bipolární OZ, protože je vliv proudového offsetu nižší než vliv napětového. Dále je vhodné proudové offsety do značné míry kompenzovat vhodnou volbou rezistorů ve smyslu diskuse vztahu (7.22).

Napětový (případně celkový) offset pak lze kompenzovat také, a to zařazením kompenzačního napětí do vstupního obvodu. Jedna z možných variant je vytvoření kompenzačního napětí ze zdroje napájení přes proměnný dělič s velkým dělicím poměrem (z V na mV), jak je to ukázáno na obr. 7.48 c). Výhodnější interní kompenzace offsetu umožňují některé OZ s vyvedeními příslušnými svorkami a doporučeným zapojením nastavovacího trimru. Tyto kompenzace nejsou absolutní, protože hodnota offsetu je závislá i na změně teploty (teplotní závislost offsetu je vyjadřována jako **drift**) popř. na změně odporů vstupu obvodu (např. při přepínání zesílení).

Střídavé kmitočtové vlastnosti

Pro objasnění střídavých vlastností v kmitočtové oblasti je vhodné použít zjednodušený lineární model na obr. 7.49 a). Tento model vyjadřuje jednak konečný vstupní odpor R_{VST} , konečnou hodnotu zesílení A_0 a dále dominantní RC člen s mezním kmitočtem F_{L1} (obr. 7.49 b), způsobující pokles zesílení s kmitočtem se strmostí kmitočtové charakteristiky 20 dB na dekádu. Protože hodnota F_{L1} závisí i na hodnotě A_0 , je vhodnější tento vliv vyjadřovat hodnotou tranzitního kmitočtu F_T (anglicky obvykle GBW), což je maximální kmitočet pro jedničkový přenos (0 dB). Z této hodnoty snadno odvodíme maximální zisk pro požadovanou šířku pásma či naopak, protože každá dekáda kmitočtového rozsahu snižuje zisk 10x (20 dB), viz obr. 7.49 c). Pokud nemáme OZ, který by měl dostatečné zesílení pro námi požadované kmitočtové pásmo, je nutné použít dva zesilovače s OZ v kaskádě. Charakteristika výsledného zesilovače pak bude klesat se strmostí 40dB na dekádu.



Obr. 7.49. a) Střídavý model OZ, b) modulová kmitočtová charakteristika pro přenos A_0 , c,d) modulová a fázová charakteristika pro přenosy 80, 40 a 0 dB po aplikaci záporné zpětné vazby.

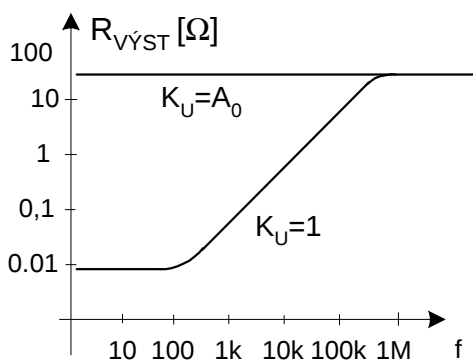
Poznámka: Je nutno upozornit na maximální hodnotu rezistoru R_2 , protože při jeho velké hodnotě (např. 1 MΩ) se může projevit jeho parazitní kapacita. Má-li např. hodnotu 5 pF, vzniká tak DP 1. řádu s mezním kmitočtem 32 kHz, což může být nižší hodnota než je vlastní mezní kmitočet zesilovače s OZ. Volbou vysoké hodnoty R_2 tak můžeme jeho vlastnosti znehodnotit. Kapacitu lze k R_2 naopak cíleně přidávat pro požadované omezení šířky pásma a potlačení potenciální nestability.

P7.1 Navrhnete realizaci zesilovače se zesílením 60 dB s mezním kmitočtem 100 kHz pomocí OZ s tranzitním kmitočtem $F_T=10$ MHz.

Řešení: Protože každé snížení kmitočtu od F_T o dekádu přidá 20 dB, jednoduše pro tento OZ vypočteme, že pro 100 kHz lze dosáhnout zesílení 40 dB, což je nedostačující. Proto použijeme dva zesilovače v kaskádě, každý se zesílením 30 dB. Tím každý z nich bude mít šířku pásma asi o půl dekády vyšší (cca 300 kHz) a celý zesilovač o něco nižší vzhledem k tomu, že útlum 3 dB na mezním kmitočtu každého dílčího zesilovače se sčítá a pro 300 kHz to bude 6 dB. Tento výpočet lze samozřejmě provést přesněji, ale orientační řešení je většinou dostačující. ■

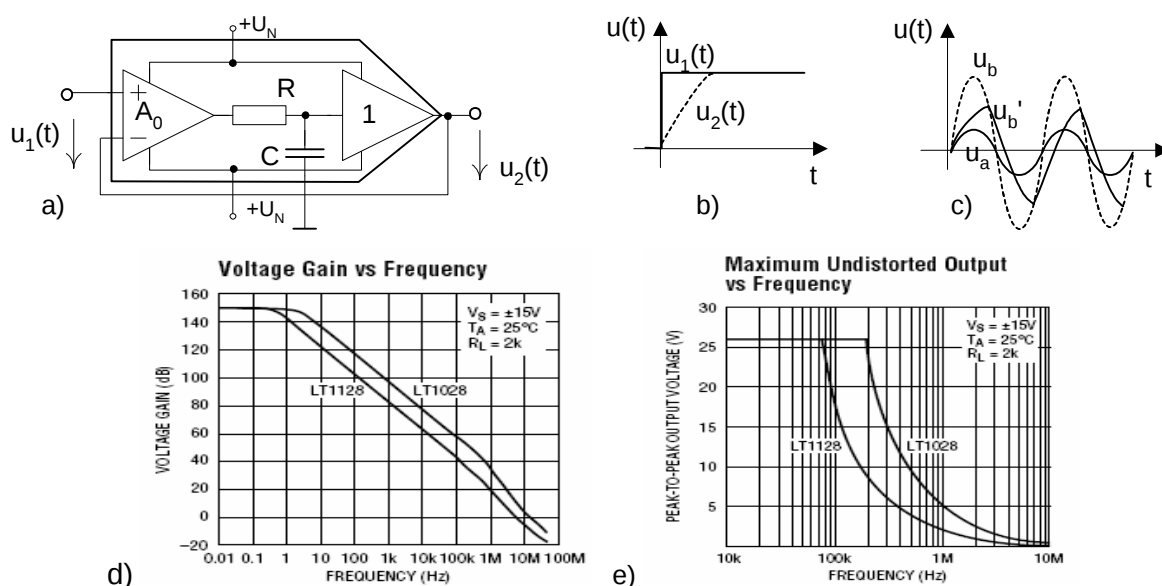
OZ obsahuje samozřejmě více parazitních kapacit, ale jejich vliv je (díky někdy i záměrně větším hodnotám kapacity dominantního RC členu) více či méně potlačen. Prakticky lze obvykle pozorovat pouze mírný vliv druhé kapacity, označovaný jako tzv. druhý lom s mezní hodnotou F_{L2} (obr. 7.49 b). Ten nemá vliv na praktické přenosové vlastnosti, protože je až za tranzitním kmitočtem. Může však vlivem dalšího posuvu fáze způsobovat nestabilitu v okolí tranzitního kmitočtu.

Pokles zesílení s kmitočtem ovlivňuje samozřejmě i další vlastnosti závislé na zesílení. Jedním z nich je i výstupní odpor. Ten je v oblasti nízkých kmitočtů a malého zesílení díky záporné zpětné vazbě velice malý, prakticky nulový. Ovšem se vzrůstajícím kmitočtem a poklesem zesílení klesá i vliv zpětné vazby a výstupní odpor stoupá až na základní hodnotu R_0 v zapojení bez zpětné vazby, viz obr. 7.50 a střídavé náhradní schéma na obr. 7.49 a).



Obr. 7.50. Závislost výstupního odporu na kmitočtu při silné záporné zpětné vazbě.

Dosud jsme se zabývali lineárními kmitočtovými vlastnostmi, ale je potřebné se zmínit i o nelineárních. Pro tento rozbor je vhodné použít jednotkový zesilovač s modelem OZ podle obr. 7.51 a). Jde o modifikaci modelu z obr. 7.49 a), kde je uvažována limitace výstupního napětí vstupního zesilovače hodnotou napájecího napětí. Hlavním problémem je rychlost reakce výstupu na rychlou změnu vstupního signálu, např. na jednotkový skok (obr. 7.51 a). Ideální jednotkový zesilovač by měl mít na výstupu shodný signál. Reálný zesilovač ale musí nabíjet kapacitor C . Funkce záporné zpětné vazby by nutila zvyšovat výstupní napětí vstupního zesilovače až na nekonečnou hodnotu, aby se kapacitor nabil skokově. Protože je však výstupní napětí omezeno napájecím, nabíjení kapacitoru trvá konečnou dobu, po kterou je vstupní zesilovač zasaturován a pracuje v nelineárním režimu. Rychlost nabíjení kapacitoru a tím i maximální rychlost změny výstupního napětí $\Delta u_2/\Delta t$ se obvykle vyjadřuje jako **rychlost přeběhu** (Slew Rate - SR) a vyjadřuje se v praktických jednotkách V/ μ s. Je zjevné, že rychlost přeběhu úzce souvisí s hodnotou tranzitního kmitočtu. Dále je běžné, že rychlosti přeběhu v kladném a záporném směru nejsou zcela shodné. Též je zajímavý téměř lineární průběh výstupního signálu při saturaci vstupního zesilovače, kdy se obvody nabíjející kapacitor chovají spíše jako zdroje proudu než jako zdroje napětí.



Obr. 7.51. Rychlost přeběhu: a) střídavý nelineární model OZ pro jednotkové zesílení, b) odezva na jednotkový skok, c) odezva na malý a velký harmonický signál, d) kmitočtová charakteristika pro malé signály, e) kmitočtová závislost omezení velkých signálů vzhledem k rychlosti přeběhu (LT 1028 [11]).

Praktický dopad, kdy obdélníkový signál bude OZ přenášet jako lichoběžníkový s konečnou dobou náběžných hran, je poměrně známý. Méně často si uživatelé uvědomují, že tento efekt se projevuje i pro pomaleji se měnící signály (např. harmonický signál), pokud rychlost změny tohoto signálu na výstupu OZ překročí danou rychlost přeběhu, jak je to znázorněno na obr. 7.51 c). Tento efekt je obvykle v katalogových listech vyjádřen závislostí maximálního rozkmitu harmonického signálu na kmitočtu, kde plný rozkmit výstupního signálu je omezen kmitočtem cca 10x-100x nižším než je tranzitní kmitočet F_T . To dokumentuje obr. 7.51 d, e) pro OZ typu LT1028 a LT1128, kdy pro tranzitní kmitočty cca 5 MHz, resp. 10 MHz jsou maximální kmitočty s rozkmitem, nelimitovaným rychlostí přeběhu, asi 70 kHz a 200 kHz.

Nelineární zkreslení OZ

Dosud uvedené poznatky o zkreslení plně platí i u OZ. Lze říci, že klasická **statická nelineární zkreslení OZ** (harmonické, intermodulační) jsou díky používané záporné zpětné vazbě velice nízká (u speciálních OZ i méně než 100 dB). Na druhou stranu je třeba si uvědomit kmitočtovou závislost těchto zkreslení, kdy zhruba od 10 kHz jejich hodnota narůstá vzhledem k poklesu kmitočtové závislé rezervy zesílení. Pro speciální OZ s vysokou hodnotou F_T se tato hranice posouvá až k 1 MHz.

Trochu odlišná situace je u tzv. **dynamických zkreslení** (označovaná např. TIM), způsobených saturací v době překročení **rychlosti přeběhu**, viz obr. 7.51 b,c). V této době efekt záporné zpětné vazby přestává fungovat a zkreslení rapidně narůstá. Z tohoto hlediska je potřeba použít zesilovače s vysokou rychlostí přeběhu. Jednoduchým řešením je omezení maximální rychlosti vstupního signálu pomocí RC dolní propusti 1. řádu tak, aby mezní kmitočet jen mírně překračoval potřebnou maximální šířku přenášeného pásma (u akustického pásma např. asi 30- 40 kHz).

Šumové vlastnosti OZ

Pokud potřebujeme vyšší zesílení, stává se limitujícím faktorem dynamického rozsahu šum OZ (analogicky jako pro stejnosměrný režim ofset). Vysvětlení šumových poměrů a minimalizace šumu je poměrně složitý problém, protože do něho vstupuje hodně faktorů a lze k němu přistupovat různými způsoby. Nejprve je vhodné si uvést základní vztah pro tepelný šum rezistoru:

$$U_n = \sqrt{4kTBR} = 1,26 \cdot 10^{-10} \sqrt{RB} = e_{fn} \sqrt{B}. \quad (7.23)$$

Z něj je zřejmé, že šum je určen hodnotou absolutní teploty T , odporu R a šířky pásma B a Boltzmanovou konstantou k . Pro eliminaci jednoho faktoru, šířky pásma B , se vyjadřuje kmitočtově normovaná velikost šumu - **napět'ová spektrální hustota** e_n jako $U_n/\sqrt{B}$ v jednotkách $V/\sqrt{\text{Hz}}$ či spíše $nV/\sqrt{\text{Hz}}$, což je šum pro šířku pásma 1 Hz. Z ní pak snadno vypočítáme šum pro požadovanou šířku pásma. V případě kmitočtové závislosti šumu pak používáme s výhodou kmitočtovou závislost spektrální hustoty, jak bude ukázáno dále. Je zajímavé, že pro konstantní teplotu (např. 20°C) přímo koresponduje hodnota spektrální napět'ové hustoty hodnotě šumu odporu, kterou lze vypočítat vztahem $1,26 \times 10^{-10} \sqrt{R}$. Proto se v některých případech namísto šumové spektrální hustoty OZ používá hodnota odporu s ekvivalentním šumem, viz též obr. 7.53.

Šumový model OZ je ukázán na obr. 7.52. Zde je použito ekvivalentní vyjádření šumu U_{ne} na vstupu OZ. Tím se vyloučí další proměnná ovlivňující šum – a to napět'ové zesílení. Výsledný šum pak na výstupu U_{nOUT} získáme prostým vynásobením ekvivalentního vstupního šumu a zesílení. Jak je z obr. 7.52 zřejmé, vstupní ekvivalentní šum OZ je tvořen součtem šumu z různých zdrojů. Jsou to **napět'ový šum** U_n , **proudové šumy** I_{n+} , I_{n-} (analogické ke zdrojům ofsetu, viz obr. 7.52 a) a dále tepelné šumy všech připojených rezistorů. Výsledný šum lze vyjádřit vztahem

$$U_{nOUT} = AU_{ne} = A \sqrt{U_n^2 + U_{In+}^2 + U_{In-}^2 + U_{nR1}^2 + U_{nR2}^2 / A^2 + U_{nR3}^2}. \quad (7.24)$$

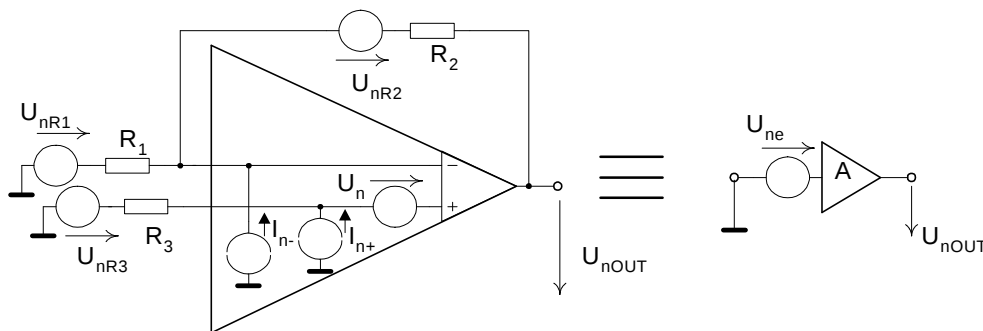
Tepelný šum rezistorů $R_1 - R_3$ odpovídá vztahu (7.23). Proudové zdroje šumu lze vyjádřit jako napět'ové obdobně jako u ofsetu podle rovnic

$$U_{In+} = I_{n+} R_3, \quad U_{In-} = I_{n-} (R_1 // R_2). \quad (7.25)$$

Velmi důležitým faktorem pro velikost šumu je velikost vnitřního odporu zdroje signálu (např. R_3 pro neinvertující zesilovač) popř. velikost dalších odporů na vstupu (R_1 , R_2). Ze vztahu (7.25) vyplývá závislost

$$U_{ne} \approx \sqrt{(I_{n\pm} R)^2 + 4kTBR}, \quad (7.26)$$

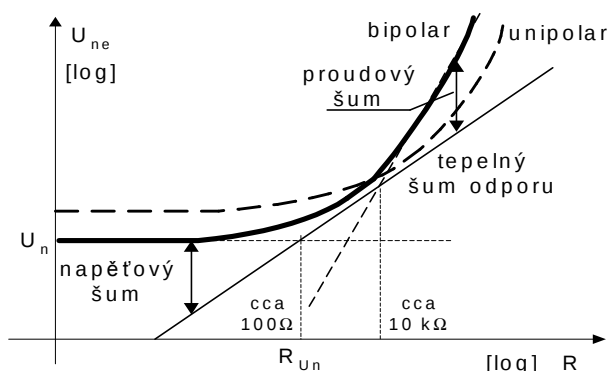
kdy ekvivalentní vstupní šum závisí u proudového šumu přímo na hodnotě odporu těchto rezistorů, kdežto tepelný šum roste jen s odmocninou jejich hodnoty:



Obr. 7.52. Šumový model OZ s napět'ovým a proudovými zdroji šumu (U_n , I_{n+} , I_{n-}).

$$\text{tepelný šum} - U_{ne} \approx \sqrt{R} \quad \text{proudový šum} - U_{ne} \approx R \quad (U_{ne} \approx Z !!!) \quad (7.27)$$

Dále je nutno poukázat na použití zdroje signálu s komplexní vnitřní impedancí. Je známo, že kapacitní resp. induktivní složky této impedance neprodukují tepelný šum. Je ale důležité, že vliv proudového šumu vzrůstá úměrně modulu impedance, takže např. i kapacita některých senzorů (nebo zdrojů signálu s kapacitně oddělenou stejnosměrnou složkou) může zvyšovat pro určité kmitočtové pásmo šum! Efekty vztahů (7.26) s (7.27) názorně ukazují závislost ekvivalentního šumu na hodnotě R , viz obr. 7.53. Zde je závislost tepelného šumu samotného odporu podle (7.26) a dále závislosti ekvivalentního šumu pro unipolární a bipolární vstup OZ. Z nich je zřejmé, že pro nízké hodnoty odporu zdroje přidává OZ k tepelnému šumu zdroje převážně napětový šum, kdežto pro vysoké hodnoty odporu zdroje převažuje lineární nárůst vlivu proudového šumu (7.27). Je zřejmé, že pro nízké hodnoty R je výhodné použití OZ s bipolárním vstupem, kdežto pro vysoké hodnoty odporu přidává méně šumu unipolární vstup. V oblasti středních hodnot R (cca 10 kΩ) je přidaný šum OZ minimální. Míru přidaného šumu vyjadřuje tzv. **šumové číslo zesilovače** jako poměr celkového ekvivalentního šumu k tepelnému šumu zdroje signálu. Je ale zřejmé, že jeho hodnota je proměnná v závislosti na více faktorech, jako jsou odpor zdroje, kmitočet apod.

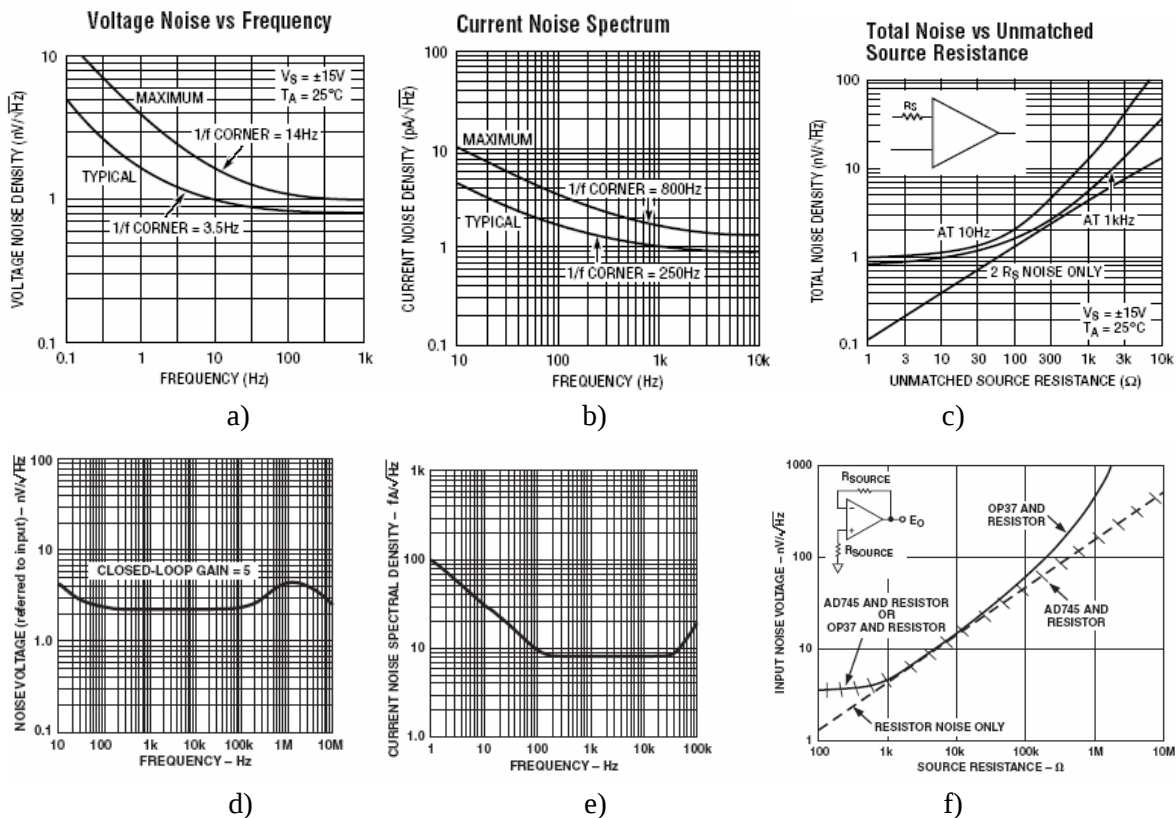


Obr. 7.53. Závislost ekvivalentního šumu na hodnotě odporu zdroje signálu.

Rozbor šumových vlastností je potřebné doplnit také o **kmitočtové závislosti šumových spektrálních hustot**. Ty jsou ukázány na obr. 7.54 pro příklady typických nízkošumových bipolárních a unipolárních OZ – LT1028 a AD745 [I11], [I16]. Na nich je vidět základní vlastnost těchto průběhů, relativně konstantní průběh (bílý šum) pro střední kmitočty a nárůst šumu přibližně se směrnici $1/f$ pro nízké kmitočty (blikavý šum). Z tohoto hlediska lze ofset považovat za limitní případ šumu pro nulový kmitočet. U vysokých kmitočtů může u některých OZ dojít k mírnému zvýšení šumu, jako je tomu u AD 747 (obr. 7.54 d). Je též vhodné porovnat hodnoty proudových a napětových šumů pro oba typy OZ (unipolární a bipolární). Na obr. 7.54 f) výrobce přímo porovnává unipolární AD725 s bipolárním OP37 a ukazuje, že vzhledem k extrémně malému šumovému proudu (cca 10 fA) je nárůst šumu pro vysoké hodnoty odporu prakticky zanedbatelný.

Pro **návrh zesilovače s OZ s ohledem na minimalizaci šumu** lze vyjít z podobných zásad jako při minimalizaci ofsetu. Jako výchozí údaj je nutné vzít vnitřní odpor (nebo i komplexní impedanci!) zdroje signálu. V souladu s diskusí k obr. 7.53 volíme nízkošumový OZ s unipolárním či bipolárním vstupem. Volba dalších odporů (na obr. 7.52 např. R_1 a R_2 , pokud je R_3 odpor zdroje signálu) vede na pokud možno nižší hodnotu R_1 než R_3 pro minimalizaci jejich tepelného šumu a případného proudového šumu. Evidentní je, že nelze provést kompenzaci proudového šumu jako u proudového ofsetu vzhledem k náhodnému charakteru šumových signálů.

