

4. Tranzistorové zesilovače

4.1 Rozdělení tranzistorových zesilovačů

Příklad zapojení transceiveru na obr. 2.2.1 ukazuje, že ve vf systémech se používá celá řada různých typů zesilovačů. Rozdělení není jen formální, pro jednotlivé typy zesilovačů se používají velmi rozdílné typy tranzistorů a často zcela zásadním způsobem se liší jejich návrh:

a) Dle výstupního výkonu

Lineární zesilovače	(linear amplifier) $P_{out} \leq 10 \text{ mW}$ nízkovýkonové tranzistory $I_{DS} \leq 50 \text{ mA}$ návrh \rightarrow malosignálové s-parametry použití \rightarrow obecné zesilovací stupně
Zesilovače středního výkonu	(medium-power) $P_{out} \leq 500 \text{ mW}$ tranzistory stř. výkonu $I_{DS} \leq 200 \text{ mA}$ návrh \rightarrow malosignálové s-parametry použití \rightarrow koncové stupně stř. výkonu budící stupně výkonových zes.
Výkonové zesilovače	(power amplifier) $P_{out} \approx 10^0 \div 10^2 \text{ W}$ výkonové tranzistory návrh \rightarrow velkosignálové s-parametry nelineární analýza použití \rightarrow koncové stupně vysílačů

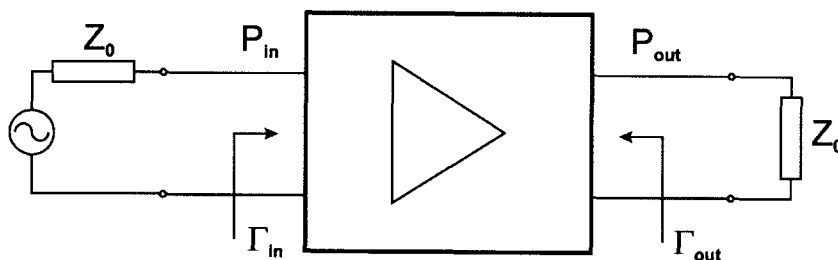
b) Dle šířky přenášeného pásma

Úzkopásmové zesilovače	$B \leq 10\%$ střední frekvence f_0 návrh \rightarrow přesný, přímé návrhové vztahy
Širokopásmové zesilovače	$B \approx 1$ až 3 oktávy příklad \rightarrow 2 – 8 GHz návrh \rightarrow vždy jen aproximativní analytické nebo iterativní postupy
Extrémně širokopásmové	$B \approx$ i více než 1 dekáda příklad \rightarrow 1 - 20 GHz návrh \rightarrow odporové přizpůsobení zpětnovazební s postupnou vlnou

- | | |
|--------------------------|---|
| c) Speciální zesilovače | nízkošumové
logaritmické
regulační (řiditelný zisk)
„feed-forward“ |
| d) Dle způsobu realizace | se stabilním / nestabilním tranzistorem
se soustředěnými / rozloženými přízp. obvody
integrované / monolitické (MMIC) |

4.2 Parametry vf zesilovačů

Na obr. 4.2.1 je znázorněno základní systémové zapojení vf zesilovače s budícím generátorem, zátěží a vyznačením vybraných parametrů. Pro funkci zesilovačů ve vf a mikrovlnných systémech jsou nejdůležitější následující parametry:



Obr. 4.2.1 Definice základních parametrů vf zesilovače

Zisk

- definován poměrem výkonů
- často se udává v dB

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad [-] \quad (4.2.1)$$

$$G_{dB} = 10 \log \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad [dB] \quad (4.2.2)$$

Vstupní a výstupní odrazy

- označení $\Gamma_{in}, \Gamma_{out}$
- většinou není rozhodující fáze
- požadavkem bývá $|\Gamma| \leq konst.$ (např. $\leq 0,2$)
- udávají se i pomocí PSV:

$$PSV = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (4.2.3)$$

- vyjadřují se i pomocí útlumu odrazů (Return Loss):

$$|\Gamma|_{dB} = RL = -20 \log |\Gamma| \quad (4.2.4)$$

Stabilita

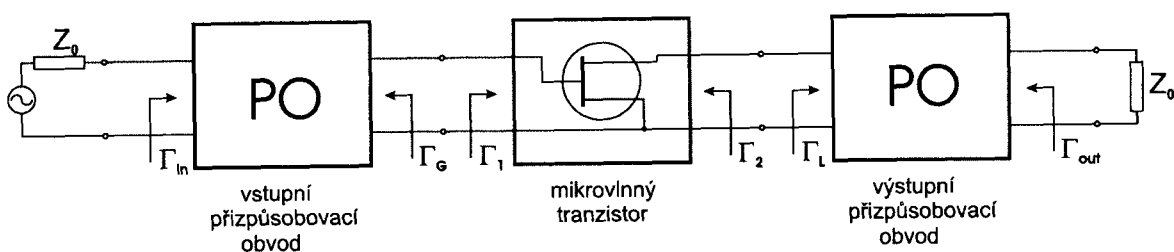
- nejlepší je absolutní stabilita
- musí být analyzována a zabezpečena v celém aktivním frekvenčním pásmu použitého tranzistoru
- nestabilita může vést k rozkmitání zesilovače, degradaci parametrů zesilovače, popřípadě i k přetížení a nevratnému poškození následujících zesilovacích stupňů systému

Šumové parametry

- jsou důležité zejména u vstupních obvodů, které zpracovávají velmi slabé signály (např. z výstupů komunikačních antén)
- nejčastěji jsou popisovány šumovým číslem F nebo ekvivalentní šumovou teplotou T_e
- pro návrh nízkošumových zesilovačů je nutná znalost 4 šumových parametrů použitého tranzistoru

Nelineární parametry

- jsou důležité u obvodů, které zpracovávají silné signály
- udává se např. bod decibelové komprese P_{-1dB}
- udávají se odstupy intermodulačních produktů $IM2$, $IM3$ nebo body zahrazení $IP2$, $IP3$



Obr. 4.2.2 Vnitřní struktura vf zesilovačů

Na obr. 4.2.2 je znázorněna základní vnitřní struktura vf zesilovačů. Význam uvedených parametrů je následující:

$\Gamma_1 = s_{11}'$	vstupní koeficient odrazu tranzistoru zatíženého Γ_L
$\Gamma_2 = s_{22}'$	výstupní koeficient odrazu tranzistoru s Γ_G na vstupu
Γ_G	koeficient odrazu, který „vidí“ vstup tranzistoru
Γ_L	koeficient odrazu, který „vidí“ výstup tranzistoru
Γ_{in}	vstupní koeficient odrazu výsledného zesilovače (z pohledu vstupního konektoru)
Γ_{out}	výstupní koeficient odrazu výsledného zesilovače (z pohledu výstupního konektoru)

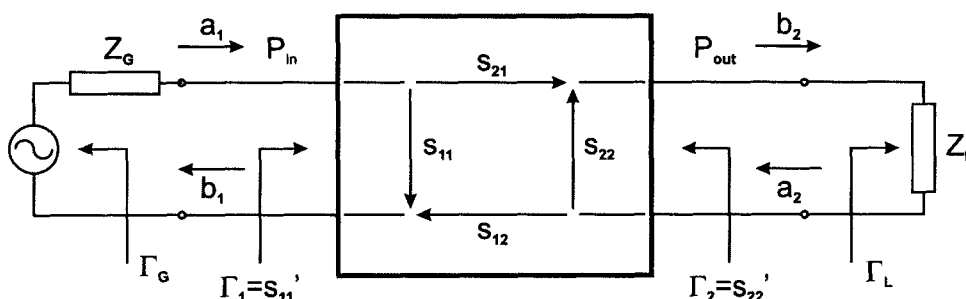
Vlastní tranzistor má na vstupu i výstupu na všech pracovních frekvencích obvykle příliš velké koeficienty odrazu Γ_1 a Γ_2 na to, aby jej bylo možné ve funkci zesilovače zapojit přímo do impedance Z_0 . Mezi vstupní a výstupní konektory s impedancí Z_0 je nutné zapojit vstupní a výstupní přizpůsobovací obvody (PO). Vstupní přizpůsobovací obvod transformuje impedanci Z_0 na koeficient odrazu Γ_G . Při návrhu zesilovače je koeficient odrazu Γ_G optimalizován například vzhledem k požadavkům na minimalizaci vstupního odrazu nebo minimalizaci šumového čísla výsledného zesilovače, apod.

Výstupní přizpůsobovací obvod transformuje impedanci Z_0 na koeficient odrazu Γ_L . Při návrhu zesilovače je koeficient odrazu Γ_L optimalizován například vzhledem k požadavkům na minimalizaci výstupního odrazu nebo stabilitu výsledného zesilovače.

4.3 Odvození návrhových vztahů

Vstupní a výstupní koeficient odrazu tranzistoru

Platí pro 2-bran buzený generátorem s obecným koeficientem odrazu Γ_G a zakončený zátěží s obecným koeficientem odrazu Γ_L :



Obr. 4.3.1 Zapojení 2-branu popsaného s-parametry

$$b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \quad (4.3.1)$$

$$b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \quad (4.3.2)$$

Vztah pro Γ_1 lze odvodit dosazením $a_2 = b_2 \cdot \Gamma_L$ do rovnice 4.3.2 a následnými úpravami:

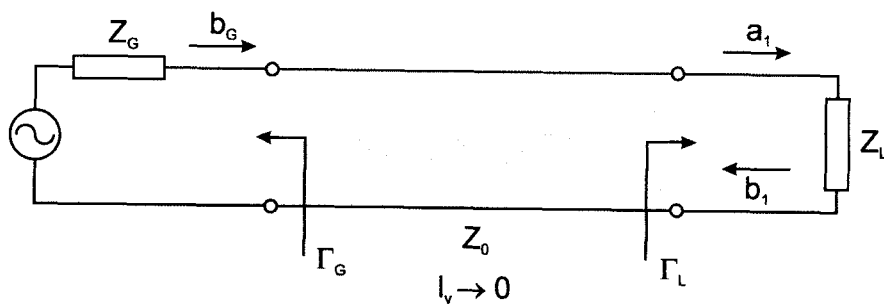
$$\begin{aligned}
 b_2 &= s_{21}a_1 + s_{22}b_2\Gamma_L \\
 b_2 &= \frac{s_{21}a_1}{1 - s_{22}\Gamma_L} \\
 a_2 &= \Gamma_L \frac{s_{21}a_1}{1 - s_{22}\Gamma_L} \\
 b_1 &= s_{11}a_1 + s_{12}\Gamma_L \frac{s_{21}a_1}{1 - s_{22}\Gamma_L} \\
 \Gamma_1 = s_{11}' &= \frac{b_1}{a_1} = s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1 - s_{22}\Gamma_L}
 \end{aligned} \tag{4.3.3}$$

Vztah pro Γ_2 lze odvodit dosazením $a_1 = b_1 \cdot \Gamma_G$ do rovnice 4.3.1 a následnými úpravami:

$$\begin{aligned}
 b_1 &= s_{11}b_1\Gamma_G + s_{12}a_2 \\
 b_1 &= \frac{s_{12}a_2}{1 - s_{11}\Gamma_G} \\
 a_1 &= \Gamma_G \frac{s_{12}a_2}{1 - s_{11}\Gamma_G} \\
 b_2 &= s_{21}\Gamma_G \frac{s_{12}a_2}{1 - s_{11}\Gamma_G} + s_{22}a_2 \\
 \Gamma_2 = s_{22}' &= \frac{b_2}{a_2} = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_G}{1 - s_{11}\Gamma_G}
 \end{aligned} \tag{4.3.4}$$

Spojení generátoru se zátěží vedením s impedancí Z_0

Platí pro spojení obecného generátoru definovaného koeficientem odrazu Γ_G s obecnou zátěží definované koeficientem odrazu Γ_L . Pro názornost je generátor se zátěží spojen definičním vedením s impedancí Z_0 nulové délky.



Obr. 4.3.2 Spojení generátoru se zátěží

$$a_1 = b_G + b_1 \Gamma_G \quad (4.3.5)$$

Výkon přenášený do zátěže P_L

Vzhledem ke způsobu normování napěťových vln a_i a b_i ($i = 1, 2$) a podmínce $b_1 = a_1 \Gamma_L$ je možné výkon do zátěže P_L vyjádřit jako:

$$P_L = |a_1|^2 - |b_1|^2 = |a_1|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) \quad (4.3.6)$$

Ze vztahu 4.3.5 s použitím $b_1 = a_1 \Gamma_L$ je možné odvodit:

$$a_1 = b_G + b_1 \Gamma_G = b_G + a_1 \Gamma_G \Gamma_L$$

$$a_1 = \frac{b_G}{1 - \Gamma_G \Gamma_L}$$

$$|a_1|^2 = \frac{|b_G|^2}{|1 - \Gamma_G \Gamma_L|^2}$$

$$P_L = \frac{|b_G|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_G \Gamma_L|^2} \quad (4.3.7)$$

Dosažitelný výkon do zátěže P_{AL}

Dosažitelný výkon do zátěže je obecně definován za podmínky, že koeficient odrazu generátoru je komplexně sdružený s koeficientem odrazu zátěže. Dosazením podmínky $\Gamma_G = \Gamma_L^*$ do vztahu 4.3.7 získáme:

$$P_{AL} = \frac{|b_G|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - |\Gamma_L|^2|^2} = \frac{|b_G|^2}{1 - |\Gamma_L|^2} \quad (4.3.8)$$

Poslední úprava ve vztahu 4.3.8 byla získána za podmínky, že zátěž je pasivní $|\Gamma_L| \leq 1$.

Dosažitelný výkon ze zdroje P_{AG}

Dosažitelný výkon ze zdroje je obecně definován za podmínky, že koeficient odrazu zátěže je komplexně sdružený s koeficientem odrazu generátoru. Dosazením podmínky $\Gamma_L = \Gamma_G^*$ do vztahu 4.3.7 získáme:

$$P_{AG} = \frac{|b_G|^2 (1 - |\Gamma_G^*|^2)}{|1 - \Gamma_G \Gamma_G^*|^2} = \frac{|b_G|^2}{1 - |\Gamma_G|^2} \quad (4.3.9)$$

Poslední úprava ve vztahu 4.3.9 byla získána za podmínky, že generátor je pasivní $|\Gamma_G| \leq 1$.

Přenosový zisk G_t

Přenosový zisk G_t je definován tak, aby přenos zahrnoval zcela obecně vliv koeficientu odrazu generátoru Γ_G , koeficientu odrazu zátěže Γ_L a s-parametrů daného 2-branu (tranzistoru), viz. obr. 4.3.1.

$$G_t = f(\Gamma_G, \Gamma_L, s_{ij}) = \frac{P_L}{P_{AG}} \quad (4.3.10)$$

Odvození P_L s použitím podmínky $a_2 = b_2 \Gamma_L$:

$$P_L = |b_2|^2 - |a_2|^2 = |b_2|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) \quad (4.3.11)$$

S použitím vztahu 4.3.9 pro P_{AG} lze sestavit základní vztah pro G_t :

$$G_t = \frac{|b_2|^2}{|b_G|^2} (1 - |\Gamma_L|^2) (1 - |\Gamma_G|^2) \quad (4.3.12)$$

Vztahy v závorkách již odpovídají finálnímu tvaru vztahu pro G_t , nutné jsou však úpravy zlomku. Ze vztahu 4.3.2 s použitím $a_2 = b_2 \Gamma_L$ lze odvodit:

$$b_2 = s_{21}a_1 + b_2 s_{22} \Gamma_L$$

$$b_2 = \frac{s_{21}a_1}{1 - s_{22}\Gamma_L}$$

$$\frac{b_2}{a_1} = \frac{s_{21}}{1 - s_{22}\Gamma_L} \quad (4.3.13)$$

Z rovnice 4.3.5 lze s využitím $b_1 = a_1 \Gamma_1$ odvodit:

$$a_1 = b_G + a_1 \Gamma_G \Gamma_1$$

$$b_G = a_1 (1 - \Gamma_G \Gamma_1)$$

$$\frac{a_1}{b_G} = \frac{1}{1 - \Gamma_G \Gamma_1} \quad (4.3.14)$$

Zlomek ve vztahu 4.3.12 lze vyjádřit s použitím vztahů 4.3.13 a 4.3.14 jako:

$$\frac{b_2}{b_G} = \frac{b_2}{a_1} \frac{a_1}{b_G} = \frac{s_{21}}{1 - s_{22} \Gamma_L} \frac{1}{1 - \Gamma_G \Gamma_1}$$

$$\frac{|b_2|^2}{|b_G|^2} = \frac{|s_{21}|^2}{|1 - s_{22} \Gamma_L|^2 |1 - \Gamma_1 \Gamma_G|^2} \quad (4.3.15)$$

$$G_t = \frac{|s_{21}|^2}{|1 - s_{22} \Gamma_L|^2 |1 - \Gamma_1 \Gamma_G|^2} (1 - |\Gamma_L|^2) (1 - |\Gamma_G|^2) \quad (4.3.16)$$

Vztah 4.3.16 má již požadovanou strukturu (obsahuje jako proměnné s-parametry a Γ_G , Γ_L), a to s výjimkou výrazu Γ_1 . Dosazením vztahu 4.3.3 lze získat finální vztah pro G_t :

$$G_t = \frac{(1 - |\Gamma_L|^2) |s_{21}|^2 (1 - |\Gamma_G|^2)}{|(1 - s_{11} \Gamma_G)(1 - s_{22} \Gamma_L) - s_{12} s_{21} \Gamma_G \Gamma_L|^2} \quad (4.3.17)$$

Přenosový zisk G_t (transducer gain) popisuje nejobecnější výkonový přenos tranzistoru pro případ obecných odrazů generátoru Γ_G a zátěže Γ_L . V řadě případů však mohou být velmi užitečné upravené vztahy závislé pouze na jedné z těchto proměnných.

Výkonový zisk G_p

Výkonový zisk (power gain) je definován tak, aby byl pouze funkcí Γ_L a s-parametrů dvoubranu (tranzistoru). Výkonový zisk lze odvodit z přenosového zisku G_t za podmínky $\Gamma_G = \Gamma_1^*$:

$$G_p = \frac{(1 - |\Gamma_L|^2) |s_{21}|^2}{|1 - s_{22} \Gamma_L|^2 (1 - |\Gamma_1|^2)} \quad (4.3.18)$$

Podmínka $\Gamma_G = \Gamma_1^*$ odpovídá maximálnímu dosažitelnému výkonu do vstupu tranzistoru. Zesilovač navržený s použitím výkonového zisku G_p musí mít ideální impedanční přizpůsobení na vstupu (tím je splněna podmínka $\Gamma_G = \Gamma_1^*$).

Dosažitelný zisk G_a

Dosažitelný zisk (available gain) je definován tak, aby byl pouze funkcí Γ_G a s-parametrů dvoubranu (tranzistoru). Dosažitelný zisk lze odvodit z přenosového zisku G_t za podmínky $\Gamma_L = \Gamma_2^*$:

$$G_a = \frac{(1 - |\Gamma_G|^2) |s_{21}|^2}{|1 - s_{11}\Gamma_G|^2 (1 - |\Gamma_2|^2)} \quad (4.3.19)$$

Podmínka $\Gamma_L = \Gamma_2^*$ odpovídá maximálnímu dosažitelnému výkonu z výstupu tranzistoru do zátěže. Zesilovač navržený s použitím dosažitelného zisku G_a musí mít ideální impedanční přizpůsobení na výstupu (tím je splněna podmínka $\Gamma_L = \Gamma_2^*$).

Maximální dosažitelný zisk $G_{a\max}$

Maximální dosažitelný zisk slučuje podmínky pro výkonový zisk a dosažitelný zisk. Výsledný vztah je definován jen pro absolutně stabilní tranzistor $k \geq 1$ a je funkcí jen s-parametrů tranzistoru. Výsledný vztah je např. dle [B.10] obvykle vyjadřován ve tvaru:

$$G_{a\max} = \left| \frac{s_{21}}{s_{12}} \right| (k - \sqrt{k^2 - 1}) \quad (4.3.20)$$

Zesilovač navržený s pracovním ziskem $G_{a\max}$ představuje nejlepší možný zesilovač. Je dokonale impedančně přizpůsobený na vstupu i na výstupu, hodnota $G_{a\max}$ představuje nejvyšší zisk dosažitelný na dané frekvenci s daným tranzistorem při daném předpětí.

Unilaterální přenosový zisk G_{tu}

Pro některé návrhové postupy, například pro analytický návrh širokopásmových přizpůsobovacích obvodů dle kap. 4.7.1, se někdy používá unilaterální přenosový zisk G_{tu} . Tento zisk je možné získat ze vztahu 4.3.17 za podmínky $s_{12} = 0$:

$$G_{tu} = \frac{(1 - |\Gamma_L|^2) |s_{21}|^2 (1 - |\Gamma_G|^2)}{|1 - s_{22}\Gamma_L|^2 |1 - s_{11}\Gamma_G|^2} \quad (4.3.21)$$

Veličinu G_{tu} je nutné používat velmi opatrně. Parametr s_{12} je u moderních mikrovlnných tranzistorů sice opravdu většinou relativně malý, nicméně zanedbání tohoto parametru je

problematické a může vést k velkým výpočetním chybám (skoro ve všech vztazích se totiž s_{12} vyskytuje v součinu $s_{12}s_{21}$).

Maximální stabilní zisk G_{ms}

V řadě případů (zejména na nižších frekvencích) jsou vysokofrekvenční a mikrovlnné tranzistory potenciálně nestabilní $k < 1$. V tomto případě není definován zisk $G_{a\max}$ a za určitých podmínek může nastat stav kdy $|\Gamma_{in}| \geq 1$ nebo $|\Gamma_{out}| \geq 1$. Pro zabezpečení absolutní stability výsledného zesilovače je vhodné tranzistor stabilizovat určitou variantou zapojení vnějších odporů dle obr. 4.5.3 (obvykle se používají 1 až 2 odpory). Pokud je zvolena taková stabilizace, že je právě $k = 1$, tak je možné definovat maximální stabilní zisk G_{ms} :

$$G_{ms} = \left| \frac{s_{21}}{s_{12}} \right| \quad (4.3.22)$$

Zisk G_{ms} má význam pouze pro tranzistory, jejichž $k < 1$. Je to v tomto případě nejvyšší hodnota provozního zisku, při které je $|\Gamma_{in}| \leq 1$ a současně $|\Gamma_{out}| \leq 1$. V praxi se volí provozní zisk výsledného zesilovače menší než G_{ms} .

