

## 2 Základní principy vysokofrekvenční a mikrovlnné techniky

### 2.1 Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika

Hranice vysokofrekvenční (vf) a mikrovlnné techniky nejsou nijak přísně a přesně definovány. Maxwellovy rovnice samy o sobě takové pojmy neznají. Přesto se však právě obor vysokých frekvencí z klasické teorie obvodů určitým způsobem vyděluje, a to zejména tím, že se za určitých podmínek vf obvody a systémy chovají výrazně jinak, než je teorie obvodů schopna popsat.

*Příklad:* Dvě brány jsou spojeny úsekem vedení, tvořeného vodičem dlouhým 75 mm umístěným 5 mm nad rozsáhlou vodivou deskou spojenou se zemí. Na jedné bráně je vodič připojen na vodivou desku (zem), impedance na této bráně je nulová. Pro  $f = 0$  bude nulová i impedance na druhé straně vedení (je to 1 uzel). Na frekvenci 1 GHz lze naměřit na druhé straně impedanci blížící se nekonečnu.

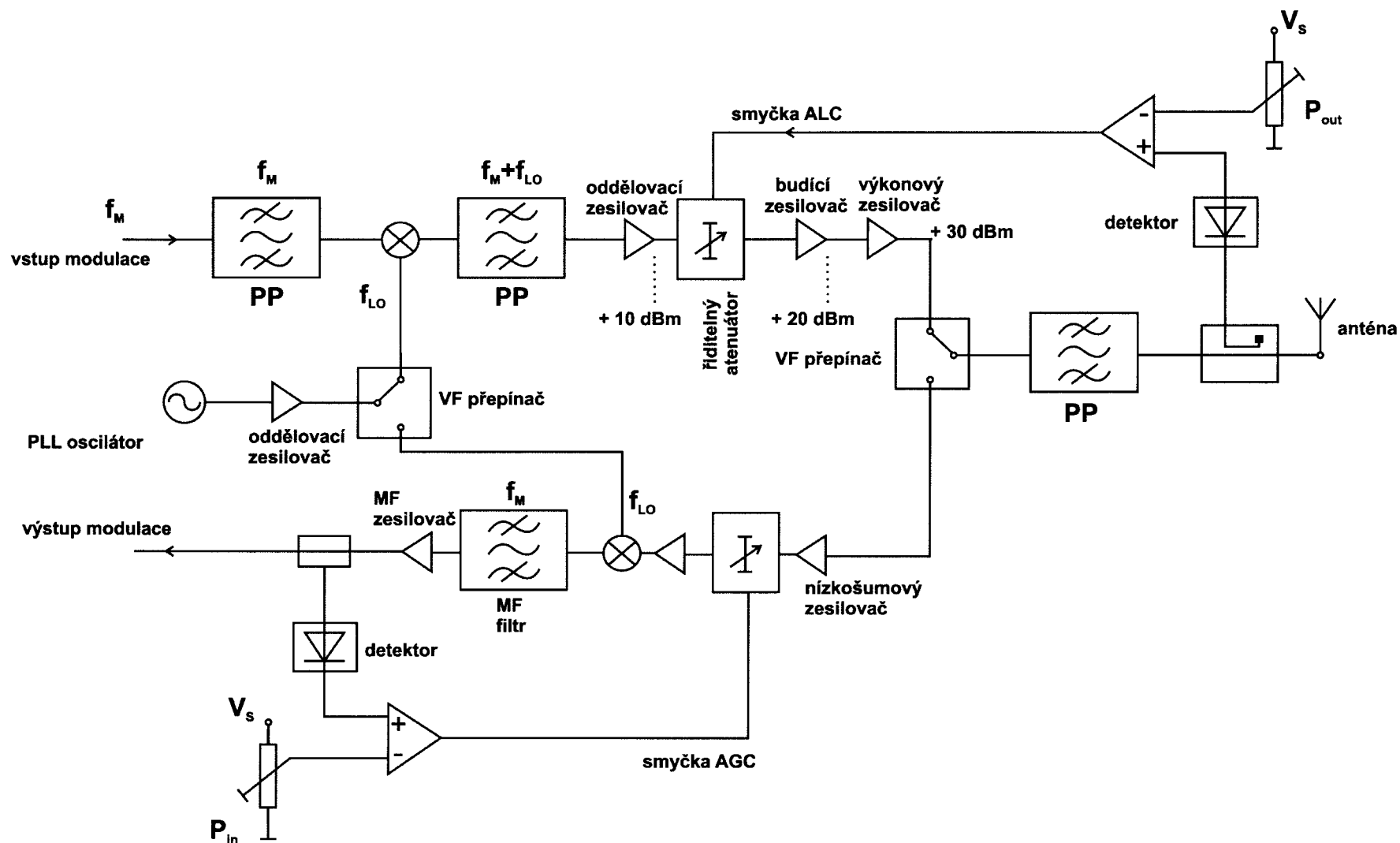
Z výše uvedeného a podobných příkladů lze odvodit, že pojem vysokofrekvenční technika má cenu zavádět a používat vždy, když kterýkoliv z rozměrů systému začne být srovnatelný s pracovní vlnovou délkou (rozměr je větší než cca  $0,1 \lambda$ ). Potom je skutečně velmi efektivní se na daný systém dívat jako na vysokofrekvenční a důsledně používat vf návrhové a realizační postupy. Záměrem tohoto textu je alespoň ty nejdůležitější popsat a doporučit.

Hranice mezi technikou vysokofrekvenční a mikrovlnou jsou ještě více neurčité. Pod označení mikrovlnná zařízení jsou obvykle velmi přibližně zařazována zařízení pracující s vlnovými délkami řádově  $10^0$  cm. Mikrovlnná zařízení patří do oboru vysokofrekvenčních zařízení, mírně se liší snad jen používanými technologiemi.

### 2.2 Vysokofrekvenční a mikrovlnné systémy

Na obr. 2.2.1 je jako příklad vf systému uvedeno blokové schéma trochu zjednodušeného transceiveru TDMA se stabilizací výstupního výkonu vysílače a řízením zisku přijímače.

Modulační signály moderních digitálních přenosových systémů (PSK, QAM, FSK, apod.) jsou získávány ve specializovaných obvodech pracujících na relativně nízkých frekvencích  $f_M$  (například kolem 60 MHz). Na vysílanou frekvenci  $f_M + f_{LO}$  a následně i zpět jsou přesazovány pomocí frekvenční konverze. Základem obou obvodů frekvenční konverze je frekvenčně stabilní oscilátor s výstupní frekvencí  $f_{LO}$ , oddělený od navazujících obvodů oddělovacím zesilovačem. Ten zajišťuje vhodnou budící úroveň pro navazující směšovače a oddělení oscilátoru od navazujících obvodů (to zvyšuje jeho stabilitu a čistotu výstupního spektra).



Obr. 2.2.1 Příklad transceiveru TDMA

Pro uvedený zjednodušený případ transceiveru je použito oddělení vysílače a přijímače metodou časového multiplexu (TDMA). Režimy vysílání a příjmu jsou aktivovány jednak přepínáním výkonu oscilátoru na příslušný směšovač, jednak přepínáním antény. Vysílač pracuje se jmenovitým výstupním výkonem 1 W (+30 dBm), stabilizovaným smyčkou ALC (automatické řízení výstupní úrovně). Základem obvodu ALC je napětím říditelný attenuátor a detektor napojený na výstup transceiveru přes směrovou vazbu. Pokud výstupní výkon poklesne oproti nominální hodnotě, tak smyčka ALC sníží aktuální hodnotu útlumu attenuátoru a výkon dorovná. Vzhledem k tomu, že zisk výkonových zesilovačů nebývá velký (zde je 10 dB), musí být koncový stupeň obvykle buzen budícím zesilovačem se středním výstupním výkonem (zde +20 dBm).

Při přepnutí do přijímacího režimu jsou signály z antény přivedeny přes pásmovou propust na vstup nízkošumového zesilovače. Ten je jedním z hlavních prvků systému, určujících hodnotu odstupu signál-šum na vstupu demodulačních obvodů. Směšovač v přijímači konvertuje přijímanou frekvenci  $f_M + f_{LO}$  zpět na modulační frekvenci  $f_M$ . Smyčka AGC (automatické řízení zisku), strukturou identická se smyčkou ALC, zajišťuje vhodnou výkonovou úroveň vstupního signálu na vstupu směšovače. Podrobnější popis mnoha jiných vysokofrekvenčních systémů je uveden např. v [B.1].

Z uvedeného blokového schématu je zřejmé, že každý vf systém se vždy skládá z řady různých aktivních a pasivních obvodů. Mezi nejčastěji používané vf obvody patří:

#### *aktivní obvody*

zesilovače  
oscilátory  
směšovače  
násobiče frekvence  
detektory  
přepínače  
řiditelné attenuátory

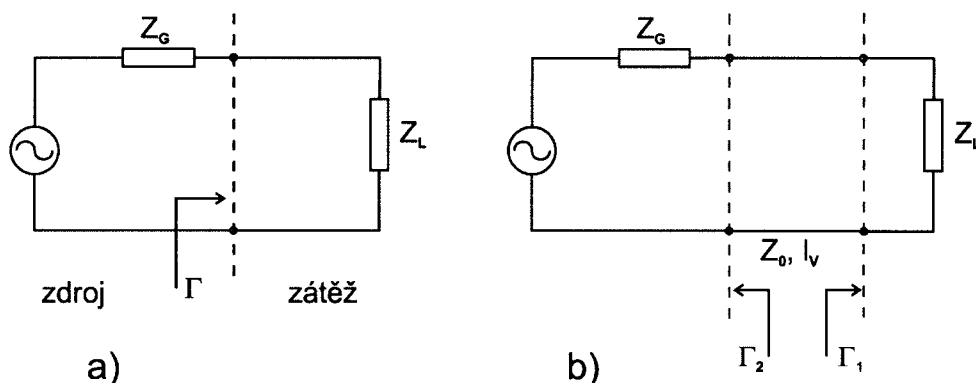
#### *pasivní obvody*

antény  
pevné attenuátory  
bezodrazové koncovky  
dělicí a sčítací obvody  
filtry  
posouvače fáze

Jako aktivní lze označit ty obvody, které obsahují nějaký aktivní prvek. V současné době jsou to až na malé výjimky polovodičové diody a tranzistory. Popis struktur a parametrů typických mikrovlnných diod a tranzistorů je uveden v Kap. 3. Velmi podrobný popis mnoha pasivních obvodů včetně různých typů propojovacích vedení je uveden v literatuře [B.2].

Blokové schéma vf systému bylo uvedeno ještě z jednoho důvodu. Při návrhu jakéhokoli mikrovlnného obvodu je nutné brát v úvahu, že obvod bude vždy finálně zapojen v systému. Obvod sám o sobě má jen zřídka praktický význam a jeho parametry změřené v ideální měřicí sestavě se nemusí shodovat s parametry při reálném zapojení. Například mikrovlnný tranzistor může mít dostatečný zisk (např. 10 dB) i bez impedančního přizpůsobení na vstupu a výstupu. Ve vf systému však vysoké koeficienty odrazu takového zesilovače obecně naruší frekvenční charakteristiky souvisejících obvodů i celého systému. Koeficienty odrazu filtrů se v nepropustném pásmu blíží 1 (totální odraz) a mohou způsobit, že se rozkmitají ne úplně ideálně navržené navazující zesilovače. Velmi důležitý je proto návrh všech aktivních i pasivních obvodů s ohledem na okolní obvody a požadované systémové parametry.

## 2.3 Důvody impedančního přizpůsobování



Obr. 2.3.1 Spojení generátoru se zátěží

Na obr. 2.3.1 a) je uveden obvod popisující základní podmínky přenosu výkonu postupujícího z obecného zdroje s výstupní impedancí  $Z_G = R_G + jX_G$  směrem k zátěži se vstupní impedancí  $Z_L = R_L + jX_L$ . Lze odvodit, že maximum přenosu výkonu do zátěže nastává pro:

$$Z_L = Z_G^* \text{ neboli } R_G = R_L \text{ a současně } X_G = -X_L \quad (2.3.1)$$

Tyto tři rovnosti představují základní podmínky impedančního přizpůsobení. Pro maximální přenos výkonu platí v elektrotechnice všeobecně, na nižších frekvencích však nemusí být vždy nezbytné je důsledně uplatňovat. Naopak na vyšších frekvencích je jejich splnění obvykle velmi kritické a je základní podmínkou funkčnosti všech vf systémů. Hlavní důvody jsou následující:

- Nesplnění podmínek 2.3.1 vždy ve svých důsledcích znamená vznik odrazu výkonu. Zpět směrem ke zdroji se odráží ta část výkonu, která neprojde vlivem impedančního nepřizpůsobení do zátěže. Pro výpočet napětového koeficientu odrazu lze použít vztah:

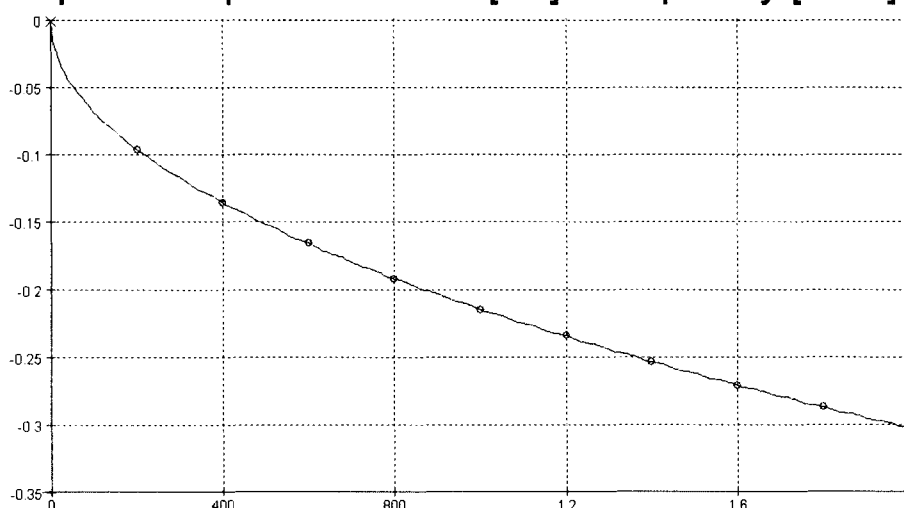
$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_G}{Z_L + Z_G} \quad (2.3.2)$$

- Ve vf oblasti je obecně složité a drahé vygenerovat nebo zesílit výkon, ztráty výkonu nedokonalým přenosem přes obecné rozhraní nejsou proto v řadě případů přijatelné. V tab. 2.3.1 jsou uvedeny hodnoty přenosu výkonu  $G$  a  $G_{dB}$  přes rozhraní pro různé moduly koeficientu odrazu tohoto rozhraní. Z tabulky vyplývá, že přenos s rostoucími odrazy obecně klesá. Pro  $|\Gamma| \leq 0,5$  však nemusí být ztráty výkonu odrazem tím největším problémem.
- Největší problémy s odrazy nastávají, pokud je některý z aktivních rozměrů systému srovnatelný s vlnovou délkou. Na obr. 2.3.1 b) je to znázorněno propojením generátoru se zátěží přenosovým vedením s charakteristickou

impedancí  $Z_0$  a délkou  $l_v$  rovnající se několika vlnovým délkám (například  $l_v = 10\text{cm}$  na pracovní frekvenci 10 GHz). Při odrazu výkonu vzniká na vedení prostorová stojatá vlna daná fázově definovaným součtem vlny dopadající a odražené. V tab. 2.3.1 jsou uvedeny odpovídající hodnoty poměru stojatých vln PSV dané vztahem 4.2.3.

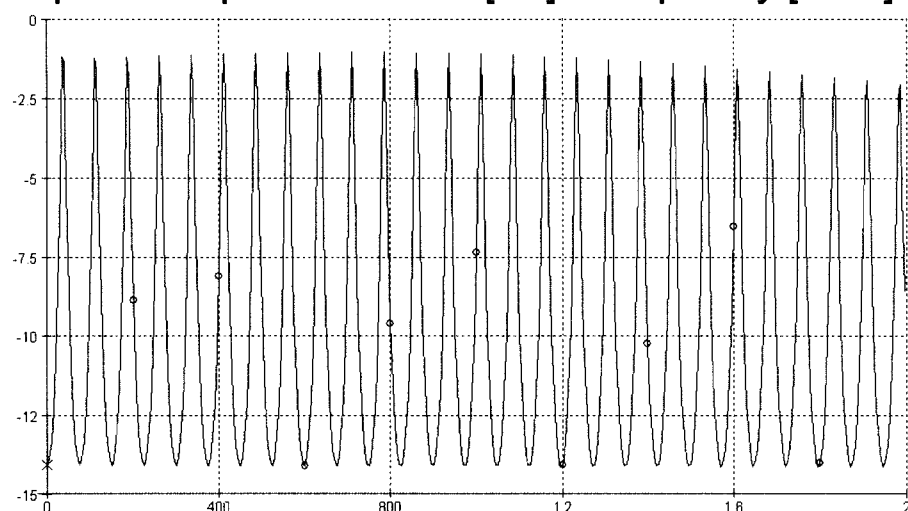
- Vznik stojaté vlny znamená, že v systému (zejména podél přenosových vedení) existují místa s velmi rozdílným výkonem a velmi rozdílnou impedancí. Vlastnosti systému jsou potom významně závislé na tom, v kterém místě prostoru budou jednotlivé komponenty propojeny a na délce propojovacích vedení.
- Při přítomnosti odrazů v systému vždy nastává stav, kdy se přenášené vlny odrazí vícekrát na dvou sousedních nebo i více vzdálených rozhraních. Mezi každými dvěma odrážejícími rozhraními  $\Gamma_1$  a  $\Gamma_2$  vzniká rezonátor, který má vždy filtrační účinky. Takové filtrační účinky jsou jen špatně předvídatelné a ve svých důsledcích rozbíjí frekvenční přenosovou charakteristiku obvodu (amplitudovou i fázovou). Na obr. 2.3.2 je znázorněn přenos výkonu ( $G = 10 \log(s_{12}^2)$ ) přes úsek 2 m koaxiálního kabelu s charakteristickou impedancí  $Z_0 = 50$  ohmů v pásmu 0 až 2 GHz. V případě a) je  $Z_G = Z_L = Z_0$ , přenos je bez vlivu odrazů, jeho minimum je  $-0,3$  dB a má spojitý charakter typický pro vf systémy. V případě b) je  $Z_G = 5$  ohmů,  $Z_L = 500$  ohmů, přenos je silně zatížen odrazy, má mnoho minim kolem  $-14$  dB a charakter typický pro nízkofrekvenční systémy.

