

FAKULTA  
ELEKTROTECHNIKY  
A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ

# VYSOKOFREKVENČNÍ A MIKROVLNNÁ TECHNIKA

Přednášky

**Doc. Ing. Stanislav Hanus, CSc.**  
**Prof. Ing. Jiří Svačina, CSc.**

© Stanislav Hanus, Jiří Svačina, 2002

ISBN 80-214-2222-X

## PŘEDMLUVA

Skripta „Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika“ jsou určena studentům, kteří jsou zapsáni a navštěvují stejnojmenný povinný předmět (se zkratkou VMT) vyučovaný ve 2. ročníku, 2. stupně oboru Elektronika a sdělovací technika.

Skripta jsou rozdělena do dvou částí. V první části s názvem „Vysokofrekvenční technika“ jsou uvedeny základní poznatky týkající se vysokofrekvenčních prvků a obvodů, tedy problematiky, která je studentům v běžné literatuře v takto ucelené formě obtížně přístupná. Ve druhé části skripta s názvem „Mikrovlnná technika“ jsou ve zbývajících kapitolách uvedeny pouze základní poznatky, které je nutno chápat jako úvod do této široké a obtížné problematiky.

Doufáme, že tato skripta pomohou doplnit studentům jejich poznatky získané na přednáškách i ostatních formách výuky a tím usnadní jejich přípravu ke zkoušce. Mnoho úspěchů při studiu přejí všem studentům

autoři

V Brně, 1.10.2002

© 2002

Doc. Ing. Stanislav Hanus, CSc.  
Prof. Ing. Jiří Svačina, CSc.

# OBSAH

## Část první – VYSOKOFREKVENČNÍ TECHNIKA

<b>1 ZÁKLADNÍ PRVKY A OBVODY .....</b>	<b>8</b>
1.1 Základní obvodové prvky .....	8
1.2 Sériový rezonanční obvod .....	8
1.3 Paralelní rezonanční obvod .....	12
1.4 Transformační vlastnosti rezonančních obvodů .....	15
1.5 Vázané rezonanční obvody .....	18
1.5.1 Činitel vazby a stupeň vazby .....	19
1.5.2 Transformace impedance .....	21
1.5.3 Rezonanční křivky .....	22
1.6 Filtry se soustředěnou selektivitou .....	22
1.6.1 Piezokrystalové filtry .....	23
1.6.2 Piezokeramické filtry .....	24
1.6.3 Monolitické piezokrystalové filtry .....	25
1.6.4 Filtry s povrchovou akustickou vlnou .....	25
1.7 Aktivní prvky .....	26
1.7.1 Bipolární tranzistory .....	27
1.7.2 Tranzistory řízené elektrickým polem .....	38
<b>2 VYSOKOFREKVENČNÍ ZESILOVAČE .....</b>	<b>41</b>
2.1 Úzkopásmové linearizované zesilovače .....	41
2.1.1 Obvodové funkce zesilovače .....	42
2.1.2 Stabilita zesilovače .....	48
2.1.3 Šumové vlastnosti zesilovače .....	49
2.1.4 Analýza zesilovače .....	52
2.1.5 Způsoby snížení vlivu vnitřní zpětné vazby tranzistoru .....	55
2.1.6 Pasivní přizpůsobovací obvody .....	58
2.1.7 Základní body návrhu jednostupňového zesilovače .....	61
2.1.8 Několikastupňové zesilovače .....	63
2.2 Širokopásmové zesilovače .....	64
2.2.1 Širokopásmové zesilovače bez selektivních obvodů .....	65
2.2.2 Širokopásmové zesilovače se selektivními obvody .....	68
2.2.3 Širokopásmové zesilovače s rozprostřeným zesílením .....	69
2.3 Výkonové zesilovače .....	71
2.3.1 Pracovní třídy zesilovače .....	72
2.3.2 Pracovní stavy zesilovače .....	73
2.3.3 Stanovení složek výstupního proudu .....	76
2.3.4 Změna režimu .....	78
2.3.5 Příklady zapojení .....	79
2.4 Zkreslení signálu a dynamický rozsah zesilovače .....	80
2.4.1 Zkreslení signálu .....	80
2.4.2 Dynamický rozsah zesilovače .....	85

<b>3</b>	<b>OSCILÁTORY</b>	<b>88</b>
3.1	Základní parametry	88
3.2	Oscilátory LC se záporným diferenciálním odporem	89
3.3	Zpětnovazební oscilátory LC	91
3.3.1	Obecné zapojení	91
3.3.2	Základní zapojení oscilátorů	92
3.3.3	Analýza oscilátoru	94
3.4	Krystalové oscilátory	97
3.5	Stabilita kmitočtu oscilátorů	99
3.6	Přeladitelné oscilátory LC	100
<b>4</b>	<b>SMĚŠOVAČE</b>	<b>102</b>
4.1	Analýza směšovače	103
4.2	Základní parametry směšovače	104
4.3	Základní zapojení směšovačů	106
<b>5</b>	<b>MODULÁTORY</b>	<b>108</b>
5.1	Modulační charakteristiky	109
5.2	Modulátory AM	109
5.2.1	Modulátor s kolektorovou modulací	110
5.2.2	Modulátor s bázovou modulací	112
5.2.3	Modulátor DSB	113
5.2.4	Modulátor SSB	114
5.2.5	Kvadraturní modulátor QAM	115
5.3	Modulátory FM	116
5.3.1	Modulátory pro přímou FM	116
5.3.2	Modulátory pro nepřímou FM	118
<b>6</b>	<b>DEMODULÁTORY</b>	<b>120</b>
6.1	Demodulátory AM signálů	120
6.1.1	Diodový detektor	120
6.1.2	Synchronní (koherentní) demodulátor	123
6.2	Demodulátory FM signálů	124
6.2.1	Fázový detektor	124
6.2.2	Poměrový demodulátor	126
6.2.3	Koincidenční demodulátor	128
6.2.4	Šumové poměry	129
6.2.5	Preemfáze a deemfáze	130
<b>7</b>	<b>FÁZOVÝ ZÁVĚS</b>	<b>132</b>
7.1	Základní bloky	132
7.1.1	Fázový detektor závěsu	132
7.1.2	Filtr smyčky	133
7.1.3	Napětím řízený oscilátor	133
7.2	Přenosové funkce	134
7.3	Popis činnosti	134
7.4	Vliv filtru smyčky	135
7.5	Aplikace fázového závěsu	135

<b>8</b>	<b>KMITOČTOVÉ SYNTEZÁTORY .....</b>	<b>137</b>
8.1	Rozdělení syntezátorů .....	137
8.2	Syntezátory s nepřímou koherentní syntézou .....	137
8.2.1	Syntezátory s nepřímou koherentní syntézou bez předděliče .....	137
8.2.2	Syntezátory s nepřímou koherentní syntézou s pevným předděličem .....	140
8.2.3	Syntezátory s nepřímou koherentní syntézou s řízeným předděličem .....	141
8.2.4	Jednoduché příklady návrhu syntezátoru .....	142
8.2.5	Příklady zapojení syntezátorů .....	144
8.3	Syntezátory s přímou koherentní syntézou .....	144
8.3.1	Metoda přímé přeměny .....	145
8.3.2	Metoda harmonických .....	145
8.4	Syntezátory s přímou nekoherentní syntézou .....	146
	<i>Základní literatura pro studium části „Vysokofrekvenční technika“ .....</i>	<i>148</i>

## **Část druhá – MIKROVLNNÁ TECHNIKA**

<b>9</b>	<b>MIKROVLNNÁ VLNOVODOVÁ TECHNIKA .....</b>	<b>149</b>
9.1	Úvod do problematiky mikrovlnné techniky .....	149
9.1.1	Typy mikrovlnných vedení .....	149
9.2	Homogenní duté kovové vlnovody .....	150
9.2.1	Základní parametry .....	150
9.2.2	Kovové vlnovody obdélníkového průřezu .....	152
9.2.3	Kovové vlnovody kruhového průřezu .....	154
9.2.4	Koaxiální (souosé) vedení a koaxiální vlnovody .....	156
9.2.5	Srovnání různých druhů vlnovodů a koaxiálních vedení .....	157
9.2.6	Značení a normalizace ve vlnovodové a koaxiální technice .....	158
9.2.7	Výroba a technologie vlnovodů a koaxiálních konektorů .....	160
9.3	Dutinové rezonátory .....	161
9.3.1	Základní parametry .....	161
9.3.2	Kvádrové rezonátory .....	162
9.3.3	Válcové rezonátory .....	162
9.3.4	Koaxiální rezonátory .....	164
9.3.5	Způsoby zapojení rezonátoru do vedení .....	164
9.4	Buzení vlnovodů a dutinových rezonátorů .....	165
9.5	Mikrovlnné vlnovodové zeslabovače .....	167
9.5.1	Odporové (absorpční) zeslabovače .....	167
9.5.2	Bezodrazové koncovky .....	168
9.6	Nereciproční mikrovlnné feritové obvody .....	168
9.6.1	Gyromagnetické jevy ve feritech a jejich využití v mikrovlnné technice .....	168
9.6.2	Feritové izolátory .....	170
9.6.3	Feritové cirkulátory .....	171
9.7	Mikrovlnné posouvače fáze .....	172
9.7.1	Fázovač se změnou průřezu .....	172
9.7.2	Fázovače s pohyblivými dielektrickými částmi .....	173

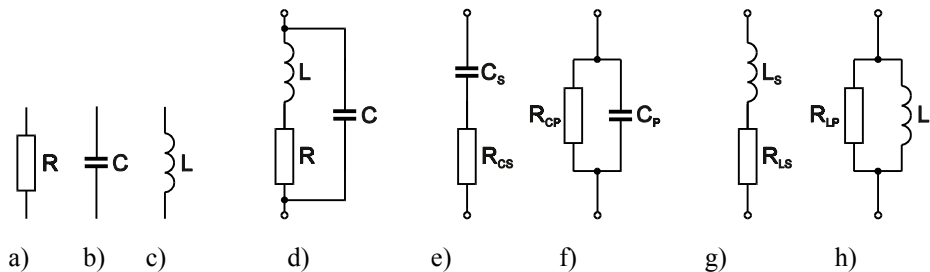
9.8	Směrové vazební členy (směrové odbočnice)	174
9.8.1	Základní vlastnosti směrových odbočnic	174
9.9	Vlnovodové reaktanční členy	177
9.9.1	Vlnovodové písky a tlumivky	177
9.9.2	Vlnovodové clony	178
9.9.3	Vlnovodové kolíky	179
9.10	Vlnovodové filtry	179
9.11	Literatura	180
<b>10</b>	<b>MIKROVLNNÁ INTEGROVANÁ TECHNIKA</b>	<b>181</b>
10.1	Historie a vznik mikrovlnné integrované techniky	181
10.2	Hybridní mikrovlnné integrované obvody	183
10.2.1	Základní typy pasivních hybridních mikrovlnných integrovaných struktur	183
10.2.2	Technologie hybridních MIO	184
10.2.3	Návrhové problémy hybridních MIO	185
10.2.4	Některé výpočetní vztahy pro analýzu a syntézu mikropáskových struktur	188
10.3	MIO se soustředěnými parametry	190
10.3.1	Rozdělení MIO se soustředěnými parametry	191
10.4	Monolitické mikrovlnné integrované obvody (MMIO)	192
10.4.1	Materiály pro MMIO	192
10.4.2	Některé otázky a problémy MMIO	193
10.5	Druhy pasivních mikrovlnných integrovaných obvodů	196
10.5.1	Základní výpočetní vztahy pro analýzu a návrh některých mikropáskových obvodů	199
10.6	Buzení a pouzdra mikrovlnných integrovaných obvodů	201
10.7	Kombinované a zvláštní MIO pro pásma mm vln	203
10.7.1	Vícevrstvé (objemové) MIO	203
10.7.2	Ploutvové vedení (fin line)	204
10.8	Příklady mikrovlnných integrovaných subsystémů a systémů pro rádiovou komunikaci	206
10.9	Literatura	210

# 1 ZÁKLADNÍ PRVKY A OBVODY

## 1.1 Základní obvodové prvky

Ideální základní obvodové prvky se nazývají **rezistor**, **kapacitor** a **induktor**. Jsou charakterizovány pouze jediným parametrem. Parametrem ideálního rezistoru je **odpor**  $R$ , jeho převrácená hodnota se označuje  $G$  a nazývá se **vodivost** rezistoru. Kapacitor má parametr  $C$  nazývaný **kapacita**, induktor má parametr  $L$  nazývaný **indukčnost**. Schematické značky těchto prvků, užívané pro kreslení schémat radioelektronických obvodů, jsou nakresleny na obr. 1.1a,b,c.

Skutečné radioelektronické obvody jsou realizovány pomocí vyrobených diskretních součástek, které se nazývají **rezistor** (slangově odpor), **kondenzátor** a **cívka**. Tyto reálné součástky mají kromě základního (dominantního) parametru i parametry parazitní, jejichž velikost závisí na použité technologii výroby. Obvodové modely reálných obvodových prvků (součástek) lze vytvořit pomocí ideálních obvodových prvků. Příklady užívaných modelů reálných prvků jsou nakresleny na obr. 1.1 d,e,f,g,h.

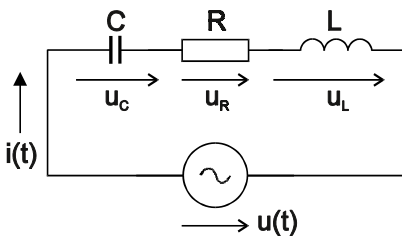


Obr. 1.1. Schematická značka: a) ideálního rezistoru, b) kapacitoru, c) induktoru, obvodový model: d) reálného rezistoru, e), f) kondenzátoru, g), h) cívky

## 1.2 Sériový rezonanční obvod

Sériovým spojením kondenzátoru (kapacitoru) a cívky (induktoru) vznikne sériový rezonanční obvod. Jeho obvodový model nakreslený na obr. 1.2 se skládá z kapacitoru, rezistoru (ideálního) a induktoru. Rezistor  $R$  zde reprezentuje ztráty kondenzátoru a cívky, případně zahrnuje i vnitřní odpor reálného napájecího zdroje. Pro impedanci obvodu platí

$$\mathbf{Z}(\omega) = R + j \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right) = R + jX = \mathbf{Z}e^{j\varphi} . \quad (1.1)$$



Obr. 1.2. Sériový rezonanční obvod

Při harmonickém buzení obvodu ze zdroje napětí s amplitudou  $U$ , závisí proud tekoucí obvodem na modulu impedance  $Z$  a tedy na kmitočtu signálu zdroje. Grafické znázornění závislosti proudu  $I$  na kmitočtu  $f$  (nebo  $\omega$ ) se nazývá **rezonanční křivka**. Je nakreslena na obr. 1.3a a lze ji popsat rovnicí

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}} . \quad (1.2)$$

Prochází počátkem souřadnic, neboť při  $f = 0$  je kapacitní reaktance nekonečně veliká. Pro  $f \rightarrow \infty$  je nekonečně veliká zase induktivní reaktance, takže velikost proudu tekoucího obvodem se opět blíží nule. Stav, kdy kapacitní a induktivní reaktance jsou si rovny, tj. výsledná reaktance obvodu je rovna nule, se



nazývá **sériovou rezonancí obvodu**. Z podmínky  $X=0$  lze stanovit **Thomsonův vztah** pro výpočet rezonančního kmitočtu

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{resp.} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.3)$$

Při rezonanci nabývá modul impedance obvodu své minimální hodnoty  $Z=R$ , proud tekoucí obvodem nabývá naopak své maximální hodnoty

$$I_r = U/R \quad (1.4)$$

**Šířka propustného pásma  $B$**  sériového rezonančního obvodu je definována jako rozmezí dvou kmitočtů v okolí rezonance, při kterých je absolutní hodnota reaktance obvodu rovna jeho činnému odporu. Jestliže tedy platí  $|X|=R$ , potom  $Z = \sqrt{R^2 + X^2} = R\sqrt{2}$  a pro uvažovaný případ lze psát

$$I_B = \frac{U}{Z} = \frac{U}{R\sqrt{2}} = \frac{I_r}{\sqrt{2}} = 0,707 I_r \quad (1.5)$$

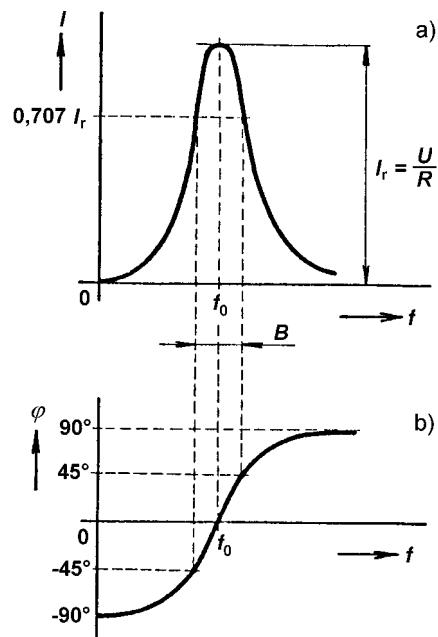
Symbol  $I_B$  označuje proud na mezi propustného pásma. Vyjádříme-li poměr proudů  $I_B$  a  $I_r$  v jednotkách dB, platí pro mez propustného pásma

$$20 \log \frac{I_B}{I_r} = 20 \log \frac{1}{\sqrt{2}} = -10 \log 2 = -3 \text{ dB} \quad (1.6)$$

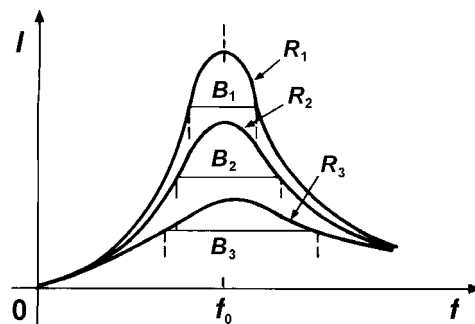
Šířka pásma sériového rezonančního obvodu je tedy určena dvěma kmitočty, při kterých poklesne proud tekoucí obvodem na hodnotu  $0,707 I_r$  neboli o 3 dB oproti proudu tekoucímu obvodem za rezonance.

Na obr. 1.3b je nakreslena kmitočtová závislost **argumentu impedance** sériového rezonančního obvodu, někdy označovaná jako jeho fázová charakteristika. Na podrezonančních kmitočtech má obvod kapacitní charakter neboť kapacitní reaktance je větší než reaktance induktivní. Argument impedance má proto záporné znaménko a pro kmitočty jdoucí k nule se jeho hodnota blíží  $-90^\circ$ . Naopak při nadrezonančních kmitočtech má obvod induktivní charakter neboť induktivní reaktance je větší než reaktance kapacitní. Argument impedance má proto kladné znaménko a pro  $f \rightarrow \infty$  se jeho hodnota blíží  $+90^\circ$ . Při rezonanci má obvod reálný charakter, a proto argument impedance je roven nule. Pro krajní kmitočty propustného pásma platí  $|X|=R$ , takže argument impedance bude roven  $\pm 45^\circ$ .

Jestliže změním u sériového rezonančního obvodu velikost odporu  $R$ , např. použitím prvků (kondenzátoru nebo cívky) s většími nebo menšími ztrátovými odpory nebo použitím napěťového zdroje s jiným vnitřním odporem, změní se proud tekoucí obvodem za rezonance i celkový tvar rezonanční křivky, jak vyplývá z rovnice (1.2). V důsledku toho se změní i šířka propustného pásma  $B$ . Na obr. 1.4 jsou nakresleny rezonanční křivky pro různé hodnoty odporu  $R$ . Pro malé hodnoty odporu  $R$  je rezonanční křivka úzká, proud za rezonance je velký a šířka propustného pásma je malá. Rezonanční obvod vykazuje dobré selektivní vlastnosti. Naopak pro velké hodnoty odporu  $R$  je rezonanční křivka plochá, proud za rezonance je malý a šířka propustného pásma je velká. Rezonanční obvod ztrácí charakter selektivního obvodu.



Obr. 1.3. a) Rezonanční křivka sériového rezonančního obvodu  
b) Kmitočtová závislost argumentu impedance obvodu



Obr. 1.4. Rezonanční křivky sériového rezonančního obvodu pro různé hodnoty odporu  $R$   
( $R_1 < R_2 < R_3$ ,  $L$  a  $C$  jsou konstantní)

Kvalitu rezonančního obvodu můžeme vyjádřit pomocí **činitele jakosti obvodu**, který se označuje symbolem  $Q$ . Je definován vztahem

$$Q = \frac{\omega_0 A}{P}, \quad (1.7)$$

kde  $A$  je energie, která přechází z elektrického pole do magnetického pole (kmitá) a  $P$  je činný výkon, který se ztrácí v odporu  $R$  (ztrátový odpor). Součin  $\omega_0 A$  představuje jalový výkon induktoru nebo kapacitoru při rezonanci. Poněvadž platí

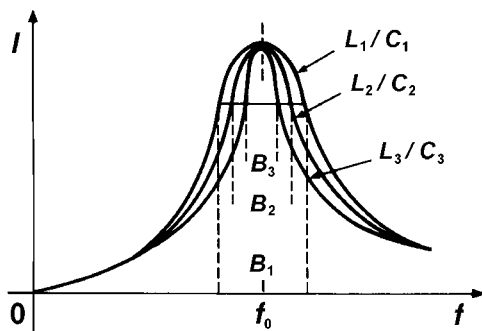
$$A = \frac{1}{2} L I^2 \quad \text{a} \quad P = \frac{1}{2} R I^2, \quad (1.8)$$

lze po dosazení (1.8) do (1.7) psát

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 C R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{Z_0}{R}. \quad (1.9)$$

Činitel jakosti sériového rezonančního obvodu lze tedy určit jako podíl induktivní nebo kapacitní reaktance obvodu za rezonance a odporu  $R$ . Převrácená hodnota činitele jakosti se nazývá **činitel tlumení** a označuje se symbolem  $d$ . Veličina  $Z_0$  je **charakteristická impedance obvodu** a lze ji vyjádřit pomocí různých veličin, např.

$$Z_0 = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (1.10)$$



Obr. 1.5. Rezonanční křivky sériového rezonančního obvodu pro různé poměry  $L/C$  ( $R$  je konstantní,  $L_1/C_1 < L_2/C_2 < L_3/C_3$ )

Ze vztahu (1.9) vyplývá, že činitel jakosti  $Q$  je přímo úměrný charakteristické impedanci obvodu  $Z_0$  vyjádřené ve tvaru  $\sqrt{L/C}$ . Máme-li tedy sériový rezonanční obvod naladěný na kmitočet  $f_0$ , potom při konstantní hodnotě odporu  $R$  můžeme změnit jeho činitel jakosti změnou poměru  $L/C$ . Současně s tím se změní i šířka propustného pásma  $B$ . Tuto skutečnost dokumentuje obr. 1.5, kde jsou znázorněny rezonanční křivky pro různé poměry  $L/C$ . Poněvadž ve všech případech uvažujeme stejnou hodnotu odporu  $R$ , mají všechny křivky při rezonanci stejnou hodnotu rezonančního proudu. Mění se tedy pouze jejich tvar a s ním i šířka propustného pásma  $B$ .

Jestliže budíme sériový rezonanční obvod ze zdroje harmonického signálu s amplitudou  $U$ , protéká při rezonanci obvodem proud  $I_r$  daný vztahem (1.4). Poněvadž za rezonance má obvod reálný charakter, napětí zdroje  $U$  a proud  $I_r$  jsou ve fázi. Napětí na odporu  $R$  je proto stejné, jako je napětí napájecího zdroje. Pro napětí  $U_{Lr}$  na induktoru a napětí  $U_{Cr}$  na kapacitoru při rezonanci lze psát

$$U_{Lr} = j\omega_0 L I_r = j\omega_0 L \frac{U}{R} = jQU \quad (1.11)$$

a

$$U_{Cr} = \frac{1}{j\omega_0 C} I_r = -j \frac{1}{\omega_0 C} \frac{U}{R} = -jQU. \quad (1.12)$$

Napětí na induktoru předbíhá napětí zdroje a tím i proud  $I_r$  o  $90^\circ$ , zatímco napětí na kapacitoru se zpožďuje za napětím zdroje a proudem  $I_r$  o  $90^\circ$ . Za rezonance jsou tedy napětí na induktoru a kapacitoru stejně velická, ale opačného směru (jejich součet je roven nule). Ve srovnání s napětím zdroje jsou obě napětí  $Q$  krát větší. Jestliže budíme sériový rezonanční obvod např. z generátoru s výstupním napětím  $U = 10V$  a činitel jakosti obvodu je např.  $Q = 100$ , bude napětí na kondenzátoru  $U_{Cr} = 1000V$  !!! Proto je třeba použít kondenzátor s dostatečně vysokým průrazným napětím.

Impedance sériového rezonančního obvodu je dána vztahem (1.1). Jestliže v tomto vztahu vytkneme před závorku člen  $\omega_0 L$  a člen v závorce upravíme pomocí Thomsonova vztahu dostáváme

$$\mathbf{Z}(\omega) = R + j \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right) = R + j \omega_0 L \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{1}{\omega \omega_0 L C} \right) = R + j \omega_0 L \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) . \quad (1.13)$$

Výraz v závorce se nazývá **činitel rozladění** a označuje se symbolem  $F$ . Lze psát

$$F = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} . \quad (1.14)$$

S pomocí (1.14) můžeme vztah (1.13) zjednodušit a z obou členů vytkneme  $R$ . Po úpravě dostaneme

$$\mathbf{Z}(\omega) = R + j \omega_0 L \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = R + j \omega_0 L F = R \left( 1 + j \frac{\omega_0 L}{R} F \right) = R(1 + j Q F) = R(1 + j \alpha) . \quad (1.15)$$

Součin  $Q F = \alpha$  se nazývá **stupeň rozladění**. Impedanci sériového rezonančního obvodu můžeme podle vztahu (1.1) psát také ve tvaru

$$\mathbf{Z}(\omega) = R + j X = R \left( 1 + j \frac{X}{R} \right) . \quad (1.16)$$

Srovnáním (1.15) a (1.16) dostáváme, že stupeň rozladění lze vyjádřit také vztahem

$$\alpha = \frac{X}{R} = \operatorname{tg} \varphi , \quad (1.17)$$

kde  $\varphi$  je argument impedance rezonančního obvodu. Pro modul impedance sériového rezonančního obvodu platí

$$Z = R \sqrt{1 + \alpha^2} . \quad (1.18)$$

S pomocí (1.18) lze vyjádřit proud tekoucí obvodem

$$I = \frac{U}{R \sqrt{1 + \alpha^2}} = \frac{I_r}{\sqrt{1 + \alpha^2}} . \quad (1.19)$$

Úpravou (1.19) získáme závislost

$$\frac{I}{I_r} = \frac{1}{\sqrt{1 + \alpha^2}} , \quad (1.20)$$

definující tzv. **normovanou rezonanční křivku**, pomocí které můžeme popsat jakýkoliv sériový rezonanční obvod.

Ze vztahu (1.20) vyplývá, že pro krajní kmitočty propustného pásma je stupeň rozladění  $\alpha = \pm 1$  neboť platí

$$\frac{I}{I_r} = \frac{I_B}{I_r} = \frac{1}{\sqrt{1 + \alpha^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} . \quad (1.21)$$

Řešením rovnice

$$Q F = Q \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) = \pm 1 \quad (1.22)$$

pro kmitočty  $f_1$  a  $f_2$ , které určují propustné pásmo, tj.  $f_2 - f_1 = B$ , získáme velice důležitý a pro praxi užitečný vztah

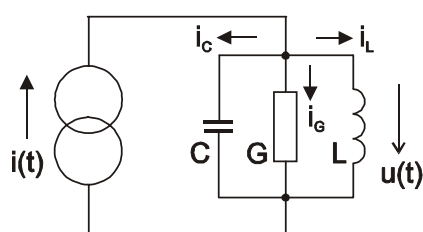
$$Q = \frac{f_0}{B} . \quad (1.23)$$

*Poznámka:* Ze vztahu (1.22) lze také odvodit, že rezonanční kmitočet  $f_0$  se rovná geometrickému průměru kmitočtů  $f_1$  a  $f_2$ , tj. platí  $f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$ . Rezonanční křivka tedy není osově souměrná podle přímky procházející bodem  $f_0$  kolmo na osu kmitočtu !!!

### 1.3 Paralelní rezonanční obvod

Duálním obvodem k sériovému rezonančnímu obvodu, nakresleném na obr. 1.2, je paralelní rezonanční obvod, jehož obvodový model je uveden na obr. 1.6. K proudovému zdroji je připojena paralelní kombinace vodivosti, kapacitoru a induktoru. Vodivost  $G$  reprezentuje ztráty obou reálných akumulacních prvků, případně zahrnuje i vnitřní vodivost reálného zdroje. Pro admitanci obvodu platí

$$Y(\omega) = \frac{1}{Z(\omega)} = G + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) = G + jB = Ye^{j\varphi}, \quad (1.24)$$



Obr. 1.6. Paralelní rezonanční obvod

kde  $B$  je výsledná susceptance obvodu. Při harmonickém buzení obvodu ze zdroje proudu s amplitudou  $I$ , závisí napětí na rezonančním obvodu na modulu admitance  $Y$  a tedy na kmitočtu signálu zdroje. Grafické znázornění závislosti napětí  $U$  na kmitočtu  $f$  (nebo  $\omega$ ) se nazývá **rezonanční křivka**. Lze ji popsat rovnicí

$$U = \frac{I}{Y} = \frac{I}{\sqrt{G^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}} = ZI. \quad (1.25)$$

kmitočtu

Z podmínky  $B = 0$  lze stanovit vztah pro výpočet rezonančního

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{resp.} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (1.26)$$

Podobně jako u sériového rezonančního obvodu, lze i pro paralelní rezonanční obvod odvodit vztahy pro admitanci obvodu ve tvaru

$$Y(\omega) = G(1 + j\alpha) \quad \text{a} \quad Y = G\sqrt{1 + \alpha^2}. \quad (1.27)$$

Při rezonanci, kdy  $\alpha = 0$ , nabývá modul admitance obvodu své minimální hodnoty  $Y = G$ , zatímco napětí na obvodu nabývá naopak své maximální hodnoty

$$U_r = \frac{I}{G} = IR, \quad (1.28)$$

kde  $R = 1/G$  se nazývá rezonanční odpor.

**Šířka propustného pásma  $B$**  paralelního rezonančního obvodu je definována jako rozmezí dvou kmitočtů v okolí rezonance, při kterých poklesne napětí na rezonančním obvodu na hodnotu  $0,707 U_r$  (pokles o  $3\text{dB}$ ), jak je naznačeno na obr. 1.7a. Poněvadž napětí na rezonančním obvodu je přímo úměrné impedanci obvodu, bývá rezonanční křivka kreslena také jako závislost modulu impedance obvodu na kmitočtu. Mezi šířkou propustného pásma a činitelem jakosti obvodu platí opět vztah (1.23).

**Činitel jakosti obvodu  $Q$**  je definován vztahem (1.7). Poněvadž pro energii  $A$  a činný výkon  $P$  platí

$$A = \frac{1}{2}CU^2 \quad \text{a} \quad P = \frac{1}{2}\frac{U^2}{R}, \quad (1.29)$$

lze po dosazení (1.29) do (1.7) psát

$$Q = \omega_0 CR = \frac{R}{\omega_0 L} = \frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}}} = \frac{R}{Z_0} = \frac{\omega_0 C}{G} = \frac{1}{\omega_0 LG} \quad (1.30)$$

Činitel jakosti paralelního rezonančního obvodu se tedy rovná podílu rezonančního odporu a induktivní nebo kapacitní reaktance obvodu za rezonance. Pro charakteristickou impedanci obvodu  $Z_0$  platí vztah (1.10).

Jestliže budíme paralelní rezonanční obvod ze zdroje harmonického signálu s amplitudou  $I$ , je za rezonance na obvodu napětí  $U_r$  dané vztahem (1.28). Poněvadž admitance obvodu je za rezonance reálná, je napětí  $U_r$  ve fázi s proudem  $I$ . Proud tekoucí vodivostí  $G$  je stejný, jako proud tekoucí z napájecího zdroje. Pro proudy  $I_{Lr}$  tekoucí induktorem a  $I_{Cr}$  tekoucí kapacitorem při rezonanci platí

$$I_{Lr} = \frac{U_r}{j\omega_0 L} = -j \frac{1}{\omega_0 L} \frac{I}{G} = -j Q I \quad (1.31)$$

a

$$I_{Cr} = \frac{U_r}{\frac{1}{j\omega_0 C}} = j\omega_0 C \frac{I}{G} = j Q I \quad (1.32)$$

Proud tekoucí induktorem se zpožďuje za proudem zdroje  $I$  a tím i napětím  $U_r$  o  $90^\circ$ , zatímco proud tekoucí kapacitorem předbíhá proud  $I$  a tedy i napětí  $U_r$  o  $90^\circ$ . Za rezonance jsou tedy proudy tekoucí induktorem a kapacitorem stejně veliké, ale opačného směru (jejich součet je roven nule). Ve srovnání s proudem zdroje jsou oba proudy  $Q$  krát větší. Jestliže budíme paralelní rezonanční obvod např. z generátoru s výstupním proudem  $I = 100 \text{ mA}$  a činitel jakosti obvodu je např.  $Q = 100$ , je proud tekoucí cívkou  $I_{Lr} = 10 \text{ A}$  !!! Proto je třeba pro konstrukci cívkou použít vodič dostatečného průřezu. Cívkou rezonančních obvodů ve vysílačích velkých výkonů bývají proto konstruovány z měděných trubek, které mohou být i postříbřené.

Model paralelního rezonančního obvodu, nakreslený na obr. 1.6, vytvořený jako duální obvod k sériovému rezonančnímu obvodu, nevystihuje přesně chování skutečného rezonančního obvodu, především při nulovém kmitočtu a v jeho blízkém okolí. Rezananční křivka skutečného obvodu, nakreslená na obr. 1.7a, vykazuje při nulovém kmitočtu určité malé napětí, které v obvodu vzniká v důsledku nenulového odporu vinutí cívkou. Tuto skutečnost lépe vystihuje model nakreslený na obr. 1.8. Cívka je modelována sériovou kombinací induktoru  $L$  a ztrátového rezistoru  $R_L$ , podobně kondenzátor je modelován sériovým spojením kapacitoru  $C$  a ztrátového rezistoru  $R_C$ . Impedance obou větví můžeme vyjádřit ve tvaru

$$Z_L = R_L + jX_L \quad \text{a} \quad Z_C = R_C - jX_C$$

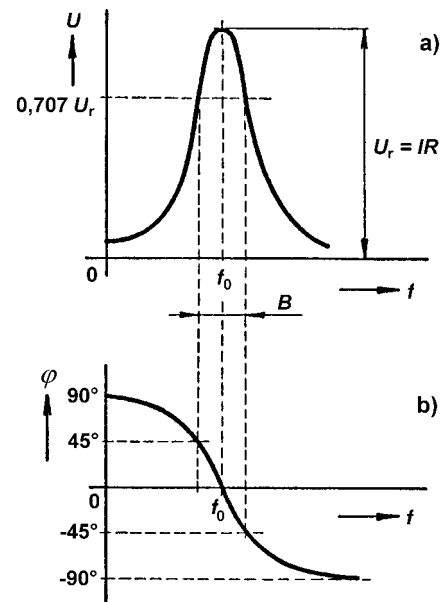
Pro výslednou impedanci obvodu lze psát

$$Z = \frac{Z_L Z_C}{Z_L + Z_C} = \frac{(R_L + jX_L)(R_C - jX_C)}{(R_L + jX_L) + (R_C - jX_C)} \quad (1.33)$$

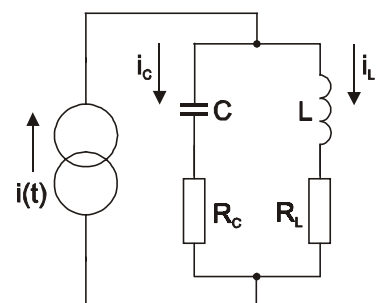
Oddělíme-li od sebe reálnou a imaginární složku, dostaneme

$$Z = R + jX = \frac{R_L Z_C^2 + R_C Z_L^2}{Z_s^2} + j \frac{X_L Z_C^2 - X_C Z_L^2}{Z_s^2}, \quad (1.34)$$

kde  $Z_s$  je modul impedance, která se rovná sériovému spojení



Obr. 1.7. a) Rezananční křivka paralelního rezonančního obvodu  
b) Kmitočtová závislost argumentu impedance obvodu



Obr. 1.8. Model paralelního rezonančního obvodu se dvěma větvemi

impedancí  $Z_L$  a  $Z_C$ , takže platí

$$Z_s^2 = (R_L + R_C)^2 + (X_L - X_C)^2$$

a dále  $Z_L^2 = R_L^2 + X_L^2$  a  $Z_C^2 = R_C^2 + X_C^2$ . V uvažovaném obvodu nastane rezonance, jestliže imaginární část výsledné impedance (1.34) bude rovna nule. Rezonanční podmínka je proto dána vztahem

$$X = \frac{X_L Z_C^2 - X_C Z_L^2}{Z_s^2} = 0. \quad (1.35)$$

Z podmínky (1.35) vyplývá, že rezonanční kmitočet závisí nejen na indukčnosti  $L$  a kapacitě  $C$ , ale i na ztrátových rezistorech  $R_L$  a  $R_C$ . Pouze v případě, kdy platí

$$R_L \ll X_L \quad \text{a} \quad R_C \ll X_C, \quad (1.36)$$

tj. rezistory v jednotlivých větvích můžeme zanedbat vůči jejich reaktancím, lze podmínku (1.35) zjednodušit do tvaru

$$X \cong \frac{X_L X_C^2 - X_C X_L^2}{Z_s^2} = \frac{X_L X_C (X_C - X_L)}{Z_s^2} = 0. \quad (1.37)$$

Rezonance potom nastává v případě, když  $X_C - X_L = 0$ , což je stejná podmínka, jako podmínka platná pro sériový rezonanční obvod. Z ní je možné stanovit rezonanční kmitočet ve tvaru (1.3), (1.26). Jestliže nelze splnit podmínky (1.36), musíme rezonanční kmitočet vypočítat z podmínky (1.35), tj.

$$X_L Z_C^2 - X_C Z_L^2 = 0. \quad (1.38)$$

Po dosazení do (1.38) a úpravě dostáváme pro rezonanční kmitočet vztah

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{Z_0^2 - R_L^2}{Z_0^2 - R_C^2}} \quad \text{resp.} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{Z_0^2 - R_L^2}{Z_0^2 - R_C^2}}, \quad (1.39)$$

kde  $Z_0$  je charakteristická impedance obvodu daná vztahem (1.10).