Zisk 2-branu bez přizpůsobovacích obvodů G_{iz0}

V praxi velmi důležitá je hodnota zisku 2-branu (tranzistoru) bez přizpůsobovacích obvodů G_{iz0} . Je to zisk 2-branu (tranzistoru) zapojeného přímo do definiční propojovací impedance (nejčastěji $Z_0 = 50$ nebo 75 ohmů).

$$G_{iz0} = |s_{21}|^2 \quad (4.3.23)$$

Hodnota G_{iz0} samotného mikrovlnného tranzistoru představuje zisk prvku zapojeného přímo do propojovacího (nejčastěji mikropáskového) vedení. Přestože zisk může být v řadě případů dostatečný, není toto řešení kvůli příliš vysokým vstupním a výstupním odrazům v praxi použitelné. Zajímavé je porovnání G_{iz0} a $G_{a\max}$ resp. G_{ms} . Rozdíl v dB bývá někdy definován jako zisk přizpůsobení a udává, jak lze zisk tranzistoru zvýšit přizpůsobením vzhledem ke stavu bez jakýchkoliv přizpůsobovacích obvodů.

Jiný případ je zisk G_{iz0} výsledného mikrovlnného zesilovače. Ten je navržen pro funkci přímo do propojovacích vedení Z_0 , takže G_{iz0} se v tomto případě shoduje přímo s provozním ziskem daného zesilovače.

4.4 Zesilovač s absolutně stabilním tranzistorem – úzkopásmový návrh

Tak, jak již bylo uvedeno v kap. 4.3, lze s absolutně stabilními tranzistory realizovat zesilovače s nejlepšími možnými systémovými parametry. Při $k \geq 1$ lze na návrhové frekvenci dosáhnout ideálního přizpůsobení $\Gamma_{in} \rightarrow 0$ a současně $|\Gamma_{out}| \rightarrow 0$, přenosový zisk přitom nabývá hodnoty $G_i = G_{a\max}$.

Těchto parametrů lze dosáhnout za podmínek:

$$\Gamma_{Gopt}^* = \Gamma_1 = s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_{Lopt}}{1 - s_{22}\Gamma_{Lopt}} \quad (4.4.1)$$

$$\Gamma_{Lopt}^* = \Gamma_2 = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_{Gopt}}{1 - s_{11}\Gamma_{Gopt}} \quad (4.4.2)$$

Výše uvedené podmínky představují soustavu 2 rovnic pro 2 neznámé Γ_{Gopt} a Γ_{Lopt} . Řešení této soustavy se obvykle, viz. např. [B.10], vyjadřuje ve tvaru:

$$\Gamma_{Gopt} = C_1^* \left[B_1 \pm (B_1^2 - 4|C_1|^2)^{\frac{1}{2}} \right] \frac{1}{2|C_1|^2} \quad (4.4.3)$$

$$\Gamma_{Lopt} = C_2^* \left[B_2 \pm (B_2^2 - 4|C_2|^2)^{\frac{1}{2}} \right] \frac{1}{2|C_2|^2} \quad (4.4.4)$$

kde jsou:

$$B_1 = 1 + |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 - |D|^2 \quad (4.4.5)$$

$$B_2 = 1 - |s_{11}|^2 + |s_{22}|^2 - |D|^2 \quad (4.4.6)$$

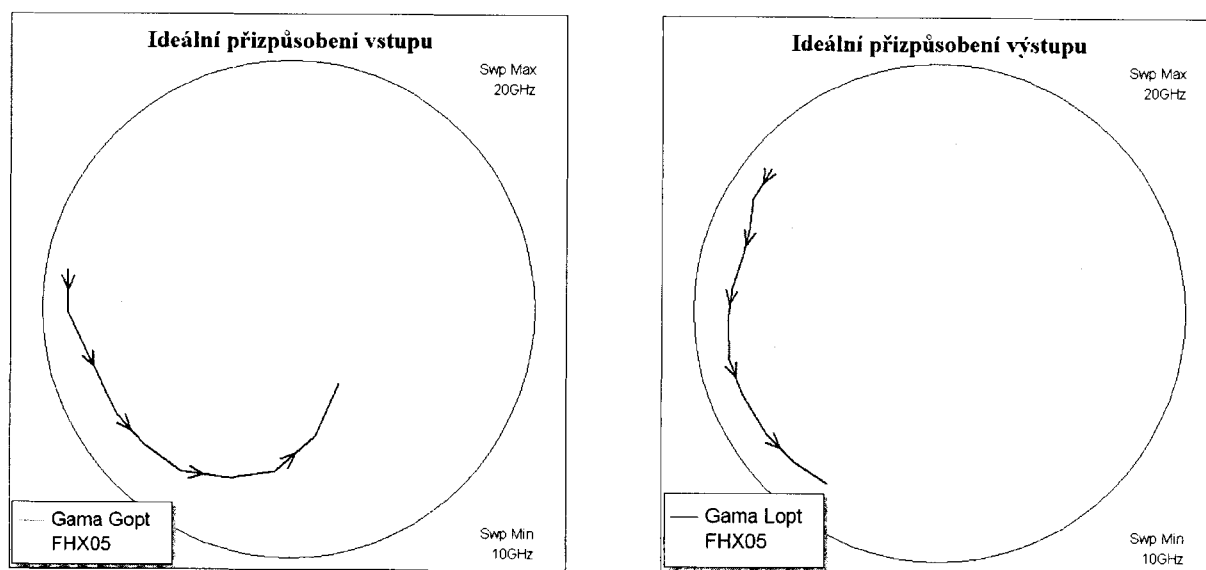
$$C_1 = s_{11} - D.s_{22}^* \quad (4.4.7)$$

$$C_2 = s_{22} - D.s_{11}^* \quad (4.4.8)$$

$$D = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21} \quad (4.4.9)$$

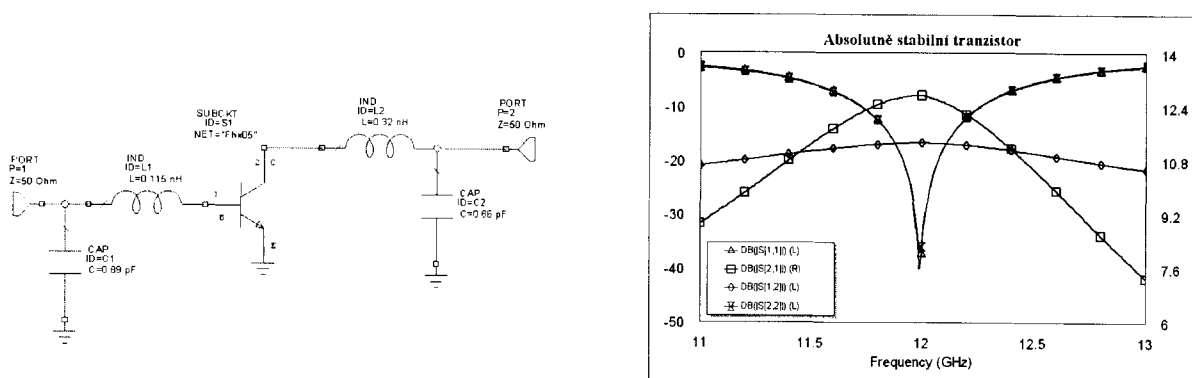
Přitom znaménko „-“ ve vztazích 4.4.3 a 4.4.4 platí při $B_j > 0$ a znaménko „+“ při $B_j < 0$. Na obr. 4.4.1 jsou uvedeny typické frekvenční průběhy vypočtených hodnot Γ_{Gopt} a Γ_{Lopt} . Tyto průběhy jsou důležité pro syntézu širokopásmových zesilovačů, viz. kap. 4.7. Z obrázků je vidět, že se frekvenční průběhy Γ_{Gopt} a Γ_{Lopt} točí proti směru hodinových ruček, přitom parametry Γ_G i Γ_L jakéhokoliv přizpůsobovacího obvodu se vždy (kromě smyček) točí ve směru hodinových ruček. K protnutí obou charakteristik může dojít pouze v 1 bodu nebo nanejvýše v několika navzájem izolovaných bodech. Je tedy fyzikálně nemožné realizovat

širokopásmový zesilovač s ideálním přizpůsobením $|\Gamma_{in}| \rightarrow 0$ a současně $|\Gamma_{out}| \rightarrow 0$, byť i jen na 2 sousedních frekvencích.



Obr. 4.4.1 Body optimálního impedančního přizpůsobení Γ_{Gopt} a Γ_{Lopt}

Při znalosti hodnot Γ_{Gopt} a Γ_{Lopt} je možná přímá syntéza vstupního přizpůsobovacího obvodu zesilovače (transformuje Z_0 na Γ_{Gopt}) a výstupního přizpůsobovacího obvodu (transformuje Z_0 na Γ_{Lopt}).



Obr. 4.4.2 Příklad zesilovače s absolutně stabilním tranzistorem

Na obr. 4.4.2 je příklad zapojení zesilovače s absolutně stabilním tranzistorem a výsledné vypočtené parametry. Na návrhové frekvenci je zesilovač ideálně přizpůsobený a jeho přenosový zisk dosahuje hodnoty $G_{a \max}$.

4.5 Zesilovač s potenciálně nestabilním tranzistorem – úzkopásmový návrh

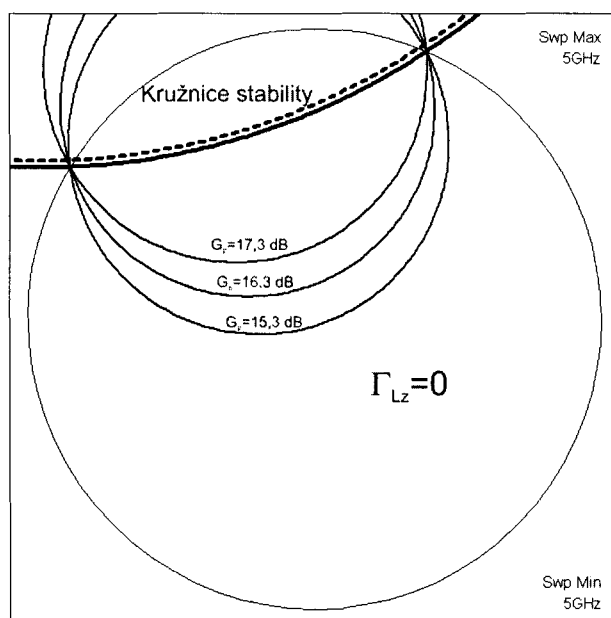
V některých případech může být nutné navrhnout zesilovač na frekvenci, kde je použitý tranzistor potenciálně nestabilní $k < 1$. V tomto případě je nutné si uvědomit, že:

- není definován zisk $G_{a\max}$
- zesilovač není možné přizpůsobit současně na vstupu i výstupu
- provozní zisk musí být menší než G_{ms}

Je možné navrhnout zesilovač, který:

- bude alespoň podmíněně stabilní
- může být ideálně přizpůsobený alespoň na vstupu (obecné nepřizpůsobení na výstupu zabezpečuje alespoň podmíněnou stabilitu)
- může být přizpůsobený alespoň na výstupu (obecné nepřizpůsobení na vstupu zabezpečuje alespoň podmíněnou stabilitu)
- může být obecně nepřizpůsobený na vstupu i výstupu (obecné nepřizpůsobení zabezpečuje alespoň podmíněnou stabilitu)
- jeho provozní zisk bude obvykle o několik dB (2 až 3 dB) nižší než G_{ms}

Postup návrhu podmíněně stabilního zesilovače s ideálním přizpůsobením na vstupu:



Obr. 4.5.1 Návrh podmíněně stabilního zesilovače v rovině Γ_L

1. Řeší se v rovině Γ_L , viz. obr. 4.5.1. Do této roviny je třeba vynést kružnici stability, viz. kap. 2.5. Kružnice stability (KS) dělí rovinu Γ_L na část stabilní (Γ_L z této oblasti vede na $|\Gamma_1| \leq 1$) a na část nestabilní (vede na $|\Gamma_1| > 1$). Pro alespoň podmíněnou stabilitu je zvolit takový koeficient odrazu zátěže Γ_{Lz} , který bude ležet ve stabilní oblasti.
2. Vypočítat hodnotu G_{ms} dle vztahu 4.3.22. Provozní zisk zesilovače přitom musí být o několik dB (typicky 2 - 3) nižší, než G_{ms} . Pro optimalizaci volby Γ_{Lz} s ohledem na stabilitu i vzhledem k provozní hodnotě zisku je vhodné do stejného grafu v rovině Γ_L vynést i odpovídající kružnici (nebo parametrické kružnice) konstantního výkonového zisku, viz. kap. 4.3. Každá kružnice je dle [B.10] určena souřadnicemi středu C_p a poloměrem r_p :

$$C_p = \frac{g(s_{22}^* - D^* s_{11})}{1 + g(|s_{22}|^2 - |D|^2)} \quad (4.5.1)$$

$$r_p = \frac{(1 - 2k s_{12} s_{21} g + s_{12} s_{21}^2 g^2)^{1/2}}{|1 + g(|s_{22}|^2 - |D|^2)|} \quad (4.5.2)$$

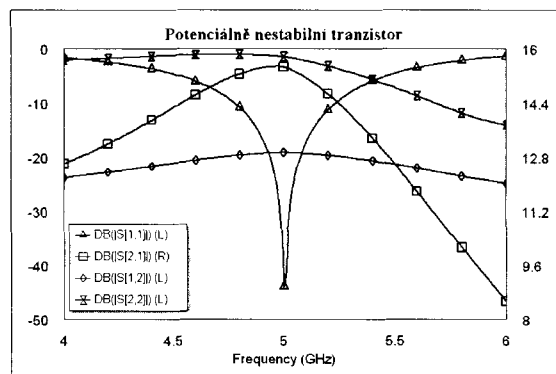
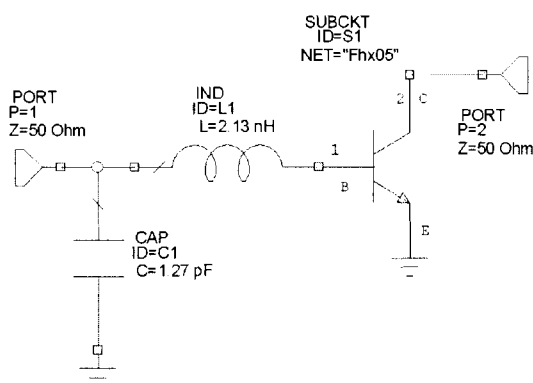
$$g = \frac{G_p}{|s_{21}|^2} \quad (4.5.3)$$

Parametr g je normovaný výkonový zisk, parametr D je dán vztahem 4.4.9, k je koeficient stability. Vybraný koeficient odrazu zátěže Γ_{Lz} se volí na kružnici zvoleného konstantního G_p , přičemž musí ležet ve stabilní oblasti a pokud možno co nejblíže středu diagramu, viz. obr. 4.5.1.

Poznámka: Kružnice konstantního výkonového zisku lze použít pouze v případě, že je zesilovač navrhován pro $\Gamma_{in} \rightarrow 0$. Tím je splněna podmínka existence výkonového zisku.

3. Pro zvolené Γ_{Lz} je nutné určit odpovídající hodnotu Γ_1 , a to dle vztahu 4.3.3.
4. Syntetizovat výstupní přizpůsobovací obvod tak, aby realizoval transformaci z $\Gamma = 0$ na Γ_{Lz} . Syntetizovat vstupní přizpůsobovací obvod tak, aby realizoval transformaci z $\Gamma = 0$ na hodnotu Γ_1^* .
5. Pokud daný tranzistor pracuje do impedance $\Gamma_G = \Gamma_1^*$ na svém vstupu a do impedance Γ_{Lz} na svém výstupu, tak výsledný zesilovač:
 - je podmíněně stabilní – při připojení generátoru a zátěži stabilně zesiluje
 - má přenosový zisk menší než G_{ms}
 - je ideálně přizpůsobený alespoň na vstupu $\Gamma_{in} \rightarrow 0$.
 - má obecný (většinou nemalý) koeficient odrazu na výstupu

Na obr. 4.5.2 je uveden příklad zesilovače vypočteného dle výše uvedeného postupu. Požadovaného zisku a stabilizace lze v tomto případě dosáhnout pro $\Gamma_{Lz} = 0$ (zesilovač nemá výstupní PO).



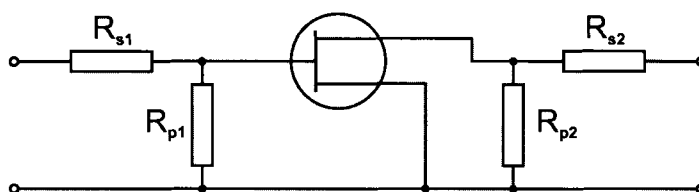
Obr. 4.5.2 Zesilovač s potenciálně nestabilním tranzistorem

Praktické použití podmíněně stabilních zesilovačů je problematické. Důvody jsou zejména následující:

- stabilita zesilovače je pouze podmíněná, za určitých podmínek se může zesilovač rozkmitat
- výstupní koeficient odrazu (nebo vstupní) může být opravdu značný (0,5 až 0,9), což může mít negativní vliv na okolní obvody v daném systému

Důvod prvního problému je následující: Standardní zátěž Z_0 se na hodnotu Γ_{Lz} nebo Γ_1^* transformuje pouze v případě, že je připojena impedance Z_0 na vstupním resp. výstupním konektoru. Pokud není na libovolný z těchto konektorů zapojen další obvod (nebo bezodrazová koncovka), tak bude Γ_G nebo Γ_L ležet na obvodu diagramu a může se stát, že spadne do nestabilní oblasti, viz. obr. 4.5.1. Při zapnutí napájecím napětí tranzistoru se pak může stát, že se zesilovač rozkmitá (velmi nebezpečné zejména u výkonových zesilovačů).

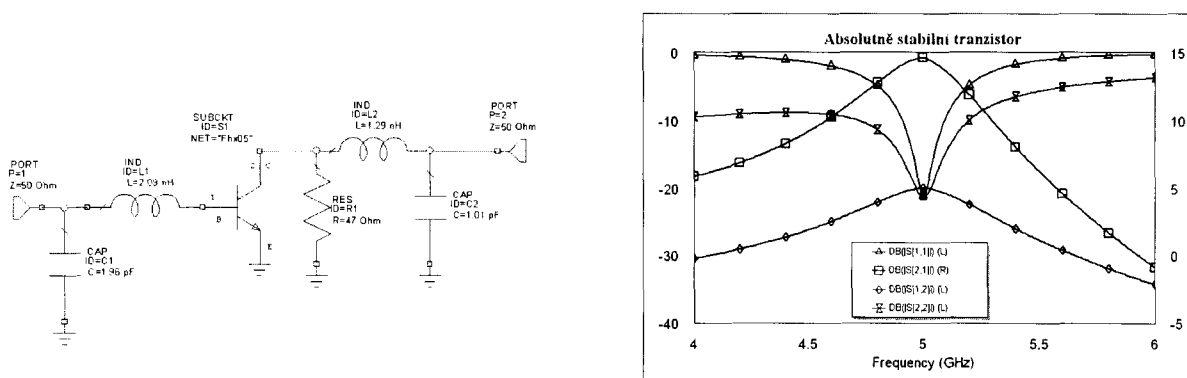
Doporučeným řešením obou problémů, které vede na profesionálně použitelná řešení, je balanční zapojení 2 identických podmíněně stabilních zesilovačů, viz. kap. 4.7.2, nebo stabilizace tranzistoru a následná syntéza zesilovače s absolutně stabilním tranzistorem. Tranzistor lze v širším pásmu stabilizovat pouze ztrátovými prvky, v praxi se nejčastěji používají odpory zapojené dle obr. 4.5.3.



Obr. 4.5.3 Možnosti zapojení stabilizačních odporů

V praxi se obvykle používá jeden odpor nebo kombinace 2 odporů. Pro nalezení optimální stabilizace konkrétního tranzistoru lze doporučit počítačovou analýzu a optimalizaci. Výhody výše uvedeného postupu jsou následující:

- Výsledný zesilovač je absolutně stabilní, vhodným postupem lze zabezpečit i širokopásmovou absolutní stabilitu (i mimo aktivní frekvenční pásmo zesilovače).
- Pokles zisku způsobený zapojením odporových prvků může být srovnatelný s nezbytným poklesem zisku daným podmínkou $G_p < G_{ms}$.
- Zesilovač bude odolnější proti rozkmitání při zapnutí napájecího napětí a odpojených VF konektorech.
- Zesilovač má výrazně menší rozměry a příkon, než zesilovač balanční.



Obr. 4.5.4 Zesilovač se stabilizovaným tranzistorem

Na obr. 4.5.4 je uveden modifikovaný příklad zesilovače dle obr. 4.5.2 s tím, že tranzistor FHX05 byl před zahájením impedančního přizpůsobování stabilizován odporem $R_{p2} = 47\Omega$.

4.6 Nízkošumové zesilovače – úzkopásmový návrh

Nízkošumové zesilovače patří mezi speciální zesilovače a používají se obvykle na vstupech přijímačů tam, kde se zpracovávají extrémně slabé signály. Pro návrh nízkošumových zesilovačů je nutné vedle signálových parametrů (zisk, útlumy odrazů, apod.) počítat i šumové parametry.