Výsledný šum pak lze orientačně spočítat následovně. Ze součtu ekvivalentních šumových zdrojů na vstupu podle (7.25) (a to obvykle v normované hodnotě spektrálních hustot) vyjádříme ekvivalentní spektrální hustotu na vstupu a tu vynásobíme zesílením a odmocninou šířky propustného pásma. Pro nízké kmitočty, kde nelze považovat spektrální hustotu za konstantní, je nutno nahradit prostý součin spektrální hustoty a kmitočtu integrací či zjednodušeným výpočtem odpovídající plochy. To má praktický význam jen pro nízkofrekvenční zesilovače s malou šířkou pásma (cca do 1 kHz), protože při větší šířce pásma je příspěvek z nekonstantní části spektrální hustoty k celému šumu zanedbatelný.



Obr. 7.54. Napěťové a proudové spektrální šumové hustoty a závislosti ekvivalentního šumu na odporu pro bipolární OZ (LT1028 a-c) a unipolární OZ (AD745 d-e).

Poznámka: Je nutno rozlišovat běžnou šířku pásma pro přenos signálu a ekvivalentní šumovou šířku pásma. Ta odpovídá šířce ideální DP, která přeneše stejnou energii šumu. To přináší určité zvýšení šířky v porovnání se signálovou šířkou především pro filtr 1. řádu (asi 1,5x). U filtrů vyšších řádů je již tento rozdíl minimální (pro 2. řád asi 1,1x, pro 3. řád 1,05x).

P7.2 Navrhněte neinvertující zesilovač se zesílením 40 dB a šířkou pásma 100 kHz s minimálním šumem pro zdroj signálu v jedné variantě s $R_i = 10 \Omega$ a v druhé s $R_i = 1 \text{ MW}$. Vypočítejte výsledný dynamický rozsah těchto zesilovačů.

Řešení: Pro $R_i = 10 \Omega$ zvolíme nízkošumový bipolární zesilovač LT1028 (obr. 7.54 a,b), který vyhovuje i z hlediska zesílení a šířky pásma. Pro zesílení 40 dB zvolíme $R_1 = 10 \Omega$ a $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$. Podle (7.24) a (7.25) vypočteme ekvivalentní výstupní napěťovou spektrální hustotu:

$$\begin{aligned}
 e_{nOUT} &= 100e_{ne} = \\
 &= 100\sqrt{(0,8 \times 10^{-9})^2 + (10^{-12} \times 10)^2 + (10^{-12} \times 10)^2 + (10^{-12} \times 1000/100)^2} + 1,6 \times 10^{-20} \times 10 = \\
 &= 100 \times 8,9 \times 10^{-10} = 89 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}} .
 \end{aligned}$$

Vidíme dominantní vliv podílu napěťového šumu OZ, malý příspěvek odporu zdroje a zanedbatelný příspěvek proudových šumů OZ. Výsledné šumové napětí bude pro $B = 100 \text{ kHz}$ (šumová šířka je 150 kHz)

$$U_{nOUT} = 8,9 \times 10^{-8} \times \sqrt{1,5 \times 10^5} = 344 \text{ mV} .$$

Při uvažované maximální výstupní amplitudě 8 V pak dostaneme dynamický rozsah $8V/344\mu V$, což je 23×10^3 (87,3 dB). Dále je zřejmé, že při použití unipolárního OZ by ještě klesl zanedbatelný proudový šum, ale stoupl by dominantní napěťový (a tedy v podstatě výsledný) šum podle typu OZ asi 5x až 10x.

V případě $R_i = 1 \text{ M}\Omega$ zvolíme nízkošumový unipolární zesilovač AD745 (obr. 7.54 d,e). Pro zesílení 40 dB můžeme zvolit i vyšší hodnoty rezistorů ($R_1 = 100 \text{ }\Omega$ a $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$). Z obr. 7.54 c,d odhadneme střední napětovou a proudovou spektrální hustotu a podle (7.24) a (7.25) vypočteme ekvivalentní výstupní napětovou spektrální hustotu:

$$\begin{aligned} e_{nOUT} &= 100e_{ne} = \\ &= 100\sqrt{(2,1 \times 10^{-9})^2 + (10^{-14} \times 10^6)^2 + (10^{-14} \times 10^2)^2 + (10^{-14} \times 10^4 / 10^2)^2 + 1,6 \times 10^{-20} \times 10^6} = \\ &= 100 \times 1,27 \times 10^{-7} \approx 13 \text{ mV} / \sqrt{\text{Hz}} . \end{aligned}$$

Zde je dominantní vliv tepelného šumu vnitřního odporu zdroje, velmi malý příspěvek proudového šumu OZ na odporu zdroje a zanedbatelný příspěvek napětového šumu OZ. Výsledné šumové napětí bude pro šumovou šířku pásma 150 kHz

$$U_{nOUT} = 13 \times 10^{-6} \times \sqrt{1,5 \times 10^5} \approx 5 \text{ mV} .$$

Při uvažované maximální výstupní amplitudě 8 V pak dostaneme dynamický rozsah 8V/5mV, což je 1600 (64 dB). Při použití bipolárního OZ by ještě klesl zanedbatelný napětový šum, ale stoupl by dominantní proudový (a tedy v podstatě výsledný) šum. Pro LT1028 by pak celková spektrální hodnota byla

$$\begin{aligned} e_{nOUT} &= 100e_{ne} = \\ &= 100\sqrt{(0,8 \times 10^{-9})^2 + (10^{-12} \times 10^6)^2 + (10^{-12} \times 10^2)^2 + (10^{-12} \times 10^4 / 10^2)^2 + 1,6 \times 10^{-20} \times 10^6} = \\ &= 100 \times 10^{-6} = 100 \text{ mV} / \sqrt{\text{Hz}} . \end{aligned}$$

Celkové šumové napětí pro uvažovanou šířku pásma je pak 38 mV, což odpovídá dynamickému rozsahu asi 46 dB. Toto podstatné zhoršení dynamického rozsahu má za následek radikální vzrůst proudového šumu na odporu zdroje.

Kromě uvedených reálných vlastností OZ lze najít v katalogových listech i řadu dalších parametrů, jako např. potlačení souhlasného signálu na vstupu, potlačení rušivých signálů z napájecích zdrojů, teplotní vlastnosti apod. Velmi často uvádí výrobci výběr těchto reálných vlastností s ohledem na jejich důležitost podle typu (a tím předpokládané aplikace) OZ (rychlý, přístrojový, nízkošumový, nízkopříkonový atd.), jak bude vysvětleno dále.

7.9.2 Typy OZ a jejich základní zapojení

Typy OZ

Největší část OZ produkuje několik hlavních firem ve světě. Lze uvést např. Analog Devices, Fairchild, Linear Technology, National Semiconductor, Texas Instruments. Přitom jsou v jejich sortimentu uváděny řádově stovky typů OZ. Je to zdánlivě divné, chápeme-li OZ jako univerzální zesilovač. Avšak se snahou o dosažení maximálních reálných parametrů jsou vyvíjeny OZ s určitým speciálním zaměřením, protože jednotlivé požadavky vedou často k protichůdným technologiím výroby (i když pokroky v technologii se dokáží s některými z problémů vypořádat). Výrobci běžně třídí OZ do různých skupin, jako např.:

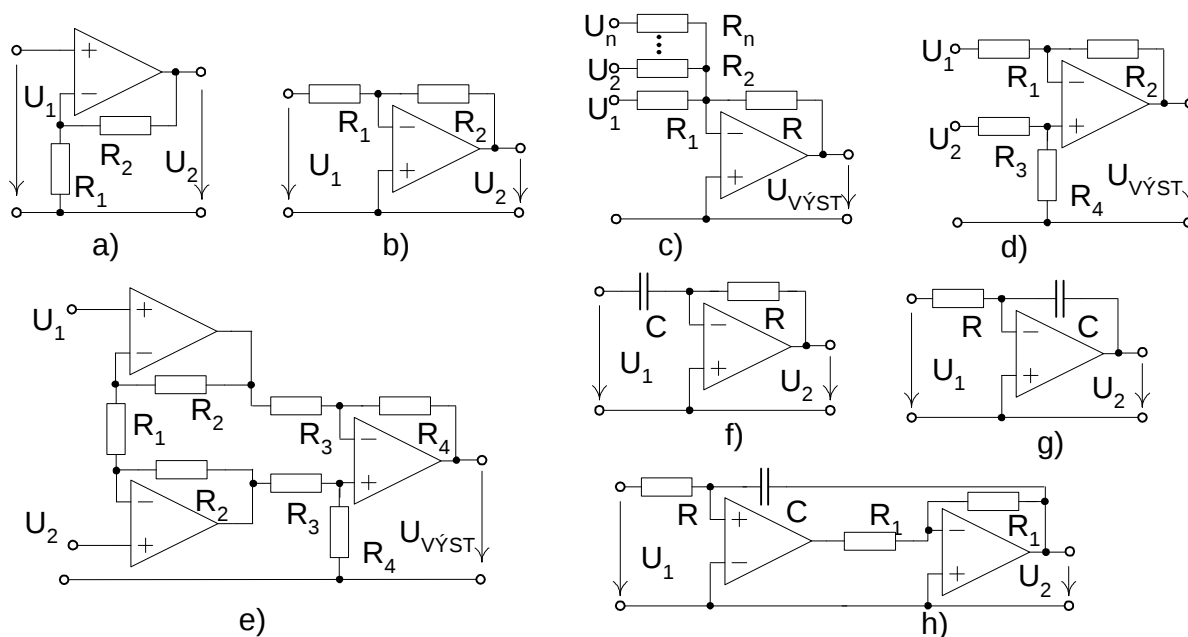
- univerzální (levné, pro běžné méně náročné aplikace, dříve $\mu\text{A}741$, pak řada TL 08X apod.),
- rychlé OZ (s GBW nad 10 MHz, některé až do 1 GHz a s velkou rychlostí přeběhu),
- přesné a přístrojové (velké A_0 , nízký offset, šum a zkreslení),
- nízkopříkonové (tj. i s nízkým napájecím napětím, např. pro bateriové napájení),
- rail-to-rail (s minimálním saturačním napětím, výstup a někdy i vstup pracuje v plném rozsahu napájecího napětí, potřebné obzvláště pro malá napájecí napětí),
- výkonové OZ (pro velký výstupní proud, někdy používány i jako výkonové akustické zesilovače).

Proto konstruktér musí při návrhu aplikace vybrat typ OZ s ohledem na požadované vlastnosti. Dále mimo standardní OZ s různými reálnými vlastnostmi a tzv. **napětovou zpětnou vazbou** pak byly v průběhu let vyvíjeny i **jiné typy integrovaných zesilovačů**:

- Jednak jde o zesilovače založené na jiné konstrukci či odlišné funkci (např. OZ s **proudovou ZV**, zesilovač OTA, Nortonův zesilovač, zesilovače s proudovými výstupy - budou uvedeny dále).
- Dále jsou to zesilovače se speciálním určením (např. tzv. čopované zesilovače s potlačením ofsetu pomocí spínání, zesilovače s řízeným ziskem – napětově, číslicově, oddělovací s galvanickou izolací, integrované zesilovače pro vf - 100 MHz až jednotky GHz, zesilovače pro optoelektronické vysílače a přijímače a pod), či složitější analogové integrované obvody jako aplikace OZ (logaritmické zesilovače, analogové násobičky, obvody pro získání efektivní hodnoty, integrované filtry ARC či ASC a pod).

Základní zapojení obvodů s OZ

OZ se nejčastěji využívají jako nejjednodušší **neinvertující či invertující zesilovače** (obr. 7.55 a,b), jejichž vztahy pro zesílení jsou známy a řešené mj. v kapitole o analýze. Za připomenutí stojí teoreticky nekonečný vstupní odpor neinvertujícího a konečný vstupní odpor s hodnotou R_1 u invertujícího zesilovače. V případě potřeby sumace (s inverzí) více signálů se využívá zapojení z obr. 7.55 c), jehož základem je invertující zesilovač. **Sumace** se zde dosahuje vlivem efektu nulového rozdílového napětí na vstupu OZ, kdy proudy rezistorů R_1 – R_3 odpovídají vstupním napětím a jsou sečteny do proudu rezistoru R . Napětí na něm pak koresponduje záporně vzatému součtu vstupních napětí, násobených koeficienty R/R_n . Pro případ odečítání dvou signálů se používá nejjednodušší **rozdílový zesilovač** z obr. 7.55 d), který je spojením invertujícího zesilovače (vstup U_1) a neinvertujícího zesilovače se vstupním pasivním odporovým děličem R_3 – R_4 . Obvykle se volí shodné hodnoty odporů $R_1=R_3$ a $R_2=R_4$, kdy poměr R_2/R_1 určuje hodnotu zesílení rozdílového signálu. Je nutno podotknout, že nejsou shodné vstupní odpory pro oba vstupy.



Obr 7.55. Aplikační příklady zapojení OZ: a, b) neinvertující a invertující zesilovač, c, d) invertující sumační a diferenční zesilovač, e) „přístrojový“ diferenční zesilovač, f, g) invertující diferenciátor a integrátor, h) neinvertující integrátor s dvěma OZ.

V některých případech potřebujeme diferenční zesilovač s velkým (nekonečným) vstupním odporem. Je známo více zapojení, ale nejvíce se využívá tzv. **přístrojový zesilovač** podle obr. 7.55 e). Zde je před klasický diferenční zesilovač (často se zesílením 1) umístěna dvojice neinvertujících zesilovačů se spojeným rezistorem R_1 . Zesílení je pak

$$U_{VYST}/(U_1 - U_2) = (1 + 2R_2/R_1)(R_4/R_3). \quad (7.28)$$

Těmito zapojeními se nejčastěji realizují nejjednodušší matematické operace, sčítání, odčítání a násobení konstantou. OZ ale už v době svého vzniku byl určen pro realizaci složitějších operací v analogových počítačích. Nejčastěji se využívá principu invertujícího zesilovače, kde dochází

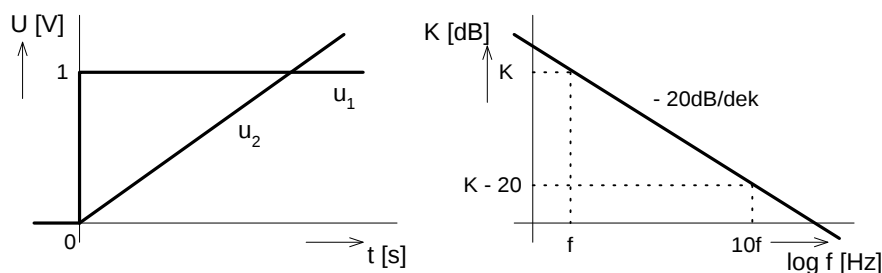
k převodu vstupního napětí na proud přes R_1 a zpětný převod proudu na výstupní napětí přes R_2 . Převodními vztahy pro rezistory je Ohmův zákon. Ovšem použijeme-li prvky s jinými vztahy mezi proudem a napětím, můžeme obdržet jiné funkce. Typickým příkladem je **diferenciátor a integrátor** (obr. f, g), kde se využívá integrálního (či diferenciálního) vztahu mezi napětím a proudem na kapacitoru, což pro invertující integrátor vyjadřuje vztah pro výstupní napětí

$$u_2(t) = -u_C(t) = -\frac{1}{C} \int_{t=0}^t i_C(t) dt + U_{C0} = -\frac{1}{C} \int_{t=0}^t i_R(t) dt + U_{C0} = -\frac{1}{CR} \int_{t=0}^t u_1(t) dt + U_{C0} . \quad (7.29)$$

V Fourierově oblasti má jeho přenosová funkce tvar

$$\frac{U_2(j\omega)}{U_1(j\omega)} = \frac{1}{j\omega T} = \frac{K_i}{j\omega} , \quad (7.30)$$

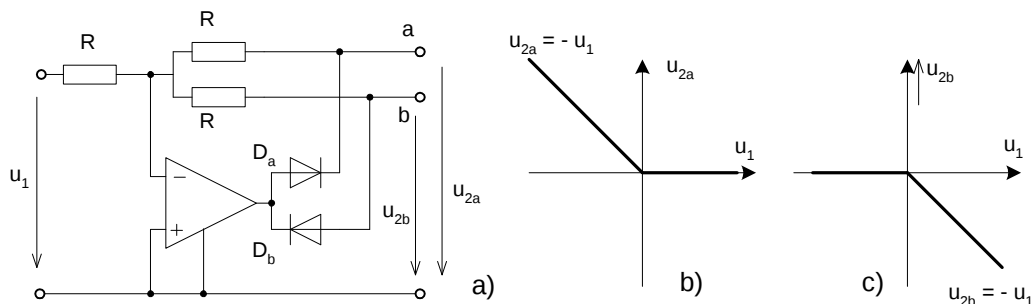
kde $K_i = 1/T = 1/(RC)$, T je integrační konstanta. Ideální přechodová (nulové počáteční podmínky) a frekvenční charakteristika jsou na obr. 7.56. Z nich je zřejmé, že pro nízké kmitočty a stejnosměrný režim je integrátor nestabilní a je proto využíván v rámci složitějších zapojení, která jeho stabilitu zabezpečují, jako jsou např. filtry ARC (kap.6.7.2c) či různé generátory signálů (pilového signálu či RC). Potřebujeme-li neinvertující integrátor, používá se kromě poněkud citlivého zapojení s jedním OZ spíše zapojení s dvěma OZ, kde jsou integrátor a invertor v kaskádě. Protože toto zapojení má zhoršené vlastnosti pro vysoké kmitočty, je výhodnější zapojení podle obr. 7.55 h). Obdobné úvahy a vztahy lze vyjádřit pro diferenciátor. Jeho použití je ale částečně omezeno špatnou stabilitou pro vysoké kmitočty.



Obr 7.56. Přechodová a frekvenční charakteristika ideálního (neinvertujícího) integrátoru.

Další potřebné matematické operace jsou nelineární. Často je využíván obvod absolutní hodnoty, známý pod názvem **dvojcestný operační usměrňovač**. Základním cílem tohoto zapojení je eliminace prahového napětí obyčejného usměrňovače, které značně omezuje jeho dynamický rozsah. Operační usměrňovač (viz obr. 7.57 a) tohoto cíle dosahuje již zmíněným principem eliminace výstupního odporu (diskuse k obr. 7.50). Jeho zpětnovazební smyčka je rozdělena na dvě s dvěma výstupními svorkami (a,b), když každá pracuje pro jednu polaritu napětí výstupu (dáno polaritou diod). Podstatou funkce je, že i při velmi malé hodnotě vstupního signálu (např. +1 mV) bude při shodnosti odporů R na výstupu b hodnota napětí $U_{2b} = -1$ mV, protože záporná zpětná vazba zabezpečí na výstupu OZ takové napětí (cca -0,601V), aby napětí diody bylo kompenzováno, neboť jen v tom případě bude na vstupu OZ nulové napětí (což je i princip, který kompenzuje i výstupní odpor zesilovače). V případě změny polarity vstupního napětí bude na výstupu b nulové napětí, protože zpětnovazební proud poteče druhou smyčkou a odpovídající invertované napětí bude na výstupu a . Toto zapojení nám tedy realizuje dva jednocestné operační usměrňovače s poměrně velkým výstupním odporem. Proto se v praxi obvykle využívá některého z více známých zapojení s dvěma OZ, kdy druhý OZ funguje např. jako diferenční. Odečtením obou charakteristik z obr. b) a c) tak dostaneme charakteristiku dvojcestného usměrňovače (absolutní hodnoty). Různá zapojení lze prakticky hodnotit především podle jejich základní chyby (minimální hodnoty usměrněného napětí, viz např. vliv offsetu) a podle toho, jak se tato chyba zvyšuje s kmitočtem (analogicky s poklesem kompenzace vnitřního odporu OZ s kmitočtem podle obr. 7.50). Navíc se zde projevují nelineární parazitní efekty, kdy při změně polarity musí výstup OZ změnit skokově polaritu kompenzačních napětí diod. Pro tuto skokovou změnu se již projevuje omezená rychlost přeběhu a fakt, že diody mají také své parazitní

kapacity. Proto je problém realizovat dobrý operační usměrňovač pro oblast vysokých kmitočtů nad 1 MHz a prosazují se zde spíše aplikace s proudovými zesilovači.



Obr 7.57. Operační usměrňovač: a) schéma, b, c) převodní charakteristiky.

Mezi další nelineární obvody, realizované na základě OZ, lze zařadit např. **logaritmický a exponenciální zesilovač**. Jejich základní myšlenka je shodná jako u integrátoru, a to využití prvku s vhodným vztahem mezi napětím a proudem na místo jednoho z odporů invertujícího zesilovače. V tomto případě se nabízí použití diody, jejíž vztah mezi proudem a napětím lze uvažovat jako exponenciální:

$$i_d = I_0 \cdot (e^{u_d/U_T} - 1). \quad (7.31)$$

Postupem, analogickým s (7.29), bychom dospěli k logaritmickému převodu napětí. Je ale pravdou, že reálné vlastnosti (především dynamický rozsah a teplotní stabilita) takového zapojení nejsou příliš dobré. Proto se používají složitější zapojení v integrované podobě (lepší teplotní kompenzace). Obdobné poznatky platí i pro realizaci dalších složitějších matematických funkcí, jako jsou např. analogové násobení a dělení, obvod převodu na efektivní hodnotu apod. Proto se tyto obvody dnes již téměř výhradně používají jako speciální integrované obvody a nabízí je většina výrobců analogových obvodů.

Mimo tyto klasické aplikace OZ jako různé formy zesilovačů či speciálních obvodů se setkáváme s další širokou škálou aplikací v rámci různých elektronických obvodů. Zde lze uvést alespoň pro přehled např. filtry ARC, různé typy oscilátorů a generátorů signálů, převodníků (U - I , I - U , U - f , f - U) atd.

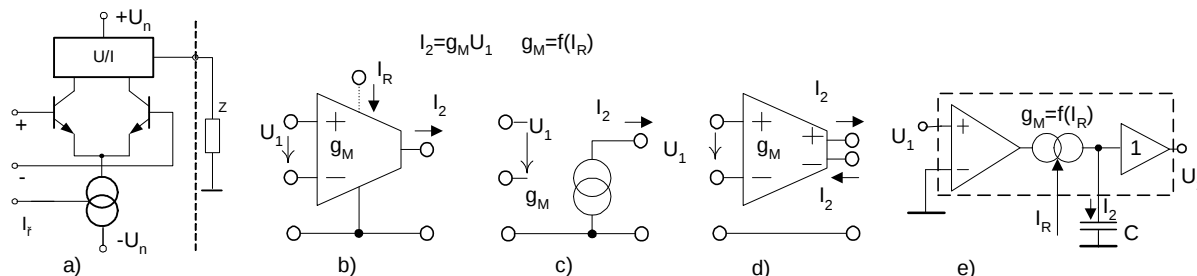
7.9.3 Integrované zesilovače s řízenými proudovými zdroji

Jak již bylo v předchozím textu naznačeno, klasický OZ s napěťovou zpětnou vazbou obvykle chápeme a modelujeme jako napětím řízený zdroj napětí s nulovým výstupním odporem. V rámci hledání zesilovačích obvodových struktur, jež by zlepšily vlastnosti klasických OZ, byly v průběhu doby vytvořeny jiné typy integrovaných zesilovačů, které mají charakter spíše **proudových zdrojů**. Jsou to především

- transkonduktanční zesilovače (OTA, např. LM 13700),
- speciální bloky (např. proudové konvejory – především CCII),
- operační zesilovače s proudovou zpětnou vazbou (nové typy OZ pro oblasti vysokých kmitočtů, některé označované jako transimpedanční, např. AD844).