Odpor obvodu za rezonance neboli rezonanční odpor určíme z (1.34), při uvažování rezonanční podmínky (1.35). Jestliže navíc platí i podmínky (1.36) dostáváme

$$R = \frac{R_L X_C^2 + R_C X_L^2}{(R_L + R_C)^2} = \frac{X_L^2}{R_L + R_C} = \frac{X_C^2}{R_L + R_C}. \quad (1.40)$$

Rezonanční odpor paralelního rezonančního obvodu se tedy rovná druhé mocnině reaktance libovolné větve obvodu za rezonance, dělené celkovým odporem obou větví v sérii  $R_s = R_L + R_C$ . Po dosazení do (1.40) za reaktance jednotlivých větví a úpravě, dostáváme další vztahy pro výpočet rezonančního odporu

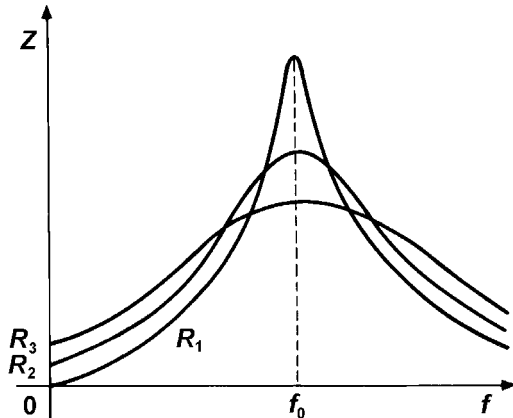
$$R = \frac{\omega_0^2 L^2}{R_s} = \frac{1}{\omega_0^2 C^2 R_s} = \frac{Z_0^2}{R_s} = \frac{L}{C R_s} = Q^2 R_s = Q Z_0. \quad (1.41)$$

Lze odvodit, že vztahy (1.40) a (1.41) můžeme použít s dostatečnou přesností (lepší než 1%) pro rezonanční obvody, u kterých je  $Q \geq 5$ .

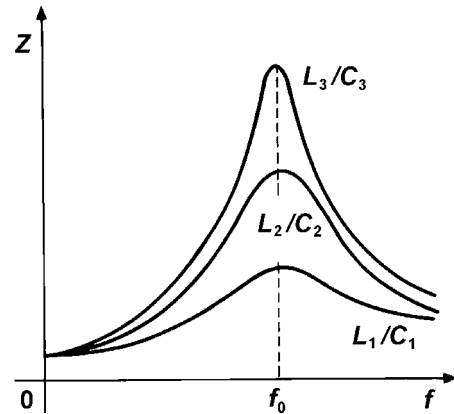
Kmitočtová závislost argumentu impedance paralelního rezonančního obvodu (1.34) je nakreslena na obr. 1.7b. Za rezonance je impedance obvodu reálná a tedy argument impedance je nulový. Na podrezonančních kmitočtech má obvod induktivní charakter neboť impedance induktivní větve je menší než impedance kapacitní větve a při jejich paralelním spojení se výrazněji podílí na výsledné impedanci obvodu. Argument impedance proto nabývá kladných hodnot a pro kmitočty jdoucí k nule se jeho hodnota blíží  $+90^\circ$ . Na nadrezonančních kmitočtech má obvod kapacitní charakter neboť na výsledné impedanci obvodu se nyní výrazněji podílí impedance kapacitní větve. Argument impedance je proto záporný a pro kmitočet  $f \rightarrow \infty$  se jeho hodnota blíží  $-90^\circ$ .

Z (1.30) a (1.41) vyplývají vzájemné vztahy mezi činitelem jakosti obvodu, rezonančním odporem, reaktancemi jednotlivých větví za rezonance, charakteristickou impedancí obvodu a odporem  $R_s$ . Na obr.

1.9 jsou nakresleny rezonanční křivky obvodů pro různé hodnoty odporu  $R_s$ . Rezonanční křivka pro  $R_s = R_1$  je úzká a vychází téměř z počátku souřadnic poněvadž odpor  $R_1$  je malý. Obvod vykazuje selektivní vlastnosti, jeho šířka propustného pásma je malá, činitel jakosti a rezonanční odpor jsou velké. Naproti tomu rezonanční křivka pro  $R_s = R_3$  je plochá a v důsledku velkého odporu  $R_3$  vzniká na obvodu při  $f = 0$  velké stejnosměrné napětí. Obvod ztrácí selektivní charakter, jeho šířka propustného pásma je velká, činitel jakosti a rezonanční odpor jsou malé. Na obr. 1.10 jsou nakresleny rezonanční křivky obvodů pro různé hodnoty poměru  $L/C$ . Z obrázku je vidět, že pro větší poměr  $L/C$  je větší i rezonanční odpor a činitel jakosti obvodu, a proto vykazuje obvod lepší selektivní vlastnosti.



Obr. 1.9. Rezonanční křivky paralelního rezonančního obvodu pro různé hodnoty odporu  $R_s$  ( $R_1 < R_2 < R_3$ ,  $L$  a  $C$  jsou konstantní)



Obr. 1.10. Rezonanční křivky paralelního rezonančního obvodu pro různé poměry  $L/C$  ( $R_s$  je konstantní,  $L_1/C_1 < L_2/C_2 < L_3/C_3$ )

## 1.4 Transformační vlastnosti rezonančních obvodů

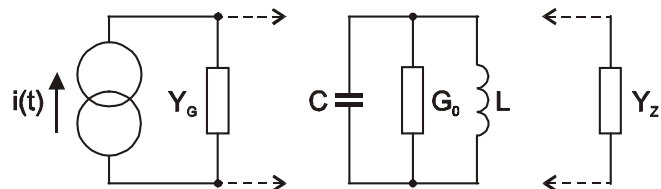
Na obr. 1.11 je nakreslen paralelní rezonanční obvod složený ze tří prvků – kapacitoru  $C$ , induktoru  $L$  a vodivosti  $G_0$ , která reprezentuje pouze ztráty reálných akumulacích prvků. Poněvadž k obvodu není připojen budící zdroj ani zátěž, nazývá se takový obvod „nezatížený“. Pro tento ryze teoretický případ můžeme podle známých vztahů určit příslušné parametry obvodu. Skutečnost, že parametry platí pro **nezatížený obvod**, vyjádříme indexem nula u příslušného symbolu. Proto **vodivost nezatíženého obvodu** označujeme symbolem  $G_0$  a pro **činitel jakosti  $Q_0$  nezatíženého obvodu** a **šířku propustného pásma  $B_0$  nezatíženého obvodu** používáme výpočtové vztahy

$$Q_0 = \frac{\omega_0 C}{G_0} = \frac{1}{\omega_0 L G_0} \quad (1.42)$$

a

$$B_0 = \frac{f_0}{Q_0} \quad (1.43)$$

Kdybychom k nezatíženému rezonančnímu obvodu připojili zátěž  $Y_Z$  nebo budící zdroj s vnitřní admitancí  $Y_G$  (případně oba prvky), jak je čárkovaně naznačeno na obr. 1.11,



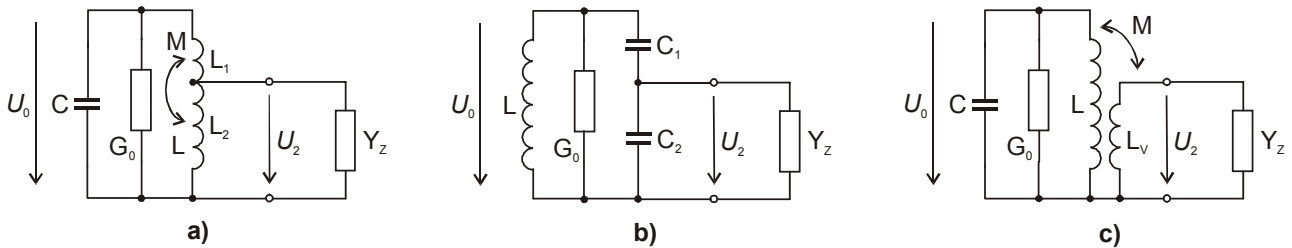
Obr. 1.11. Nezatížený paralelní rezonanční obvod

rezonanční obvod by výrazně změnil svoje parametry. Vlivem imaginárních částí připojených admitancí by došlo ke změně rezonančního kmitočtu, tj. obvod by se rozladil, a současně by došlo k zatlumení obvodu a tím ke zmenšení jeho činitele jakosti. Celková vodivost **zatíženého obvodu** by byla

$$G = G_G + G_0 + G_Z \quad (1.44)$$

a pomocí ní bychom mohli určit činitele jakosti  $Q$  zatíženého obvodu i šířku propustného pásma  $B$  zatíženého obvodu. Z vypočítaných parametrů by vyplynulo, že kromě rozladění obvodu se zhorší i jeho selektivní vlastnosti.

Proto se v praxi budící zdroj i zátěž připojují k rezonančnímu obvodu jiným způsobem než je naznačeno na obr. 1.11, a to buď na odbočku cívky - **autotransfórní vazba (indukční)** nebo pomocí kapacitního děliče - **kapacitní vazba** a nebo pomocí vazebního vinutí - **transformátorová vazba**. Ve všech těchto případech bude vliv připojených admitancí výrazně omezen. Příklady jednotlivých vazeb jsou nakresleny na obr. 1.12, kde je pro jednoduchost naznačeno pouze připojení zátěže. Obdobným způsobem je však možné k rezonančnímu obvodu připojit i budící zdroj.



Obr. 1.12. Způsoby připojení zátěže (nebo zdroje) k paralelnímu rezonančnímu obvodu  
 a) autotransfórní (indukční) vazba, b) kapacitní vazba, c) transformátorová vazba

Za předpokladu, že modul admitance  $Y_Z$  (nebo  $Y_G$ ) je mnohem menší než modul admitance části rezonančního obvodu v bodech připojení a uvažujeme kmitočtové pásmo v okolí rezonance, můžeme pro každou vazbu definovat tzv. **transformační činitel**  $\rho$ . Pro autotransfórní vazbu (obr.1.12a) je transformační činitel definován vztahem

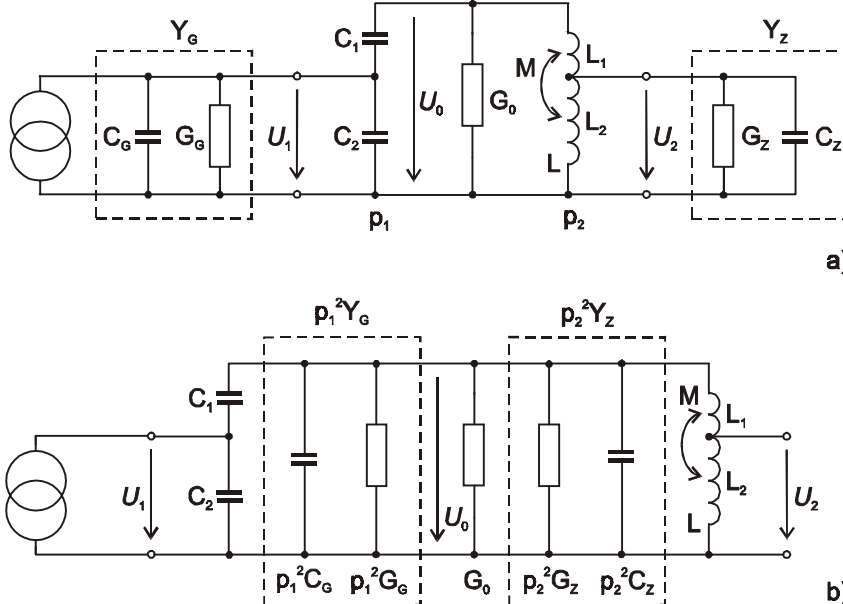
$$\rho = \frac{L_2 + M}{L} \cong \frac{U_2}{U_0} < 1, \quad (1.45)$$

kde  $L_2$  je indukčnost mezi odbočkou a uzemněným (studeným) koncem cívky,  $M$  je vzájemná indukčnost mezi částmi cívky  $L$  oddělenými odbočkou a  $L = L_1 + L_2$  je indukčnost celé cívky. Transformační činitel pro kapacitní vazbu (obr. 1.12b) lze určit ze vztahu

$$\rho = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cong \frac{U_2}{U_0} < 1. \quad (1.46)$$

A konečně při transformátorové vazbě (obr. 1.12c) je transformační činitel definován vztahem

$$\rho = \frac{L_V + M}{L} \cong \frac{U_2}{U_0} < 1, \quad (1.47)$$



Obr. 1.13. a) Oboustranně zatížený paralelní rezonanční obvod  
 b) Ekvivalentní obvod s transformovanými admitancemi

kde  $L_V$  je indukčnost vazební cívky,  $M$  je vzájemná indukčnost mezi oběma cívkami a  $L$  je indukčnost cívky rezonančního obvodu.

Uvažujme nyní oboustranně zatížený paralelní rezonanční obvod, který je nakreslený na obr. 1.13a. Budící zdroj s admitancí  $Y_G$  je připojen k rezonančnímu obvodu kapacitní vazbou s transformačním činitelem  $\rho_1$  a zátěž  $Y_Z$  je k obvodu připojena autotransfórní vazbou s činitelem  $\rho_2$ . Připojení obou admitancí vlivní opět parametry rezonančního obvodu, především



$Q$  a  $B$ , avšak nyní již poněkud jiným způsobem než v případě naznačeném na obr. 1.11. Jejich vliv si lze představit tak, jako by se obě připojené admittance transformovaly do rezonančního obvodu, a to s druhou mocninou transformačních činitelů. Ekvivalentní obvod s transformovanými admittancemi je nakreslen na obr. 1.13b. Výslednou admittance rezonančního obvodu po připojení obou admittancí lze určit ze vztahu

$$Y = \rho_1^2 Y_G + Y_0 + \rho_2^2 Y_Z, \quad (1.48)$$

kde

$$Y_0 = G_0 + j\omega_0 \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + \frac{1}{j\omega_0 L}. \quad (1.49)$$

Po dosazení do (1.48) za  $Y_G$  a  $Y_Z$  dostáváme

$$Y = \rho_1^2 G_G + j\omega_0 \rho_1^2 C_G + G_0 + j\omega_0 \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + \frac{1}{j\omega_0 L} + \rho_2^2 G_Z + j\omega_0 \rho_2^2 C_Z. \quad (1.50)$$

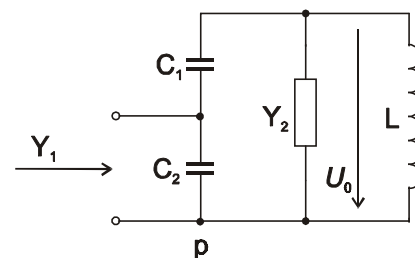
Transformované kapacity způsobí rozladění obvodu, ale protože oba transformační činitele jsou menší než jedna, nebude toto rozladění tak výrazné, jako v případě naznačeném na obr.1.11. Pro celkovou vodivost obvodu lze psát

$$G = \rho_1^2 G_G + G_0 + \rho_2^2 G_Z. \quad (1.51)$$

Ze srovnání vztahů (1.44) a (1.51) vyplývá, že použití transformačních vazeb omezuje také vliv připojených vodivostí a tudíž nesnižuje výrazně činitel jakosti obvodu. Čím menší budou transformační činitele, tj. připojené admittance budou navázány na rezonanční obvod volně, tím méně budou ovlivněny selektivní vlastnosti rezonančního obvodu.

Uvedený případ transformace platí i v opačném směru, kdy se admittance připojená přímo k rezonančnímu obvodu transformuje na vstupní nebo výstupní odbočku prostřednictvím příslušné vazby. Na obr. 1.14 je do rezonančního obvodu, který je vyladěn do rezonance, připojena admittance  $Y_2$ . Na vstupní odbočce obvodu se tato admittance jeví jako admittance  $Y_1$ , přičemž platí transformační vztah

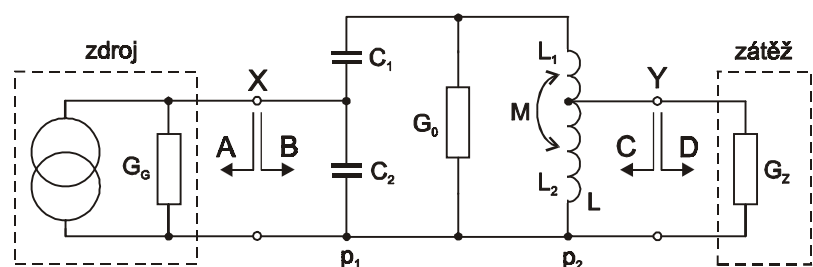
$$Y_1 = \frac{Y_2}{\rho^2}. \quad (1.52)$$



Obr. 1.14. Transformace admittance

Transformační vlastnosti rezonančních obvodů lze tedy využívat nejen k omezení vlivu připojených admittancí na parametry selektivního obvodu, ale i jako transformátoru admittancí na požadovanou hodnotu. Ve vysokofrekvenční technice se většinou využívá pouze transformace vodivostí neboť imaginární složky transformované do rezonančního obvodu můžeme eliminovat vyladěním obvodu do rezonance. Rezonanční obvody jsou obvykle konstruovány tak, že umožňují přesné doladění rezonančního kmitočtu buď pomocí doladovacího kondenzátoru nebo změnou polohy jádra cívky, případně roztahením nebo stlačením závitů u samonosné cívky.

Paralelní rezonanční obvod tvoří velice často zátěž tranzistoru ve vysokofrekvenčních (vf) zesilovačích a současně bývá i vazebním členem mezi jednotlivými stupni víceúrovňového vf zesilovače. Rovněž může být využit jako vazební obvod mezi anténou a vstupním tranzistorem vf zesilovače. Všechny uvedené případy můžeme znázornit obvodovým modelem nakresleným na obr. 1.15. Proudovým zdrojem s vnitřní vodivostí  $G_G$  je modelován



Obr. 1.15. Obvodový model oboustranně zatíženého paralelního rezonančního obvodu

výstupní obvod tranzistoru nebo náhradní obvod antény, vodivostí  $G_Z$  je modelován vstupní obvod následujícího stupně nebo jakákoliv jiná zátěž. Po připojení zdroje s vodivostí  $G_G$  k rezonančnímu obvodu v bodě  $X$ , dodává zdroj do rezonančního obvodu určitý výkon. Aby velikost výkonu dodaného do rezonančního obvodu byla maximální, musí být obě části obvodu v bodě  $X$  výkonově přizpůsobeny. Pro výkonové přizpůsobení zdroje a zátěže platí obecná podmínka

$$Y_{zdroje} = Y_{zátěže}^* \quad (1.53)$$

tj. admitance zdroje musí být komplexně sdružená k admitanci zátěže. Pro případ, kdy admitance zdroje i zátěže jsou reálné, se podmínka (1.53) zjednoduší na tvar

$$G_{zdroje} = G_{zátěže} \quad (1.54)$$

Výkonové přizpůsobení v bodě  $X$  tedy nastane, jestliže po přerušení obvodu v tomto bodě se obě části obvodu budou jevit při pohledu ve směru A i B jako stejné vodivosti. Při pohledu ve směru A se obvod jeví jako vodivost  $G_G$ , a proto i při pohledu ve směru B budeme požadovat, aby se obvod jevil také jako vodivost  $G_G$ . Proto musí být transformační činitele  $p_1$  a  $p_2$  navrženi tak, aby vodivost  $G_Z$  transformovaná do rezonančního obvodu s koeficientem  $p_2^2$  (1.48), sečtená s vodivostí  $G_0$  a transformovaná na odbočku  $X$  s koeficientem  $1/p_1^2$  (1.52), se jevila jako vodivost  $G_G$ . Podmínku výkonového přizpůsobení v bodě  $X$  lze proto matematicky vyjádřit vztahem

$$G_G = \frac{p_2^2 G_Z + G_0}{p_1^2} \quad (1.55)$$

Podobně v bodě  $Y$  budeme požadovat, aby došlo k maximálnímu přenosu výkonu signálu z rezonančního obvodu (představuje nyní zdroj signálu) do zátěže. Přerušíme-li nyní obvod v bodě  $Y$  (v bodě  $X$  obvod opět spojíme), jeví se obvod při pohledu ve směru D jako vodivost  $G_Z$ , a proto stejnou vodivost musí obvod vykazovat i při pohledu ve směru C. Transformační činitele musí být navrženi tak, aby vodivost  $G_G$  transformovaná do rezonančního obvodu s koeficientem  $p_1^2$  (1.48), sečtená s vodivostí  $G_0$  a transformovaná na odbočku  $Y$  s koeficientem  $1/p_2^2$  (1.52), se jevila jako vodivost  $G_Z$ . Pro podmínku výkonového přizpůsobení v bodě  $Y$  můžeme psát

$$G_Z = \frac{p_1^2 G_G + G_0}{p_2^2} \quad (1.56)$$

Stanovili jsme dvě podmínky pro výkonové přizpůsobení obvodu v bodech  $X$  a  $Y$ . Ve vztazích (1.55) a (1.56) známe vodivosti  $G_G$ ,  $G_0$  i  $G_Z$ , neznámé veličiny jsou transformační činitele  $p_1$  a  $p_2$ . Řešíme tedy dvě rovnice o dvou neznámých. Za tím účelem obě rovnice upravíme do tvarů

$$p_1^2 G_G = p_2^2 G_Z + G_0 \quad (1.57)$$

a

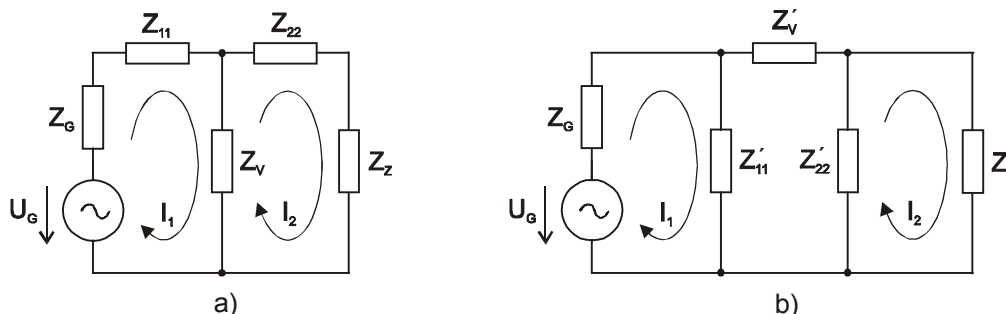
$$G_0 + p_1^2 G_G = p_2^2 G_Z \quad (1.58)$$

Z (1.57) a (1.58) však vyplývá, že rovnice budou současně splněny pouze v případě, kdy  $G_0 = 0$ . Pro oboustranné výkonové přizpůsobení rezonančního obvodu bychom tedy museli použít ideální akumulací prvky, což je případ pouze teoretický, k němuž se v praxi můžeme pouze více nebo méně přiblížit. Proto se při praktických návrzích vazebních obvodů volí výkonové přizpůsobení pouze na jedné straně rezonančního obvodu, zatímco na druhé straně obvodu můžeme požadovat například šumové přizpůsobení, případně může být obvod výkonově nepřizpůsoben. V takovém případě pouze zkontrolujeme výpočtem, zda toto nepřizpůsobení vyhovuje požadavkům zadání (např. poměr stojatých vln na napájecí k anténě nepřekročí povolenou hodnotu, atd.).

## 1.5 Vázané rezonanční obvody

Na obr. 1.16 jsou nakresleny obecné příklady vazby dvou obvodů (dvou smyček). Obvod (smyčka) s napájecím zdrojem se nazývá *primární obvod*, obvod (smyčka) se zátěží se nazývá *sekundární obvod*. Impedance  $Z_V$ , která je společná oběma obvodům (obr. 1.16a), a impedance  $Z'_V$ , která oba obvody svazuje

(obr. 1.16b), se nazývají **vazební impedance**. Obvody nakreslené na obr. 1.16a jsou navzájem svázány tzv. **paralelní (vnitřní neboli proudovou) vazbou**. Příklad nakreslený na obr. 1.16b znázorňuje obvody navzájem svázané tzv. **sériovou (vnější neboli napěťovou) vazbou**. Poněvadž článek  $\pi$  (trojúhelník) tvořený impedancemi  $Z_V, Z'_{11}$  a  $Z'_{22}$  lze nahradit podle známých vztahů ekvivalentním článkem  $T$  (hvězda) složeným z impedancí  $Z_V, Z_{11}$  a  $Z_{22}$  (a naopak), lze oba příklady považovat za ekvivalentní a stačí popsat pouze jeden z nich, např. vázaný obvod nakreslený na obr. 1.16a.



Obr. 1.16. Vazba dvou obvodů a) paralelní (vnitřní neboli proudová), b) sériová (vnější neboli napěťová)

### 1.5.1 Činitel vazby a stupeň vazby

Velikost vazby dvou obvodů se posuzuje podle **činitele vazby**  $k$  definovaného vztahem

$$k = \frac{Z_V}{\sqrt{Z_1^{(V)} \cdot Z_2^{(V)}}}, \quad (1.59)$$

kde  $Z_V$  je modul vazební impedance a  $Z_1^{(V)}$  resp.  $Z_2^{(V)}$  jsou moduly impedancí primárního resp. sekundárního obvodu, kteřé mají stejný charakter jako vazební impedance.

Vázané rezonanční obvody se používají ve vysokofrekvenční technice proto, že mají lepší vlastnosti než jednoduchý rezonanční obvod. Jejich rezonanční křivka má dostatečně široké a ploché maximum i strmé boky, což je potřebné pro nezkraslený přenos signálů v určitém kmitočtovém pásmu. Změnou vazby lze rovněž měnit ekvivalentní impedanci na vstupu i výstupu obvodu.

U vázaných rezonančních obvodů je vazba zprostředkována vazební reaktancí, protože přídavný vazební odpor by snižoval činitele jakosti primárního i sekundárního rezonančního obvodu. Pro vazbu vazební reaktancí přejde vztah (1.59) do tvaru

$$k = \frac{|X_V|}{\sqrt{X_1^{(V)} \cdot X_2^{(V)}}}, \quad (1.60)$$

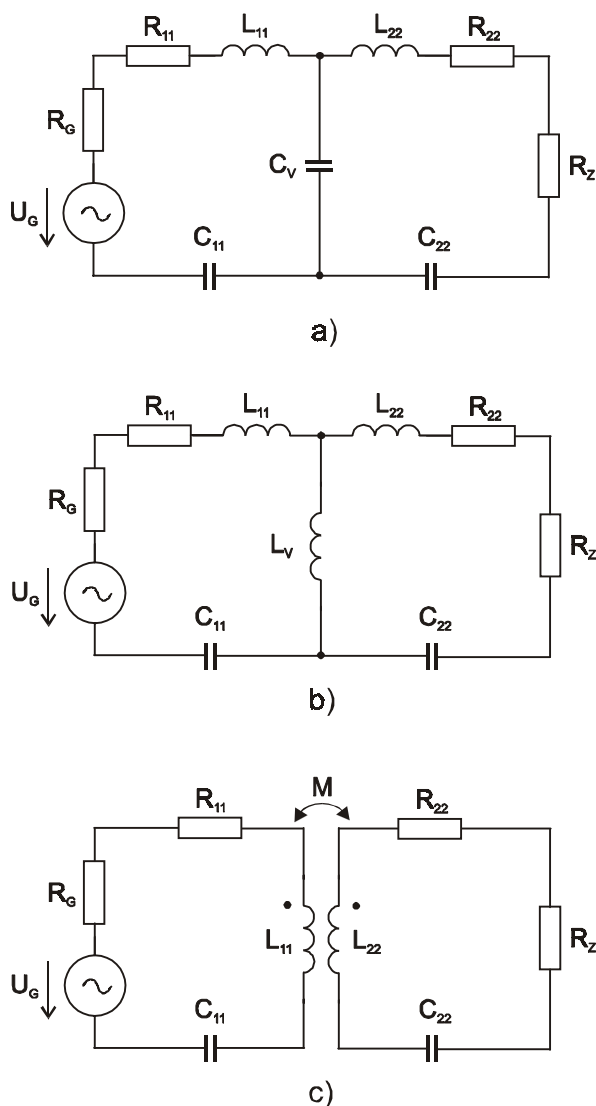
kde  $X_V$  je vazební reaktance a  $X_1^{(V)}$  resp.  $X_2^{(V)}$  jsou reaktance primárního resp. sekundárního obvodu, kteřé mají stejný charakter jako vazební reaktance.

Příklady vázaných rezonančních obvodů pro různé vazební reaktance jsou uvedeny na obr. 1.17. V případě, že vazebním prvkem je kapacitor  $C_V$  (obr. 1.17a), tzv. vazba elektrickým polem, je absolutní hodnota vazební reaktance rovna  $1/\omega C_V$ . Pro absolutní hodnotu reaktance (kapacitního charakteru) v primárním resp. sekundárním obvodu lze psát

$$\left| X_1^{(V)} \right| = \frac{1}{\omega C_1}, \quad \text{kde } C_1 = \frac{C_{11} C_V}{C_{11} + C_V}, \quad \text{resp. } \left| X_2^{(V)} \right| = \frac{1}{\omega C_2}, \quad \text{kde } C_2 = \frac{C_{22} C_V}{C_{22} + C_V}. \quad (1.61)$$

Dosazením těchto vztahů do (1.60) vychází činitel vazby ve tvaru

$$k = \frac{\sqrt{C_1 \cdot C_2}}{C_V}. \quad (1.62)$$



Obr. 1.17. Vazba rezonančních obvodů  
 a) vazebním kapacitorem (vazba elektrickým polem),  
 b) vazebním induktorem (vazba magnetickým polem),  
 c) transformátorová vazba

vysokofrekvenčního transformátoru bez feromagnetického jádra dosahuje činitele vazby pouze  $k < 0,6$ .

Podle velikosti činitele vazby  $k$  se hovoří o vazbě **velmi volné** ( $k = 0 \div 0,01$ ), **volné** ( $k = 0,01 \div 0,05$ ), **těsné** ( $k = 0,05 \div 0,95$ ) a **velmi těsné** ( $k = 0,95 \div 1,00$ ). Při velmi volné vazbě je vliv jednoho obvodu na druhý zanedbatelný. Při volné vazbě se projeví vliv sekundárního obvodu na primární tím, že se zvětší odpor primárního obvodu. Při těsné vazbě se mění nejen odpor primárního obvodu, ale i jeho reaktance, což má vliv na rezonanční kmitočet soustavy. U velmi těsné vazby lze soustavu vázaných obvodů nahradit jediným obvodem.

Popsané druhy vazeb rezonančních obvodů lze také vhodným způsobem kombinovat a tak dosáhnout optimálních přenosových vlastností obvodu pro danou aplikaci. Příklady vázaných rezonančních obvodů s kombinovanou vazbou jsou nakresleny na obr. 1.18, kde pro jednoduchost nejsou zakresleny rezistory reprezentující ztráty reálných součástek.

Kromě činitele vazby je možné posuzovat vlastnosti vázaných rezonančních obvodů také podle veličiny nazývané **stupeň vazby**, která je definovaná vztahem

$$\kappa = \frac{|X_V|}{\sqrt{R_1 \cdot R_2}}, \quad (1.67)$$

Jeho hodnota může být nejvýše  $k = 1$ , což je případ 100% vazby, která nastane pro  $C_{11} \rightarrow \infty$  a  $C_{22} \rightarrow \infty$ . Stejněho výsledku lze dosáhnout i pro  $C_V = 0$ . V tomto případě se však už nejedná o vázané obvody, ale o jednoduchý kmitavý obvod.

Je-li vazebním prvkem induktor  $L_V$  (obr. 1.17b), jedná se o tzv. vazbu magnetickým polem nebo vazbu autotransformátorovou neboli indukční, (existuje-li mezi induktory magnetická vazba). Pro jednotlivé reaktance ve vztahu (1.60) nyní platí

$$X_V = \omega L_V, \quad (1.63a)$$

$$X_1^{(V)} = \omega(L_{11} + L_V) = \omega L_1, \quad (1.63b)$$

$$X_2^{(V)} = \omega(L_{22} + L_V) = \omega L_2 \quad (1.63c)$$

a činitel vazby má pro tento případ tvar

$$k = \frac{L_V}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}. \quad (1.64)$$

Pro transformátorovou vazbu dvou rezonančních obvodů (obr. 1.17c) platí

$$|X_V| = \omega M, \quad (1.65a)$$

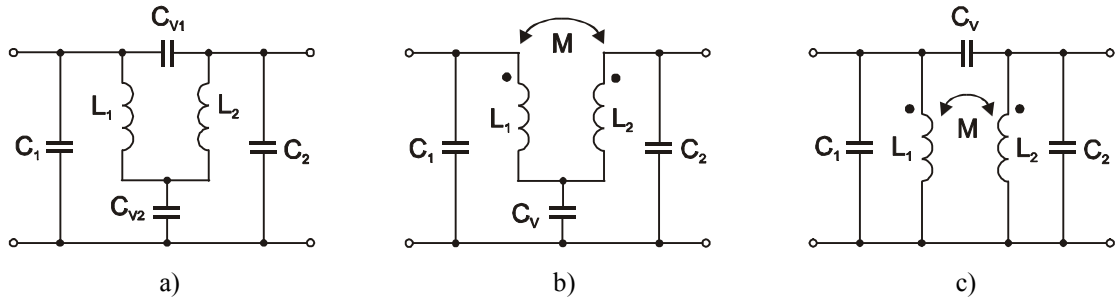
$$X_1^{(V)} = \omega L_{11} = \omega L_1, \quad (1.65b)$$

$$X_2^{(V)} = \omega L_{22} = \omega L_2 \quad (1.65c)$$

a činitel vazby je

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}. \quad (1.66)$$

Jeho hodnota bude tím větší, čím bude větší vzájemná indukčnost  $M$ . V praxi se pro dosažení co největší (nejtěsnější) vazby vinou cívky  $L_1$  a  $L_2$  na společné jádro. Přesto se u



Obr. 1.18. Příklady vázaných rezonančních obvodů s kombinovanou vazbou

kde  $R_1$  resp.  $R_2$  jsou celkové odpory primárního resp. sekundárního obvodu. Při středním kmitočtu  $\omega_0 = \sqrt{\omega_{01}\omega_{02}}$ , kde  $\omega_{01}$  resp.  $\omega_{02}$  jsou rezonanční kmitočty primárního resp. sekundárního obvodu, lze úpravou vztahu (1.67), např. pro transformátorovou vazbu, získat vztah mezi činitelem vazby a stupněm vazby

$$\kappa = \frac{|X_V|}{\sqrt{R_1 R_2}} = \frac{\omega_0 M}{\sqrt{R_1 R_2}} \cdot \frac{\sqrt{L_1 L_2}}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \cdot \sqrt{\frac{\omega_{01} L_1}{R_1} \cdot \frac{\omega_{02} L_2}{R_2}} = k \cdot \sqrt{Q_1 Q_2} . \quad (1.68)$$

Mají-li oba rezonanční obvody stejný činitel jakosti  $Q_1 = Q_2 = Q$ , potom platí

$$\kappa = k \cdot Q . \quad (1.69)$$

Stejných výsledků lze dosáhnout i pro kapacitní a induktivní vazbu.