Šumové číslo, ekvivalentní šumová teplota

Nejčastěji používaným šumovým parametrem je šumové číslo F . To lze definovat pomocí odstupů signál-šum nebo pomocí výkonů:

$$F = \frac{\frac{S_1}{N_1}}{\frac{S_2}{N_2}} \quad (4.6.1)$$

S_1 je výkon signálu na vstupu 2-branu (zesilovače)

N_1 je výkon šumu na vstupu 2-branu (zesilovače)

S_2 je výkon signálu na výstupu 2-branu (zesilovače)

N_2 je výkon šumu na výstupu 2-branu (zesilovače)

Ideální bezšumový zesilovač nezhoršuje poměr S/N , jeho šumové číslo $F = 1$. Při všech výpočtech s použitím F je nutné brát v úvahu podmínku, že výkon N_1 musí odpovídat šumovému záření bezodrazové koncovky (dokonale černého tělesa) danému vztahem:

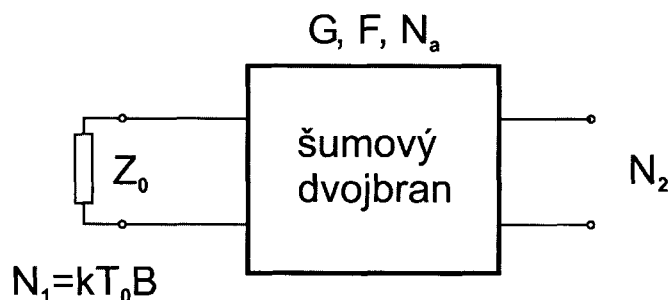
$$N_1 = kT_0 B \quad (4.6.2)$$

k je Boltzmanova konstanta $k = 1,3810^{-23} [J / K]$

T_0 je absolutní teplota tělesa, standardně 290 K

B je vztažná frekvenční šířka pásma

Pro výpočty prováděné při návrhu nízkošumových zesilovačů je vhodnější výkonová definice šumového čísla, viz. obr. 4.6.1 a).



Obr. 4.6.1 a) Definice šumového čísla

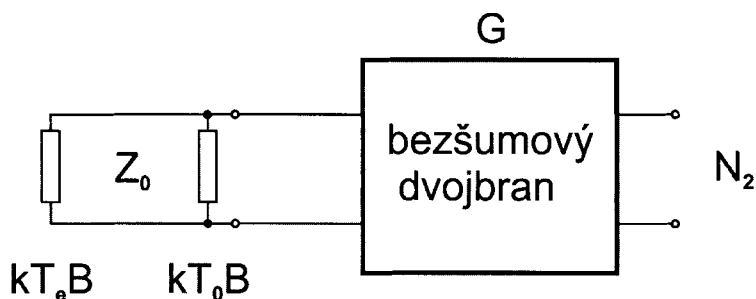
$$F = \frac{N_2}{GN_1} = \frac{GN_1 + N_a}{GN_1} = \frac{kT_0 BG + N_a}{kT_0 BG} = 1 + \frac{N_a}{kT_0 BG} \quad (4.6.3)$$

G je výkonový zisk zesilovače

N_a je šumový výkon přidáný vlastním zesilovačem

Šumové číslo obecně udává míru šumového příspěvku 2-branu nebo míru zhoršení odstupů S/N při průchodu signálu daným 2-branem. Velmi často se šumové číslo vyjadřuje v dB, tak bývá udáváno zejména v katalogových listech tranzistorů i v zesilovačů:

$$F_{dB} = 10 \log(F) \quad (4.6.4)$$



Obr. 4.6.1 b) Definice ekvivalentní šumové teploty

Alternativou šumového čísla je vyjadřování šumových vlastností 1-branů i vícebranů pomocí ekvivalentní šumové teploty T_e , viz. obr.4.6.1 b). Vyjádření T_e vychází z vyjádření přidaného šumu N_a :

$$N_a = (F - 1)kT_0 BG \quad (4.6.5)$$

Při zavedení T_e vyjmemme z daného šumového 2-branu všechny šumové zdroje a nahradíme je virtuální (nemění impedanční poměry) bezodrazovou koncovkou s teplotou T_e zapojenou paralelně ke vstupní bezodrazové koncovce. Šum přidaný obvodem $N_a = kT_e BG$ musí být stejný, jako je výkon N_a definovaný vztahem 4.6.5:

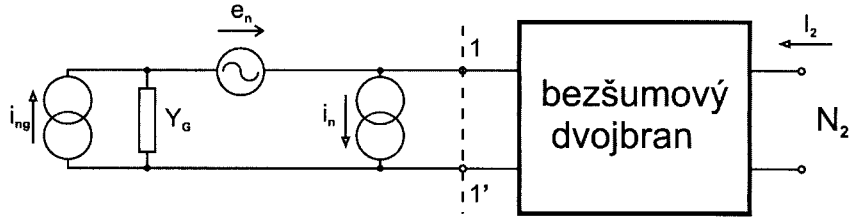
$$kT_e BG = (F - 1)kT_0 BG$$

$$T_e = T_0(F - 1) \quad (4.6.6)$$

Použití T_e je vhodné zejména v případě výpočtů popisujících navázání nízkošumových zesilovačů na výstupy antén (pro anténu = 1-bran nelze definovat šumové číslo, lze pro ni definovat T_e). Dále se T_e často používá v případě zesilovačů s velmi nízkými šumovými čísly. Veličina T_e poskytuje v tomto případě numericky přehlednější vyjádření.

Šumové parametry

Pro šumovou analýzu a návrh zesilovačů je nutné vedle šumového čísla F brát v úvahu i další šumové parametry. Odvození těchto parametrů je vhodné provést v rovině vstupu šumového 2-branu, viz. obr. 4.6.2.



Obr. 4.6.2 Model šumového 2-branu

Obrázek ukazuje šumový 2-bran upravený tak, že z vlastního 2-branu jsou vyjmuty všechny šumové zdroje. Ty jsou nahrazeny 1 zdrojem šumového napětí e_n a 1 zdrojem šumového proudu i_n . Obvod je připojen ke generátoru s admitancí Y_G , který je současně zdrojem šumového proudu i_{ng} . Vzhledem k tomu, že navazující 2-bran je po úpravě bezšumový, lze šumové číslo celého 2-branu řešit ve vstupní rovině 1 – 1'. Šumové číslo F lze v tomto případě vypočítat jako:

$$F = \frac{P_{na1}}{P_{ng}} \quad (4.6.7)$$

Přitom P_{na1} je šumový výkon v pásmu B dosažitelný na výstupní bráně a P_{ng} je šumový výkon generátoru při $T_0 = 290$ K. Výkon P_{na1} lze učit z výsledného šumového proudu i_{nc} do zkratu v rovině 1 – 1'. Je nutné superponovat 3 složky:

$$i_{nc1} = i_{ng}$$

$$i_{nc2} = -e_n Y_G$$

$$i_{nc3} = -i_n$$

Celkový proud i_{nc} je potom:

$$i_{nc} = i_{ng} - (i_n + e_n Y_G) \quad (4.6.8)$$

Střední hodnota šumových veličin je rovná nule, s výkonem P_{na1} souvisí střední kvadratická hodnota proudu i_{nc} :

$$E[|i_{nc}|^2] = E[(i_{ng} - (i_n + e_n Y_G))(i_{ng} - (i_n + e_n Y_G))^*] = E[|i_{ng}|^2] - 2 \operatorname{Re} E[i_{ng} (i_n + e_n Y_G)^*] + E[|i_n + e_n Y_G|^2] \quad (4.6.9)$$

Pro nekorelované veličiny platí:

$$E[x \cdot y] = E[x]E[y] \quad (4.6.10)$$

Vzhledem k tomu, že $E[i_{ng}] = 0$, můžeme vztah 4.6.9 upravit do tvaru:

$$E[|i_{nc}|^2] = E[|i_{ng}|^2] + E[|i_n + e_n Y_G|^2] \quad (4.6.11)$$

Šumový proud i_n a šumové napětí e_n jsou náhradní zdroje, které modelují vnitřní zdroje šumu (termální, výstřelový, difúzní, apod.) v daném tranzistoru (obecně 2-branu). Proto je nutné počítat s tím, že mohou být do určité míry navzájem korelované (mají alespoň částečně stejný původ, korelované složky mají určitý vztah amplitudy a fáze). Pro další řešení je proto výhodné zavést:

$$i_n = i_{nn} + Y_{cor} e_n \quad (4.6.12)$$

Jako i_{nn} je označena nekorelovaná část proudu i_n . Naopak 100 % korelovaná složka proudu i_n je vyjádřena pomocí zdroje e_n a korelační admitance Y_{cor} . Dosazením do vztahu 4.6.8 dostaneme:

$$i_{nc} = i_{ng} - (i_{nn} + Y_{cor} e_n + Y_G e_n) = i_{ng} - i_{nn} - e_n (Y_{cor} + Y_G) \quad (4.6.13)$$

Vzhledem k tomu, že všechny 3 členy uvedené ve vztahu 4.6.13 jsou nekorelované, je možné jejich střední kvadratickou hodnotu vyjádřit jako:

$$E[|i_{nc}|^2] = E[|i_{ng}|^2] + E[|i_{nn}|^2] + |Y_{cor} + Y_G|^2 E[|e_n|^2] \quad (4.6.14)$$

Vztah 4.6.3 definující šumové číslo F lze pro případ dle obr. 4.6.1 modifikovat na vyjádření:

$$F = \frac{E[|i_{nc}|^2]}{E[|i_{ng}|^2]} = 1 + \frac{E[|i_{nn}|^2]}{E[|i_{ng}|^2]} + \frac{E[|e_n|^2]}{E[|i_{ng}|^2]} |Y_{cor} + Y_G|^2 \quad (4.6.15)$$

Pro zjednodušení a zpřehlednění vztahů šumové analýzy se obvykle zavádí vyjádření šumových výkonů pomocí ekvivalentních šumových odporů a vodivostí:

$$E[|e_n|^2] = 4kT_0 B R_n \quad (4.6.16)$$

$$E[|i_{nn}|^2] = 4kT_0 B G_n \quad (4.6.17)$$

$$E[|i_{ng}|^2] = 4kT_0 B G_G \quad (4.6.18)$$

Pomocí ekvivalencí 4.6.16 až 4.6.18 lze vztah pro šumové číslo F vyjádřit jako:

$$F = 1 + \frac{G_n}{G_G} + \frac{R_n}{G_G} |Y_{cor} + Y_G|^2 \quad (4.6.19)$$

Tento vztah vyjadřuje závislost šumového čísla na obecné admitanci generátoru $Y_G = G_G + jB_G$, šumové vlastnosti tranzistoru jsou přitom definovány 4 šumovými parametry (2 reálná čísla + 1 komplexní číslo se 2 reálnými složkami): R_n , G_n a $Y_{cor} = G_{cor} + jB_{cor}$. Pro praktické aplikace se však šumové vlastnosti tranzistorů obvykle zadávají pomocí jiné čtveřice šumových parametrů. Jejich odvození vychází z výpočtu minima šumového čísla definovaného vztahem 4.6.19 v závislosti na složkách admitance generátoru:

$$\frac{\partial F}{\partial B_G} = \frac{R_n}{G_G} 2(B_G + B_{cor}) = 0$$

$$\frac{\partial F}{\partial G_G} = -\frac{G_n}{G_G^2} + \left\{ -\frac{R_n}{G_G^2} [(G_G + G_{cor})^2 + (B_G + B_{cor})^2] + 2\frac{R_n}{G_G} (G_G + G_{cor}) \right\} = 0$$

Z toho jsou optimální vodivost generátoru G_{Gopt} a susceptance generátoru B_{Gopt} vedoucí k minimální hodnotě $F = F_{min}$ dány vztahy:

$$B_{Gopt} = -B_{cor} \quad (4.6.20)$$

$$G_{Gopt} = \left(\frac{G_n}{R_n} + G_{cor} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (4.6.21)$$

Dosazením vztahů 4.6.20 a 4.6.21 do vztahu 4.6.19 dostaneme vztah pro minimální hodnotu šumového čísla tranzistoru, jehož vstupní obvod je připojen na optimální admitanci generátoru $Y_{Gopt} = G_{Gopt} + jB_{Gopt}$:

$$F_{min} = 1 + 2R_n(G_{Gopt} + G_{cor}) \quad (4.6.22)$$

Další z možných čtveřic šumových parametrů je tedy: F_{min} , R_n , $Y_{Gopt} = G_{Gopt} + jB_{Gopt}$. Odpovídající vztah pro F získáme dosazením výše uvedených parametrů do vztahu 4.6.19:

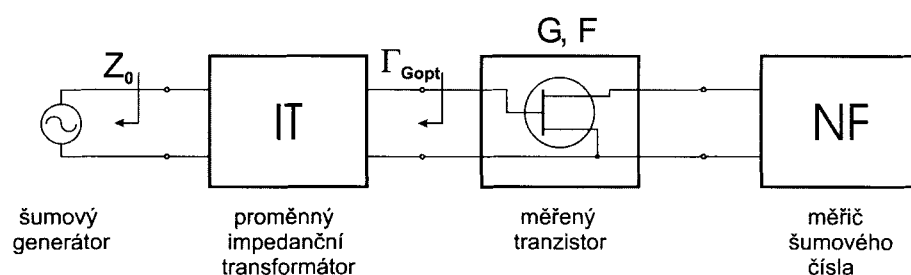
$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_G} [(G_G - G_{Gopt})^2 + (B_G - B_{Gopt})^2] = F_{min} + \frac{R_n}{G_G} |Y_G - Y_{Gopt}|^2 \quad (4.6.23)$$

Vztah 4.6.23 přehledným způsobem popisuje závislost šumového čísla na admitanci generátoru. Pokud se tato admitance shoduje s optimální admitancí Y_{Gopt} , tak se aktuální hodnota F právě bude rovnat minimální dosažitelné hodnotě F_{min} . Pokud je Y_G různé od Y_{Gopt} , tak se F oproti F_{min} zvýší. Zvýšení F bude dáno vzdáleností Y_G od Y_{Gopt} a hodnotou šumového odporu R_n . Hodnota R_n udává rychlost zvyšování šumového čísla při šumovém nepřizpůsobení, v praxi je tedy vhodné volit tranzistory s co nejnižší hodnotou R_n .

Při šumové analýze je nutné paralelně počítat i signálové parametry. Výše uvedené vyjádření F odpovídá analýze založené na y-parametrech. Při signálové analýze založené na s-parametrech je vhodné použít takovou modifikaci vztahu 4.6.19, kde jsou místo admitancí generátoru použity koeficienty odrazu Γ_G a Γ_{Gopt} :

$$F = F_{\min} + 4 \frac{R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_G - \Gamma_{Gopt}|^2}{1 + |\Gamma_{Gopt}|^2 (1 - |\Gamma_G|^2)} \quad (4.6.24)$$

Odpovídající čtveřice šumových parametrů je: F_{\min} , R_n , $\Gamma_{Gopt} = |\Gamma_{Gopt}|e^{j\varphi}$ (v praxi patrně nejvíce používaná). Šumové parametry mikrovlnného tranzistoru lze získat z katalogového listu, nebo relativně složitým měřením, viz. obr. 4.6.3.



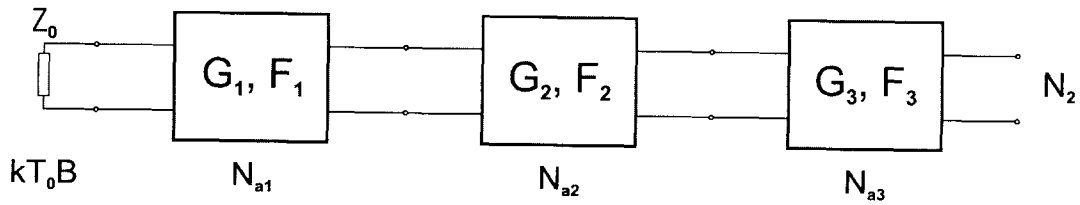
Obr. 4.6.3 Měření šumových parametrů

Měření šumových parametrů obecně odpovídá vztahu 4.6.24. Pomocí proměnného impedančního transformátoru IT je nalezen takový koeficient odrazu generátoru, při kterém je měřená hodnota F nejnižší, tedy F_{\min} . Po rozpojení obvodu v rovině vstupu tranzistoru lze změřit hodnotu Γ_{Gopt} . Hodnotu R_n lze následně vypočítat z již známých hodnot F_{\min} , Γ_{Gopt} a přídatného měření s vypojeným impedančním transformátorem, kdy je $\Gamma_G = 0$.

Při návrhu nízkošumových zesilovačů je nutné provádět vedle signálové analýzy i šumovou analýzu. Přitom obě analýzy musí běžet paralelně, šumová analýza využívá mezivýsledky signálové analýzy. Vlastní šumová analýza je obvykle prováděna na úrovni šumových parametrů R_n , G_n a Y_{cor} . Použitelné vztahy založené na korelačních maticích jsou uvedeny v práci [B.6], vztahy založené na velmi podobných propojovacích maticích jsou uvedeny v [B.15].

Kaskádní řazení šumových 2-branů

Při návrhu nízkošumových zesilovačů i při návrhu složitějších radiových řetězců je velmi užitečný tzv. Friisův vztah, definující výsledné šumové číslo kaskády n šumových 2-branů. Odvození pro $n=3$ je znázorněno na obr. 4.6.4.



Obr. 4.6.4 Kaskáda šumových 2-branů

Pro výpočet šumového čísla dle vztahu 4.6.3 je důležité určení výstupního šumového výkonu N_2 . Přitom šumové příspěvky jednotlivých stupňů a výsledné F jsou dány vztahy:

$$N_{a1} = (F_1 - 1)kT_0B$$

$$N_{a2} = (F_2 - 1)kT_0B$$

$$N_{a3} = (F_3 - 1)kT_0B$$

$$N_2 = kT_0BG_1G_2G_3 + N_{a1}G_1G_2G_3 + N_{a2}G_2G_3 + N_{a3}G_3 =$$

$$= kT_0B[G_1G_2G_3 + (F_1 - 1)G_1G_2G_3 + (F_2 - 1)G_2G_3 + (F_3 - 1)G_3]$$

$$F = \frac{N_2}{kT_0BG_1G_2G_3} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1G_2} \quad (4.6.25)$$

Vztah 4.6.25 lze analogicky rozšířit pro vyšší počet kaskádně řazených 2-branů, což je již zmiňovaný Friisův vztah.

Při šumové analýze je nutné brát v úvahu, že poměr C/N v systémech nezhoršují jen vysokofrekvenční tranzistory (zesilovače), nýbrž i téměř všechny pasivní prvky. Šumové číslo pasivního ztrátového 2-branu s impedancí Z_0 na obou branách můžeme odvodit na základě definice šumového čísla dle vztahu 4.6.3:

$$F = \frac{N_2}{GN_1} = \frac{kT_0B}{kT_0B} = L \quad (4.6.26)$$

Až na určité výjimky (vliv odrazů) se tedy šumové číslo pasivních impedančně přizpůsobených obvodů shoduje s jejich průchozím útlumem. To platí i pro řadu vícebranů, například pro rozbočovače nebo směrové vazby. Vliv pasivních prvků na šumové parametry VF systémů může být i významně vyšší, než jsou šumové příspěvky VF zesilovačů.

Pro návrh nízkošumových zesilovačů má Friisův vztah 2 důležité důsledky. Předně ukazuje, že výsledné šumové číslo kaskády je dominantně dáno šumovým číslem prvního stupně F_1 . Proto jsou nízkošumové zesilovače zapojovány vždy na vstupech radiových přijímačů. Nicméně vztah 4.6.25 také ukazuje, že na výsledné šumové číslo mají vliv i následující stupně, a to tím méně, čím vyšší je zisk prvního i následujících stupňů. To je důvod, proč musí mít nízkošumové zesilovače i dostatečný přidružený zisk G_{as} (associated gain).

Druhý důsledek souvisí s výsledkem Friisova vztahu v případě, že jako první prvek v kaskádě je zapojen pasivní prvek s útlumem L . Výsledné šumové číslo kaskády útlum-zesilovač F_2 , G_2 je:

$$F = L + (F_2 - 1)L = L + LF_2 - L = LF_2 \quad (4.6.27)$$

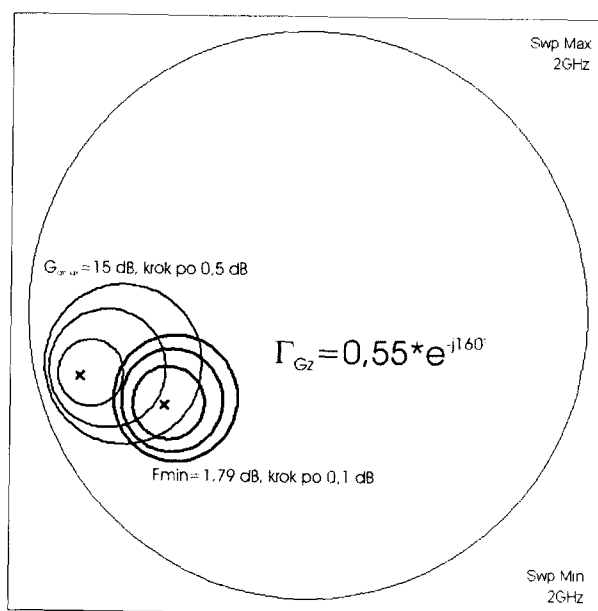
Ještě přehlednější je vyjádření v dB:

$$F_{dB} = L_{dB} + F_{2dB} \quad (4.6.28)$$

Jakýkoliv pasivní prvek na stupu nízkošumového zesilovače významným způsobem zvyšuje jeho šumové číslo (například atenuátor $L = 10$ dB na vstupu nízkošumového zesilovače s $F = 1$ dB zvýší výsledné šumové číslo na 11 dB). Pro návrh každého nízkošumového zesilovače je důležité, že jeho šumové číslo vždy zvyšují ztráty ve vstupním přizpůsobovacím obvodu. V praxi je tedy kontraproduktivní realizovat příliš složité vstupní přizpůsobovací nebo napájecí obvody.