Graph 1: Amplitude of S12 [dB] - frequency [GHz]



Obr. 2.3.2 a) Přenos výkonu přes úsek 2 m koaxiálního vedení pro  $Z_G=Z_L=Z_0=50$  ohmů

Graph 1: Amplitude of S12 [dB] - frequency [GHz]



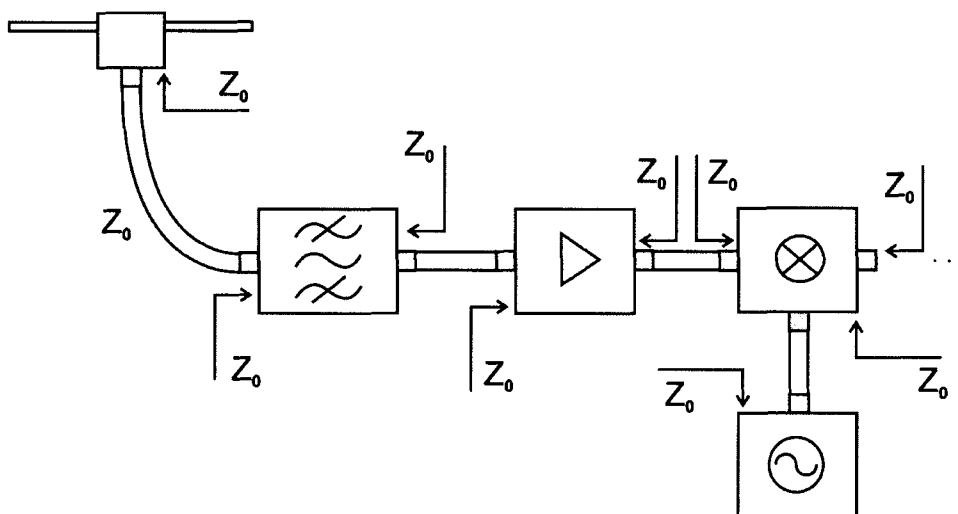
Obr. 2.3.2 b) Přenos výkonu přes úsek 2 m koaxiálního vedení pro  $Z_G=5 \text{ ohmů}$ ,  $Z_L=500 \text{ ohmů}$ ,  $Z_0=50 \text{ ohmů}$

- Důsledkem odrazů je všeobecně ztráta výkonu, širokopásmovosti a definovatelnosti přenosové charakteristiky systému. Propady na přenosové charakteristice mohou být až desítky dB vysoké, nepříjemné (zejména pro datové přenosy) je obvykle i související skupinové zpoždění.

$\Gamma$ [-]	$G$ [-]	$G$ [dB]	PSV [-]	$\Gamma_{dB}$ [dB]
0,01	0,9999	-0,00043	1,02	40
0,1	0,99	-0,0436	1,22	20
0,2	0,96	-0,177	1,5	14
0,3	0,91	-0,41	1,86	10,45
0,4	0,84	-0,757	2,3	8,0
0,5	0,75	-1,25	3,0	6,0
0,6	0,64	-1,94	4,0	4,4
0,7	0,51	-2,92	5,7	3,1
0,8	0,36	-4,44	9,0	1,9
0,9	0,19	-7,21	19	0,9
0,99	0,0199	-17	100	0,09
1	0	$-\infty$	$\infty$	0

Tab. 2.3.1 Závislost přenosu, PSV a útlumu odrazů na koeficientu odrazu rozhraní

Všechny výše uvedené skutečnosti vedou k tomu, že vf systémy mají strukturu dle obr. 2.3.3 (příklad zapojení vstupních obvodů vf přijímače):



**Obr. 2.3.3 Struktura vf systémů**

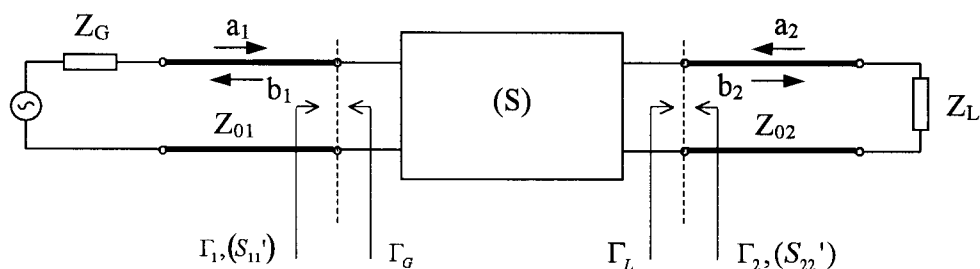
- Anténa je navržena tak, že se její výstupní impedance v aktivním frekvenčním pásmu rovná (nebo se alespoň co nejvíce blíží) standardní čistě reálné impedanci, označované jako  $Z_0$  (standardně 50 nebo 75 ohmů).
- Anténa je k přijímači připojena koaxiálním kabelem s charakteristickou impedancí  $Z_0$ , stejnou charakteristickou impedancí mají i všechny další propojovací vedení v systému a všechny vnější i vnitřní konektory.
- Vstupní i výstupní impedance filtru, předzesilovače (s určitými výjimkami), směšovače, atd. se v aktivním pásmu  $\rightarrow Z_0$ .
- Výstupní impedance místního oscilátoru se na pracovní frekvenci  $\rightarrow Z_0$ .
- Obecně jsou všechny obvody navrženy a realizovány tak, aby jejich impedance na všech branách (konektorech) byla co nejbližší  $Z_0$ .
- Hodnotu  $Z_0$  mají i všechna systémová propojovací vedení, konektory a konektorové spojky.

Za těchto podmínek ve vf systémech nevznikají odrazy (nebo vznikají jen odrazy malé a z pohledu systémových parametrů přijatelné), systémy mají definovanou šířku pásma a definované všechny další důležité systémové parametry. K principu impedančního přizpůsobování je vhodné uvést několik poznámek:

- Podmínka, aby se impedance co nejvíce blížily  $Z_0$  platí u vf obvodů pouze pro vstupní a výstupní brány (konektory). V různých rovinách uvnitř obvodů mohou existovat a obvykle existují zcela obecné impedance.
- Stanovení  $Z_0$  jako čistě reálné impedance je kromě praktických důvodů dáno i vlastnostmi přenosových vedení (komplexní impedance se u nich objevuje jen v případě velmi ztrátových prostředí).
- Stanovení standardních impedancí  $Z_0$  na 50 nebo 75 ohmů je dáno jednak historicky, jednak tím, že na koaxiálním vedení (patrně nejčastěji používaném vf propojovacím vedení) nastává při impedanci 50 ohmů minimum útlumu u kabelů s dielektrikem PE, při impedanci 75 ohmů minimum útlumu struktur se vzduchovým dielektrikem.
- Rozhraní mezi obvody a vedeními často zprostředkovávají koaxiální konektory. Z praktických důvodů mají vf konektory nejen standardizovanou impedanci nýbrž i standardizované rozměry a konstrukci (používá se jen omezený počet typů vf konektorů, například N, SMA, SMB, F, apod.).



## 2.4 S-parametry, Smithův diagram



Obr. 2.4.1. Dopadající a odražené napět'ové vlny na dvoubranu.

$a_1, a_2$  dopadající normované napět'ové vlny  
 $b_1, b_2$  odražené normované napět'ové vlny

Definované jako

$$a_n = \frac{V_n^+}{\sqrt{Z_{0n}}}, \quad b_n = \frac{V_n^-}{\sqrt{Z_{0n}}} \quad (2.4.1)$$

Pro dopadající a odražené výkony to znamená:

$$P_n^+ = \frac{1}{2} |a_n|^2 \quad \text{a} \quad P_n^- = \frac{1}{2} |b_n|^2 \quad (2.4.2)$$

S-parametry dvoubranu známé též jako rozptylové parametry (scattering parameters) jsou definovány vztahy:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad (2.4.3)$$

Dvoubran vidí na svých bránách koeficienty odrazu:

$$\Gamma_L = \frac{a_2}{b_2}, \quad \Gamma_G = \frac{a_1}{b_1} \quad (2.4.4)$$

Vstupní a výstupní koeficient odrazu je určen:

$$\Gamma_1 = \frac{b_1}{a_1}, \quad \Gamma_2 = \frac{b_2}{a_2} \quad (2.4.5)$$

Při impedančně nepřizpůsobeném vstupu a výstupu platí:

$$S_{11}' = \Gamma_1 = \frac{1}{\Gamma_G} = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (2.4.6)$$

$$S_{22}' = \Gamma_2 = \frac{1}{\Gamma_G} = \frac{b_2}{a_2} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_G}{1 - S_{11}\Gamma_G} \quad (2.4.7)$$

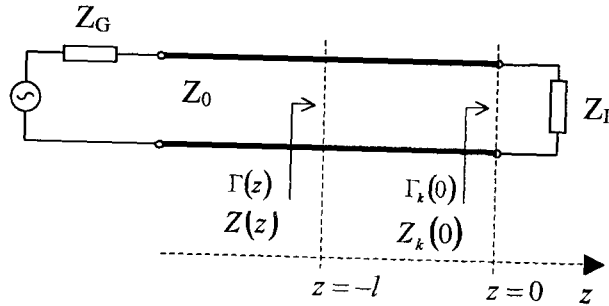
Je-li vstupní a výstupní brána impedančně přizpůsobena, tj.  $\Gamma_G = \Gamma_L = 0$ , platí:

$$S_{11}' = \Gamma_1 = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} \quad (2.4.8)$$

$$S_{22}' = \Gamma_2 = \frac{b_2}{a_2} = S_{22} \quad (2.4.9)$$

S-parametry spolu se Smithovým diagramem tvoří základní nástroje pro návrh vf. obvodů.

### Rozšířený Smithův diagram.



Obr. 2.4.2. Transformace koeficientu odrazu po vedení.

Koeficient odrazu se transformuje po vedení podle:

$$\Gamma(z) = \Gamma_k(0) e^{+2\gamma z} \quad (2.4.10)$$

kde  $\gamma = \beta + j\alpha$

pro bezztrátové vedení je  $\gamma = j\alpha$ . Pro  $z = -l$  pak pomocí vztahu:

$$\Gamma(z) = \Gamma_k(0) e^{-j2\alpha l} \quad (2.4.10)$$

kde  $\alpha = 2\pi / \lambda_g$

Transformace impedance podél vedení se řídí vztahem:

$$Z(z) = \frac{Z_k + Z_0 \tanh(\gamma z)}{1 + \frac{Z_k}{Z_0} \tanh(\gamma z)} \quad (2.4.11)$$

Impedance a koeficient odrazu v daném místě na vedení spolu souvisí.

$$Z(z) = \frac{1 + \Gamma(z) e^{+2\gamma \cdot z}}{1 - \Gamma(z) e^{+2\gamma \cdot z}} \quad (2.4.12)$$

resp.

$$\Gamma(z) = \frac{Z(z) - Z_0}{Z(z) + Z_0} = \frac{\frac{Z}{Z_0} - 1}{\frac{Z}{Z_0} + 1} = \frac{z - 1}{z + 1} \quad (2.4.13)$$

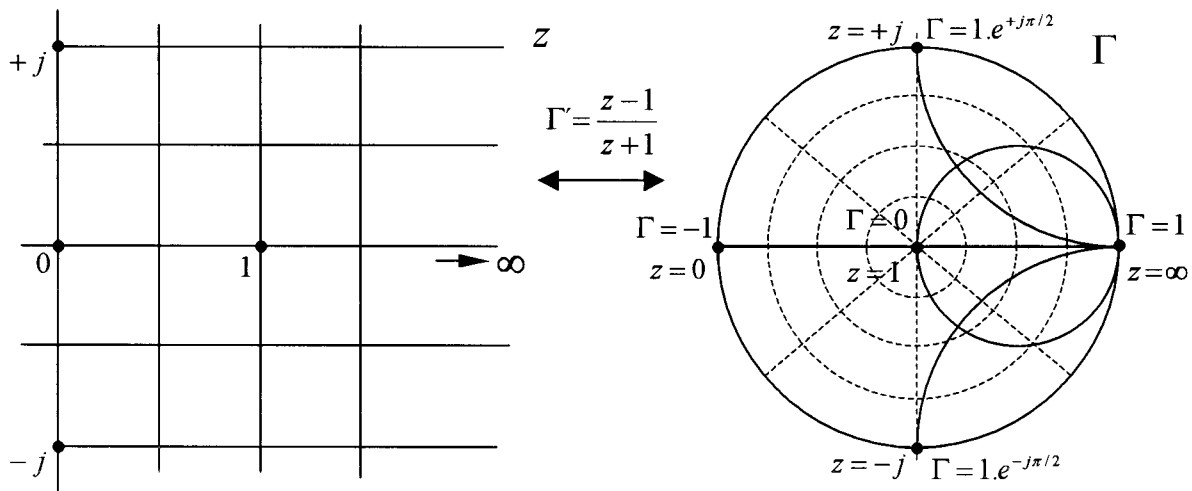
kde  $z$  je na rozdíl od předchozích vztahů komplexní normovaná impedance.

$$z = \frac{Z}{Z_0} \quad (2.4.14)$$

## Transformace

$$\Gamma = \frac{z-1}{z+1} \quad (2.4.15)$$

ze vztahu (2.4.13) je konformní transformace mezi komplexní rovinou  $z$  a komplexní rovinou  $\Gamma$ , viz. obr. 2.4.3.



**Obr. 2.4.3. Konformní transformace mezi impedanční rovinou  $z$  a rovinou  $\Gamma$ .**

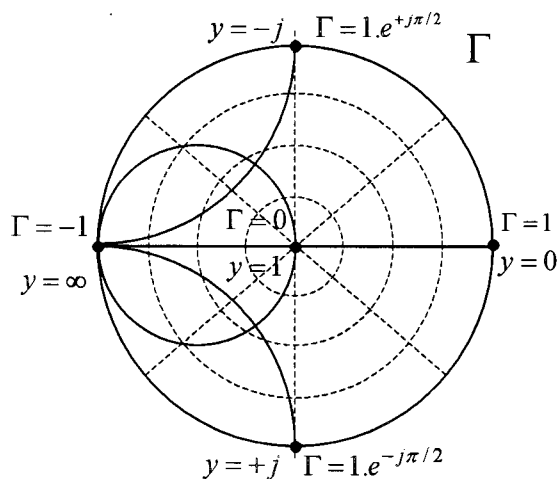
Souvislost s admitancí je dána vztahem:

$$z = \frac{1}{y} \quad (2.4.16)$$

Po dosazení do (2.4.15):

$$\Gamma = \frac{\frac{1}{y}-1}{\frac{1}{y}+1} = -\frac{y-1}{y+1} = \left(\frac{y-1}{y+1}\right)e^{j\pi} \quad (2.4.17)$$

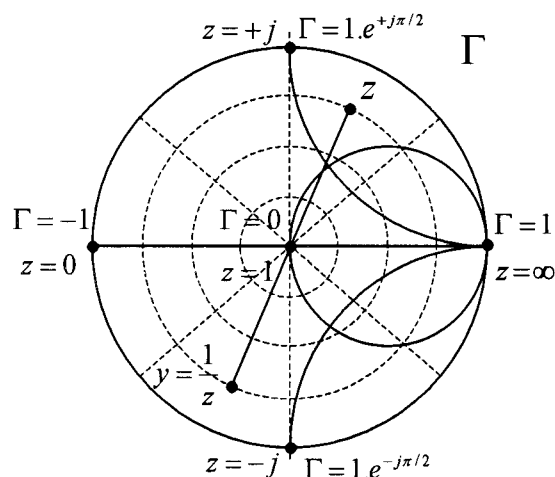
Admitanční Smithův diagram je tedy vzhledem k impedančnímu diagramu otočen o  $180^\circ$ .