## 1.5.2 Transformace impedance

Nechť impedance primárního obvodu je  $Z_1 = R_1 + jX_1$ , impedance sekundárního obvodu  $Z_2 = R_2 + jX_2$  a vazební impedance  $Z_V = jX_V$ . Podle [1] lze odvodit, že náhradní impedance z primární strany je dána vztahem

$$Z_{1N} = Z_1 + Z'_2 = Z_1 - \frac{Z_V^2}{Z_2} , \quad (1.70)$$

kde  $Z'_2$  je transformovaná (převedená) impedance sekundárního obvodu, pro kterou platí

$$Z'_2 = -\frac{Z_V^2}{Z_2} = -\frac{(jX_V)^2}{R_2 + jX_2} = \frac{X_V^2}{R_2^2 + X_2^2} \cdot R_2 - j \frac{X_V^2}{R_2^2 + X_2^2} \cdot X_2 = \frac{X_V^2}{Z_2^2} \cdot R_2 - j \frac{X_V^2}{Z_2^2} \cdot X_2 . \quad (1.71)$$

Odtud vyplývá, že pro transformovaný (převedený) odpor resp. transformovanou (převedenou) reaktanci platí vztahy

$$R'_2 = \frac{X_V^2}{Z_2^2} \cdot R_2 , \quad \text{resp.} \quad X'_2 = -\frac{X_V^2}{Z_2^2} \cdot X_2 . \quad (1.72)$$

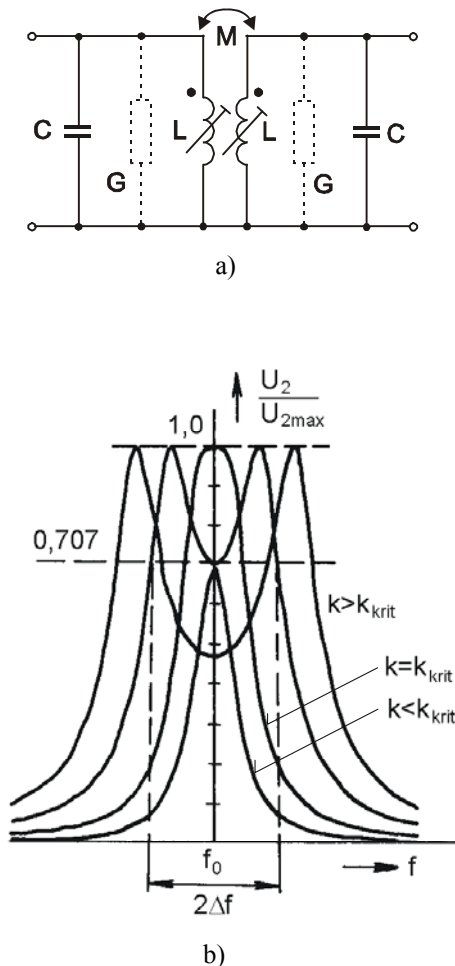
Analogicky lze získat vztahy pro transformovaný odpor a reaktanci z primárního obvodu do sekundárního obvodu

$$R'_1 = \frac{X_V^2}{Z_1^2} \cdot R_1 , \quad \text{resp.} \quad X'_1 = -\frac{X_V^2}{Z_1^2} \cdot X_1 . \quad (1.73)$$

Ze vztahů (1.72) a (1.73) vyplývá, že činný odpor i reaktance se transformují s druhou mocninou tzv. transformačního činitele  $X_V/Z_2$ , případně  $X_V/Z_1$ . Činný odpor se transformuje se stejným znaménkem, zatímco u reaktance se znaménko mění, tj. induktivní reaktance v sekundárním obvodu se v primárním obvodu jeví jako kapacitní reaktance a naopak. Výše uvedené vztahy jsou obdobou vztahů uvedených v předchozí kapitole 1.4 pro transformaci admitancí u jednoduchého paralelního rezonančního obvodu, které však platí za určitých zjednodušujících podmínek.

### 1.5.3 Rezonanční křivky

Rezonanční křivky vázaných rezonančních obvodů jsou závislosti sledované veličiny (obvykle výstupní proud nebo napětí) na kmitočtu. Změnou vazby lze dosáhnout rozmanitějších tvarů rezonančních křivek než u jednoduchých rezonančních obvodů.



Obr. 1.19. a) Vázané rezonanční obvody  
b) Normované rezonanční křivky

Na obr. 1.19a je nakreslena často používaná struktura vázaných rezonančních obvodů, u které jsou primární i sekundární rezonanční obvody naladěny na stejný kmitočet  $f_0$  a mají i stejný činitel jakosti  $Q$ . Rezonanční křivky tohoto obvodu pro různé velikosti činitele vazby jsou nakresleny na obr. 1.19b. Pro lepší posouzení jejich průběhů jsou znázorněny v normovaném tvaru. Při vazbě menší než je vazba kritická  $k < k_{krit}$  a při  $k = k_{krit}$  mají rezonanční křivky jeden vrchol, tj. jsou podobné křivkám jednoduchého rezonančního obvodu. Je-li  $k > k_{krit}$  mají rezonanční křivky dva vrcholy, které se při zvětšování činitele vazby od sebe vzdalují, i když primární i sekundární obvod jsou naladěny na stejný kmitočet  $f_0$  !!! Vhodným nastavením vazby lze tedy dosáhnout takového tvaru rezonanční křivky, který se blíží obdélníkovému průběhu ideální pásmové propusti. V praxi se nastavení vázaných rezonančních obvodů provádí pomocí Polyskopu, který umožňuje zobrazit na obrazovce požadovanou kmitočtovou charakteristiku v nastavitelném kmitočtovém rozsahu. Postup ladění je následující. Sekundární rezonanční obvod rozladíme připojením kondenzátoru  $C_{rozlad}$  s dostatečně velkou kapacitou a primární obvod naladíme jádrem cívky (případně roztažením závitů cívky) na kmitočet  $f_0$ . V dalším kroku kondenzátor  $C_{rozlad}$  ze sekundárního obvodu odstraníme a připojíme jej k primárnímu rezonančnímu obvodu. Stejným způsobem naladíme nyní sekundární obvod opět na kmitočet  $f_0$ . Popsaný postup je vhodné několikrát opakovat až jsou odchylky v nastavení kmitočtu  $f_0$  minimální (laděním cívek dochází totiž k vzájemnému ovlivňování obou rezonančních obvodů). Nakonec nastavíme vhodný tvar rezonanční křivky změnou činitele vazby, např.

změnou vzájemné polohy cívek na společné kostře, apod.

Propustné pásmo vázaných rezonančních obvodů je definováno, stejně jako u jednoduchých rezonančních obvodů, jako rozmezí kmitočtů, při kterých poklesne sledovaná veličina na 70,7 % své maximální velikosti (pokles o 3 dB). Z obr. 1.19b vyplývá, že nejširší propustné pásmo budou mít vázané rezonanční obvody při takovém činiteli vazby, kdy pro minimum rezonanční křivky platí  $U_2/U_{2max} = 0,707$ . Při dalším zvětšení činitele vazby se již propustné pásmo rozpadá na dvě části. Lze odvodit, že maximální šířka propustného pásma dvou vázaných rezonančních obvodů je 3,1 krát větší než propustné pásmo jediného rezonančního obvodu [1].

### 1.6 Filtry se soustředěnou selektivitou

Požadované kmitočtové vlastnosti vysokofrekvenčních zesilovačů, obvodů i celých zařízení se do nedávné doby zajišťovaly tak, že výsledná kmitočtová charakteristika celku byla určena nastavením jednotlivých selektivních obvodů. Například u několikastupňového vysokofrekvenčního zesilovače bylo

možné nastavit výslednou kmitočtovou charakteristiku laděním jednotlivých selektivních obvodů každého stupně. K tomu účelu se používaly obvody složené z L,C prvků. Hlavními nevýhodami tohoto způsobu zajištění selektivity byla nutnost použít rozměrné cívky a pracnost při finálním nastavení kmitočtové charakteristiky.

V současné době se selektivita vysokofrekvenčních zařízení zajišťuje pomocí filtrů se soustředěnou selektivitou (FSS) s požadovanou šířkou pásma a vhodným tvarem kmitočtové charakteristiky. Zapojují se co nejblíže ke vstupu zařízení a za ně se zařazují aperiodické zesilovače pro dosažení dostatečného zesílení signálu. FSS pracují na různých fyzikálních principech a jejich použití přináší řadu výhod. Jsou to především menší rozměry a hmotnost, lepší technologická slučitelnost s integrovanými obvody, lepší a reprodukovatelné elektrické parametry zajišťované již při výrobě, větší mechanická odolnost, lepší časová a teplotní stabilita, při sériové výrobě i nižší cena a není třeba je nastavovat nebo doladovat.

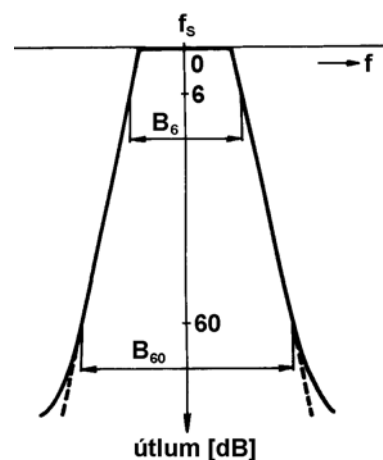
U jednoduchých filtrů se soustředěnou selektivitou, u kterých není požadován speciální tvar útlumové kmitočtové charakteristiky, je základním parametrem **činitel tvaru**  $k$ . Charakterizuje strmost boků kmitočtové charakteristiky, která by měla být co největší, a je definován vztahem

$$k = \frac{B_{60}}{B_6}, \quad (1.74)$$

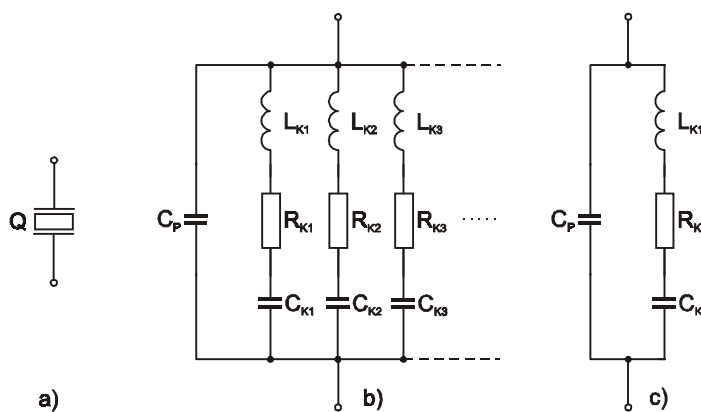
kde  $B_{60}$  je šířka pásma filtru pro pokles o  $60\text{dB}$  a  $B_6$  je šířka pásma filtru pro pokles o  $6\text{dB}$ . Ideální filtr má činitel tvaru  $k=1$ , kvalitní filtry dosahují v současné době hodnot  $k=1,1$  až  $1,4$ . Typický průběh útlumové charakteristiky filtru se soustředěnou selektivitou je nakreslen na obr. 1.20 ( $f_s$  je střední kmitočet filtru). Dalším důležitým parametrem těchto filtrů je **poměrná šířka pásma** definovaná jako poměr šířky propustného pásma pro pokles o  $3\text{dB}$  ku střednímu kmitočtu filtru  $f_s$ , tedy  $B/f_s$ .

### 1.6.1 Piezokrystalové filtry

Základním prvkem piezokrystalového filtru je piezokrystalový rezonátor, běžně nazývaný krystal. Je vyroben vhodným výbrusem (v přesně stanovených řezech) z monokrystalu křemene, např. ve tvaru destičky nebo hranolu, kam jsou na protilehlé stěny napařeny kovové elektrody. Využívá piezoelektrického jevu, při kterém v důsledku mechanického namáhání vhodného materiálu vzniká na jeho stěnách elektrické napětí a naopak, přiložením napětí na takový materiál dochází k jeho mechanické deformaci. Je-li tedy na výbrus z vhodného materiálu přivedeno vysokofrekvenční napětí, jsou v celém jeho objemu vybudeny mechanické kmity a krystal se navenek jeví jako selektivní obvod s vysokým činitelem jakosti. Schématická značka krystalu a jeho ekvivalentní obvodový model jsou nakresleny na obr. 1.21. Chování krystalu v širokém kmitočtovém rozsahu vystihuje model nakreslený na obr. 1.21b. Prvky  $L_{K1}$ ,  $R_{K1}$  a  $C_{K1}$ , tvořící sériový rezonanční obvod, jsou dány mechanickými vlastnostmi krystalu a určují jeho základní rezonanční kmitočet. Další sériové rezonanční obvody určují vyšší rezonanční kmitočty (módy nebo harmonické) krystalu. Kapacita  $C_p$  reprezentuje především kapacity elektrod



Obr. 1.20. Útlumová charakteristika filtru se soustředěnou selektivitou



Obr. 1.21. a) Schématická značka krystalu  
b) Ekvivalentní obvodový model krystalu  
c) Model platný pouze v okolí základní rezonance

a držáku krystalu. Pro užší kmitočtovou oblast (v okolí základní harmonické) je vhodnější jednodušší model nakreslený na obr. 1.17c. Podle něj vykazuje krystal dvě rezonance, a to sériovou a paralelní. Pro rezonanční kmitočty při sériové a paralelní rezonanci platí vztahy

$$f_S = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{K1} C_{K1}}} \quad \text{a} \quad f_P = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{K1} C_{ekv}}} = f_S \sqrt{1 + \frac{C_{K1}}{C_P}}, \quad (1.75a,b)$$

kde

$$C_{ekv} = \frac{C_P C_{K1}}{C_P + C_{K1}}. \quad (1.76)$$

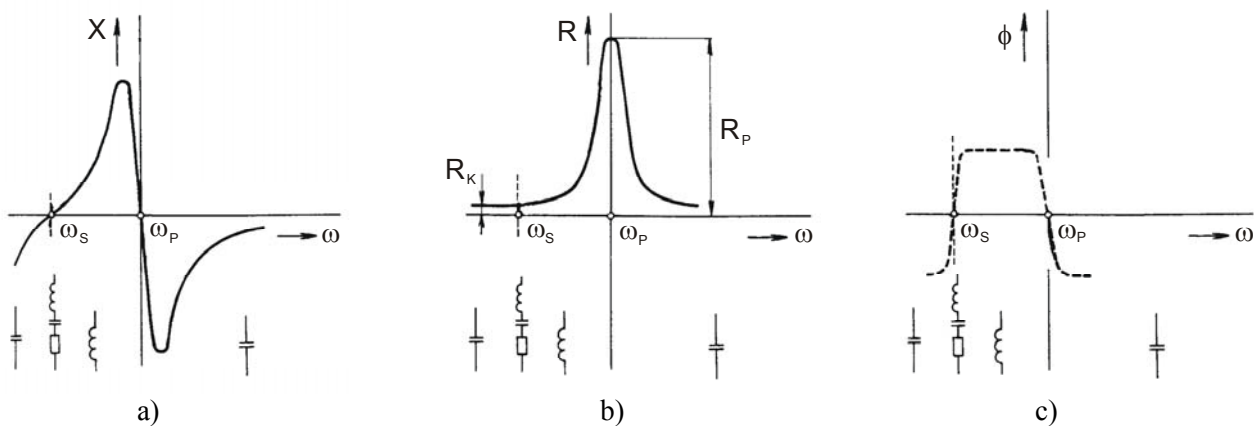
Pracovní kmitočty krystalu se pohybují v rozsahu jednotek kHz až asi do 300 MHz (při použití vyšších rezonančních módů). Relativní vzdálenost kmitočtů při paralelní a sériové rezonanci je velmi malá a lze ji popsat vztahem

$$\frac{f_P - f_S}{f_S} \cong \frac{1}{2} \cdot \frac{C_{K1}}{C_P}. \quad (1.77)$$

Činitel jakosti krystalových rezonátorů dosahuje extrémně vysokých hodnot, řádu  $10^5$  až  $10^6$ , při vynikající časové i teplotní stabilitě a určí se podle vztahu

$$Q = \frac{1}{R_{K1}} \cdot \sqrt{\frac{L_{K1}}{C_{K1}}}. \quad (1.78)$$

Na obr. 1.22 jsou uvedeny kmitočtové závislosti celkové reaktance krystalu (obr.1.22a), celkového dynamického odporu krystalu (obr. 1.22b) a argumentu celkové impedance krystalu (obr. 1.22c).



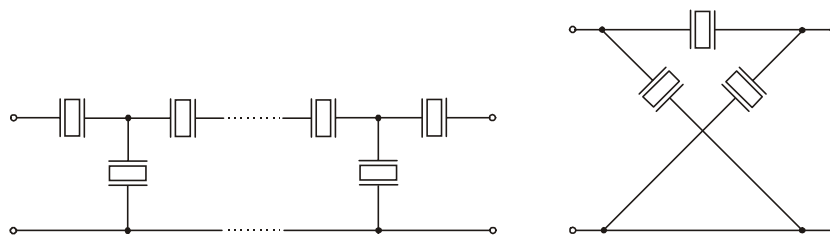
Obr. 1.22. Kmitočtové závislosti krystalu v okolí základní rezonance  
a) reaktance, b) dynamického odporu, c) argumentu impedance

Pomocí piezokrystalových rezonátorů – krystalů je možné realizovat FSS typu pásmových propustí, vyznačující se velmi dobrou selektivitou a časovou i teplotní stabilitou. Tyto filtry mají nejčastěji podobu křížových nebo příčkových článků, článků  $T$  nebo  $\pi$ , případně jejich ekvivalentních zapojení. Příklady zapojení filtrů jsou nakresleny na obr. 1.23.

## 1.6.2 Piezokeramické filtry

V porovnání s piezokrystalovými filtry jsou vývojově mladší. Jejich základem je piezokeramický rezonátor jehož princip činnosti je podobný krystalu, avšak mechanicky rezonujícím materiálem jsou syntetické piezoelektrické keramické hmoty, vyrobené nejčastěji ze zirkoničitanu olovnatého a titaničitanu olovnatého – tzv. PZT keramika. Tyto materiály jsou podstatně lacinější než krystaly křemene, avšak mají mnohem nižší činitel jakosti a horší teplotní i časovou stabilitu. Při použití ve FSS, které mají opět podobu křížových nebo příčkových článků, lze s nimi dosáhnout větších šířek pásma než s křemennými krystaly.





Obr. 1.23. Příklady zapojení piezokystalových a piezokeramických filtrů

### 1.6.3 Monolitické piezokystalové filtry

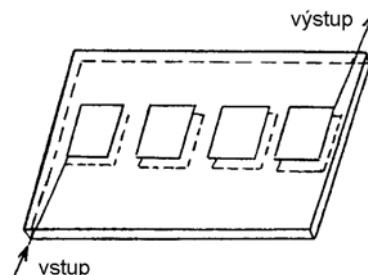
Jsou dalším vývojovým stupněm v technice bezindukčních filtrů s velice dobrou slučitelností s monolitickými integrovanými obvody. Na rozdíl od klasických piezokystalových filtrů je monolitický vícecestný filtr realizován na jedné destičce z monokrystalu křemene, na níž je soustava několika párů elektrod, umístěných vždy proti sobě na protilehlých stěnách destičky. Každý pár přitom vytváří dílčí rezonanční oblast. První pár elektrod slouží k buzení soustavy vstupním signálem a působí jako měnič elektrické energie na mechanickou. Z posledního páru elektrod se na obdobném principu získá výstupní signál. Příklad konstrukčního uspořádání filtru je naznačen na obr. 1.24.

Ryze monolitické filtry mají však nevýhodu v tom, že se u nich při vyšších kmitočtech projevují parazitní rezonance způsobené nežádoucími vidy mechanických kmitů. Tento nedostatek je odstraněn u tzv. bilitických filtrů, kde je jedna z mechanických vazeb nahrazena vazbou elektrickou, která vliv těchto nežádoucích vidů zmenšuje (obr. 1.25a). Pro optimální činnost musí být monolitické i bilitické filtry zakončeny na vstupu i výstupu odporem (podle doporučení výrobce) o velikosti

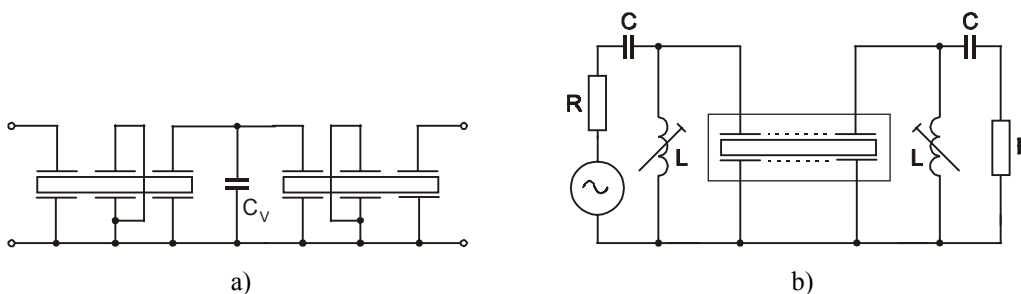
$$R = (1,5 \div 2,5) \cdot \frac{B}{f_0}, \quad (1.79)$$

kde  $B$  je šířka propustného pásma filtru pro pokles o  $3dB$  a  $f_0$  je jeho jmenovitý kmitočet.

Vstupní i výstupní kapacity těchto filtrů jsou sice relativně malé, avšak přesto musí být kompenzovány přidavnými indukčnostmi, se kterými vytváří paralelní rezonanční obvody (obr. 1.25b).



Obr. 1.24. Monolitický piezokystalový filtr

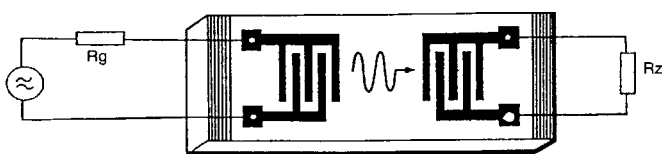


Obr. 1.25. a) Bilitický filtr, b) způsob připojení bilitických filtrů

### 1.6.4 Filtry s povrchovou akustickou vlnou

U filtrů s povrchovou akustickou vlnou, označovaných zkráceně filtry PAV (nebo SAW – *Surface Acoustic Wave*), se mechanické kmity vytvářejí pomocí vhodných elektromechanických měničů pouze na povrchu piezoelektrického substrátu. Struktura filtru PAV je nakreslena na obr. 1.26. Elektrický signál přichází na vstupní elektromechanický (interdigitální) měnič, který je tvořen elektrodami ve tvaru hřebenu napařených na piezoelektrickém substrátu. Tyto elektrody vybudí akustické (mechanické) vlny, které se po povrchu materiálu šíří k výstupním elektrodám, a to rychlostí přibližně srovnatelnou s rychlostí akustických

vln ve volném prostředí (tato skutečnost se promítla i do názvu filtrů). Ve výstupním měniči jsou vlny přeměněny na elektrický signál.



Obr. 1.26. Filtr s povrchovou akustickou vlnou

Všechny povrchové vlny se však nešíří pouze k výstupnímu měniči, ale objevují se i v nežádoucích oblastech povrchu substrátu, ležících mimo aktivní plochu. Aby nedocházelo k odrazům vln na okraji substrátu a tím ke zhoršení vlastností filtru, nanáší se na tato místa pohlcující materiál a vytvářejí se tzv. absorpční články, které vlnění pohltí. Tím se sice zabrání odrazům, ale část vybuzevané energie se ztrácí, což se u

filtru projevuje jako přídavný **vložný útlum**. Proto se u novějších filtrů používají na okraji aktivní plochy účinné žlábkové reflektory, které odrážejí dopadající vlny k výstupnímu měniči ve vhodné fázi.

Elektrické vlastnosti filtru jsou značně závislé na geometrické konstrukci interdigitálních měničů. Vhodným uspořádáním a tvarem elektrod, spolu s vlastnostmi povrchové vrstvy substrátu, lze dosáhnout požadovaných tvarů útlumové a fázové charakteristiky filtru. Vzdálenost sousedních elektrod měničů spolu s rychlostí šíření povrchových vln určují střední kmitočet propustného pásma, zatímco počet elektrod se výrazně podílí na výsledné šířce propustného pásma. Tvar a délka překrývání elektrod (tzv. apodizace) má výrazný vliv na průběh útlumové kmitočtové charakteristiky.

Poměrná šířka pásma filtrů PAV se pohybuje v širokých mezích, a to od desetin až po desítky procent. Střední kmitočty těchto filtrů bývají v pásmu od 20 MHz až do 2 GHz. Používají se především jako filtry v úzkopásmových i širokopásmových aplikacích.

## 1.7 Aktivní prvky

Základními aktivními prvky ve vysokofrekvenční technice jsou bipolární a unipolární tranzistory. Dalšími aktivními prvky jsou hybridní nebo monolitické integrované obvody, které jsou však většinou určeny pro konkrétní aplikace a jejich zapojení se také obvykle liší podle výrobce.

Vývojově starší bipolární tranzistory jsou v současné době používány v kmitočtové oblasti až do cca 20 GHz. Vyrábějí se typy s extrémně malým šumovým číslem i s velkým rozsahem výstupních výkonů dosahujících až stovek wattů. Pro vývojově mladší unipolární tranzistory neboli tranzistory řízené elektrickým polem FET (*Field Effect Transistor*) se používá následující označení elektrod: emitor S (*Source*), kolektor D (*Drain*) a hradlo G (*Gate*). Ve srovnání s bipolárními tranzistory mají odlišné admitanční vlastnosti, menší nelineární zkreslení a příznivější šumové vlastnosti. Běžné typy se používají do kmitočtů cca 2 GHz. Tranzistory FET se Schottkyho hradlem typu MESFET (*MEtall Semiconductor FET*) a zejména nejnovější tranzistory HEMT (*High Electron Mobility Transistor*) se mohou používat až do kmitočtů desítek GHz (oblast mikrovlnné techniky).

Podobně jako u pasivních reálných součástek je třeba sestavit vhodné modely i pro reálné tranzistory. Poněvadž tranzistory jsou nelineární prvky, jejichž parametry závisí na teplotě a kmitočtu, budou příslušné modely složité. Před použitím tranzistoru v libovolném obvodu určeném pro požadovanou aplikaci je třeba nejdříve nastavit a teplotně stabilizovat jeho klidový (stejnoseměrný) pracovní bod. Potřebné údaje ( $I_E$ ,  $I_D$ ,  $U_{CE}$ ,  $U_{DS}$ ,  $I_B$ ,  $U_{GS}$ , aj.) uvádí výrobce tranzistoru ve svém katalogu. Pracuje-li tranzistor s velkým střídavým signálem, pohybuje se pracovní bod po příslušné charakteristice v takovém rozsahu, že se projeví její nelinearita. V takovém případě je pro popis chování tranzistoru vhodný **fyzikální model tranzistoru**, vystihující nejen jeho nelineární vlastnosti, ale i případnou kmitočtovou a teplotní závislost parametrů jednotlivých prvků tohoto modelu. Tyto modely jsou složité a využívají se pouze při přesném počítačovém návrhu obvodů.

Pracuje-li tranzistor s malým signálem, pohybuje se pracovní bod pouze v blízkém okolí klidového pracovního bodu a jeho dráhu po příslušné charakteristice lze považovat za téměř lineární. Při splnění této omezující podmínky je možné tranzistor považovat za **linearizovaný dvojbran** (téměř lineární neboli kvazilineární) a popsat jej pomocí **matematického modelu** podle známé teorie dvojbranů. Je zřejmé, že parametry matematického modelu závisí na poloze klidového pracovního bodu, pracovním kmitočtu a

teplotě přechodů PN resp. okolí. Matematický model je jednoduchý a vhodný pro rychlé orientační návrhy úzkopásmových obvodů.

## 1.7.1 Bipolární tranzistory

### 1.7.1.1 Matematické modely tranzistoru

Využívají k popisu tranzistoru dvojbranových rovnic s vhodnými parametry. Ze všech známých parametrů (impedanční -  $\mathbf{Z}$ , admitanční -  $\mathbf{Y}$ , kaskádní -  $\mathbf{A}$ , zpětné kaskádní -  $\mathbf{B}$ , hybridní -  $\mathbf{H}$ , zpětné hybridní -  $\mathbf{K}$ , rozptylové -  $\mathbf{S}$ , rozptylové kaskádní -  $\mathbf{t}$ ) se z důvodů jejich snadného měření používají ve vf technice pouze parametry admitanční (*Admittance Parameters*) a rozptylové (*Scattering Parameters*). Pro pomocné výpočty se někdy využívá i kaskádních a rozptylových kaskádních parametrů. Admitanční parametry jsou definovány při zkratovaném vstupu nebo výstupu tranzistoru (zkrat je proveden pouze pro střídavé signály – poloha klidového stejnosměrného pracovního bodu se nezmění !!!), což lze provést kondenzátorem s dostatečnou kapacitou, avšak pouze do kmitočtů cca 300 MHz. Na vyšších kmitočtech se již používají pouze rozptylové parametry, definované pro impedanční přizpůsobení na vstupu i výstupu. U ostatních parametrů by bylo nutné realizovat stavy naprázdno, což je ve vf technice prakticky nesplnitelné.

#### a) Model s admitančními parametry

Pomocí admitančních parametrů se tranzistor popisuje dvojbranovými rovnicemi ve tvaru

$$I_1 = y_{11} U_1 + y_{12} U_2, \quad (1.80a)$$

$$I_2 = y_{21} U_1 + y_{22} U_2. \quad (1.80b)$$

Poněvadž veličiny  $I_1, I_2, U_1, U_2$  jsou komplexní amplitudy příslušných branových proudů a napětí, jsou admitanční parametry komplexní čísla, která lze vyjádřit v kartézském nebo polárním tvaru

$$y_{ik} = g_{ik} + j b_{ik} = g_{ik} + j \omega C_{ik} = |y_{ik}| e^{j\varphi_{ik}}, \quad (1.81a)$$

$$\text{kde } |y_{ik}| = \sqrt{g_{ik}^2 + b_{ik}^2} \quad \text{a} \quad \varphi_{ik} = \arctg \frac{b_{ik}}{g_{ik}}. \quad (1.81b)$$

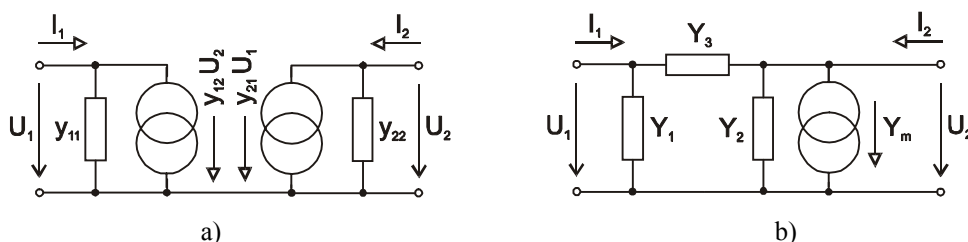
Na obr. 1.27a je nakreslen matematický model tranzistoru sestavený na základě rovnic (1.80). Z těchto rovnic vyplývá i definice jednotlivých admitančních parametrů tranzistoru:

$$y_{11} = \left( \frac{I_1}{U_1} \right)_{U_2=0} \dots \text{vstupní admitance při výstupu nakrátko, tj. při } U_2 = 0, \quad (1.82a)$$

$$y_{12} = \left( \frac{I_1}{U_2} \right)_{U_1=0} \dots \text{zpětnovazební admitance při vstupu nakrátko, tj. při } U_1 = 0, \quad (1.82b)$$

$$y_{21} = \left( \frac{I_2}{U_1} \right)_{U_2=0} \dots \text{přenosová admitance při výstupu nakrátko, tj. při } U_2 = 0, \quad (1.82c)$$

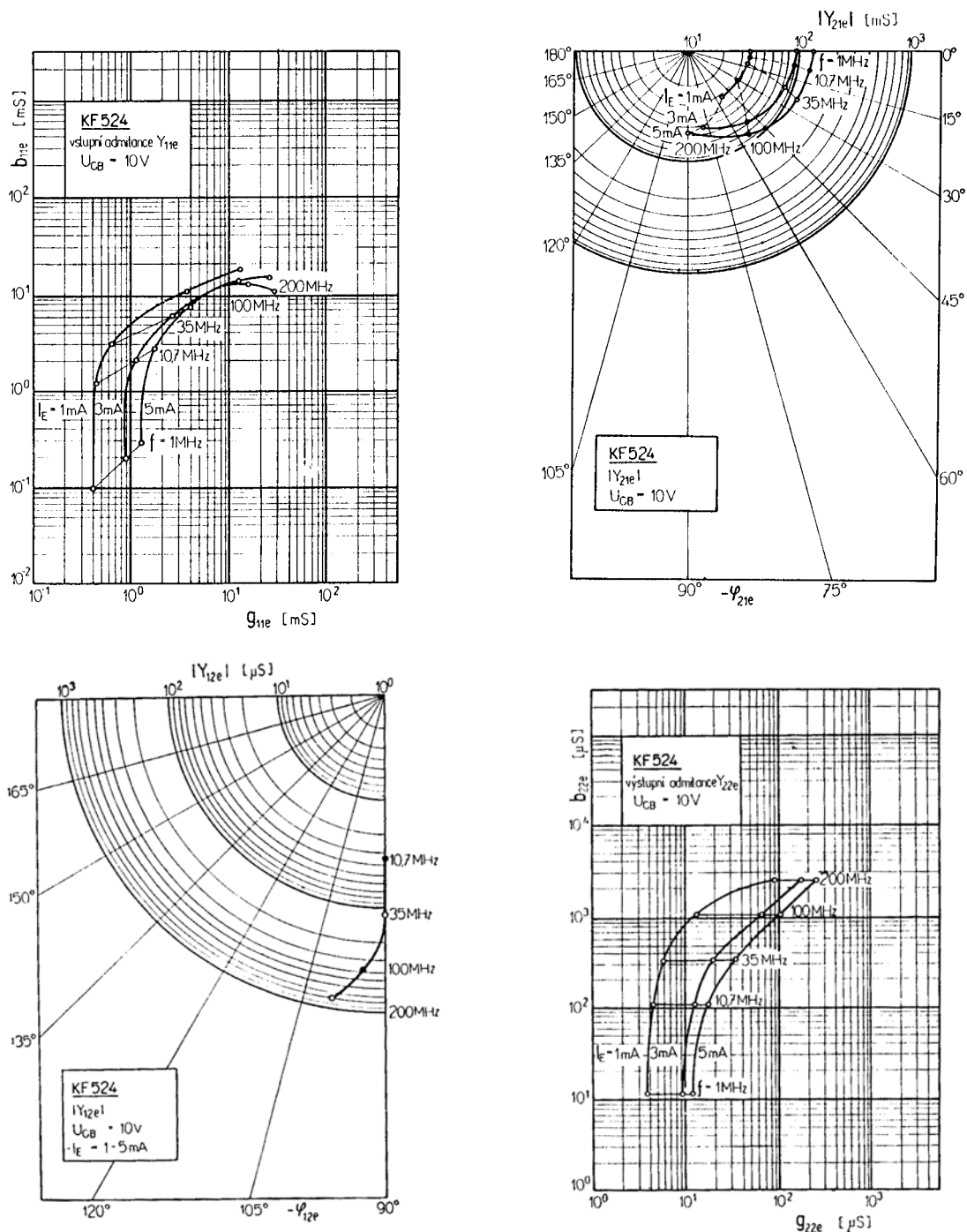
$$y_{22} = \left( \frac{I_2}{U_2} \right)_{U_1=0} \dots \text{výstupní admitance při vstupu nakrátko, tj. při } U_1 = 0. \quad (1.82d)$$



Obr. 1.27. a) Matematický model tranzistoru, b) modifikovaný matematický model tranzistoru

Parametry  $y_{11}$  a  $y_{22}$  udává výrobce obvykle v kartézském tvaru, tj. jejich reálnou a imaginární část, neboť v tomto tvaru lze tyto skutečné admitance změřit např. admitančním mostem. Naproti tomu parametry  $y_{12}$  resp.  $y_{21}$  mají sice rozměr admitance, ale ve skutečnosti jsou to přenosy vyjadřující zpětné ovlivňování vstupu výstupem (zpětnovazební admitance) resp. zesilovací schopnosti tranzistoru (přenosová admitance). Proto je výrobce udává v polárním tvaru.

Podle zapojení tranzistoru (SE, SB, SC) se k admitančním parametrům připisuje index  $e$ ,  $b$  nebo  $c$ . Mezi admitančními parametry tranzistoru v různých zapojeních platí známé přepočtové vztahy. Je třeba však zdůraznit, že přepočítané parametry opět platí pouze pro jeden pracovní bod, jeden kmitočet (s malou nepřesností i pro úzké pásmo kmitočtů) a jednu teplotu, tedy pro stejné podmínky, za jakých byly určeny parametry původní. Příklad znázornění admitančních parametrů tranzistoru v katalogu výrobce tranzistorů je uveden na obr. 1.28. Při odečítání parametrů je třeba dávat pozor na logaritmická měřítka a násobky základní jednotky ( $mS$  resp.  $\mu S$ ) !!



Obr. 1.28. Admitanční parametry tranzistoru KF 524

## b) Modifikovaný model s admitančními parametry

V některých případech je výhodnější použití modifikovaného modelu, nakresleného na obr. 1.27b, obsahujícího pouze jediný proudový zdroj s parametrem  $Y_m$ , nazývaným strmost tranzistoru. Jeho další výhodou je, že obsahuje skutečnou admitanci mezi vstupní a výstupní svorkou, která způsobuje vnitřní zpětnou vazbu tranzistoru.