Postup návrh úzkopásmového nízkošumového zesilovače

1. Výběr vhodného tranzistoru: Zvolený tranzistor musí mít na dané frekvenci vyhovující hodnotu F_{\min} a G_{av} .



Obr. 4.6.5 Návrh nízkošumového zesilovače v rovině Γ_G

2. Šumové přizpůsobení se navrhuje na vstupu tranzistoru v rovině Γ_G , viz. obr. 4.6.5. Při optimálním šumovém přizpůsobení musí být $\Gamma_G = \Gamma_{Gopt}$, vstupní koeficient odrazu Γ_{in} však přitom dosahuje poměrně vysokých hodnot (někdy i 0,6 – 0,9). To snižuje

přidružený zisk a zhoršuje systémové parametry zesilovače. Proto je někdy vhodné hledat kompromis mezi šumovým a impedančním přizpůsobením.

3. Do roviny Γ_G je možné vynést kružnice konstantního dosažitelného zisku G_a , definovaného vztahem 4.3.19. Střed C_a a poloměry r_a těchto kružnic jsou dle [B.10] dány vztahy:

$$C_a = \frac{g_a(s_{11}^* - D^* s_{22})}{1 + g_a(|s_{11}|^2 - |D|^2)} \quad (4.6.29)$$

$$r_a = \frac{\left(1 - 2k|s_{12}s_{21}|g_a + |s_{12}s_{21}|^2 g_a^2\right)^{1/2}}{1 + g_a(|s_{11}|^2 - |D|^2)} \quad (4.6.30)$$

$$g_a = \frac{G_a}{|s_{21}|^2} \quad (4.6.31)$$

4. Do roviny je současně možné vynést kružnice konstantního šumového čísla F , definovaného vztahem 4.6.3. Střed C_F a poloměr r_F těchto kružnic jsou dle [B.10] dány vztahy:

$$C_F = \frac{\Gamma_{Gopt}}{1 + N_i} \quad (4.6.32)$$

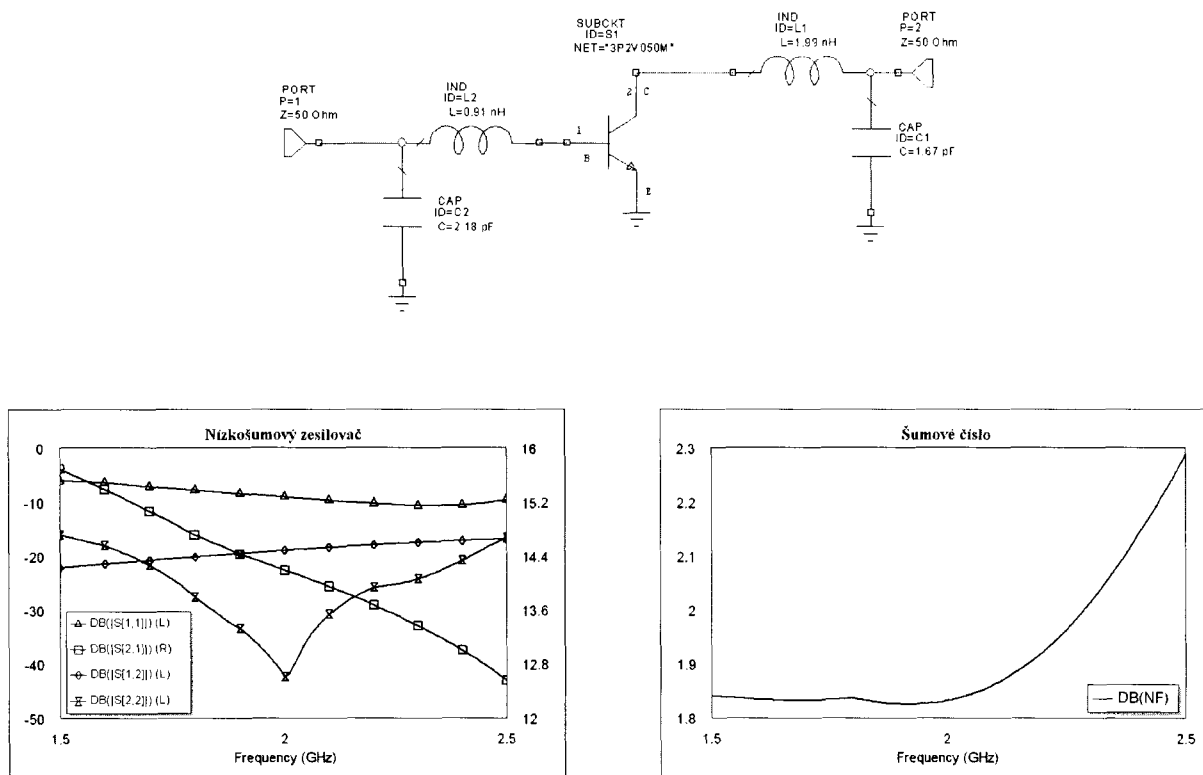
$$r_F = \frac{1}{1 + N_i} \left[N_i^2 + N_i \left(1 - |\Gamma_{Gopt}|^2 \right) \right]^{1/2} \quad (4.6.33)$$

$$N_i = \frac{(F_i - F_{\min})Z_0}{4R_n} |1 + \Gamma_{Gopt}|^2 \quad (4.6.34)$$

5. Na obr. 4.6.5 je uveden příklad kružnic konstantního dosažitelného zisku G_a a kružnic konstantního šumového čísla F pro tranzistor BFP450 vynesené v rovině Γ_G . Z obrázku je vidět, že při optimálním šumovém přizpůsobení ($\Gamma_G = \Gamma_{Gopt\text{šum}}$) je pokles zisku 1,1 dB oproti hodnotě $G_{a\max}$. Mezi šumovým a výkonovým přizpůsobením lze najít kompromisní řešení, zvolenou hodnotu Γ_G označíme Γ_{Gz} .
6. Dosazením hodnoty Γ_{Gz} do vztahu 4.3.4 je možné vypočítat odpovídající hodnotu Γ_2 . Pokud zvolíme $\Gamma_L = \Gamma_2^*$, tak je možné zajistit ideální impedanční přizpůsobení na výstupu zesilovače. To je i podmínka nezbytná pro platnost G_a .
7. Syntéza přizpůsobovacích článků transformujících impedanci Z_0 ($\Gamma = 0$) ze strany vstupu na Γ_{Gz} a na $\Gamma_L = \Gamma_2^*$ na straně výstupu.

8. Výsledný zesilovač bude mít zvolenou míru šumového přizpůsobení na vstupu (nejčastěji $\Gamma_G = \Gamma_{Gopt\text{šum}}$ vede na $F \rightarrow F_{\min}$). Na vstupu bude obecně nenulový koeficient odrazu $\Gamma_{in} > 0$. Na výstupu bude takto navržený zesilovač optimálně impedančně přizpůsobený, $\Gamma_{out} \rightarrow 0$.

Příklad výsledných parametrů nízkošumového zesilovače s tranzistorem BFP450 navrženého na frekvenci 2 GHz pro $\Gamma_G = \Gamma_{Gz} = 0,55 e^{-j160^\circ}$ je uveden na obr. 4.6.6.



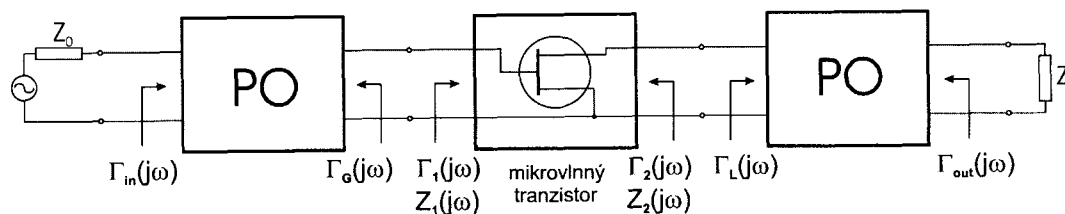
Obr. 4.6.6 Příklad zapojení a výsledných parametrů nízkošumového zesilovače

4.7 Širokopásmové zesilovače

Pro návrh zesilovačů s potřebnou šířkou pásma větší, než cca 10 % f_0 (návrhové frekvence), není možné aplikovat postupy uvedené v kap. 4.4 až 4.6 a dané zesilovače je nutné od začátku koncipovat jako širokopásmové. Širokopásmové zesilovače je možné z pohledu charakteru přizpůsobovacích obvodů rozdělit na zesilovače s bezztrátovým přizpůsobením a zesilovače s odporovými prvky. Někde na středu mezi těmito dvěma koncepcemi leží zesilovače balanční a zesilovače s postupnou vlnou.

4.7.1 Širokopásmové zesilovače s bezztrátovým přizpůsobením

Zesilovače této koncepce používají pro realizaci vstupního a výstupního přizpůsobení bezztrátové (nízkoztrátové) přizpůsobovací obvody, realizované pomocí prvků L, C a úseků přenosových (nejčastěji mikropáskových) vedení. Struktura širokopásmových zesilovačů tohoto typu je uvedena na obr. 4.7.1.



Obr. 4.7.1 Struktura širokopásmových zesilovačů s bezztrátovým přizpůsobením

Koncepce vstupního i výstupního přizpůsobovacího obvodu i problematika jejich návrhu přitom odpovídá širokopásmovým přizpůsobovacím obvodům popsaným v kap. 2.7. Návrhy a realizace širokopásmových zesilovačů jsou obecně relativně náročné a komplikované:

- V daném frekvenčním pásmu B je možné vždy dosáhnout jen kompromisního přizpůsobení, zabezpečit lze, že $|\Gamma_{in}(j\omega)| \leq konst.$ a $|\Gamma_{out}(j\omega)| \leq konst.$
- Neexistují jednoduché a přímé návrhové postupy, pro daný tranzistor a dané zadání nemusí existovat předpokládané řešení.
- Většina analytických řešení je založena na různých stupních aproximace, finální realizovatelná řešení musí být téměř vždy získána pomocí následných počítačových optimalizací.
- Je nutné kompenzovat pokles zisku vlastního tranzistoru, typicky -6dB/oktávu.
- Je nutné zabezpečit širokopásmovou stabilitu tranzistoru.
- Je nutné realizovat širokopásmové napájecí obvody.
- Speciální požadavky se týkají širokopásmových nízkošumových a výkonových zesilovačů.

Postupy širokopásmového přizpůsobení popsané v kap. 2.7 jsou poměrně složité samy o sobě. Při návrhu širokopásmových zesilovačů se tato problematika umocňuje tím, že je nutné

navrhnout přizpůsobovací obvody dva a přitom do značné míry nejsou známy komplexní přizpůsobované impedance $Z_L(j\omega)$, viz obr. 2.7.1:

- Vstupní PO přizpůsobuje impedanci Z_0 ke vstupní impedanci tranzistoru $Z_1(j\omega)$, tato impedance je však dle vztahu 4.3.3 funkcí $\Gamma_L(j\omega)$.
- Výstupní PO přizpůsobuje impedanci Z_0 ke výstupní impedanci tranzistoru $Z_2(j\omega)$, tato impedance je však dle vztahu 4.3.4 funkcí $\Gamma_G(j\omega)$.
- Pokud je tranzistor absolutně stabilní $k \geq 1$, tak je možné dle vztahů 4.4.3 až 4.4.9 vypočítat optimální hodnoty Γ_{Gopt} a Γ_{Lopt} zajišťující současné impedanční přizpůsobení na vstupu i výstupu. Nicméně z obr. 4.4.1 je zřejmé, že frekvenční průběhy Γ_{Gopt} a Γ_{Lopt} neumožňují jejich širokopásmovou realizaci.
- Pro získání optimálního širokopásmového přizpůsobení je tedy nutné řešit současně oba PO, a to nejlépe iterativními postupy s použitím počítačové optimalizace.

Jistou možností separace úlohy na nezávislé řešení vstupního a výstupního PO nabízí pojem unilaterálního přenosového zisku G_{iu} , viz. vztah 4.3.21. Zisk G_{iu} lze získat z G_t za podmínky $s_{12} = 0$. Vzhledem k tomu, že hodnoty s_{12} jsou zejména u tranzistorů FET opravdu relativně malé, viz. obr. 3.5.6, tak se toto řešení určitým způsobem nabízí. Vztah 4.3.21 se přitom skládá ze tří činitelů. První z nich je funkcí pouze Γ_G a popisuje závislost přenosu na vstupním PO, druhý odpovídá hodnotě G_{iZ0} , třetí je funkcí pouze Γ_L a popisuje závislost přenosu na výstupním PO. Pro $s_{12} = 0$ odpadají členy se zlomky ve vztazích 4.3.3 a 4.3.4 a širokopásmové PO je možné navrhovat pro zátěže představované s_{11} a s_{22} vlastního tranzistoru.

Při takto separované syntéze, např. dle [B.7], je možné použít různé analytické návrhové metody popsané v kap. 2.7.1 nebo například v literatuře [B.6]. Nicméně pro praktické návrhy se výše uvedená separace ukazuje jako dosti problematická. Podmínka $s_{12} = 0$ je totiž v praxi použitelná jen s příliš velkou nepřesností (parametr s_{12} se v návrhových vztazích obvykle vyskytuje v součinu $s_{12}s_{21}$). V praxi je tedy nutné řešit vstupní i výstupní přizpůsobení paralelně (každá změna výstupního PO změni podmínky pro vstupní PO a naopak), a to iteračními postupy dle kap. 2.7.2 nebo počítačovou optimalizací. Při nasazení počítačové optimalizace je možné použít struktury a hodnoty získané analytickými metodami jako výchozí podmínky optimalizace.

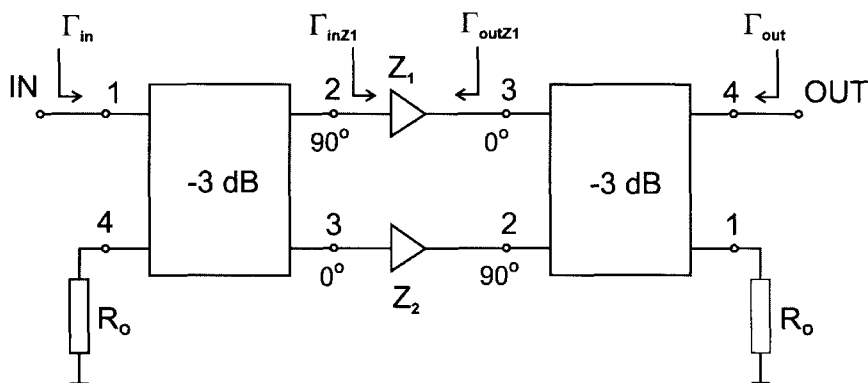
Širokopásmové zesilovače s bezeztrátovým přizpůsobením jsou z mnoha ohledů problematické obvody. Vedle výše popsaných problémů návrhových je nutné brát v úvahu i problémy realizační. Vstupní i výstupní PO mohou obsahovat pro dosažení požadované šířky pásma nemalý počet přizpůsobovacích prvků, jsou proto často obvykle rozměrné, citlivé na výrobní tolerance a mohou způsobovat problémy se širokopásmovou stabilitou. V řadě aplikací je proto mohou dobře zastoupit podstatně jednodušší a rozměrově menší zesilovače s odporovými prvky. Jsou však aplikace, kde je role bezeztrátového přizpůsobení nezastupitelná. Jedná se zejména o nízkošumové zesilovače (jakýkoliv ztrátový prvek ve

vstupní obvodu prudce zvyšuje výsledné šumové číslo) a výkonové zesilovače (jakýkoliv ztrátový prvek snižuje výstupní výkon a PAE).

Příklad širokopásmového zesilovače s bezeztrátovými PO publikovaný v [B.16] je uveden na obr. 4.7.3. Zde jsou 2 identické zesilovače tohoto typu zapojeny v balanční struktuře. Zesilovače byly navrženy iterační metodou popsanou v kap. 2.7.2, přičemž iterativní návrhy byly prováděny paralelně pro vstupní i výstupní přizpůsobení. PO mají přenosovou funkci odpovídající přibližně vztahu 2.7.13 a do určité míry realizují i vyrovnání zisku zesilovače. Zisk zesilovače je $8 \pm 0,6$ dB v pásmu 2 až 8 GHz. Velké nepřizpůsobení na spodním okraji frekvenčního pásma ($\Gamma_{in,dB}, \Gamma_{out,dB} \approx 5$ dB) je do značné míry eliminováno následným zapojením v balanční struktuře.

4.7.2 Balanční zesilovače

Základní zapojení balančních zesilovačů (BZ) je uvedeno na obr. 4.7.2. Vstupní signál je rozbočen 3 dB kvadraturním hybridním děličem do dvou větví pro identické zesilovače Z_1 a Z_2 , přičemž signál do pro zesilovač Z_1 je o 90° fázově posunut oproti signálu pro zesilovač Z_2 . Opačně zapojený 3 dB hybridní kvadraturní článek sčítá zesílené signály tak, aby se výsledné fázové posuny v obou větvích vyrovnaly.



4.7.2 Struktura balančních zesilovačů

V tomto zapojení lze při uvažování nulových ztrát v hybridních členech dosáhnout, že z pohledu vstupní a výstupní brány je:

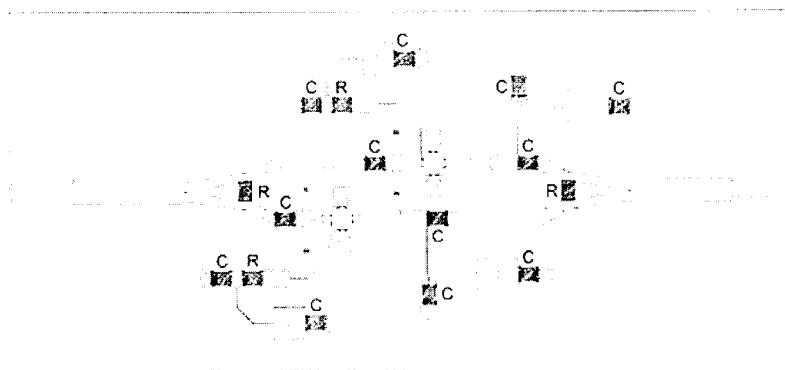
$$\Gamma_{in} = \frac{1}{2} (\Gamma_{inZ1} - \Gamma_{inZ2}) \quad (4.7.1)$$

$$\Gamma_{out} = \frac{1}{2} (-\Gamma_{outZ1} + \Gamma_{outZ2}) \quad (4.7.2)$$

Odražené signály od zesilovačů Z_i ($i=1,2$) jsou přitom absorbovány v bezodrazových koncovkách $R_0 = Z_0$. Vlastnosti dobře a navržených a realizovaných BZ jsou následující:

- Pokud jsou oba zesilovače identické, mohou být i prakticky dosahované hodnoty Γ_{in} i Γ_{out} velmi malé, a to pro téměř libovolné Γ_{inZ1} , Γ_{outZ1} , Γ_{inZ2} , Γ_{outZ2} . Balanční konfigurace může proto velmi efektivně řešit problémy s vysokými odrazy například u nízkošumových zesilovačů, zesilovačů s potenciálně nestabilními tranzistory nebo u širokopásmových zesilovačů s odrazným vyrovnáním frekvenční závislosti zisku.
- Vlastnosti BZ jsou jen nepatrně ovlivňovány okolními obvody.
- Šumové číslo BZ se přibližně shoduje s šumovým číslem Z_i s uvažováním ztrát ve vstupním děliči.
- Zisk BZ je shodný se ziskem Z_i - 2x ztráty v hybridních členech.
- Výstupní výkon je oproti Z_i dvojnásobný – ztráty ve výstupním členu.
- U BZ lze obvykle dosáhnout vynikající širokopásmové systémové stability, a to i s potencionálně nestabilními tranzistory.
- BZ mají vyšší spolehlivost, při výpadku jednoho zesilovače dojde sice k poklesu zisku o 6 dB, systém však může fungovat dále.
- BZ mají 2-násobný příkon.
- Rozměry BZ jsou podstatně větší, než rozměry Z_i .

BZ mají obecně vynikající parametry a jsou to téměř ideální systémové komponenty. Jejich nevýhodou jsou větší rozměry, příkon a cena. Jako širokopásmové kvadratické děliče jsou nejvýhodnější Langeho vazební články, jejich podrobný popis je v [B.2]. Na obr. 4.7.3 je uveden v [B.16] publikovaný příklad další často používané varianty BZ.



4.7.3 Příklad zapojení balančního zesilovače

Místo Langeho kvadratických dělicích/sčítacích článků jsou zde použity dva Wilkinsonovy děliče, popsané také např. v [B.2]. Fázový posuv 90° je v každé větvi zajišťován úsekem vedení s impedancí Z_0 a délkou $\lambda/4$. Toto řešení je funkčně identické s variantou dle obr. 3.7.2. Jeho výhodou je jednodušší výroba Wilkinsonových děličů oproti Langeho článkům, nevýhodou je trochu nižší dosahovaná šířka pásma. Popisovaný zesilovač má v pásmu 2 až 8 GHz zisk 9 ± 1 dB, útlum odrazů na vstupu větší než 10 dB a útlum odrazů na výstupu větší než 11,5 dB.