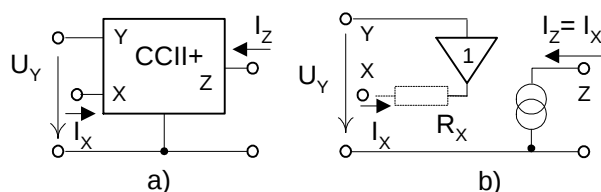
Nejjednodušším aktivním prvkem, který můžeme uvažovat jako napětím či proudem řízený zdroj proudu, je jednostupňový tranzistorový zesilovač. Obvykle jej však zapojujeme jako zesilovač napětí, který můžeme chápat jako zesilovač s podstatně horšími vlastnostmi než OZ. Výhodnějším integrovaným zesilovačem, který je již řadu let dostupný a používaný, je **transkonduktanční zesilovač (OTA)**. Je to vlastně ideální zdroj proudu řízený napětím. Obvodově je realizován se vstupním diferenčním zesilovačem (obr. 7.58 a, obdobně jako OZ na obr. 7.47 a), ale navazující stupeň je výstupní a lze jej chápat jako zdroj proudu řízený napětím s konečnou hodnotou převodní strmosti (transkonduktancí) g_m s rozměrem vodivosti, kterou je možno řídit vnějším proudem I_R (či napětím). Schématická značka a model varianty s uzemněným výstupem je na obr. 7.58 b, c), varianta

s plovoucím (diferenčním) výstupem (BOTA) je na obr. 7.58 d). Jako příklad lze uvést populární obvod LM 13700 (OTA s výstupním napěťovým sledovačem), který je využitelný např. pro realizaci napětím řízených (laděných) zesilovačů, filtrů ARC a pod. Na obr. 7.58 e) je v zapojení řízeného neinvertujícího integrátoru. Výhoda možnosti řízení g_M v širším rozmezí je zaplácena určitým omezením dynamického rozsahu přenosu (zvyšuje se zkreslení a šum). V posledních letech jsou používané integrované OTA-C integrované filtry pro pásma vysokých kmitočtů, ovšem jejich určitou nevýhodou je dříve zmíněný omezený dynamický rozsah.



Obr. 7.58. Transkonduktanční (OTA) zesilovač: a) obvodový princip, b) OTA s uzemněným výstupem, c) jeho model, d) s plovoucím výstupem, d) řízený OTA zesilovač s oddělovacím zesilovačem (LM 13700) v zapojení jako neinvertující integrátor.

Řízený zdroj proudu obsahují i **proudové konvejory** (používaná je anglická zkratka – CC) . Jsou to speciální trojbrany s řídicím proudem I_X . V současnosti existuje větší počet jejich **obvodových variant, které se rozlišují podle generací (1 až 3 podle funkce svorky Y) a polarity řízení**

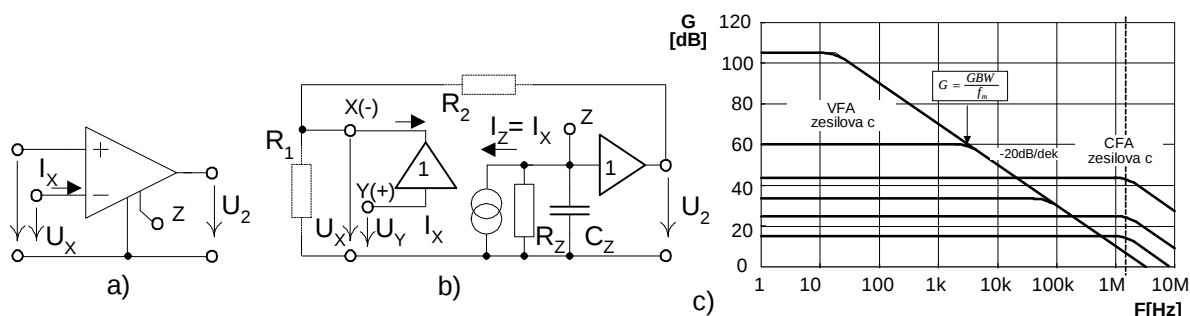


Obr. 7.59. Proudový konvektor 2. generace CCII+: a) schématická značka, b) model.

výstupního proudu I_Z . Nejvíce se dnes využívá proudový konvektor 2. generace (CCII+). Ten byl zkušebně vyráběn, ale v praxi se příliš neprosadil. Na obr. 7.59 je schématická značka a model CCII+, který je vytvořen z ideálního jednotkového zesilovače a proudového sledovače. Z něj je zřejmá funkce, kdy jednotkový zesilovač udržuje nulové napětí mezi vstupními svorkami (za předpokladu nulového výstupního odporu R_X ,

ve skutečnosti je jeho reálná hodnota nenulová) a výstupní proud sleduje s koeficientem 1 proud svorky X. Lze si jej představit také jako jednu z variant ideálního tranzistoru (Y – báze, X – emitor, Z – kolektor). Metody popisu a analýzy jsou uvedeny např. v [3].

Z koncepce CCII+ vychází většina **transimpedančních zesilovačů (TIA)**, chápé se jako zdroj napětí řízený proudem, proto transimpedance). Jeho model je uveden na obr. 7.60. V podstatě je to CCII+ doplněný o napěťový sledovač. S použitím obvyklých zpětnovazebních odporů se chová obdobně jako klasický operační zesilovač. Vyrábí se buď ve variantě s vyvedenou svorkou Z, která umožňuje připojením kapacitoru realizaci bezetrátového integrátoru (např. AD 844 [I16]), nebo ve variantě bez vyvedené této svorky. Důvodem vynechání svorky Z je snaha o minimalizaci parazitní kapacity C_Z . Hlavním motivem výrobců byla možnost realizace **OZ s proudovou zpětnou vazbou**, který se označuje též jako **CFA** – Current Feedback Amplifier (oproti běžnému OZ s napěťovou ZV, označovanému jako **VFA**). Obvodová realizace umožňuje použít proudové zdroje (nabíjející kapacitu C_Z), které dosahují podstatně větších proudů než u klasických OZ a tudíž mají podstatně **vyšší rychlost přeběhu** než běžné OZ s napěťovou zpětnou vazbou. Proudová ZV pak umožňuje dosáhnout širší přenosové pásma. To je ukázáno na obr. 7.60 c), kde je porovnání modulových kmitočtových charakteristik. Poněkud překvapivě u CFA (v porovnání s VFA) nedochází k poklesu mezního kmitočtu se zvyšováním nastaveného zesílení.



Obr. 7.60. Transimpedanční zesilovač: a) schématická značka, b) model s rezistory R_1 a R_2 jako neinvertující zesilovač ($U_1=U_X$), c) porovnání kmitočtových charakteristik s klasickým OZ (VFA).

Tento jev lze objasnit analýzou přenosu modulů obou typů OZ. Provedeme-li analýzu přenosu neinvertujícího zesilovače s CFA podle obr. 7.60 b), dostaneme vztah pro dolní propust 1. řádu

$$K_U = \frac{\frac{1}{C_Z} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}{p + \frac{1}{C_Z} \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_Z} \right)}, \quad (7.32)$$

kde je zřejmé, že mezní kmitočet kromě C_Z ovlivňují R_2 a R_Z . Přenos tak lze ovlivňovat volbou hodnoty R_1 beze změny mezního kmitočtu, což odpovídá průběhům pro CFA na obr. 7.60 c). Oproti tomu analýzou klasického VFA (model podle obr. 7.49 a), když uvažujeme realizaci neinvertujícího zesilovače s odpory R_1 a R_2 obdobně jako u CFA, dostaneme přenosovou funkci ve tvaru

$$K_U = \frac{\frac{1}{CR}}{p + \frac{R_1}{CR(R_1 + R_2)}}. \quad (7.33)$$

Zde je zřejmé, že pomocí volby hodnot rezistorů R_1 nebo R_2 nelze měnit hodnotu přenosu pro nízké kmitočty beze změny hodnoty mezního kmitočtu, což odpovídá poznatkům o přenosu VFA.

Uvedené závěry je nutno doplnit dalšími poznatky. Jednak zmíněná kmitočtová nezávislost nastavení přenosu u CFA vyplývá z proudové zpětné vazby (R_2 ovlivňuje přímo vstup proudově řízeného zdroje proudu). Dále poznamenejme, že u reálných CFA se projevuje nenulový výstupní odpor R_X vstupního napěťového sledovače (obr. 7.59 b) částečným snižováním mezního kmitočtu pro vyšší zisk zesilovače. Volba hodnoty R_2 dosti ovlivňuje stabilitu zesilovače a jeho hodnota je obvykle výrobcem doporučena. K omezujícím vlastnostem patří i nižší stabilita zesilovače pro kapacitní zátěž (proto nejsou obvykle příliš vhodné např. pro realizaci aktivních filtrů RC) a větší proudový šum.

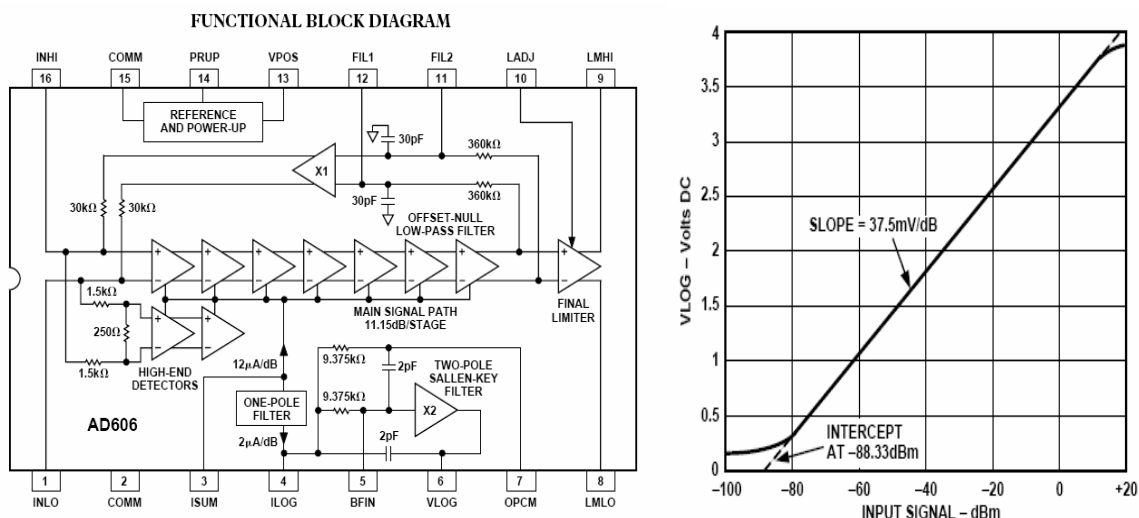
7.9.4 Speciální integrované zesilovače a obvody s OZ

V předchozím textu byla též zmíněna další skupina integrovaných zesilovačů, u nichž je většinou požadována nějaká speciálnější funkce než běžné zesílení signálu. Jde o případy s tak často požadovanou variantou, kde se vyplatí integrovaná výroba. Ta přináší obvykle i vyšší kvalitu než obdobná realizace s diskretních prvků.

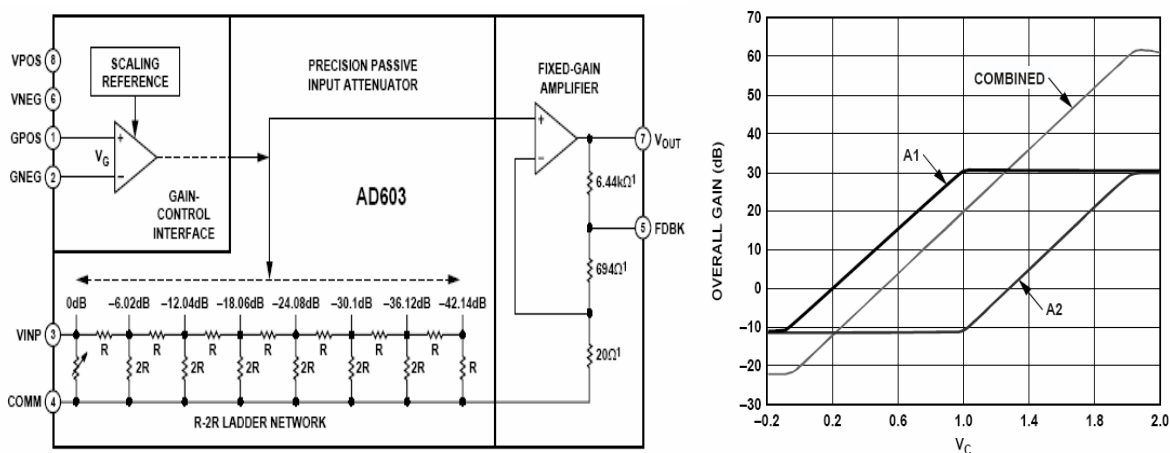
Jedním z takových příkladů jsou **logaritmické zesilovače** s velkou šířkou pásma a velkým dynamickým rozsahem. Toho nelze dosáhnout klasickým přístupem s použitím diody ve zpětné vazbě (viz diskuse ke vztahu 7.31), a proto výrobci nabízí jiná řešení, viz např. obvod AD606 [I16] s šířkou pásma 50 MHz a dynamickým rozsahem 90 dB, viz obr. 7.61 a), kde je využita tzv. 9-tistupňová postupná detekční technika. Dosažená převodní charakteristika je ukázána na obr. 7.61 b).

Dalším příkladem jsou **zesilovače s napěťově řízeným ziskem**. Cesta přes využití řízených OTA zesilovačů (viz předchozí kapitola) má poměrně omezený dynamický rozsah. Oproti tomu obvod AD603 [I16] (obr. 7.62) dosahuje rozsah řízení 40 dB či v kaskádě 80 dB pro pásmo do 90 MHz s chybou řízení 0,5 dB pro kmitočet 10 MHz, napětovou šumovou spektrální hustotou 1,3 nV/√Hz a

maximální výstupní napětí ± 3 V, což je nesrovnatelně vyšší dynamický rozsah než jakého se dosahuje pro OTA zesilovače.



Obr. 7.61. Logaritmický zesilovač AD606: a) blokové schéma, b) převodní charakteristika.



Obr. 7.62. Napětově řízený zesilovač AD603: a) blokové schéma, b) řídicí charakteristika.

V popisu reálných vlastností byl popsán problém offsetu pro stejnosměrné zesilovače s větším ziskem. To řeší výrobci konstrukcí speciálního **OZ s automatickým nulováním offsetu** pomocí běžné techniky automatického nulování či tzv. chopper-techniky. Jejich princip spočívá v použití přepínačů, kdy v jedné fázi sepnutí snímají pouze chybový offset a v druhé fázi odečítají tento chybový signál od zesíleného užitečného signálu s chybou offsetu. Jejich nevýhodou je zvýšení šumu pro pásmo, odpovídající kmitočtu spínání, či omezení pásma pod tento spínací kmitočet. Tento problém řeší zesilovač AD8571, který dosahuje eliminaci offsetu na úroveň $1 \mu\text{V}$ při možnosti použití plné šířky pásma ($\text{GBW}=1 \text{ MHz}$) technikou rozptřeni spínaného šumu do celého kmitočtového spektra. Funkce tohoto OZ pro obě spínací fáze je ukázána na obr. 7.63. Pro vysvětlení je nutno uvést, že jsou zde použity dva stejné zesilovače se základním zesílením $A_A = A_B$ a pomocným vstupem se zesílením $B_A = B_B$. V nulovací fázi je na výstupu zesilovače A jeho offsetové napětí potlačeno přenosem B_A :

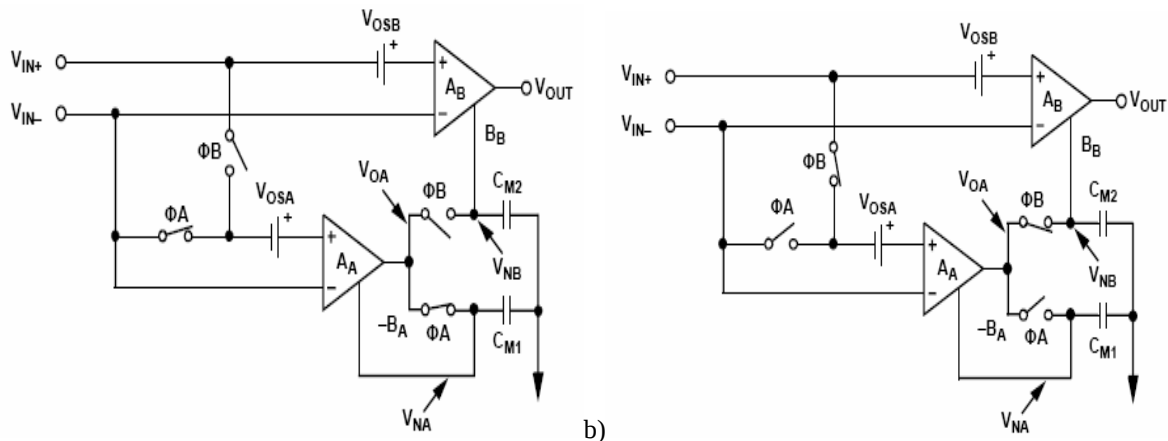
$$V_{OA} = \frac{A_A V_{OSA}}{1 + B_A} \quad (7.34)$$

V druhé fázi je na jeho výstupu zesílené vstupní napětí sníženo o potlačení jeho offsetového napětí (zapamatované kompenzační napětí na C_{M1}) (7.35). Na výstupu celého zesilovače je pak výstupní napětí podle (7.36). To lze po vhodných úpravách a za předpokladu $A_A = A_B = A$ a $B_A = B_B = B$ upravit do tvaru (7.37), kdy offsetové napětí obou zesilovačů je zesíleno Bkrát méně než vstupní signál.

$$V_{OA} = A_A \left(V_{IN} + \frac{V_{OSA}}{1 + B_A} \right), \quad (7.35)$$

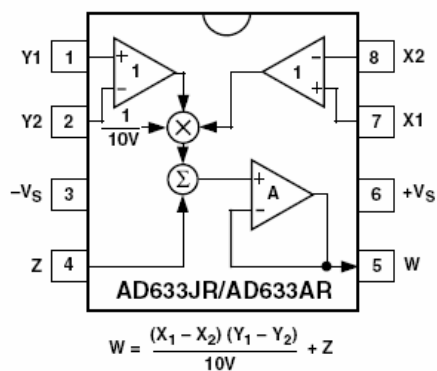
$$V_{OUT} = A_B (V_{IN} + V_{OSB}) + B_B V_{OA}, \quad (7.36)$$

$$V_{OUT} = V_{IN} AB + A(V_{OSA} + V_{OSB}). \quad (7.37)$$



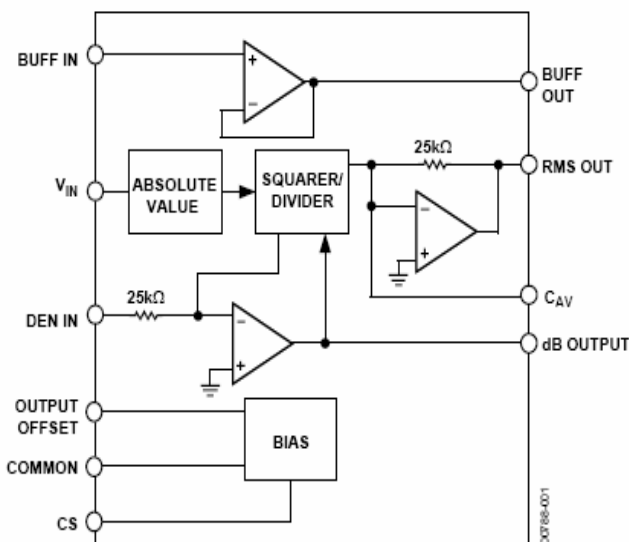
Obr. 7.63. OZ s potlačeným ofsetem AD8571: a) fáze nulování, b) fáze zesílení.

Příkladem složitějších funkcí jsou tzv. analogové násobičky. Na obr. 7.64 a) je blokové schéma obvodu AD633 i s odpovídajícím matematickým vztahem vstupních veličin X , Y , Z a výstupní veličiny W pro čtyřkvadrantové násobení. Obdobný obvod AD637 (obr. 7.64 b) umožňuje získat skutečnou efektivní hodnotu vstupního signálu pomocí zapojení pro druhou odmocninu (např. pro měření neharmonických veličin).



a)

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



b)

Obr. 7.64. a) Analogová čtyřkvadrantová násobička AD633, b) obvod efektivní hodnoty AD637.

Mimo tyto uvedené příklady lze uvést mnohé další speciální obvody, nabízené výrobcí. Jsou to např. různé číslicově řízené zesilovače, oddělovací zesilovače s galvanickou izolací, zesilovače pro optoelektronické vysílače a přijímače (též se označují jako TIA), či složitější analogové integrované aplikace OZ jako integrované filtry ARC či ASC a pod.

8 OSCILÁTORY

8.1 KLASIFIKACE A VLASTNOSTI GENERÁTORŮ SIGNÁLŮ A OSCILÁTORŮ

Před vlastním rozbořem principu a vlastností oscilátorů je vhodné se zorientovat v celé problematice generátorů signálů. Podle **typů generovaných signálů** je lze klasifikovat následovně:

- generátory harmonických signálů (oscilátory),
- generátory neharmonických signálů (obecný obdélníkový signál, pilový signál, lichoběžníkové signály a pod.),
- generátory se speciálními průběhy (šumové, s libovolně definovanými průběhy),
- generátory číslicových signálů (obdélníkové signály s velikostí impulsů odpovídající logickým obvodům a případnými speciálními průběhy – např. konečné sekvence impulsů odpovídající požadovaným binárním číslicům).

Základní vlastnosti většiny typů generátorů signálů lze shrnout do těchto skupin:

Kmitočtové vlastnosti:

- kmitočtové pásmo a nastavitelnost kmitočtu (nf, vf, širokopásmové, úzkopásmové, neladitelné, laditelné – spojitě či diskrétně),
- stabilita kmitočtu $\Delta f_0/f_0$ (okamžitá, dlouhodobá...) a její teplotní závislosti.

Amplitudové a impedanční vlastnosti:

- velikost a nastavitelnost amplitudy,
- stabilita amplitudy,
- výstupní impedance a výkon.

Kvalita tvaru výstupního signálu:

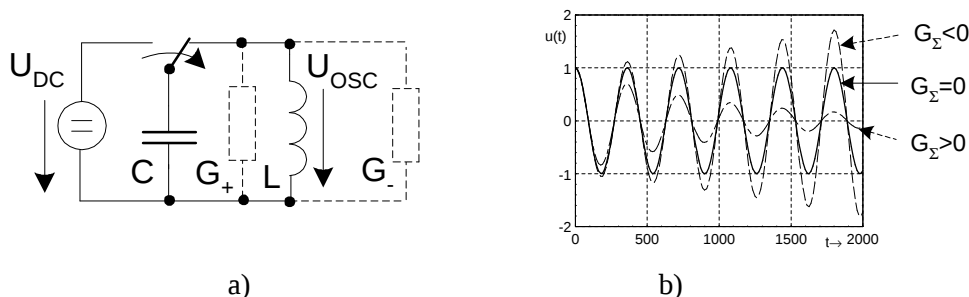
- u harmonického signálu harmonické zkreslení a čistota spektra, u obdélníkových signálů doby náběžných hran, u pilového signálu linearita a pod.

Oscilátory jako zdroje harmonického signálu lze **realizovat více způsoby**. O výběru rozhodují především tato hlediska: kmitočtové pásmo, laditelnost (spojitá, diskrétní), stabilita kmitočtu, čistota spektra a harmonické zkreslení, popř. možnost přímých modulací generovaného harmonického signálu. Tyto vlastnosti jsou obvykle nejvýrazněji ovlivněny vlastnostmi zpětnovazebního článku **B** (obr. 8.3a). S ohledem na tato kritéria a způsoby realizace zpětnovazebních článků se používají nejvíce tyto **typy realizací oscilátorů**:

- klasické **zpětnovazební RC** (dobře laditelné v kmitočtovém pásmu cca 10 Hz – 10 MHz, stabilita kmitočtu cca 10^{-3} až 10^{-4} , zkreslení 1% až 0,001%),
- klasické **zpětnovazební LC** (dobře laditelné v kmitočtovém pásmu 100 kHz – 300 MHz, při mikrovlnné realizaci i jednotky GHz, stabilita kmitočtu cca 10^{-3} až 10^{-4} , zkreslení 1% až 0,1%),
- klasické **zpětnovazební krystalové** (prakticky neladitelné, vyráběné v odpovídajících kmitočtových pásmech od 10 kHz do 100 MHz, stabilita kmitočtu cca 10^{-6} i lepší, zkreslení 1% až 0,1%),
- **tvarové generátory** pilového signálu s převodem na harmonický signál (dobře laditelné v kmitočtovém pásmu cca 0,01 Hz – 10 MHz, stabilita cca 10^{-3} , zkreslení 1%),
- oscilátory **s fázovým závěsem** (diskrétně laditelné, použitelné v kmitočtových pásmech cca 1 k Hz – 1 GHz, stabilita kmitočtu cca 10^{-6} , zkreslení 1% až 0,1%),
- **přímá digitální syntéza DDS** (diskrétně laditelné s velmi jemným krokem v kmitočtovém pásmu cca 0,001 Hz – 100 MHz), stabilita kmitočtu cca 10^{-6} , zkreslení dáno počtem bitů převodníku AD (10 – 14 bitů, asi 0,3% až 0,01%).