Pro branové proudy modifikovaného modelu platí rovnice

$$I_1 = Y_1 U_1 + Y_3 (U_1 - U_2), \quad (1.83a)$$

$$I_2 = Y_2 U_2 - Y_3 (U_1 - U_2) + Y_m U_1. \quad (1.83b)$$

Po úpravě těchto vztahů lze psát

$$I_1 = (Y_1 + Y_3) U_1 - Y_3 U_2, \quad (1.84a)$$

$$I_2 = (Y_m - Y_3) U_1 + (Y_2 + Y_3) U_2. \quad (1.84b)$$

Srovnáním rovnic (1.80) a (1.84) získáme přepočtové vztahy mezi parametry obou dosud uvedených modelů

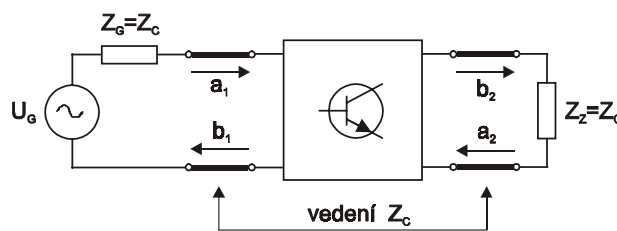
$$\left. \begin{array}{ll} y_{11} = Y_1 + Y_3 & Y_1 = y_{11} + y_{12} \\ y_{12} = -Y_3 & Y_2 = y_{22} + y_{12} \\ y_{21} = Y_m - Y_3 & Y_3 = -y_{12} \\ y_{22} = Y_2 + Y_3 & Y_m = y_{21} - y_{12} \end{array} \right\} (1.85)$$

Strmost tranzistoru  $Y_m$  se také označuje symbolem  $S$  nebo  $g_m$  a v praxi se někdy, s určitou nepřesností, nahrazuje parametrem  $y_{21}$ .

## b) Model s rozptylovými parametry

U tohoto modelu nejsou vlastnosti tranzistoru charakterizovány branovými proudy a napětími, ale dopadajícími a odraženými napěťovými vlnami (vztaženo k tranzistoru). Tyto vlny se vytvářejí na vedeních o charakteristické impedanci  $Z_C$ , kterými jsou k tranzistoru připojeny zdroj s vnitřní impedancí  $Z_C$  a zátěž s impedancí  $Z_Z$ , jak je nakresleno na obr. 1.29. Dopadající vlny jsou označeny symbolem  $a$ , odražené vlny symbolem  $b$ . Index 1 označuje vlny na vstupu tranzistoru, index 2 vlny na výstupu tranzistoru.

*Poznámka:* Vlna označená symbolem  $a_2$  je napěťová vlna dopadající na výstup tranzistoru, ale současně to je vlna odražená od zátěže  $Z_Z$ . V případě, že  $a_2 = 0$ , jsou vedení a zátěž impedančně přizpůsobené a nedochází zde k odrazu. Stejná úvaha platí i pro vstup tranzistoru a případ  $a_1 = 0$ . Podmínkou impedančního (bezodrazového) přizpůsobení je rovnost jak reálných, tak i imaginárních částí uvažovaných impedancí.



Obr. 1.29. Zapojení pro stanovení rozptylových parametrů tranzistoru

Branová napětí a proudy tranzistoru je možné vyjádřit pomocí napěťových vln na obou vedeních vztahy

$$U_1 = a_1 + b_1, \quad I_1 = (a_1 - b_1)/Z_C, \quad (1.86a,b)$$

$$U_2 = a_2 + b_2, \quad I_2 = (a_2 - b_2)/Z_C. \quad (1.87a,b)$$

Z těchto vztahů lze naopak vyjádřit napěťové vlny jako funkce branových veličin tranzistoru

$$a_1 = (U_1 + I_1 Z_C)/2, \quad b_1 = (U_1 - I_1 Z_C)/2, \quad (1.88a,b)$$

$$a_2 = (U_2 + I_2 Z_C)/2, \quad b_2 = (U_2 - I_2 Z_C)/2. \quad (1.89a,b)$$

Vzájemnou závislost dopadajících a odražených napět'ových vln vyjadřují rovnice

$$b_1 = s_{11} a_1 + s_{12} a_2, \quad (1.90a)$$

$$b_2 = s_{21} a_1 + s_{22} a_2, \quad (1.90b)$$

ze kterých vyplývají definiční vztahy i význam jednotlivých rozptylových parametrů tranzistoru:

$$s_{11} = \left( \frac{b_1}{a_1} \right)_{a_2=0} \dots \text{vstupní napět'ový činitel odrazu při } Z_Z = Z_C \text{ a tedy } a_2 = 0, \quad (1.91a)$$

$$s_{12} = \left( \frac{b_1}{a_2} \right)_{a_1=0} \dots \text{vložené napět'ové zesílení ve zpětném směru při } Z_G = Z_C \text{ a tedy } a_1 = 0, \quad (1.91b)$$

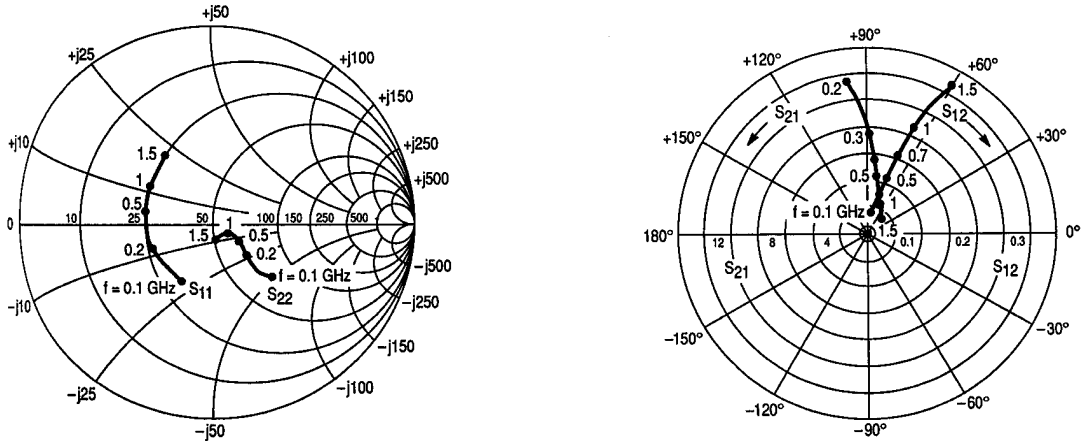
$$s_{21} = \left( \frac{b_2}{a_1} \right)_{a_2=0} \dots \text{vložené napět'ové zesílení v přímém směru při } Z_Z = Z_C \text{ a tedy } a_2 = 0, \quad (1.91c)$$

$$s_{22} = \left( \frac{b_2}{a_2} \right)_{a_1=0} \dots \text{výstupní napět'ový činitel odrazu při } Z_G = Z_C \text{ a tedy } a_1 = 0. \quad (1.91d)$$

Rozptylové parametry tranzistoru jsou bezrozměrná komplexní čísla závislá na pracovním bodě tranzistoru, kmitočtu, teplotě a také na charakteristické impedanci vedení  $Z_C$ . Při jejich měření bývá impedance vedení reálná a platí  $Z_C = Z_G = Z_Z = 50\Omega$ . Parametry  $s_{11}$  a  $s_{22}$  se obvykle zakreslují do Smithova diagramu a jejich modul nabývá hodnot v rozmezí 0 až 1. Modul parametru  $s_{12}$  bývá menší než 0,1 a modul parametru  $s_{21}$  bývá větší než 1 (do cca 30). Výrobci udávají rozptylové parametry tranzistorů buď v tabulkové formě nebo graficky, jak je naznačeno v Tab.1.1 a na obr. 1.30.

Tab. 1.1. Rozptylové parametry tranzistoru BFR96 v tabulkové formě - zapojení SE,  $Z_C = 50\Omega$   
(převzato z katalogu firmy Motorola)

V <sub>CE</sub> (Voits)	I <sub>C</sub> (mA)	f (MHz)	S <sub>11</sub>		S <sub>21</sub>		S <sub>12</sub>		S <sub>22</sub>	
			S <sub>11</sub>	∠φ	S <sub>21</sub>	∠φ	S <sub>12</sub>	∠φ	S <sub>22</sub>	∠φ
5.0	10	100	0.51	-95	15.04	121	0.047	54	0.58	-48
		300	0.43	-163	5.87	92	0.082	58	0.26	-63
		500	0.46	174	3.61	79	0.120	63	0.19	-63
		700	0.48	162	2.65	68	0.161	63	0.15	-64
		1000	0.48	146	1.92	57	0.220	63	0.12	-79
		1500	0.54	121	1.40	43	0.320	58	0.13	-118
	25	100	0.39	-122	19.41	112	0.037	60	0.42	-68
		300	0.39	-176	6.81	89	0.079	68	0.16	-94
		500	0.42	166	4.11	78	0.129	70	0.10	-103
		700	0.44	156	3.05	69	0.176	68	0.06	-119
		1000	0.44	142	2.20	59	0.244	64	0.06	-159
		1500	0.49	118	1.62	45	0.348	57	0.10	177
	50	100	0.35	-140	21.10	106	0.032	64	0.33	-81
		300	0.38	176	7.11	88	0.081	72	0.13	-116
		500	0.42	162	4.28	78	0.133	72	0.09	-136
		700	0.43	153	3.16	70	0.183	69	0.07	-163
		1000	0.42	140	2.28	60	0.252	65	0.08	165
		1500	0.47	116	1.66	47	0.357	57	0.12	155
10	10	100	0.53	-83	15.96	124	0.039	58	0.65	-36
		300	0.38	-154	6.44	94	0.070	59	0.35	-41
		500	0.41	-179	3.98	81	0.102	64	0.30	-39
		700	0.42	166	2.94	70	0.138	65	0.27	-39
		1000	0.42	151	2.12	60	0.191	66	0.24	-47
		1500	0.49	125	1.50	44	0.278	63	0.22	-72
	25	100	0.38	-104	20.85	115	0.032	60	0.48	-48
		300	0.32	-169	7.54	91	0.070	68	0.23	-48
		500	0.35	170	4.61	80	0.109	71	0.19	-43
		700	0.37	160	3.37	70	0.152	69	0.16	-39
		1000	0.37	146	2.43	61	0.210	67	0.13	-44
		1500	0.43	121	1.73	47	0.304	61	0.10	-74
	50	100	0.33	-119	22.59	109	0.029	63	0.39	-51
		300	0.30	-176	7.74	88	0.069	72	0.19	-47
		500	0.34	166	4.70	79	0.113	73	0.16	-40
		700	0.36	158	3.45	70	0.156	70	0.14	-35
		1000	0.36	144	2.46	61	0.217	66	0.11	-39
		1500	0.42	119	1.75	47	0.310	60	0.08	-72



Obr. 1.30. Grafické znázornění rozptylových parametrů tranzistoru BFR96 v zapojení SE,  $Z_C = 50\Omega$ ,  $U_{CE} = 10V$ ,  $I_C = 50mA$  (převzato z katalogu firmy Motorola)

Přestože admitanční parametry tranzistoru  $\mathbf{Y}$  jsou definovány pomocí jiných veličin než rozptylové parametry  $\mathbf{S}$ , existují mezi nimi jednoznačné přepočtové vztahy. Například pro parametr  $y_{11}$  platí definiční vztah (1.82a), kde podmínku  $U_2 = 0$  můžeme podle (1.87a) nahradit podmínkou

$$0 = a_2 + b_2 \quad \Rightarrow \quad \frac{b_2}{a_2} = -1. \quad (1.92)$$

Rovnici (1.90b) podělíme veličinou  $a_2$  a dostaneme

$$\frac{b_2}{a_2} = s_{21} \frac{a_1}{a_2} + s_{22}. \quad (1.93)$$

Po dosazení podmínky (1.92) do rovnice (1.93) můžeme psát

$$-1 = s_{21} \frac{a_1}{a_2} + s_{22} \quad \Rightarrow \quad \frac{a_2}{a_1} = \frac{-s_{21}}{1 + s_{22}}. \quad (1.94)$$

Nyní podělíme veličinou  $a_1$  rovnicí (1.90a) a dostaneme vztah

$$\frac{b_1}{a_1} = s_{11} + s_{12} \frac{a_2}{a_1}, \quad (1.95)$$

do kterého dosadíme z (1.94) a obdržíme

$$\frac{b_1}{a_1} = s_{11} - s_{12} \frac{s_{21}}{1 + s_{22}}. \quad (1.96)$$

Po dosazení do vztahu (1.82a) za  $i_1$  a  $u_1$  z (1.86b,a) dostáváme

$$y_{11} = \frac{i_1}{U_1} = \frac{1}{Z_C} \cdot \frac{a_1 - b_1}{a_1 + b_1} = \frac{1}{Z_C} \cdot \frac{1 - \frac{b_1}{a_1}}{1 + \frac{b_1}{a_1}}. \quad (1.97)$$

Nyní už pouze dosadíme (1.96) do (1.97) a výsledný vztah upravíme

$$y_{11} = \frac{1}{Z_C} \cdot \frac{1 - \frac{b_1}{a_1}}{1 + \frac{b_1}{a_1}} = \frac{1}{Z_C} \cdot \frac{1 - s_{11} + s_{12} \frac{s_{21}}{1 + s_{22}}}{1 + s_{11} - s_{12} \frac{s_{21}}{1 + s_{22}}} = \frac{1}{Z_C} \cdot \frac{(1 - s_{11})(1 + s_{22}) + s_{12}s_{21}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}. \quad (1.98)$$

Obdobným způsobem lze postupovat i při odvození ostatních parametrů. Přepočtové vztahy mezi admitančními a rozptylovými parametry tranzistoru jsou uvedeny v tabulce Tab. 1.2.

Tab. 1.2. Přepočtové vztahy admitančních a rozptylových parametrů tranzistoru

$y_{11} = \frac{1}{Z_C} \cdot \frac{(1-s_{11})(1+s_{22})+s_{12}s_{21}}{(1+s_{11})(1+s_{22})-s_{12}s_{21}}$	$y_{12} = \frac{1}{Z_C} \cdot \frac{-2s_{12}}{(1+s_{11})(1+s_{22})-s_{12}s_{21}}$
$y_{21} = \frac{1}{Z_C} \cdot \frac{-2s_{21}}{(1+s_{11})(1+s_{22})-s_{12}s_{21}}$	$y_{22} = \frac{1}{Z_C} \cdot \frac{(1+s_{11})(1-s_{22})+s_{12}s_{21}}{(1+s_{11})(1+s_{22})-s_{12}s_{21}}$

Kromě admitančních a rozptylových parametrů tranzistoru se ve vysokofrekvenční technice někdy používají i kaskádní parametry  $\mathbf{A}$  a rozptylové kaskádní parametry  $\mathbf{t}$  tranzistoru. Jejich vzájemné přepočtové vztahy se v literatuře uvádějí pro tzv. *normované admitanční parametry*, závislé na charakteristické impedanci vedení  $Z_C$ . Jejich souvislost se skutečnými admitančními parametry vyplývá ze vztahu

$$y_{norm} = Z_C y_{skut} .$$

Přepočtové vztahy mezi rozptylovými, normovanými admitančními, kaskádními a rozptylovými kaskádními parametry tranzistoru jsou uvedeny v Tab. 1.3, Tab. 1.4 a Tab. 1.5. Tyto vztahy platí i v případě, kdy parametry popisují obecně lineární dvojbran.

Tab. 1.3. Přepočtové vztahy rozptylových a normovaných admitančních parametrů tranzistoru

$y_{11} = \frac{(1-s_{11})(1+s_{22})+s_{12}s_{21}}{(1+s_{11})(1+s_{22})-s_{12}s_{21}}$	$s_{11} = \frac{(1-y_{11})(1+y_{22})+y_{12}y_{21}}{(1+y_{11})(1+y_{22})-y_{12}y_{21}}$
$y_{12} = \frac{-2s_{12}}{(1+s_{11})(1+s_{22})-s_{12}s_{21}}$	$s_{12} = \frac{-2y_{12}}{(1+y_{11})(1+y_{22})-y_{12}y_{21}}$
$y_{21} = \frac{-2s_{21}}{(1+s_{11})(1+s_{22})-s_{12}s_{21}}$	$s_{21} = \frac{-2y_{21}}{(1+y_{11})(1+y_{22})-y_{12}y_{21}}$
$y_{22} = \frac{(1+s_{11})(1-s_{22})+s_{12}s_{21}}{(1+s_{11})(1+s_{22})-s_{12}s_{21}}$	$s_{22} = \frac{(1+y_{11})(1-y_{22})+y_{12}y_{21}}{(1+y_{11})(1+y_{22})-y_{12}y_{21}}$

Tab. 1.4. Přepočtové vztahy rozptylových a kaskádních parametrů tranzistoru

$a_{11} = \frac{(1+s_{11})(1-s_{22})+s_{12}s_{21}}{2s_{21}}$	$s_{11} = \frac{a_{11}+a_{12}-a_{21}-a_{22}}{a_{11}+a_{12}+a_{21}+a_{22}}$
$a_{12} = \frac{(1+s_{11})(1+s_{22})-s_{12}s_{21}}{2s_{12}}$	$s_{12} = \frac{2(a_{11}a_{22}-a_{12}a_{21})}{a_{11}+a_{12}+a_{21}+a_{22}}$
$a_{21} = \frac{(1-s_{11})(1-s_{22})-s_{12}s_{21}}{2s_{21}}$	$s_{21} = \frac{2}{a_{11}+a_{12}+a_{21}+a_{22}}$
$a_{22} = \frac{(1-s_{11})(1+s_{22})+s_{12}s_{21}}{2s_{12}}$	$s_{22} = \frac{-a_{11}+a_{12}-a_{21}+a_{22}}{a_{11}+a_{12}+a_{21}+a_{22}}$



Tab. 1.5. Přepočtové vztahy rozptylových a rozptylových kaskádních parametrů tranzistoru

$t_{11} = \frac{s_{12}s_{21} - s_{11}s_{22}}{s_{21}}$	$t_{12} = \frac{s_{11}}{s_{21}}$	$s_{11} = t_{12}$	$s_{12} = \frac{t_{11}t_{22} - t_{12}t_{21}}{t_{22}}$
$t_{21} = -\frac{s_{22}}{s_{21}}$	$t_{22} = \frac{1}{s_{21}}$	$s_{21} = \frac{1}{t_{22}}$	$s_{22} = -\frac{t_{21}}{t_{12}}$

### 1.7.1.2 Fyzikální modely tranzistoru

Poskytují názorný pohled na vnitřní strukturu tranzistorů a usnadňují pochopení různých fyzikálních jevů, které souvisí s jejich činností. Čím složitější je fyzikální model, tím přesněji jsou popsány vlastnosti a činnost tranzistoru. Pro počítačové návrhy obvodů jsou v knihovnách tranzistorů k dispozici již dostatečně přesné modely vystihující dostatečně přesně chování tranzistoru.

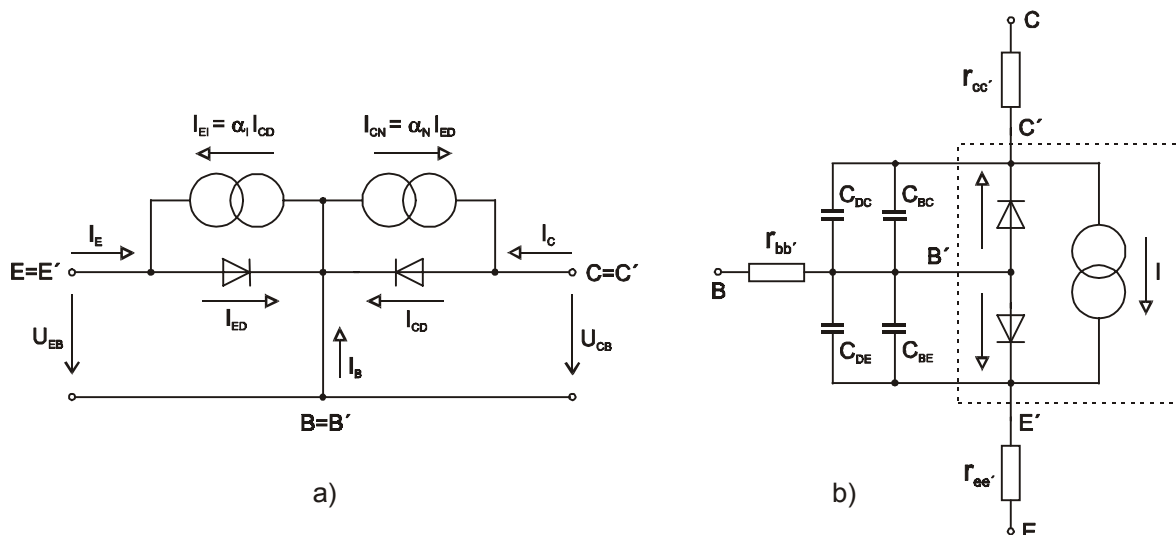
Stejnoseměrné vlastnosti bipolárního tranzistoru i jeho vlastnosti v režimu velkých střídavých signálů popisuje Ebersův-Mollův model bipolárního tranzistoru. Základní statický Ebersův-Mollův model je nakreslen na obr. 1.31a. Popisuje chování tranzistoru jak v normálním, tak inverzním režimu. Proudů tekoucí oběma proudovými zdroji jsou dány vztahy

$$I_{CN} = I_S \left( e^{\frac{U_{EB}}{U_T}} - 1 \right) \quad \text{a} \quad I_{EI} = I_S \left( e^{\frac{U_{CB}}{U_T}} - 1 \right), \quad (1.99a,b)$$

kde  $I_S$  je saturační proud tranzistoru a  $U_T$  je termické napětí pro něž platí  $U_T = kT/q$ . Při pokojové teplotě  $T_0 = 290K$  má termické napětí velikost

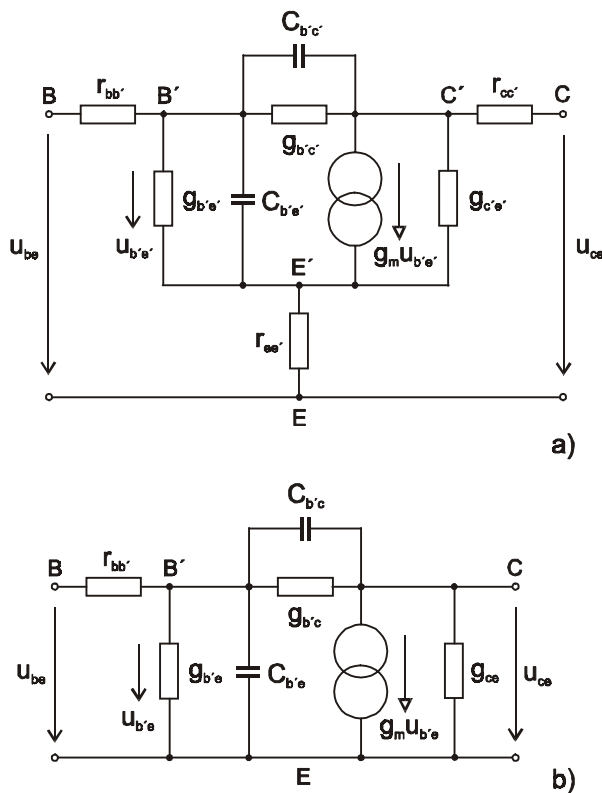
$$U_T = \frac{kT}{q} = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 290}{1,602 \cdot 10^{-19}} = 0,02498V \cong 25mV. \quad (1.100)$$

V obr. 1.31a značí  $\alpha_I$  resp.  $\alpha_N$  proudový zesilovací činitel tranzistoru v zapojení SB pro normální aktivní resp. inverzní režim.



Obr. 1.31. a) Statický Ebersův-Mollův model bipolárního tranzistoru PNP v zapojení SB  
b) Nelineární Ebersův-Mollův model bipolárního tranzistoru NPN

Nelineární (velkosignálový) Ebersův-Mollův model je nakreslený na obr. 1.31b. V oblasti vf techniky je vhodný pro řešení obvodů s velkými signály, např. výkonových zesilovačů, oscilátorů, apod. Tento model již zahrnuje vliv difúzních kapacit  $C_{DC}$ ,  $C_{DE}$  i bariérových kapacit  $C_{BC}$ ,  $C_{BE}$  kolektorového a



Obr. 1.32. a) Fyzikální lineární model pro kmitočty do cca 300 MHz  
b) Giacolettův model tranzistoru

kmitočty menší než  $0,2 f_T$  pokládat za kmitočtově nezávislé, a proto je tento model vhodný k návrhu širokopásmových zesilovačů.

### 1.7.1.3 Mezní kmitočty tranzistoru

Udávají schopnost tranzistoru pracovat na vyšších kmitočtech. Jejich definice vychází z kmitočtových závislostí modulů proudových zesilovacích činitelů tranzistoru  $\alpha$ ,  $\beta$  a maximálního dosažitelného výkonového zesílení tranzistoru  $A_{P_{max}}$ , jak je nakresleno na obr. 1.33. Z tohoto obrázku také vyplývají definice jednotlivých mezních kmitočtů tranzistoru:

- $f_\alpha$  ... mezní kmitočet, při kterém poklesne modul proudového zesilovacího činitele  $\alpha$  (tranzistor v zapojení SB) o 3 dB proti hodnotě na nízkých kmitočtech (obvykle při  $f = 1kHz$ ).
- $f_\beta$  ... mezní kmitočet, při kterém poklesne modul proudového zesilovacího činitele  $\beta$  (tranzistor v zapojení SE) o 3 dB proti hodnotě na nízkých kmitočtech (obvykle při  $f = 1kHz$ ).
- $f_1$  ... mezní kmitočet, při kterém poklesne modul proudového zesilovacího činitele  $\beta$  na hodnotu  $\beta = 1$ , tj. 0 dB.
- $f_T$  ... mezní kmitočet, při kterém směrnice vedená k průběhu  $\beta(f)$  protne osu 0 dB.
- $f_{max}$  ... mezní kmitočet, při kterém maximální dosažitelné výkonové zesílení tranzistoru klesne na hodnotu  $A_{P_{max}} = 1$ , tj. 0 dB.

V praxi je nejvíce užívaný mezní kmitočet  $f_T$ , nazývaný **tranzitní kmitočet**, pomocí kterého můžeme vypočítat modul proudového zesilovacího činitele  $\beta$  na kmitočtu  $f$  ze vztahu

$$f_T = \beta \cdot f, \quad (1.101)$$

emitorového přechodu tranzistoru. Zavedením kmitočtových a teplotních závislostí jednotlivých prvků, je možné tento model ještě zdokonalit.

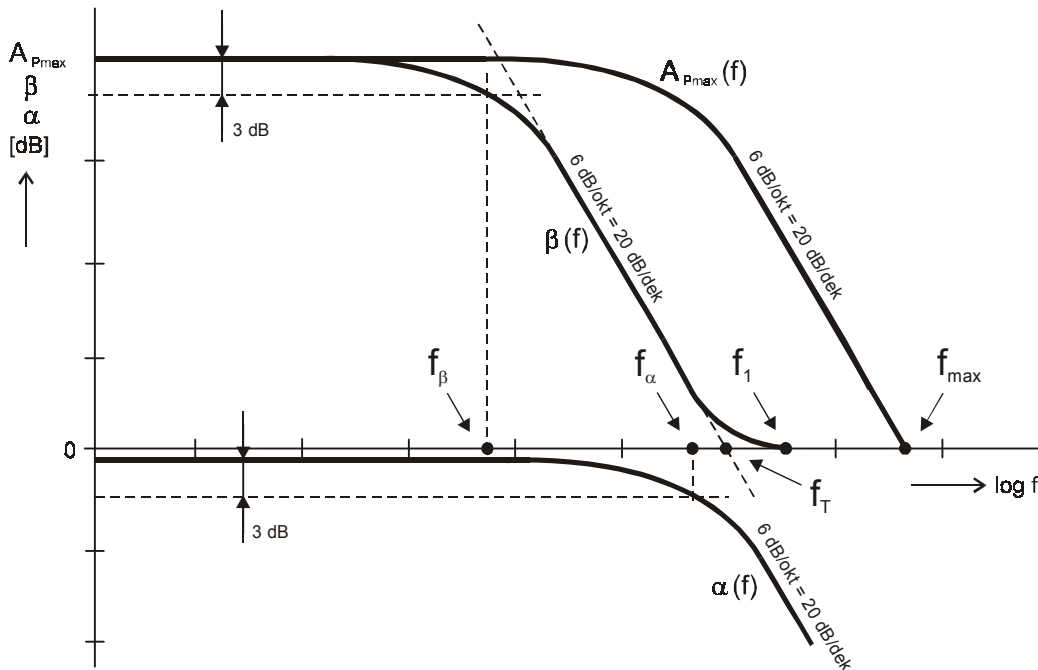
Pro střídavá napětí menší než termické napětí  $U_T$  a kmitočty do cca 300 MHz se používá fyzikální lineární model, nakreslený na obr. 1.32a. Výstupní proud závisí na strmosti  $g_m$  (někdy označované  $S$ ) a napětí  $u_{b'e'}$ , které se vytváří na kmitočtově závislém děliči ( $r_{bb'}$ ,  $g_{b'e'}$ ,  $C_{b'e'}$ ,  $r_{ee'}$ ) a výrazně ovlivňuje kmitočtové vlastnosti tranzistoru. Při konstantním vstupním napětí  $u_{be}$  a rostoucím kmitočtu se napětí  $u_{b'e'}$  výrazně zmenšuje, což má za následek také pokles výstupního proudu tranzistoru. Paralelní kombinace prvků  $C_{b'c'}$  a  $g_{b'c'}$  modeluje vnitřní zpětnou vazbu tranzistoru, která bývá hlavní příčinou jeho případného nestabilního stavu. Dalšími prvky modelu jsou parazitní odpory přívody  $r_{bb'}$ ,  $r_{cc'}$ ,  $r_{ee'}$ , které spojují vlastní (vnitřní) tranzistor ( $B'E'C'$ ) s okolím.

Zanedbáním vlivu odporů  $r_{cc'}$ ,  $r_{ee'}$  (nahradí se zkratem) dostáváme známý Giacolettův model bipolárního tranzistoru, nakreslený na obr. 1.32b. Jeho prvky lze pro

přičemž musí být splněna podmínka  $2 < \beta < \beta_{nf}/2$ . Vztah (1.101) tedy platí pouze v oblasti poklesu charakteristiky  $\beta(f)$  se sklonem  $20\text{dB}/\text{dek}$  a lze jej jednoduše odvodit z obr. 1.33. Pro kmitočety  $f_1$  platí důležitá relace

$$f_1 = \frac{g_m}{2\pi C_{b'e'}} \approx f_T, \quad (1.102)$$

kde význam jednotlivých symbolů vyplývá z obr. 1.32a. Mezní kmitočety  $f_{\max}$  je největší ze všech mezních kmitočtů tranzistoru a udává hranici, při jejímž překročení se tranzistor stává pasivním prvkem.



Obr. 1.33. Kmitočtové závislosti zesilovacích činitelů tranzistoru

#### 1.7.1.4 Šumové vlastnosti tranzistoru

Šumové signály narušují zpracování a přenos užitečných signálů. Mají náhodný charakter, a proto se k jejich popisu nejčastěji používá výkonů, případně středních kvadrátů napětí a proudů (kvadrátů efektivní hodnoty), pro které obecně platí vztah

$$\overline{x^2} = X^2(\tau, T) = \frac{1}{T} \int_{\tau}^{\tau+T} x^2(t) dt. \quad (1.103)$$

Pro stanovení šumového činitele (šumového čísla) tranzistoru je třeba nejdříve určit zdroje šumu tranzistoru, sestavit jeho šumový model a z něj šumový činitel vypočítat. Hlavními zdroji šumu bipolárního tranzistoru jsou tepelný šum odporu  $r_{bb'}$  a výstřelový šum obou přechodů PN (jeden je pólován v propustném, druhý v závěrném směru). Ostatní zdroje šumu se projevují pouze za jistých okolností, [6],[4].

##### a) Tepelný šum

Zdrojem tepelného šumu je každá reálná část impedance nebo admitance. Uvažujeme-li skutečný rezistor  $R$ , potom tepelný šum vzniká v důsledku chaotického pohybu elektronů v jeho materiálu při teplotách vyšších než absolutní nula, což se navenek projeví šumovým napětím  $u_T(t)$  na jeho svorkách. Střední kvadrát tohoto šumového napětí je dán Nyquistovým vztahem

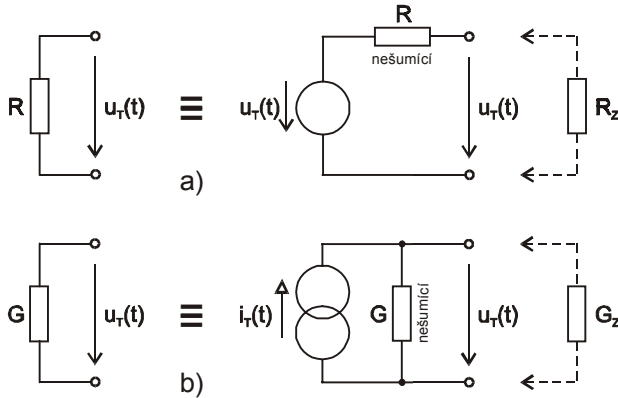
$$\overline{u_T^2} = 4kTB_s R, \quad (1.104)$$

kde  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  J/K je Boltzmannova konstanta,  
 $T$  je absolutní teplota rezistoru v Kelvinech,

$B_s$  je šířka pásma, ve které je šumový výkon měřen (tzv. šumová šířka pásma), a  $R$  je odpor rezistoru.

Reálný „šumící“ rezistor  $R$  můžeme nahradit modelem obsahujícím ideální „nešumící“ rezistor v sérii se zdrojem šumového napětí. Obdobně můžeme reálný „šumící“ odpor modelovat pomocí zdroje šumového proudu, kde  $i_T(t) = u_T(t)/R = u_T(t)G$ . Oba případy jsou naznačeny na obr. 1.34. Pro střední kvadrát šumového proudu platí

$$\overline{i_T^2} = 4kTB_sG \quad (1.105)$$



Obr. 1.34. Šumový model rezistoru:  
a) s napěťovým zdrojem,  
b) s proudovým zdrojem

Připojíme-li k modelu s napěťovým zdrojem (obr. 1.34a) zátěž  $R_Z = R$  (což je podmínka výkonového přizpůsobení zdroje a zátěže), potom pro maximální dosažitelný šumový výkon dodaný do zátěže  $R_Z$  platí

$$P_T = \frac{\overline{u_T^2}}{4R_Z} = \frac{4kTB_sR}{4R_Z} = kTB_s \quad (1.106)$$

Střední kvadrát šumového napětí (nebo proudu) tedy závisí na velikosti odporu  $R$  (nebo vodivosti  $G$ ), avšak maximální dosažitelný šumový výkon, dodaný do připojených obvodů (tj. nejhorší případ), na velikosti odporu (vodivosti) nezávisí.

Spektrální hustota výkonu tepelného šumu  $p_T(f)$  vyjadřuje výkon tepelného šumu vztážený na jednotku šířky pásma. V

kmitočtovém rozsahu od 0 do  $\infty$  je konstantní a platí pro ni vztah

$$p_T(f) = \frac{P_T}{B_s} = \frac{kT}{B_s} = kT \quad (1.107)$$

Poněvadž  $p_T(f)$  nezávisí na kmitočtu, patří tepelný šum do kategorie bílého šumu.

## b) Výstřelový šum

Vyskytuje se pouze u prvků s PN přechodem. Vzniká v důsledku toho, že nosiče náboje neprocházejí přes PN přechod spojitě, ale po kvantech. Tím se v PN přechodu vytváří výstřelový šum, který se projevuje šumovým proudem. Podle Schottkyho je střední kvadrát tohoto šumového proudu roven

$$\overline{i_V^2} = 2qI_{SS}B_s \quad (1.108)$$

kde  $q = 1,602 \cdot 10^{-19}$  C je náboj elektronu,

$I_{SS}$  je stejnosměrný proud procházející PN přechodem a

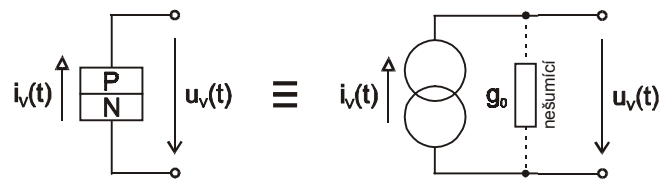
$B_s$  je šířka pásma, ve které je šumový výkon měřen (tzv. šumová šířka pásma).

Jestliže PN přechodem neprochází stejnosměrný proud, není přechod zdrojem výstřelového šumu a šumový proud  $i_V(t) = 0$ . V tomto případě můžeme považovat PN přechod pouze za zdroj tepelného šumu. Avšak již při malém proudu  $I_{SS}$  začíná převažovat výstřelový šum.