**Obr. 2.4.4. Admitanční Smithův diagram.**

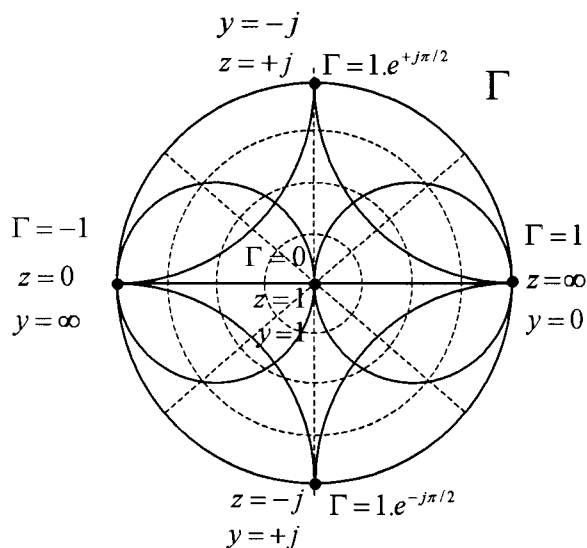
Dvě možnosti práce s impedancí a admitancí ve Smithově diagramu.

- 1) používat jeden diagram a přechod mezi impedancí a admitancí realizovat středovou souměrností.



**Obr. 2.4.5. Přechod mezi impedancí a admitancí ve Smithově diagramu pomocí  $y = \frac{1}{z}$ .**

- 2) používat sloučený impedančně admitanční Smithův diagram.

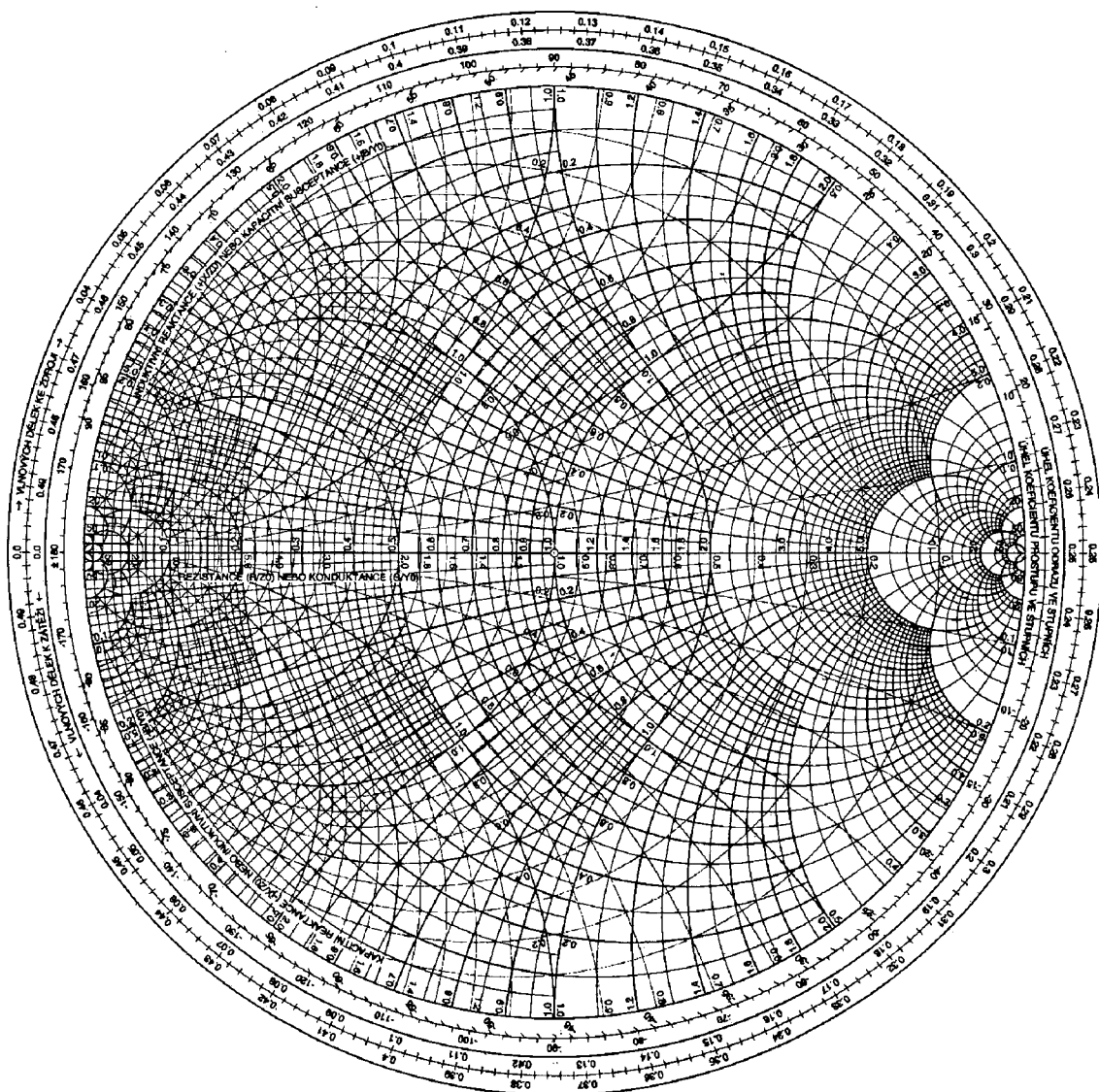


**Obr. 2.4.6. Impedančně admitanční Smithův diagram.**

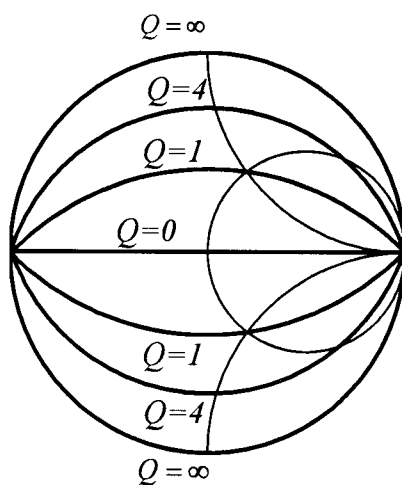
Tento diagram však je pro velké množství čar dost nepřehledný, viz obr. 2.4.7.

Základní kružnice a přímky na diagramu.

- konstantní reálné složky
- konstantní imaginární složky
- konstantního PSV, konstantního modulu koeficientu odrazu
- konstantí fáze koeficientu odrazu
- konstantního činitele jakosti, viz obr. 2.4.8.

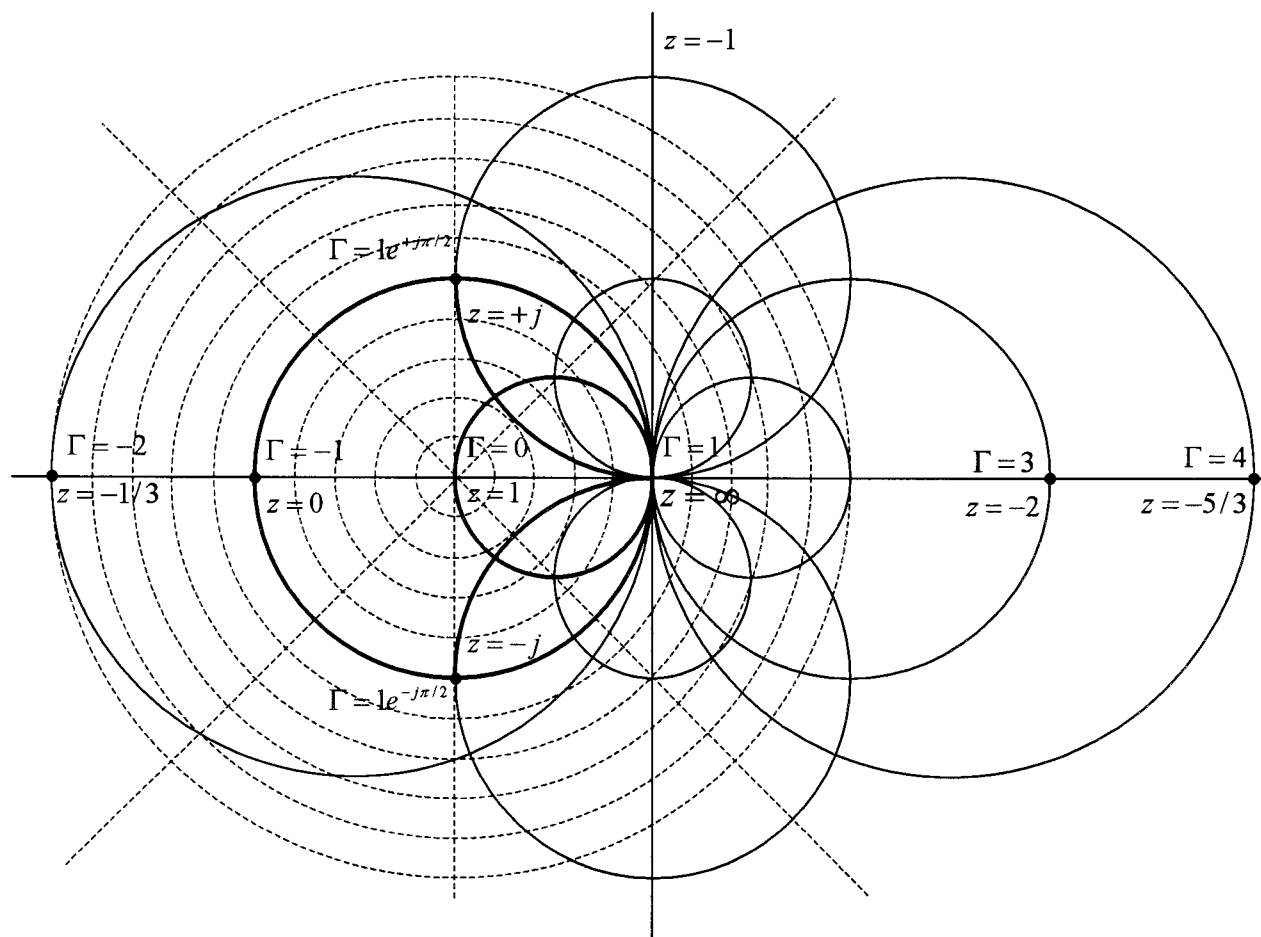


Obr. 2.4.7. Impedančně admitanční Smithův diagram.



Obr. 2.4.8. Kružnice konstantního  $Q$ .

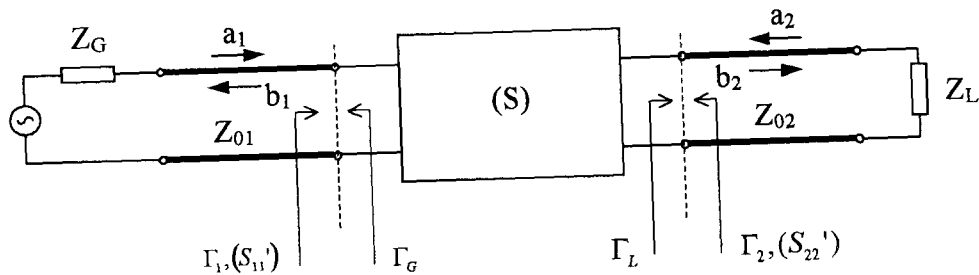
Transformace (2.4.15) transformuje ne pouze pravou polorovinu komplexní roviny  $z$ , kde je  $\text{Re}(z) > 0$ , ale celou rovinu  $z$ . Výsledkem transformace je tzv. rozšířený Smithův diagram, viz obr.2.4.9.



Obr. 2.4.9. Rozšířený Smithův diagram a polární diagram koeficientu odrazu.

## 2.5 Stabilita dvoubranu

Odvození podmínek stability resp. nestability.



Obr. 2.5.1. Základní parametry dvoubranu.

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad (2.5.1)$$

$$\Gamma_L = \frac{a_2}{b_2}, \quad \Gamma_G = \frac{a_1}{b_1} \quad (2.5.2)$$

$$S'_{11} = \Gamma_1 = \frac{1}{\Gamma_G} = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (2.5.3)$$

$$S'_{22} = \Gamma_2 = \frac{1}{\Gamma_G} = \frac{b_2}{a_2} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_G}{1 - S_{11}\Gamma_G} \quad (2.5.4)$$

Podmínka bezpodmínečné stability:

$$|S'_{11}| < 1, \quad |S'_{22}| < 1 \quad (2.5.5)$$

pro kterékoliv  $|\Gamma_L| < 1$  a  $|\Gamma_G| < 1$ .

Pro návrh zesilovače nebo oscilátoru je použití těchto vztahů nevhodné.

Podmínky stability lze vyšetřovat v rovinách:

a)  $S'_{11}$  a  $S'_{22}$  zobrazením kružnic  $|\Gamma_L| = 1$  a  $|\Gamma_G| = 1$  podle vztahů (2.5.3) a (2.5.4)

b)  $\Gamma_L$  a  $\Gamma_G$  zobrazením kružnic  $|S'_{11}| = 1$  a  $|S'_{22}| = 1$  pomocí inverzní transformace k (2.5.3) a (2.5.4)

Použijme alternativu b). Ze vztahu (2.5.3) plyne:

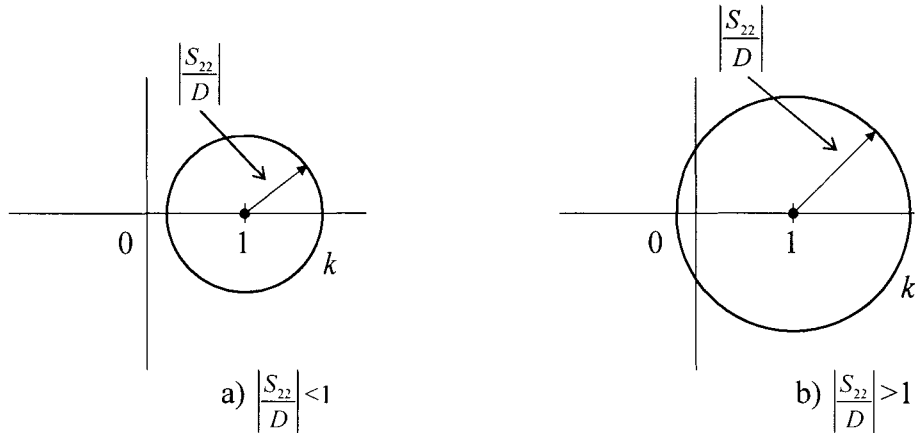
$$\Gamma_L = \frac{S'_{11} - S_{11}}{S_{22}S'_{11} - D} = \frac{1}{DS'_{22}} \left( D + \frac{S_{12}S_{21}}{1 - \frac{S_{22}S'_{11}}{D}} \right) \quad (2.5.8)$$

kde

$$D = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2.5.9)$$

Vztah (2.5.8) je konformní zobrazení transformující jednotkovou kružnici  $|S'_{11}| = 1$  na kružnici  $\Psi$  v rovině  $\Gamma_L$ , tzv. kružnici stability. Umožňuje tedy určit jaké jsou přípustné hodnoty  $\Gamma_L$ , aby na vstupu bylo splněno  $|S'_{11}| < 1$  resp.  $|S'_{22}| < 1$ . Najdeme střed a poloměr kružnice  $\Psi$ . Analyzujeme proto postupně zobrazení (2.5.8).

1) Ve jmenovateli se vyskytuje zobrazení typu  $z = 1 - \frac{S_{22}S'_{11}}{D}$ , které transformuje kružnici  $|S'_{11}| = 1$  na kružnici  $k$  se středem v 1 a poloměrem  $\left| \frac{S_{22}}{D} \right|$ .