4.7.3 Širokopásmové zesilovače s odporovými prvky

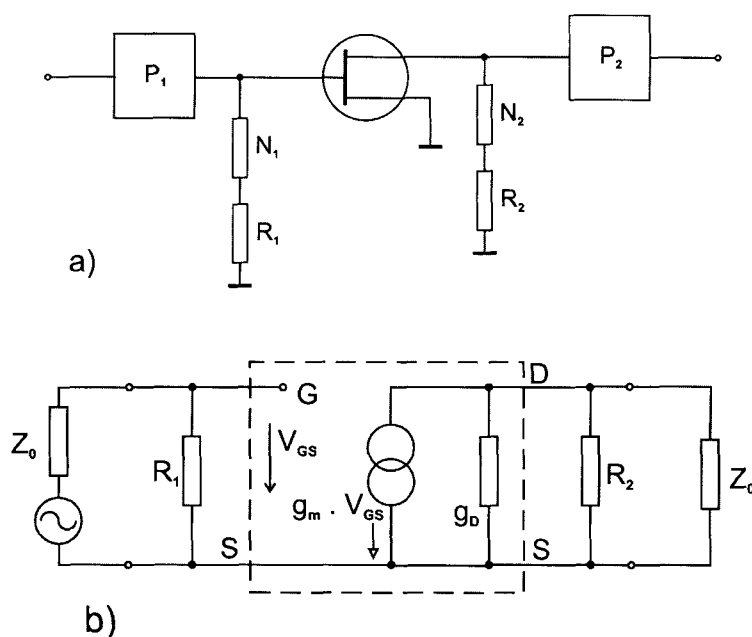
Určitá forma odporového přizpůsobení může být u širokopásmových zesilovačů velmi výhodná. Takové PO mohou například vyrovnat frekvenční průběh zisku zesilovače bez nutnosti realizace velmi vysokých odrazů na vstupu i výstupu nebo zesilovač širokopásmově stabilizovat. Umožňují i realizaci extrémně širokopásmových zesilovačů, jejichž frekvenční pásmo převyšuje cca 3-4 oktávy. Impedanční přizpůsobení v takovém frekvenčním rozsahu není možné prakticky realizovat postupy uvedenými v kap. 2.7 a 4.7.1 a je nutné použít postupy jiné. Ve vf a mikrovlnné technice přitom existují jen 2 prvky, poskytující extrémní širokopásmovost: jsou to právě ideální odpor a na obou stranách ideálně odporově přizpůsobené přenosové vedení. Toho se využívá při návrhu a realizaci extrémně širokopásmových zesilovačů:

- zesilovače se ztrátovým přizpůsobením
- zpětnovazební zesilovače
- zesilovače s postupnou vlnou

Požadovanými vlastnostmi těchto zesilovačů je velmi široké pracovní pásmo, vyrovnaný zisk v pásmu a obvykle i dobré impedanční přizpůsobení. Na druhou stranu mají obvykle relativně malý zisk na jeden zesilovací stupeň (typ. 4 až 6 dB), vysoké šumové číslo (typ. 4 až 6 dB) a nepřilíh vysoké hodnoty výstupního výkonu a PAE. Ideální implementace všech těchto zesilovačů je ve formě MMIC, kdy není nutné kompenzovat řadu parazitních reaktancí a susceptancí diskretních obvodových prvků.

4.7.4 Zesilovače se ztrátovým přizpůsobením

Základní zapojení jednoho zesilovacího stupně tohoto typu je na obr. 4.7.4 a).



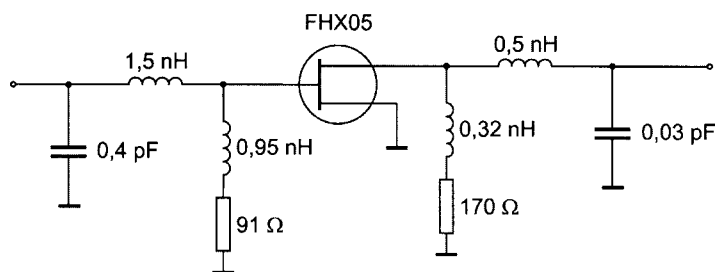
Obr. 4.7.4 Zesilovač se ztrátovým přizpůsobením: a) struktura, b) nf model

Základem přizpůsobovacích obvodů jsou odpory R_1 a R_2 , které jsou pro obvykle pro kompenzaci poklesu zisku na vysokých frekvencích zapojeny v sérii s oddělovacími obvody N_1 a N_2 (obvykle L nebo úseky vedení vysoké impedance), které snižují působení R_1 a R_2 směrem k hornímu okraji frekvenčního pásma. Bezeztrátové přizpůsobovací obvody P_1 a P_2 (realizované L, C nebo úseky vedení) už mají obvykle jen velmi jednoduchou strukturu a zlepšují přizpůsobení na horním okraji pásma. Zesilovače tohoto typu se obvykle navrhují pomocí počítačové optimalizace, přičemž jako výchozí hodnoty R_1 a R_2 lze určit z nízkofrekvenčního modelu uvedeného na obr. 4.7.4 b):

$$R_1 \cong Z_0 = \frac{1}{G_0} \quad (4.7.3)$$

$$R_2 \cong \frac{1}{G_0 - g_D} \quad (4.7.4)$$

$$G \cong \left(\frac{g_m}{2G_0} \right)^2 \quad (4.7.5)$$



Obr. 4.7.5 Příklad zesilovače se ztrátovým přizpůsobením

Na obr. 4.7.5 je veden příklad jednoduchého zesilovače tohoto typu. Je navržen pro pásmo DC – 6 GHz, zisk na 1 GHz je 6,2 dB, zisk na 6 GHz je 8,9 dB, útlumy odrazů na vstupu i výstupu jsou v celém pásmu větší než 10 dB.

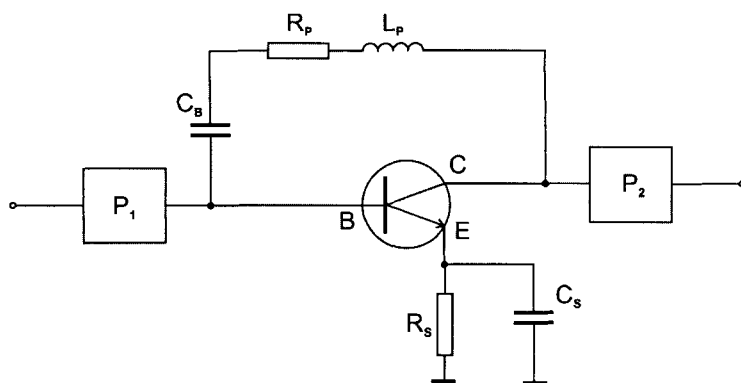
U zesilovačů tohoto typu je dolní frekvence dána jen hodnotami oddělovacích kondenzátorů, mají velmi jednoduchou strukturu a návrh. Nevýhodou je nižší výstupní výkon a PAE (část vf výkonu se vždy ztrácí v R_1 a R_2) a velký vliv g_m na výsledný zisk.

4.7.5 Zpětnovazební zesilovače

Další velmi efektivní možností realizace širokopásmového přizpůsobení je použití zpětných vazeb. Používané zpětné vazby mají dominantně odporový charakter, přídavné reaktanční prvky se využívají pro kompenzaci poklesu zisku s frekvencí. Zpětné vazby se obvykle realizují v bezprostředním okolí tranzistoru, přičemž díky jejich působení lze získat modifikovaný tranzistor, jenž již nevyžaduje externí přizpůsobení nebo jej lze i v dosti širokém pásmu přizpůsobit velmi jednoduchými přizpůsobovacími obvody. Celkově vhodně navržené zpětné vazby:

- zlepšují vstupní a výstupní přizpůsobení
- vyrovnávají frekvenční závislost zisku
- zvyšují stabilitu, a to zejména na nízkých frekvencích
- poskytují jednoduché a rozměrově příznivé výsledné struktury
- jejich dominantně odporový charakter však významně zvyšuje šumové číslo výsledného zesilovače ($F \approx 5 \text{ dB}$), snižuje dosažitelný výstupní výkon (prakticky dosažitelné jsou jen stovky mW) a PAE.

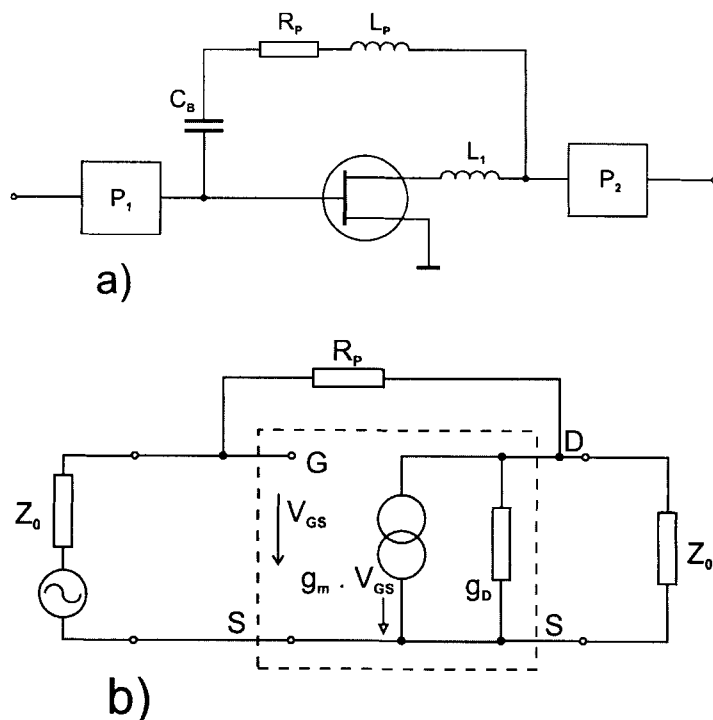
Zpětnovazební zesilovače se obvykle realizují v provedení MMIC. V tomto provedení patří mezi nejvíce vyráběné širokopásmové zesilovače. Realizace s diskrétními pouzdřenými tranzistory naráží na problémy s neuzemněným emitorem (elektrodou S) u sériové zpětné vazby a na problémy s rozměry zpětnovazební smyčky u paralelní zpětné vazby. Nejefektivnější návrh zpětnovazebních zesilovačů je pomocí počítačové optimalizace s tím, že existují doporučená zapojení a doporučené výchozí hodnoty.



Obr. 4.7.6 Doporučené zapojení zpětnovazebního zesilovače pro BT

Na obr. 4.7.6 je uvedena základní struktura zpětnovazebního zesilovače doporučovaná pro zapojení s BJT. V emitoru tranzistoru je zapojena sériová zpětná vazba realizovaná odporem R_s a kondenzátorem C_s . Sériová zpětná vazba obecně zvyšuje vstupní i výstupní impedanci tranzistoru. Kondenzátor C_s paralelně zapojený k R_s snižuje na vyšších frekvencích míru zpětné vazby a kompenzuje pokles zisku s frekvencí. Paralelní zpětná vazba realizovaná odporem R_p a indukčností L_p obecně snižuje vstupní i výstupní impedanci a připívá také k frekvenčnímu vyrovnání zisku. Kombinace obou zpětných vazeb je obvykle tak efektivní, že vnější přizpůsobovací obvody P_1 a P_2 nejsou potřebné nebo mají jen velmi jednoduchou

strukturu (1-2 prvky L, C, R, úseky vedení). Obvyklé hodnoty R_s jsou okolo $10\ \Omega$, obvyklé hodnoty R_p okolo $250\ \Omega$.



Obr. 4.7.7 Doporučené zapojení zpětnovazebního zesilovače pro FET: a) struktura, b) nf model

Na obr. 4.7.7 a) je uvedena struktura doporučovaná pro zapojení s tranzistory FET. Tyto tranzistory mají relativně vysoké vstupní i výstupní impedance, proto se obvykle používá jen paralelní zpětná vazba. Výchozí hodnotu R_p pro počítačovou optimalizaci je možné odvodit z nízkofrekvenčního modelu na obr. 4.7.7 b):

$$R_p \approx \frac{g_m - g_d}{G_0(G_0 + g_d)} \quad (4.7.6)$$

$$G \approx \left(\frac{G_0 - g_m}{G_0 + g_D} \right)^2 \quad (4.7.7)$$

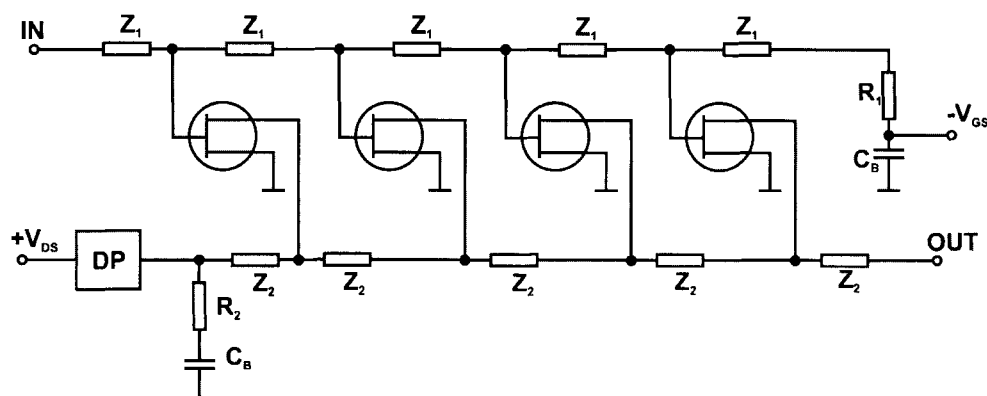
Pro obvyklé hodnoty $g_d = 0,0025$ a $g_m = 0,007$ je výchozí hodnota $R_p = 150\ \Omega$ a zisk jednoho stupně 6,9 dB. Příkladem tohoto typu zesilovačů v provedení MMIC může být řada ERA výrobce Mini-Circuits (www.minicircuits.com). Hlavní parametry těchto zpětnovazebních zesilovačů jsou následující:

<i>Typ</i>	<i>pásmo B</i> [GHz]	<i>zisk G</i> [dB]	<i>P_{-1dB}</i> [dBm]	<i>F</i> [dB]	<i>V_N</i> [V]	<i>I_N</i> [mA]
ERA-1	DC ÷ 8	11,4	11,7	5,3	3,6	40
ERA-2	DC ÷ 6	15,2	12,8	4,7	3,6	40
ERA-3	DC ÷ 3	21,3	12,1	3,8	3,5	35
ERA-4	DC ÷ 4	13,5	17,0	5,5	5,0	65
ERA-5	DC ÷ 4	18,6	18,4	4,5	4,9	65
ERA-6	DC ÷ 4	11,4	18,5	8,4	5,5	70

Zesilovače řady ERA jsou absolutně stabilní, dosahují výkonu až 18 dBm a vzhledem k velmi nízké ceně se používají jako univerzální zesilovací bloky v pásmu DC až 8 GHz.

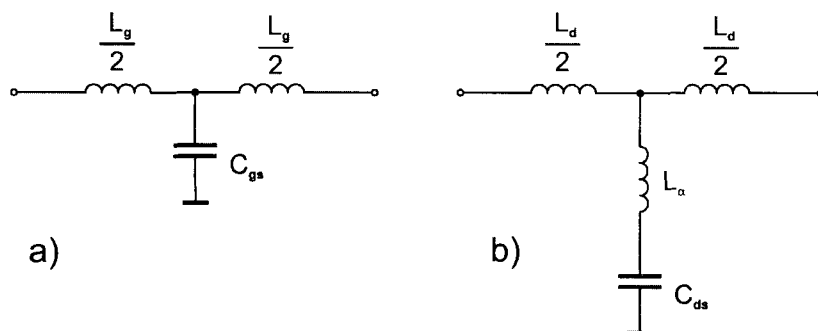
4.7.6 Zesilovače s postupnou vlnou

Zesilovače s postupnou vlnou (častěji je používáno anglické označení Distributed Amplifier) využívají pro realizaci širokopásmovosti principů impedančně zakončených přenosových vedení. Na obr. 4.7.8 je uvedeno základní zapojení zesilovače s postupnou vlnou (ZPV) s aktivními prvky FET.



Obr. 4.7.8 Základní zapojení zesilovače s postupnou vlnou

Vlna šířící se podél vstupního vedení s impedancí Z_1 budí postupně všechny tranzistory FET, zbylá část vlny je absorbována v zakončovacím odporu R_1 . Přenosová vodivost tranzistoru zesílí vstupní vlnu a přenesení ji do výstupního vedení s impedancí Z_2 . Pokud jsou fázové rychlosti šíření ve vstupním a výstupním vedení alespoň přibližně stejné, tak se zesílené vlny ve výstupní vedení přičítají ve fázi. Jakékoliv vlny šířící se ve výstupním vedení obráceným směrem jsou pohlceny v odporu R_2 . Extrémní širokopásmovosti se v ZPV dosahuje tím, že se vedení Z_1 a Z_2 konstruují jako umělá a do jejich struktury se zahrnují parazitní reaktanční prvky FET, dominantně vstupní kapacita C_{gs} a výstupní kapacita C_{ds} , viz. obr. 4.7.9.



Obr. 4.7.9 **Struktura umělých vedení v ZPV: a) vstupní, b) výstupní**

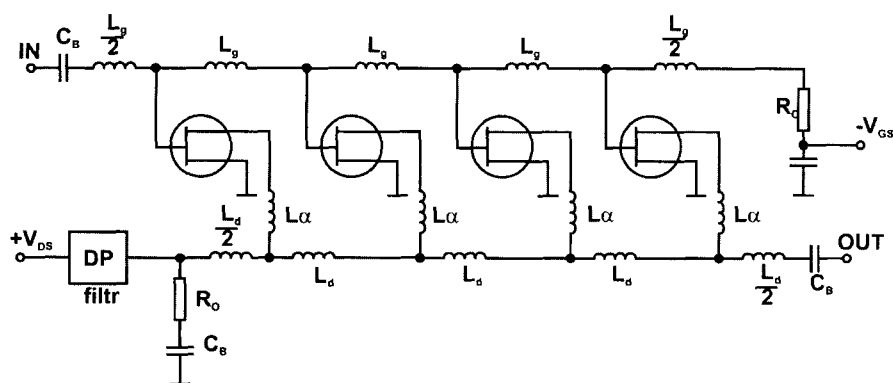
ZPV se většinou navrhují tak, aby $Z_1 = Z_2 = Z_0 = 50 \Omega$. Podmínku stejných fázových rychlostí lze potom splnit pouze v případě shodnosti kapacit C_{gs} a C_{ds} , v praxi je však C_{gs} obvykle mnohonásobně větší než C_{ds} . Jednoduchým řešením je přidání paralelní kapacity k C_{ds} a dorovnání na hodnotu C_{gs} . Lepší výsledky lze dosáhnout při řešení dle [B.11], viz. obr. 4.7.9 b), kdy jsou do výstupních vedení pro vyrovnání fázových rychlostí přidány indukčnosti L_a nebo ekvivalentní úseky vedení vysoké impedance. Umělá vstupní i výstupní vedení mají charakter dolních propustí, které určují i horní mezní frekvenci ZPV:

$$f_m = \frac{1}{\pi LC} \quad (4.7.8)$$

Vztah 4.7.8 je orientační, pro přesný výpočet f_m je nutné brát v úvahu všechny prvky v obvodu. V [B.11] je uveden vztah pro zisk ZPV s n sekcemi pro případ, že obě vedení jsou bezztrátová:

$$G = \frac{n^2 g_m^2 Z_0^2}{4} \quad (4.7.9)$$

V ideálním případě lze tedy zisk zvýšit přidáním počtu sekcí. V praxi však je nutné počítat s tím, že jak vstupní tak výstupní vedení nemohou být vzhledem k náhradním obvodům tranzistoru FET, viz. obr. 3.5.5, bezztrátová. Ztráty ve vstupním vedení rostou s frekvencí, jsou obvykle vyšší než ztráty ve výstupním vedení a jsou většinou tím prvkem, který limituje horní frekvenci ZPV. Po určitém počtu sekcí je signál ve vstupním vedení již tak slabý, že přidání další sekce přináší již jen velmi malý efekt. Proto mají ZPV pro daný charakter vstupního a výstupního vedení vždy určitý optimální počet sekcí. V praxi je obvykle pro standardní tranzistory MESFET nebo HEMT optimální počet sekcí 4 až 5. Na obr. 4.7.10 je uvedeno výsledné praktické zapojení ZPV.



Obr. 4.7.10 Praktické zapojení zesilovače s postupnou vlnou

ZPV tohoto typu se v praxi nejčastěji realizují v provedení MMIC. Indukčnosti jsou tvořeny krátkými úseky vedení velmi vysokých impedancí. Spirálové indukčnosti mají obvykle problémy s mezizávitovými kapacitami a jsou použitelné pro ZPV pracující do cca 10 GHz. Horní frekvenci omezuje i někdy nezbytné meandrování úseků vedení a dimenzování impedance těchto indukčností (vedení) vzhledem k napájecím proudům.

Záporné předpětí hradel lze přivádět k hradlům přes zakončovací odpor R_1 , a to díky téměř nulovému proudovému odběru. To samé však není možné realizovat pro přívod napájecího napětí V_{DS} , neboť výsledný proudový odběr všech tranzistorů FET je příliš vysoký. Výstupní napájecí obvody bývají proto složitější a mají obvykle charakter víceústupňových dolních propustí.

Dosahovaná frekvenční pásma ZPV v provedení MMIC s tranzistory FET ($L = 0,5 \mu m$) jsou typicky 1 až 20 GHz s tím, že omezení na spodním okraji pásma je dáno možnostmi napájecích obvodů a lze je zlepšit vnějšími prvky. V práci [B.17] je uveden příklad zapojení ZPV realizovaného z diskretních tranzistorů HEMT ATF36077 na mikropáskovém substrátu. Indukčnosti ve vstupní i výstupní vedení jsou tvořeny úseky mikropáskových vedení s vysokou impedancí, struktura zesilovače odpovídá obr. 4.7.8. Zesilovač pracuje v pásmu 10 MHz až 6,3 GHz se ziskem $12 \pm 0,8$ dB a s útlumem odrazů na vstupu vyšším než 11 dB, na výstupu vyšším než 9,4 dB.