Nejčastěji používaný model PN přechodu (zdroje výstřelového šumu) je nakreslen na obr. 1.35. Tvoří jej proudový zdroj  $i_V(t)$ , který bývá někdy doplněn paralelně připojenou „nešumící“ vodivostí  $g_0$ , nazývanou efektivní vodivost PN přechodu, danou vztahem

$$g_0 = \frac{I_{SS}}{kT} \cong \frac{I_{SS}}{25 \cdot 10^{-3}} \quad (1.109)$$

Spektrální hustota výkonu výstřelového šumu  $\rho_V(f)$  je podobně jako u tepelného šumu konstantní, a proto výstřelový šum patří rovněž do kategorie bílého šumu.



Obr. 1.35. Šumový model PN přechodu

### c) Ostatní zdroje šumu

Šum  $1/f$  (jedna lomeno  $f$ ) se vytváří v důsledku poruch krystalové mřížky polovodiče a nečistot obsažených v polovodiči. Projevuje se především na nižších kmitočtech, řádově jednotky až desítky  $MHz$ , podle typu vf tranzistoru. Jeho spektrální hustota výkonu klesá směrem k vyšším kmitočtům.

Rekombinační šum se objevuje u tranzistorů s velmi nízkým proudovým zesilovacím činitelem. Se vzrůstajícím kmitočtem opět rychle klesá.

Lavinovitý šum se projevuje u přechodů PN namáhaných závěrným napětím, blízkým meznímu napětí přechodu.

Partitivní šum vzniká náhodným rozdělením proudu mezi jednotlivé elektrody aktivního prvku, například rozdělením emitorového proudu mezi kolektor a bázi tranzistoru.

### d) Šumový model bipolárního tranzistoru

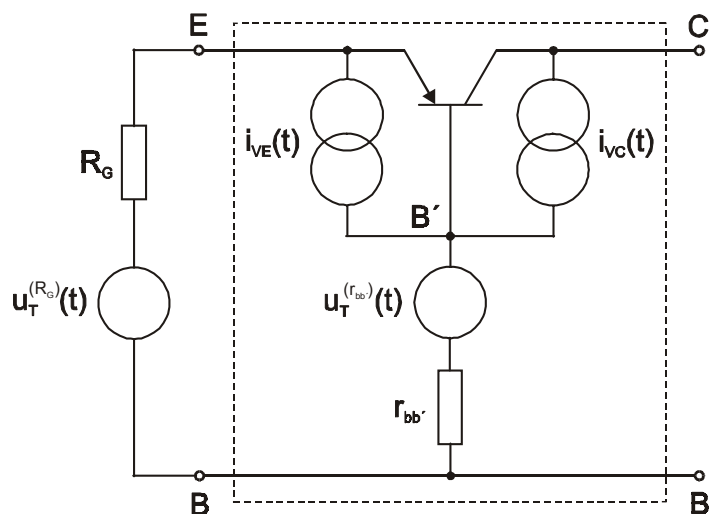
Uvažujeme-li zapojení bipolárního tranzistoru se společnou bází SB, potom dominantní zdroje šumu můžeme vyjádřit vztahy

$$\overline{i_{VE}^2} = 2qI_E B_s \quad \dots \quad \text{výstřelový šum přechodu BE zapojeného v propustném směru, způsobený stejnosměrným proudem } I_E,$$

$$\overline{i_{VC}^2} = 2qI_C B_s \quad \dots \quad \text{výstřelový šum přechodu BC zapojeného v závěrném směru, způsobený stejnosměrným proudem } I_C,$$

$$\overline{u_T^2} = 4kTB_s r_{bb'} \quad \dots \quad \text{tepelný šum odporu } r_{bb'}.$$

Šumový model bipolárního tranzistoru v zapojení SB je nakreslen na obr. 1.36. U přesnějších šumových modelů je třeba navíc uvažovat i skutečnost, že šumové proudy  $i_{VE}(t)$  a  $i_{VC}(t)$  jsou vzájemně korelované, neboť příčinou jejich vzniku je stejnosměrný proud  $I_E$  tekoucí z emitoru přes bázi do kolektoru tranzistoru. Stupeň korelace se vyjadřuje komplexním koeficientem korelace  $c$ , jehož modul nabývá hodnot v intervalu  $\langle -1, 1 \rangle$ . Pomocí tohoto koeficientu lze stanovit tzv. křížový součin  $\overline{i_{VE} i_{VC}^*}$ . Velikost tohoto součinu udává, o jakou hodnotu bude zmenšen nebo zvětšen vliv obou zdrojů výstřelového šumu v důsledku jejich vzájemné korelace. Obdobným způsobem je možné sestavit šumový model pro zapojení SE, [7].



Obr. 1.36. Jednoduchý šumový model bipolárního tranzistoru v zapojení SB

### e) Šumový činitel a šumové přizpůsobení tranzistoru

Šumový model tranzistoru je výchozím bodem pro stanovení **šumového činitele**  $F$  (*Noise Factor*) tranzistoru, který lze určit podle vztahu

$$F = \frac{\text{Střední kvadrát celkového šumového napětí na výstupu tranzistoru naprázdno}}{\text{Střední kvadrát šumového napětí na výstupu tranzistoru naprázdno, způsobený pouze vlivem reálného rezistoru } R_G}$$

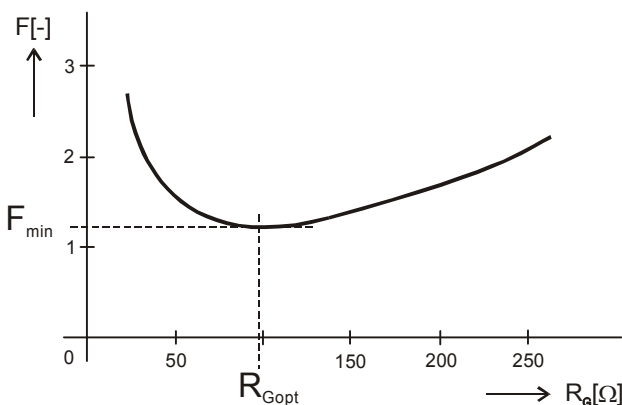
V případě, že použijeme model nakreslený na obr. 1.36, je třeba přepočítat šumové modely s proudovými zdroji na modely s ekvivalentními napěťovými zdroji. Výpočet šumového činitele (bezrozměrné číslo) je poměrně komplikovaný a výsledný vztah má tvar

$$F = 1 + \frac{r_{bb'}}{R_G} + \frac{r_e}{2R_G} + \frac{(R_G + r_{bb'} + r_e)^2}{2\alpha r_e R_G} \left[ 1 - \alpha + \left( \frac{f}{f_\alpha} \right)^2 \right]. \quad (1.110)$$

Z něj vyplývají jisté zásady pro výběr tranzistoru s malým šumovým činitelem: malé hodnoty odporů  $r_{bb'}$  a  $r_e$ , velký zesilovací činitel (dosahovaný při nízkém proudu  $I_E$ ) a velký mezní kmitočet. Šumový činitel však nezávisí jen na prvcích fyzikálního modelu, zesilovacím činiteli a mezním i pracovním kmitočtu, ale také na odporu zdroje signálu  $R_G$ . Provedeme-li derivaci vztahu (1.110) podle  $R_G$  a výsledek položíme roven 0, můžeme stanovit existenci extrému funkce  $F = f(R_G)$ . Řešením rovnice

$$\frac{\partial F}{\partial R_G} = 0 \quad (1.111)$$

obdržíme kořen  $R_G = R_{Gopt}$ , který po dosazení do druhé derivace funkce  $F = f(R_G)$  dává výsledek  $F'' > 0$ . Hledaným extrémem této funkce je tedy minimum  $F_{min}$ . Příklad grafické závislosti  $F = f(R_G)$  je nakreslen na obr. 1.37. Stav, kdy je tranzistor buzen ze zdroje signálu s vnitřním odporem  $R_{Gopt}$  a dosahuje tedy minimálního šumového činitele  $F_{min}$ , se nazývá **šumové přizpůsobení tranzistoru**.



Obr. 1.37. Závislost šumového činitele na odporu zdroje signálu

*Poznámka:*

Pokud není tranzistor přímo buzen z klasického zdroje střídavého signálu se známým vnitřním odporem, ale například ze soustavy obvodů, potom se odpor  $R_G$  stanoví pomocí věty o náhradním zdroji (Théveninova případně Nortonova věta) z pohledu vstupní svorky tranzistoru. Pro nastavení  $R_{Gopt}$  se s výhodou využívá transformačních vlastností rezonančních obvodů.

Grafické závislosti  $F = f(R_G)$ , případně  $R_{Gopt}$  a  $F_{min}$  pro různé pracovní

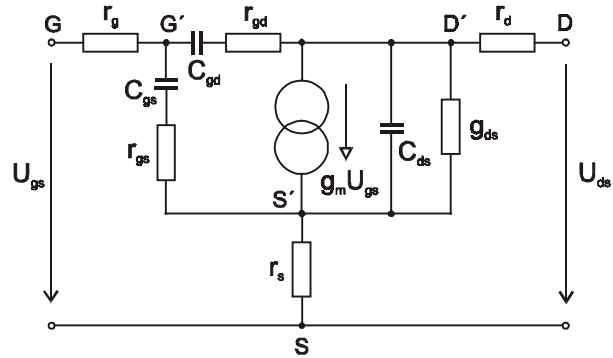
body, udávají výrobci tranzistorů ve svých katalozích. Pro konkrétní typ tranzistoru a dané pracovní podmínky lze tyto závislosti, důležité pro nastavení šumového přizpůsobení, také poměrně jednoduchým způsobem změřit.

### 1.7.2 Tranzistory řízené elektrickým polem

Podle toho, jak je odděleno hradlo od kanálu, rozdělují se tranzistory řízené elektrickým polem do dvou velkých skupin. Je-li hradlo odděleno od kanálu závěrně pólovaným PN přechodem, hovoříme o tranzistorech JFET (*Junction FET*). U druhé skupiny tranzistorů označovaných IGFET (*Insulated Gate FET*) je hradlo od kanálu izolováno vrstvou dielektrika. Zde podle vnitřní struktury rozeznáváme tranzistory

MISFET (hradlo – izolant – polovodič) a tranzistory MOSFET (zkráceně označované MOS), u kterých je izolantem oxid.

Podobně jako u bipolárních tranzistorů, jsou i pro tranzistory FET sestaveny matematické a fyzikální modely. Matematické modely, vhodné pro linearizovaný tranzistor, opět využívají admitančních a rozptylových parametrů. Poněvadž tranzistory FET mají jinou fyzikální strukturu než bipolární tranzistory, jejich fyzikální modely se liší. Na obr. 1.38 je nakreslen lineární fyzikální model tranzistoru JFET v zapojení SS vhodný pro kmitočty do cca 300 MHz a malé střídavé signály. Vstupní a zpětnovazební obvod jsou zde modelovány kombinacemi RC, které vystihují typické vlastnosti těchto tranzistorů - velký vstupní odpor (stejnoseměrný i nízkofrekvenční), řádově  $10^9$  až  $10^{10} \Omega$ . S rostoucím kmitočtem však vstupní impedance poměrně rychle klesá (přibližně nepřímo úměrně s kvadrátem kmitočtu), takže na kmitočtu 100 MHz má hodnotu asi 5 až 10  $k\Omega$  a při kmitočtu 300 MHz již pouze 1 až 3  $k\Omega$ .



Obr. 1.38. Lineární fyzikální model tranzistoru JFET do kmitočtu cca 300 MHz

Tranzistory JFET a MOSFET se používají do kmitočtu asi 2 GHz. Pro vyšší kmitočty se používají tranzistory MESFET, u kterých je hradlo odděleno od kanálu Schottkyho diodou. Při použití kanálu z křemíku je mezní kmitočet cca 10 GHz. Je-li použit arzenid galia s několikrát vyšší pohyblivostí elektronů, zvýší se mezní kmitočet až na několik desítek GHz. Takto vysoký mezní kmitočet dosahují i tranzistory HEMT. Tato problematika však spadá do oblasti mikrovlnné techniky.

Mezní kmitočet  $f_{max}$  tranzistoru FET je definován podobně jako u bipolárních tranzistorů. Pro tranzitní mezní kmitočet  $f_T$  platí za podmínek  $r_g = 0$ ,  $r_d = 0$ ,  $r_s = 0$  zjednodušený vztah

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})} \quad (1.112)$$

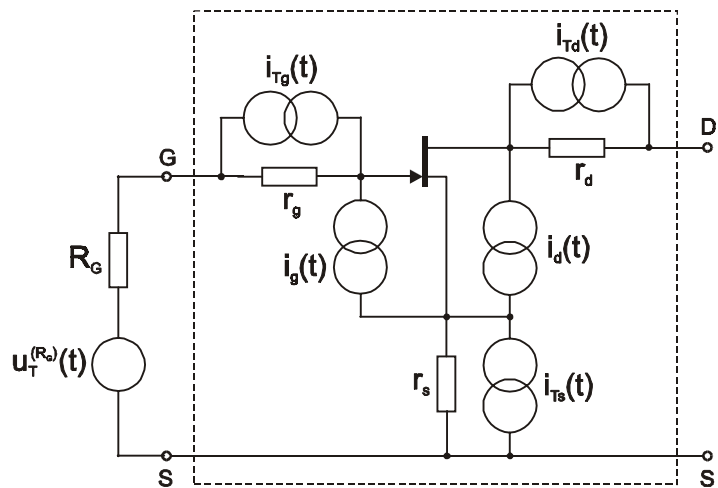
U tranzistorů řízených elektrickým polem jsou nejdůležitějšími zdroji šumu: tepelný šum kanálu, indukovaný šum hradla a tepelné šumy parazitních odporů. Méně důležitý je kmitočtově nezávislý výstřelový šum stejnosměrného proudu hradla, který lze především u tranzistorů MOS zanedbat. Obecný šumový model všech tranzistorů řízených elektrickým polem je nakreslený na obr. 1.39. Obsahuje pět proudových zdrojů modelujících důležité zdroje šumu, [7].

**Tepelný šum kanálu** se projevuje nejvíce na středních kmitočtech a lze jej vyjádřit vztahem

$$\overline{i_d^2} = 4kTB_s g_m \delta \quad (1.113)$$

kde  $g_m$  je strmost tranzistoru na nízkých kmitočtech (někdy označovaná S) a  $\delta$  je koeficient závislý na stejnosměrných napětích tranzistoru. Jeho hodnota se pohybuje v intervalu  $0,5 \leq \delta \leq 0,7$  a nejčastěji nabývá hodnoty  $\delta = 0,6$ .

Při vyšších kmitočtech se začíná uplatňovat **indukovaný šum hradla**. Jeho příčinou je tepelný šum kanálu, který se přenáší vlivem kapacity  $C_{gs}$  z kanálu na hradlo. Proto jsou oba



Obr. 1.39. Šumový model tranzistorů FET

šumové proudy  $i_d(t)$  a  $i_g(t)$  vzájemně korelované. Indukovaný šum hradla je možné popsat vztahem

$$\overline{i_g^2} = 4kTB_s \frac{\omega^2 C_{gs}}{g_m} \lambda \quad (1.114)$$

kde  $g_m$  je strmost tranzistoru a  $\lambda$  je koeficient závislý na stejnosměrných napětích tranzistoru. Jeho hodnota se pohybuje v intervalu  $0,1 \leq \lambda \leq 0,3$  a nejčastěji bývá  $\lambda = 0,2$ .

Parazitní odpory  $r_g$ ,  $r_d$ ,  $r_s$ , jsou zdrojem tepelného šumu. Každý z nich můžeme modelovat ekvivalentním zdrojem šumového proudu. Pro střední kvadráty jednotlivých šumových proudů platí

$$\overline{i_{T_s}^2} = 4kTB_s r_s^{-1}, \quad \overline{i_{T_g}^2} = 4kTB_s r_g^{-1}, \quad \overline{i_{T_d}^2} = 4kTB_s r_d^{-1} \quad (1.115)$$

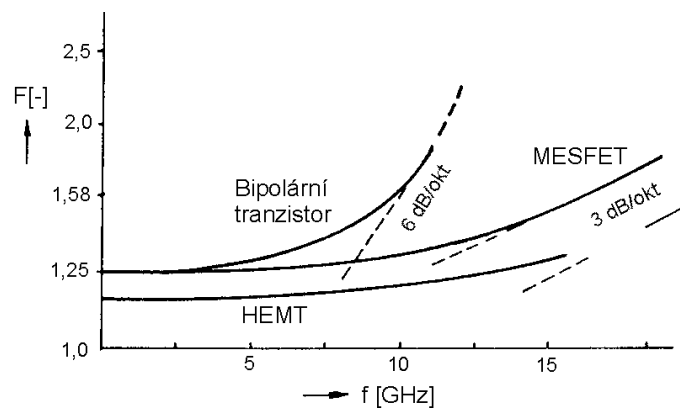
Tyto šumové proudy jsou nekorelované mezi sebou i s ostatními zdroji šumu v modelu. U tranzistorů FET se šumové přizpůsobení tranzistoru téměř shoduje s výkonovým přizpůsobením (nepřesnost bývá 10 až 20%). Minimální šumový činitel tranzistoru FET můžeme vyjádřit vztahem

$$F_{\min} = 1 + 2\eta \frac{f}{f_T} + 2g_m \sigma \left( \frac{f}{f_T} \right)^2 \quad (1.116)$$

kde  $\eta$  a  $\sigma$  jsou konstanty závislé na stejnosměrných napětích tranzistoru. Pro kmitočty  $f < f_T$  můžeme poslední člen výrazu (1.116) zanedbat, takže dostaneme

$$F_{\min} = 1 + 2\eta \frac{f}{f_T} \quad (1.117)$$

Příklady kmitočtových závislostí šumového činitele bipolárních a unipolárních tranzistorů jsou uvedeny na obr. 1.40. Odtud vyplývá, že tranzistory FET jsou z pohledu dosažení malého šumového činitele vhodnější než tranzistory bipolární, zvláště v oblasti vyšších kmitočtů.



Obr. 1.40. Kmitočtová závislost šumového činitele bipolárních a unipolárních tranzistorů

Velkou předností tranzistorů FET ve srovnání s bipolárními tranzistory je jejich větší odolnost vůči vzniku intermodulačního zkreslení včetně křížové modulace, což je způsobeno téměř kvadratickou převodní charakteristikou těchto tranzistorů.

Použití tranzistorů FET ve vysokofrekvenční technice je rozmanité. Kromě zpracování malých signálů, kde je důležitý nízký šumový činitel tranzistoru, se tyto tranzistory používají také ve vysokofrekvenčních výkonových zesilovačích. Na kmitočtech nižších než cca 1 GHz se používají především tranzistory VMOS. Dosahují maximálních kolektorových proudů srovnatelných s výkonovými bipolárními tranzistory, tj. řádově až desítky ampérů. Srovnatelné mají i vysoké průrazné napětí řádu stovek voltů. Mohou se zapojovat paralelně a sekundární průraz je u nich téměř vyloučen. Na kmitočtech vyšších než cca 1 GHz se používají výkonové tranzistory MESFET.



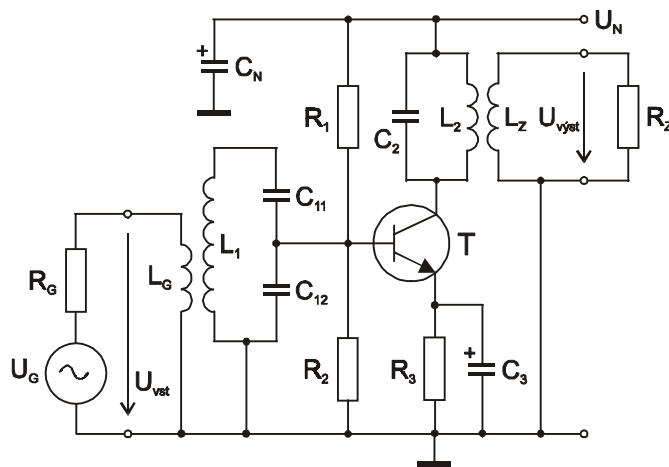
## 2 VYSOKOFREKVENČNÍ ZESILOVAČE

Zesilovače patří k nejčastěji používaným obvodům ve vysokofrekvenční technice. Obvykle zesilují signály v určitém kmitočtovém rozsahu, a proto se označují jako pásmové zesilovače. Podle šířky přenášeného pásma se rozdělují na úzkopásmové a širokopásmové. Hranice tohoto dělení není přesně definovaná, avšak nejčastěji se používá dělení podle hodnoty poměru šířky pásma  $B$  (pro pokles o  $3dB$ ) ku střednímu kmitočtu  $f_S$ . Pro úzkopásmové zesilovače platí  $B < 0,1f_S$ , pro širokopásmové  $B > 0,1f_S$ .

Podle napětových nebo výkonových úrovní zesilovaných signálů se zesilovače dělí na napětové a výkonové. U napětových zesilovačů mají zpracováváné signály malou úroveň, a proto můžeme použité aktivní nelineární prvky uvažovat jako téměř lineární. Proto se tyto zesilovače také nazývají linearizované. Používají se například ve vstupních obvodech všech typů rádiových přijímačů nebo měřících přístrojů. U výkonových zesilovačů dosahují signály tak velké úrovně, že režim aktivního prvku je nelineární. Tyto zesilovače se používají v koncových stupních rádiových vysílačů a všude tam, kde je třeba dodat do zátěže signál dostatečně velkého výkonu.

### 2.1 Úzkopásmové linearizované zesilovače

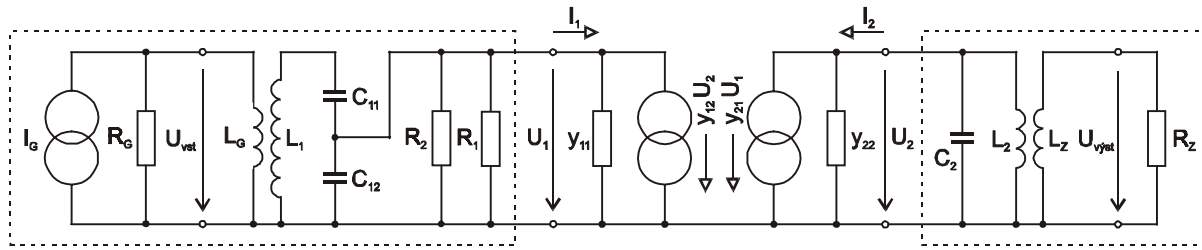
Podrobné schéma zapojení jednostupňového úzkopásmového linearizovaného zesilovače je nakresleno na obr. 2.1. Klidový pracovní bod tranzistoru (například doporučený výrobcem pro danou aplikaci) je nastaven a teplotně stabilizován pomocí rezistorů  $R_1$ ,  $R_2$  a  $R_3$ . Kapacitor  $C_3$  má velkou kapacitu (například tantalový kondenzátor), takže pro střídavé signály představuje malou reaktanci. Rezistor  $R_3$  proto zavádí v obvodu pouze stejnosměrnou, zápornou, proudovou, sériovou zpětnou vazbu, která zajišťuje stabilizaci klidového pracovního bodu tranzistoru. Stejnosměrné napájecí napětí  $U_N$  je filtrováno kapacitorem  $C_N$  s velkou kapacitou, který má pro střídavé signály opět zanedbatelnou reaktanci. Vstupní signál ze zdroje  $U_G$  (vstupní signál zesilovače) prochází do zátěže  $R_Z$  (zátěž zesilovače) přes rezonanční obvod  $L_1C_1$ , tranzistor  $T$  v zapojení SE a rezonanční obvod  $L_2C_2$ . Oba rezonanční obvody zajišťují potřebnou selektivitu zesilovače. Aby nedocházelo k výraznému zhoršení jejich selektivních vlastností, jsou připojeny ke zdroji, tranzistoru i k zátěži pomocí transformačních vazeb.



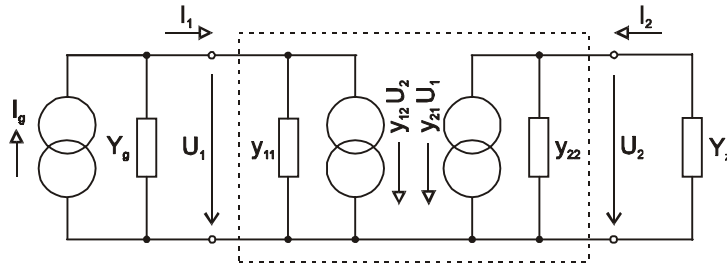
Obr. 2.1. Schéma zapojení jednostupňového zesilovače

Pro další popis vlastností úzkopásmového linearizovaného zesilovače nakresleného na obr. 2.1, sestavíme jeho schéma zapojení pouze pro střídavé signály. K tomu využijeme skutečnost, že bod napájecího napětí  $U_N$  je pro střídavé signály spojen se zemí přes  $C_N$  a také emitor tranzistoru je pro střídavé signály spojen se zemí přes  $C_3$ . Napětový zdroj signálu nahradíme jeho ekvivalentním zdrojem proudu a tranzistor znázorníme jeho matematickým modelem s admitančními parametry. Výsledné schéma je nakresleno na obr. 2.2. Další zjednodušení schématu zapojení provedeme tak, že obvod z pohledu vstupní svorky tranzistoru včetně zdroje signálu (na obr. 2.2 je ohraničen čárkovanou čarou) nahradíme podle věty o náhradním zdroji paralelním spojením proudového zdroje s proudem  $I_g$  a admitance  $Y_g$ . Podobně zjednodušíme i obvod

z pohledu výstupní svorky tranzistoru (na obr. 2.2 je také ohraničen čárkovanou čarou), který nahradíme admitancí  $Y_z$ . Výsledné obecné náhradní zapojení zesilovače je nakresleno na obr. 2.3.



Obr. 2.2. Schéma zapojení zesilovače z obr. 2.1 pouze pro střídavé signály



Obr. 2.3. Obecné náhradní zapojení zesilovače

*Poznámka:* Obvod nakreslený na obr. 2.2 bychom mohli zjednodušit i jiným způsobem. Beze změny bychom ponechali budící zdroj ( $I_G$ ,  $R_G$ ) i zátěž  $R_Z$  a celý zesilovač bychom uvažovali jako dvojbran s příslušnými parametry. Takový postup je vhodný v případě, kdy není nutné znát vnitřní strukturu dvojbranu. Vztahy, které budou v dalším textu odvozeny, je možné použít pro oba případy. Je však třeba důsledně rozlišovat dvojbranové parametry, zdroj a zátěž tranzistoru resp. zesilovače. Dále budeme používat obecné zapojení zesilovače podle obr. 2.3.

## 2.1.1 Obvodové funkce zesilovače

### 2.1.1.1 Vstupní a výstupní admitance

Obecné zapojení zesilovače na obr. 2.3 můžeme matematicky popsat čtyřmi rovnicemi

$$I_1 = I_g - Y_g U_1, \quad (2.1)$$

$$I_2 = -Y_z U_2, \quad (2.2)$$

$$I_1 = y_{11} U_1 + y_{12} U_2, \quad (2.3)$$

$$I_2 = y_{21} U_1 + y_{22} U_2. \quad (2.4)$$

Rovnice (2.1) popisuje vstupní obvod, rovnice (2.2) výstupní obvod a rovnice (2.3) a (2.4) jsou dvojbranové admitanční rovnice tranzistoru. Dosazením (2.2) do (2.4) dostaneme

$$-Y_z U_2 = y_{21} U_1 + y_{22} U_2 \quad \Rightarrow \quad U_2 = \frac{-y_{21} U_1}{y_{22} + Y_z}. \quad (2.5)$$

Vztah pro  $U_2$  dosadíme do (2.3) a upravíme

$$I_1 = y_{11} U_1 - \frac{y_{12} y_{21}}{y_{22} + Y_z} U_1, \quad (2.6)$$

$$Y_{vst} = G_{vst} + jB_{vst} = \frac{I_1}{U_1} = y_{11} - \frac{y_{12} y_{21}}{y_{22} + Y_z}. \quad (2.7)$$

Vstupní admitance zesilovače  $Y_{vst}$  definovaná vztahem (2.7) je funkcí admitance zátěže  $Y_z$ . Při  $Y_z = 0$  (výstup tranzistoru naprázdno) stanovíme vstupní admitanci ze vztahu

$$Y_{vst} = y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22}}. \quad (2.8)$$

Jestliže  $Y_z \rightarrow \infty$  (výstup tranzistoru nakrátko), bude  $Y_{vst} = y_{11}$  což odpovídá definici parametru  $y_{11}$  tranzistoru. Velice důležitý stav nastane při  $y_{12} = 0$ , tj. když vnitřní zpětná vazba tranzistoru bude nulová (např. v důsledku unilateralizace) nebo zanedbatelně malá. Potom bude opět platit  $Y_{vst} = y_{11}$  a jakákoliv změna admitance na výstupu tranzistoru se na jeho vstupu neprojeví. To je výhodné v případě, kdy ladíme výstupní rezonanční obvod a neovlivňujeme tím nastavení rezonančního obvodu na vstupu tranzistoru.

Podobným způsobem lze stanovit i vztah pro výstupní admitanci zesilovače (uvažujeme  $I_g = 0$ )

$$Y_{výst} = G_{výst} + jB_{výst} = \frac{I_2}{U_2} = y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11} + Y_g}. \quad (2.9)$$

Z (2.9) vyplývá, že výstupní admitance  $Y_{výst}$  je funkcí admitance generátoru  $Y_g$ . Tuto závislost můžeme opět odstranit splněním podmínky  $y_{12} = 0$ . Rozbor použití vztahu (2.9) je obdobný jako v případě vztahu pro vstupní admitanci.

Je-li tranzistor popsán matematickým modelem s rozptylovými parametry  $\mathbf{S}$ , je vhodnější místo  $Y_{vst}$  a  $Y_{výst}$  používat vyjádření pomocí činitele odrazu  $\Gamma$ , který charakterizuje vzájemnou souvislost mezi dopadající a odraženou napěťovou vlnou. Uvažujme proto připojení generátoru a zátěže k tranzistoru pomocí vedení s charakteristickou impedancí  $Z_c = 1/Y_c$  při níž jsou definovány  $\mathbf{S}$  parametry tranzistoru. V praxi nejčastěji platí  $Z_c = R_c = 50\Omega$  a tedy  $Y_c = G_c = 20mS$ . Potom je možné připojení zdroje a zátěže vyjádřit pomocí činitele odrazu na straně generátoru resp. zátěže vztahy

$$\Gamma_g = \frac{Y_c - Y_g}{Y_c + Y_g} \quad \text{resp.} \quad \Gamma_z = \frac{Y_c - Y_z}{Y_c + Y_z}. \quad (2.10a,b)$$

Pro činitele odrazu na vstupu resp. výstupu tranzistoru lze podle [4] psát

$$\Gamma_{vst} = s_{11} + \frac{s_{12} s_{21} \Gamma_z}{1 - s_{22} \Gamma_z} \quad \text{resp.} \quad \Gamma_{výst} = s_{22} + \frac{s_{12} s_{21} \Gamma_g}{1 - s_{11} \Gamma_g}. \quad (2.11a,b)$$

Mezi veličinami  $Y_{vst}$  a  $\Gamma_{vst}$  platí převodní vztahy

$$\Gamma_{vst} = \frac{Y_c - Y_{vst}}{Y_c + Y_{vst}} \quad \Rightarrow \quad Y_{vst} = Y_c \frac{1 - \Gamma_{vst}}{1 + \Gamma_{vst}}. \quad (2.12a,b)$$

Analogicky je možné vyjádřit i souvislost mezi veličinami  $Y_{výst}$  a  $\Gamma_{výst}$

$$\Gamma_{výst} = \frac{Y_c - Y_{výst}}{Y_c + Y_{výst}} \quad \Rightarrow \quad Y_{výst} = Y_c \frac{1 - \Gamma_{výst}}{1 + \Gamma_{výst}}. \quad (2.13a,b)$$

### 2.1.1.2 Napěťová zesílení

Pro zesilovač nakreslený na obr. 2.3 můžeme odvodit napěťové zesílení pouhou úpravou vztahu (2.5)

$$A_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-y_{21}}{y_{22} + Y_z}. \quad (2.14)$$

Podle (2.14) je  $A_u$  definováno jako poměr komplexních amplitud výstupního a vstupního napětí tranzistoru, a proto je také bezrozměrnou komplexní veličinou. Nezávisí na vlastnostech generátoru, ale je funkcí zátěže a parametrů tranzistoru. Maximální hodnoty nabývá modul  $A_u$  při  $Y_z = 0$ , kdy je tranzistor naprázdno. Pro  $Y_z \rightarrow \infty$  (zkrat na výstupu tranzistoru) je  $A_u = 0$ . Při použití rozptylových parametrů tranzistoru je podle [4] napěťové zesílení dáno vztahem

$$A_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{s_{21}(1 + \Gamma_z)}{(1 - s_{22}\Gamma_z)(1 + s_{11})}. \quad (2.15)$$

### 2.1.1.3 Proudová zesílení

Vztahy pro výpočet proudového zesílení získáme opět pomocí rovnic (2.1) až (2.4). Z (2.2) vyjádříme  $U_2 = -I_2/Y_z$ , dosadíme do (2.3) a potom odtud vyjádříme napětí  $U_1$

$$I_1 = y_{11} U_1 - \frac{y_{12}}{Y_z} I_2 \Rightarrow U_1 = \frac{1}{y_{11}} I_1 + \frac{y_{12}}{y_{11} Y_z} I_2 . \quad (2.16)$$

Napětí  $U_1$  vyjádřené (2.16) dosadíme do vztahu (2.4), kam dosadíme také za  $U_2 = -I_2/Y_z$

$$I_2 = \frac{y_{21}}{y_{11}} I_1 + \frac{y_{12} y_{21}}{y_{11} Y_z} I_2 - \frac{y_{22}}{Y_z} I_2 . \quad (2.17)$$

Po úpravě dostaneme požadované proudové zesílení

$$A_i = \frac{I_2}{I_1} = \frac{y_{21} Y_z}{y_{11}(y_{22} + Y_z) - y_{12} y_{21}} . \quad (2.18)$$

Proudové zesílení  $A_i$  je bezrozměrnou komplexní veličinou. Při  $Y_z = 0$  je také  $A_i = 0$ , neboť výstup tranzistoru je naprázdno. Pro  $Y_z \rightarrow \infty$ , kdy je výstup tranzistoru nakrátko, je  $A_i = y_{21}/y_{11}$ . Výše uvedeným postupem lze odvodit jiný vztah pro proudové zesílení zesilovače, které je však definované poněkud odlišným způsobem

$$A_i' = \frac{I_2}{I_g} = \frac{y_{21} Y_z}{(y_{11} + Y_g)(y_{22} + Y_z) - y_{12} y_{21}} . \quad (2.19)$$

### 2.1.1.4 Výkonová zesílení

Na rozdíl od napěťového a proudového zesílení je výkonové zesílení (*Power Gain*) bezrozměrnou skalární veličinou. Obecně je definováno jako poměr činného výkonu dodávaného do zátěže a činného výkonu dodávaného zdrojem do vstupu tranzistoru. Poněvadž napětí a proudy na obr. 2.3 jsou komplexní amplitudy a činný výkon se vyjadřuje efektivními hodnotami napětí a proudů, budou mít vztahy pro  $P_z$  a  $P_{vst}$  tvar

$$P_z = \left( \frac{|U_2|}{\sqrt{2}} \right)^2 \operatorname{Re}(Y_z) \quad \text{nebo} \quad P_z = \left( \frac{|I_2|}{\sqrt{2}} \right)^2 \operatorname{Re}\left( \frac{1}{Y_z} \right) , \quad (2.20)$$

$$P_{vst} = \left( \frac{|U_1|}{\sqrt{2}} \right)^2 \operatorname{Re}(Y_{vst}) \quad \text{nebo} \quad P_{vst} = \left( \frac{|I_1|}{\sqrt{2}} \right)^2 \operatorname{Re}\left( \frac{1}{Y_{vst}} \right) . \quad (2.21)$$

**Obecné výkonové zesílení** (vstup i výstup tranzistoru nemusí být přizpůsobeny) definujeme pomocí vztahů (2.20) a (2.21)

$$A_P = \frac{P_z}{P_{vst}} = \frac{\left( \frac{|U_2|}{\sqrt{2}} \right)^2 \operatorname{Re}(Y_z)}{\left( \frac{|U_1|}{\sqrt{2}} \right)^2 \operatorname{Re}(Y_{vst})} = \frac{\left( \frac{|I_2|}{\sqrt{2}} \right)^2 \operatorname{Re}\left( \frac{1}{Y_z} \right)}{\left( \frac{|I_1|}{\sqrt{2}} \right)^2 \operatorname{Re}\left( \frac{1}{Y_{vst}} \right)} = |A_u|^2 \frac{\operatorname{Re}(Y_z)}{\operatorname{Re}(Y_{vst})} = |A_i|^2 \frac{\operatorname{Re}\left( \frac{1}{Y_z} \right)}{\operatorname{Re}\left( \frac{1}{Y_{vst}} \right)} . \quad (2.22)$$

Dosadíme-li do (2.22) například za  $A_u$  z (2.14) a za  $Y_{vst}$  z (2.8), dostaneme pro výpočet výkonového zesílení konkrétnější vztah

$$A_P = \frac{P_z}{P_{vst}} = \frac{|y_{21}|^2}{|y_{22} + Y_z|^2} \cdot \frac{G_z}{\operatorname{Re}\left( y_{11} - \frac{y_{12} y_{21}}{y_{22} + Y_z} \right)} . \quad (2.23)$$

**Provozní výkonové zesílení** je poměr činného výkonu dodávaného do zátěže (nemusí být přizpůsobena) a činného výkonu dodávaného generátorem do vstupu tranzistoru za podmínky výkonového přizpůsobení, kdy platí  $Y_g = Y_{vst}^*$ . Při výkonovém přizpůsobení bude  $I_1 = I_g/2$  a maximální výkon dodaný do vstupu tranzistoru bude

$$P_{vst\max} = \left( \frac{|I_g|}{2\sqrt{2}} \right)^2 \operatorname{Re} \left( \frac{1}{Y_{vst}} \right) = \frac{|I_g|^2}{8G_g} . \quad (2.24)$$

S pomocí (2.20) a (2.24) je možné vyjádřit provozní výkonové zesílení  $A_{P\text{prov}}$  vztahem

$$A_{P\text{prov}} = \frac{P_z}{P_{vst\max}} = \frac{\left( \frac{|I_2|}{\sqrt{2}} \right)^2 \operatorname{Re} \left( \frac{1}{Y_z} \right)}{\frac{|I_g|^2}{8G_g}} = 4 |A_i|^2 \frac{G_g}{G_z} = \frac{4|y_{21}|^2 |Y_z|^2 G_g}{|(y_{11} + Y_g)(y_{22} + Y_z) - y_{12} y_{21}|^2 G_z} . \quad (2.25)$$

**Dosažitelné výkonové zesílení** je poměr činného dosažitelného výkonu  $P_{výsta}$ , který je tranzistor schopen dodat do přizpůsobené zátěže a činného dosažitelného výkonu  $P_{ga}$ , který je generátor schopen dodat do přizpůsobeného vstupu tranzistoru. Vstup i výstup tranzistoru nemusí být přizpůsobeny. Dosažitelné výkonové zesílení je definováno vztahem

$$A_{Pa} = \frac{P_{výsta}}{P_{ga}} . \quad (2.26)$$

Obecně platí, že dosažitelný výkon zdroje nezávisí na zátěži a je funkcí pouze parametrů zdroje.