**Obr. 2.5.2. Transformace  $|S'_{11}| = 1$  zobrazením  $z = 1 - \frac{S_{22}S'_{11}}{D}$ .**

2) Zobrazení  $\frac{1}{1 - \frac{S_{22}S'_{11}}{D}}$  je typu  $f(z) = \frac{1}{1-z}$  a transformuje kružnici  $|S'_{11}| = 1$  na kružnici  $\mathcal{S}$

se středem v bodu

$$C_v = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{1 + \left| \frac{S_{22}}{D} \right|} + \frac{1}{1 - \left| \frac{S_{22}}{D} \right|} \right) = \frac{1}{1 - \left| \frac{S_{22}}{D} \right|^2} \quad (2.5.10)$$

a poloměrem

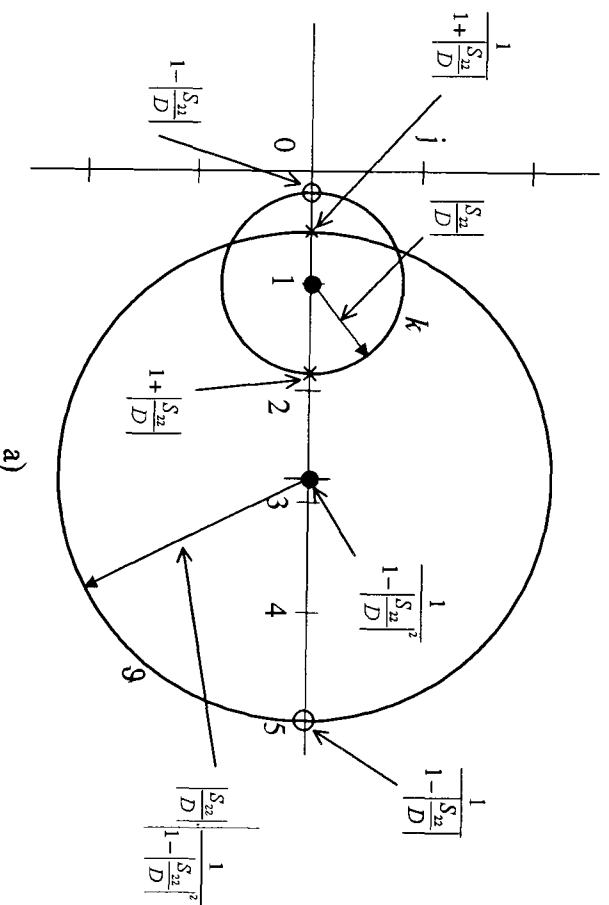
$$R_v = \frac{1}{2} \left| \frac{1}{1 + \left| \frac{S_{22}}{D} \right|} - \frac{1}{1 - \left| \frac{S_{22}}{D} \right|} \right| = \left| \frac{S_{22}}{D} \right| \cdot \frac{1}{1 - \left| \frac{S_{22}}{D} \right|^2} \quad (2.5.11)$$

Jedná se tedy o kružnici určenou vztahem

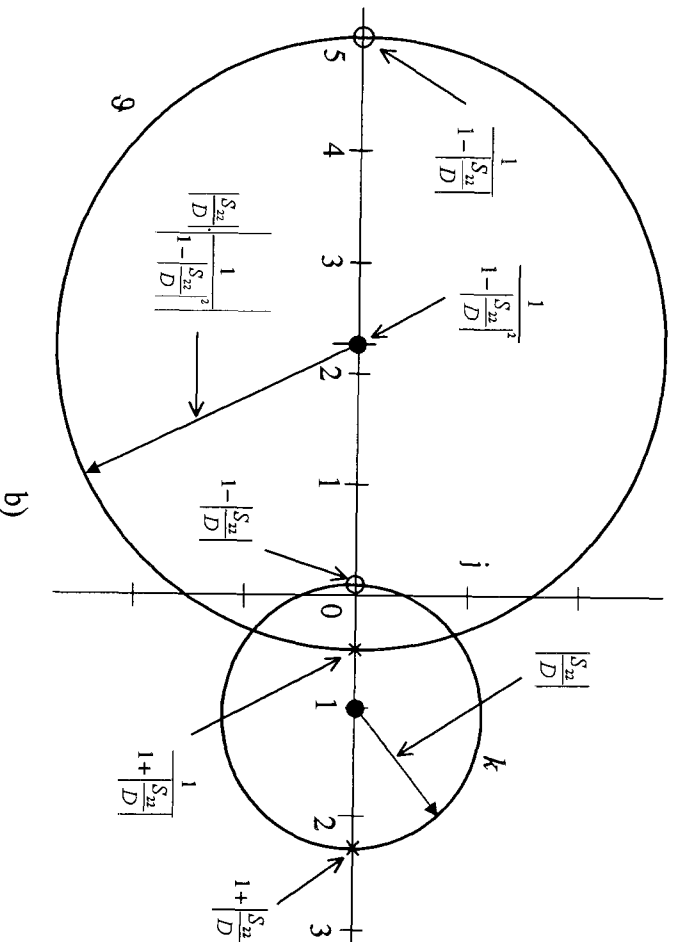
$$z = \frac{1}{1 - \left| \frac{S_{22}}{D} \right|^2} + \left| \frac{S_{22}}{D} \right| \cdot \frac{1}{1 - \left| \frac{S_{22}}{D} \right|^2} \cdot \exp(j\varphi) \quad (2.5.12)$$

kde  $\varphi = 0 \div 2\pi$

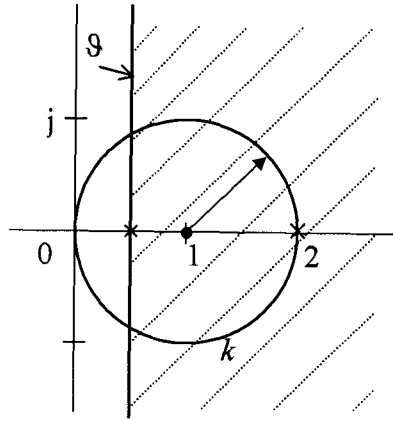




Obr. 2.5.3. Vnitřek kružnice  $k$  se zobrazí na vnitřek kružnice  $g$  pro  $\left| \frac{S_{22}}{D} \right| < 1$ .



Obr. 2.5.4. Vnitřek kružnice  $k$  se zobrazí na vnějšek kružnice  $g$  pro  $\left| \frac{S_{22}}{D} \right| > 1$ .



Obr. 2.5.4. Vnitřek kružnice  $k$  se zobrazí na vyšrafovanou polovinu napravo od kružnice  $g$  pro  $\left| \frac{S_{22}}{D} \right| = 1$ .

Ve všech případech se střed kružnice  $k$  zobrazuje sám na sebe!

Dosaďme vztah (2.5.12) do (2.5.8). Hledaná kružnice  $\Psi$  je pak určena vztahem:

$$\Gamma_L = \frac{1}{DS_{22}} \left[ D + \frac{S_{12}S_{21}}{1 - \left| \frac{S_{22}}{D} \right|^2} \right] + \frac{|S_{12}S_{21}| \left| \frac{S_{22}}{D} \right| \exp(j\varphi)}{|S_{22}D| \left| 1 - \left| \frac{S_{22}}{D} \right|^2 \right|} \quad (2.5.13)$$

kde  $\varphi = 0 \div 2\pi$ .

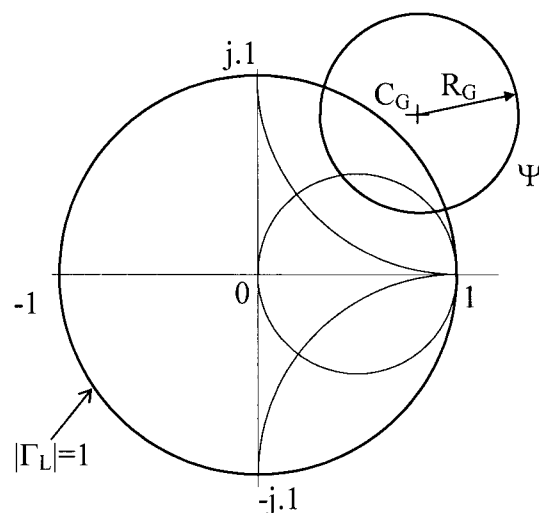
Střed kružnice  $\Psi$  je určen

$$C_G = \frac{1}{S_{22}D} \left( D + \frac{S_{12}S_{21}}{1 - \left| \frac{S_{22}}{D} \right|^2} \right) = \frac{S_{11}D^* - S_{22}^*}{|D|^2 - |S_{22}|^2} \quad (2.5.14)$$

a poloměr

$$R_G = \frac{|S_{12}S_{21}| \left| \frac{S_{22}}{D} \right|}{|S_{22}D| \left| 1 - \left| \frac{S_{22}}{D} \right|^2 \right|} = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |D|^2} \quad (2.5.15)$$

Příklad umístění kružnice  $\Psi$  v komplexní rovině Smithova diagramu je znázorněn na obr. 2.5.5. Analogické odvození lze udělat v rovině  $\Gamma_G$  zobrazením kružnice  $|S_{22}'|=1$ .



**Obr. 2.5.5. Kružnice  $\Psi$  v komplexní rovině. Dvoubbran je podmíněčně stabilní.**

### Podmínky stability.

Dvoubbran je absolutně (bezpodmínečně) stabilní pokud:

Oblast  $|\Gamma_L| \leq 1$  leží celá uvnitř kružnice  $\Psi$  za předpokladu, že vnitřek kružnice  $|S'_{11}| = 1$  se zobrazuje na vnitřek kružnice  $\Psi$ .

Oblast  $|\Gamma_L| \leq 1$  leží celá vně kružnice  $\Psi$  za předpokladu, že vnitřek kružnice  $|S'_{11}| = 1$  se zobrazuje na vnějšek kružnice  $\Psi$ .

Obdobné kritérium platí analogicky i pro rovinu  $|\Gamma_G| \leq 1$  a kružnici  $|S'_{22}| = 1$ .

Na základě vztahů (2.5.14) a 2.5.15) lze odvodit následující jednoduché kritérium absolutní stability, viz [A. 25]

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |D|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (2.5.16)$$

při současné platnosti podmínek,

$$\begin{aligned} 1 - |S_{22}|^2 &> |S_{12}S_{21}| \\ 1 - |S_{11}|^2 &> |S_{12}S_{21}|. \end{aligned} \quad (2.5.17)$$

Protože však je obvykle, viz [A.25],

$$|D| < 1 \quad (2.5.18)$$

a vztahy (2.5.17) proto obvykle splněny, je splnění vztahu (2.5.16) zárukou absolutní stability dvoubranu. Nejsou-li tyto podmínky splněny, je dvoubran podmíněčně stabilní, případně absolutně nestabilní.

Kružnice  $|S'_{11}|=1$  přetransformovaná do roviny  $\Gamma_L$ , viz obr. 2.5.5, resp kružnice  $|S'_{22}|=1$  přetransformovaná do roviny  $\Gamma_G$ , tvoří pouze hranici mezi stabilní a nestabilní oblastí impedancí. Při praktickém návrhu zesilovače nebo oscilátoru však je nutno určit, která oblast je stabilní, zda vnitřek, či vnějšek příslušné kružnice.

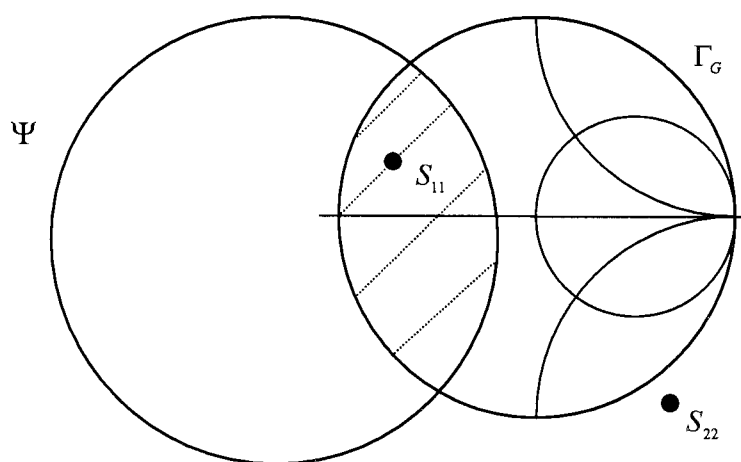
### Příklad určení stabilní oblasti.

Tranzistor má na určitém kmitočtu následující S-parametry.

$S_{11} = 0,85 \angle 163^\circ$ ;  $S_{12} = 0,003 \angle -15^\circ$ ;  $S_{21} = 1,7 \angle -30^\circ$ ;  $S_{22} = 1,15 \angle -66^\circ$ . Zobrazení kružnice  $\Psi$ , tj. přetransformované kružnice  $|S'_{22}|=1$  do roviny  $\Gamma_G$  je znázorněno na obr. 2.5.6.

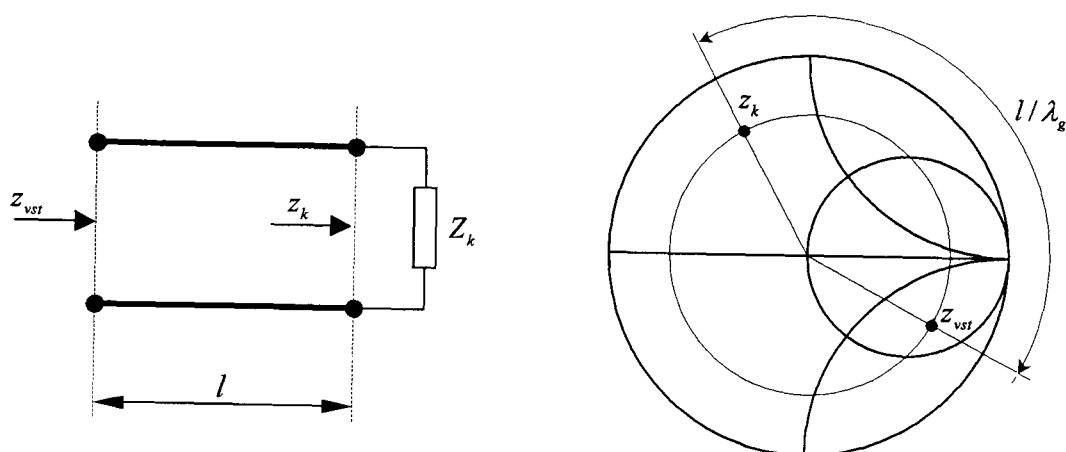
Otázka:

Které impedance v rovině  $\Gamma_G$  odpovídají stabilní oblasti? Odpověď hledejte pomocí přetransformovaného  $\Gamma = 0$ .

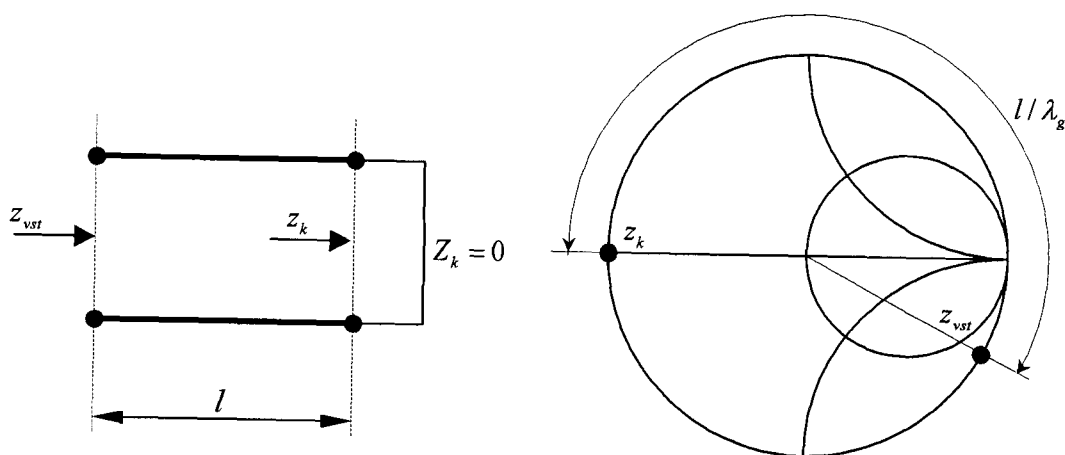


Obr. 2.5.6. Určení stabilní oblasti.

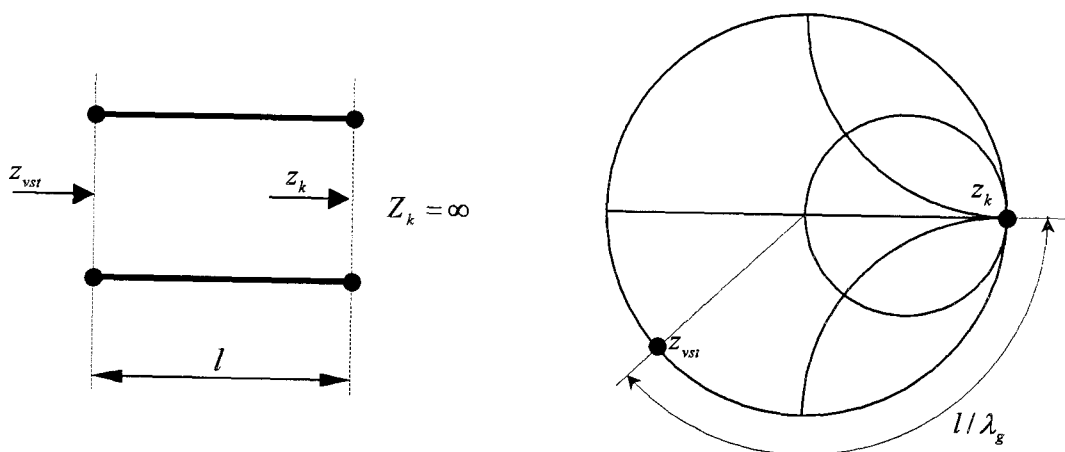
## 2.6 Návrh úzkopásmového impedančního přizpůsobení



Obr. 2.6.1. Transformace impedance po vedení.



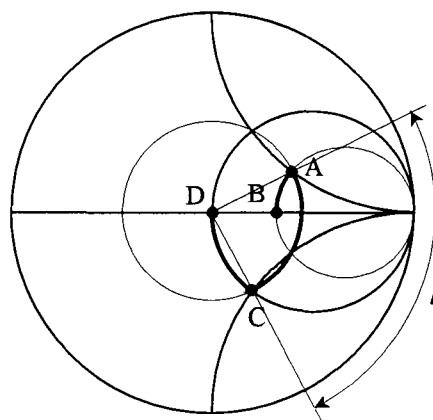
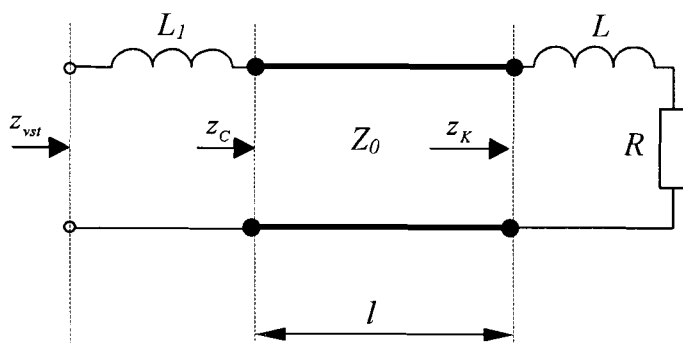
Obr. 2.6.2. Transformace impedance zkratu po vedení.



Obr. 2.6.3. Transformace impedance otevřeného konce.