8.2 PRINCIP FUNKCE OSCILÁTORU SE ZÁPORNÝM ODPOREM

V současnosti je tento princip aplikován pro návrh a konstrukci oscilátorů výjimečně, je však názorný z hlediska pochopení energetické funkce oscilátoru. Vycházíme ze základních vlastností rezonačního obvodu LC, který po vhodném vybuzení (např. nabitý kapacitor připojíme k induktoru, viz obr. 8.1) vytváří napěťovou a proudovou odezvu ve formě harmonických signálů jakožto obecného řešení diferenciální rovnice 2. řádu, viz kapitola 5 a učební látka předmětu Základy elektrotechniky.

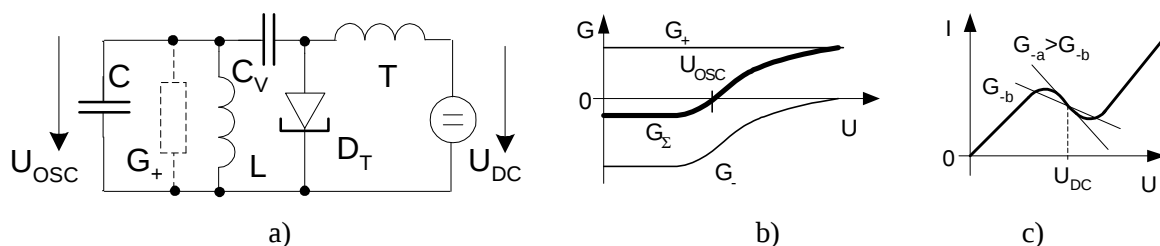


Obr. 8.1. Základní princip harmonického oscilátoru: a) zapojení, b) časové průběhy pro celkové $G_{\Sigma} < 0$ (rostoucí), $G_{\Sigma} = 0$ (ustálený) a $G_{\Sigma} > 0$ (tlumený).

Důležitým předpokladem netlumené odezvy s čistým harmonickým průběhem jsou **nulové ztráty** v rezonančním obvodu (nulová hodnota G_+ v obr. 8.1). Reálné rezonační obvody jsou vždy ztrátové, což způsobují jak samotné ztráty v reálných prvcích L a C , tak i vnější tlumení, vzniklé připojením oscilátoru jako zdroje signálu k dalším obvodům. Všechny tyto ztráty, reprezentované ve schématu ztrátovou vodivostí G_+ , způsobují vznik tlumené harmonické odezvy.

Pro vznik netlumené odezvy musíme energeticky vykompenzovat reálné ztráty, což je možné díky použití připojení vodivosti G_- se zápornou hodnotou. Ta vždy reprezentuje zdroj energie. Pro správnou funkci oscilátoru je vždy nutné, aby absolutní hodnoty obou vodivostí byly přesně shodné, protože jen v tom případě bude odezvou obvodu ustálený harmonický signál.

Uvedenou **podmínku absolutní shody hodnot G_+ a G_-** ($G_{\Sigma} = G_+ + G_- = 0$) nelze v praxi zabezpečit jiným způsobem než automatickým regulačním procesem, který stabilizuje určitou hodnotu výstupního napětí. Ukažme si to na realizaci oscilátoru s tunelovou diodou, která byla v historii často využívána. Dioda je z hlediska střídavého signálu připojena paralelně k rezonančnímu obvodu. C_v je oddělovací kondenzátor pro zamezení stejnosměrného zkratu diody cívkou, který má pro oscilační kmitočet minimální impedanci. Aby dioda představovala pro rezonanční obvod zápornou vodivost, je zabezpečen stejnosměrným zdrojem vhodný pracovní bod diody a tlumivkou T je zamezen střídavý zkrat rezonančního obvodu napájecím zdrojem..



Obr. 8.2. Oscilátor s tunelovou diodou: a) zapojení, b) závislost G_+ , G_- a G_{Σ} na velikosti napětí, c) A-V charakteristika tunelové diody a ekvivalentní záporná vodivost pro malý signál (G_a) a pro velký signál (G_b).

Automatická regulace a stabilizace amplitudy výstupního napětí je zabezpečena následovně. Pro malý signál je ekvivalentní záporná vodivost tunelové diody v absolutní hodnotě větší než tlumivá vodivost obvodu LC. Díky tomu se rozběhnou oscilace jako odtlumený harmonický děj s narůstající amplitudou. Poté, co amplituda harmonického napětí na diodě překročí meze lineární záporné části AV charakteristiky, dojde k omezení a zkreslení proudu. Vzhledem k selektivitě obvodu se projeví jen první harmonická složka proudu, která se též zmenší. Tím dojde k poklesu hodnoty ekvivalentní záporné vodivosti pro 1. harmonickou složku a amplituda harmonického průběhu se

ustálí pro takové napětí U_{OSC} , kdy bude ekvivalentní záporná vodivost přesně kompenzovat tlumící kladnou vodivost. Při každém narušení tohoto stavu, například snížením amplitudy, se zase adekvátně zvýší hodnota záporné vodivosti, což povede ke zvýšení amplitudy na rovnovážný stav. Analogický děj proběhne při nějakém vybuzení vyšší amplitudy nad rovnovážný stav.

Dále je možno poznamenat, že záporná vodivost je energetickým zdrojem, který v tomto případě funguje ne úkor energie stejnosměrného napájecího obvodu. Existuje i mnoho dalších způsobů realizace záporného odporu (obvykle jako zapojení s tranzistory či OZ), kde je energetická bilance zabezpečena stejnosměrným napájecím zdrojem. Všechny tyto realizace záporné vodivosti či odporu jsou ohraničené (obvykle napájecím napětím), kdy AV charakteristika pro vyšší napětí či proud přechází v kladnou směrnici a vytváří tak nelinearitu typu S či N. Dále je možno konstatovat, že tyto záporné vodivosti či odpory je možno nalézt i v jiných zapojeních oscilátorů, které jsou navrhovány např. jako zpětnovazební.

8.3 PRINCIP FUNKCE ZPĚTNOVAZEBNÍHO OSCILÁTORU

Teorie zpětnovazebních oscilátorů vychází z poznatků o zpětné vazbě v zesilovačích (kap. 7.3), kde při uspořádání zesilovače (přenos **A**) se zpětnovazebním obvodem (přenosem **B**) v kladné zpětné vazbě se celkový obvod za podmínky

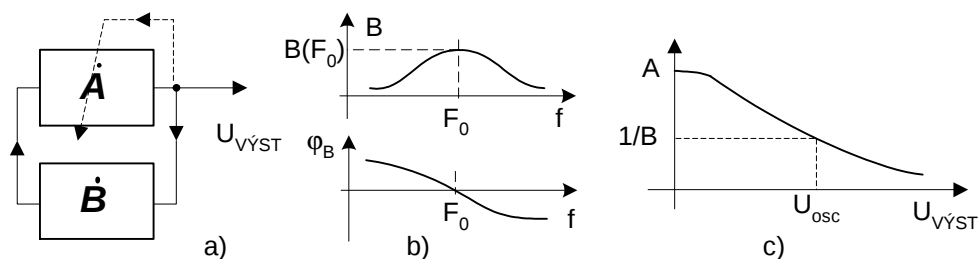
$$\dot{A} \cdot B = 1 \quad (8.1)$$

dostane na mez stability. Má-li zpětnovazební obvod přenosovou funkci minimálně 2. řádu, může mez stability reprezentovat ustálený harmonický signál. Uvedenou komplexní podmínku kladné zpětné vazby (8.1) je vhodné rozložit na část „amplitudovou“ a „fázovou“:

$$A \cdot B = 1, \quad (8.2)$$

$$j_A + j_B = 0 + k \cdot 2p. \quad (8.3)$$

Nyní můžeme diskutovat možnosti a dopady splnění těchto rovnic. Jednodušší je diskuse splnění **fázové podmínky** (8.3). V případě $\varphi_A = 0$ (neinvertující širokopásmový zesilovač) musí pro zpětnovazební obvod být splněna podmínka $\varphi_B = 0$ pouze pro jediný kmitočet. Ze základních filtrů 2. řádu tuto podmínku splňuje pouze filtr typu pásmová propust (viz kap. 6.2.2), a to pro rezonační kmitočet F_0 . Proto je na základě této fázové podmínky určen oscilační kmitočet, který je roven kmitočtu F_0 zpětnovazebního článku.



Obr. 8.3. Zpětnovazební oscilátor: a) blokové schéma, b) modulová a fázová charakteristika selektivního bloku B, c) závislost modulu přenosu A na velikosti napětí (splnění amplitudové podmínky).

V případě použití invertujícího zesilovače je nutno použít další invertor (realizovaný např. pomocí transformátoru), nebo filtr vyššího (např. třetího) řádu, popř. fázovací obvod 2. řádu, které definují fázový posuv o 180° pro jediný kmitočet.

Složitější je **zabezpečení amplitudové podmínky** (8.2) modulů přenosů A a B pro oscilační kmitočet F_0 . Vzhledem k jednoduššímu nastavování přenosu zesilovačů je vhodné vyjít z přenosu zpětnovazebního článku $B(F_0)$ a vypočítat požadovanou hodnotu přenosu zesilovače:

$$A = 1 / B(F_0) \quad (8.4)$$

Tuto hodnotu lze pak u zesilovače nastavit. Obtížné je ale **zabezpečení absolutní přesnosti amplitudové podmínky**, která je nutná pro dosažení ustáleného harmonického stavu. Jde tu o analogický problém s výše diskutovaným problémem absolutně shodných velikostí záporné a kladné

vodivosti. Obdobné je i řešení tohoto problému, kdy splnění amplitudové podmínky je nutno zabezpečit automatickou regulací závislosti zesílení na amplitudě (obr. 8.3b). Zpočátku je pro malou amplitudu signálu zesílení A větší než požadovaná hodnota $1/B$. Amplitudová podmínka je překročena, a proto dochází k nárůstu amplitudy napětí až do té meze, které odpovídá zesílení o hodnotě $A=1/B$. Zde se nárůst napětí zastaví a oscilátor pracuje s ustáleným harmonickým signálem. Jakékoliv vychýlení z této rovnovážné hodnoty, např. vnějším zásahem, je automaticky opět dorovnáno do stavu přesného splnění amplitudové podmínky.

Důležitým problémem je způsob realizace řízení zesílení zesilovače v závislosti na výstupním napětí. Konkrétní realizace může být různá, ale v podstatě bude záviset na obvodovém řešení zpětnovazebního článku (RC, LC popř. ARC), jak bude ukázáno dále.

Lze tedy říci, že **fázová podmínka (8.3) určuje kmitočet oscilací a amplitudová podmínka (8.2) spolu s regulačním obvodem určuje amplitudu výstupního napětí oscilátoru.**

8.4 OSCILÁTORY RC

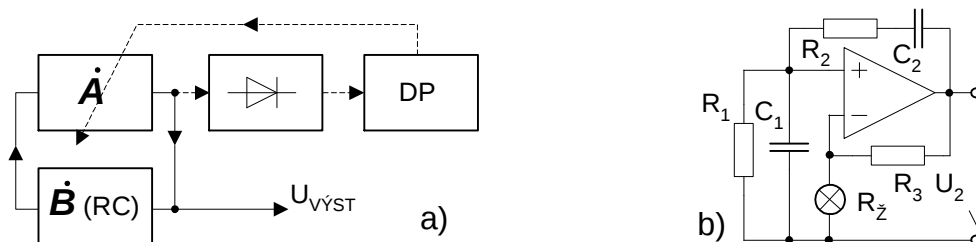
Základní princip oscilátorů RC vychází z obecného zpětnovazebního schématu podle obr. 8.3a. Jeho princip funkce lze vysvětlit pomocí upřesněného blokového schématu z obr. 8.4a. Blok s komplexním přenosem A je obvykle realizován jako řízený zesilovač (lineární, kmitočtově nezávislý, neinvertující s fázovým posuvem 0° nebo invertující s fází 180°). Pro druhý blok s komplexním přenosem B se obvykle používá pásmová propust RC. Tyto dva bloky po spojení do smyčky splňují **komplexní oscilační podmínku** ve tvaru $\dot{A} \cdot \dot{B} = 1$, kterou lze rozložit na amplitudovou a fázovou podmínku.

Specifický je způsob **zabezpečení amplitudové podmínky**, kde je nutno použít detektor amplitudy a filtr typu DP, jehož výstupní signál (úměrný amplitudě oscilací) řídí přenos zesilovače pro splnění amplitudové podmínky ($A \cdot B = 1$). Filtr typu DP, z jehož výstupu jde regulační signál, musí mít velmi nízký mezní kmitočet (asi $100 \times$ nižší než F_0), aby zesilovač byl řízený „pomalu“ a choval se z hlediska periody oscilačního signálu **jako lineární**. Zkreslení signálu v případě jeho nelineární funkce totiž nelze podstatně snížit filtrací v selektivním bloku B , protože filtr RC má malou hodnotu Q a tudíž malou selektivitu. Nízký mezní kmitočet DP neumožňuje použití běžných oscilátorů RC pro kmitočtové pásmo pod 10 Hz , protože potřebné snížení mezního kmitočtu filtru DP by neúnosně prodloužilo dobu ustálení amplitudy.

Jednoduchým příkladem je často používaný oscilátor RC s Wienovým článkem (viz obr. 8.4b). Přenos filtru typu PP s Wienovým článkem lze vypočítat běžnou analýzou:

$$\dot{B} = \frac{p \frac{1}{R_2 C_1}}{p^2 + p \frac{R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2}{R_1 R_2 C_1 C_2} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \quad B(F_0) = \frac{1}{3} \Big|_{R_1=R_2, C_1=C_2}, \quad j(F_0) = 0 \quad (8.5)$$

Potřebné zesílení zesilovače pak vyjádříme podle (8.4) $A = 1/B(F_0) = 3$. Klasický způsob zabezpečení amplitudové podmínky je realizován žárovkou. Ta funguje jako blok regulace: - detekuje amplitudu (podle velikosti se žhaví), funguje jako DP (je setrvačná) a řídí zesílení (změna odporu žárovky R_z mění zesílení zesilovače). Pro nenažhavenou žárovku musí být nastaven odpor R_3 tak, aby zesílení bylo vyšší než 3 a pak s růstem amplitudy (a odpovídajícím růstem odporu žárovky) klesalo zesílení. Amplituda se pak ustálí podle obr.8.3c.



Obr. 8.4. Oscilátor RC: a) základní blokové zapojení, b) Příklad zapojení s Wienovým článkem.

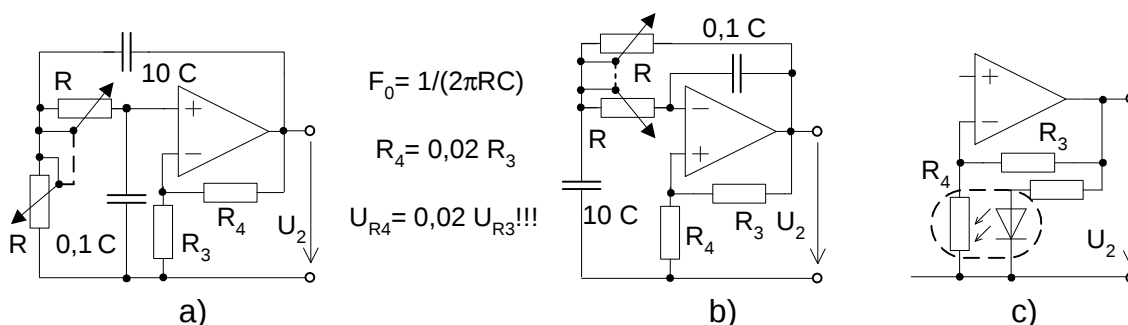
Základní vlastnosti RC oscilátorů jsou určeny hlavně **způsobem realizace článku RC**. Ukazuje se, že přemostěný článek T (viz obr. 8.5) s vhodnou volbou poměrů hodnot prvků má výhodnější vlastnosti než často používaný Wienův článek. Vyplyvá to i z rozboru vlastností ARC filtrů 2. řádu s jedním OZ (kap. 6.7.2). Obvod s Wienovým článkem má podstatně vyšší citlivosti činitele jakosti S_x^Q na změnu hodnot poměru prvků [14] (např. nedokonalý souběh hodnot ladících prvků), což vede k nutnosti větší regulace zesílení a vyššího zkreslení. Oproti tomu je oscilátor s přemostěným článkem T méně citlivý např. na zmíněný souběh hodnot ladících prvků.

Použití přemostěného článku T přináší také výhodu v potřebě menšího zesílení ($A \rightarrow 1$) a tím také menšího napětí na regulačním nelineárním prvku, což vede k menšímu zkreslení a lepším šumovým poměrům. Např. oscilátor s Wienovým článkem vyžaduje zesílení $A_0 = 3$, oscilátor s přemostěným článkem T při vhodném poměru prvků (možno volit např. v rozmezí $10 < C_2/C_1 < 1000$, optimum je asi 100) vyžaduje zesílení asi $A_0 = 1,001$ až 1,1. Mimo uvedené dva typy zapojení bývá využíván i dvojitý článek T, u kterého je ovšem problematické použití z hlediska ladění.

Důležitým problémem je způsob realizace **obvodu pro stabilizaci amplitudy kmitů** (zabezpečení amplitudové oscilační podmínky). Nejjednodušším způsobem stabilizace amplitudy je využití nelineární charakteristiky samotného zesilovače (limitace výstupního napětí) bez detektoru amplitudy a filtru DP. Tato cesta stabilizace amplitudy nelineárním zesilovačem ale obvykle vede k vysokým hodnotám zkreslení. Proto je uvedený princip využíván především u oscilátorů LC, kde je možné zkreslení snížit díky použití selektivního filtru LC. U kvalitnějších oscilátorů s malým zkreslením se využívají pro stabilizaci amplitudy doplňkové obvody pro řízení zesílení zesilovače. Nejznámější realizací těchto obvodů pro regulaci amplitudy je žárovka (viz obr. 8.4b), která splňuje (i když ne ideálně) všechny uvedené regulační funkce (detekce amplitudy, filtrace, řízení zesílení). Snaha o snížení zkreslení vedla k použití nových regulačních prvků (termistor, fotoodpor řízený LED, FET tranzistor, integrované řízené zdroje proudu – OTA a pod.) a k vývoji nových typů obvodů pro regulaci amplitudy, jako jsou např. dvě regulační smyčky (první rychlejší a hrubější s druhou pomalejší a jemnější), nebo vzorkovací princip s rychlou stabilizací pro snižování zkreslení v oblasti nízkých kmitočtů. Nové způsoby potlačení zkreslení v oblasti nízkých kmitočtů vlivem obtížné filtrace usměrněného signálu jsou ukázány v kap.8.5.

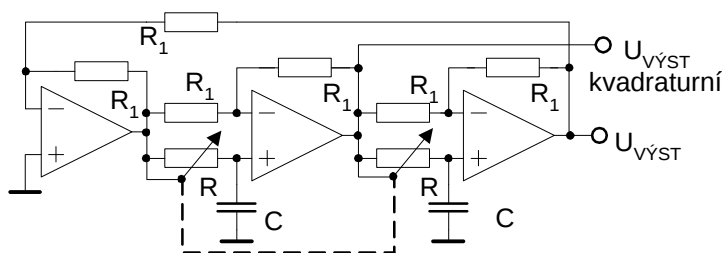
Jako nejjednodušší a přitom široce využitelné praktické zapojení lze uvést RC oscilátor s širokou možností přeladění při poměrně malé citlivosti na souběh hodnot ladících odporů (dvě možné varianty zapojení jsou na obr. 8.5). Malé citlivosti je dosaženo volbou dostatečného poměru hodnot kapacit (analogicky s volbou hodnoty poměru C_2/C_1 u filtrů s jedním OZ, kap. 6.7.2a). Předností zapojení, korespondující s poznatky z diskuse k obr. 8.3, dokumentuje následující fakt. Nepřeladovaná verze tohoto oscilátoru umožňuje nastavit stabilní oscilace na mezi limitace OZ se zkreslením pod 0,1 %, a to i bez obvodu stabilizace amplitudy vhodnou (nepříliš citlivou) volbou hodnoty odporu R_3 nebo R_4 . Pro případ přeladitelného oscilátoru je samozřejmě nutno použít stabilizaci amplitudy vzhledem k nestabilitě poměru hodnot ladících prvků.

Pro praktické použití je vhodnější volit zapojení oscilátoru z obr. 8.5 b) vzhledem k tomu, že výstup OZ zde není zatížen velkou kapacitou a má tudíž lepší a stabilnější vlastnosti pro vyšší kmitočty. Pro přeladění v celém akustickém pásmu 20 Hz až 20 kHz bez přepínání je nutno použít logaritmický či exponenciální tandemový potenciometr 500 k Ω se sériovými omezovacími odpory asi 390 Ω . Pro dosažení požadovaného ladícího rozsahu lze vypočítat základní kapacitu (asi 18 nF). Vzhledem k potřebnému poměru hodnot kondenzátorů volíme hodnoty 180 nF a 1,8 nF. Pro stabilizaci amplitudy je možné použít různé metody, díky malé hodnotě napětí na R_4 lze na tomto místě použít FET tranzistor s odpovídajícím usměrňovačem napětí z výstupu OZ a RC filtrem pro získání vyhlazeného řídicího napětí. Tak lze snadno dosáhnout zkreslení THD < 1 %. Ještě menšího zkreslení (menšího než 0,03 %) lze dosáhnout použitím regulačního obvodu s optočlenem (fotoodpor se svítivou diodou), viz obr. 8.5 c). V obou případech musíme zvolit adekvátní hodnotu R_3 , aby regulovaný odpor R_4 mohl zabezpečit odpovídající přenos $1/B$. Pro další snížení zkreslení je vhodné použít oddělovací zesilovač, kterým oddělujeme nelineární zátěž svítivé diody od výstupu a případnou změnou zesílení zesilovače jednoduše nastavujeme amplitudu oscilačního napětí. Zmenšení zkreslení pro nízké kmitočty (oblast a na obr. 8.24) dosáhneme použitím dvojcestného usměrnění, což je u optočlenu vcelku jednoduše realizovatelné antiparalelním zapojením dvou svítivých diod.



Obr. 8.5. Zapojení laditelných oscilátorů RC s jedním OZ: a) varianta zapojení s neinvertujícím zesilovačem, b) varianta zapojení s invertujícím zesilovačem, c) varianta zapojení regulačního obvodu s optočlenem (fotoodpor – LED).

Další zkvalitnění oscilátorů RC přineslo **zapojení s dvěma fázovacími články** (popř. integrátory). Toto zapojení s třemi OZ (viz obr. 8.6) realizuje blok A jako invertující zesilovač s fázovým posuvem 180° . Další potřebný posuv 180° realizují dva fázovací články pro kmitočet $f = F_0$ (možno použít i zapojení se zaměněnými R a C). Zde je oproti předchozím realizacím s jedním OZ výhodou především nízká citlivost na tolerance hodnot ladících prvků a minimální závislost amplitudy přenosu při ladění pro splnění amplitudové podmínky. Ta je opět zabezpečena řízením přenosu invertujícího zesilovače, např. termistorem ve zpětné vazbě invertoru nebo již uvedeným optočlenem s fotoodporem. Další výhodou je možnost kvadrurního výstupu (signál posunutý o 90°) na prvním fázovacím článku.



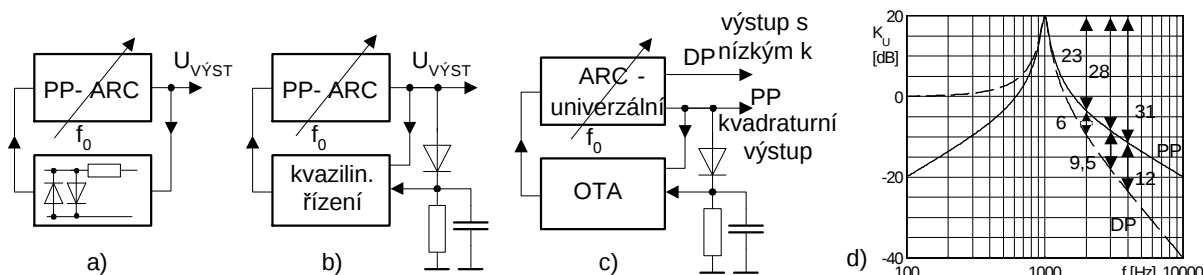
Obr. 8.6. Příklad zapojení oscilátoru se dvěma fázovacími články RC 1. řádu.