4.8 Výkonové zesilovače

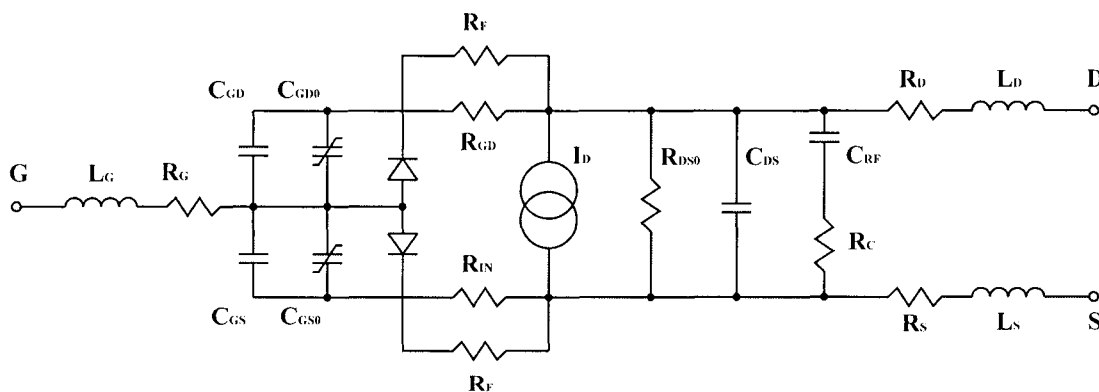
4.8.1 Základní parametry a třídy výkonových zesilovačů

Výkonové zesilovače jsou součástí mnoha telekomunikačních mikrovlnných systémů. Jako příklad uveďme mobilní komunikace, družicovou techniku, retranslační stanice a další. Současné trendy vývoje výkonových zesilovačů v mikrovlnném pásmu směřují ke zvýšení jejich účinnosti, dynamického rozsahu a k minimalizaci zkreslení. Vysoká účinnost je požadována u zařízení napájených z baterií, což umožní nejen další redukci hmotnosti, ale také omezení disipačních ztrát, které mohou být kritické zejména u družicových zařízení, kde aktivní prvek je možné chladit pouze vyzařováním a nikoliv vedením tepla. Dalším důležitým kritériem pro návrh výkonového zesilovače je tvar signálu, který má zpracovávat. Například zesilovač pracující ve spínacím režimu je vhodný pro koncový stupeň vysílače v mobilním telefonu, kde se používá modulace GMSK, ale je naprosto nevhodný pro modulaci $\pi/4$ -DQPSK nebo systémy WCDMA, kde je vyžadována vysoká linearita zesilovače, [C.1-C.3]. Pracovní kmitočet a šířka pásma jsou také rozhodující pro výběr vhodné konstrukce zesilovače a technologie pro výrobu aktivního prvku. Tato kapitola poskytuje stručný přehled problematiky zabývající se návrhem tranzistorových výkonových zesilovačů a analýzou nelineárního zkreslení.

Nelineární modely tranzistorů

V předchozích kapitolách byly popsány zesilovače, které zpracovávají relativně malý signál resp. výkon. Výkonové zesilovače naopak pracují s velkými výkony, které se většinou velmi těsně přibližují mezním hodnotám použitých tranzistorů. Malosignálový popis pomocí s-parametrů je proto nedostačující a umožňuje provést pouze přibližný návrh nejjednodušších tříd výkonových zesilovačů. Moderní CAD nástroje mají implementovanu řadu nelineárních velkosignálových modelů, popřípadě nabízí nástroje pro vytvoření vlastního modelu (Microwave Office[®], HP ADS[®]).

Modely výkonových tranzistorů se liší podle toho, jaký typ součástky popisují. Bipolární tranzistory a heterogenní bipolární tranzistory jsou popsány dobře známým *Gummel-Poon* modelem nebo jeho modifikací *Anholt* modelem, jejichž struktura je odvozena z fyzikální podstaty součástky. Modely unipolární součástek MOSFET, MESFET, HEMT, PHEMT a dalších už nejsou tak těsně svázány s fyzikální realitou a dává se přednost jednodušším aproximačním vztahům z důvodu zachování přijatelné složitosti modelu. Zástupci této třídy jsou např. *Statz*, *Materka*, *Angelov* a *Curtice* modely. Příklad struktury modelu FE tranzistorů je uveden na obr. 4.8.1. Detailní popis tohoto modelu a postup extrakce jeho parametrů je popsán v [C.4].



Obr. 4.8.1. Struktura velkosignálového Curtice modelu.

Základní parametry výkonových zesilovačů

Abychom mohli kvantitativně porovnávat jednotlivé zesilovače a různá konstrukční řešení, musíme nejprve definovat parametry, které budou popisovat požadované vlastnosti. Parametr, který zohledňuje efektivitu konverze stejnosměrného výkonu P_{DC} dodaného z napájecího zdroje na mikrovlnný výkon na výstupu zesilovače P_{OUT} , nazýváme *účinnost*,

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{DC}}. \quad (4.8.1)$$

Velmi často je třeba posoudit nejen účinnost zesilovače, ale také *účinnost přidaného výkonu* (*PAE-Power Added Efficiency*)

$$PAE = \frac{P_{OUT} - P_{IN}}{P_{DC}}, \quad (4.8.2)$$

která v sobě zahrnuje informaci o zisku daného výkonového stupně. Zesilovací stupeň s vysokou účinností, ale s malou *PAE* totiž ztrácí smysl, neboť pouze spotřebovává energii z napájecího zdroje a nepřidává výstupní výkon.

Bod 1 dB-ové komprese (1 dB compression point) udává výstupní výkon zesilovače, který je právě o 1 dB menší než výkon dodaný idealizovaným lineárním zesilovačem, viz obr. 4.8.2. Jednadiciblový kompresní bod poskytuje informaci o saturaci daného zesilovače. Řada dalších charakteristik jako například intermodulační zkreslení se udává právě v tomto bodě.

Bod zahrazení (Third-Order Intercept Point) je definován jako průsečík extrapolovaných závislostí výstupního výkonu první a třetí harmonické na vstupním výkonu a slouží k ohodnocení míry nelineárního zkreslení daného zesilovače, viz obr. 4.8.3. Směrnice extrapolované přímky pro 3. harmonickou je $3\times$ větší než směrnice pro první harmonickou. To lze vysvětlit následujícím způsobem: Předpokládejme, že vstupní signál je čistě harmonický

$$V_m(t) = V_0 \cdot \cos(\omega t). \quad (4.8.3)$$

Převodní charakteristiku zesilovače lze za podmínky $P_{in} \ll P_{in-1dB}$ vyjádřit pomocí mocninné řady

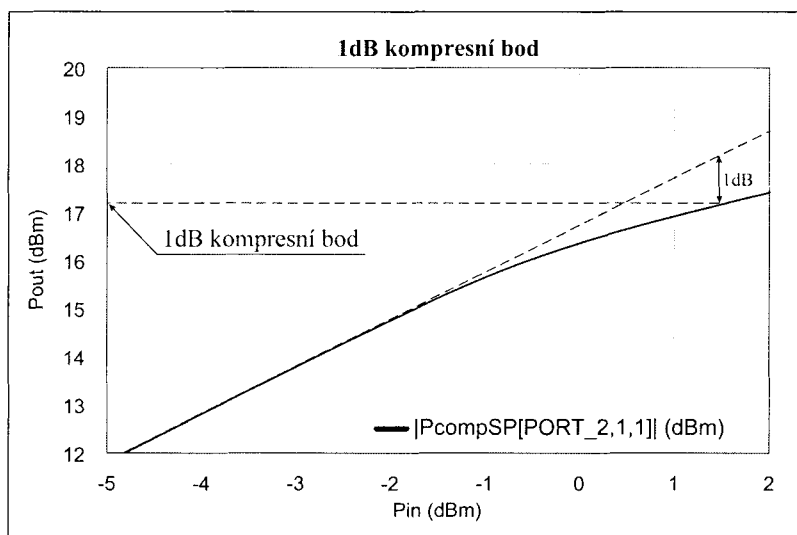
$$V_{out}(t) = a_1 V_m(t) + a_2 V_m^2(t) + a_3 V_m^3(t). \quad (4.8.4)$$

Dosazením (4.8.3) do (4.8.4) dostaneme po úpravě koeficienty pro 1. a 3. harmonickou

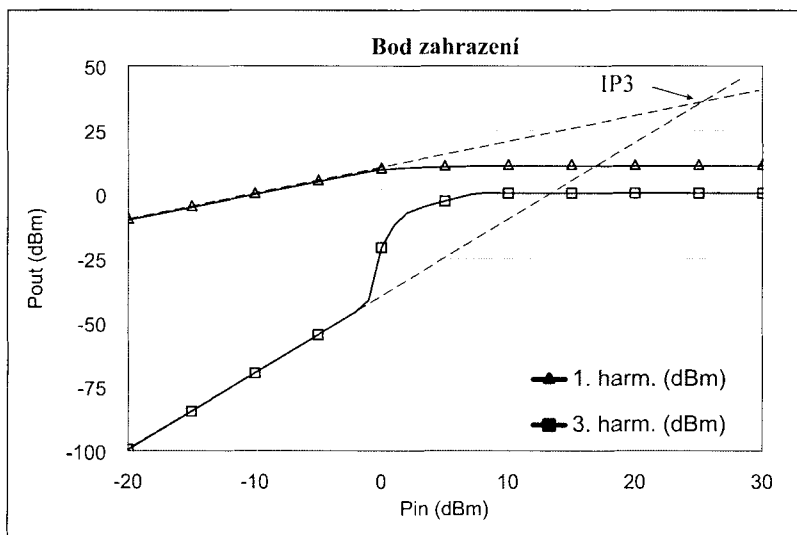
$$k_1 = a_1 \cdot V_0 + \frac{3}{4} a_3 \cdot V_0^3, \quad k_3 = \frac{1}{4} a_3 \cdot V_0^3. \quad (4.8.5)$$

Pro malé vstupní výkony platí, že $a_3 \ll a_1$ a můžeme tedy druhý člen k_1 zanedbat. Převedením vztahů na výkony v *dBm* a následnou derivací podle vstupního výkonu P_{in} dostaneme směrnice 1. a 3. harmonické

$$s_1 = \frac{d}{dP_m} [10 \cdot (\log a_1 + 0.1 \cdot P_m)] = 1, \quad s_3 = \frac{d}{dP_m} \left[10 \cdot \left(\log \frac{a_3}{4} + 0.1 \cdot P_m^3 \right) \right] = 3. \quad (4.8.6)$$



Obr. 4.8.2. Bod jednodecibelové komprese.



Obr. 4.8.3. Bod zahrazení IP3.

Rozdělení výkonových zesilovačů

Stručný přehled tříd výkonových zesilovačů je uveden v tab. 4.8.1. Princip činnosti a postup návrhu těchto zesilovačů si podrobněji probereme v následujících článcích.

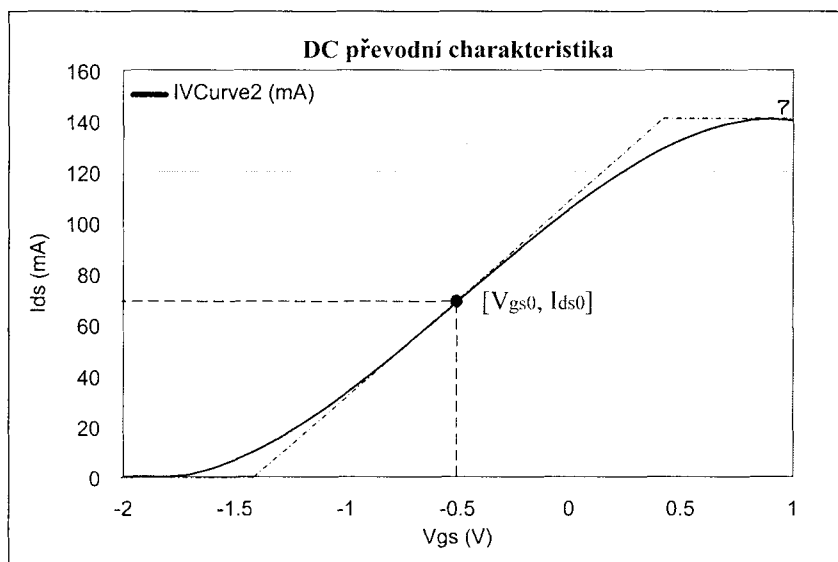
TŘÍDA	TEORETICKÁ ÚČINNOST [%]	ORIENTAČNÍ MEZNÍ KMITOČET	PRINCIP ČINNOSTI	
A	50	desítky GHz	„Lineární“ Redukce úhlu otevření	360°
AB	50-78.5	desítky GHz		180-360°
B	78.5	desítky GHz		180°
C	78.5-100	desítky GHz	Spínací režim	0-180°
D	100	desítky MHz		1 přepínač
E	100	jednotky GHz		1 spínač
F	$1.15 \cdot \eta_{TL}$	desítky GHz	Harmonická manipulace	1,3. harm.
2 nd h.t.	$1.41 \cdot \eta_{TL}$	desítky GHz		1,2. harm.
FG	$1.62 \cdot \eta_{TL}$	desítky GHz		1,2,3. harm.
TL	η_{TL}	desítky GHz		1. harm.

Tab. 4.8.1. Přehled tříd zesilovačů pro mikrovlnná pásma.

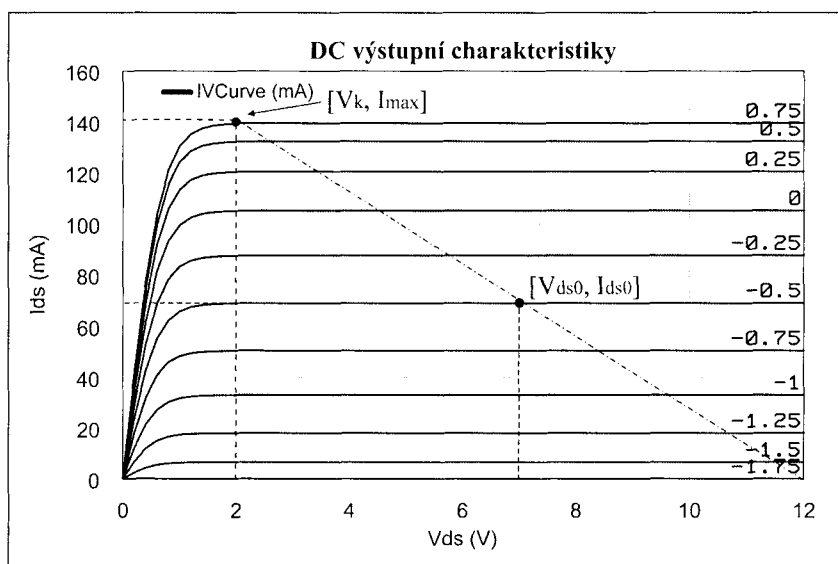
4.8.2 Zesilovač třídy A

Výkonový zesilovač ve třídě A je historicky nejstarším typem a často je považován za *lineární zesilovač*. Vzhledem k tomu, že zesilovač ve třídě A nemusí být lineární a naopak lineární nízkokzkreslující zesilovače nemusí nutně pracovat ve třídě A, přidržme se klasické definice, viz [C.5], str. 18.

Uvažujme převodní charakteristiku tranzistoru podle obr. 4.8.4. Čerchovaná čára znázorňuje aproximaci reálné převodní charakteristiky. Stejnoseměrný pracovní bod (*quiescent bias point*) zesilovače ve třídě A leží právě v polovině lineární části charakteristiky. Klidový proud drainu I_{ds0} je právě $\frac{1}{2}$ saturačního proudu I_{max}^1 . Napětí V_{ds0} leží v polovině ideální zatěžovací přímky na obr. 4.8.5. První koncový bod optimální zatěžovací přímky je určen saturačním proudem I_{max} a napětím kolene výstupní charakteristiky V_k . Druhý koncový bod je určen buď maximálním přípustným napětím V_{dsmax} , požadovaným výstupním výkonem, anebo napětím napájecího zdroje.



Obr. 4.8.4. Převodní charakteristika výkonového FE tranzistoru.



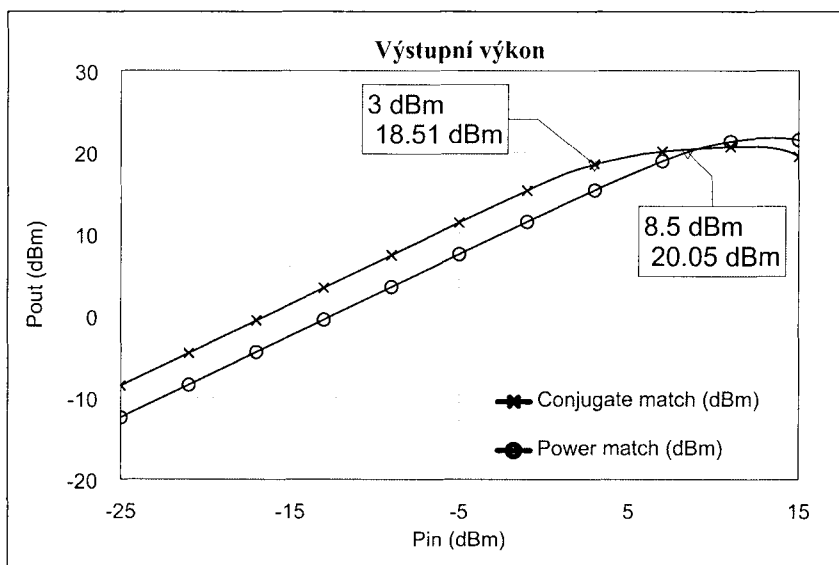
Obr. 4.8.5. Výstupní charakteristiky výkonového FE tranzistoru.

¹ Pozor nezaměňovat s I_{dsx} (Saturated Drain Current), který je definován jako proud Drainu při napětí $V_{gs}=0$ V.

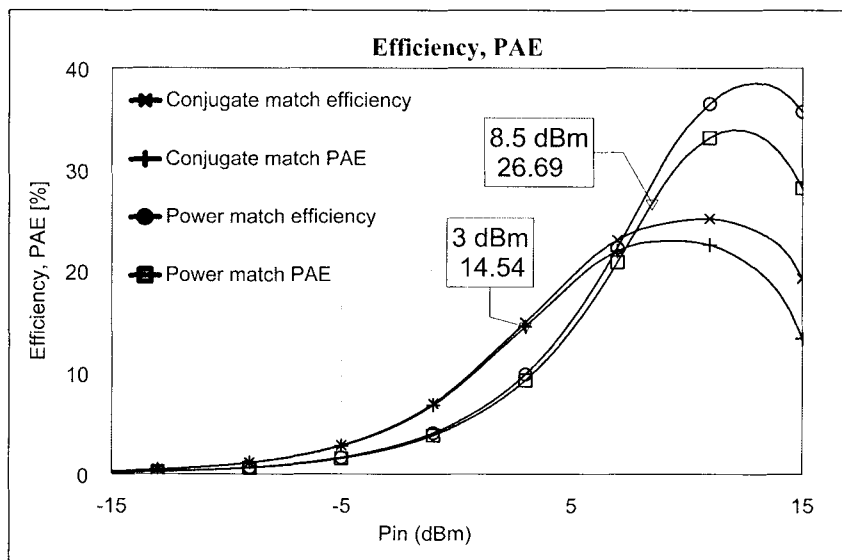
Výkonové přizpůsobení

Základní otázkou při návrhu výkonového zesilovače je impedanční přizpůsobení aktivního prvku - tranzistoru. Současné přizpůsobení vstupu a výstupu komplexně sdruženou impedancí (*conjugate match*, *gain match*) vede k maximálnímu zisku zesilovače. Takto přizpůsobený zesilovač však nedodává maximální možný výkon do zátěže (vztaženo k 1-dB bodu komrese). Korektním výkonovým přizpůsobením (*power match*) lze obvykle dosáhnout výstupního výkonu asi o 2 dB většího než v případě přizpůsobení na maximální zisk. Účinnost a *PAE* také vzroste. Porovnání výstupních výkonů a účinnosti pro oba typy přizpůsobení je na obr. 4.8.6. a obr. 4.8.7. Z průběhu zatěžovacích křivek na obr. 4.8.8 je zřejmé, že v případě výkonového přizpůsobení je aktivní prvek lépe využit a sklon zatěžovací křivky se přiblíží k teoretickému.

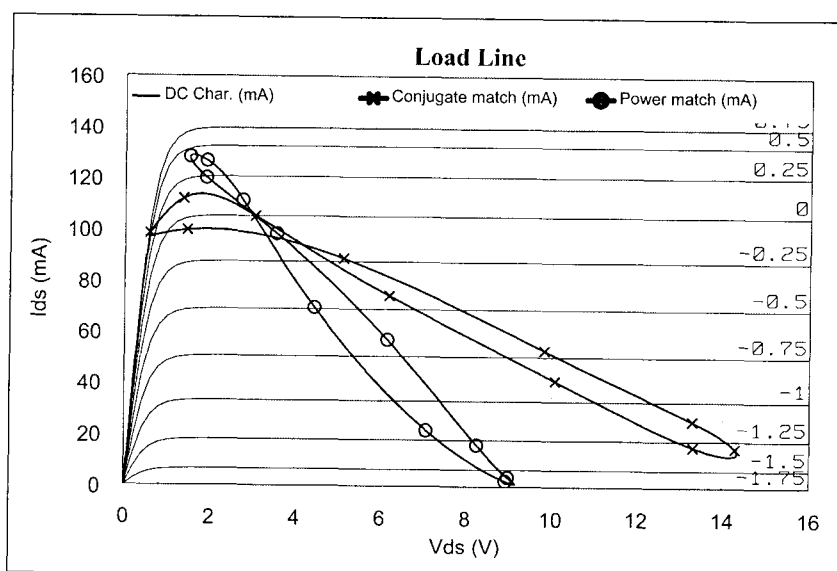
Pro odvození optimálního zatěžovacího odporu použijeme zjednodušeného modelu aktivního prvku, který má lineární převodní charakteristiku až do bodu saturace podle obr. 4.8.4. a zanedbatelné napětí V_k při maximálním proudu drainu I_{max} . Při harmonickém buzení je maximální lineární rozkmit *drainového* proudu roven I_{max} , tzn. s amplitudou $I_{max}/2$. Podobně maximální rozkmit V_{ds} je roven dvojnásobku V_{ds0} , tedy amplituda je V_{ds0} .



Obr. 4.8.6. Výstupní výkon v závislosti na vstupním výkonu.



Obr. 4.8.7. Účinnost a PAE v závislosti na vstupním výkonu.