**Přizpůsobování kombinací prvků se soustředěnými a rozloženými parametry.**

$$R = 100\Omega, \quad j\omega L = j.50\Omega, \quad Z_0 = 50\Omega$$



**Obr. 2.6.4. Příklad 1. Přizpůsobení krátkým úsekem vedení a seriovým induktorem.**

Pro obr. 2.6.4 platí:

$Z_K = 100\Omega + j.50\Omega$ , tj. bod A má induktivní charakter.

A:  $z_K = 2 + j.1$

Seriovým připojením kapacitoru  $X_C = 1/j\omega C = -j.50\Omega$ , tj.  $z = -j.1$  se impedance z bodu A přesune do bodu B.

B:  $z_B = 2$

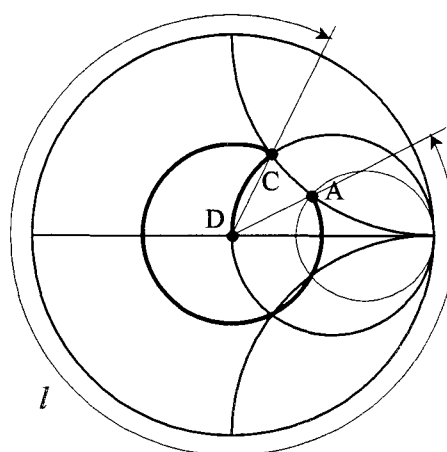
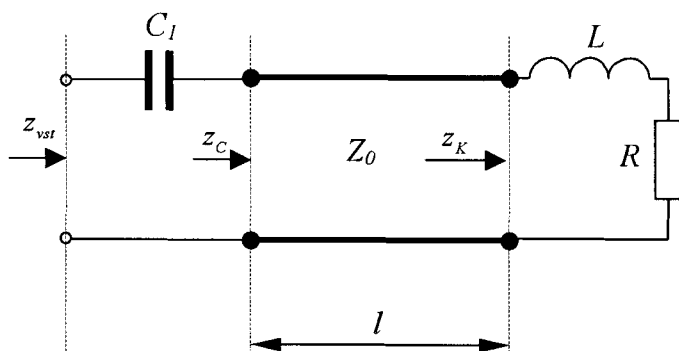
Transformace impedance přes úsek vedení  $l = 0,125\lambda_g$  udělá přesun impedance do bodu C.

C:  $z_C = 1 - j.1$

Seriový induktor  $j\omega L_1 = j.50\Omega$ , tj.  $z = +j.1$ : přesune impedanci z bodu C do bodu D.

D:  $z_{vst} = z_D = 1 + j.0$

$$R = 100\Omega, \quad j\omega L = j.50\Omega, \quad Z_0 = 50\Omega$$



**Obr. 2.6.5. Příklad 2. Přizpůsobení dlouhým úsekem vedení a seriovým kapacitorem.**

Pro obr. 2.6.5 platí:

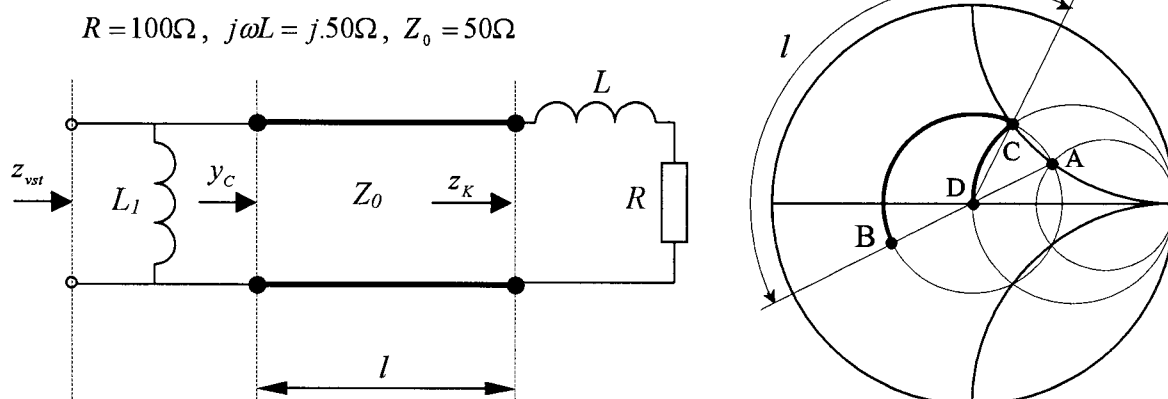
$Z_K = 100\Omega + j.50\Omega$ , tj. bod A má induktivní charakter.

A:  $z_K = 2 + j.1$

Transformace přes úsek vedení  $l = 0,449\lambda_g$  přesune impedanci z bodu A do bodu C.

C:  $z_C = 1 - j.1$

Seriový kapacitor  $1/j\omega C_1 = -j.50\Omega$ , tj.  $z = -j.1$ , přesune impedanci z bodu C do bodu D.  
D:  $z_{vst} = z_D = 1 + j.0$



Obr. 2.6.6. Příklad 3. Přizpůsobení krátkým úsekem vedení a paralelním induktorem.

Pro obr. 2.6.6 platí:

A:  $z_k = 2 + j.1$

Přechodu z impedančního do admitančního diagramu odpovídá:  $A \rightarrow B$

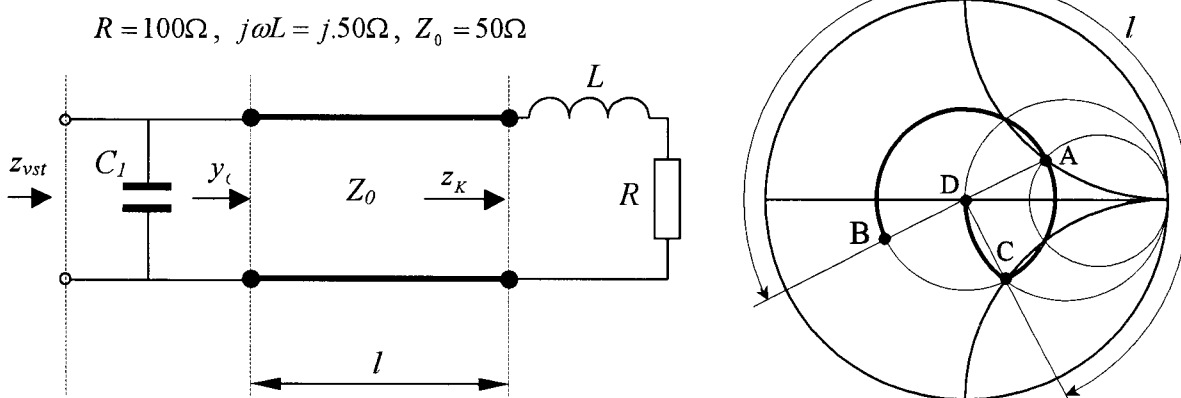
B:  $y_k = \frac{1}{z_k} = 0.4 - j.0.2$

Transformací přes úsek vedení  $l = 0.199\lambda_g$  se přesune admitance z bodu B do bodu C.

C:  $y_c = 1 + j.1$

Paralelní induktor  $y = -j.1$  přesune admitanci z bodu C do bodu D.

D:  $y_{vst} = z_{vst} = y_D = z_D = 1 + j.0$



Obr. 2.6.7. Příklad 4. Přizpůsobení dlouhým úsekem vedení a paralelním kapacitorem.

Pro obr. 2.6.7 platí:

A:  $z_k = 2 + j.1$

Přechod z impedančního diagramu do admitančního diagramu odpovídá:  $A \rightarrow B$

B:  $y_k = \frac{1}{z_k} = 0.4 - j.0.2$

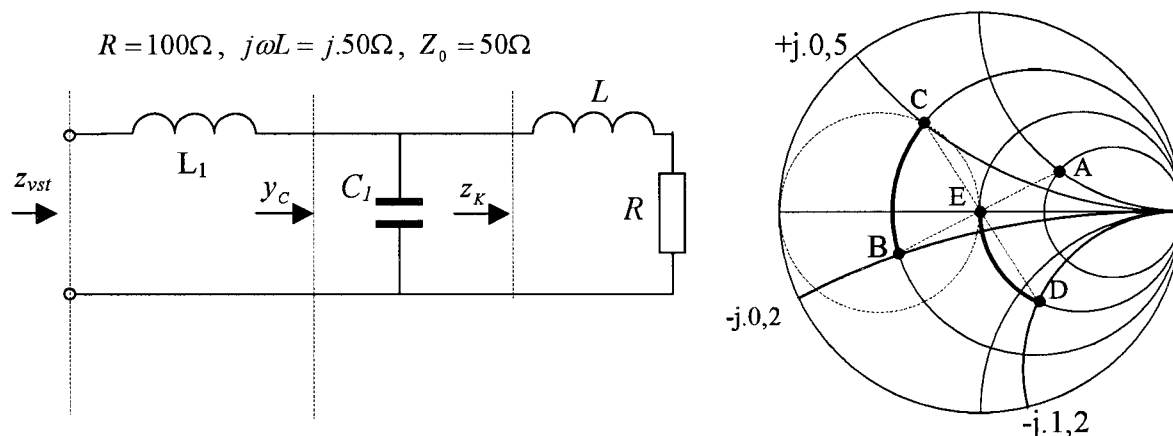
Transformací přes dlouhý úsek vedení  $l = 0,375\lambda_g$  se admitance přesune bod B do bodu C.

C:  $y_C = 1 - j.1$

Paralelní kapacitor  $y = j.1$  přesune admitanci z bodu C do bodu D.

D:  $y_{vst} = z_{vst} = y_D = z_D = 1 + j.0$

**Přizpůsobování pouze prvky se soustředěnými parametry.**



**Obr. 2.6.8. Příklad 5. Přizpůsobení diskrétními součástkami, první je paralelní kapacitor.**

Pro obr. 2.6.8 platí:

A:  $z_K = 2 + j.1$

Přechodu z impedančního do admitančního diagramu odpovídá:  $A \rightarrow B$

B:  $y_K = \frac{1}{z_K} = 0,4 - j.2$

Připojením kapacitoru  $C_1$ ,  $y = 0 + j.0,7$  se admitance přesouvá do bodu C

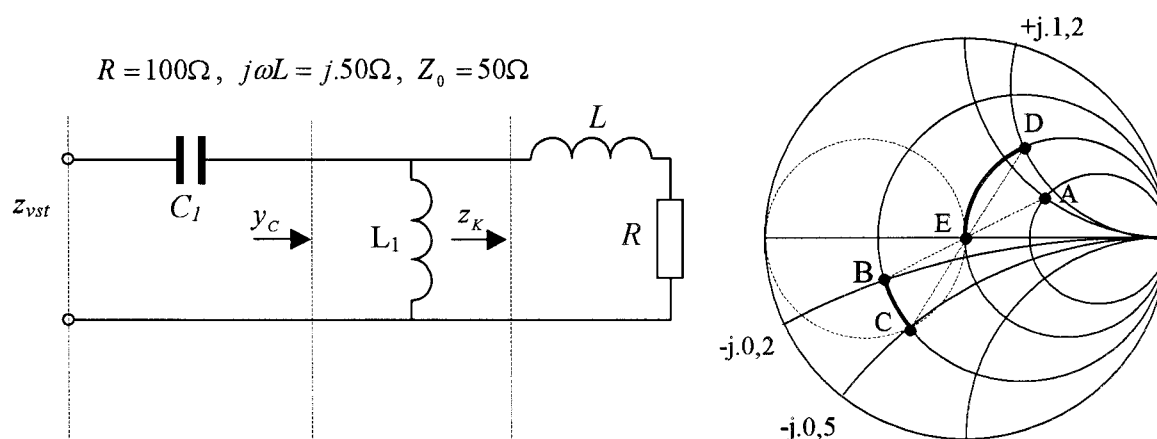
C:  $y_C = 0,4 + j.0,5$

Přechod z admitančního diagramu zpět do impedančního.  $C \rightarrow D$

D:  $z = \frac{1}{y_C} = 1 - j.1,2$

Seriový induktor  $z = +j.1$  přesune impedanci z bodu D do bodu E.

E:  $z_{vst} = 1 + j.0$



**Obr. 2.6.9. Příklad 6. Přizpůsobení diskrétními součástkami, první je paralelní induktor.**



Pro obr. 2.6.9 platí:

A:  $z_K = 2 + j.1$

Přechodu z impedančního do admitančního diagramu odpovídá:  $A \rightarrow B$

B:  $y_K = \frac{1}{z_K} = 0,4 - j.0,2$

Paralelním připojením induktoru  $L_I$   $y = -j.0,3$  se admitance přesouvá z bodu B do bodu C.

C:  $y_C = 0,4 - j.0,5$

Přechodu z admitančního diagramu zpět do impedančního odpovídá:  $C \rightarrow D$

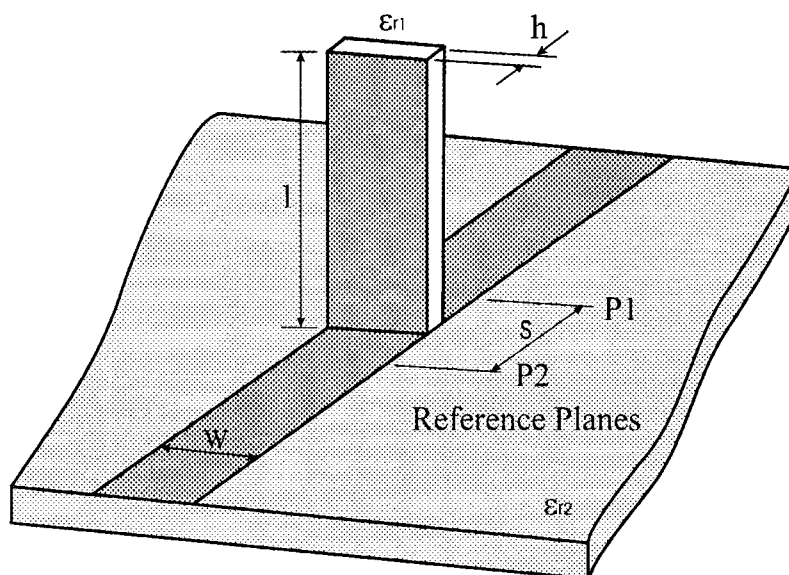
D:  $z = \frac{1}{y_C} = 1 + j.1,2$

Seriový kapacitor  $z = -j.1,2$ , přesune impedanci z bodu D do bodu E.

E:  $z_{vst} = 1 + j.0$

### Přizpůsobování pouze prvky s rozloženými parametry

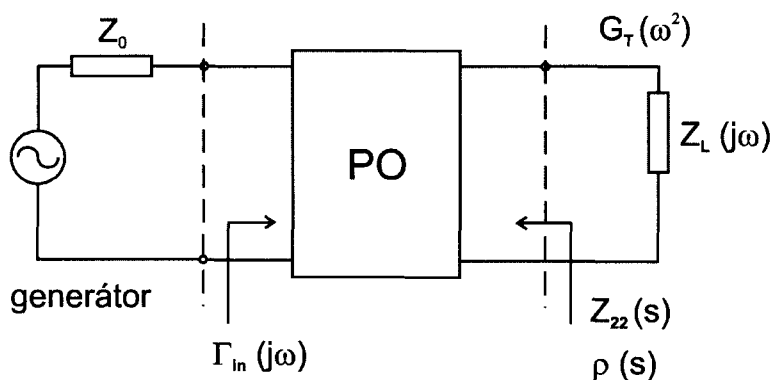
Stejně jako na obr. 2.6.4 až obr. 2.6.7, pouze indukty a kapacity se realizují pomocí transformace zkratu resp. otevřeného konce přes vhodně dlouhý úsek vedení, viz obr. 2.6.2 a obr. 2.6.3. Příklad úseku na konci otevřeného vedení seriově připojeného do mikropáskového vedení je ukázán na obr. 2.6.10, [A.36].



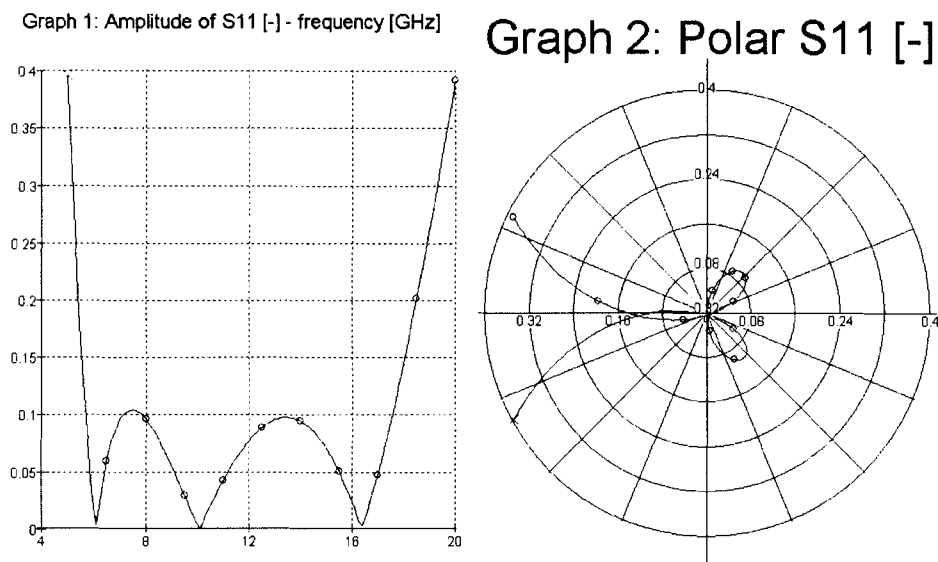
Obr. 2.6.10. Realizace úseku vedení seriově připojeného do mikropáskového vedení.