8.5 OSCILÁTORY ARC (S AUTOMATICKOU NÁSLEDNOU FILTRACÍ)

V oblasti nízkofrekvenčních oscilátorů jsou poměrně novým principem oscilátory ARC [14]. Tyto obvody se na první pohled příliš neliší od oscilátorů RC, jejich princip funkce je ale částečně odlišný. Jedna z možností jejich realizace je naznačena na blokovém schématu na obr. 8.27 a). Základním rozdílem je použití filtru ARC s vyšším činitelem jakosti a selektivitou, než má filtr RC u klasických oscilátorů RC. Vzhledem k výkonovému zisku filtru ARC může být druhý blok realizován jako pasivní obvod pro nesetřačnou stabilizaci amplitudy. Podstatný je efekt **snížení zkreslení** výstupního signálu U_{VYST} oproti výstupnímu signálu z obvodu pro stabilizaci amplitudy, a to **pomocí filtrace selektivní pásmovou propustí**. Ukazuje to obr. 8.7 d), kde je zřejmé snížení přenosu pro vyšší harmonické složky oproti základní harmonické složce, a to v závislosti na hodnotě Q (zde uvažováno $Q=10$). Tímto typem oscilátoru lze dosáhnout zkreslení $THD < 0,1 \%$, ale výhodou je jeho funkce s okamžitou stabilizací amplitudy (nulová doba ustálení) i pro kmitočty řádově $0,01 \text{ Hz}$, což je dáno nesetřačnou stabilizací amplitudy (minimální kmitočet omezují pouze možnosti realizace filtru ARC).

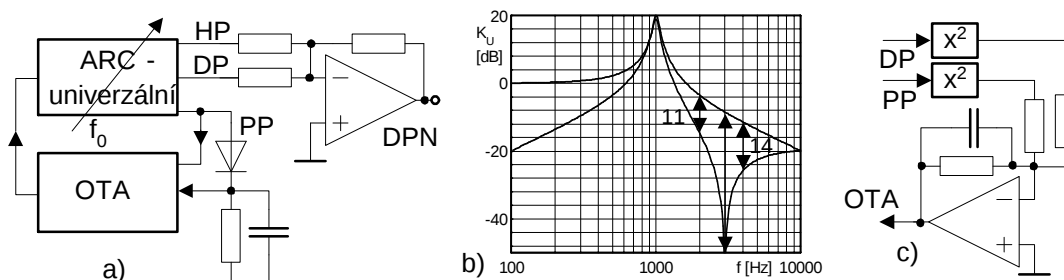
U výše uvedeného výchozího zapojení lze dále snižovat harmonické zkreslení. Jedna cesta využívá klasické setřačné stabilizace amplitudy s kvazilineárním řízením (obr. 8.7 b), které má nižší základní zkreslení, než předchozí nesetřačný nelineární stabilizátor.

Druhý způsob snižování zkreslení využívá zlepšení filtrace a tudíž většího potlačení vyšších harmonických složek při použití univerzálního filtru ARC 2. řádu s výstupem DP (obr. 8.7 c). Zvýšení útlumu přenosu pro vyšší harmonické složky v porovnání s výstupem PP je zřejmé na obr. 8.7 d). Touto cestou se zvýší útlum pro druhou harmonickou složku asi o 6 dB a pro třetí harmonickou asi o 9,5 dB. Výhodou je také možnost využít výstupu PP pro získání kvadraturního signálu.



Obr. 8.7. Základní typy zapojení oscilátoru ARC: a) pro velmi nízké kmitočty s nesetřvačnou stabilizací amplitudy, b) pro nízká zkreslení se setřvačnou kvazilineární stabilizací amplitudy, c) s větším potlačením vyšších harmonických složek filtrem typu DP a kvadraturním výstupem, d) porovnání útlumů vyšších harmonických složek pro výstup PP a DP ($Q=10$).

Další možnosti snížení harmonického zkreslení přináší realizace filtru s nulou přenosu (DPN), jak je to zřejmé z obr. 8.8 a). Zde je možno volit kmitočet nuly přenosu v závislosti na tom, která z vyšších harmonických složek na výstupu zpětnovazebního stabilizačního členu (např. řízený OTA zesilovač) převládá. Typické použití pro potlačení třetí harmonické složky zvyšuje útlum proti základnímu výstupu na pásmové propusti pro druhou harmonickou složku asi o 11 dB a pro čtvrtou asi o 14 dB (viz obr. 8.8 b).



Obr. 8.8. Zapojení oscilátoru ARC: a) pro velmi nízké zkreslení s maximálním potlačením 3. harmonické, b) porovnání útlumů vyšších harmonických složek pro výstup PP a DPN ($Q=10$), c) zapojení pro kvadraturní stabilizaci amplitudy (kvazilineární a přitom nesetřvačná).

V předchozím textu byl naznačen problém růstu zkreslení pro nízké kmitočty, způsobené detektorem amplitudy při setřvačné stabilizaci amplitudy. Snížení tohoto zkreslení lze dosáhnout využitím kvadraturního nesetřvačného detektoru amplitudy (obr. 8.8 c), který využívá známého vztahu

$$\cos^2(a) + \sin^2(a) = \cos^2(a) + \cos^2(a + 90^\circ) = 1. \quad (8.5)$$

Z něj vyplývá, že součet kvadrátů složek, posunutých o 90° , je konstantní a časově nezávislý. Tímto způsobem je možno potlačit zvlnění, typické pro normální amplitudové detektory, které zvyšuje zkreslení stabilizátoru amplitudy. Teoreticky pak není potřebné používat filtr typu dolní propust pro potlačování tohoto zvlnění. V praxi je však obtížné dosáhnout u reálných signálů absolutně přesně uvedené funkce. Proto nemusí být zvlnění zcela nulové a pro jeho minimalizaci je možné použít pomocný filtr, jak je naznačeno na obr. 8.8 c). Levnější náhradou tohoto řešení je použití 4-fázového dvojcestného usměrnění, kdy dvě fáze jsou dány kvadraturními výstupy a další dvě fáze (45° a 135°) lze získat součtem z kvadraturních výstupů. Při vhodné volbě hodnoty zatěžovacího odporu pro usměrňovací diody lze dosáhnout prakticky stejnosměrného průběhu i bez filtračního kapacitoru.

Zvýšení zkreslení v oblasti vysokých kmitočtů je dáno především kmitočtovými a nelineárními vlastnostmi zesilovačů. Pro optimální návrh oscilátorů v tomto kmitočtovém pásmu je proto potřebné volit vhodné zapojení a vhodné typy zesilovačů.

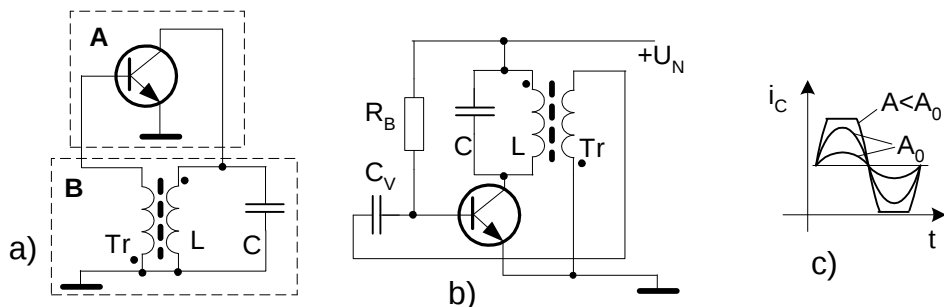
V současné době je při použití nízkofrekvenčních oscilátorů často požadována možnost jejich **elektronického ladění**. Pro realizaci řízených ladících prvků lze využít některé z možností (např. řízené fotoodpory, řízené zesilovače OTA, spínané obvody, převodníky D-A apod.). Optimální výběr metody závisí na celé řadě hledisek (typu řídicího signálu, rozsahu ladění, kmitočtové stability, harmonickém zkreslení). Použití zesilovačů OTA může přinášet pro širší kmitočtový rozsah poněkud větší harmonické zkreslení. Jako perspektivní se ukazují číslicově říditelné převodníky A-D, zapojené jako řízený odpor.

Důležitou otázkou při návrhu oscilátorů je i volba typu **zapojení univerzálního filtru ARC**. Pro kmitočtové pásmo $f < 100$ kHz se jako nejjednodušší ukazuje volba známého zapojení filtru ARC s dvěma integrátory a invertorem (obr. 6.53 c). V tomto obvodu lze vzhledem k virtuálnímu uzemnění invertujících vstupů OZ jednoduše použít všechny uvedené řízené odporové prvky. Vhodné je toto řízení realizovat např. v rámci jedné dekády a dekády přepínat pomocí změny kondenzátorů. Pro vyšší kmitočtová pásma je nutno minimalizovat silný parazitní vliv OZ.

8.6 OSCILÁTORY LC A KRYSTALOVÉ

Tento typ oscilátorů rovněž vychází ze základního blokového uspořádání zpětnovazebních oscilátorů (obr. 8.3). Oproti oscilátorům RC je zde několik rozdílů. Vzhledem k tomu, že se obvykle používá pro oblast vysokých kmitočtů jako aktivní prvek zesilovače tranzistor, a to jeho varianta s největším výkonovým zesílením – se společným emitorem, jde o invertující zesilovač ($\phi_A = 180^\circ$). Proto je relativně obtížnější nalézt jednoduchý zpětnovazební článek s přenosem 180° pro splnění fázové podmínky. Dále má tranzistorový zesilovač oproti zesilovači s OZ poměrně nízký vstupní a vysoký výstupní odpor (lze ho spíše chápat jako řízený zdroj proudu). Proto pro řešení oscilátoru se obtížně oddělují přenosy bloků **A** a **B**, protože tyto přenosy jsou ovlivněny jejich výstupními odpory a zátěží následného vstupního odporu. Odlišný je také i způsob realizace automatického řízení zesílení pro splnění amplitudové podmínky.

Základní příklad realizace oscilátoru RC s jedním tranzistorem je na obr. 8.9. Zpětnovazební princip je zřejmý z obr. 8.9a, kde k invertujícímu zesilovači je připojena pásmová propust LC s nulovým fázovým posuvem, a proto je doplněna transformátorem pro otočení polarity signálu. Tím je zabezpečena **fázová podmínka** (8.3). Na obr. 8.9b je uvedeno úplné schéma oscilátoru i s pomocnými prvky. Tranzistor je napájen ze zdroje U_N a pracovní bod má zabezpečen stejnosměrným proudem do báze přes odpor R_B . Kapacitor C_V slouží pro oddělení stejnosměrného zkratu báze proti zemi přes sekundární vinutí transformátoru. Z hlediska střídavého signálu ale musí mít C_V minimální impedanci, a proto musí mít dostatečnou, ale ne příliš velkou kapacitu (hrozí nebezpečí vzniku superreakčních kmitů vzhledem k nabíjení C_V přes diodu BE tranzistoru).

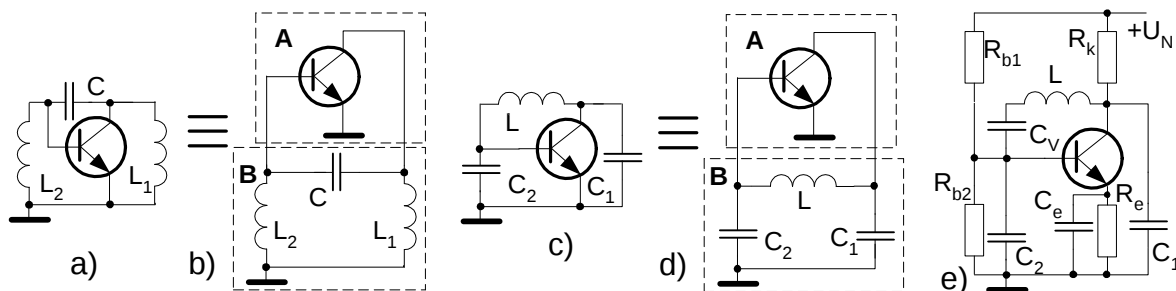


Obr. 8.9 Zapojení oscilátoru LC s transformátorem: a) principiální střídavé náhradní schéma, b) skutečné zapojení, c) průběhy proudu kolektoru bez saturace (přenos A_0) a se saturací (přenos $A < A_0$).

Princip zabezpečení **amplitudové podmínky** je odlišný od oscilátorů RC. Vede k tomu hlavní důvod v dostatečné selektivitě filtru LC, takže nejjednodušším řešením je využití nelineární saturace proudu kolektoru (viz obr. 8.9c). Pro začátek oscilací a dostatečně malý signál není proud kolektoru saturován a zesílení A_0 je vyšší, než vyžaduje amplitudová podmínka. Proto amplituda roste, až dojde

k saturaci a zkreslení proudu. Filtr LC vybírá z vzniklého spektra první harmonickou složku, takže celý zesilovač i s pásmovou propustí se chová jako lineární zesilovač, ovšem s nižší hodnotou zesílení A (vstupní napětí se zvýšilo, výstupní zůstalo prakticky konstantní). Tím dosáhneme závislosti přenosu pro první harmonickou složku podle základní charakteristiky z obr. 8.3c.

Nevýhoda komplikovanější realizace transformátoru vedla k použití tzv. **tříbodových oscilátorů**. Dvě základní varianty, Hartleyova a Colpittsova, jsou ukázány na obr. 8.10a,c. Snazší pochopení jejich funkce umožňují schémata se zpětnovazebním uspořádáním (obrázky 8.10b,d), kde je zřejmý blok invertujícího zesilovače A a blok B s filtry typu HP resp. DP 3. řádu. Tyto filtry mají při rezonanci posuv fáze o 180° , což umožňuje splnění fázové podmínky bez použití transformátoru. Současně rozdělení jedné reaktance rezonančního obvodu (L na L_1 a L_2 u Hartleyova a C na C_1 a C_2 u Colpittsova oscilátoru) umožní nejen fázový posuv o 180° , ale i impedanční přizpůsobení vstupní a výstupní impedance tranzistorového zesilovače (obdobně jako odbočky transformátoru).



Obr. 8.10. Střídavé náhradní schéma tříbodových oscilátorů LC: a), b) základní a zpětnovazební schéma Hartleyova oscilátoru, c), d) základní a zpětnovazební schéma Colpittsova oscilátoru, e) úplné zapojení Colpittsova oscilátoru.

Příklad skutečného zapojení s napájením je na obr. 8.10e. Rezistory R_{b1} , R_{b2} a R_e zabezpečují pracovní bod, R_k je zatěžovacím rezistorem a C_v zabezpečuje stejnosměrné oddělení báze a kolektoru. **Analýza a návrh těchto oscilátorů** je poněkud komplikovanější než u oscilátorů RC. Vzhledem k tomu, že zesilovač nemá nekonečný vstupní a nulový výstupní odpor, dochází k vzájemnému ovlivňování přenosů A a B , nemluvě o tom, že je problém rozdělit jednoznačně oba bloky. Proto je vhodnější řešit obvod oscilátoru jako celek, kdy pro autonomní soustavu platí, že determinant její admitanční matice má nulovou hodnotu. Jako příklad si můžeme uvést analýzu Colpittsova oscilátoru z obr. 8.10c. Pokud báze uzel označíme jedničkou a kolektorový dvojkou a uvažujeme hodnotu y_{12e} za nulovou a ostatní prvky admitanční matice tranzistoru za reálné, lze admitanční matici celého oscilátoru v operátorovém tvaru vyjádřit takto:

$$\underline{\mathbf{Y}} = \begin{bmatrix} y_{11e} + pC_2 + \frac{1}{pL} & -\frac{1}{pL} \\ y_{12e} - \frac{1}{pL} & y_{22e} + pC_1 + \frac{1}{pL} \end{bmatrix} = 0 \quad (8.6)$$

Determinant má pak tvar

$$p^2 C_1 C_2 + p(C_1 y_{11e} + C_2 y_{22e}) + \frac{C_1 + C_2}{L} + y_{11e} y_{22e} + \frac{1}{pL} (y_{11e} + y_{21e} + y_{22e}) = 0 \quad (8.7)$$

Přejdeme-li do Fourierovského vyjádření ($p=j\omega$), můžeme rozdělit komplexní rovnici na rovnici pro reálnou a imaginární část. Reálnou část lze zapsat takto:

$$-w^2 C_1 C_2 + \frac{C_1 + C_2}{L} + y_{11e} y_{22e} = 0 \quad (8.8)$$

Z ní lze vyjádřit vztah pro ω_0 . Rovnice tak vyjadřuje **fázovou oscilační podmínku**:

$$\Omega_0^2 = \frac{C_1 + C_2}{LC_1 C_2} + \frac{y_{11e} y_{22e}}{C_1 C_2} = \frac{1}{LC_s} + \frac{y_{11e} y_{22e}}{C_1 C_2} \quad (8.9)$$

Je zřejmé, že při nulové hodnotě y_{11e} nebo y_{22e} přechází vztah (8.9) v klasický Thomsonův vztah pro rezonanční obvod s ekvivalentní kapacitou C_S , která odpovídá sériovému spojení C_1 a C_2 . Na druhou stranu vidíme, že nenulové vodivosti y_{11e} a y_{22e} tranzistoru ovlivňují rezonanční kmitočet a prakticky snižují stabilitu oscilačního kmitočtu.

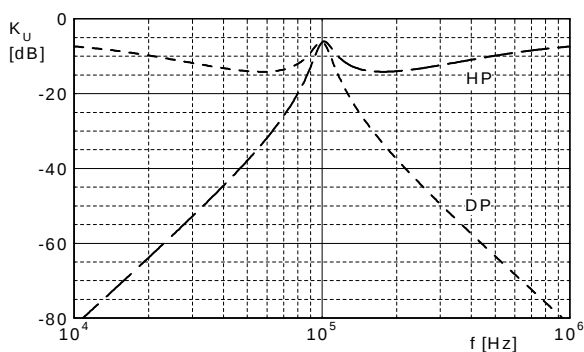
Imaginární část komplexní rovnice (8.7) lze vyjádřit vztahem

$$j\omega(C_1 y_{11e} + C_2 y_{22e}) + \frac{1}{j\omega L}(y_{11e} + y_{21e} + y_{22e}) = 0, \quad (8.10)$$

z něhož lze po zjednodušení (zanedbáme y_{22e} v první části a y_{11e} a y_{22e} v druhém členu) vyjádřit rovnici

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{y_{21e}}{y_{11e}} - 1. \quad (8.11)$$

Ta odráží **amplitudovou podmínku oscilací**, když vyjadřuje potřebný poměr hodnot C_1/C_2 vzhledem k míře zesílení (y_{21e}) a ztrát (y_{11e}). Ve skutečném případě by bylo nutno uvažovat i ztráty v pomocných rezistorech R_b a především R_k a také ztráty ve vnější zátěži. Vzhledem k diskutovanému principu stabilizace a větší míře ztrát musí být ve skutečnosti zesílení větší, aby došlo k náběhu kmitů a po dosažení saturace proudu k poklesu zesílení na hodnotu odpovídající skutečné amplitudové podmínce. Navíc při ladění oscilátoru jedním prvkem se oscilační podmínka mění a je třeba mít ještě větší rezervu zesílení.



Obr. 8.11. Přenosy filtrů typu DP a HP 3. řádu (bloky B na obr. 8.10).

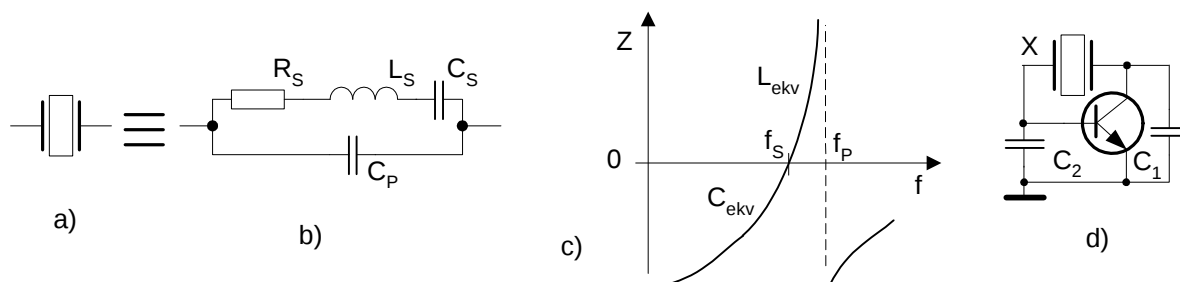
Výhody a nevýhody obou variant zapojení z obr. 8.10 lze porovnat z různých hledisek. Např. z hlediska laditelnosti jedním prvkem je výhodnější Hartleyův oscilátor, protože umožňuje ladění proměnným kondenzátorem. Z hlediska čistoty spektra generovaného harmonického signálu je naopak výhodnější Colpittsovo zapojení, protože filtr typu DP má podstatně vyšší potlačení harmonických složek než HP u druhé varianty, jak je to zřejmé z obr. 8.11.

Mimo uvedené dvě varianty tříbodových oscilátorů existuje několik jejich variant, které se různým způsobem snaží minimalizovat reálné

vlivy tranzistoru (především vliv na stabilitu kmitočtu, ale i vliv přeladování, zapojení tranzistoru SB apod.) a různým způsobem řeší zapojení stejnosměrných obvodů a napájení. Jsou známy např. pod názvy Clappův, Pierceův, Vackářův atd.

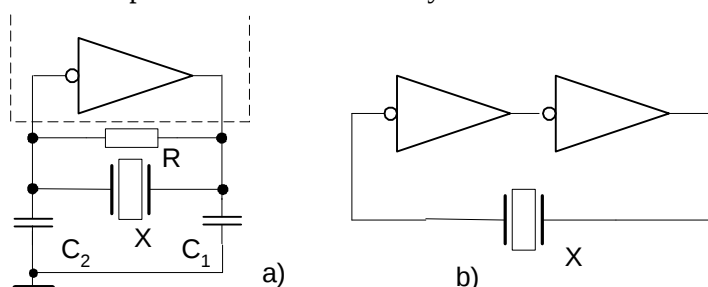
Krystalové oscilátory jsou zvláštní variantou oscilátorů LC, kde je využíván krystal jako rezonanční dvojpól. Hlavní důvod je ve vysoké stabilitě rezonančního kmitočtu krystalu, což pak určuje vysokou stabilitu kmitočtu celého oscilátoru. Náhradní schéma krystalu je uvedeno obr. 8.12b. Vzhledem k složitější struktuře se projevuje nejen sériová rezonance rezonančního obvodu C_S , L_S a R_S s kmitočtem f_S , ale i paralelní rezonance na kmitočtu f_P , způsobená připojenou paralelní kapacitou C_P ke zbytku obvodu. Ekvivalentní hodnoty náhradních prvků mají takové hodnoty, že hodnota paralelní kapacity má jen minimální vliv na rezonanční kmitočty f_S a f_P (které jsou velice blízko sebe), a proto je tento rezonátor jen minimálně citlivý na externí změnu paralelní kapacity.

Pro oscilátory je krystal používán ve dvou režimech. V prvním případě nahrazuje indukčnost v Colpittsově oscilátoru (obr. 8.12d). Rezananční kmitočet se ustálí mezi kmitočty f_S a f_P , kde má krystal induktivní impedanci, aby byla splněna fázová podmínka. Tato varianta se též nejčastěji používá i v generátorech „hodinového“ signálu v číslicových obvodech (mikroprocesorech apod.), kde je jako invertující zesilovač použito logické hradlo (obr. 8.13a). Běžně používaná hodnota kapacit C_1 a C_2 je pro kmitočty 1-20 MHz asi 10-30 pF. Rezistor R o hodnotě cca 1 MΩ zabezpečuje stejnosměrný režim hradla jako analogového zesilovače. Stabilizace amplitudy se obvykle neřeší, naopak, invertor pracuje s velkým zesílením, takže je na výstupu saturovaný obdélníkový signál.



Obr. 8.12. Krystal: a) symbol, b) náhradní elektrické schéma, c) kmitočtová závislost impedance, d) střídavé náhradní schéma Colpittsova oscilátoru s krystalem.

Druhá varianta zapojení (obr. 8.13b) využívá sériové rezonance (pásmová propust s nulovým posuvem fáze). Z tohoto důvodu musí být zesilovač neinvertující (dva invertory v kaskádě). V případě potřeby získání harmonického signálu jsou používány tranzistorové zesilovače s adekvátním nastavením pracovních bodů a vhodným režimem stabilizace amplitudy.



Obr. 8.13. Zapojení krystalových oscilátorů s logickými hradly: a) Colpittsova varianta, b) se sériovou rezonancí a nulovým fázovým posuvem.