Obr. 4.8.8. Zatěžovací křivka.

Optimální zatěžovací odpor tak vyplývá z Ohmova zákona

$$R_{opt} = \frac{V_{ds0}}{I_{max}/2}, \quad R_{opt}^A = \frac{V_{ds0}}{I_{ds0}}. \quad (4.8.7)$$

Známe-li amplitudy napětí a proudu, můžeme odhadnout maximální výstupní výkon dodávaný výkonově přizpůsobeným zesilovačem ve třídě A

$$P_{opt} = \frac{1}{2} V_{ds0} \cdot I_{ds0} \quad (4.8.8)$$

Ze vztahu (4.8.8) přímo vyplývá účinnost zesilovače ve třídě A $\eta_0 = 50\%$. Nenulové napětí kolene výstupních charakteristik V_k změní předchozí vztahy následovně:

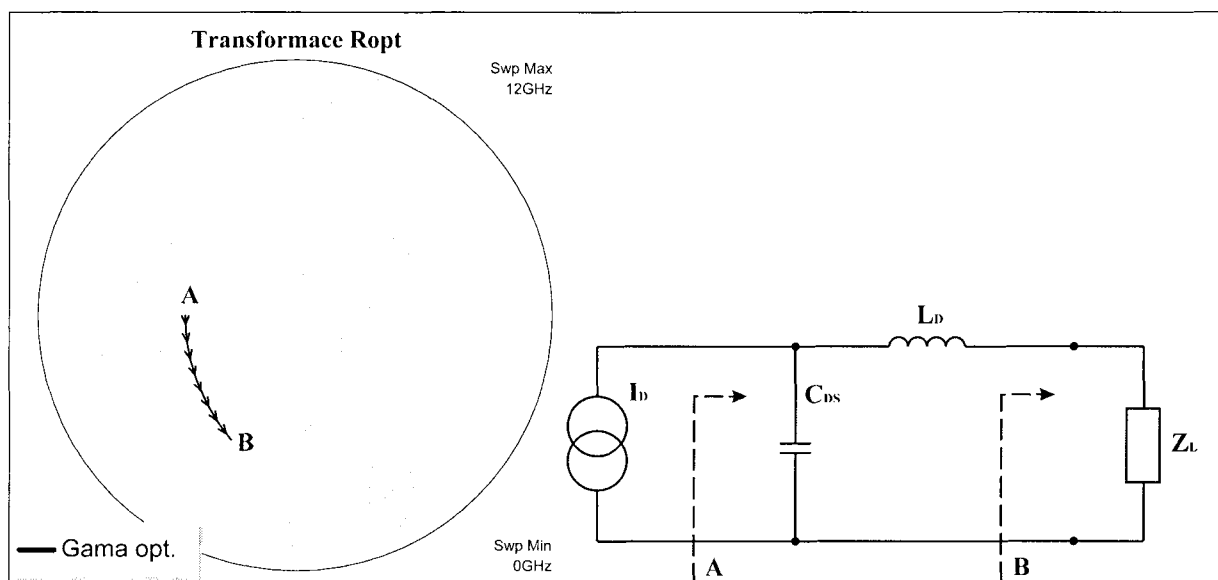
$$R_{opt} = \frac{V_{ds0} - V_k}{I_{max}/2}, \quad (4.8.9)$$

a

$$\eta = \eta_0 \cdot \left(1 - \frac{V_k}{V_{ds0}}\right). \quad (4.8.10)$$

Doposud jsme v úvahách o optimální zátěži zanedbávali reálné vlastnosti tranzistoru (popřípadě i jeho pouzdra). V prvním přiblížení zahrňme kapacitu mezi *drainem* a *sourcem* C_{ds} a indukčnost kontaktovacího drátku drainu L_d . Tyto parazitní prvky způsobí, že reálná optimální zátěž je přetransformována do zátěže komplexní, viz obr. 4.8.9. Jinými slovy interní proudový zdroj I_d musí být zatížen čistě reálnou impedancí danou vztahem (4.8.9) a parazitní vlastnosti čipu a pouzdra je třeba zahrnout do „vnějšího světa“, tedy do výstupního přizpůsobovacího obvodu.

Po návrhu optimálního impedančního přizpůsobení výstupu zesilovače zbývá nalézt optimální impedanci zdroje. Zesilovač s dostatečným ziskem přizpůsobíme na vstupu komplexně sdruženou impedancí $\Gamma_s = \Gamma_m^*$. Pro přizpůsobení zesilovačů s malým ziskem (resp. PAE) je vhodné použít velkosignálový činitel odrazu, protože poměr mezi výkony odražené a dopadající vlny je závislý na velikosti budícího výkonu P_{in} .

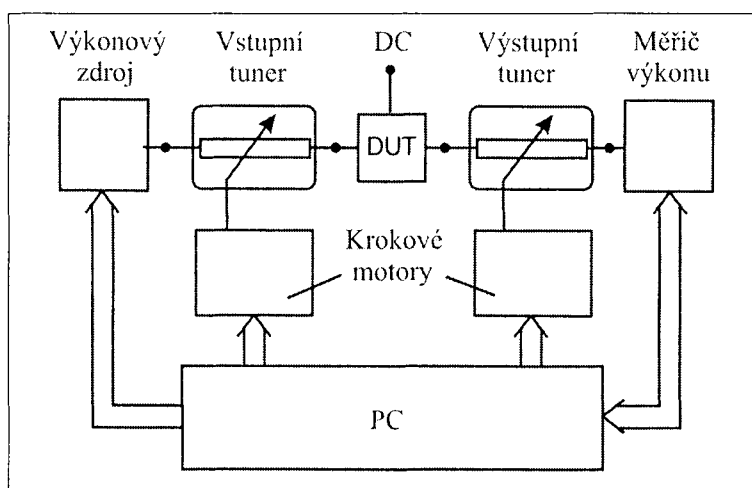


Obr. 4.8.9. Transformace optimální zátěže.

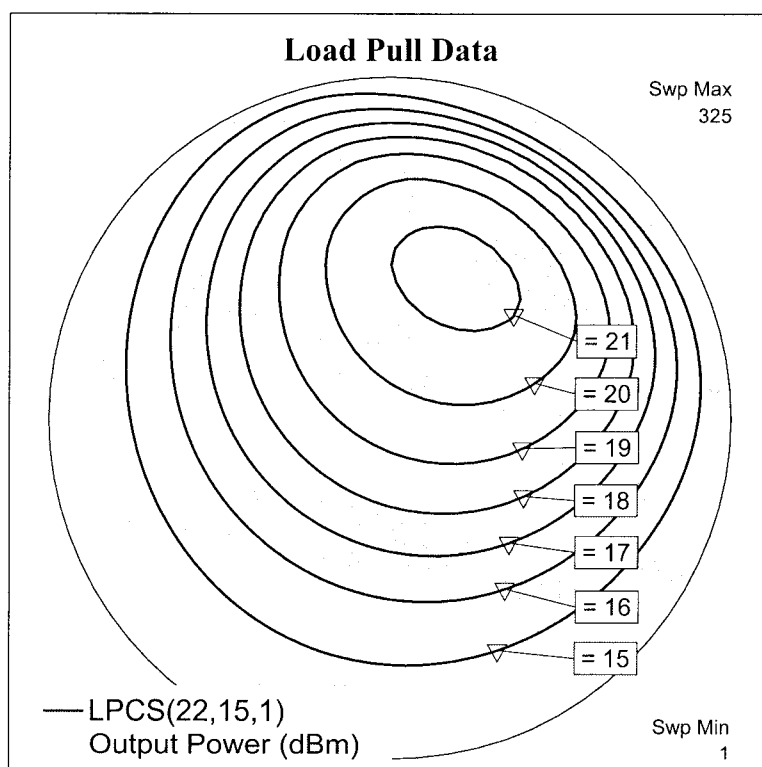
„Load Pull“ měření

Optimální výkonové přizpůsobení aktivního prvku se často provádí pomocí tzv. "Load Pull" měření. Blokové schéma měřicího systému je na obr. 4.8.10. Harmonický signál, dodávaný výkonovým zdrojem (ultralineárním výkonovým zesilovačem), budí DUT (*Device Under Test*) - výkonový tranzistor přes vstupní impedanční tuner. Impedanční tuner transformuje hodnotu výstupního činitele odrazu výkonového zdroje na jinou s minimálními ztrátami výkonu. Stejným způsobem je měněna impedance zátěže. Celý systém včetně impedančních tunerů je řízen počítačem. Postupným přeladováním tunerů lze nalézt optimální impedanci zdroje resp. zátěže. Kriteřiem může být nejen maximální výkon dodávaný do zátěže, ale také účinnost nebo *PAE*. Příkladem takového měření je závislost výkonu dodávaného do zátěže na impedanci zátěže při dané impedanci zdroje, viz obr. 4.8.11.

Impedanční tunery je třeba zkalibrovat i na vyšších harmonických (obvykle do 3. harmonické), protože tato informace musí být zahrnuta do návrhu přizpůsobovacích obvodů, abychom dosáhli stejných výsledků. Budou-li totiž impedance zdroje a zátěže na příslušných harmonických rozdílné od impedancí tunerů, mohou být výsledné parametry zesilovače degradovány.



Obr. 4.8.10. Blokové schéma soupravy pro "Load pull" měření.



Obr. 4.8.11. Isolinie výkonu dodaného do zátěže v závislosti na její impedanci.

Nevýhodou "Load Pull" měření jsou jeho velké nároky na hardwarové vybavení. Impedanční tunery musí být přeladitelné s vysokou přesností a reprodukovatelností. Nicméně úloha velkosignálových měření je nezastupitelná při hledání a verifikaci nelineárních modelů tranzistorů.

Příklad návrhu zesilovače ve třídě A

Zadání:

Navrhněte výkonový monofrekvenční zesilovač ve třídě A s GaAs FE tranzistorem EFA040A, který má následující parametry: $I_{max}=140$ mA, $V_{dsmax}=12$ V, $V_k=2$ V, $L_d=0.3$ nH, $C_{ds}=110$ fF pro $f_0=12$ GHz. Převodní a výstupní charakteristiky jsou vykresleny na obr. 4.8.4 a obr. 4.8.5.

1) Stejnoseměrný pracovní bod, maximální dosažitelný výkon a účinnost

Klidový proud *drainu* nastavíme do středu lineární části převodní charakteristiky $\Rightarrow I_{ds0}=I_{max}/2=70$ mA a klidové napětí mezi *drainem* a *sourcem* nastavíme tak, abychom zajistili maximální rozkmit $\Rightarrow V_{ds0}=(V_{dsmax}+V_k)/2=7$ V. Napětí $V_{gs}=-0.5$ V je dáno převodní charakteristikou. Maximální dosažitelný výkon odhadneme

$$P_{max} \frac{(V_{ds0} - V_k) \cdot I_{max} / 2}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2}} = 0.175 \text{ W} \cong 22.4 \text{ dBm}. \quad (4.8.11)$$

Dosažením do (4.8.10) dostaneme maximální dosažitelnou účinnost $\eta=P_{max}/P_{dc}=35.7\%$.

2) Stabilita

Výkonové tranzistory jsou často potenciálně nestabilními dvoubrany. Problém stability lze řešit v podstatě dvěma způsoby. Buď vhodným způsobem zajistíme, aby tranzistor byl bezpodmínečně stabilní, nebo je třeba během návrhu přizpůsobovacích obvodů kontrolovat pomocí kružnic stability, zda impedance zdroje a zátěže leží ve stabilní

oblasti Smithova diagramu. Ve druhém případě je nutné vždy dodržet zásadu, aby zesilovač byl **napájen pouze pokud je zapojen do řetězce**, tj. aby měl na vstupu i výstupu připojenu impedanci, pro kterou byl navržen. V opačném případě totiž může dojít k rozkmitání zesilovače a následnému zničení tranzistoru.

V našem případě jsme zajistili stabilitu tranzistoru 50-ohmovým odporem připojeným mezi *gate* a *source*.

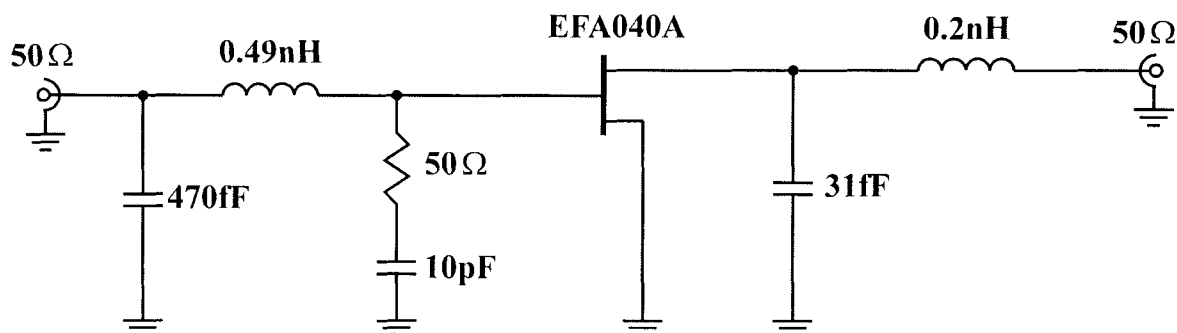
Pozn: Malosignálové S-parametry získané z nelineárního modelu, jehož vlastnosti jsou optimalizovány na velkosignálové chování, se liší od parametrů získaných měřeními na vektorovém analyzátoru nebo z lineárního modelu. Pro posouzení stability zesilovače proto dáváme přednost parametrům získaných z malosignálového měření.

3) Impedanční přizpůsobení

Dosazením do vzorce (4.8.9) dostaneme hodnotu optimálního odporu zátěže $R_{opt}=71.4 \Omega$. Transformací podle obr. 4.8.9 získáme optimální činitel odrazu zátěže $\Gamma_L=0.09\angle 67^\circ$. Připojením zátěže s daným Γ_L na výstup získáme činitel odrazu na vstupu $\Gamma_{in}=0.64\angle 144^\circ$. Optimální činitel odrazu zdroje je komplexně sdružená hodnota Γ_{in} , tedy $\Gamma_S=0.64\angle 144^\circ$.

4) Realizace

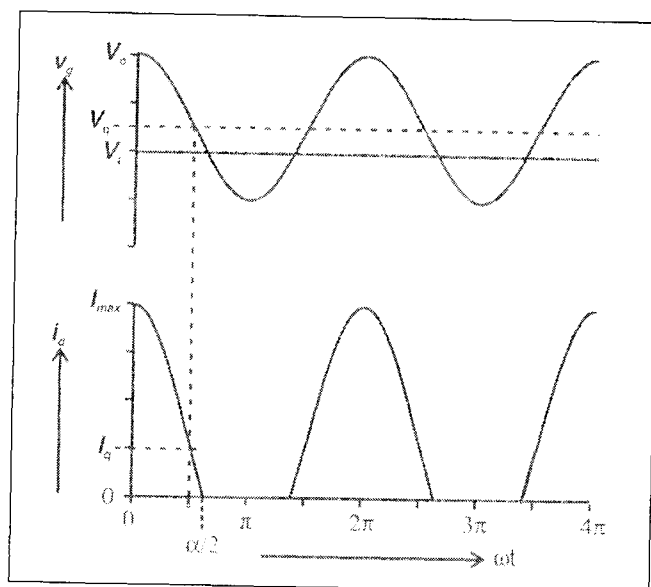
Konkrétní realizace přizpůsobovacích a napájecích obvodů závisí na technologii, kterou má být zesilovač vyroben. Příkladem může být laboratorní vzorek na obr. 4.8.12. Stejnosměrné napájení je zde zajištěno externími T články. Analýzou tohoto zesilovače s kompletním Curtice modelem tranzistoru v *Microwave Office* byly získány následující parametry pro 1-dB bod komprese: $P_{out}=20$ dBm, $\eta=20.6\%$, $PAE=19.2\%$ a zisk $G=11.6$ dB. Vzhledem k tomu, že zesilovač byl navržen na základě zjednodušeného modelu tranzistoru nedosahují jeho parametry hodnot podle bodu 1. Následnou optimalizací, například snížením stejnosměrného napětí drainu ze 7 na 5 V, lze při zachování výstupního výkonu a zisku zvýšit účinnost na 28.7 %. Simulováním "Load Pull" měření lze ještě zvýšit výstupní výkon o 1 dB.



Obr. 4.8.12. Příklad realizace výkonového zesilovače.

4.8.3 Zesilovače s redukcí úhlu otevření

Nevýhodou zesilovače ve třídě A je jeho malá účinnost. Jedním ze způsobů jak zvýšit účinnost zesilovače je omezení doby, po kterou je tranzistor „otevřený“. Jde tedy o redukcí úhlu otevření aktivního prvku v době jedné periody základní harmonické složky. Zmíněnou redukcí úhlu otevření realizujeme zmenšením klidového proudu *drainem* I_{ds0} . Tím dojde také k redukcí výkonu odebíraného z napájecího zdroje a v důsledku toho vzroste účinnost. Důsledkem snížení klidového proudu I_{ds0} je jednostranné ořezávání harmonického průběhu I_{ds} a následné generování vyšších harmonických, viz obr. 4.8.13 a obr. 4.8.14.



Obr. 4.8.13. Časový průběh gate napětí a proudu drainem.

Časový průběh proudu *drainem* v závislosti na úhlu otevření α zapíšeme následovně:

$$I_{ds}(\theta) = \frac{I_{\max}}{1 - \cos(\alpha/2)} [\cos \theta - \cos(\alpha/2)] \quad \text{pro } -\alpha/2 < \theta < \alpha/2, \quad 0 \text{ jinde.} \quad (4.8.12)$$

Rozvinutím do Fourierovy řady dostaneme stejnosměrnou složku

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\alpha/2}^{\alpha/2} \frac{I_{\max}}{1 - \cos(\alpha/2)} [\cos \theta - \cos(\alpha/2)] d\theta \quad (4.8.13)$$

a amplitudu n -té harmonické

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\alpha/2}^{\alpha/2} \frac{I_{\max}}{1 - \cos(\alpha/2)} [\cos \theta - \cos(\alpha/2)] \cos(n\theta) d\theta. \quad (4.8.14)$$

Po úpravě dostaneme

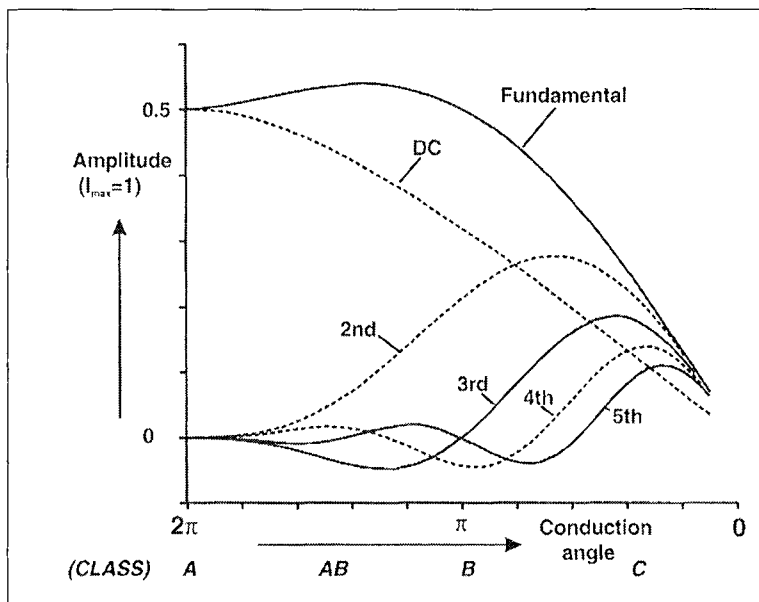
$$I_{dc} = \frac{I_{\max}}{2\pi} \frac{2 \sin(\alpha/2) - \alpha \cos(\alpha/2)}{1 - \cos(\alpha/2)} \quad (4.8.15)$$

a amplitudu 1. harmonické

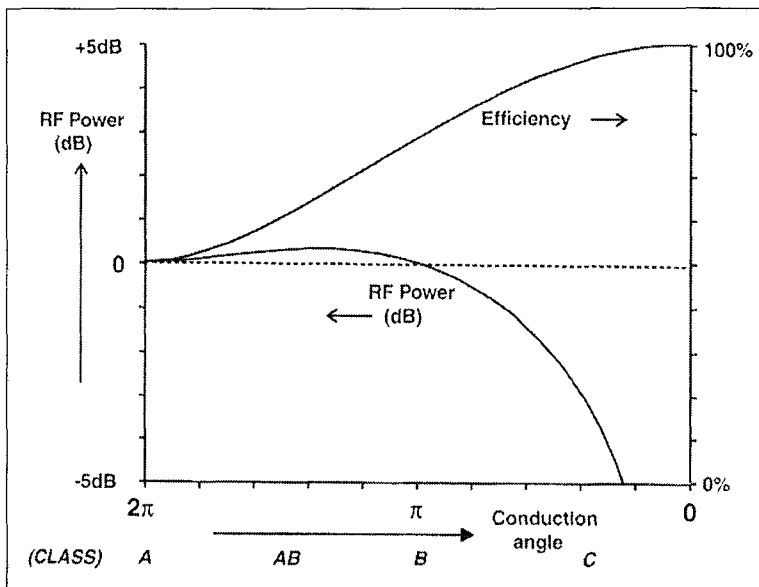
$$I_1 = \frac{I_{\max}}{2\pi} \frac{\alpha - \sin \alpha}{1 - \cos(\alpha/2)}. \quad (4.8.16)$$

Obsah vyšších harmonických v závislosti na úhlu otevření ukazuje obr. 4.8.14. Nejvyšší obsah 1. harmonické má zesilovač ve třídě AB. Zesilovač ve třídě B má úhel otevření právě π . Stejný proud *drainem* se zmenší na I_{\max}/π při zachování amplitudy 1. harmonické a účinnost zesilovače ve třídě B tedy vzroste na $\pi/4 \cong 78.5\%$. Zesilovač ve třídě C dosahuje ještě větší účinnosti (teoreticky 100%), avšak vstupní výkon potřebný pro vybuzení zesilovače roste, nebo-li klesá zisk ve srovnání se zesilovačem ve třídě A, viz obr. 4.8.15. Hodnota optimálního zatěžovacího odporu se změní na $R_{opt} = (V_{ds0} - V_k)/I_1$. Zesilovače s redukcí úhlu otevření musí mít zařazen na výstupu filtr, který potlačí veškeré vyšší harmonické. Obvykle se tento filtr realizuje jako paralelní rezonanční obvod, který představuje pro vyšší

harmonické zkrat, zatímco pro základní harmonickou se jeví jako vysoká impedance. Podrobnější rozbor lze nalézt v [C.5].