**Maximální dosažitelné výkonové zesílení** je poměr činného výkonu dodávaného do zátěže za podmínky výkonového přizpůsobení ( $Y_z = Y_{výsta}^*$ ) a činného výkonu dodávaného generátorem do vstupu tranzistoru také za podmínky výkonového přizpůsobení ( $Y_g = Y_{vst}^*$ ). Definice platí pro absolutně stabilní tranzistor (pojem „absolutní stabilita“ bude definován v kapitole 2.1.2). Výsledný vztah se stanoví ze čtyř podmínek pro extrémy (maxima) funkce (2.25) podle  $G_g$ ,  $B_g$ ,  $G_z$ ,  $B_z$  a má tvar

$$A_{P\max} = \frac{P_{z\max}}{P_{vst\max}} = \frac{|y_{21}|^2}{2g_{11}g_{22} - \operatorname{Re}(y_{12} y_{21}) + \sqrt{(2g_{11}g_{22} - \operatorname{Re}(y_{12} y_{21}))^2 - |y_{12} y_{21}|^2}} . \quad (2.27a)$$

Pro tranzistor s nulovou vnitřní zpětnou vazbou ( $y_{12} = 0$ ) se vztah (2.27a) zjednoduší a bude

$$A_{P\max} = \frac{P_{z\max}}{P_{vst\max}} = \frac{|y_{21}|^2}{4g_{11}g_{22}} . \quad (2.27b)$$

Zesílení  $A_{P\max}$  se používá ke stanovení mezního kmitočtu tranzistoru  $f_{\max}$ . V případě popisu zesilovače pomocí rozptylových parametrů, můžeme maximální dosažitelné výkonové zesílení vyjádřit podle [4] vztahem

$$A_{P\max} = \frac{P_{z\max}}{P_{vst\max}} = \frac{|s_{21}|}{|s_{12}|} (k_{RS} \pm \sqrt{k_{RS} - 1}) , \quad (2.28)$$

kde  $k_{RS}$  je Rolletův činitel stability (bude popsán v kapitole 2.2.1), pro který musí platit  $k_{RS} > 1$  (absolutně stabilní tranzistor). Znaménko „+“ platí pro  $(1 + |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 - |\det s|) > 0$ , znaménko „-“ pro  $(1 + |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 - |\det s|) < 0$ .

### 2.1.1.5 Zisk zesilovače a úroveň signálu

Dosud uvedená napěťová, proudová a výkonová zesílení zesilovače jsou bezrozměrné veličiny. Velice často se však zesílení zesilovače vyjadřuje pomocí jednotek dB (decibel) a nazývá se **zisk zesilovače**.

Uvažujme zesilovač se vstupním odporem  $R_{vst}$ , u něhož je modul vstupního napětí  $U_1$ , modul vstupního proudu  $I_1$  a činný výkon na vstupu  $P_1$ . Na výstupu zesilovače se zátěží  $R_z$ , označme obdobné veličiny  $U_2$ ,  $I_2$  a  $P_2$ . Pro výkonový zisk zesilovače v dB platí

$$A_{PdB} = 10 \log A_P = 10 \log \frac{P_2}{P_1} \quad [dB] . \quad (2.29)$$

Jestliže vyjádříme vstupní a výstupní výkon pomocí napětí, proudů a činných odporů, dostaneme

$$A_{PdB} = 10 \log \frac{P_2}{P_1} = 10 \log \frac{\left(\frac{U_2}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot \frac{1}{R_z}}{\left(\frac{U_1}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot \frac{1}{R_{vst}}} = 20 \log \frac{U_2}{U_1} + 10 \log \frac{R_{vst}}{R_z} , \quad (2.30)$$

$$A_{PdB} = 10 \log \frac{P_2}{P_1} = 10 \log \frac{\left(\frac{I_2}{\sqrt{2}}\right)^2 R_z}{\left(\frac{I_1}{\sqrt{2}}\right)^2 R_{vst}} = 20 \log \frac{I_2}{I_1} + 10 \log \frac{R_z}{R_{vst}} . \quad (2.31)$$

Pro případ

$$R_{vst} = R_z , \quad (2.32)$$

kdy vstupní impedance zesilovače a impedance zátěže zesilovače mají reálnou hodnotu, obvykle buď  $50\Omega$  nebo  $75\Omega$ , se vztahy (2.30) a (2.31) zjednoduší do tvaru

$$A_{PdB} = 10 \log \frac{P_2}{P_1} = 20 \log \frac{U_2}{U_1} = 20 \log \frac{I_2}{I_1} , \quad (2.33)$$

$$A_{PdB} = 10 \log A_P = 20 \log A_U = 20 \log A_I . \quad (2.34)$$

Jestliže je tedy například zisk zesilovače  $A_{PdB} = 13 \text{ dB}$ , znamená to, že poměr výstupního a vstupního výkonu je  $A_P \cong 20$ , což při splnění (2.32) odpovídá poměru výstupního a vstupního napětí  $A_U \cong \sqrt{20} \cong 4,47$  a poměru výstupního a vstupního proudu  $A_I \cong \sqrt{20} \cong 4,47$ . Pro uvedený příklad platí

$$13 = 10 \log \frac{P_2}{P_1} \quad \Rightarrow \quad \frac{P_2}{P_1} = 10^{\left(\frac{13}{10}\right)} \cong 20 , \quad (2.35)$$

$$13 = 20 \log \frac{U_2}{U_1} = 20 \log \frac{I_2}{I_1} \quad \Rightarrow \quad \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_2}{I_1} = 10^{\left(\frac{13}{20}\right)} \cong 4,47 . \quad (2.36)$$

Zisk zesilovače vyjádřený v dB je veličina poměrná, podobně jako bezrozměrná zesílení zesilovače (napěťová, proudová, výkonová). Nabývá stejné hodnoty v případě, kdy  $U_1 = 1\mu\text{V}$  a  $U_2 = 100\mu\text{V}$  (zisk  $40\text{dB}$ ) i v případě, kdy  $U_1 = 1\text{mV}$  a  $U_2 = 100\text{mV}$  (zisk je opět  $40\text{dB}$ ).

Jednotka dB se však velice často používá i k vyjádření **úrovně napětí nebo úrovně výkonu signálu**. V takovém případě se za označení dB připsuje zkratka jednotky napětí nebo výkonu, ke které je příslušná úroveň signálu vztažena. Nejčastěji se úrovně signálu vyjadřují pomocí jednotek  $\text{dB}\mu\text{V}$ ,  $\text{dBmV}$ ,  $\text{dBV}$  a  $\text{dBm}$ . Pro vyjádření úrovně napětí  $U_1$  a úrovně výkonu  $P_1$  platí

$$U_1 [\text{dB}\mu\text{V}] = 20 \log \frac{U_1 [\mu\text{V}]}{1\mu\text{V}} , \quad (2.37)$$

$$U_1 [\text{dBmV}] = 20 \log \frac{U_1 [\text{mV}]}{1\text{mV}} , \quad (2.38)$$

$$U_1 [dBV] = 20 \log \frac{U_1 [V]}{1V}, \quad (2.39)$$

$$P_1 [dBm] = 10 \log \frac{P_1 [mW]}{1mW}. \quad (2.40)$$

Jestliže je úroveň napětí signálu  $U_1 = 60dB_{\mu V}$ , znamená to, že napětí  $U_1 = 1000\mu V = 1mV$  neboť platí

$$60 [dB_{\mu V}] = 20 \log \frac{U_1 [\mu V]}{1\mu V} \Rightarrow U_1 [\mu V] = 10^{\left(\frac{60}{20}\right)} = 10^3 = 1000\mu V = 1mV. \quad (2.41)$$

Při úrovni napětí signálu  $U_1 = 26dBmV$  je napětí  $U_1 \cong 20mV$  neboť platí

$$26 [dBmV] = 20 \log \frac{U_1 [mV]}{1mV} \Rightarrow U_1 [mV] = 10^{\left(\frac{26}{20}\right)} = 10^{1,3} \cong 20mV. \quad (2.42)$$

Pro úroveň napětí signálu  $U_1 = -40dBV$  je napětí  $U_1 = 0,01V = 10mV$  neboť platí

$$-40 [dBV] = 20 \log \frac{U_1 [V]}{1V} \Rightarrow U_1 [V] = 10^{\left(\frac{-40}{20}\right)} = 10^{-2} = 0,01V = 10mV. \quad (2.43)$$

Je-li úroveň výkonu signálu  $P_1 = -100 dBm$ , potom můžeme hodnotu výkonu určit ze vztahu

$$-100 [dBm] = 10 \log \frac{P_1 [mW]}{1mW} \Rightarrow P_1 [mW] = 10^{\left(\frac{-100}{10}\right)} = 10^{-10} mW = 10^{-13} W. \quad (2.44)$$

Při změně napěťové nebo výkonové úrovně signálu z jedné hodnoty na druhou je **velikost změny vyjádřena v jednotkách dB !!!** Změna úrovně signálu je tedy poměrnou veličinou. Například při změně úrovně napětí  $U_1 = 43dB_{\mu V}$  na úroveň  $U_2 = 40dB_{\mu V}$ , je výsledná změna úrovně  $-3dB$  neboť platí

$$U_2 [dB_{\mu V}] - U_1 [dB_{\mu V}] = 20 \log \frac{U_2 [\mu V]}{1\mu V} - 20 \log \frac{U_1 [\mu V]}{1\mu V} = 20 \log \frac{U_2 [\mu V]}{U_1 [\mu V]} \quad (2.45)$$

a po dosazení konkrétních hodnot dostaneme

$$20 \log \frac{U_2 [\mu V]}{U_1 [\mu V]} = 20 \log \frac{10^{\left(\frac{40}{20}\right)}}{10^{\left(\frac{43}{20}\right)}} = 20 \log 10^{\left(\frac{-3}{20}\right)} = 20 \cdot \left(\frac{-3}{20}\right) = -3dB. \quad (2.46)$$

Uvažujme zesilovač se ziskem  $A_{PdB} = 30 dB$ . Je-li úroveň vstupního signálu  $P_1 = 40 dBm$ , potom úroveň výstupního signálu určíme ze vztahu

$$P_2 [dBm] = P_1 [dBm] + A_{PdB} [dB] = 40 + 30 = 70 dBm. \quad (2.47)$$

Podrobně lze tento vztah rozepsat do tvaru

$$P_1 [dBm] + A_{PdB} [dB] = 10 \log \frac{P_1 [mW]}{1mW} + 10 \log \frac{P_2 [mW]}{P_1 [mW]} = 10 \log \frac{P_2 [mW]}{1mW} = P_2 [dBm]. \quad (2.48)$$

Pro tentýž zesilovač a úroveň vstupního signálu  $U_1 = 60dB_{\mu V}$  vychází úroveň výstupního signálu

$$U_2 [dB_{\mu V}] = U_1 [dB_{\mu V}] + A_{PdB} [dB] = 60 + 30 = 90 dB_{\mu V}, \quad (2.49)$$

neboť platí

$$U_1 [dB_{\mu V}] + A_{PdB} [dB] = 20 \log \frac{U_1 [\mu V]}{1\mu V} + 20 \log \frac{U_2 [\mu V]}{U_1 [\mu V]} = 20 \log \frac{U_2 [\mu V]}{1\mu V} = U_2 [dB_{\mu V}]. \quad (2.50)$$

## 2.1.2 Stabilita zesilovače

Ze vztahu (2.7) pro vstupní admitanci zesilovače vyplývá, že její reálná část  $G_{vst}$  může nabývat, v závislosti na admitančních parametrech tranzistoru a admitanci zátěže, kladných i záporných hodnot. Podobně i reálná část  $G_{výst}$  výstupní admitance zesilovače, definovaná vztahem (2.9), může nabývat kladných i záporných hodnot v závislosti na admitančních parametrech tranzistoru a admitanci zdroje. V případech, kdy platí

$$G_{vst} < 0 \quad \text{nebo} \quad G_{výst} < 0 \quad (2.51a,b)$$

(nebo platí obě relace), má zesilovač sklony k nestabilitě a mohou v něm vzniknout nežádoucí oscilace. Jestliže platí  $G_{vst} < 0$ , potom stabilní režim zesilovače je možné zajistit pouze připojením generátoru, jehož vodivost  $G_g$  má takovou kladnou hodnotu, že splňuje podmínku  $G_g > |G_{vst}|$ . Výsledná vodivost na vstupu zesilovače je v takovém případě kladná a platí  $G_g + G_{vst} > 0$ . Podobně při  $G_{výst} < 0$  je možné zajistit stabilní režim zesilovače připojením zátěže s kladnou vodivostí  $G_z > |G_{výst}|$ , při níž bude celková vodivost na výstupu kladná, tj.  $G_z + G_{výst} > 0$ .

Zesilovače (obecně dvojbrany) můžeme tedy rozdělit do dvou skupin. První skupinu tvoří zesilovače, u kterých je  $G_{vst} > 0$  a současně  $G_{výst} > 0$  při libovolné pasivní admitanci zátěže  $Y_z$  resp. generátoru  $Y_g$ . Pro pasivní admitance přitom platí  $G_z > 0$  nebo  $|\Gamma_z| < 1$  resp.  $G_g > 0$  nebo  $|\Gamma_g| < 1$ . U druhé skupiny zesilovačů mohou být při určitých hodnotách pasivní admitance zátěže  $Y_z$  resp. generátoru  $Y_g$  splněny podmínky 2.51a resp. 2.51b a zesilovač může být nestabilní. Na základě uvedeného rozdělení je možné definovat pojmy **absolutní stabilita** a **potenciální nestabilita**.

**Zesilovač je absolutně stabilní, jestliže připojením libovolných kladných vodivostí ke vstupu nebo výstupu platí  $G_{vst} > 0$  a současně  $G_{výst} > 0$ .**

**Zesilovač je potenciálně nestabilní, jestliže existují určité hodnoty kladných vodivostí, pro které (po připojení ke vstupu nebo výstupu) platí  $G_{vst} < 0$  nebo  $G_{výst} < 0$ .**

Podmínky stabilního režimu zesilovače  $G_{vst} > 0$  resp.  $G_{výst} > 0$  je možné vyjádřit také pomocí činitelů odrazu, a to relacemi

$$|\Gamma_{vst}| < 1 \quad \text{resp.} \quad |\Gamma_{výst}| < 1, \quad (2.52a,b)$$

jež vyplývají ze vztahů (2.12a) a (2.13a) při uvažování podmínky  $Y_c = G_c$  [4]. Absolutně stabilní zesilovače tedy musí splňovat podmínky (2.52), pro libovolné pasivní admitance  $Y_g$  a  $Y_z$ . Jestliže nejsou obě podmínky splněny, je zesilovač potenciálně nestabilní.

K vyšetřování stability zesilovače (dvojbranu) existuje řada kritérií. Ne všechna jsou však vhodná pro použití ve vysokofrekvenční technice. Zde se nejčastěji používá imitanční kritérium, využívající admitančních nebo rozptylových parametrů, pomocí kterých se stanoví tzv. **Rolletův činitel stability** definovaný vztahem

$$k_R = \frac{2g_{11}g_{22} - \operatorname{Re}(y_{12}y_{21})}{|y_{12}y_{21}|}. \quad (2.53)$$

Pokud platí  $k_R > 1$ , je zesilovač absolutně stabilní, je-li  $k_R < 1$  je potenciálně nestabilní. Pro  $k_R = 1$  je zesilovač na mezi stability. Při popisu zesilovače pomocí rozptylových parametrů se Rolletův činitel stability určí ze vztahu

$$k_{Rs} = \frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 + |\det s|^2}{2|s_{12}s_{21}|}, \quad (2.54)$$

kde  $\det s = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}$ . Pro absolutně stabilní zesilovač musí platit  $k_{Rs} > 1$  a současně musí být splněna podmínka  $|\det s| = |s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}| < 1$ .



Podobným způsobem je definován také **Linvilleův činitel stability**, označovaný symbolem  $C$ , který je reciprokou hodnotou Rolletova činitele stability  $k_R$ , tj. platí  $C = 1/k_R$ . Pro absolutně stabilní zesilovač musí být  $C < 1$ , pro potenciálně nestabilní zesilovač je  $C > 1$ .

Uvedená kritéria stability se používají pouze u linearizovaných vysokofrekvenčních zesilovačů, kde je rozkmit střídavých signálů relativně malý (vztaženo k podmínce linearity). Pro zesilovače s velkým signálem nejsou tato kritéria vhodná.

## 2.1.3 Šumové vlastnosti zesilovače

Při popisu šumových vlastností zesilovače se již nezkoumají jeho jednotlivé vnitřní zdroje šumu, ale obvykle pomocí jedné veličiny jsou charakterizovány jeho výsledné šumové vlastnosti.

### 2.1.3.1 Šumový činitel a šumové číslo

**Šumový činitel**  $F$  (*Noise Factor*) linearizovaného zesilovače (obecně lineárního dvojbranu) je definován vztahem

$$F = \frac{\frac{P_{sg}}{P_{\dot{s}g}}}{\frac{P_{svýst}}{P_{\dot{s}výst}}}, \quad (2.55)$$

kde  $P_{sg}$  je výkon signálu na vstupu zesilovače,  
 $P_{\dot{s}g}$  je výkon šumu na vstupu zesilovače,  
 $P_{svýst}$  je výkon signálu na výstupu zesilovače,  
 $P_{\dot{s}výst}$  je výkon šumu na výstupu zesilovače.

Výraz  $P_{sg}/P_{\dot{s}g}$  vyjadřuje poměr signál/šum na vstupu zesilovače a závisí pouze na parametrech generátoru. Nezávisí na parametrech zesilovače, neboť vstupní admitance zesilovače zatěžuje stejně zdroj signálu i zdroj šumu. Proto můžeme skutečnou admitanci  $Y_{vst}$  nahradit admitancí  $Y_{vst} = Y_g^*$  a skutečné výkony nahradit dosažitelnými výkony. Dosažitelný šumový výkon generátoru je  $P_{\dot{s}g} = kTB_{\dot{s}}$  (viz. vztah 1.106). Pro odstranění teplotní závislosti se uvažuje vždy  $T = T_0 = 290K$ .

Výraz  $P_{svýst}/P_{\dot{s}výst}$  vyjadřuje poměr signál/šum na výstupu zesilovače a nezávisí na admitanci zátěže  $Y_z$ , neboť ta je stejná pro signál i šum. Proto i na výstupu zesilovače můžeme skutečné výkony nahradit dosažitelnými výkony (poměr výkonů se nezmění).

Vztah (2.55) upravíme do tvaru

$$F = \frac{\frac{P_{sg}}{P_{\dot{s}g}}}{\frac{P_{svýst}}{P_{\dot{s}výst}}} = \frac{P_{sg}}{P_{\dot{s}g}} \cdot \frac{P_{\dot{s}výst}}{P_{svýst}} = \frac{1}{A_{Pa}} \cdot \frac{P_{\dot{s}výst}}{P_{\dot{s}g}}, \quad (2.56)$$

kde  $A_{Pa} = P_{svýst}/P_{sg}$ . Podobně jako užitečný signál je zesílen i šum generátoru. K němu se však u reálného zesilovače přičítají příspěvky šumu od jednotlivých prvků zesilovače (tepelné šumy součástek, výstřelový šum tranzistorů, atd.), které lze souhrnně vyjádřit šumovým výkonem  $P_{\dot{s}zes}$ . Šumový výkon na výstupu zesilovače je tedy součtem zesíleného šumového výkonu generátoru a šumového výkonu zesilovače. Vztah (2.56) můžeme dále upravit

$$F = \frac{1}{A_{Pa}} \cdot \frac{P_{\dot{s}výst}}{P_{\dot{s}g}} = \frac{A_{Pa}P_{\dot{s}g} + P_{\dot{s}zes}}{A_{Pa}P_{\dot{s}g}} = 1 + \frac{P_{\dot{s}zes}}{A_{Pa}kT_0B_{\dot{s}}} = 1 + \frac{P_{\dot{s}zes}^*}{kT_0B_{\dot{s}}} = 1 + F_v, \quad (2.57)$$

kde  $P_{\dot{s}zes}^* = P_{\dot{s}zes}/A_{Pa}$  je vlastní šumový výkon na výstupu zesilovače přepočítaný na vstup a  $F_v$  je vlastní šumový činitel zesilovače.

Šumový činitel je bezrozměrné číslo, které udává, kolikrát je větší poměr signál/šum na vstupu zesilovače než na jeho výstupu. Pro reálný zesilovač platí  $F > 1$ , pro ideální „nešumící“ zesilovač je  $F = 1$ . Při jeho definici se vždy uvažuje teplota vodivosti  $G_g$  rovna  $T_0 = 290 \text{ K}$  ( $16,8^\circ\text{C}$ ). Má-li však zesilovač teplotu  $T \neq T_0$ , určí se jeho šumový činitel podle vztahu

$$F_T = 1 + \frac{T}{T_0}(F - 1), \quad (2.58)$$

kde  $F$  je šumový činitel při teplotě  $T_0$ .

Z definičních vztahů šumového činitele vyplývá, že jeho velikost závisí i na admitanci generátoru  $Y_g$  (tato závislost je „ukryta“ v  $P_{sg}$  resp.  $P_{\dot{s}g}$ ). Při vyšetřování této závislosti lze získat tzv. optimální admitanci generátoru  $Y_{gopt}$ , při které dosahuje šumový činitel svého minima. Ten stav se nazývá šumové přizpůsobení zesilovače. Obecně platí, že  $Y_{gopt}$  se liší od admitance generátoru pro výkonové přizpůsobení vstupu zesilovače.

**Šumové číslo**  $F_{dB}$  (*Noise Figure*) je šumový činitel vyjádřený v dB podle vztahu

$$F_{dB} = 10 \log F. \quad (2.59)$$

Pro reálný zesilovač je  $F_{dB} > 0$ , pro ideální „nešumící“ zesilovač je  $F_{dB} = 0$ .

*Poznámka:* Poměr signál/šum (přesněji poměr výkonu signálu a výkonu šumu), pomocí kterého je definován šumový činitel, se také často označuje symbolem  $S/N$  (*Signal to Noise*) nebo  $SNR$  (*Signal to Noise Ratio*). V praxi je měření poměru  $S/N$  dosti komplikované, a proto se nahrazuje stanovením poměru  $(S+N)/N$ , který lze změřit celkem snadno. Nepřesnost, která touto záměnou vzniká je tím menší, čím větší je poměr  $S/N$ .

Je-li na vstupu zesilovače kromě užitečného signálu a šumu také rušivý signál (například u rádiových přijímačů), vyhodnocuje se tzv. **poměr SINAD** (*Signal plus Noise And Distortion*), definovaný vztahem

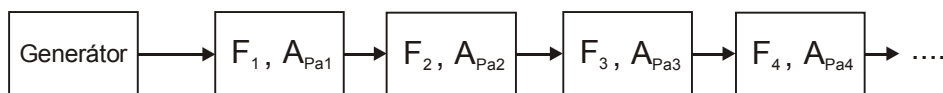
$$SINAD = 10 \log \frac{S+N+D}{N+D} \quad [dB],$$

kde symbol  $D$  označuje výkon rušivého signálu.

### 2.1.3.2 Friisův vzorec

Uvažujme kaskádu zesilovačů zapojených podle obr. 2.4. První zesilovač má šumový činitel  $F_1$  a dosažitelné výkonové zesílení  $A_{Pa1}$ , druhý  $F_2$  a  $A_{Pa2}$ , atd. Výsledný šumový činitel této kaskády zesilovačů je určen Friisovým vzorcem

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_{Pa1}} + \frac{F_3 - 1}{A_{Pa1} A_{Pa2}} + \frac{F_4 - 1}{A_{Pa1} A_{Pa2} A_{Pa3}} + \dots \quad (2.60)$$



Obr. 2.4. Kaskádní řazení zesilovačů

V případě, že zesílení  $A_{Pa1}$  bude dostatečně veliké, lze druhé, třetí a další členy pravé strany vzorce (2.60) zanedbat a výsledný šumový činitel bude určen především šumovým činitelem prvního zesilovače, tj.  $F \cong F_1$ . Pro dosažení minimálního šumového činitele je tedy důležité, jak budou jednotlivé zesilovače v kaskádě seřazeny.

Je třeba zdůraznit, že zesílení  $A_{Pa1}$ ,  $A_{Pa2}$ ,  $A_{Pa3}$ , ..., atd. ve vzorci (2.60) jsou dosažitelná výkonová zesílení nikoliv skutečná (obecná) výkonová zesílení  $A_{P1}$ ,  $A_{P2}$ ,  $A_{P3}$ , ..., atd. Nesplnění této podmínky má za následek chybný výpočet. Dosažitelné výkonové zesílení se rovná skutečnému výkonovému zesílení pouze v případě výkonového přizpůsobení zesilovače na vstupu i výstupu.

Friisův vzorec lze použít nejen pro kaskádu zesilovačů, ale obecně platí i pro zapojení aktivních i pasivních dvojbranů. Jeho využití je rozmanité. Za kaskádu dvojbranů lze považovat například :

- a) anténní předzesilovač → svod → televizní přijímač
- b) vstupní díl přijímače → mezifrekvenční zesilovač → demodulátor → nízkofrekvenční zesilovač, aj.

U všech těchto příkladů je třeba, v souladu se vzorcem (2.60), aby první blok kaskády měl minimální šumový činitel a co nejvyšší dosažitelné výkonové zesílení. Jedině tak lze zaručit, že výsledný šumový činitel kaskády bude malý a může tak být eliminován i vliv některého bloku s vyšším šumovým činitelem.

### 2.1.3.3 Míra šumu

Jak vyplývá z předchozí kapitoly, dosažení malého šumového činitele je důležité při současném dostatečně velkém výkonovém zesílení. Šumový činitel ale neobsahuje údaj o zesílení zesilovače, takže nedává dostatečnou informaci o vhodnosti použití zesilovače. Proto byla zavedena bezrozměrná veličina, tzv. **míra šumu**  $M$  (*Noise Measure*) definovaná vztahem

$$M = \frac{F - 1}{1 - \frac{1}{A_{Pa}}} \quad (2.61)$$

Míra šumu  $M$  bude tím menší, čím menší bude šumový činitel  $F$  a čím větší bude dosažitelné výkonové zesílení  $A_{Pa}$ . Je-li  $A_{Pa} < 1$  (pasivní dvojbran), bude míra šumu  $M < 0$ .

Nejčastěji se míra šumu používá pro stanovení pořadí jednotlivých zesilovacích stupňů kaskády, kdy jednotlivé stupně mají různá výkonová zesílení a různé šumové činitele (obr. 2.4). Pro dosažení nejmenšího výsledného šumového činitele kaskády musí být jednotlivé stupně seřazeny podle hodnot míry šumu v pořadí  $M_1 < M_2 < M_3 < M_4 < \dots$

### 2.1.3.4 Ekvivalentní šumová teplota

U kvalitních zesilovačů s malým šumem je šumový činitel pouze nepatrně větší než jedna. Malé změny šumového činitele však nedávají dostatečně názornou představu o změně šumových vlastností zesilovače. Pro jemnější rozlišení těchto malých změn šumových vlastností byla proto zavedena tzv. **ekvivalentní šumová teplota**  $T_e$  (*Noise Temperature*). Při jejím odvození vycházíme ze vztahu (2.57), který upravíme do tvaru

$$F = \frac{1}{A_{Pa}} \cdot \frac{P_{\text{švyst}}}{P_{\text{šg}}} = \frac{P_{\text{švyst}}}{A_{Pa} kT_0 B_{\text{š}}} \Rightarrow \frac{P_{\text{švyst}}}{A_{Pa}} = FkT_0 B_{\text{š}} = kT_0 B_{\text{š}} + (F - 1)kT_0 B_{\text{š}} \quad (2.62)$$

Ze vztahu (2.62) vyplývá, že celkový šumový výkon na výstupu zesilovače přepočítaný na vstup, tj.  $P_{\text{švyst}}/A_{Pa}$ , je roven součtu dosažitelného šumového výkonu generátoru  $kT_0 B_{\text{š}}$  a šumového příspěvku zesilovače  $(F - 1)kT_0 B_{\text{š}}$ . Tento šumový příspěvek můžeme také vyjádřit jako dosažitelný šumový výkon generátoru, kterému však přiřadíme ekvivalentní šumovou teplotu  $T_e$

$$(F - 1)kT_0 B_{\text{š}} = kT_e B_{\text{š}} \quad (2.63)$$

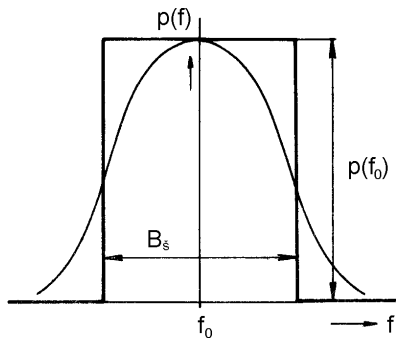
Úpravou vztahu (2.63) získáme relaci mezi šumovým činitelem a ekvivalentní šumovou teplotou

$$(F - 1)T_0 = T_e \Rightarrow F = \frac{T_0 + T_e}{T_0} = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (2.64)$$

Změna šumového činitele z hodnoty  $F_1 = 1,0$  na hodnotu  $F_2 = 2,0$  potom odpovídá změně ekvivalentní šumové teploty z hodnoty  $T_{e1} = 0 K$  na hodnotu  $T_{e2} = 290 K$ , což je rozlišení dostatečně jemné.

### 2.1.3.5 Šumová šířka pásma

Úzkopásmový linearizovaný zesilovač vykazuje určité selektivní vlastnosti. Je-li na jeho vstupu pouze šumový signál s konstantní spektrální hustotou výkonu (bílý šum), potom na výstupu dostáváme tzv. selektivní šum, jehož spektrální hustota výkonu nabývá maximální hodnoty  $\rho(f_0)$  obvykle na rezonančním



Obr. 2.5. Grafické znázornění šumové šířky pásma

(středním) kmitočtu selektivního obvodu zesilovače, jak je nakresleno na obr. 2.5. **Šumová šířka pásma**  $B_s$  zesilovače se určí na základě rovnosti celkového šumového výkonu na výstupu zesilovače a ekvivalentního šumového výkonu, který bychom získali na výstupu zesilovače s ideální obdélníkovou přenosovou charakteristikou. Podle obr. 2.5 musí platit, že plocha pod křivkou  $\rho(f)$  se rovná ploše obdélníka se stranami  $\rho(f_0)$  a  $B_s$ . Pro šumové výkony platí

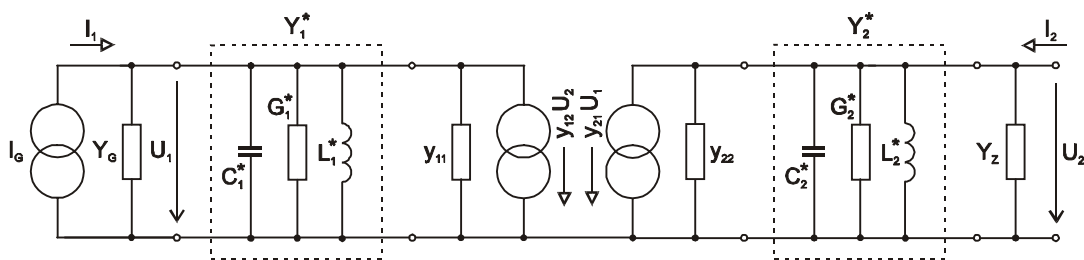
$$\int_0^{\infty} \rho(f) df = \rho(f_0) B_s \Rightarrow B_s = \frac{1}{\rho(f_0)} \int_0^{\infty} \rho(f) df . \quad (2.65)$$

Pro stanovení  $B_s$  se někdy místo kmitočtové závislosti  $\rho(f)$  využívá kmitočtové závislosti výkonového zesílení  $A_p$  zesilovače [9]. Z uvedené definice je zřejmé, že **šumová šířka pásma  $B_s$  není totožná s šířkou pásma  $B$  pro pokles o 3dB**.

Má-li zesilovač jeden rezonanční obvod, je poměr  $B_s/B \cong 1,57$ . Šumová šířka pásma je tedy výrazně větší než šířka pásma pro pokles o 3dB. Při kaskádním řazení více rezonančních obvodů (stupňů) se poměr  $B_s/B$  snižuje, takže je možné s jistotou nepřesností uvažovat  $B_s \cong B$ . Například pro šest rezonančních obvodů (stupňů) v kaskádě je  $B_s/B \cong 1,10$ .

### 2.1.4 Analýza zesilovače

Uvažujme jednostupňový zesilovač, jehož schéma zapojení pro střídavé signály je nakresleno na obr. 2.2. S využitím transformačních vlastností rezonančních obvodů překreslíme schéma do podoby uvedené na obr. 2.6.



Obr. 2.6. Upravené schéma zapojení zesilovače

Z důvodu obecnějšího přístupu uvažujme místo odporu generátoru  $R_G$  admitanci  $Y_G$  a místo odporu zátěže  $R_Z$  admitanci  $Y_Z$ . Celkovou admitanci připojenou ke vstupní svorce tranzistoru označíme  $Y_1$  a celkovou admitanci připojenou k výstupní svorce tranzistoru označíme  $Y_2$ . Pro tyto admitance platí

$$Y_1 = Y_G + Y_1^* + y_{11} , \quad (2.66a)$$

$$Y_2 = y_{22} + Y_2^* + Y_Z . \quad (2.66b)$$

Dvojbranové admitanční rovnice celého zesilovače mají tvar

$$I_1 = Y_1 U_1 + y_{12} U_2, \quad (2.67)$$

$$I_2 = y_{21} U_1 + Y_2 U_2. \quad (2.68)$$

Admitance  $Y_1$  resp.  $Y_2$  popisují „výsledné“ rezonanční obvody na vstupu resp. výstupu tranzistoru, a proto je můžeme vyjádřit ve tvaru

$$Y_1 = G_1(1 + j\alpha_1), \quad (2.69)$$

$$Y_2 = G_2(1 + j\alpha_2), \quad (2.70)$$

kde

$$G_1 = G_G + G_1^* + g_{11}, \quad (2.71)$$

$$G_2 = g_{22} + G_2^* + G_Z. \quad (2.72)$$

Do dvojbranových rovnic (2.67), (2.68) dosadíme za  $Y_1, Y_2$  z (2.69), (2.70) a přepíšeme je do maticového tvaru

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_1(1 + j\alpha_1) & y_{12} \\ y_{21} & G_2(1 + j\alpha_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}. \quad (2.73)$$

Determinant admitanční matice bude po úpravě

$$\det \mathbf{Y} = G_1 G_2 \begin{bmatrix} 1 + j\alpha_1 & \frac{y_{12} y_{21}}{G_1 G_2} \\ 1 & 1 + j\alpha_2 \end{bmatrix}. \quad (2.74)$$

Součin admitančních parametrů můžeme vyjádřit v polárním tvaru  $y_{12} y_{21} = |y_{12} y_{21}| e^{j(\varphi_{12} + \varphi_{21})}$ . Zavedeme nové veličiny, a to **regenerační úhel**

$$\Phi = \varphi_{12} + \varphi_{21} \quad (2.75)$$

a **regenerační činitel zesilovače  $T$** , definovaný vztahem

$$T = \frac{|y_{12} y_{21}|}{G_1 G_2}. \quad (2.76)$$

Položíme-li determinant admitanční matice roven nule, získáme rovnici, ze které můžeme posoudit stabilitu zesilovače. Dosazením (2.75) a (2.76) do (2.74), s přihlédnutím, že  $G_1 \neq 0$ ,  $G_2 \neq 0$ , dostaneme

$$(1 + j\alpha_1)(1 + j\alpha_2) - T e^{j\Phi} = 0. \quad (2.77)$$

*Poznámka:* Stabilita zesilovače, vyšetřovaná uvedeným způsobem, závisí pouze na zapojení zesilovače a vnitřní zpětné vazbě použitého aktivního prvku. Nezahrnuje vlivy konstrukčního řešení realizovaného zesilovače, například nevhodné rozmístění prvků na desce plošného spoje, různé vazby způsobené nevhodným návrhem plošného spoje, rozptylovými kapacitami, vzájemnými indukčnostmi, atd. Tyto vlivy je možné eliminovat na minimum (bohužel někdy až po několika nezdařených pokusech realizace zesilovače).