8.7 STABILNÍ OSCILÁTORY S NASTAVITELNÝM KMITOČTEM

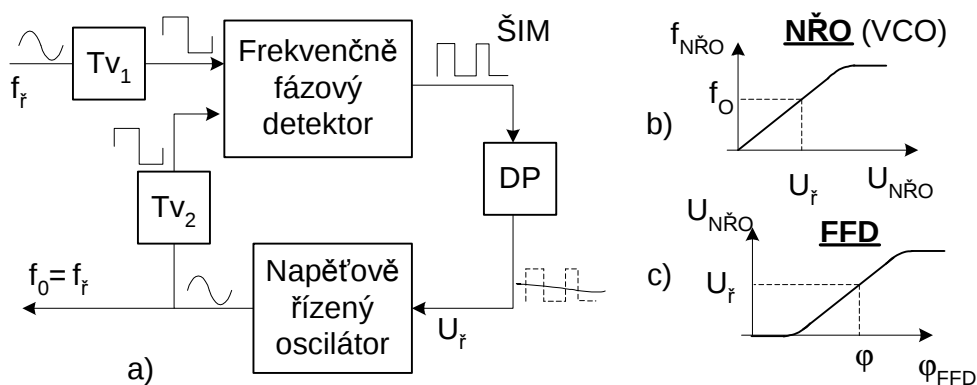
Je zřejmé, že je možné běžně udělat oscilátor RC či LC s plynule či skokově nastavitelným kmitočtem a relativně nízkou stabilitou kmitočtu (asi $\Delta f_0/f_0=10^{-4}$) nebo naopak krystalový s pevným neladitelným kmitočtem a vysokou stabilitou kmitočtu (lepší než $\Delta f_0/f_0=10^{-6}$). Pro některé účely (např. oscilátory v různých typech přijímačů, obzvláště pak v leteckých přijímačích) potřebujeme oscilátory s nastavitelným kmitočtem a vysokou stabilitou. Řešení se historicky vyvíjelo od různých typů syntezátorů či směšovacích systémů (ve starších leteckých či vojenských radiostanicích) až po modernější způsoby s fázovými závěsy (PLL) či nový přístup s přímou digitální syntézou (DDS). Protože směšovací systémy mají problémy s dostatečnou filtrací parazitních směšovacích složek a neposkytují dostatečně čisté spektrum, dnes se již nepoužívají.

Oscilátory s fázovým závěsem vycházejí z obecnějšího principu fázového závěsu (anglicky Phase Lock Loop – PLL), který se používá i v mnoha jiných typech aplikací. Základní princip fázového závěsu je uveden na obr. 8.14. Tvoří jej základní smyčka tří bloků, frekvenčně fázového detektoru (FFD), filtru typu dolní propust (DP) a napětově řízeného oscilátoru (NŘO, anglicky Voltage Controlled Oscillator – VCO). Pomocné bloky tvarovačů (Tv_1 a Tv_2) tvarují harmonické signály na obdélníkové (pokud řídicí signál a signál z VCO není přímo obdélníkový). Je to z toho důvodu, že většina FFD pracuje v impulzním režimu.

Blok FFD, často označovaný jen jako fázový detektor, má za úkol porovnat fázi obou přiváděných signálů a řídit výstupní napětí podle velikosti tohoto fázového rozdílu, jak to ukazuje obr. 8.14c. Fázový rozdíl lze ale definovat pouze pro dva signály se shodným kmitočtem. V obecném případě ale mají oba signály rozdílný kmitočet, a proto je požadavek, aby detektor detekoval i rozdílnost kmitočtů (proto frekvenčně fázový detektor). Optimální je, aby v případě neshody obou kmitočtů měl detektor na výstupu minimální, resp. maximální napětí. Způsobů realizace FFD je více, obvykle v impulzním režimu, kdy základním výstupním signálem FFD je impulsní signál s šířkovou modulací (ŠIM, anglicky PWM), kde šířka impulsu odpovídá fázovému rozdílu. Jedním z takových obvodů je např. logický obvod EX-OR s výstupní úrovní 1 při shodnosti a 0 při neshodnosti vstupních signálů. Při fázovém posuvu 90° je pak poměr impuls/mezera výstupního signálu 1:1.

Protože řídicí napětí pro VCO musí být spojitě, je nutno za samotný blok FFD zařadit filtr typu DP, který ze signálu ŠIM filtruje jeho střední hodnotu, úměrnou relativní šířce impulsu. Mezní kmitočet tohoto filtru musí být značně nižší, než je kmitočet vstupních signálů. Na druhou stranu tento mezní kmitočet určuje rychlost regulace celé smyčky a musí splňovat podmínky pro stabilitu celé smyčky. Je zřejmé, že hodnota tohoto kmitočtu se volí jako určitý kompromis mezi potřebnou rychlostí reakce smyčky a kvalitou řídicího signálu pro VCO. Obvykle se volí filtr RC 1. řádu, popř. 2. řádu s nutnou kontrolou stability smyčky.

Třetím důležitým blokem je napěťově řízený oscilátor (VCO), jehož kmitočet závisí na řídicím napětí např. podle charakteristiky z obr. 8.14b. Jeho provedení může být také různé. Jednoduché provedení spočívá např. v použití LC oscilátoru, kde jako rezonanční kapacitor použijeme varikap, jehož kapacita bude záviset na řídicím napětí. Nepotřebujeme-li harmonický výstupní signál, lze použít různé varianty napěťově řízených impulsních generátorů.



Obr. 8.14. Fázový závěs: a) principiální blokové schéma, b) převodní charakteristika VCO, c) převodní charakteristika FFD.

Funkce fázového závěsu má dva režimy. Nejprve je kmitočet VCO f_0 odlišný od kmitočtu f_r řídicího signálu. V tom případě je řídicí napětí U_r buď nízké anebo vysoké a způsobuje zvyšování, resp. snižování kmitočtu VCO směrem ke kmitočtu f_r . Jakmile je kmitočet shodný, tj.

$$f_0 = f_r, \quad (8.12)$$

nastane druhá fáze, kdy VCO pracuje synchronně s řídicím signálem (tzv. v závěsu), kdy se funkce smyčky ustálí nejen na shodnosti kmitočtů, ale i na určité hodnotě fázového rozdílu ϕ tak, aby tato hodnota byla převedena na takové řídicí napětí, pro které kmitočet VCO odpovídá kmitočtu f_r . Smyčka pracuje v režimu záporné zpětné vazby, takže každá změna, narušující rovnováhu smyčky (šum řídicího napětí, změna řídicího kmitočtu apod.), která je kratší než časová konstanta DP, je okamžitě plynule kompenzována bez porušení rovnováhy. Pokud je změna rychlejší, synchronizmus se rozpadne a kmitočet oscilátoru je postupně dostavován do synchronizmu. Dále lze podotknout, že rozsah zachycení a udržení synchronizmu při pomalých změnách nemusí být vždy v plném rozsahu 0- $F_{\max}$, ale může být i záměrně omezován jak konstrukcí FFD, tak VCO v definovaných mezích. Např. tak může fungovat jako speciální typ filtru pro proměnné monochromatické signály apod.

Lze teda říci, že **fázový závěs vyrábí signál o shodném kmitočtu jako je kmitočet řídicího signálu**, což se na první pohled jeví jako zbytečné. Ovšem při zakombinování do složitějších systémů (modulátory, demodulátory, generátory kmitočtů i zmíněný filtr) jde o velmi praktický a využívaný obvod. Samotný fázový závěs je též vyráběn jako integrovaný obvod. Neznámějším a již mnoho let využívaným typem v technologii CMOS je obvod 4047 či jeho rychlejší varianty.

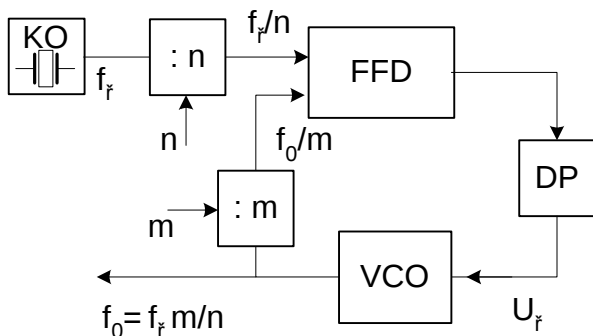
Při použití fázového závěsu jako nastavitelného generátoru jej můžeme využít podle obr. 8.15. Proti původnímu zapojení z obr. 8.14a je obvod rozšířen o číslicové děličky kmitočtu, které dělí vstupní kmitočet celočíselným poměrem n a kmitočet VCO poměrem m . FFD tedy porovnává a dostavuje do shody nikoliv původní kmitočty, ale jejich podělené hodnoty, takže platí

$$\frac{f_r}{n} = \frac{f_0}{m} \quad (8.14)$$

Z toho lze odvodit vztah pro výsledný kmitočet VCO

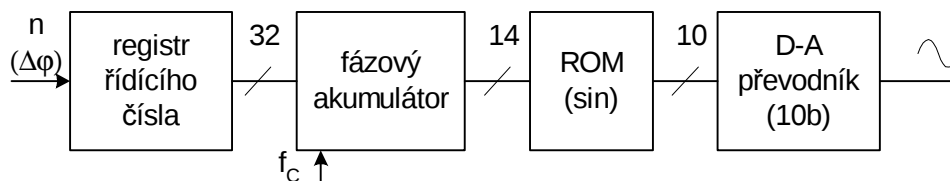
$$f_0 = f_r \frac{m}{n} = m \frac{f_r}{n}. \quad (8.15)$$

Tento vztah lze interpretovat dvěma způsoby, kdy výsledný kmitočet je dán násobkem neceločíselné hodnoty poměru m/n , nebo lépe, kdy máme základní kmitočtový skok f_r/n a výsledný kmitočet je m -násobek tohoto kmitočtového skoku. V přijímačích FM s laděním PPL je tento skok obvykle 50 kHz a ladí se změnou celočíselné hodnoty m . Při použití krystalového oscilátoru KO jako zdroje referenčního kmitočtu získáme generátor s vysokou stabilitou kmitočtu a možností jeho nastavení podle vztahu (8.15).



Obr. 8.15. Použití fázového závěsu pro realizaci oscilátoru s nastavitelným kmitočtem a vysokou stabilitou tohoto kmitočtu.

Druhá, novější a modernější cesta využívá digitální techniku s DA převodníkem a obvykle je uváděna pod názvem **Direct Digital Synthesis – DDS**. Její základní myšlenka spočívá ve vytváření digitálního vyjádření harmonického (či jiného) signálu a jeho převod na analogový signál převodníkem D-A. Podrobněji je tento princip vyjádřen blokovým schématem na obr. 8.16. V bloku paměti ROM jsou číslicové hodnoty vzorků harmonického (či jiného) signálu. Výsledný kmitočet je určen rychlostí, s jakou jsou tyto vzorky převáděny do D-A převodníku, neboli na kolik dílů bude rozdělena perioda vytvářeného signálu při konstantním časování.



Obr. 8.16. Principiální blokové schéma nastavitelného a stabilního oscilátoru technikou DDS.

K určení kmitočtu je využit fázový akumulátor a registr řídicího čísla, které přivedeme do obvodu. Vychází se ze základního řídicího („hodinového“) kmitočtu f_c , který je dán krystalovým oscilátorem. Základní myšlenka vychází z rozdělení celé periody signálu na definovaný počet úseků tak, že jeden úsek o hodnotě Δj můžeme definovat pomocí časového intervalu Δt vztahem

$$\Delta j = w \Delta t. \quad (8.16)$$

Z toho pak vyjádříme úhlový kmitočet ω

$$w = \frac{\Delta j}{\Delta t} = 2\pi f. \quad (8.17)$$

Při úvaze, že základní časový krok Dt je dán periodou hodinového signálu ($Dt = 1/f_c$), můžeme vyjádřit výsledný kmitočet f vztahem

$$f = \frac{\Delta j}{2\pi} f_c. \quad (8.18)$$

Nyní je důležité, na jak jemný krok lze rozdělit periodu generovaného signálu. V daném příkladě (integrováný obvod firmy Analog Devices) bylo zvoleno 32-bitové slovo, tedy $2p \triangleq 2^{32}$ a základní díl periody má délku $1/2^{32}$. Řídící číslo n , které pak definuje skutečně zvolený krok Dj , může být voleno v rozsahu $0 < \Delta j = n < 2^{32}$. Touto volbou, dosazenou do (8.18) je pak řízen výsledný kmitočet podle vztahu

$$f = \frac{n}{2^{32}} f_c. \quad (8.19)$$

Je zřejmé, že při volbě $n = 1$ dostaneme nejnižší kmitočet a základní kmitočtový krok. Např. při volbě $f_c = 10$ MHz je základní nastavitelný krok 2,3 mHz, což odpovídá prakticky spojitému ladění, a to vše při základní kmitočtové stabilitě hodinového kmitočtu krystalového oscilátoru. Na druhou stranu je nutno podotknout, že pro maximální hodnotu kmitočtu nelze volit $n = 2^{32}$, protože by nebyl splněn vzorkovací kmitočet. Prakticky je nutno volit maximální kmitočet (a odpovídající hodnotu n) asi 5-10x nižší než f_c , aby bylo možno získat z převodníku po následné filtraci rekonstrukčním filtrem signál o dostatečné čistotě spektra.

Příloha: Operátorový počet v elektrotechnice

„Používám metodu, která byla vynalezena Heavisidem před nějakými 25-30 lety a která, jak se zdá, byla již zapomenuta. Je podivuhodně krásná a umožňuje velmi jednoduchým způsobem počítat přechodné děje v téměř libovolném obvodu...“

Volně přeloženo z dopisu E.J. Berga C.P. Steinmetzovi při příležitosti vydání knihy

E.J. Berg, Electrical Engineering Advanced Course, New York, McGraw-Hill Book Co., 1916.

Roku 1812 odvodil francouzský matematik *Pierre Simon de Laplace* (1749-1827) speciální integrální transformaci, která byla později pojmenována po něm jako Laplaceova transformace. Pro potřeby inženýrů a dalších pracovníků z technické praxe vytvořil na podobných základech anglický fyzik *Oliver Heaviside* (1850-1925) speciální operátorový počet, v němž hrál významnou úlohu komplexní operátor p . Teprve později byly Heavisideovy postupy uznávány i v matematických kruzích, když byly podány některé matematické důkazy „intuitivních“ pouček Heavisidea a jejich úzké souvislosti právě s Laplaceovou transformací.

Níže je stručně shrnuta syntéza klasické Laplaceovy transformace a Heavisideova přístupu pro modelování jevů v lineárních setrvačných obvodech.

Formální zavedení operátoru p

Operátor p je zaveden jako zkrácený zápis derivace podle času:

$$p \equiv d/dt. \quad (\text{P.1})$$

Namísto zápisu derivace funkce $df(t)/dt$, případně $f'(t)$, se operátor připojí k této funkci:

$$\frac{d}{dt} f(t) \equiv pf(t).$$

Je zřejmé, že je-li funkce složena z lineární kombinace jiných funkcí, např.

$$f(t) = a_1 f_1(t) + a_2 f_2(t), \quad a_1, a_2 \text{ konstanty},$$

pak

$$\frac{d}{dt} f(t) = a_1 \frac{d}{dt} f_1(t) + a_2 \frac{d}{dt} f_2(t) \equiv a_1 pf_1 + a_2 pf_2.$$

Jsou-li výrazy a_1, a_2 konstanty nezávislé na čase, pak je lhostejné, v jakém pořadí zapisujeme symboly a_1, p, f_1 , příp. a_2, p, f_2 . Operátor p působí pouze na funkci času, s níž je v součinu.

Platí-li

$$y = x' \Rightarrow y \equiv px,$$

pak je platný i další zápis z toho formálně vyplývající:

$$x = \int y dt \Rightarrow x \equiv \frac{1}{p} y.$$

S operátorem p lze tedy pracovat jako se symbolem, pro nějž platí běžné algebraické operace, zavedeme-li operátor integrace

$$\frac{1}{p} \equiv \int. \quad (\text{P.2})$$

Operátorem lze jednoduše vyjádřit i vyšší derivace:

$$f' \equiv pf$$

$$f'' \equiv [f']' \equiv p[pf] = p^2 f$$

:

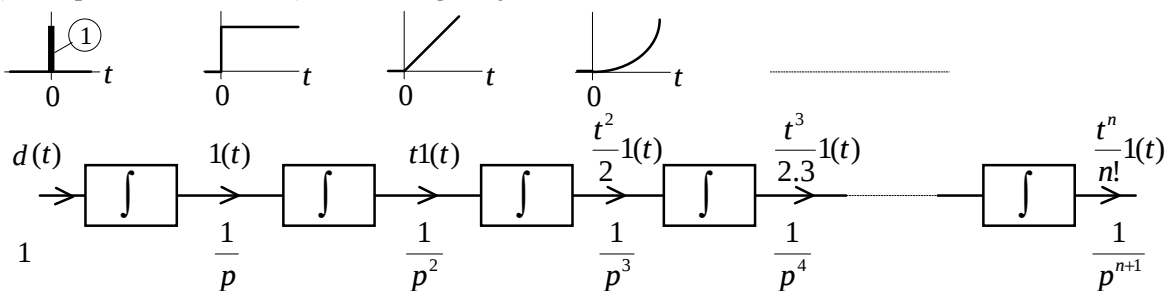
$$f^{(n)} \equiv p^n f.$$

Vyjádření signálu pomocí operátoru p

Modelování signálu časovou funkcí je mnohdy velmi nepohodlné. Signály mění při průchodu elektrickými obvody své vlastnosti, což se popisuje funkcemi času velmi složitě a nepohodlně. Lze ukázat, že lineární obvod působí na procházející signál operacemi, které lze složit z integračních a derivačních procesů. Integraci a derivaci lze však snadno popsat operátorovým počtem.

Signál, klasicky popsany funkcí času, vyjádříme v „kompaktní“ formě jako jednoduchou funkci operátoru p . Tomuto „zrcadlení“ signálu v operátorové doméně budeme říkat operátorový (Laplaceův) obraz signálu.

Představme si kaskádu bloků, z nichž každý vykonává integraci signálu, podle obr. P.1. Na vstup kaskády přivedeme Diracův impuls $d(t)$. První integrátor jej transformuje na jednotkový skok (viz kapitola 2.2.1, str. 35). Další integrací jednotkového skoku vznikne lineárně rostoucí funkce atd.



Obr. P.1. Ilustrace přiřazení operátorových obrazů k elementárním signálům.

Z hlediska operátorového vyjádření signálů v daném řetězci je zřejmé, že operátorové obrazy „sousedních“ signálů se budou lišit násobícím faktorem $1/p$. Jestliže se rozhodneme prvnímu signálu v kaskádě – Diracovu impulsu – přiřadit jednoduchý operátorový obraz 1, pak obraz jednotkového skoku bude $1/p$, obraz lineárně rostoucí funkce $1/p^2$, atd.:

$$\begin{aligned}
 d(t) &\equiv 1 \\
 1(t) &\equiv 1/p \\
 t \cdot 1(t) &\equiv 1/p^2 \\
 &\vdots \\
 t^n \cdot 1(t) &\equiv n!/p^{n+1} \\
 &\vdots
 \end{aligned}
 \tag{P.3}$$

Poznamenejme, že všechny uvedené signály jsou nulové pro záporné časy, což je matematicky vyjádřeno násobením jednotkovými skoky.

Pomocí elementárních signálů (P.3) lze na principu Taylorovy řady „složit“ další signály. Uveďme příklad exponenciální funkce času, kde a je reálné číslo:

$$e^{at}1(t) = \left(1 + at + \frac{(at)^2}{2!} + \frac{(at)^3}{3!} + \dots\right)1(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(at)^k}{k!}1(t) \equiv \frac{1}{p} + \frac{a}{p^2} + \frac{a^2}{p^3} + \dots = \frac{1}{p} \sum_{k=0}^{\infty} \left(\frac{a}{p}\right)^k = \frac{1}{p-a}.$$

Existuje způsob, jak nalézt operátorový obraz signálu bez nutnosti výpočtů přes Taylorovu řadu. Signál jako funkce času se dosadí do určitého vzorce, který přímo vygeneruje operátorový obraz. Jde o definiční vzorec Laplaceovy transformace.

Laplaceova transformace

Laplaceova transformace jednoznačně přiřazuje signálu $f(t)$, který je nulový pro záporné časy, jeho operátorový obraz $F(p)$ podle vzorce

$$F(p) = L\{f(t)\} = \int_0^{\infty} f(t)e^{-pt} dt. \tag{P.4}$$

Signál musí splňovat určité podmínky, aby konvergoval integrál v (P.4) a aby tedy existoval Laplaceův obraz signálu. Tyto podmínky jsou popsány v odborné literatuře, např. v [34]. Pro běžné signály z technické praxe jsou automaticky splněny.

Vzorec (P.4) je možné otestovat například pro jednotkový skok:

$$\int_0^{\infty} 1(t)e^{-pt} dt = \int_0^{\infty} e^{-pt} dt = -\frac{1}{p} \left[e^{-pt} \right]_0^{\infty} = -\frac{1}{p} (0 - 1) = \frac{1}{p}.$$

Výpočet je správný za předpokladu, že $e^{-pt} \rightarrow 0$ pro $t \rightarrow \infty$. To je splněno, je-li reálná část operátoru p kladná. Jednotkový skok má tedy Laplaceův obraz $1/p$, kde p může být libovolné komplexní číslo s kladnou reálnou částí. Jinými slovy, toto číslo se musí nacházet v komplexní polorovině vpravo od imaginární osy. Tento výsek komplexní roviny nazýváme **definičním oborem** daného Laplaceova obrazu.

V Tab. P.1 jsou shrnuty základní vlastnosti Laplaceovy transformace, přímo vyplývající z definičního integrálu (P.4). V Tab. P.2 jsou uvedeny tzv. limitní teorémy. Stručný slovník Laplaceovy transformace je v Tab. P.3.

Z údajů v řádku „časová derivace signálu“ Tab. P.1. vyplývá, že Heavisideova interpretace operátoru p jako symbolu derivace platí jen pro případy, kdy derivovaný signál má v počátku časové osy nulovou hodnotu ve smyslu limity zprava. Této podmínce vyhovují všechny signály, uvedené na obr. P.1 a v relacích P.3, s výjimkou jednotkového skoku.

Tab. P.1. Základní vlastnosti Laplaceovy transformace. Symboly 0^+ a 0^- označují limity zprava a zleva.

vlastnost	signál $f(t)$	Laplaceův obraz $F(p)$	poznámka
násobení signálu konstantou	$a \cdot f(t)$	$a \cdot F(p)$	
součet signálů	$f_1(t) + f_2(t)$	$F_1(p) + F_2(p)$	
časové zpoždění signálu	$f(t-t)1(t-t)$	$F(p)e^{-pt}$	$t \geq 0$
exponenciální tlumení signálu	$f(t)e^{-at}$	$F(p+a)$	a je libovolné reálné
změna časové osy	$f\left(\frac{t}{a}\right)$	$a \cdot F(ap)$	$a > 0$ reálné
násobení signálu časem	$t \cdot f(t)$	$-\frac{dF(p)}{dp}$	
časová derivace signálu	$\frac{df(t)}{dt}$	$pF(p) - f(0^+)$	$f(0^+) = \lim_{t \rightarrow 0^+} f(t)$
časová integrace signálu	$\int_{0^-}^t f(x)dx$	$\frac{F(p)}{p}$	
konvoluce dvou signálů	$f_1(t) * f_2(t)$	$F_1(p)F_2(p)$	$f_1(t) * f_2(t) =$ $= \int_{0^-}^t f_1(x)f_2(t-x)dx =$ $= \int_{0^-}^t f_2(x)f_1(t-x)dx$

Tab. P.2. Limitní teorémy. Symbol 0^+ označuje limitu zprava. Termín **pól** je vysvětlen na str. 162.

	poznámka
Teorém o počáteční hodnotě signálu	
$\lim_{t \rightarrow 0^+} f(t) = \lim_{\text{Re } p \rightarrow \infty} [pF(p)]$	
Teorém o konečné hodnotě signálu	platí jen pokud limita existuje a je konečná, neboli pokud $F(p)$ má všechny póly v levé komplexní polorovině
$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{p \rightarrow 0} [pF(p)]$	

Tab. P.3. Stručný slovník Laplaceovy transformace.