## 2.7 Návrh širokopásmového impedančního přizpůsobení

Návrh úzkopásmového přizpůsobení popsany v kap. 2.6 je relativně jednoduchý. Řešení existuje vždy, lze nalézt řešení poskytující  $\Gamma_{in} \rightarrow 0$ , řešení existuje vždy několik, řešení lze vždy nalézt i analyticky (výpočetně), a to dosazením do relativně jednoduchých vztahů.



Obr. 2.7.1 a) Širokopásmový přizpůsobovací obvod - struktura



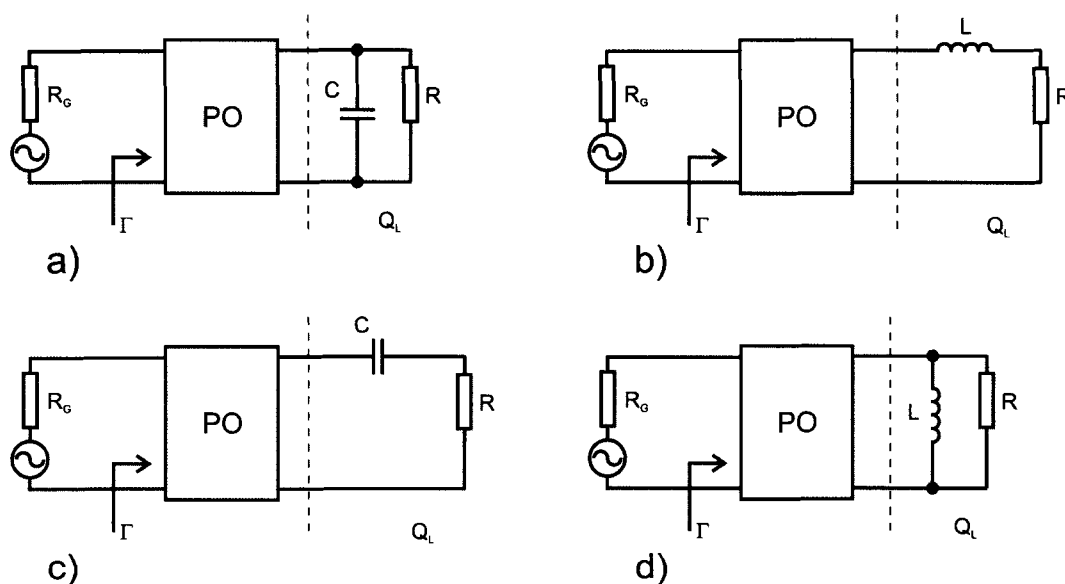
Obr. 2.7.1 b) Širokopásmový přizpůsobovací obvod – dosažitelné parametry

$$|\Gamma_{\max}| = 0,1 \text{ v pásmu } 5,68 \text{ až } 17,5 \text{ GHz}$$

Obvyklá struktura a širokopásmového přizpůsobovacího obvodu je uvedena na Obr 2.7.1 a). Impedanci s obecnou frekvenční závislostí  $Z_L(j\omega)$  je potřeba v pásmu  $B = \Delta\omega = \omega_b - \omega_a$  přizpůsobit k standardní impedanci  $Z_0$ . Toto přizpůsobení má zejména následující vlastnosti, viz. obr. 2.7.1 b) (zde je  $\Gamma_{in} = s_{11}$ ):

- V širším pásmu není možné dosáhnout spojitě  $|\Gamma_m| = 0$ . Frekvenční závislost  $\Gamma_m$  může procházet bodem 0 pouze na navzájem izolovaných frekvencích.
- Dosáhnout lze pouze toho, že v daném pásmu  $\Delta\omega$  je  $|\Gamma_m| \leq konst.$ , přičemž tato konstanta bývá označována jako  $\Gamma_{\max}$  (nejvyšší přípustná hodnota koeficientu odrazu).
- Pro řešení neexistuje jednoduchý a jednoznačný postup.
- Pro dané zadání nemusí existovat předpokládané řešení nebo výsledné řešení nemusí být technologicky proveditelné.
- Existuje relativně velký počet různých přístupů a metod.
- Většina postupů je založena na různých stupních aproximace.
- Většina postupů je schůdná pouze s použitím výpočetní techniky a nástrojů CAD.
- Většina postupů na závěr vyžaduje (vzhledem k použitým aproximacím) finální počítačovou optimalizaci (analyticky lze obvykle získat jen vhodnou výchozí strukturu a počáteční hodnoty pro optimalizaci).

Základní přiblížení ke stanovení dosažitelných parametrů širokopásmových přizpůsobovacích obvodů je uvedeno v práci [B.3].



Obr. 2.7.2 Jednoduché aproximace komplexních zátěží

Podmínky dle [B.3] platí pro bezztrátové reciproké přizpůsobovací obvody, u nichž je možné komplexní zátěž modelovat jednoduchými kombinacemi RL nebo RC, viz. obr. 2.7.2. Podmínky pro jednotlivé modely zátěží jsou:

$$\int_0^{\infty} \ln \left| \frac{1}{\Gamma} \right| d\omega \leq \pi \frac{1}{RC} \quad \text{pro } Z_L(j\omega) \text{ dle obr. 2.7.2 a)} \quad (2.7.1)$$

$$\int_0^{\infty} \ln \left| \frac{1}{\Gamma} \right| d\omega \leq \pi \frac{R}{L} \quad \text{pro } Z_L(j\omega) \text{ dle obr. 2.7.2 b)} \quad (2.7.2)$$

$$\int_0^{\infty} \frac{1}{\omega^2} \ln \left| \frac{1}{\Gamma} \right| d\omega \leq \pi RC \quad \text{pro } Z_L(j\omega) \text{ dle obr. 2.7.2 c)} \quad (2.7.3)$$

$$\int_0^{\infty} \frac{1}{\omega^2} \ln \left| \frac{1}{\Gamma} \right| d\omega \leq \pi \frac{L}{R} \quad \text{pro } Z_L(j\omega) \text{ dle obr. 2.7.2 d)} \quad (2.7.4)$$

Výše uvedené vztahy ukazují, že v širším pásmu nelze dosáhnout ideálního přizpůsobení. Pro nízké hodnoty  $\Gamma$  nabývá vysokých hodnot funkční hodnota logaritmu a tedy i celý integrál na levé straně. Podmínky 2.7.1 až 2.7.4 však stanoví, že hodnota každého z integrálů musí být menší než určitá konstanta, přičemž tato konstanta vždy odpovídá parametrům modelované komplexní zátěže. Bližší pohled na vliv komplexní zátěže na dosažitelné hodnoty  $\Gamma$  lze získat s použitím aproximace  $|\Gamma| = konst.$  uvnitř přizpůsobovaného frekvenčního pásma  $\omega_a$  až  $\omega_b$  a  $|\Gamma| = 1$  vně tohoto pásma. Hraniční hodnotu  $\Gamma_{\max}$  pro případ použité rovnosti ve vztahu 2.7.1 je potom:

$$\int_0^{\infty} \ln \left| \frac{1}{\Gamma} \right| d\omega = \int_0^{\omega_a} \ln \left| \frac{1}{\Gamma} \right| d\omega + \int_{\omega_a}^{\omega_b} \ln \left( \frac{1}{\Gamma_{\max}} \right) d\omega + \int_{\omega_b}^{\infty} \ln \left| \frac{1}{\Gamma} \right| d\omega = - \int_{\omega_a}^{\omega_b} \ln(\Gamma_{\max}) d\omega = - [\omega \ln(\Gamma_{\max})]_{\omega_a}^{\omega_b} = \frac{\pi}{RC} \quad (2.7.5)$$

Z toho je:

$$\Gamma_{\max} = \exp \left( - \frac{\pi}{RC(\omega_b - \omega_a)} \right) \quad (2.7.6)$$

Velmi často se veličiny na levé straně vztahu 2.7.6 vyjadřují pomocí činitelů jakosti. Pro střední frekvenci pásma  $\omega_0$  lze definovat činitel jakosti komplexní zátěže  $Q_L$  a činitel jakosti výsledného obvodu  $Q_c$ :

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_a \omega_b} \quad (2.7.7)$$

$$Q_L = \omega_0 RC \text{ pro paralelní RC zátěž} \quad (2.7.8)$$

$$Q_c = \frac{\omega_0}{\omega_b - \omega_a} = \frac{\omega_0}{B} \quad (2.7.9)$$

$$\Gamma_{\max} = \exp\left(-\frac{\pi}{RC(\omega_b - \omega_a)}\right) = \exp\left(-\frac{\pi Q_c}{Q_l}\right) \quad (2.7.10)$$

Nejvyšší hodnota koeficientu odrazu v propustném pásmu  $\Gamma_{\max}$  je tedy tím menší, čím vyšší je činitel jakosti  $Q_c$  (tomu odpovídá spíše užší frekvenční pásmo) a čím je nižší činitel jakosti zátěže  $Q_l$  (tomu odpovídá v dané struktuře zejména co nejnížší hodnota kapacity  $C$ ). Obdobným způsobem lze upravit i vztahy 2.7.2 až 2.7.4. Finální výraz ve vztahu 2.7.10 je platný pro všechny případy.

Návrh širokopásmových přizpůsobovacích obvodů se strukturou dle obr. 2.7.1 lze provést analytickými metodami (výpočetně) nebo různými postupy iteračními.

### 2.7.1 Analytické metody

Všechny analytické metody návrhu širokopásmových přizpůsobovacích obvodů jsou založeny na standardních metodách syntézy filtrů. Při použití těchto metod je zejména nutné brát v úvahu:

- Vždy se používají různé metody aproximace, a to jak přizpůsobovaných komplexních zátěží, tak i přenosových funkcí.
- Analytické metody jsou prakticky nepoužitelné bez výpočetní techniky, jejich ideální provedení je ve formě ucelených a ověřených vysokofrekvenčních návrhových programů (často jsou součástí mikrovlnných CAD programových systémů).
- Výsledkem jsou nejčastěji ideální hodnoty  $L$ ,  $C$  které je možné s další přídatnou mírou nepřesnosti syntézy převést na úseky ideálních vedení.
- Analytická syntéza nezahrnuje reálné vlnové vlastnosti prvků a související problémy s rozložením pole při realizaci obvodů (diskontinuity).
- Programovat vlastní analytickou metodu má význam pouze ve speciálních případech.

Proto lze pro většinu praktických případů analytické metody doporučit ve formě existujícího SW vybavení, přičemž výsledkem je vhodná výchozí struktura a výchozí hodnoty pro finální počítačovou optimalizaci (se zahrnutím reálných poměrů v obvodu, modelů reálných komponent, souvisejících diskontinuit, atd.).

Většina analytických metod vychází ze standardních aproximací, normování, veličin a postupů používaných při syntéze filtrů, viz. např. literatura [B.4], [B.5], [B.6]. Základní veličinou je přenosová funkce  $G_T(\omega^2)$ , vyjádřená pro případ nejlepšího dosažitelného přizpůsobení ( $\Gamma_m \rightarrow 0$ ) standardním vztahem:

$$G_T(\omega^2) = \frac{K_n}{1 + P_n^2(\omega_t)} \quad 0 \leq K_n \leq 1 \quad (2.7.11)$$

$$\omega_t = \frac{\omega}{B} - \frac{\omega_0^2}{B\omega} \quad (2.7.12)$$

Vztah 2.7.11 popisuje přenosovou charakteristiku přizpůsobovacího obvodu, v daném případě je důležité zejména přípustné zvlnění v propustném pásmu. Pro návrh širokopásmových zesilovačů se někdy používá také taková přenosová charakteristika přizpůsobovacího obvodu, která kompenzuje pokles zisku vlastního tranzistoru s frekvencí (typicky  $-6$  dB/oktávu). Přenosová funkce se zvýšením zisku 6 dB/oktávu má dle [B.7] tvar:

$$G_T(\omega^2) = \frac{K_n \left( \frac{\omega}{\omega_b} \right)^2}{1 + P_n^2(\omega_t)} \quad (2.7.13)$$

Funkce  $P_n(\omega_t)$  se liší pro Čebyševovu nebo Butterworthovu aproximaci:

$$P_n(\omega_t) = \varepsilon C_n(\omega_t) \quad \begin{array}{l} \text{pro Čebyševovu aproximaci} \\ C_n(\omega_t) \text{ je Čebyševův polynom } n\text{-tého řádu} \\ \varepsilon \quad \text{je činitel zvlnění} \end{array} \quad (2.7.14)$$

$$P_n(\omega_t) = \omega_t^n \quad \text{pro Butterworthovu aproximaci} \quad (2.7.15)$$

V souladu se standardními postupy syntézy filtrů se do vztahu  $G_T(\omega^2)$  zavádí transformace  $s = j\omega$ , ve vztazích 2.7.11 nebo 2.7.13 se tedy místo  $\omega^2$  objeví proměnná  $-s^2$ .

V dalších krocích je nutné zvolenou přenosovou funkci převést na koeficient odrazu  $\rho(s)$ , viz. obr. 2.7.1:

$$\rho(s)\rho(-s) = 1 - G_T(-s^2) \quad (2.7.16)$$

Ze vztahu 2.7.16 je v dalším kroku nutné určit  $\rho(s)$ . Podrobný popis je v literatuře [B.6], a to včetně správného přiřazení pólů v rovině  $s$ . Obecně platí:

$$\rho(s) = \frac{Z_{22}(s) - Z_L(-s)}{Z_{22}(s) + Z_L(s)} A(s) \quad (2.7.17)$$

$$A(s) = \prod_i \frac{s - s_i}{s + s_i} \quad (2.7.18)$$

$A(s)$  je funkce s póly  $s_i$  shodnými s póly  $Z_L(s)$ , a to s póly v levé polorovině roviny  $s$ . Výstupní impedanci přizpůsobovacího obvodu lze určit pomocí vztahů:

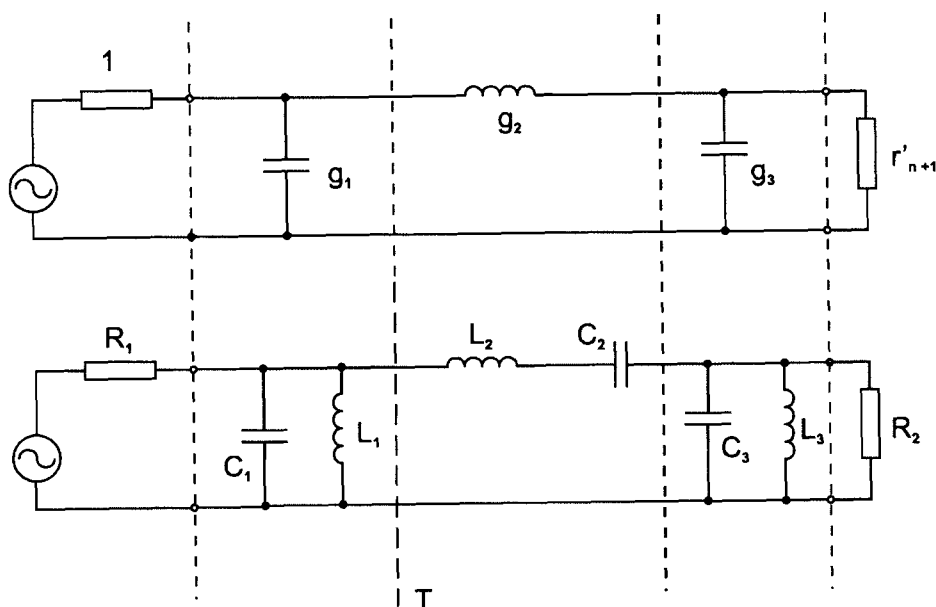
$$Z_{22}(s) = \frac{F(s)}{A(s) - \rho(s)} - Z_L(s) \quad (2.7.19)$$

$$F(s) = 2r_L(s)A(s) \quad (2.7.20)$$

$$r_L(s) = 0.5 [Z_L(s) + Z_L(-s)] \quad (2.7.21)$$

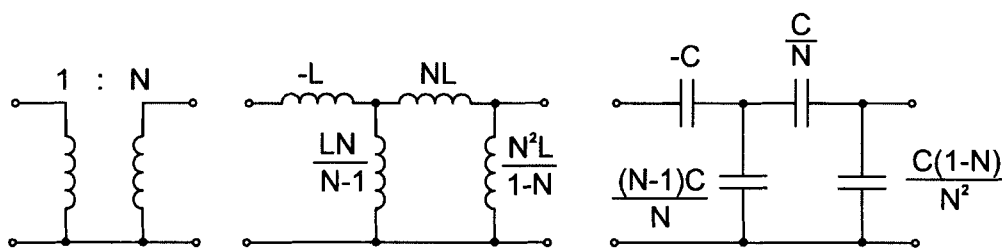
Ze známé hodnoty  $Z_{22}(s)$  je možné standardními postupy teorie obvodů (například Cauerovým rozvojem) syntetizovat daný širokopásmový přizpůsobovací obvod. Pro zvýšení transformačního poměru takto syntetizovaných přizpůsobovacích článků se do obvodů často zařazují ideální transformátory se strukturami dle obr. 2.7.4 nebo podobnými.