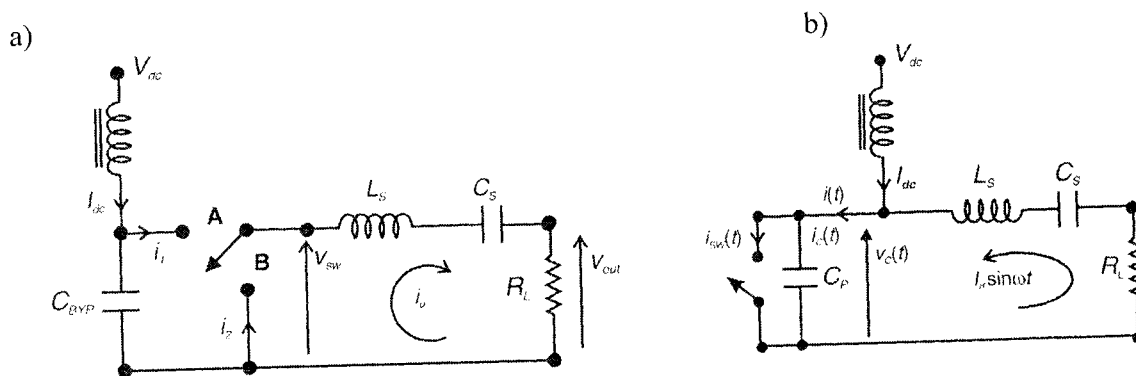
Obr. 4.8.14. Závislost normované amplitudy jednotlivých harmonických složek na úhlu otevření.



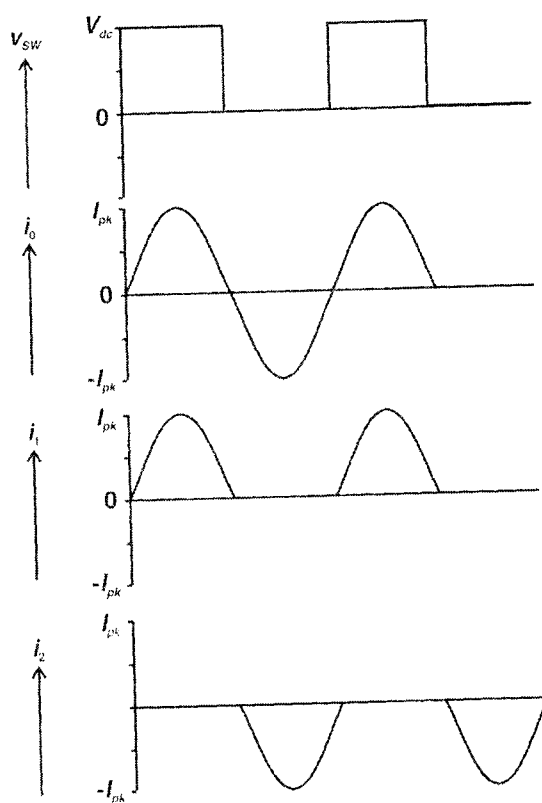
Obr. 4.8.15. Závislost výstupního výkonu a účinnosti zesilovače na úhlu otevření.

4.8.4 Spínané zesilovače

Princip zesilovačů ve spínacím režimu je naznačen na obr. 4.8.16. U zesilovače ve třídě D je zátěž připojena přes seriový rezonanční obvod střídavě na zdroj stejnosměrného napětí a na zem. Rezananční kmitočet sériového rezonančního obvodu je nastaven právě na frekvenci přepínání a předpokladem je, že jeho činitel jakosti je vysoký. Na obr. 4.8.17 jsou vykresleny časové průběhy u zesilovače ve třídě D. Důležité je, že proud v RLC větvi zůstane sinusový díky filtračním vlastnostem rezonančního obvodu a stejnosměrného oddělení sériovou kapacitou. Výsledkem je, že spínač v poloze A vede kladnou půlperiodu a v poloze B zápornou. Protože časový průběh spínaného napětí V_{sw} je obdélníkový, nedochází k disipaci energie v přepínači.



Obr. 4.8.16. Princip spínaného zesilovače. a) zesilovač třídy D, b) zesilovač třídy E.



Obr. 4.8.17. Časové průběhy u zesilovače ve třídě D.

Špičkový proud I_{pk} je dán vztahem

$$I_{pk} = I_{dc} \cdot \pi . \quad (4.8.17)$$

Základní harmonická proudu I_1 tekoucího LRC větví je jednoduše

$$I_1 = \frac{I_{pk}}{2} \quad (4.8.18)$$

a první harmonická napětí přes LRC větev je

$$V_1 = V_{dc} \frac{2}{\pi} . \quad (4.8.19)$$

Výkon dodaný do zátěže je potom

$$P_1 = \frac{V_1 I_1}{2} = \frac{V_{dc} I_{pk}}{\pi} = V_{dc} I_{dc}. \quad (4.8.20)$$

Vidíme, že teoretická účinnost zesilovače ve spínacím režimu je 100 %. Prakticky je účinnost omezena činitelem jakosti sériového rezonančního obvodu a parazitními vlastnostmi přepínače. Frekvenční rozsah zesilovače ve třídě D je tedy omezen na desítky megahertz.

Pro mikrovlnná pásma se používá zesilovač ve třídě E, který je modifikací předchozího typu a liší se tím, že používá pouze jeden spínač, viz obr. 4.8.16. Podrobný rozbor lze nalézt v [C.5]. Zesilovač třídy E je významný zejména z pohledu technologického, protože jako spínače lze využít tranzistory vyráběné standardní CMOS technologií a umožňuje tedy integraci na jediný čip s ostatními obvody, viz [C.1].

4.8.5 Harmonicky laděné zesilovače

Při návrhu výkonových zesilovačů s velkou účinností je klíčovou záležitostí simultánní syntéza vstupních a výstupních přizpůsobovacích obvodů a to nejen pro základní harmonickou, ale také pro vyšší harmonické. Impedanční zakončení na příslušných vyšších harmonických je velmi důležité a to zejména s rostoucím kmitočtem, kdy klesá počet harmonických, které mohou být účinně kontrolovány. Vstupní přizpůsobovací obvod řídí dominantně mechanismus generace *drainového* proudu, zatímco výstupním přizpůsobovacím obvodem maximalizujeme amplitudu základní harmonické v zátěži. Proud *drainu* můžeme pro ustálený stav rozvést ve Fourierovu řadu

$$I_{dsi}(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cdot \cos(n\omega t), \quad (4.8.21)$$

přičemž limitujícím prvkem jsou parazitní kapacity a rozumná složitost přizpůsobovacích obvodů. V praxi se omezuje na kmitočty do třetí harmonické, viz [C.6-C.7]. *Drainové* napětí můžeme potom rozepsat:

$$V_{dsi}(t) = V_{ds0} - V_1 [\cos(\omega t) + k_2 \cdot \cos(2\omega t) + k_3 \cdot \cos(3\omega t)] \quad (4.8.22)$$

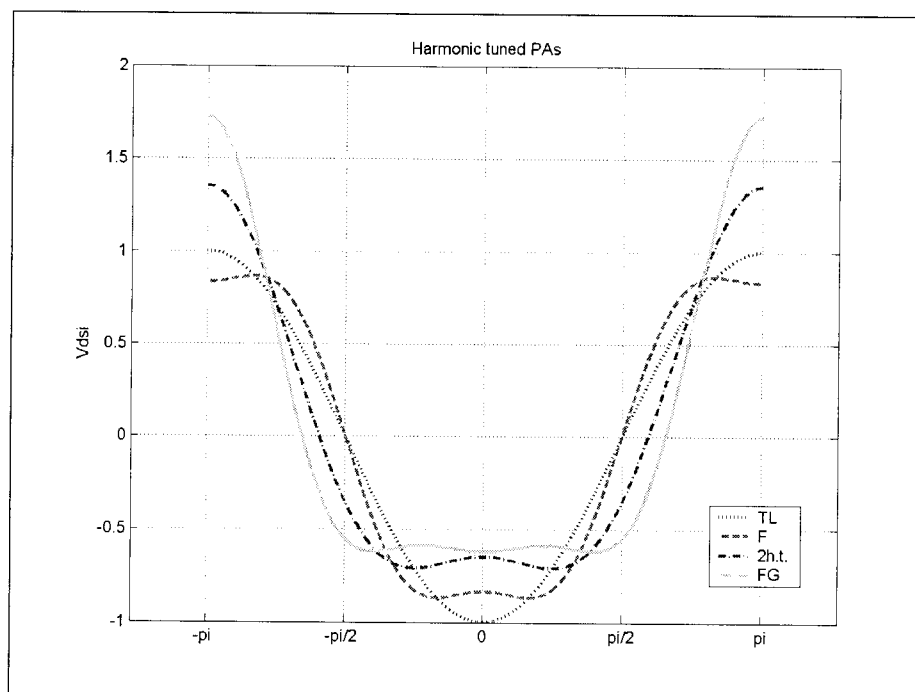
kde

$$k_2 = \frac{V_2}{V_1}, \quad k_3 = \frac{V_3}{V_1}. \quad (4.8.23)$$

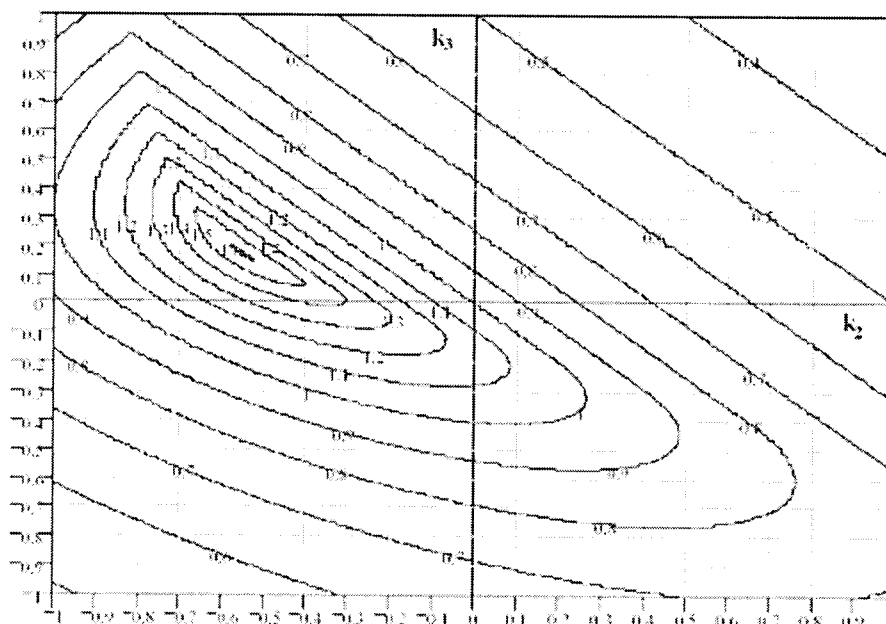
Pro uvedený průběh napětí V_{dsi} lze nalézt maxima obsahu první harmonické pro danou mezní podmínku $0 < V_{dsi}(t) < V_{bds}$, kde V_{bd} je maximální (mezní) napětí *drain-source*, tzv. *breakdown voltage*. Podle toho, které harmonické složky mají nenulovou amplitudu rozlišujeme čtyři třídy harmonicky laděných zesilovačů TL (*tuned load*), F, 2nd h.t. a FG, viz tab. 4.8.2. Funkce napětíového zisku $\delta(k_2, k_3) = V_1/V_{ds0}$ (*Voltage Gain Function*) udává poměr zvýšení účinnosti, zisku a výstupního výkonu v závislosti na koeficientech k_2 a k_3 vzhledem k TL třídě, viz obr. 4.8.19. Funkce $\beta(k_2, k_3) = \max[V_{ds}(t)]/V_{ds0}$ (*Voltage Overshoot Function*) kvantifikuje míru překročení špičkové hodnoty V_{ds} vzhledem k stejnosměrnému pracovnímu bodu. Odpovídající časové průběhy interního napětí V_{dsi} jsou vykresleny na obr. 4.8.18.

Kontrolované harmonické	Třída	k_2	k_3	$\delta(k_2, k_3)$	$\beta(k_2, k_3)$	Dosažitelné V_1
1	TL	0	0	1	1	V_{ds0}
1,3	F	0	-0.17	1.15	1	$1.15 \cdot V_{ds0}$
1,2	2 nd h.t.	-0.35	0	1.41	1.91	$1.41 \cdot V_{ds0}$
1,2,3	FG	-0.55	0.17	1.62	2.8	$1.62 \cdot V_{ds0}$

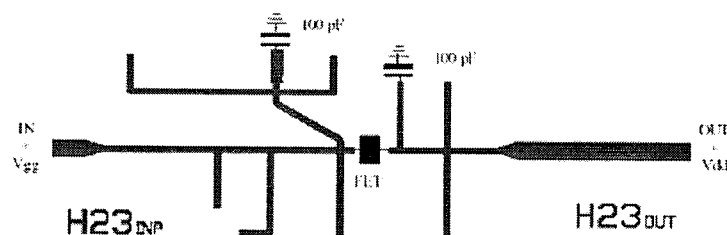
Tab. 4.8.2. Třídy harmonicky laděných zesilovačů.



Obr. 4.8.18. Časový průběh interního napětí V_{dsi} .



Obr. 4.8.19. Funkce napěťového zisku $\delta(k_2, k_3)$.



Obr. 4.8.20. Přizpůsobovací obvody zesilovače ve třídě FG.

Optimální zatěžovací impedance pro interní proudový zdroj I_{dsi} je určena vztahy:

$$R_{L,n} = \delta(k_2, k_3) \cdot \frac{V_{ds0}}{I_1}, \quad R_{L,n} = \delta(k_2, k_3) \cdot \frac{V_{ds0}}{I_n} \cdot k_n, \quad \text{pro } n = 2, 3. \quad (4.8.24)$$

Praktická realizace harmonicky laděného zesilovače ve třídě FG ($f_0=5\text{GHz}$) včetně přizpůsobovacích obvodů je na obr. 4.8.20. U tohoto zesilovače byla dosažena $PAE = 60\%$.

4.8.6 Nelineární zkreslení

Nelineární zkreslení u výkonových zesilovačů popisujeme pomocí tzv. AM-AM a AM-PM konverze. AM-AM je v podstatě převodní charakteristika P_{out}/P_{in} a představuje parazitní amplitudovou modulaci způsobenou nelinearitou zesilovače. Podobně AM-PM kvantifikuje parazitní fázovou modulaci. Výsledkem součtu obou zkreslení jsou pak intermodulační produkty, které degradují spektrum signálu zejména v okolí nosného kmitočtu. Mechanismus vzniku intermodulačních produktů si probereme podrobněji. Uvažujeme zesilovač, jehož převodní charakteristika je určena mocninou řadou:

$$V_o = a_1 V_i + a_2 V_i^2 + a_3 V_i^3 + \dots \quad (4.8.25)$$

kde koeficienty a_n platí pro danou frekvenci a daný klidový pracovní bod. Intermodulační odolnost zesilovače lze nejjednodušeji ověřit pomocí tzv. 2-tónového testu (*Two-tone test*), kdy zesilovač budíme dvěma kmitočtově blízkými signály se stejnou amplitudou. Substitucí za vstupní napětí

$$V_i(t) = v \cdot \cos(\omega_1 t) + v \cdot \cos(\omega_2 t), \quad (4.8.26)$$

jehož časový průběh je identický s $I_{ds}(50\%I_{max})$ na obr. 4.8.22, dostaneme po úpravě spektrum na výstupu zesilovače

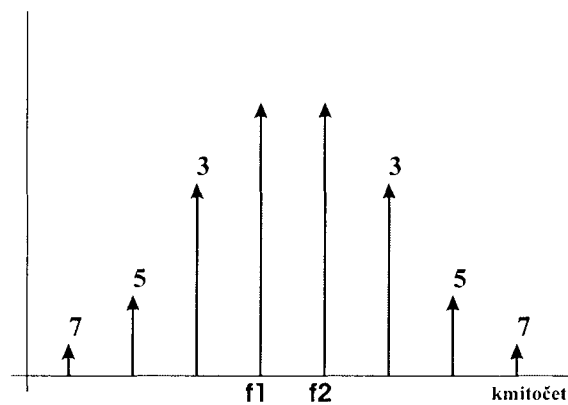
$$f_{im} = mf_1 \pm nf_2, \quad (4.8.27)$$

kde m, n jsou přirozená čísla. Koeficienty příslušných produktů až do třetího řádu jsou uvedeny v tab. 4.8.3. Typické výkonové spektrum na výstupu zesilovače při 2-tónovém buzení je vykresleno na obr. 4.8.21.

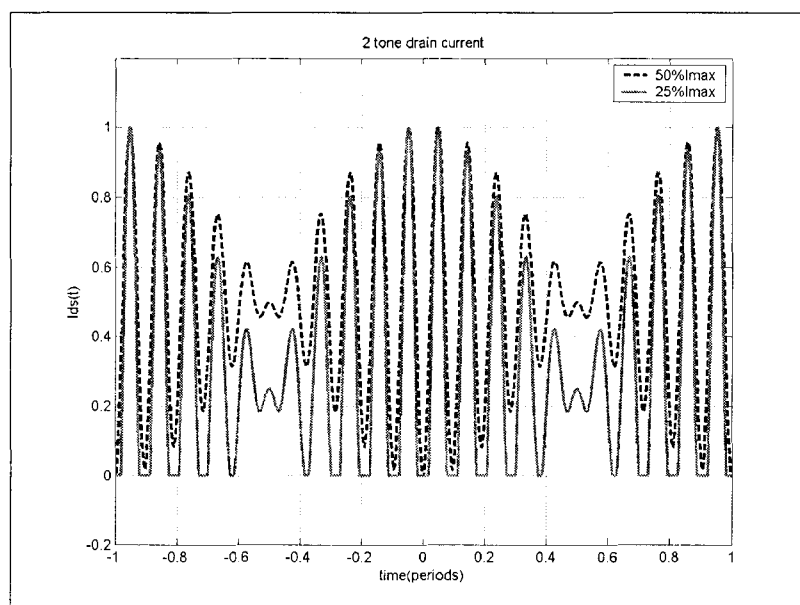
Intermodulační zkreslení (InterModulation Distortion) je parametr, který je dán odstupem signálů na kmitočtech f_1 a f_2 od nejsilnějšího intermodulačního produktu, což je zpravidla IM 3. řádu. U zesilovačů s klidovým pracovním bodem nastaveným tak, že proud *drainu* je menší než $I_{max}/2$ dochází při dvoutónovém buzení k jednostrannému ořezávání I_{ds} , viz obr. 4.8.22. Zjednodušenou analýzou lze zjistit kvalitativní fakt, že IMD neroste monotónně s klesajícím klidovým proudem *drainu*, ale přibližně od 25% I_{max} klesá, viz obr. 4.8.23. Podrobnější rozbor nelineárních efektů a linearizační postupy lze nalézt v [C.8].

	$a_1 \cdot v$	$a_2 \cdot v^2$	$a_3 \cdot v^3$
DC		1	
ω_1	1		9/4
ω_2	1		9/4
$2\omega_1$		1/2	
$2\omega_2$		1/2	
$\omega_1 \pm \omega_2$		1	
$2\omega_1 \pm \omega_2$			3/4
$2\omega_2 \pm \omega_1$			3/4
$3\omega_1$			1/4
$3\omega_2$			1/4

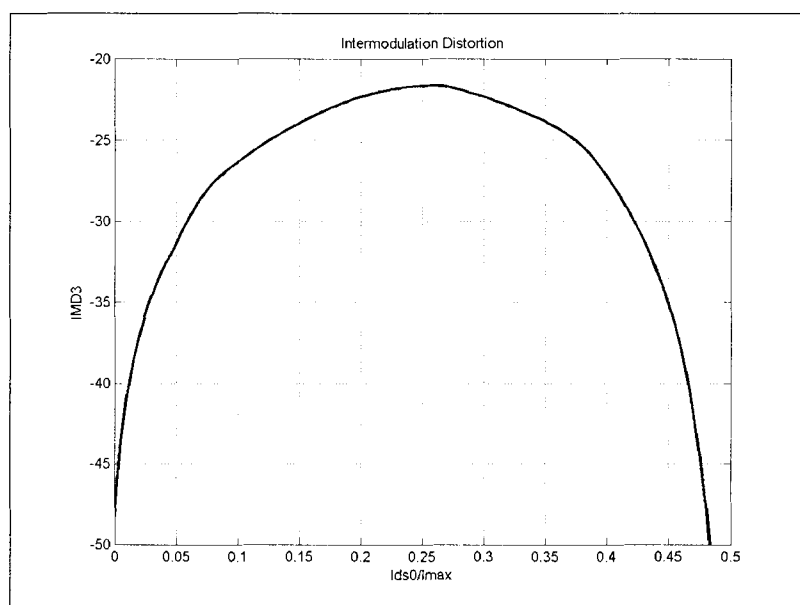
Tab. 4.8.3. Intermodulační produkty pro dvoutónové buzení.



Obr. 4.8.21. Výstupní intermodulační spektrum při 2-tónovém buzení.



Obr. 4.8.22. Časový průběh proudu drainem při 2 tónovém buzení.



Obr. 4.8.23. Intermodulační zkreslení 3. řádu.