	Laplaceův obraz	signál	poznámka
1	1	$d(t)$	jednotkový (Diracův) impuls
2	$\frac{1}{p}$	$1(t)$	jednotkový (Heavisideův) skok
3	$\frac{1}{p^2}$	$t1(t)$	
4	$\frac{1}{p^{n+1}}$	$\frac{t^n}{n!}1(t)$	n je celé kladné číslo
5	$\frac{1}{p+a}$	$e^{-at}1(t)$	
6	$\frac{1}{(p+a)^2}$	$te^{-at}1(t)$	
7	$\frac{1}{(p+a)^n}$	$\frac{t^{n-1}}{(n-1)!}e^{-at}1(t)$	n je celé kladné číslo
8	$\frac{1}{(p+a)(p+b)}$	$\frac{e^{-at} - e^{-bt}}{b-a}1(t)$	$b \neq a$, reálná čísla
9	$\frac{p}{(p+a)(p+b)}$	$\frac{be^{-bt} - ae^{-at}}{b-a}1(t)$	$b \neq a$, reálná čísla
10	$\frac{1}{p(p+a)}$	$\frac{1}{a}(1 - e^{-at})1(t)$	$a \neq 0$
11	$\frac{1}{p(p+a)^2}$	$\frac{1}{a^2}[1 - (1+at)e^{-at}]1(t)$	$a \neq 0$
12	$\frac{1}{p(p+a)(p+b)}$	$\frac{1}{ab}\left(1 - \frac{b}{b-a}e^{-at} + \frac{a}{b-a}e^{-bt}\right)1(t)$	$b \neq a$
13	$\frac{1}{p^2(p+a)}$	$\frac{1}{a^2}(at - 1 + e^{-at})1(t)$	$a \neq 0$
14	$\frac{w}{p^2 + w^2}$	$\sin wt1(t)$	
15	$\frac{p}{p^2 + w^2}$	$\cos wt1(t)$	
16	$\frac{w^2}{p(p^2 + w^2)}$	$(1 - \cos wt)1(t)$	
17	$\frac{p}{(p^2 + w^2)^2}$	$\frac{1}{2w}t \sin wt1(t)$	
18	$\frac{1}{(p+a)^2 + w^2}$	$\frac{1}{w}e^{-at} \sin wt1(t)$	$w \neq 0$
19	$\frac{p}{(p+a)^2 + w^2}$	$\frac{1}{w}e^{-at}(w \cos wt - a \sin wt)1(t)$	$w \neq 0$
20	$\frac{1}{p(p+a)^2 + w^2}$	$\frac{1}{a^2 + w^2}\left[1 - \frac{1}{w}e^{-at}(a \sin wt + w \cos wt)\right]1(t)$	$w \neq 0$

Fyzikální interpretace Laplaceovy transformace signálu

Laplaceův obraz konkrétního signálu je funkcí operátoru p . Tento operátor je obecně komplexní číslo

$$p = s + j\omega, \quad (\text{P.5})$$

jehož reálnou a imaginární složku si v podstatě volí “uživatel” v souladu s jejich zcela konkrétním fyzikálním významem, který bude objasněn v dalším textu.

S přihlédnutím k (P.5) přepíšeme definiční vztah Laplaceovy transformace (P.4) takto:

$$F(p) = L\{f(t)\} = \int_0^{\infty} f(t)e^{-st} e^{-j\omega t} dt. \quad (\text{P.6})$$

Uvědomíme-li si, že signál $f(t)$ je nulový pro záporné časy a tudíž že dolní integrační mez může být změněna na $-\infty$, aniž by se změnila velikost integrálu, pak Laplaceova transformace signálu $f(t)$ je rovna Fourierově transformaci tohoto signálu, násobeného exponenciální funkcí e^{-st} . Jinými slovy,

Laplaceova transformace signálu $f(t)$ vyjadřuje spektrum tohoto signálu po jeho zatlumení exponenciálním signálem e^{-st} s časovou konstantou tlumení $t = 1/s$.

Přesněji řečeno, pro $s > 0$ se jedná o tlumení, pro $s < 0$ o exponenciální zesilování. Situace je ilustrována na obr. P.2.

Obrázek P.3 ukazuje konkrétní rozložení modulu Laplaceova obrazu

$$\frac{p}{(p + \frac{1}{t})^2 + \Omega^2} = \frac{p}{(p + 250)^2 + (50p)^2}, \quad t = 4\text{ms}.$$

Podle řádku 19 tabulky P.3. jde o obraz signálu, složeného ze sinové a kosinové složky o kmitočtu 25Hz, tlumeného exponenciálně s časovou konstantou 4ms.

V počátku komplexní roviny, tedy pro $p = s + j\omega = 0$, vychází Laplaceův obraz nulový. Daná plocha nad komplexní rovinou se “propadá” do tzv. **nulového bodu**. Naopak pro hodnoty operátoru p , pro něž je jmenovatel Laplaceova obrazu nulový, neboli pro

$$p = -\frac{1}{t} \pm j\Omega = -250 \pm j50p$$

roste modul Laplaceova obrazu nade všechny meze. Daná plochy vytváří jakési „komíny“ v místech komplexní roviny, kterým se říká **póly**.

Spektrální funkci signálu získáme řezem zobrazené plochy rovinou, která prochází imaginární osou a je kolmá ke komplexní rovině $p = s + j\omega$. Kdybychom posouvali rovinu řezu směrem do záporných hodnot tlumení s , jinými slovy, pokud bychom signál násobili “rostoucí” exponenciální funkcí, pak pro hodnotu $s = -1/t$ bychom protli plochu v místech, kde jsou lokalizovány póly. Spektrum signálu by pak vykazovalo v oblastech pólů nekonečný nárůst. Došlo by k vykompenzování tlumení harmonického signálu, takže jeho amplituda je konstantní, čemuž odpovídá neohraničený nárůst energie signálu v kmitočtovém pásmu v okolí kmitočtu Ω .

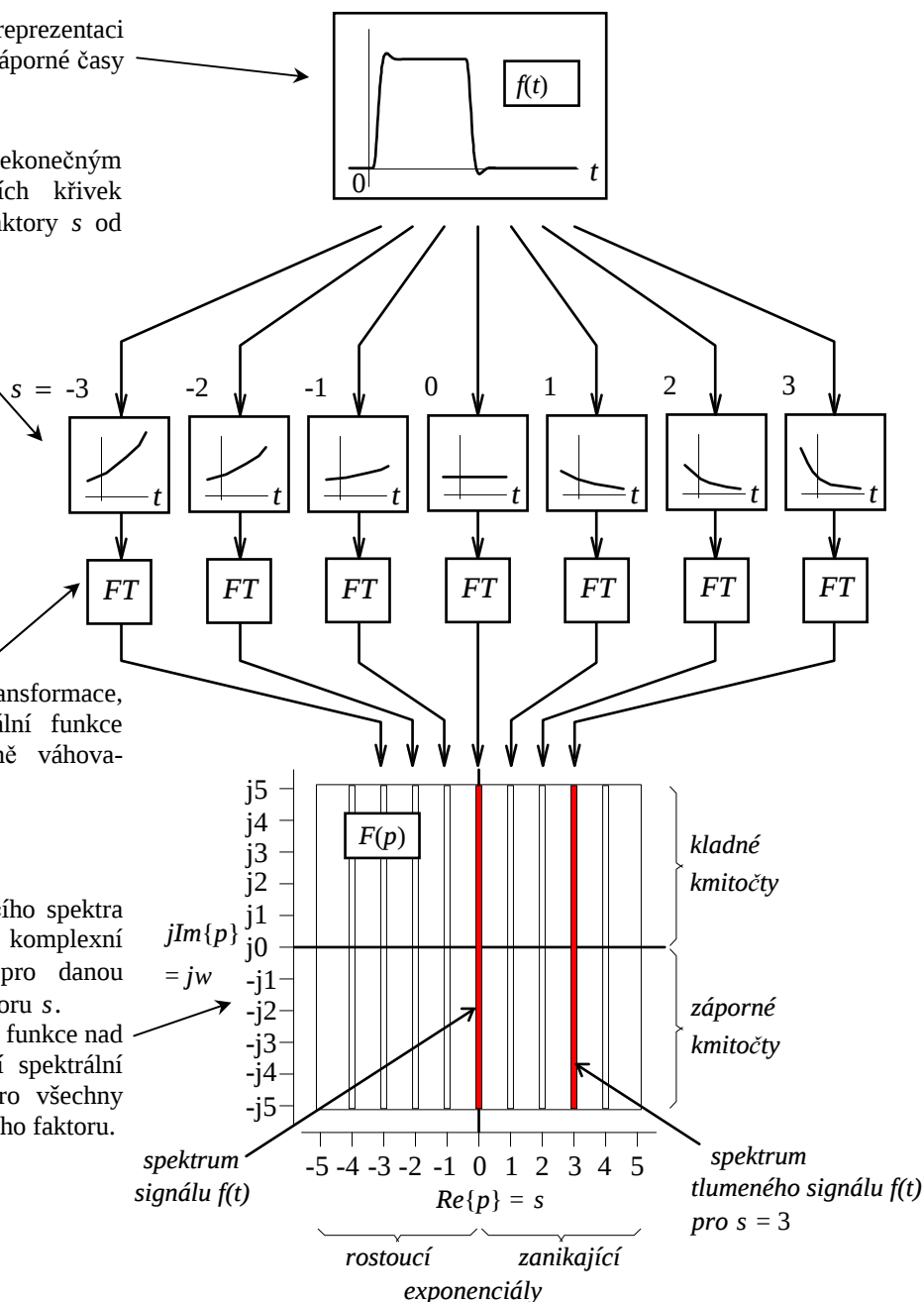
Shrňme, že ze souřadnic pólů lze zjistit kruhový opakovací kmitočet signálu (souřadnice imaginární složky) a míru exponenciálního tlumení nebo nárůstu signálu (souřadnice reálné složky). Poloha nulového bodu určuje proporce mezi amplitudami sinové a kosinové složky (viz řádek 19 tabulky P.3) a tudíž souvisí s počáteční fází harmonického signálu.

Signál $f(t)$ v časové reprezentaci (časový průběh). Pro záporné časy je signál nulový.

Násobení signálu nekonečným počtem exponenciálních křivek s různými tlumivými faktory s od $-\infty$ do $+\infty$.

Výpočet Fourierovy transformace, tj. komplexní spektrální funkce každého exponenciálně váhovaného signálu.

Umístění každého dílčího spektra podél imaginární osy komplexní roviny $p = s + j\omega$ pro danou hodnotu tlumivého faktoru s . $F(p)$ je tedy komplexní funkce nad rovinou p , zobrazující spektrální funkce signálu $f(t)$ pro všechny možné hodnoty tlumivého faktoru.



Obr. P.2 [40]. Laplaceova transformace jako zobecnění Fourierovy transformace signálu.

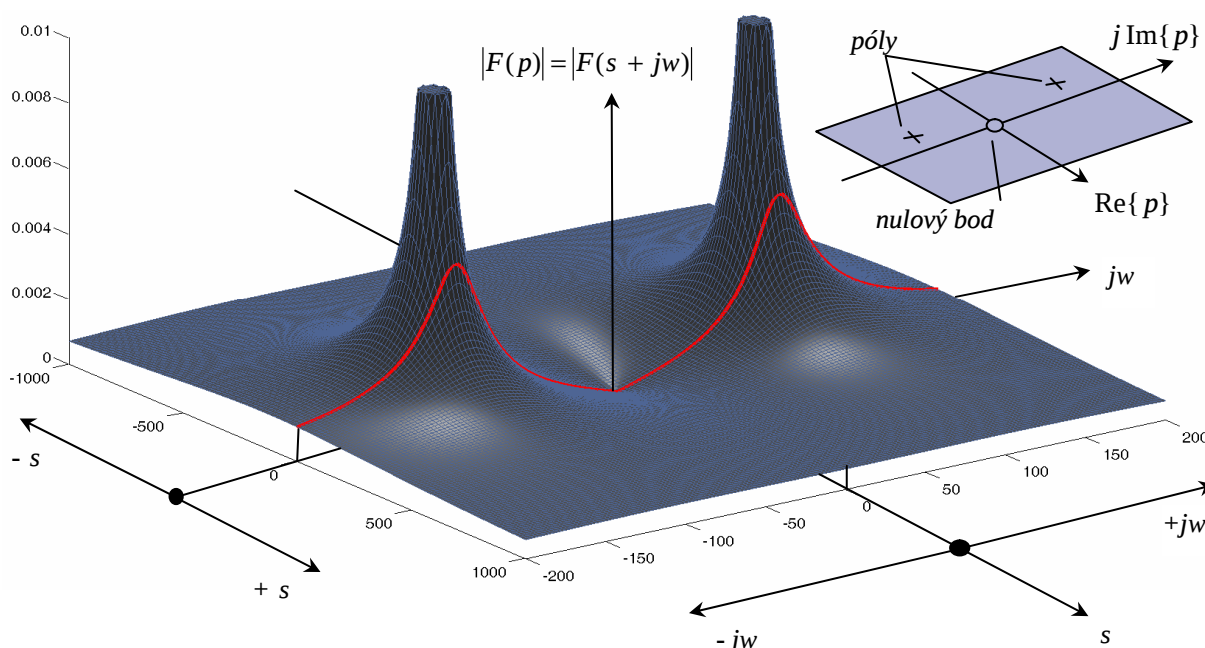
Zpětná Laplaceova transformace

Tato transformace převádí Laplaceův obraz signálu zpět na původní signál. Integrální definice, popsaná v matematické literatuře, např. v [33], se v technické praxi příliš nevyužívá. Většinou se postupuje pomocí slovníků Laplaceovy transformace, kde se k danému obrazu dohledá originál. Této závěrečné fázi převodu předchází rozklad Laplaceova obrazu na dílčí obrazy, které jsou obsaženy ve slovníku. Rovněž se často používá různých pouček a vlastností Laplaceovy transformace, shrnutých v tabulkách P.1 a P.2.

Níže jsou popsány praktické postupy rozkladu Laplaceového obrazu na parciální zlomky. Laplaceův obraz je uvažován ve tvaru racionální lomené funkce

$$F(p) = \frac{P(p)}{Q(p)} = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_1 p + b_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0} = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_1 p + b_0}{a_n (p - p_1)(p - p_2) \dots (p - p_n)}, \quad m < n.$$

Symbole $p_1, p_2, \dots$ ve jmenovateli představují kořeny jmenovatele a současně póly $F(p)$.



Obr. P.3. Příklad zobrazení modulu Laplaceova obrazu tlumeného harmonického signálu o kmitočtu 25Hz a časové konstantě tlumení 4ms. Řez v rovině imaginární osy určuje spektrální funkci signálu.

Při rozkladu na parciální zlomky je vhodné rozlišovat mezi čtyřmi případy, pomocí nichž lze ošetřit všechny možné konfigurace pólů:

1. Póly $p_1, p_2, \dots, p_n$ jsou reálné různé:

$$F(p) = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_1 p + b_0}{a_n (p - p_1)(p - p_2) \dots (p - p_n)} = \frac{A_1}{p - p_1} + \frac{A_2}{p - p_2} + \dots + \frac{A_n}{p - p_n}.$$

2. Póly jsou reálné, p_1 je k -násobný:

$$F(p) = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_1 p + b_0}{a_n (p - p_1)(p - p_2) \dots (p - p_n)} = \frac{A_1}{p - p_1} + \frac{A_2}{(p - p_1)^2} + \dots + \frac{A_k}{(p - p_1)^k} + \frac{A_{k+1}}{p - p_{k+1}} + \dots + \frac{A_n}{p - p_n}.$$

3. Póly p_1, p_2 jsou jednoduché komplexně sdružené $a \pm jb$:

Existují dvě možnosti rozkladu:

a) viz 1, konstanty A_1, A_2 budou komplexní a současně komplexně sdružené.

$$b) (p - p_1)(p - p_2) = p^2 - p(p_1 + p_2) + p_1 p_2 = p^2 - 2ap + a^2 + b^2 \Rightarrow$$

$$F(p) = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_1 p + b_0}{a_n (p^2 - 2ap + a^2 + b^2)(p - p_3) \dots (p - p_n)} = \frac{A_1 p + A_2}{p^2 - 2ap + a^2 + b^2} + \frac{A_3}{p - p_3} + \dots + \frac{A_n}{p - p_n}.$$

4. Póly p_1, p_2 jsou k -násobné komplexně sdružené $a \pm jb$:

Existují dvě možnosti rozkladu:

a) viz 2, konstanty A_k budou komplexní.

b)

$$F(p) = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_1 p + b_0}{a_n (p^2 - 2ap + a^2 + b^2)^k (p - p_{2k+1}) \dots (p - p_n)} = \frac{A_1 p + A_2}{p^2 - 2ap + a^2 + b^2} + \frac{A_3 p + A_4}{(p^2 - 2ap + a^2 + b^2)^2} + \dots$$

$$+ \frac{A_{2k-1} p + A_{2k}}{(p^2 - 2ap + a^2 + b^2)^k} + \frac{A_{2k+1}}{p - p_{2k+1}} + \dots + \frac{A_n}{p - p_n}.$$

Konstanty A_i , $i=1, 2, \dots, n$ lze stanovit například takto:

a) Parciální zlomky se převedou na společného jmenovatele. Koeficienty u jednotlivých mocnin operátoru p v čitateli se porovnají s koeficienty rozkládaného zlomku. Sestaví se soustava rovnic pro neznámé konstanty A_i a vyřeší se.

Příklad:

$$F(p) = \frac{5p+1}{(p+1)(p+2)} = \frac{A_1}{p+1} + \frac{A_2}{p+2}.$$

Převedení na společného jmenovatele:

$$F(p) = \frac{5p+1}{(p+1)(p+2)} = \frac{A_1}{p+1} + \frac{A_2}{p+2} = \frac{p(A_1 + A_2) + 2A_1 + A_2}{(p+1)(p+2)}.$$

Srovnání koeficientů:

$$\left. \begin{aligned} A_1 + A_2 &= 5 \\ 2A_1 + A_2 &= 1 \end{aligned} \right\} A_1 = -4, A_2 = 9.$$

b) Použije se speciálních postupů, popsanych například v [34].

Poznámka: Pokud Laplaceův obraz obsahuje v čitateli polynom o stupni stejném nebo vyšším než je stupeň polynomu ve jmenovateli, pak výše uvedené rozklady na parciální zlomky nelze uskutečnit. V tom případě je nutno napřed provést speciální úpravu Laplaceova obrazu, jak vysvětluje následující příklad.

$$\frac{2p^2 - 4}{p^2 + 8p + 25} = 2 \frac{p^2 - 2}{p^2 + 8p + 25} = 2 \frac{p^2 + 8p + 25 - (8p + 25) - 2}{p^2 + 8p + 25} = 2 \left(1 - \frac{8p + 27}{p^2 + 8p + 25} \right) = 2 - \frac{16p + 54}{p^2 + 8p + 25}.$$

První člen, číslo 2, je Laplaceův obraz Diracova impulsu, násobeného dvěma. Druhý člen se již dá rozložit na parciální zlomky, protože řád polynomu v čitateli je o jedničku menší než ve jmenovateli.

Operátorové modely pasivních prvků R , L a C

Vztahy mezi napětími a proudy pasivních součástek typu R , L a C jsou následující:

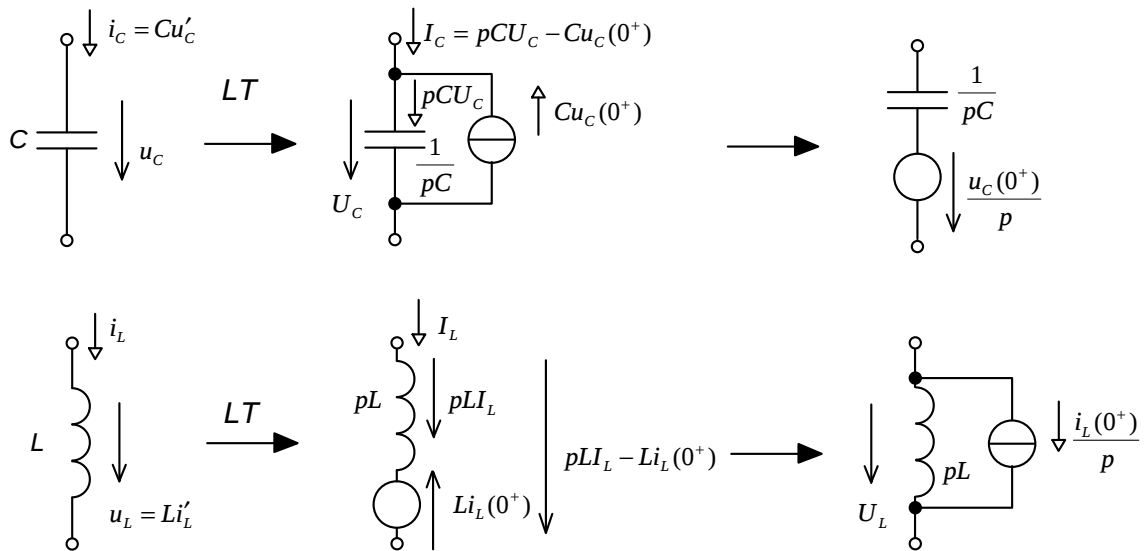
$$u_R(t) = Ri_R(t), \quad u_L(t) = L \frac{d}{dt} i_L(t), \quad i_C(t) = C \frac{d}{dt} u_C(t).$$

Rovnice převedeme do operátorové oblasti Laplaceovou transformací s využitím pouček o násobení signálu konstantou a obrazu derivace (viz Tab. P.1):

$$U_R(p) = RI_R(p), \quad U_L(p) = pLI_L(p) - Li_L(0^+), \quad I_C(p) = pCU_C(p) - Cu_C(0^+). \quad (P.7)$$

Z první rovnice vyplývá, že Ohmův zákon platí nejen pro okamžité hodnoty napětí a proudu rezistoru, ale i pro jejich Laplaceovy obrazy. U induktoru a kapacitoru je poměr operátorových obrazů napětí a proudu dán operátorovými reaktancemi pL a $1/pC$. Do hry však vstupují i počáteční hodnoty proudu induktorem a napětí na kapacitoru, tzv. **fyzikální počáteční podmínky**. Z jejich spojitosti vyplývá, že není třeba rozlišovat mezi limitami zleva a zprava, neboli že ve vzorcích (P.7) není nutné – až na speciální případy – uvádět index +.

Operátorové modely akumulčních prvků L a C , přímo vyplývající z rovnic (P.7), jsou shrnuty na obr. P.4. Model se zdrojem proudu je uveden vždy i s modelem se zdrojem napětí a naopak. K přepočtu modelů je využita poučka o ekvivalenci napěťových a proudových zdrojů.



Obr. P.4. Operátorové modely pasivních prvků C a L s nenulovými počátečními podmínkami.

Použití Laplaceovy transformace tedy vede k tomu, že u obvodů s kapacitami a induktory respektujeme diferenciální vztahy mezi napětím a proudem zavedením **operátorových reaktancí**, které přecházejí v klasické reaktance zavedené v teoretické elektrotechnice po záměně

$$p = j\omega. \quad (\text{P.8})$$

Substituce (P.8) je v elektrotechnice často používána. Je založena na vztahu mezi Laplaceovou a Fourierovou transformací. Při nulových počátečních podmínkách a s uvažováním substituce (P.8) přecházejí operátorová schémata kapacitoru a induktoru v klasická reaktanční schémata, běžně používaná k výpočtu harmonických ustálených stavů symbolicko-komplexní metodou.

Operátorový model rezistoru se neliší od jeho klasického modelu. Poměrem operátorových obrazů napětí a proudu je opět odpor.

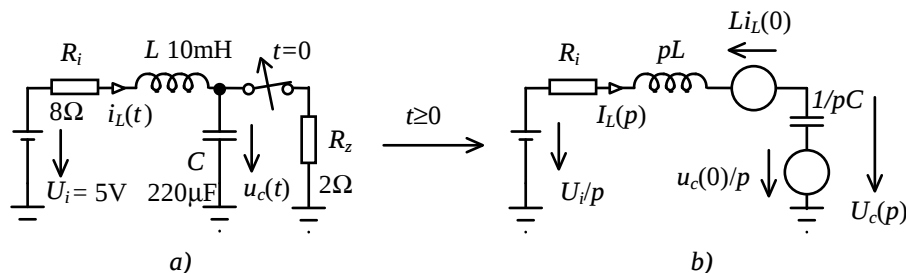
Metoda operátorových schémat k řešení lineárních obvodů

Tato metoda se často používá při řešení přechodových jevů. Podstata metody je následující:

- Schéma obvodu překreslíme tak, že akumulční prvky typu L a C nahradíme jejich operátorovými modely podle obr. P.4. Lze použít modely se zdroji napětí nebo proudu. Rozhodneme se pro variantu, která nám lépe vyhovuje. V případě nulových fyzikálních počátečních podmínek tyto zdroje odpadají úplně a zbudou pouze operátorové kapacitní a induktivní reaktance $1/pC$ a pL .
- Signály v obvodu nahradíme jejich Laplaceovými obrazy.
- Analýzou operátorového schématu zjistíme Laplaceův obraz hledané veličiny.
- Zpětnou Laplaceovou transformací zjistíme odpovídající časové průběhy.