Velmi zajímavý přístup k širokopásmovému přizpůsobení, který poskytuje přímo prakticky použitelné výsledky, je uveden v práci [B.8]. Práce také vychází z klasické syntézy filtrů. Základem je normovaná dolní propust syntetizovaná z hodnoty  $\Gamma_{\max}$  (nejvyšší přípustná hodnota koeficientu odrazu v daném pásmu), a to na základě Čebyševovy nebo Butterworthovy aproximace. Normovanou dolní propust je poté možné standardními transformacemi převést na normovanou pásmovou propust, viz. obr. 2.7.3.



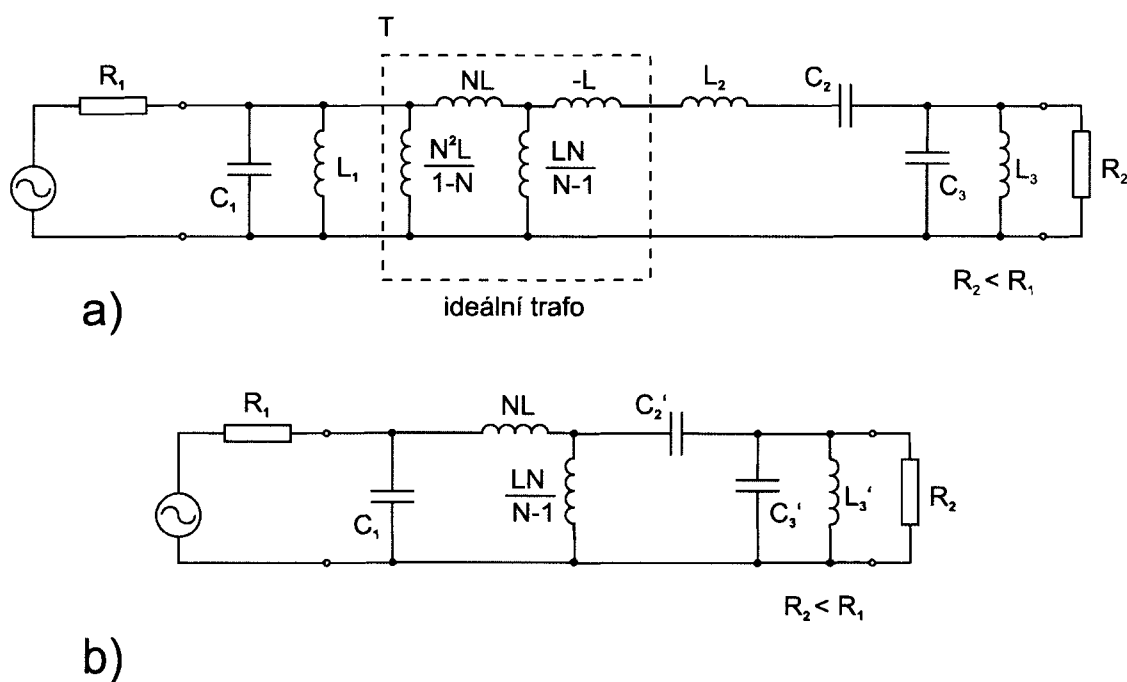
**Obr. 2.7.3** Zapojení normované DP pro  $n=3$  a transformace na PP

Pásmová propust (PP) má transformační účinky a umožňuje transformovat čistě reálnou impedanci generátoru  $R_1$  na čistě odporovou zátěž  $R_2$ . Stupeň transformace je možné podstatně zvýšit zařazením ideálních transformátorů do vhodných rovin PP. Na obr. 2.7.4 jsou uvedeny náhradní obvody ideálního transformátoru realizovaného pomocí indukčností a pomocí kapacit. Důležité je, že pro transformační poměr  $N \geq 1$  jsou okrajové hodnoty indukčností a kapacit náhradních obvodů transformátorů záporné. Do obvodů PP se musí zapojit tak, aby je bylo možné absorbovat kladnými indukčnostmi nebo kapacitami PP.



Obr. 2.7.4 Náhradní obvody ideálního transformátoru

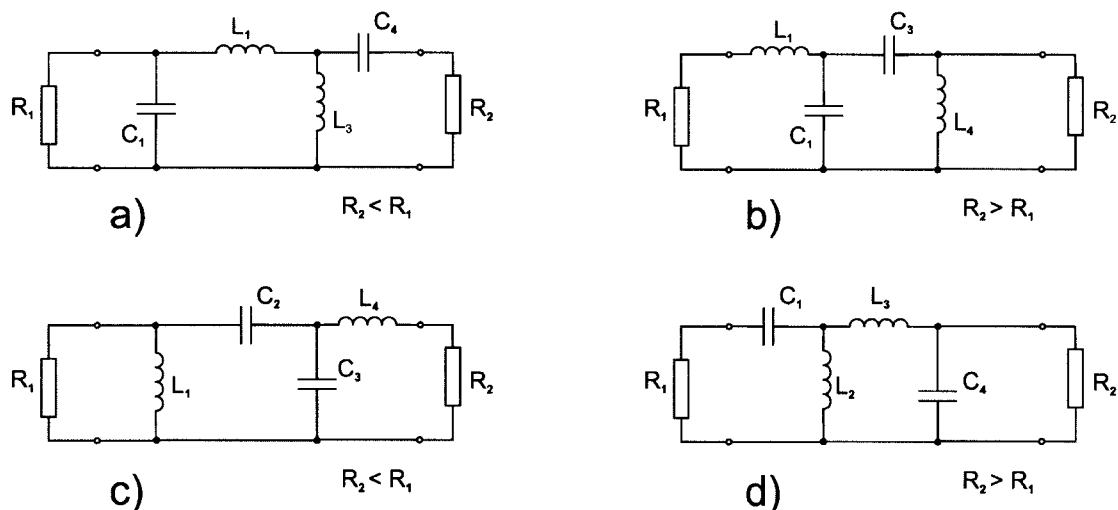
Na obr. 2.7.5 a) je uveden příklad PP pro  $n=3$ , kde je do roviny T vložen transformátor dle obr. 2.7.4. Krajní hodnoty ideálního transformátoru jsou navrženy tak, aby došlo k jejich úplnému pohlcení sousedními kladnými prvky PP. Podmínky pohlcení určují  $L$  a  $N$  ve výrazech na obr. 2.7.4. Výsledný obvod uvedený na obr. 2.7.5 b) poskytuje při minimálním počtu přizpůsobovacích prvků maximální transformační poměr  $K = R_2 / R_1$ , nebo pro určitý transformační poměr maximální dosažitelnou šířku pásma.



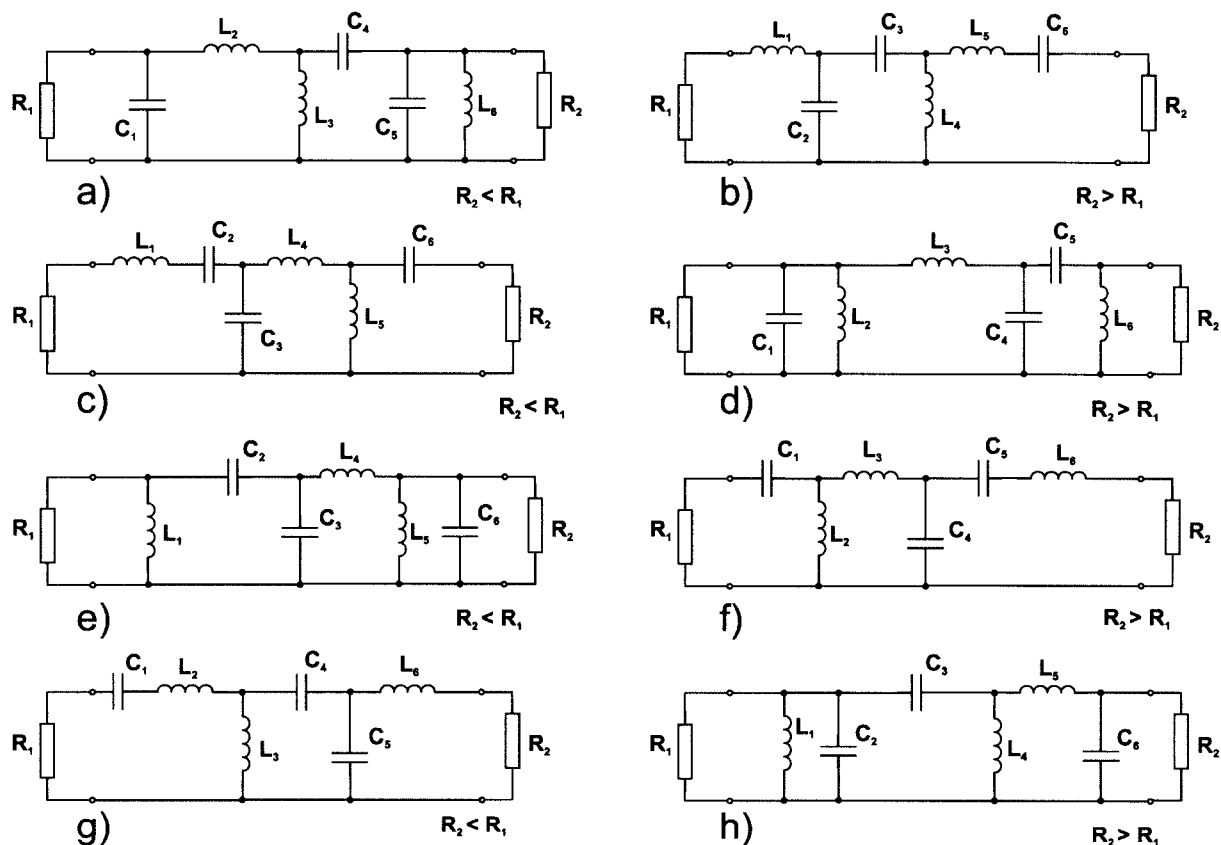
Obr. 2.7.5 a) Zapojení IT do PP, b) Výsledný přizpůsobovací obvod

Na obr. 2.7.6 a 2.2.7 jsou uvedeny obdobným způsobem optimalizované struktury pro  $n=2$  a  $n=3$  s tím, že struktury na levé straně poskytují transformační poměr  $K \leq 1$  (transformují na nižší impedanci), struktury na pravé straně poskytují transformační poměr  $K \geq 1$  (transformují na vyšší impedanci).





Obr. 2.7.6 Přizpůsobovací obvody s maximální transformací pro  $n=2$

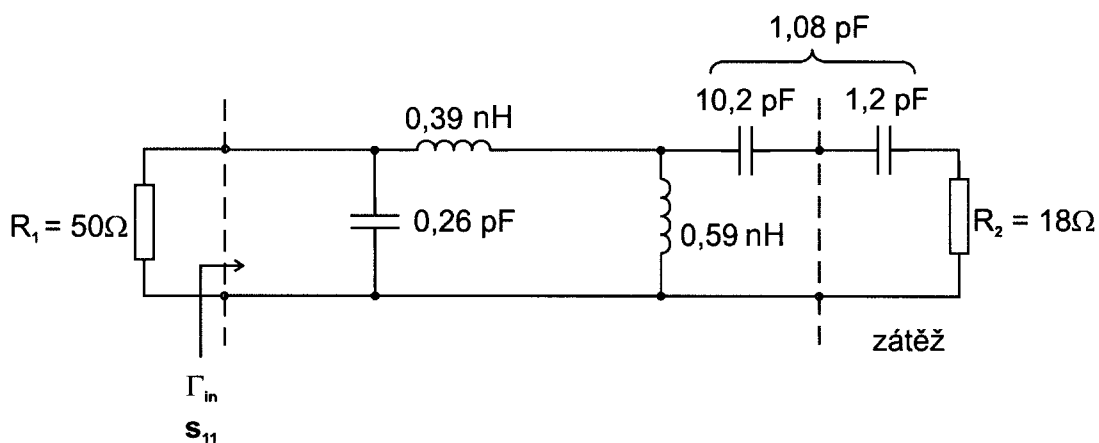


Obr. 2.7.7 Přizpůsobovací obvody s maximální transformací pro  $n=3$

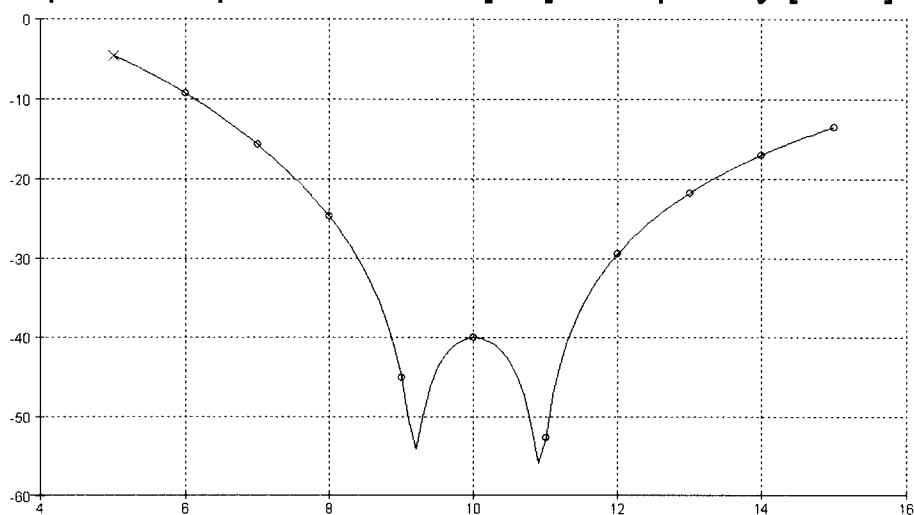
Struktury dle obr. 2.7.6 a 2.7.7 optimálním způsobem transformují generátor s čistě reálnou impedancí  $R_1$  na čistě odporovou zátěž  $R_2$ . V praxi bývá  $R_1$  shodná s impedancí  $Z_0$ , impedance  $Z_2$  však bývá jen zřídka čistě reálná. Komplexní charakter zátěže je možné v jednodušších případech aproximovat jednou ze struktur dle obr. 2.7.2. Pokud pro přizpůsobení zvolíme takovou strukturu, která končí stejným prvkem (někdy i skupinou

prvků), kterým (nebo kterými) začíná model komplexní zátěže, tak je možné za určitých podmínek zahrnout reaktanční část zátěže do struktury přizpůsobovacího obvodu.

*Příklad:* Vstupní obvod výkonového tranzistoru FET je možné aproximovat sériovou kombinací kondenzátoru 1,2 pF a odporu 18 ohmů. Pro přizpůsobení byla zvolena struktura dle obr. 2.7.6 a) a byl proveden výpočet dle [B.8]. Přizpůsobovací obvod dle obr. 2.7.8 poskytuje vstupní koeficient odrazu  $|\Gamma_{in}|_{dB} \geq 20$  dB v pásmu 7,6 až 13,3 GHz. Při vypočtené hodnotě  $C_4 = 1,08$  pF je možné kapacitu zátěže absorbovat do obvodu externí hodnotou  $C_4' = 10,8$  pF.



Graph 1: Amplitude of S11 [dB] - frequency [GHz]

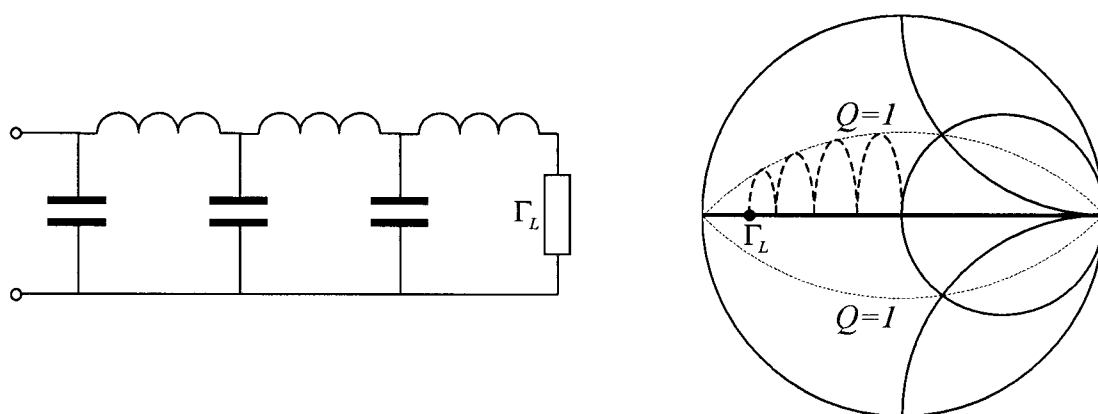


Obr. 2.7.8 Příklad širokopásmového přizpůsobovacího obvodu

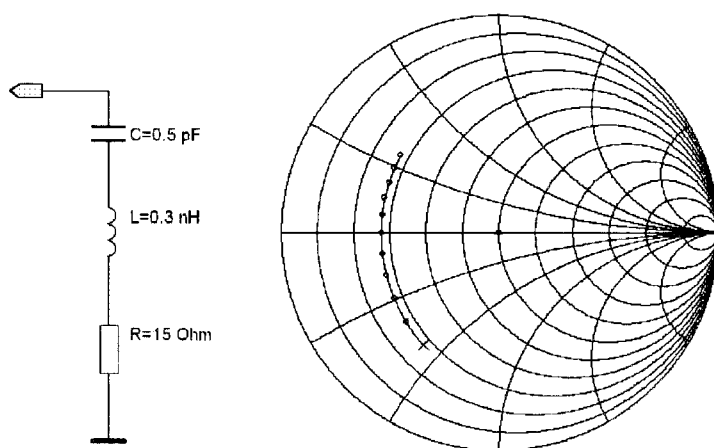
## 2.7.2 Iterační metody

Při iteračních přizpůsobovacích metodách se využívá skutečnosti, že zátěže s nižším činitelem jakosti  $Q$  lze na stejný maximální přípustný koeficient odrazu přizpůsobit v širším kmitočtovém pásmu než zátěže s vyšším  $Q$ . K zátěži se proto připojují postupně takové prvky, aby se momentální impedance či admitance na cestě ke středu diagramu pohybovala pouze v oblasti nízkého  $Q$  určené kružnicemi konstantního  $Q$ , viz obr. 2.4.8. Dvě takové metody uvádí Vendelin v [A.25].