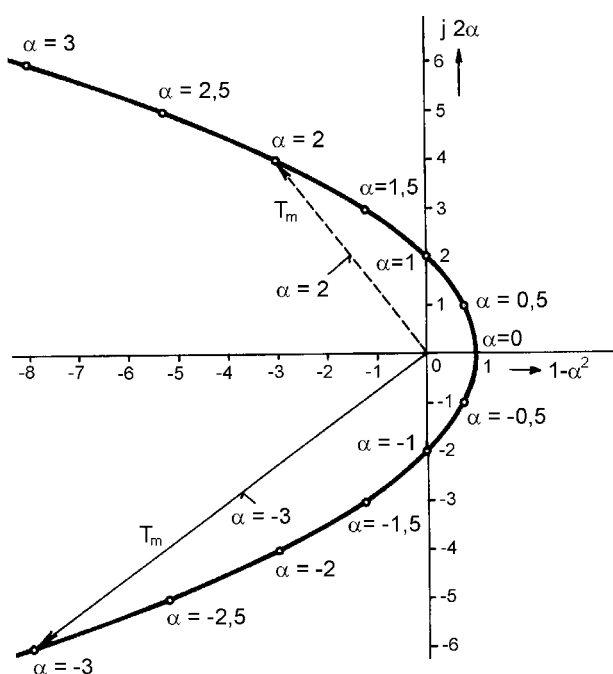
Uvažujme případ, kdy „výsledné“ rezonanční obvody na vstupu i výstupu zesilovače jsou identické, naladěné na stejný kmitočet a platí  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$ . Z matematického pohledu se jedná o jisté zjednodušení vztahu (2.77), z pohledu stability však vyšetřujeme **nejhorší případ**. Jsou-li totiž rezonanční obvody naladěny na různé kmitočty, potom část výstupního napětí, přivedeného vnitřní zpětnou vazbou tranzistoru na vstup, je vstupním rezonančním obvodem potlačena a to tím více, čím více se rezonanční kmitočty liší a čím vyšší jsou činitele jakosti obou rezonančních obvodů. Zpětnovazební napětí je malé a stabilní režim nemusí být porušen. Pokud jsou oba obvody naladěny na stejný kmitočet, potom zpětnovazební napětí není vstupním rezonančním obvodem potlačeno a může být dostatečně velké, aby způsobilo nestabilitu zesilovače.

Rovnice (2.77) má pro  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$  tvar

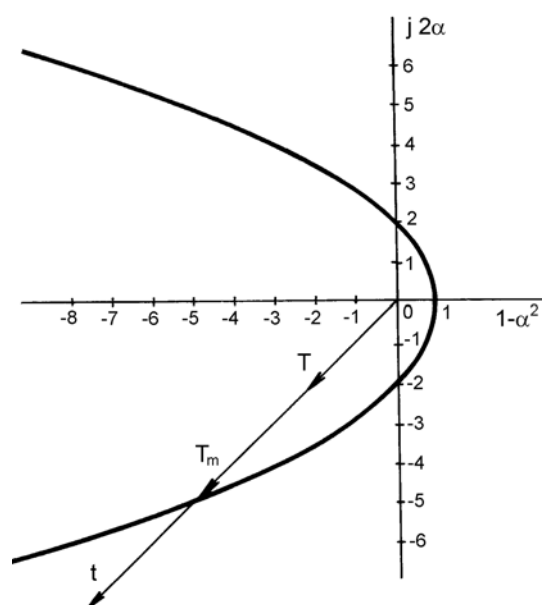
$$(1 + j\alpha)^2 - T e^{j\Phi} = 0. \quad (2.78)$$

Řešení této rovnice provedeme graficky podle [10]. První vektor  $(1+j\alpha)^2$  je popsán kartézskými souřadnicemi, s reálnou částí  $\text{Re}(1+j\alpha)^2 = 1-\alpha^2$  a imaginární částí  $\text{Im}(1+j\alpha)^2 = 2\alpha$ . Množinou koncových bodů vektorů  $(1+j\alpha)^2$  pro různé stupně rozladění  $\alpha$  je parabola, nakreslená na obr. 2.7, s vrcholem v bodě  $[1,0]$  a ohniskem v počátku souřadnic. Druhý vektor  $T e^{j\Phi}$  v rovnici (2.78) je popsán polárními souřadnicemi. Jeho směr určuje regenerační úhel  $\Phi$ , který svírá vektor s kladným směrem reálné osy. Regenerační úhel závisí pouze na parametrech tranzistoru a pro zapojení SE bývá v rozmezí  $\Phi = -90^\circ \div -180^\circ$ , podle typu tranzistoru a hodnoty kmitočtu. Velikost vektoru je určena vztahem (2.76) a závisí nejen na parametrech tranzistoru, ale i na součinu  $G_1 G_2$  všech vodivostí připojených ke vstupní a výstupní svorce tranzistoru. Může se pohybovat v mezích  $0 < T < t$ , kde  $t$  je regenerační činitel tranzistoru definovaný vztahem

$$t = \frac{|y_{12}y_{21}|}{g_{11}g_{22}} \quad (2.79)$$



Obr. 2.7. Mez stability jednostupňového zesilovače s identickými rezonančními obvody



Obr. 2.8. Znázornění regeneračních činitelů

Rovnice (2.78) je splněna, jestliže oba vektory jsou shodné, tj. koncový bod vektoru  $T e^{j\Phi}$  se dotýká paraboly. V tomto případě je zesilovač na mezi stability a tomu odpovídá mezní regenerační činitel  $T = T_m$ . Pokud je koncový bod vektoru  $T e^{j\Phi}$  uvnitř paraboly, tj.  $T < T_m$  (obr. 2.8), pracuje zesilovač ve stabilním režimu, pokud je vně paraboly ( $T > T_m$ ), zesilovač je nestabilní. Závislost činitele  $T_m$  na úhlu  $\Phi$  můžeme stanovit srovnáním reálných a imaginárních částí obou vektorů

$$1-\alpha^2 = T_m \cos \Phi, \quad (2.80)$$

$$2\alpha = T_m \sin \Phi, \quad (2.81)$$

odkud po vyloučení  $\alpha$  dostaneme

$$T_m = \frac{2}{1 + \cos \Phi}. \quad (2.82)$$

Při vyšetřování stability zesilovače není tedy nutné obr. 2.7 kreslit, ale pro vypočítaný úhel  $\phi$  pouze stanovíme podle (2.82) mezní regenerační činitel  $T_m$ . Skutečný regenerační činitel  $T$  daný vztahem (2.76) musí být několikrát menší než  $T_m$ , aby zesilovač pracoval v režimu dostatečně vzdáleném od meze stability. Může se totiž stát, že například v důsledku změny teploty nebo změny napájecího napětí dojde ke zvětšení činitele  $T$ , který by se tak mohl přiblížit k mezi stability. K tomu účelu byl zaveden činitel stability

$$S = \frac{T_m}{T}, \quad (2.83)$$

jehož velikost se volí v rozmezí 3 až 20. Při velkých hodnotách činitele stability vychází podle (2.83) malá hodnota regeneračního činitele  $T$ , kterou zajistíme zvýšením hodnoty součinu  $G_1G_2$ , tj. větším zatížením vstupu a (nebo) výstupu tranzistoru. V takovém případě je sice zaručen stabilní režim, avšak za cenu malého zesílení zesilovače. Naopak při malých hodnotách činitele stability má regenerační činitel větší hodnotu a vstup resp. výstup tranzistoru nemusí být tolik zatížen připojenými vodivostmi. Zesilovač může dosáhnout dostatečného zesílení, avšak je náchylný k nestabilitě. Volba činitele stability  $S$  je tedy kompromisem mezi stabilním režimem zesilovače a jeho zesílením. Zvolený režim závisí na součinu  $G_1G_2$  a lze jej zajistit vhodných zatížením vstupu a (nebo) výstupu tranzistoru.

Při výpočtu regeneračního činitele tranzistoru (závisí pouze na parametrech tranzistoru) mohou nastat dva případy. Je-li  $t < T_m$ , je tranzistor a tedy i zesilovač absolutně stabilní, neboť připojením libovolných kladných vodivostí ke vstupu a (nebo) výstupu tranzistoru se může skutečný regenerační činitel  $T$  jenom zmenšit a tedy koncový bod vektoru  $T e^{j\phi}$  bude vždy uvnitř paraboly. Pro  $t \geq T_m$  je tranzistor i zesilovač potenciálně nestabilní (obr. 2.8), protože nedostatečným zatížením vstupu a (nebo) výstupu tranzistoru může nastat případ, že koncový bod vektoru  $T e^{j\phi}$  bude stále za mezí stability. Při větším zatížení tranzistoru se však skutečný regenerační činitel  $T$  může zmenšit na takovou hodnotu, že režim zesilovače bude stabilní. Pokud bude platit  $y_{12} = 0$ , bude podle (2.76) rovněž  $T = 0$ , bez ohledu na zatížení vstupu a (nebo) výstupu a zesilovač bude absolutně stabilní.

Jestliže vstupní a výstupní rezonanční obvody nebudou identické nebo budou naladěny na různé kmitočty, výsledná mez stability znázorněná parabolou se rozšíří, tj. koncový bod vektoru  $T e^{j\phi}$  se od meze stability ještě více vzdálí. Takto navržené zesilovače jsou proto stabilnější než zesilovače s identickými rezonančními obvody naladěnými na stejný kmitočet.

## 2.1.5 Způsoby snížení vlivu vnitřní zpětné vazby tranzistoru

Vnitřní zpětná vazba tranzistoru, v matematických modelech vyjádřená parametry  $y_{12}$  a  $s_{12}$ , způsobuje nejen vzájemné ovlivňování vstupu a výstupu zesilovače, ale má podstatný vliv i na jeho stabilitu. Při analýze zesilovače byla naznačena jedna z možností snížení jejího vlivu, spočívající v dostatečném zatížení vstupu a (nebo) výstupu tranzistoru, která však má za následek menší zesílení zesilovače. Dalšími možnostmi, které naopak umožňují dosáhnout velkých zesílení, jsou unilaterizace a použití kaskody.

### 2.1.5.1 Unilaterizace a neutralizace

**Unilaterizace** je vykompenzování zpětného přenosu energie z výstupu tranzistoru na jeho vstup. Provádí se eliminací zpětnovazební admitance  $y_{12}$  přidáním pasivním obvodem. Používá se zejména u zesilovačů s tranzistorem v zapojení SE, je-li admitance  $y_{12e}$  relativně veliká.

Přídavný pasivní obvod, obecně nazývaný unilaterizační dvojbran, lze k tranzistoru připojit různými způsoby. Poněvadž pro popis tranzistoru používáme admitanční parametry, uvažujme popis unilaterizačního dvojbranu také pomocí admitančních parametrů. V tom případě bude dvojbran připojen k tranzistoru paralelně, jak je naznačeno na obr. 2.9. Dvojbranové rovnice tranzistoru resp. unilaterizačního dvojbranu mají tvar

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} \quad \text{resp.} \quad \begin{bmatrix} I_{1U} \\ I_{2U} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11U} & y_{12U} \\ y_{21U} & y_{22U} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{1U} \\ U_{2U} \end{bmatrix}. \quad (2.84)$$

Poněvadž platí  $\mathbf{U} = \mathbf{U}_U = \mathbf{U}_V$ , můžeme pro tranzistor s unilateralizací napsat dvojbranové rovnice

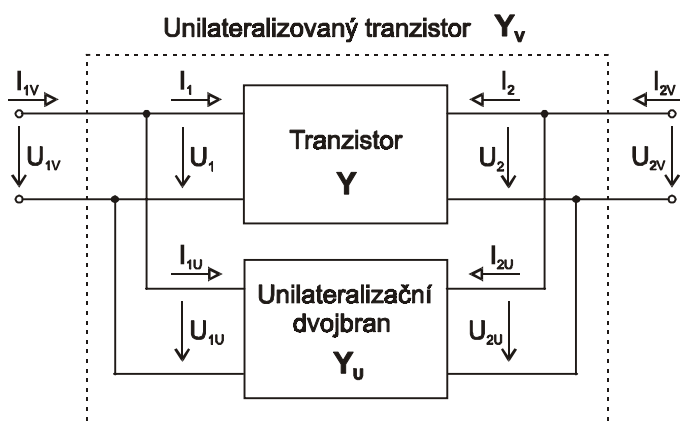
$$\mathbf{I}_V = \mathbf{I} + \mathbf{I}_U = \mathbf{Y}\mathbf{U} + \mathbf{Y}_U \mathbf{U}_U = (\mathbf{Y} + \mathbf{Y}_U)\mathbf{U}_V = \mathbf{Y}_V \mathbf{U}_V. \quad (2.85)$$

Tranzistor s unilateralizací, vytvořený paralelním spojením tranzistoru a unilateralizačního dvojbranu, má admitanční matici

$$\mathbf{Y}_V = \begin{bmatrix} y_{11} + y_{11U} & y_{12} + y_{12U} \\ y_{21} + y_{21U} & y_{22} + y_{22U} \end{bmatrix}. \quad (2.86)$$

Pro zpětnovazební admitanci  $y_{12V}$  výsledného obvodu musí platit

$$y_{12V} = y_{12} + y_{12U} = 0 \quad \Rightarrow \quad y_{12U} = -y_{12}. \quad (2.87)$$



Obr. 2.9. Schéma zapojení tranzistoru a unilateralizačního dvojbranu

Zpětnovazební admitance tranzistoru v zapojení SE leží ve třetím kvadrantu a tedy  $y_{12U}$  musí ležet v prvním kvadrantu komplexní roviny. Tuto podmínku splňuje obvod nakreslený na obr. 2.10a. Jeho admitanční matice má tvar

$$\mathbf{Y}_U = \begin{bmatrix} Y & nY \\ nY & n^2Y \end{bmatrix}. \quad (2.88)$$

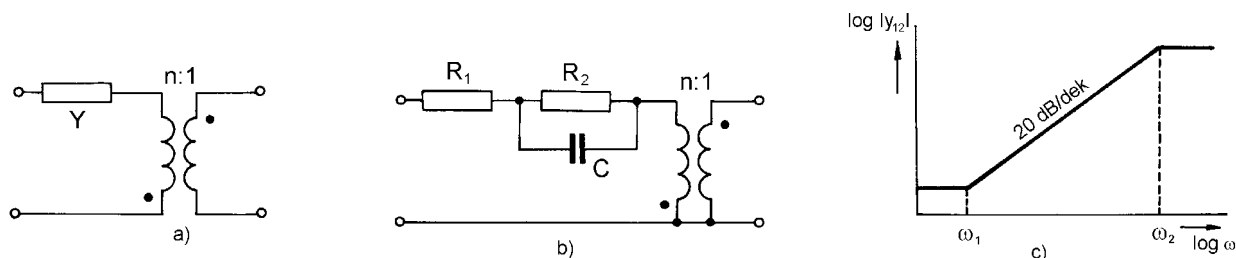
Po dosazení z (2.88) do obecné podmínky (2.87) bude

$$nY = -y_{12} \quad \Rightarrow \quad Y = -\frac{y_{12}}{n}. \quad (2.89)$$

Pro uvedený případ bude výsledná admitanční matice unilateralizovaného tranzistoru

$$\mathbf{Y}_V = \begin{bmatrix} y_{11} + Y & y_{12} + nY \\ y_{21} + nY & y_{22} + n^2Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} - \frac{y_{12}}{n} & 0 \\ y_{21} - y_{12} & y_{22} - n y_{12} \end{bmatrix}. \quad (2.90)$$

Vzhledem k tomu, že admitanční parametry tranzistoru platí pouze pro jeden kmitočet (jeden pracovní bod a jednu teplotu), je unilateralizace tranzistoru teoreticky splněna také pouze pro jeden kmitočet. Abychom tuto nevýhodu unilateralizace alespoň částečně eliminovali, snažíme se navrhnout admitanci  $Y$  tak, aby kmitočtová závislost modulu  $Y$  byla podle vztahu (2.89) alespoň přibližně stejná, jako je kmitočtová závislost modulu parametru  $y_{12}$ . Pro zapojení tranzistoru SE jsou asymptoty kmitočtové závislosti modulu  $y_{12}$  nakresleny na obr. 2.10c. Unilateralizační obvod splňující podmínku (2.89) v širším kmitočtovém pásmu může mít podobu uvedenou na obr. 2.10b.



Obr. 2.10. Zapojení unilateralizačního dvojbranu pro tranzistor v zapojení SE:

a) obecné, b) s konkrétní kmitočtovou závislostí modulu  $y_{12U}$ . c) Asymptoty kmitočtové závislosti modulu  $y_{12}$



Zvláštním případem unilaterizace je **neutralizace**, u které se provádí kompenzace pouze imaginární části zpětnovazební admitance  $y_{12}$ . Ta je totiž ve srovnání s reálnou částí  $y_{12}$  podstatně větší, a proto má také při uvažování parametru  $y_{12}$  dominantní vliv. U tranzistoru v zapojení SE je tvořena kapacitou  $C_{bc}$  (fyzikální model) a lze ji jednoduše vykompenzovat neutralizační cívku s indukčností  $L_N$ , zapojenou mezi kolektor a bázi tranzistoru. Tímto zapojením se vytváří paralelní rezonanční obvod, který má za rezonance impedanci řádově stovky  $k\Omega$ , takže zpětný přenos není třeba uvažovat. Indukčnost  $L_N$  se navrhuje pro střed kmitočtového pásma zesilovače  $\omega_s$  tak, aby platila podmínka

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_N C_{bc}}} . \quad (2.91)$$

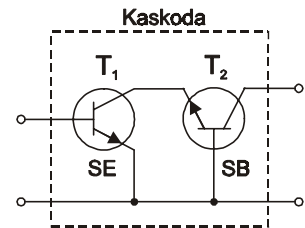
Pro odhad stabilního výkonového zesílení jednostupňového zesilovače se používá přibližný vztah

$$A_{Pstab} \cong 0,4 \frac{|y_{21}|}{|y_{12}|} . \quad (2.92)$$

Po provedení unilaterizace nebo neutralizace se toto výkonové zesílení zvýší přibližně  $2 \div 10$  krát, tj. o  $3 \div 10$  dB .

### 2.1.5.2 Kaskoda

**Kaskoda** je kaskádní zapojení dvou tranzistorů, z nichž první je zapojen se společným emitorem (SE), druhý se společnou bází (SB), obr. 2.11. Předností tohoto zapojení je téměř nulová zpětnovazební admitance výsledného obvodu – kaskody. Každý tranzistor může mít obecně nastaven jiný klidový pracovní bod, avšak většinou mají oba tranzistory nastaveny pracovní body stejné. Při splnění této podmínky a znalosti admitančních parametrů  $y_e$ , můžeme podle známých převodních vztahů vypočítat prvky admitanční matice  $\mathbf{Y}_b$  tranzistoru v zapojení SB a vyjádřit je pomocí parametrů  $y_e$ , neboť kmitočet i teplota jsou pro oba tranzistory stejné. Poté převedeme admitanční matice na matice kaskádní  $\mathbf{Y}_e \rightarrow \mathbf{A}_1$ ,  $\mathbf{Y}_b \rightarrow \mathbf{A}_2$  a určíme výslednou kaskádní matici kaskody  $\mathbf{A}_K = \mathbf{A}_1 \mathbf{A}_2$ . Výslednou admitanční matici kaskody stanovíme opět pomocí známých převodních vztahů  $\mathbf{A}_K \rightarrow \mathbf{Y}_K$ . Jednotlivé prvky této matice mají tvar



Obr. 2.11. Principiální zapojení kaskody

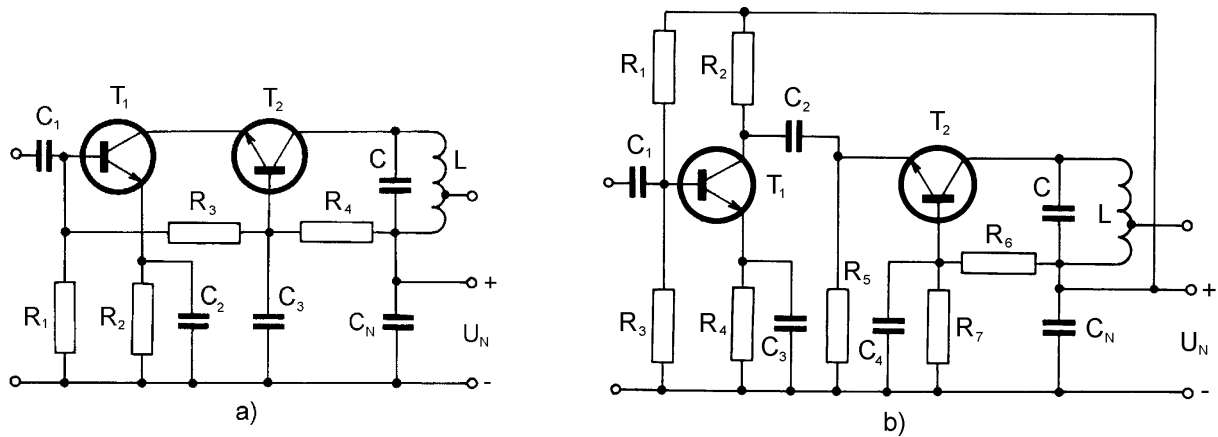
$$\mathbf{Y}_K = \begin{bmatrix} y_{11e} - \frac{y_{12e} y_{21e}}{y_{22e} + \sum y_e} & y_{12e} \frac{y_{12e} + y_{22e}}{y_{22e} + \sum y_e} \\ y_{21e} \frac{y_{21e} + y_{22e}}{y_{22e} + \sum y_e} & \frac{y_{11e} y_{22e} - y_{12e} y_{21e} + y_{22e}^2}{y_{22e} + \sum y_e} \end{bmatrix} , \quad (2.93)$$

kde  $\sum y_e = y_{11e} + y_{12e} + y_{21e} + y_{22e}$ . Při respektování velikostí jednotlivých parametrů i jejich vzájemných vztahů, můžeme pro prvky admitanční matice kaskody přibližně psát

$$\mathbf{Y}_K = \begin{bmatrix} \approx y_{11e} & \approx 0 \\ \approx y_{21e} & \approx y_{22b} \end{bmatrix} . \quad (2.94)$$

Dosažením skutečných hodnot do vztahu (2.93) je možné se přesvědčit, že zpětnovazební admitance  $y_{12K}$  kaskody je přibližně o dva až tři řády menší než zpětnovazební admitance  $y_{12e}$  samotného tranzistoru. Proto ji lze považovat za nulovou a využít tak všech výhod, které z toho vyplývají. Kaskoda tedy umožňuje konstrukci zesilovače pracujícího ve stabilním režimu při dostatečném výkonovém zesílení, bez nutnosti zatěžování vstupní a (nebo) výstupní svorky tranzistoru. Vstup a výstup kaskody se vzájemně neovlivňují, navíc její výstupní admitance je velmi malá, takže jen nepatrně tlumí výstupní rezonanční obvod. Nevýhodou kaskody je nutnost použití dvou tranzistorů.

Podle zapojení tranzistorů vzhledem ke zdroji stejnosměrného napájecího napětí, rozlišujeme zapojení kaskody se sériovým napájením (obr. 2.12a) a paralelním napájením (obr. 2.12b). U sériového napájení teče oběma tranzistory stejný proud, avšak napájecí napětí musí být vyšší. U paralelního napájení může být napájecí napětí nízké, avšak proud odebíraný ze zdroje je dvojnásobný než u sériového napájení.



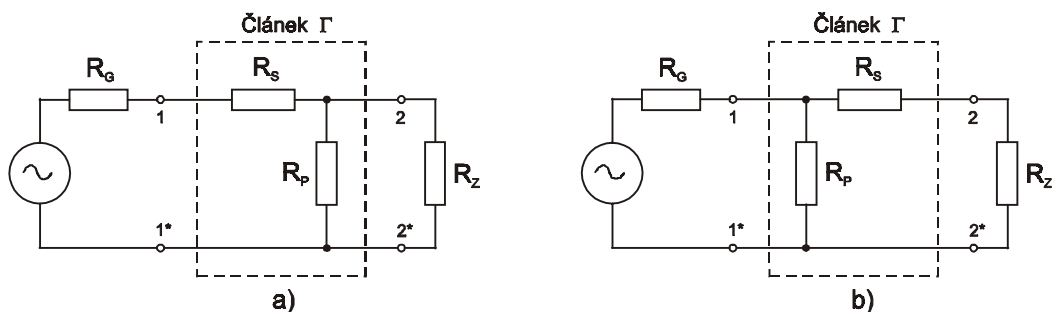
Obr. 2.12. Schéma zapojení zesilovače s kaskodou: a) se sériovým napájením, b) s paralelním napájením

## 2.1.6 Pasivní přizpůsobovací obvody

Jak vyplývá z předchozích odstavců, je zatížení vstupní a výstupní svorky tranzistoru důležité nejen pro stabilitu zesilovače, ale i pro jeho požadované výkonové zesílení. Vhodné navázání zdroje resp. zátěže ke vstupní resp. výstupní svorce tranzistoru je tedy důležitým krokem při návrhu zesilovače. Kromě využití transformačních vlastností rezonančních obvodů, popsaných v kapitole 1, se k tomuto účelu používají i velice jednoduché pasivní obvody, označované jako články  $\Gamma$ . Obsahují pouze dva pasivní prvky a umožňují provést výkonové, impedanční případně šumové přizpůsobení obecně libovolného zdroje a zátěže. Velice často se používají i jako vazební obvody mezi jednotlivými stupni několikastupňových zesilovačů.

### 2.1.6.1 Odporové články

Používají se v případě, kdy impedance zdroje i zátěže jsou reálné. Neobsahují reaktanční prvky, a proto se mohou využívat i pro širokopásmové aplikace. Umožňují dosáhnout současně impedančního i výkonového přizpůsobení. Jejich zapojení závisí na vzájemné relaci odporu generátoru a zátěže, jak je nakresleno na obr. 2.13.



Obr. 2.13. Odporový článek  $\Gamma$ : a) pro  $R_G > R_Z$ , b) pro  $R_G < R_Z$

Pro článek  $\Gamma$ , nakreslený na obr. 2.13a, můžeme napsat podmínky výkonového přizpůsobení na jeho vstupu i výstupu. Kombinace odporů z pohledu vstupních svorek (1-1\*) doprava, musí být rovna odporu

generátoru  $R_G$  a podobně kombinace odporů z pohledu výstupních svorek (2-2\*) doleva, musí být rovna odporu zátěže  $R_Z$ , tedy

$$R_G = R_S + \frac{R_P R_Z}{R_P + R_Z}, \quad R_Z = \frac{R_P (R_G + R_S)}{R_P + R_G + R_S}. \quad (2.95a,b)$$

Při znalosti odporu generátoru  $R_G$ , odporu zátěže  $R_Z$  a při podmínce  $R_G > R_Z$ , jsou řešením rovnic (2.95) odpory  $R_S$  a  $R_P$

$$R_S = R_G \sqrt{\frac{R_G - R_Z}{R_G}} = R_G \sqrt{1 - \frac{R_Z}{R_G}}, \quad R_P = R_Z \sqrt{\frac{R_G}{R_G - R_Z}} = R_Z \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{R_Z}{R_G}}}. \quad (2.96a,b)$$

Pokud platí  $R_G < R_Z$  je třeba zvolit zapojení článku z obr. 2.13b. Podmínky výkonového přizpůsobení mají tvar

$$R_G = \frac{R_P (R_S + R_Z)}{R_P + R_S + R_Z}, \quad R_Z = R_S + \frac{R_P R_G}{R_P + R_G}. \quad (2.97a,b)$$

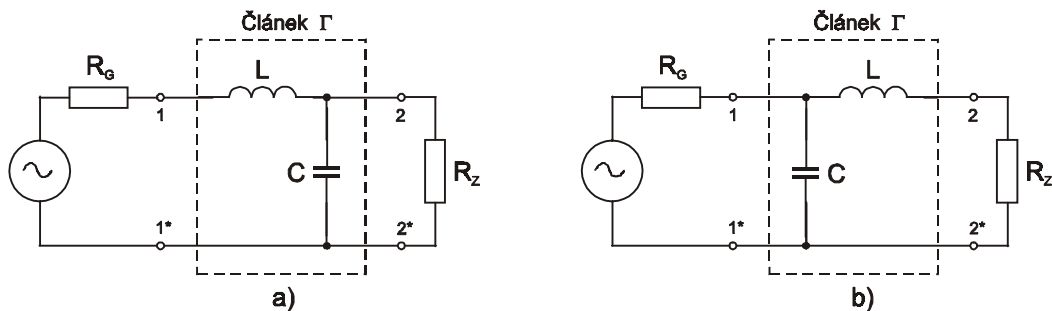
Pro odpory  $R_S$  a  $R_P$  platí

$$R_S = R_Z \sqrt{\frac{R_G}{R_G - R_Z}} = R_Z \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{R_Z}{R_G}}}, \quad R_P = R_G \sqrt{\frac{R_G - R_Z}{R_G}} = R_G \sqrt{1 - \frac{R_Z}{R_G}}. \quad (2.98a,b)$$

### 2.1.6.2 Reaktanční články

#### a) Impedance generátoru a zátěže jsou reálné

Články jsou složeny pouze z reaktančních prvků, a proto u nich nedochází ke ztrátám výkonu. Podmínka přizpůsobení je splněna teoreticky pouze na jediném kmitočtu. Přijatelné přizpůsobení je však dosaženo i v jeho blízkém okolí, takže se využívají v úzkopásmových zesilovačích se středním kmitočtem  $\omega_0$ . Podle vzájemné relace odporu generátoru a zátěže mohou být opět zapojeny dvěma způsoby, jak je nakresleno na obr. 2.14.



Obr. 2.14. Reaktanční článek  $\Gamma$ : a) pro  $R_G < R_Z$ , b) pro  $R_G > R_Z$

Uvažujme výkonové přizpůsobení zdroje a zátěže podle obr. 2.14a, tj. pro případ  $R_G < R_Z$ . Impedanci  $Z_K$  paralelní kombinace  $C$  a  $R_Z$  můžeme napsat ve tvaru

$$Z_K = R_K + jX_K = \frac{1}{\frac{j\omega C}{1} + R_Z} = \frac{R_Z}{1 + j\omega C R_Z} = \frac{R_Z}{1 + \omega^2 C^2 R_Z^2} - j \frac{\omega C R_Z^2}{1 + \omega^2 C^2 R_Z^2}. \quad (2.99)$$

Při výkonovém přizpůsobení odporů  $R_G$  a  $R_Z$  musí být na středním kmitočtu  $\omega_0$  splněny podmínky

$$R_G = R_K, \quad \text{tj.} \quad R_G = \frac{R_Z}{1 + \omega_0^2 C^2 R_Z^2} \quad (2.100)$$

$$\text{a) } \omega_0 L = -X_K, \quad \text{tj.} \quad \omega_0 L = \frac{\omega_0 C R_Z^2}{1 + \omega_0^2 C^2 R_Z^2} \quad (2.101)$$

Z podmínky (2.100) lze určit kapacitu  $C$ , z podmínky (2.101) indukčnost  $L$ . Výsledné vztahy jsou

$$C = \frac{1}{\omega_0 R_Z} \sqrt{\frac{R_Z}{R_G} - 1} = \frac{Q}{\omega_0 R_Z}, \quad (2.102)$$

$$L = \frac{R_G}{\omega_0} \sqrt{\frac{R_Z}{R_G} - 1} = \frac{R_G Q}{\omega_0}, \quad (2.103)$$

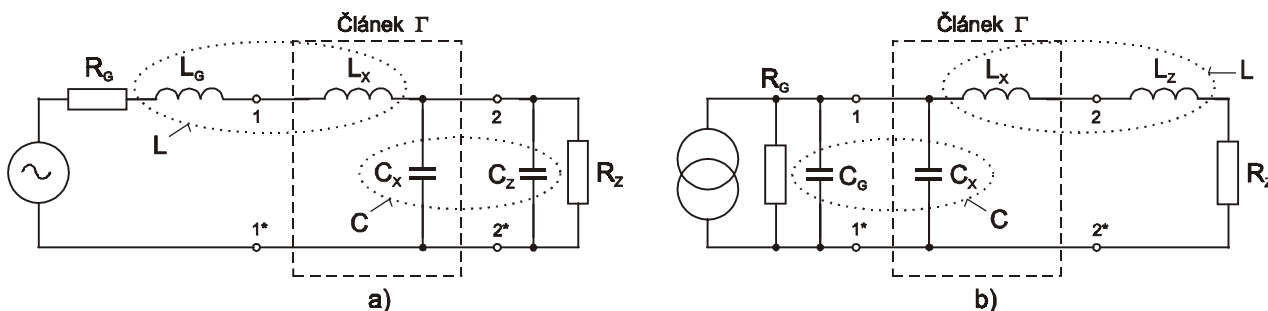
kde  $Q = \sqrt{R_Z/R_G - 1}$  je pomocná veličina nazývaná činitel jakosti.

Obdobně lze postupovat i v případě, kdy platí  $R_G > R_Z$ . V tomto případě musí být přizpůsobovací obvod zapojen podle obr. 2.14b. Pro výkonové přizpůsobení  $R_G$  a  $R_Z$  na středním kmitočtu  $\omega_0$  lze odvodit vztahy

$$C = \frac{Q}{\omega_0 R_G}, \quad L = \frac{R_Z Q}{\omega_0}, \quad Q = \sqrt{\frac{R_G}{R_Z} - 1}. \quad (2.104a,b,c)$$

## b) Impedance generátoru a zátěže jsou obecné

Jestliže impedance generátoru  $Z_G$  má induktivní charakter a impedance zátěže  $Z_Z$  kapacitní charakter nebo je tomu naopak, využívá se k jejich výkonovému přizpůsobení tzv. **metoda absorpce**. Její podstata je naznačena na obr. 2.15. Spočívá v tom, že imaginární složky impedance generátoru i zátěže uvažujeme jako součást reaktančního článku navrženého výše uvedeným postupem (reaktanční složky jsou do článku absorbovány). Při použití této metody je důležitý vzájemný vztah odporů  $R_G$  a  $R_Z$ , který určuje potřebnou konfiguraci článku.



Obr. 2.15. Přizpůsobení obecných impedancí  $Z_G$  a  $Z_Z$  metodou absorpce

Jestliže například známe impedance generátoru  $Z_G = R_G + j\omega_0 L_G$  i admitanci zátěže  $Y_Z = G_Z + j\omega_0 C_Z$  a jestliže současně platí  $R_G < R_Z$ , můžeme pro výkonové přizpůsobení zdroje a zátěže použít zapojení nakreslené na obr. 2.15a. Podle vztahů (2.102) a (2.103) stanovíme hodnoty  $C$  a  $L$ . Jak vyplývá z obr. 2.15a, k vytvoření indukčnosti  $L$  se využívá indukčnosti  $L_G$  generátoru, kterou doplníme indukčností  $L_X = L - L_G$  článku  $\Gamma$ . Podobně i kapacita  $C$  bude tvořena kapacitou  $C_Z$  zátěže a kapacitou  $C_X = C - C_Z$  článku  $\Gamma$ .

Výkonové přizpůsobení zdroje a zátěže lze provést také **metodou rezonance**. Podstata této metody spočívá ve vykompenzování (vyladění do rezonance) reaktanční složky impedance generátoru resp. zátěže, stejně velikou reaktanční složkou avšak opačného znaménka. Reálné složky impedancí se potom podle své vzájemné relace přizpůsobí vhodným článkem  $\Gamma$ . Prvky tohoto článku doplněné kompenzačními reaktancemi tvoří výsledný přizpůsobovací obvod.

## 2.1.7 Základní body návrhu jednostupňového zesilovače

Uvažujme jednostupňový zesilovač osazený bipolárním tranzistorem nebo tranzistorem řízeným elektrickým polem.