Příklad:

Obvod na obr. P.5 a) se nachází v ustáleném stavu. V čase $t = 0$ je spínačem odpojena zátěž od kapacitoru. Určete časový průběh napětí na kapacitoru a proudu induktorem po rozpojení spínače.



Obr. P.5. a) Analyzovaný obvod, b) jeho operátorové schéma pro řešení přechodného děje po rozpojení spínače.

Řešení:

Nejprve určíme fyzikální počáteční podmínky přechodného děje, neboli napětí na kapacitoru a proud induktorem v okamžiku před rozepnutím spínače: v ustáleném stavu se induktor chová jako zkrat a kapacitor jako rozpojený obvod. Řešením dostáváme $u_c(0) = 1 \text{ V}$, $i_L(0) = 0,5 \text{ A}$.

Na obr. P.5 b) je sestavené operátorové schéma pro $t \geq 0$. Zde je výhodné použít modely kapacitoru i induktoru se zdroji napětí. V obvodu jsou nyní tři zdroje napětí v sérii, což usnadní celou analýzu.

Z obr. P.5 b) přímo vyplývá výpočet operátorového obrazu proudu induktorem:

$$I_L(p) = \frac{\frac{U_i + Li_L(0) - \frac{u_c(0)}{p}}{p}}{R_i + pL + \frac{1}{pC}} = \frac{\frac{U_i - u_c(0)}{L} + pi_L(0)}{p^2 + p\frac{R_i}{L} + \frac{1}{LC}}. \quad (\text{P.9})$$

Po dosazení číselných hodnot a úpravě vychází

$$I_L(p) \doteq \frac{400 + 0,5p}{p^2 + 800p + 4,54 \cdot 10^5} \doteq \frac{400}{(p + 400)^2 + 542,7^2} + \frac{0,5p}{(p + 400)^2 + 542,7^2}. \quad (\text{P.10})$$

Ze slovníku Laplaceovy transformace v Tab. P.3, řádky 18 a 19, pak vyplýne výsledek:

$$i_L(t) \doteq \left\{ \frac{400}{542,7} e^{-400t} \sin(542,7t) + \frac{0,5}{542,7} e^{-400t} [542,7 \cos(542,7t) - 400 \sin(542,7t)] \right\} 1(t).$$

Po konečné úpravě

$$i_L(t) \doteq [0,369 \sin(542,7t) + 0,5 \cos(542,7t)] e^{-400t} 1(t). \quad (\text{P.11})$$

Obdobně lze analyzovat napětí na kapacitoru. Z obr. P.5 b) a rovnice (P.9) vyplývá postup:

$$U_c(p) = \frac{1}{pC} I_L(p) + \frac{u_c(0)}{p} = \frac{U_i - u_c(0)}{LC} \frac{1}{p} \frac{1}{p^2 + p\frac{R_i}{L} + \frac{1}{LC}} + \frac{i_L(0)}{L} \frac{1}{p^2 + p\frac{R_i}{L} + \frac{1}{LC}} + \frac{u_c(0)}{p}.$$

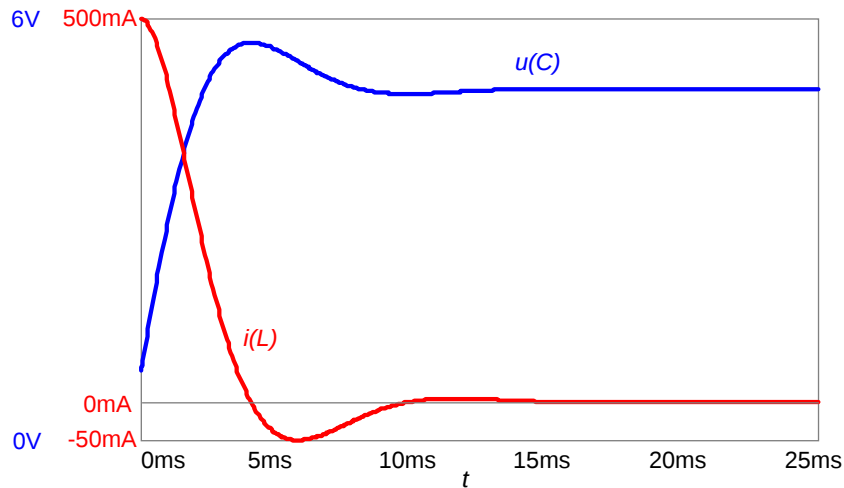
Dosadíme numerické hodnoty a upravujeme na tvary ve slovníku:

$$\begin{aligned} U_c(p) &\doteq \frac{1,8 \bar{1} \cdot 10^6}{p} \frac{1}{p^2 + 800p + 4,54 \cdot 10^5} + \frac{2,27 \cdot 10^3}{p^2 + 800p + 4,54 \cdot 10^5} + \frac{1}{p} \doteq \\ &\doteq \frac{1,8 \bar{1} \cdot 10^6}{p} \frac{1}{(p + 400)^2 + 542,7^2} + \frac{2,27 \cdot 10^3}{(p + 400)^2 + 542,7^2} + \frac{1}{p}. \end{aligned} \quad (\text{P.12})$$

Časový průběh zjistíme pomocí korespondencí v řádcích č. 2, 18 a 20 v Tab. P.3:

$$\begin{aligned} u_c(t) &\doteq \left\{ \frac{1}{400^2 + 542,7^2} - \frac{1}{400^2 + 542,7^2} \frac{1,8 \bar{1} \cdot 10^6}{542,7} e^{-400t} [400 \sin(542,7t) + 542,7 \cos(542,7t)] + \right. \\ &\quad \left. + \frac{2,27 \cdot 10^3}{542,7} e^{-400t} \sin(542,7t) + 1 \right\} 1(t) \doteq \{ [1,239 \sin(542,7t) - 4 \cos(542,7t)] e^{-400t} + 5 \} 1(t). \end{aligned}$$

Časové průběhy proudu induktorem a napětí na kapacitoru jsou na obr. P.6. Přechodný děj má kmitavý charakter, což odpovídá dvojici komplexně sdružených pólů řešeného obvodu. Reálná část -400 znamená útlum – postupný zánik přechodného děje (záporné znaménko) s časovou konstantou $1/400 = 2,5 \text{ ms}$. Imaginární část $\pm j542,7$ značí zákmity přechodného děje o kruhovém kmitočtu $542,7 \text{ rad/s}$, neboli $542,7/(2\pi) = 86,4 \text{ Hz}$, což odpovídá periodě kmitů $11,6 \text{ ms}$. Srovnajte tyto údaje s obrázkem P.6.



Obr. P.6. Průběh přechodného děje v obvodu z obr. P.5 a).

Operátorová přenosová funkce

Z předchozího příkladu operátorového řešení přechodného děje, zejména z obr. P.5b) vyplývá, že sledovaná výstupní veličina obvodu – například napětí na kapacitoru nebo proud induktorem – se mění v důsledku působení dvou různých typů zdrojů: vnějších zdrojů (baterie) a vnitřních zdrojů (počáteční napětí na C a počáteční proud L , tedy fyzikálních počátečních podmínek). V důsledku linearity obvodu můžeme k řešení použít princip superpozice, neboli můžeme stanovit odděleně odezvu obvodu na nenulové počáteční podmínky při nepůsobení vnějších zdrojů (tzv. **přirozená odezva**), pak určíme odezvu obvodu na vnější buzení při nulových počátečních podmínkách (tzv. **vynucená odezva**), a nakonec obě odezvy sečteme (tzv. **celková** neboli **úplná odezva**).

V elektrotechnických výpočtech má zvlášť velký význam právě vynucená odezva obvodu na vstupní signál. Z hlediska operátorového řešení lze tuto odezvu snadno získat řešením zjednodušeného operátorového schématu obvodu při neuvažování počátečních podmínek, kdy modely akumulčních prvků jsou reprezentovány pouze jejich operátorovými impedancemi. Postupuje se v těchto fázích:

1. Sestaví se operátorový model obvodu s uvažováním nulových počátečních podmínek.
2. Provede se analýza obvodu s cílem výpočtu tzv. **přenosové funkce** $K(p)$, což je poměr Laplaceových obrazů výstupního a vstupního signálu:

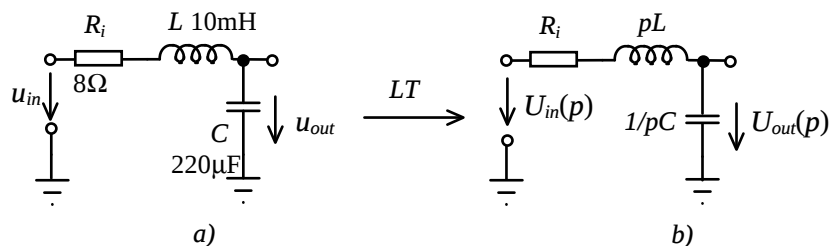
$$K(p) = \frac{V_{\text{výstup}}(p)}{V_{\text{vstup}}(p)}. \quad (\text{P.13})$$

3. Laplaceův obraz vynucené odezvy se určí vynásobením Laplaceova obrazu vstupního signálu a přenosové funkce:

$$V_{\text{výstup}}(p) = K(p) \cdot V_{\text{vstup}}(p) \quad (\text{P.14})$$

Přenosová funkce nezávisí na vstupním signálu, je to charakteristika řešeného obvodu. Může být tedy využita k opakovanému výpočtu vynucených odezev obvodu na různé budící signály.

Příklad: Vypočítejte přenosovou funkci obvodu na obr. P.7 a), je-li vstupním signálem u_{in} a výstupním signálem u_{out} .



Obr. P.7. Způsob zjišťování přenosové funkce obvodu řešením jeho operátorového modelu při nulových počátečních podmínkách.

Řešení:

1. Nakreslíme operátorové schéma podle obr. P.7 b).
2. Vypočteme poměr výstupního a vstupního napětí například metodou děliče napětí:

$$K(p) = \frac{U_{out}(p)}{U_{in}(p)} = \frac{\frac{1}{pC}}{R_i + pL + \frac{1}{pC}} = \frac{1}{p^2 LC + pR_i C + 1} = \frac{1}{LC} \frac{1}{p^2 + p \frac{R_i}{L} + \frac{1}{LC}} = \frac{4,54 \cdot 10^5}{p^2 + 800p + 4,54 \cdot 10^5}.$$

Výsledek můžeme dále využít například k nalezení reakce obvodu na připojení pětivoltové baterie k vstupním svorkám (vynucená odezva): Přenosovou funkci vynásobíme Laplaceovým obrazem $5/p$ a provedeme zpětnou Laplaceovu transformaci. Nalezením kořenů jmenovatele můžeme zjistit ještě před výpočtem přechodného děje jeho charakter podle toho, zda kořeny (póly) vycházejí reálné či komplexní atd.

Z přenosové funkce lze snadno zjistit vstupně-výstupní diferenciální rovnici obvodu. Například pro výše uvedenou přenosovou funkci platí:

$$\frac{U_{out}(p)}{U_{in}(p)} = \frac{4,54 \cdot 10^5}{p^2 + 800p + 4,54 \cdot 10^5} \Rightarrow p^2 U_{out}(p) + 800p U_{out}(p) + 4,54 \cdot 10^5 U_{out}(p) = 4,54 \cdot 10^5 U_{in}(p).$$

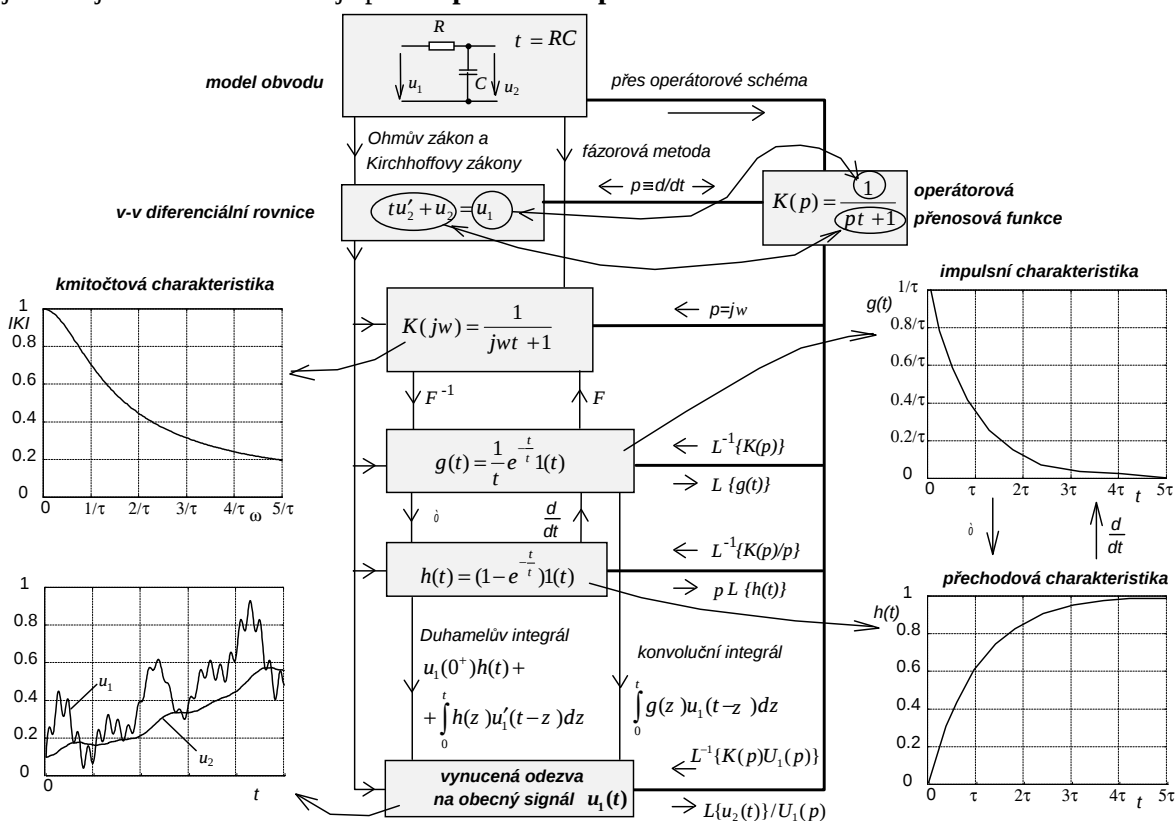
Uvědomíme-li si, že násobení Laplaceova obrazu operátorem p je ekvivalentní derivaci časového originálu, pak výše uvedenou rovnici můžeme přímo mechanicky přepsat na hledanou diferenciální rovnici mezi vstupním a výstupním signálem:

$$u''_{out}(t) + 800u'_{out}(t) + 4,54 \cdot 10^5 u_{out}(t) = 4,54 \cdot 10^5 u_{in}(t).$$

Každý jiný způsob „ručního“ hledání této diferenciální rovnice je komplikovanější.

Přenosová funkce je využitelná k další analýze důležitých vlastností a charakteristik obvodu, jako jsou stabilita, kmitočtové charakteristiky, chování obvodu v čase – impulsní a přechodová charakteristika či vynucené odezvy na obecná buzení. Podrobněji je o této problematice pojednáno v kapitole 5.

Obr. P.8 znázorňuje některé souvislosti mezi charakteristikami lineárního obvodu. Je zřejmé, že sjednocující charakteristikou je právě **operátorová přenosová funkce**.



Obr. P.8. Přenosová funkce jako sjednocující charakteristika obecného lineárního obvodu.

LITERATURA

- [1] BARTSCH, H.J. Matematické vzorce. SNTL, Praha 1987.
- [2] BIOLEK, D. a kol. Systémy, procesy a signály I. Sbírka příkladů. Skripta FEI VUT Brno, 1996.
- [3] BIOLEK, D. Řešíme elektronické obvody aneb kniha o jejich analýze. BEN-technická literatura, 2004.
- [4] BIOLEK, D. Elektrické systémy. S-1589, VA Brno, 1995.
- [5] BIOLEK, D. Elektrické signály a systémy. S-2584, VA Brno, 1998.
- [6] BIOLEK, D. Počítačová simulace elektronických obvodů. S-1678, VA Brno, 2004.
- [7] BIOLEK, D. Analýza elektronických obvodů (nejen) na počítači. Slaboproudý obzor, Vol. 58, č. 4, prosinec 2001, s.25-31.
- [8] BIOLEK, D. Počítačová analýza a simulace elektrických obvodů– část 1 až 4. Slaboproudý obzor, 2003, roč. 60, č. 1 až 4, Příloha (nejen) pro mladé inženýry.
- [9] BIOLEK, D. Využití programů pro symbolickou a semisymbolickou analýzu elektrických obvodů ve výuce i výzkumu. ELEKTROREVUE, prosinec 1999.
K dispozici na <http://www.elektrorevue.cz/clanky/99012/index.htm>
- [10] BIOLEK, D. Program SNAP v. 2.6: Nové možnosti pro výuku i výzkum. STO-7, VA Brno, 1999, s. 66-69. ISBN 80-214-1392-1.
K dispozici na http://user.unob.cz/biolek/veda/articles/STO7_3.pdf
- [11] ČAJKA, J., KVASIL, J. Teorie lineárních obvodů. TKI, SNTL/ALFA 1979.
- [12] DESOER, CH.A., KUH, E.S. Basic Circuit Theory. McGraw-Hill, New York, 1969.
- [13] DOSTÁL, J. Operační zesilovače. SNTL Praha, 1981.
- [14] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J. Kmitočtové filtry. BEN-technická literatura, 2002.
- [15] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J. The New TICFU Transitional Approximation. Proc. of ECCTD'95, Istanbul, 1995, Vol. 2, pp. 913-916.
- [16] HLÁVKA, J., KLÁTIL, J., KUBÍK, S. Komplexní proměnná v elektrotechnice. Praha, SNTL 1990.
- [17] HOFFNER, V. Úvod do teorie signálů. Praha, SNTL 1979.
- [18] HOROWITZ, P., HILL, W. The Art of Electronics. Cambridge University Press, Second edition, 2001.
- [19] HAYES, T., HOROWITZ, P. Student's manual for The Art of Electronics. Cambridge University Press, 2002.
- [20] KOUKAL, S., POTUČEK, R. Fourierovy trigonometrické řady a metoda komplexních amplitud. Skriptum VA Brno, S-1573, 2002.
- [21] KUO, B.C. Linear Networks and Systems. McGraw-Hill, New York, 1967.
- [22] KWAKERNAAK, H., SIVAN, R. Modern Signals and Systems. Prentice Hall, Englewood Cliffs.
- [23] LÁNÍČEK, R. Elektronika – obvody, součástky, děje. BEN, Praha 1998.
- [24] LÁNÍČEK, R. Simulační programy pro elektrotechniku. BEN, Praha 2000.
- [25] LEVINŠTEJN, M.L. Operátorový počet v elektrotechnice. SNTL , Praha 1977.
- [26] MAYER, D. Úvod do teorie elektrických obvodů. SNTL/ALFA, Praha 1978.
- [27] MAYER, D. Analýza elektrických obvodů maticovým počtem. ACADEMIA Praha, 1966.
- [28] MOERDER, C., HENKE, H. Praktické výpočty v tranzistorové technice. Praha, SNTL 1978.
- [29] MORRIS, N.M. Mastering Electronic and Electrical Calculations. MacMillan, Press Ltd., 1996.
- [30] NEUMANN, P., UHLÍŘ, J. Elektronické obvody a funkční bloky 1. Vydavatelství ČVUT, Praha 1999.
- [31] NEUMANN, P., UHLÍŘ, J. Elektronické obvody a funkční bloky 2. Vydavatelství ČVUT, Praha 2001.

- [32] OPPENHEIM, A. V., WILLSKY, A. S., YOUNG, I. T. Signals and Systems. London, Prentice-Hall International, Inc. 1983.
- [33] PÍRKO, Z., VEIT, J. Laplaceova transformace. SNTL/ALFA, 1972.
- [34] PRCHAL, J. Signály a soustavy. SNTL/ALFA, Praha 1987.
- [35] PUNČOCHÁŘ, J. Operační zesilovače – historie a současnost. BEN, 2002.
- [36] PUNČOCHÁŘ, J. Operační zesilovače v elektronice (páté vydání). BEN, Praha 2002.
- [37] SALLEN, R. P., KEY, E. I. A practical Method of Designing RC-Active Filters. IEEE Trans. Circuit Theory, Vol. 7, CT-2, March 1955, pp. 74-85.
- [38] SCHAUHANN, R., GHAUSI, M.S., LAKER, K.R. Design of Analog Filters. Prentice Hall, New Jersey, 1990. ISBN 0-13-200288-4.
- [39] SIEBERT, W.McC. Circuits, Signals, and Systems. The MIT Press, McGraw-Hill Book Company, 1986. 2 díly. Dostupný též ruský překlad "SIBERT, U.M. Capi, signaly, sistemy, Moskva, Mir, 1988".
- [40] SMITH, S.W. The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing. K dispozici online na <http://www.dspguide.com/>.
- [41] VLADIMIRESCU, A. The SPICE Book. John Wiley & Sons, Inc., 1994.
- [42] VLACH, J. Basic Network Theory with Computer Applications. Van Nostrand Reinhold, New York, 1992.
- [43] VLACH, J., SINGHAL, K. Computer Methods for Circuit Analysis and Design. Van Nostrand Reinhold Company, New York, 1982. K dispozici je též ruský překlad Mašinnyje metody analiza i projektirovaniya elektronnykh schem, Moskva, Radio i Svjaz, 1988.
- [44] ZAPLATÍLEK, K., DOŇAR, B. MATLAB pro začátečníky. BEN-technická literatura, 2003.

Internetové odkazy

- [I1] Micro-Cap – <http://www.spectrum-soft.com>
- [I2] Electronics Workbench a Multisim – <http://www.cadware.cz/cad204.htm>,
<http://www.electronicworkbench.com/>
- [I3] PSpice – <http://www.cadence.com/orcad/>, <http://www.orcad.com/forums/>
- [I4] TINA – <http://www.designsoftware.com/TINA.HTM>
- [I5] SNAP – <http://snap.webpark.cz/index.html>
- [I6] Programy Prof. Valsy – http://www.utee.feec.vutbr.cz/CZ/programy_ke_stazeni.htm
- [I7] Dynast - <http://virtual.cvut.cz/cacsd/msa/dynast.html>
- [I8] Programy využívané na FEL ČVUT v Praze –
<http://hippo.feld.cvut.cz/~bores/prog/uvod.htm>
- [I9] MATLAB – <http://www.mathworks.com>, <http://www.humusoft.cz>
- [I10] NAF – <http://user.unob.cz/biolek/download/naf.zip>
- [I11] Internetové stránky firmy *Linear Technology Corp.*, www.linear.com
- [I12] Internetové stránky firmy *Maxim Integrated Products, Inc.*, www.maxim-ic.com
- [I13] Internetové stránky firmy *National Semiconductor*, www.national.com
- [I14] Internetové stránky firmy *Microchip Technology Inc.*, www.microchip.com
- [I15] Internetové stránky firmy *Gowanda Electronics Corp.*, www.gowanda.com
- [I16] Internetové stránky firmy *Analog Devices*, www.analog.com

Název: Elektronické obvody I
Učebnice
Autoři: prof. Ing. Dalibor Birolek, CSc., prof. Ing. Karel Hájek, CSc., doc. Ing. Antonín Krtička, CSc., doc. Ing. Karel Zaplatílek, CSc., Ing. Bohuslav Doňar, CSc.
Vedoucí katedry: prof. Ing. Čestmír Vlček, CSc.
Vydavatel: Univerzita obrany
Položka EP: 13/2006
Tisk: Vydavatelská skupina UO, Brno
Číslo zakázky: 424/2006
Náklad: 150 ks
Počet stran: 318
Rok vydání: 2006
Vydání: první
Cena pro vnitřní potřebu: 174 Kč

ISBN 80-7231-169-7

Publikace neprošla jazykovou úpravou.