V první metodě se používá řada postupně seriově a paralelně připojovaných reaktivních prvků udržujících koeficient odrazu v oblasti nízkého  $Q$ . Příklad struktury pro zátěž s nízkou impedancí a odpovídající trajektorie pohybu koeficientu odrazu ve Smithově diagramu je uvedena na obr. 2.7.9. Pokud by zátěž měla vysokou impedanci, bude k ní jako první prvek připojen paralelně kapacitor.

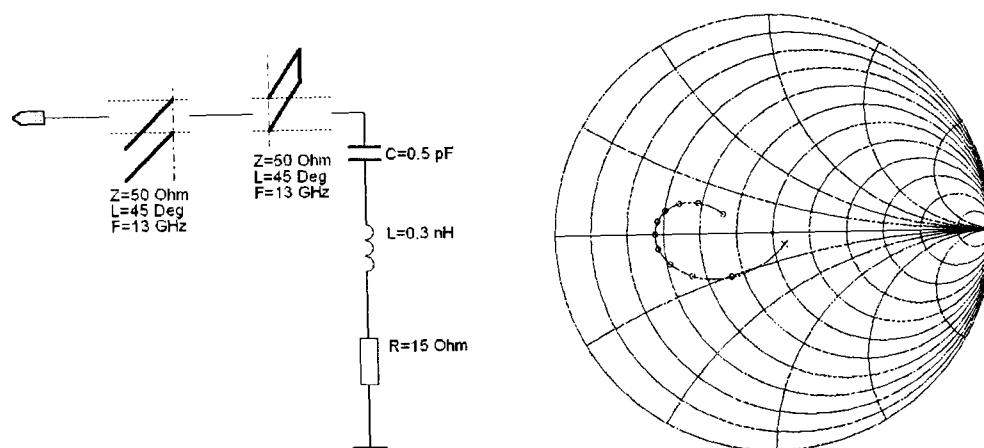


Obr. 2.7.9. Iterační přizpůsobování postupným připojováním L a C prvků.

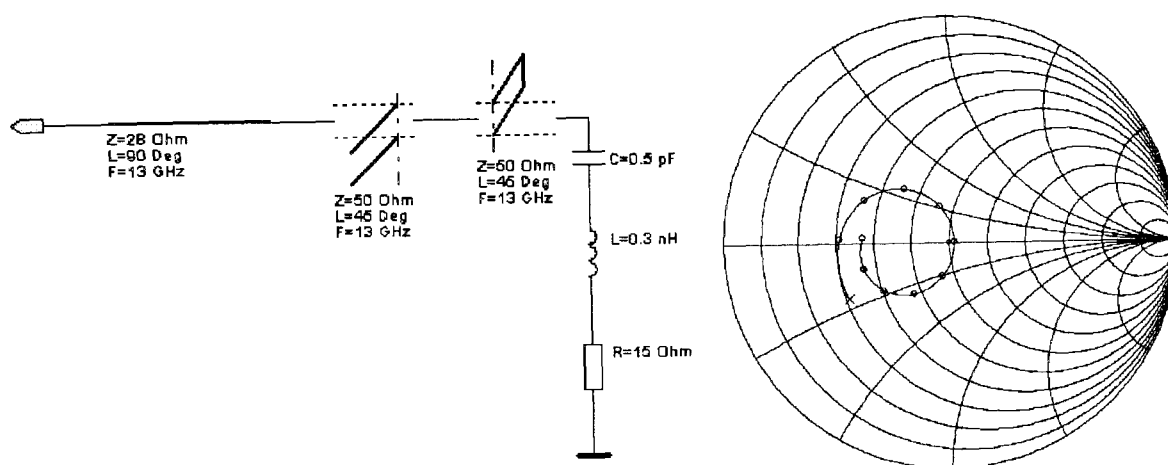


Obr. 2.7.10. Náhradní obvod vstupní impedance GaAs MESFETu ve frekvenčním pásmu 8 až 18 GHz.

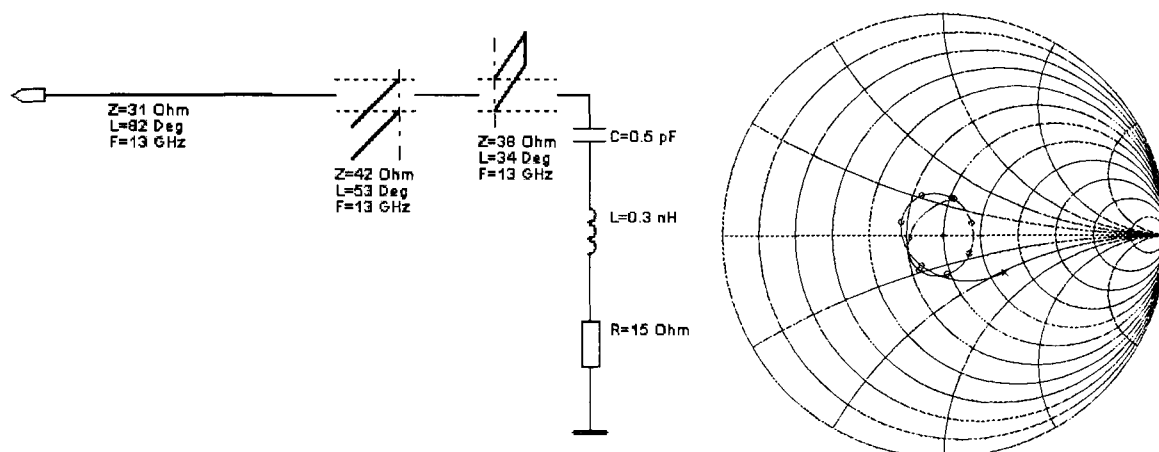
Druhá metoda širokopásmového přizpůsobování spočívá v připojení kaskády, jejíž prvky jsou složeny z paralelně připojených seriově-paralelních rezonančních struktur, které se chovají jako podrezonanční seriový a paralelní rezonanční obvod, a úseku vedení. Jako příklad uveďme impedanční přizpůsobení GaAs MESFETu ve frekvenčním pásmu 8 až 18 GHz, viz obr. 2.7.10.



Obr. 2.7.11. Impedanční přizpůsobování vstupní impedance z obr. 2.7.10. První krok iterace.



Obr. 2.7.12. Impedanční přizpůsobování vstupní impedance z obr. 2.7.10. Druhý krok iterace.



Obr. 2.7.13. Impedanční přizpůsobování vstupní impedance z obr. 2.7.2.3. Třetí krok iterace.

Na obr. 2.7.11 a obr. 2.7.12 je ukázáno vytvoření prvního stupně kaskády. Nejprve se paralelně připojí úseky naprázdno a nakrátko zakončených vedení délky  $\lambda_g/8$ . Dále následuje kaskádní připojení  $\lambda_g/4$  úseku vedení. Optimalizace parametrů, viz obr. 2.7.13 již postačuje k vyhovujícímu přizpůsobení. Pokud by přizpůsobení ještě nevyhovovalo, lze v iteraci pokračovat.

V dalším kroku se ideální přenosová vedení nahradí úseky příslušných reálných vedení, ve kterých se obvod realizuje. Do struktury je dále nutno zahrnout náhradní obvody diskontinuit. Jejich vliv obvykle výrazně ovlivní parametry přizpůsobovacího obvodu a proto je nutno obvod znovu optimalizovat. Finální verzi je vhodné ještě prověřit simulátorem elektromagnetického pole, jako je např. Microwave Studio.

Iterační postupy jsou velice účinné nástroje pro širokopásmové impedanční přizpůsobování. V principu nekladou žádné omezující požadavky na vlastnosti přizpůsobovaného prvku. Lze je proto úspěšně používat v reálných obvodech. Např. v případě tranzistorových zesilovačů, kdy je nutno přizpůsobovat vstup i výstup. Vzhledem k tomu, že u reálného tranzistoru je  $S_{12} \neq 0$ , vstupní a výstupní přizpůsobovací obvod se vzájemně ovlivňují. Jiný než iterační postup s postupnou optimalizací obvodů na vstupu i výstupu tranzistoru tedy prakticky nepřichází v úvahu.

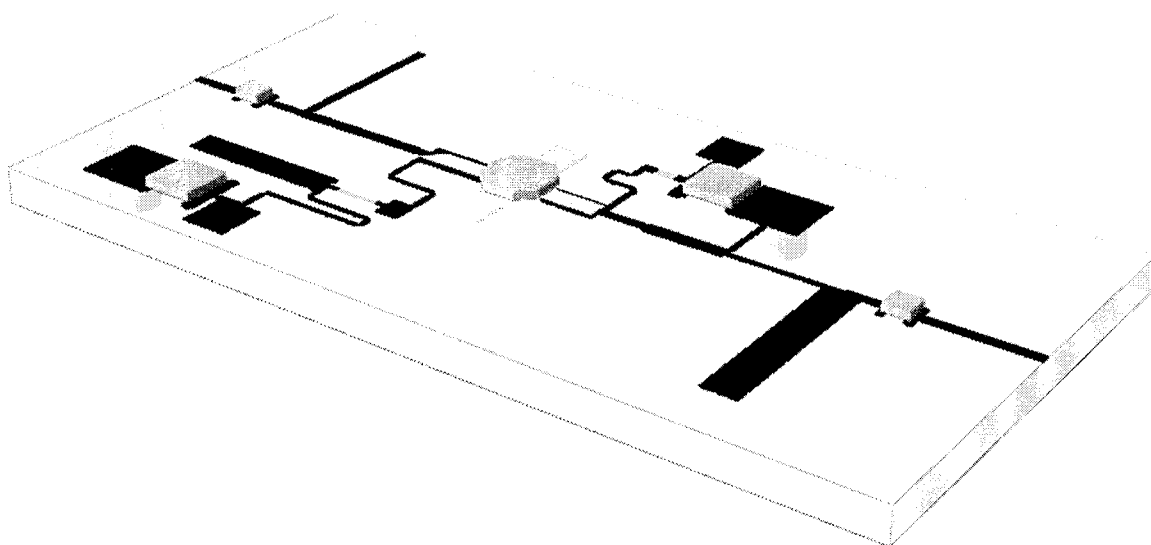
Je zřejmé, že iterační postupy impedančního přizpůsobování nejsou myslitelné bez vhodných CAD nástrojů.

## 2.8 Realizace aktivních mikrovlnných obvodů v planárních strukturách

Pro realizaci mikrovlnných obvodů se používá řada technologií. Nejznámější je litografická technologie, kde se používá substrát z dielektrického materiálu s nízkými ztrátami oboustranně pokoveným tekou folií. Největší výhodou této technologie je nízká cena. Při návrhu obvodu v planární struktuře je nutné vybrat vhodný typ vedení s ohledem na výsledné rozměry, připojení konektorů, vyzařování apod. V praxi se nejvíce používá *mikropáskové vedení*, popřípadě *třívodičové koplanární vedení se zemní rovinou*, viz obr. 2.8.1. Koplanární vedení je výhodné pro montáž aktivních součástek, například tranzistorů, protože má zemní rovinu na stejné straně substrátu jako „živý“ střední vodič. Koaxiální vedení známé např. z televizních kabelových rozvodů není vhodné pro montáž aktivních součástek a používá se pouze ve speciálních případech a pro měření. Jeho použití je naopak vhodné pro propojení jednotlivých subobvodů a to buď pevnými kabely typu *semirigid* nebo flexibilními.

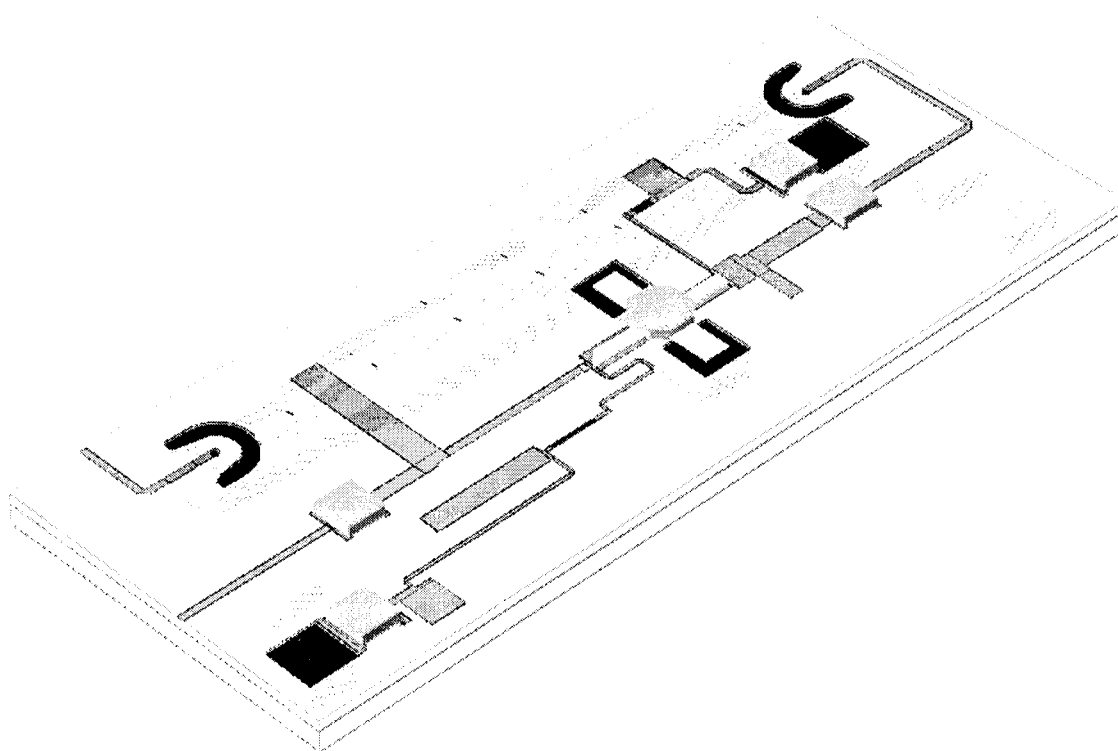
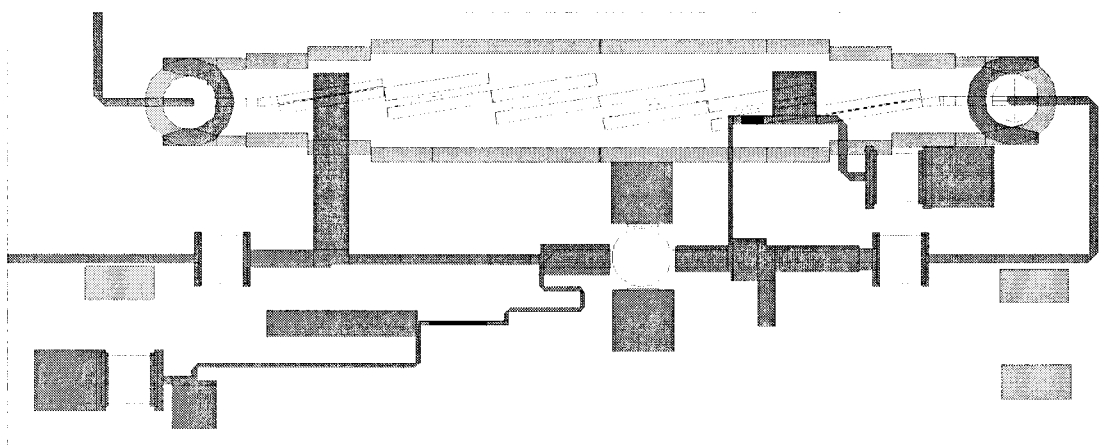
Další perspektivní technologií výroby je MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuits). V monolitických integrovaných obvodech jsou aktivní prvky spolu s pasivními obvody (přizpůsobovací a napájecí) integrovány na jediný čip o rozměrech řádově v milimetrech. Miniaturizace obvodu umožňuje vyrábět mikrovlnné obvody pro kmitočty do cca 100 GHz. Nevýhodou této technologie je vysoká cena a nutnost spolupracovat s *foundry*<sup>1</sup> a vyplatí se tedy pro velký počet výrobků.

Historicky nejmladší je technologie LTCC (Low Temperature Cofired Ceramic). Jedná se o hybridní technologii, která umožňuje vytvářet celé subsystémy (např. transievery) s několika čipy (MMIC) v několikavrstvé struktuře, viz obr. 2.8.2. Výhodou této technologie je možnost integrace celého systému na jedinou desku a velký výběr materiálů.



Obr. 2.8.1 Příklad realizace nízkošumového zesilovače 10 GHz v mikropáskové struktuře.

<sup>1</sup> Továrna na výrobu čipů.



**Obr. 2.8.2 Realizace zesilovače technologií LTCC (12-ti vrstvý substrát).**