Typ aktivního prvku se volí podle požadavků zadání. Hlavní důraz se obvykle klade na velký mezní kmitočet  $f_T$ , malý šumový činitel  $F$  a dostatečné zesílení tranzistoru na pracovním kmitočtu. Klidový pracovní bod se volí buď podle doporučení výrobce nebo s ohledem na zvláštní požadavky zadání. Pro pracovní kmitočet, zvolený klidový pracovní bod a teplotu, při níž bude zesilovač pracovat, se určí z katalogu admitanční nebo rozptylové parametry tranzistoru. Při požadavku přesného návrhu je výhodnější změnit parametry konkrétního tranzistoru vhodným měřicím přístrojem.

Podle vztahů (2.53) nebo (2.54) se vypočte Rolletův činitel stability. Jeho hodnota rozhodne o tom, zda tranzistor a tedy i zesilovač budou absolutně stabilní nebo potenciálně nestabilní. Současně se tím rozhodne o dalším postupu návrhu.

### a) Tranzistor je absolutně stabilní

Na vstup i výstup tranzistoru je možné připojit libovolné admitance a přitom nebude ohrožena stabilita zesilovače. Proto můžeme vstup i výstup tranzistoru výkonově přizpůsobit. Pokud požadujeme minimální šumový činitel tranzistoru, může být jeho vstup přizpůsoben šumově. Jako přizpůsobovací obvody, zajišťující výkonové přizpůsobení generátoru a zátěže, lze použít například články  $\Gamma$ , popsané v kapitole 2.1.6. Po návrhu těchto článků se provede výpočet potřebných obvodových funkcí zesilovače, především požadovaného zesílení. Jestliže výsledky nesplňují zadání, je třeba změnit přizpůsobení generátoru nebo zátěže a celý postup opakovat. Pokud výsledky odpovídají zadaným požadavkům je možné přistoupit k realizaci zesilovače.

### b) Tranzistor je potenciaálně nestabilní

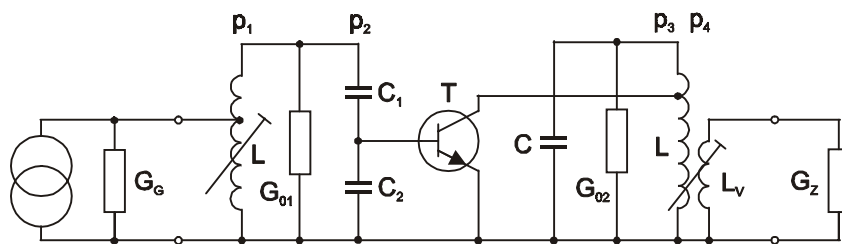
V tomto případě je prvořadým úkolem zajistit stabilní režim zesilovače. Lze toho dosáhnout třemi způsoby.

- Při použití unilaterizace (případně neutralizace) se provede syntéza unilaterizačního dvojbranu a určí se výsledná admitanční matice paralelního spojení tranzistoru a unilaterizačního dvojbranu.
- Druhou možností zajištění stability je vhodné zatížení vstupní a (nebo) výstupní svorky tranzistoru. Výpočet se provede podle zvoleného činitele stability  $S$ . Výsledkem bude součin vodivostí  $G_1G_2$ , které musí být připojeny ke svorkám tranzistoru. Vstup a (nebo) výstup tranzistoru tak bude úmyslně nepřizpůsoben.
- Přidáním druhého tranzistoru, obvykle stejného typu, je možné sestavit kaskodu. Podle vztahu (2.93) se určí výsledná admitanční matice kaskody.

Následuje výpočet přizpůsobovacích obvodů, které v případě unilaterizace a kaskody mohou být navrženy na výkonové přizpůsobení vstupu i výstupu. Po jejich návrhu se provádí výpočty požadovaných obvodových funkcí zesilovače. Podle dosažených výsledků je návrh buď ukončen nebo je třeba změnit způsob zajištění stability a výpočty opakovat.

Uvedené základní body návrhu zesilovače neobsahují informace o důležité vlastnosti zesilovače – jeho selektivitě. V následujícím jednoduchém příkladu bude naznačeno, jakým způsobem je možné požadavek selektivity do návrhu zesilovače zahrnout.

Zvolené zapojení zesilovače je nakresleno na obr. 2.16. Zadány jsou parametry generátoru a zátěže, střední kmitočet zesilovače  $f_0$  a jeho šířka pásma. Zesilovač má být dostatečně stabilní. Selektivita zesilovače je určena dvěma rezonančními obvody se stejnou šířkou pásma  $B$ , naladěnými na stejný kmitočet  $f_0$ . Pro přizpůsobení zdroje a zátěže je využito transformačních vlastností rezonančních obvodů. Návrhový postup se skládá ze tří hlavních kroků: a) řešení vstupního obvodu, b) řešení stability zesilovače, c) řešení výstupního obvodu.



Obr. 2.16. Příklad zapojení jednostupňového zesilovače (schéma zapojení pro střídavé signály)

a) Pro rezonanční obvod na vstupu zesilovače můžeme stanovit tři podmínky :

- podmínku šířky pásma  $p_1^2 G_G + G_{01} + p_2^2 g_{11} = G = 2\pi BC$ , (2.105)  
kde  $C = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$ ,

- podmínku přizpůsobení zdroje k rezonančnímu obvodu – například výkonové přizpůsobení

$$G_G = \frac{p_2^2 g_{11} + G_{01}}{p_1^2}, \quad (2.106)$$

- podmínku přizpůsobení tranzistoru k rezonančnímu obvodu – například šumové přizpůsobení

$$G_{Gopt} = \frac{p_1^2 G_G + G_{01}}{p_2^2}. \quad (2.107)$$

Všechny tři uvedené podmínky však nemohou být splněny současně (obvod by byl přeurčen). Proto podle požadavků zadání zvolíme z těchto tří podmínek libovolné dvě. Po výpočtu neznámých transformačních činitelů  $p_1$  a  $p_2$  potom zkontrolujeme platnost zbylé podmínky. Pokud je pro požadavky zadání přijatelná, pokračujeme v návrhu. V případě, kdy nevyhovuje zadání, je třeba zvolené podmínky nepatrně pozměnit a výpočet opakovat.

Pro další postup předpokládáme platnost podmínek (2.105) a (2.107). Kontrola vztahu (2.106) ukáže, že podmínka výkonového přizpůsobení zdroje k rezonančnímu obvodu není splněna. Pokud však nepřizpůsobení v tomto bodě není významné (zjistíme výpočtem činitele odrazu, případně výpočtem poměru stojatých vln), můžeme v návrhu pokračovat. Po návrhu vstupního rezonančního obvodu již můžeme určit celkovou vodivost  $G_1$  připojenou ke vstupní svorce tranzistoru, jejíž hodnota je důležitá pro řešení stability zesilovače. V našem případě platí

$$G_1 = G_{Gopt} + g_{11}. \quad (2.108)$$

b) Pomocí admitančních parametrů stanovíme podle (2.75) regenerační úhel  $\Phi$  a podle (2.82) vypočítáme mezní regenerační činitel  $T_m$ . Požadavek dostatečné stability zesilovače zajistíme volbou činitele stability  $S = 20$  (při vyšších hodnotách by se již výrazně snížilo výkonové zesílení). Ze vztahu (2.83) určíme skutečný regenerační činitel  $T$  zesilovače. Nyní již můžeme podle vztahu (2.76) vypočítat součin vodivostí  $G_1 G_2$ , kterými musí být zatížena vstupní a výstupní svorka tranzistoru, aby zesilovač pracoval s činitelem stability  $S = 20$ . Poněvadž vodivost  $G_1$  již známe (2.108), můžeme určit vodivost  $G_2$ , která musí být připojena k výstupní svorce tranzistoru

$$G_2 = \frac{(G_1 G_2)}{G_1}. \quad (2.109)$$

Je třeba připomenout, že vodivost  $G_2$  podle vztahu (2.72) a obr. 2.6 sestává z vodivosti  $g_{22}$  a „vnějších“ vodivostí připojených k výstupu tranzistoru.

c) Pro rezonanční obvod na výstupu zesilovače můžeme stanovit obdobné tři podmínky jako pro vstupní obvod :

- podmínku šířky pásma  $p_3^2 g_{22} + G_{02} + p_4^2 G_Z = G = 2\pi BC$ , (2.110)

- podmínku přizpůsobení tranzistoru k rezonančnímu obvodu – pokud preferujeme požadavky na stabilitu zesilovače, musí tato podmínka respektovat vztah (2.109), tj. musí platit

$$G_2 - g_{22} = \frac{\rho_4^2 G_Z + G_{02}}{\rho_3^2}, \quad (2.111)$$

- podmínku přizpůsobení zátěže k rezonančnímu obvodu – například výkonové přizpůsobení

$$G_Z = \frac{\rho_3^2 g_{22} + G_{02}}{\rho_4^2}. \quad (2.112)$$

Opět z důvodů přeurčení obvodu, nemohou být všechny tři uvedené podmínky splněny současně. Proto s ohledem na zadání vybereme libovolné dvě a po výpočtu neznámých transformačních činitelů  $\rho_3$  a  $\rho_4$  pouze zkontrolujeme platnost podmínky třetí. Pokud je pro návrh zesilovače přijatelná, pokračujeme v návrhu, jestliže nevyhovuje zadání, je třeba opět zvolené podmínky nepatrně pozměnit a výpočet opakovat.

V našem případě, z důvodů zajištění dostatečné stability a selektivity zesilovače, zvolíme podmínky (2.110) a (2.111). Podmínka výkonového přizpůsobení (2.112) zřejmě nebude splněna. Vzniklé nepřizpůsobení je proto třeba vyhodnotit výpočtem činitele odrazu a rozhodnout, zda jeho hodnota je přijatelná nebo zda musí být proveden nový výpočet výstupního obvodu při změněných podmínkách.

*Poznámka:* Ve vztazích (2.105) a (2.106) je uvažována místo vodivosti  $G_{vst}$  pouze vodivost  $g_{11}$ . Podobně i ve vztazích (2.110) a (2.112) je místo vodivosti  $G_{výst}$  uvažovaná pouze vodivost  $g_{22}$ . Tuto nepřesnost, která výrazně zjednoduší návrh zesilovače, můžeme připustit za předpokladu, že činitel stability  $S$  je dostatečně vysoký. V důsledku toho skutečný regenerační činitel  $T$  dosahuje malé hodnoty a vodivosti  $G_1$ ,  $G_2$  musí být tedy veliké. Proto lze vztahy (2.7) resp. (2.9) pro vstupní resp. výstupní admitanci zesilovače zjednodušit do tvaru  $Y_{vst} = G_{vst} \cong g_{11}$  resp.  $Y_{výst} = G_{výst} \cong g_{22}$  (reaktanční složky admitancí jsou vyladěny vstupním resp. výstupním rezonančním obvodem).

V závěru návrhu se opět provádí výpočet obvodových funkcí zesilovače a kontroluje se jeho skutečná šířka pásma. Případný nesoulad s požadavky zadání musí být korigován opakováním výpočtu při vhodně zvolených změnách vstupních požadavků.

## 2.1.8 Několikastupňové zesilovače

Pro dosažení velkého zesílení signálu, které není možné zajistit jednostupňovým zesilovačem, je třeba použít několikastupňový zesilovač. Jednotlivé zesilovací stupně včetně mezistupňových vazebních obvodů je možné navrhnout výše popsanými postupy, neboť pro každý stupeň představuje předchozí stupeň generátor a následující stupeň zátěž. Potřebný počet stupňů  $n$  se určí z požadovaného zisku zesilovače  $A_{P\text{ dB}}$  a odhadu stabilního zisku jednoho stupně  $A_{P\text{stab dB}}$ , viz. vztah (2.92). Jestliže požadovaný zisk bude rovnoměrně rozložen na jednotlivé stupně, potom jejich počet můžeme určit ze vztahu

$$\frac{A_{P\text{ dB}}}{A_{P\text{stab dB}}} = n^* \rightarrow n, \quad (2.113)$$

kde z výsledku podílu  $n^*$  stanovíme nejbližší vyšší přirozené číslo  $n$ .

Požadovanou selektivitu několikastupňového zesilovače, obvykle zadanou výslednou šířkou pásma  $B_V$ , můžeme zajistit souběžně laděnými nebo rozloženě laděnými selektivními obvody. U zesilovačů se souběžně laděnými selektivními obvody obsahuje každý stupeň selektivní obvod se stejnou šířkou pásma  $B$ , naladěný na stejný kmitočet  $f_0$ . Při použití jednoduchého paralelního rezonančního obvodu se šířka pásma jednoho stupně určí ze vztahu

$$B = \frac{B_V}{\sqrt{\frac{1}{2^n} - 1}}, \quad (2.114)$$

při použití vázaných paralelních rezonančních obvodů (pásmových propustí) potom ze vztahu

$$B = \frac{B_V}{\sqrt[4]{\frac{1}{2^n} - 1}}. \quad (2.115)$$

U zesilovačů s *rozloženě laděnými selektivními obvody* může mít každý stupeň jinou šířku pásma (jiný činitel jakosti selektivního obvodu) a může být naladěn na jiný kmitočet. Výsledná křivka selektivity tedy vznikne „složením“ křivek selektivity jednotlivých stupňů. Uvedený způsob zajištění selektivity je však vhodnější pro širokopásmové aplikace.

Po návrhu jednotlivých stupňů i vazebních obvodů je však nutné určit výsledné vlastnosti celého několikastupňového zesilovače, především však jeho stabilitu. Za tím účelem se popis jednotlivých stupňů, případně dílčích obvodů (článek  $\Gamma_{vst}$  - tranzistor - článek  $\Gamma_{výst}$  - atd.) vyjádří pomocí kaskádních nebo rozptylových kaskádních parametrů. Přepočtové vztahy jsou uvedeny v Tab. 1.3, Tab. 1.4 a Tab. 1.5. Vynásobením jednotlivých dílčích matic se stanoví výsledná kaskádní nebo rozptylová kaskádní matice a ta se převede na výslednou admitanční nebo rozptylovou matici. Z těchto matic je již možné určit Rolletův činitel stability nebo vypočítat požadovanou obvodovou funkci několikastupňového zesilovače. Uvedený postup výpočtu se provádí na středním kmitočtu  $f_0$  zesilovače.

## 2.2 Širokopásmové zesilovače

Širokopásmové zesilovače se používají v aplikacích, kde je třeba zesílit signál s šířkou kmitočtového pásma  $B > 0,1f_0$ , kde  $f_0$  je střední kmitočet pásma. Příkladem mohou být mezifrekvenční zesilovač televizního přijímače (cca 31 ÷ 39 MHz), první mezifrekvenční zesilovač přijímače družicové televize (cca 0,95 ÷ 1,75 GHz), vstupní zesilovače osciloskopů a čítačů (např. 0 ÷ 100 MHz), atd.

Vzhledem k relativně velké šířce pásma těchto zesilovačů nemůže být pro popis aktivních prvků použito jejich matematických modelů, ale používají se modely fyzikální. Při návrhu zesilovačů je třeba uvažovat u bipolárních tranzistorů jejich velkou vstupní admitanci, navíc kmitočtově závislou, nezanedbatelnou vnitřní zpětnou vazbu, kmitočtovou závislost strmosti  $S$ , aj. U tranzistorů řízených elektrickým polem je třeba uvažovat především jejich velkou vstupní i výstupní kapacitu. Z uvedených důvodů je zesílení tranzistoru kmitočtově závislé a s rostoucím kmitočtem klesá přibližně se strmostí  $-6 \text{ dB}$  na oktávu (tj.  $-20 \text{ dB}$  na dekádu). Tento výrazný pokles zesílení je nutné u širokopásmových zesilovačů kompenzovat. Pouze pro kmitočty  $f < 0,1f_T$  můžeme zesílení tranzistoru považovat za kmitočtově nezávislé.

Na maximální dosažitelnou šířku pásma  $B$  zesilovače má vliv i kmitočtová závislost přizpůsobovacích článků realizujících vazbu mezi zesilovačem a generátorem, resp. zátěží [7]. Vztah mezi nepřizpůsobením článku, vyjádřený činitelem odrazu  $\Gamma$  (má vliv na výkonové zesílení zesilovače), a dosažitelnou šířkou pásma  $B$  článku udává tzv. *Fanův limit* (popsaný pány Bode a Fano), definovaný vztahem

$$|\Gamma_{\max}| = e^{\frac{\pi\omega_0}{BQ}}, \quad (2.116)$$

kde  $\Gamma_{\max}$  je maximální přípustná hodnota činitele odrazu na vstupu článku,

$\omega_0$  je střední kmitočet pásma,

$Q$  je činitel jakosti přizpůsobované impedance (např. vstupní impedance zesilovače).

Podle obvodového řešení můžeme širokopásmové zesilovače rozdělit do tří skupin, a to na zesilovače bez selektivních obvodů, zesilovače se selektivními obvody (včetně filtrů se soustředěnou selektivitou) a zesilovače s rozprostřeným zesílením.

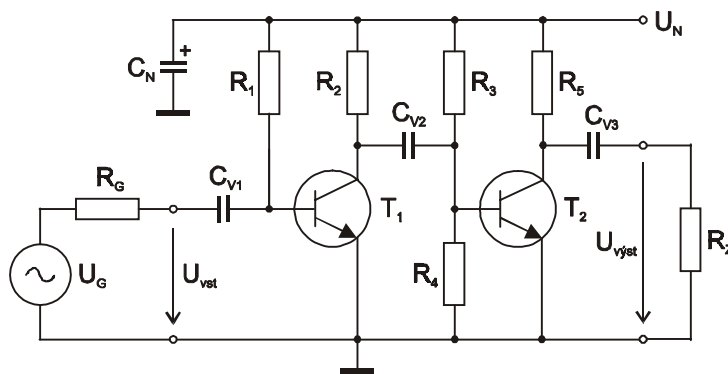


## 2.2.1 Širokopásmové zesilovače bez selektivních obvodů

Aktivní prvky těchto zesilovačů pracují s odporovou zátěží, takže šířka pásma zesilovače je určena vazebními kapacitami (dolní mezní kmitočet) a použitými aktivními prvky (horní mezní kmitočet). Při kmitočtech  $f < 0,1f_T$ , kdy je možné považovat zesílení tranzistoru za kmitočtově nezávislé, se k rozšíření šířky pásma využívá záporné zpětné vazby. Nejčastěji se používá záporná zpětná vazba proudová sériová nebo napěťová paralelní. Zavedením zpětné vazby se sice zmenší napěťové zesílení zesilovače, ale rozšíří se jeho šířka pásma pro pokles o  $3\text{ dB}$ . Kromě toho záporná zpětná vazba zmenšuje nelineární zkreslení zesilovače, rozšiřuje jeho dynamický rozsah a snižuje citlivost parametrů zesilovače na rozptyl parametrů aktivních i pasivních prvků.

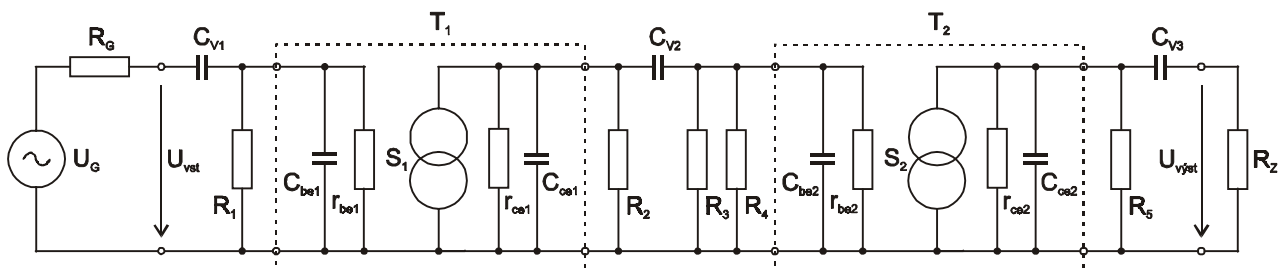
Při vyšších kmitočtech, kdy zesílení tranzistoru klesá se strmostí  $-6\text{ dB}$  na oktávu, se kromě záporné zpětné vazby používá i korekčních obvodů, které tento pokles eliminují. Nejjednodušší korekcí je zapojení induktoru do série se zatěžovacím rezistorem. Induktor má na nízkých kmitočtech malou reaktanci, takže výsledná zatěžovací impedance je malá a také zesílení zesilovače je malé. Se zvyšujícím se kmitočtem roste velikost zatěžovací impedance a s ní i zesílení zesilovače. Tím je eliminován pokles zesílení samotného tranzistoru. Korekční obvody mohou mít různou strukturu a jejich návrh se provádí podle tabulek s pomocí normovaných průběhů zesílení v oblasti vyšších kmitočtů.

Zjednodušenou analýzu širokopásmového zesilovače bez korekcí, pracujícího v kmitočtové oblasti  $f < 0,1f_T$ , provedeme pro dvoustupňový zesilovač nakreslený na obr. 2.17.



Obr. 2.17. Schéma zapojení dvoustupňového širokopásmového zesilovače

Schéma zapojení na obr. 2.17 překreslíme na schéma pouze pro střídavé signály, uvedené na obr. 2.18. Tranzistory jsou zde nahrazeny svými fyzikálními modely (zjednodušený Giacolettův model), kde zesilovací schopnosti tranzistoru vyjadřuje jeho strmost  $S$ .



Obr. 2.18. Schéma zapojení dvoustupňového širokopásmového zesilovače pouze pro střídavé signály

Další postup analýzy rozdělíme do tří kmitočtových oblastí. Pro oblast v okolí horního mezního kmitočtu  $f_h$  (nebo  $\omega_h$ ) zesilovače se schéma na obr. 2.18 zjednoduší v tom, že vazební kapacity  $C_V$  nahradíme zkratem, neboť v této kmitočtové oblasti mají zanedbatelnou reaktanci. V okolí dolního mezního kmitočtu  $f_d$  (nebo  $\omega_d$ ) nebudeme naopak uvažovat kapacity mezi signálovou cestou a zemí, neboť v této

kmitočtové oblasti mají téměř nekonečnou reaktanci. Pro oblast středních kmitočtů, v okolí  $f_0$  (nebo  $\omega_0$ ), nebudeme uvažovat žádné kapacity, tj. vazební kapacity nahradíme zkratem a kapacity mezi signálovou cestou a zemí „odpojíme“.

### a) Stanovení horního mezního kmitočtu zesilovače

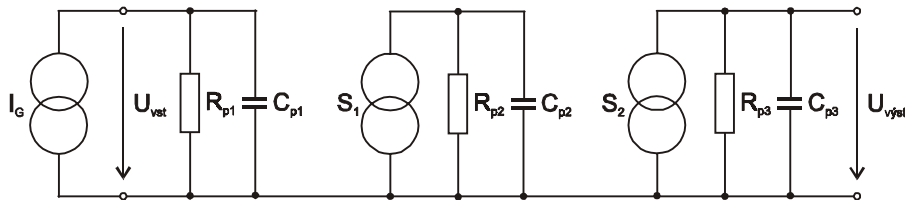
Zdroj signálu nahradíme jeho modelem s proudovým zdrojem a vazební kapacity nahradíme zkratem. Odporové a kapacitní prvky spojené paralelně sloučíme vždy do jednoho prvku tak, že platí

$$R_{p1} = \left( \frac{1}{R_G} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{r_{be1}} \right)^{-1}, \quad C_{p1} = C_{be1}, \quad (2.117a,b)$$

$$R_{p2} = \left( \frac{1}{r_{ce1}} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{r_{be2}} \right)^{-1}, \quad C_{p2} = C_{ce1} + C_{be2}, \quad (2.118a,b)$$

$$R_{p3} = \left( \frac{1}{r_{ce2}} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_Z} \right)^{-1}, \quad C_{p3} = C_{ce2}. \quad (2.119a,b)$$

Výsledné náhradní schéma pro oblast v okolí  $f_h$  je nakresleno na obr. 2.19.



Obr. 2.19. Náhradní schéma zesilovače pro kmitočtovou oblast v okolí  $f_h$

Pro každý  $RC$  člen stanovíme jeho časovou konstantu a z ní určíme horní mezní kmitočet každého článku

$$\tau_{h1} = R_{p1}C_{p1} = \frac{1}{\omega_{h1}} \quad \Rightarrow \quad f_{h1} = \frac{1}{2\pi R_{p1}C_{p1}}, \quad (2.120)$$

$$\tau_{h2} = R_{p2}C_{p2} = \frac{1}{\omega_{h2}} \quad \Rightarrow \quad f_{h2} = \frac{1}{2\pi R_{p2}C_{p2}}, \quad (2.121)$$

$$\tau_{h3} = R_{p3}C_{p3} = \frac{1}{\omega_{h3}} \quad \Rightarrow \quad f_{h3} = \frac{1}{2\pi R_{p3}C_{p3}}. \quad (2.122)$$

Výsledný horní mezní kmitočet  $\omega_h$  celého zesilovače lze odvodit na základě poklesu o 3 dB výsledné normované přenosové charakteristiky zesilovače, tj. z rovnice

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_h}{\omega_{h1}}\right)^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_h}{\omega_{h2}}\right)^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_h}{\omega_{h3}}\right)^2}}. \quad (2.123)$$

Jestliže bude platit  $\omega_h^2 \ll \omega_{h1}^2$ ,  $\omega_h^2 \ll \omega_{h2}^2$ ,  $\omega_h^2 \ll \omega_{h3}^2$ , platí pro horní mezní kmitočet zesilovače přibližný vztah

$$\frac{1}{\omega_h^2} \cong \frac{1}{\omega_{h1}^2} + \frac{1}{\omega_{h2}^2} + \frac{1}{\omega_{h3}^2} + \dots \quad (2.124)$$

Vztah (2.124) bude platit tím přesněji, čím vzdálenější budou mezní kmitočty jednotlivých článků  $\omega_{h1}$ ,  $\omega_{h2}$ ,  $\omega_{h3}$ . Výsledný horní mezní kmitočet zesilovače je vždy menší než nejmenší horní mezní kmitočet jednotlivých článků.

## b) Stanovení dolního mezního kmitočtu zesilovače

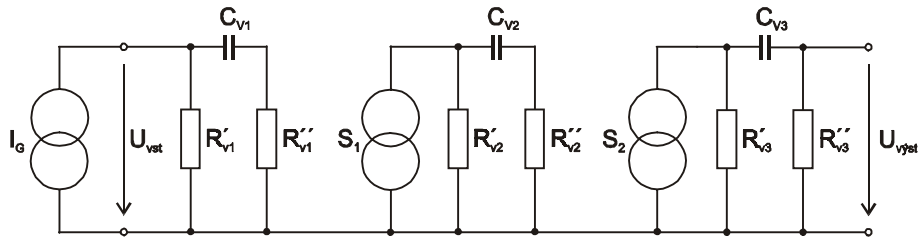
Zdroj signálu opět nahradíme jeho modelem s proudovým zdrojem a kapacitory mezi signálovou cestou a zemí vynecháme. U každého vazebního kapacitoru sloučíme všechny rezistory od něj nalevo i napravo do jednoho prvku tak, že platí

$$R'_{V1} = R_G, \quad R''_{V1} = \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{r_{be1}} \right)^{-1}, \quad (2.125a,b)$$

$$R'_{V2} = \left( \frac{1}{r_{ce1}} + \frac{1}{R_2} \right)^{-1}, \quad R''_{V2} = \left( \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{r_{be2}} \right)^{-1}, \quad (2.126a,b)$$

$$R'_{V3} = \left( \frac{1}{r_{ce2}} + \frac{1}{R_5} \right)^{-1}, \quad R''_{V3} = R_Z, \quad (2.127a,b)$$

Výsledné náhradní schéma pro oblast v okolí  $f_d$  je nakresleno na obr. 2.20.



Obr. 2.20. Náhradní schéma zesilovače pro kmitočtovou oblast v okolí  $f_d$

Pro každý  $RC$  člen stanovíme jeho časovou konstantu a z ní určíme dolní mezní kmitočet každého článku

$$\tau_{d1} = (R'_{V1} + R''_{V1})C_{V1} = R_{V1} C_{V1} = \frac{1}{\omega_{d1}} \quad \Rightarrow \quad f_{d1} = \frac{1}{2\pi (R'_{V1} + R''_{V1})C_{V1}}, \quad (2.128)$$

$$\tau_{d2} = (R'_{V2} + R''_{V2})C_{V2} = R_{V2} C_{V2} = \frac{1}{\omega_{d2}} \quad \Rightarrow \quad f_{d2} = \frac{1}{2\pi (R'_{V2} + R''_{V2})C_{V2}}, \quad (2.129)$$

$$\tau_{d3} = (R'_{V3} + R''_{V3})C_{V3} = R_{V3} C_{V3} = \frac{1}{\omega_{d3}} \quad \Rightarrow \quad f_{d3} = \frac{1}{2\pi (R'_{V3} + R''_{V3})C_{V3}}, \quad (2.130)$$

Výsledný dolní mezní kmitočet  $\omega_d$  celého zesilovače lze opět odvodit na základě poklesu o  $3 \text{ dB}$  výsledné normované přenosové charakteristiky zesilovače, tj. rovnice

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{d1}}{\omega_d}\right)^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{d2}}{\omega_d}\right)^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{d3}}{\omega_d}\right)^2}}. \quad (2.131)$$

Jestliže bude platit  $\omega_{d1}^2 \ll \omega_d^2$ ,  $\omega_{d2}^2 \ll \omega_d^2$ ,  $\omega_{d3}^2 \ll \omega_d^2$ , platí pro dolní mezní kmitočet zesilovače přibližný vztah

$$\omega_d^2 \cong \omega_{d1}^2 + \omega_{d2}^2 + \omega_{d3}^2 + \dots \quad (2.132)$$

Vztah (2.132) bude platit tím přesněji, čím vzdálenější budou mezní kmitočty jednotlivých článků  $\omega_{d1}$ ,  $\omega_{d2}$ ,  $\omega_{d3}$ . Výsledný dolní mezní kmitočet zesilovače je vždy větší než největší dolní mezní kmitočet jednotlivých článků.

### c) Zesílení na středních kmitočtech

Na středních kmitočtech uvažujeme zesilovač jako nesetrvačný obvod, a proto bude jeho napěťové zesílení  $A_{u0}$  dáno součinem zesílení jednotlivých stupňů

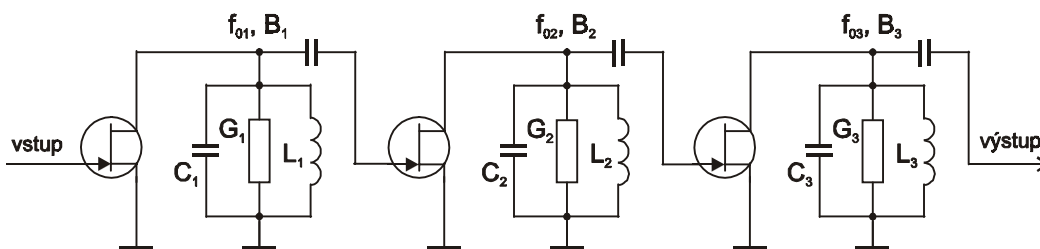
$$A_{u0} = \frac{U_{výst}}{U_{vst}} = A_{u1} A_{u2} = S_1 R_{Z1} S_2 R_{Z2} , \quad (2.133)$$

kde pro jednotlivé zatěžovací rezistory platí

$$R_{Z1} = \left( \frac{1}{r_{ce1}} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{r_{be2}} \right)^{-1} , \quad R_{Z2} = \left( \frac{1}{r_{ce2}} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_Z} \right)^{-1} . \quad (2.134)$$

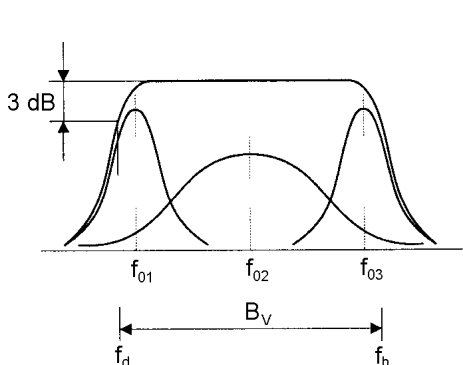
## 2.2.2 Širokopásmové zesilovače se selektivními obvody

Požadovaná šířka pásma  $B_V$  je u těchto zesilovačů zajištěna buď filtry se soustředěnou selektivitou nebo rozloženě laděnými rezonančními obvody. Příklad třístupňového zesilovače s rozloženě laděnými obvody (rozloženě laděný zesilovač) a středním kmitočtem  $f_0$  je nakreslen na obr. 2.21. Použité aktivní prvky splňují v kmitočtové oblasti  $f < 0,1f_T$  podmínky  $g_{11} \approx 0$ ,  $g_{22} \approx 0$ ,  $y_{12} \approx 0$ . Zátěži aktivních prvků jsou paralelní rezonanční obvody s různou šířkou pásma, různými činiteli jakosti, naladěné každý na jiný kmitočet.

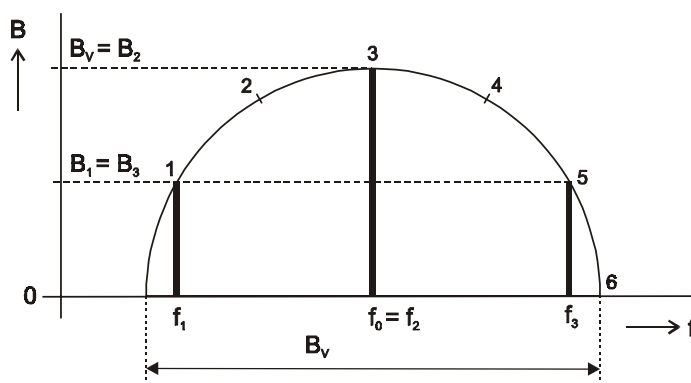


Obr. 2.21. Třístupňový zesilovač s rozloženě laděnými obvody (schéma pro střídavé signály)

Vytvoření výsledné křivky selektivity tohoto zesilovače z dílčích křivek selektivity jednotlivých rezonančních obvodů je naznačeno na obr. 2.22.



Obr. 2.22. Amplitudové kmitočtové charakteristiky zesilovače a dílčích obvodů



Obr. 2.23. Grafický návrh zesilovače pro  $B_V/f_0 < 0,4$  a  $n = 3$

Požadujeme-li maximálně plochou výslednou amplitudovou kmitočtovou charakteristiku (tzv. Butterworthova typu) zesilovače složeného z  $n$  stupňů ( $n$  rezonančních obvodů), potom pro relaci  $B_V/f_0 < 0,4$  se jednotlivé rezonanční kmitočty  $f_k$  a jednotlivé šířky pásma  $B_k$  rezonančních obvodů určí podle vztahů

$$f_k = f_0 + \frac{B_V}{2} \cos \frac{\pi(2k-1)}{2n}, \quad \text{kde } k = 1, 2, \dots, n, \quad (2.135)$$

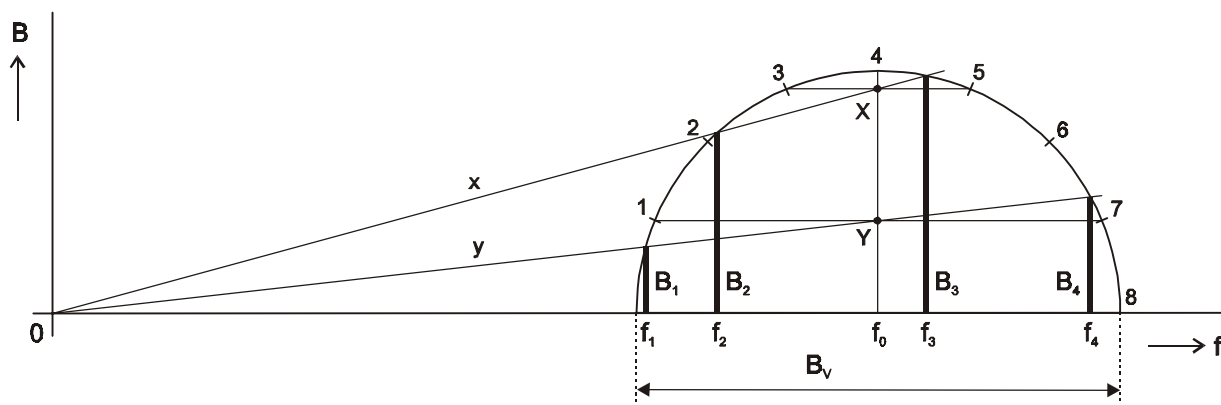
$$B_k = B_V \sin \frac{\pi(2k-1)}{2n}, \quad \text{kde } k = 1, 2, \dots, n. \quad (2.136)$$

Pro činitele jakosti  $k$  - tého rezonančního obvodu platí

$$Q_k = \frac{f_k}{B_k}. \quad (2.137)$$

Návrh takového zesilovače je možné provést i graficky, jak je naznačeno na obr. 2.23, pro  $n=3$ . Na vodorovnou osu se vynáší kmitočty, na svislou osu šířka pásma, přičemž měřítko svislé osy je poloviční ve srovnání s měřítkem osy vodorovné. V průsečíku os nemusí mít vodorovná osa počátek. Ze zadaných hodnot  $f_0$ ,  $B_V$  sestrojíme půlkružnici se středem v bodě  $f_0$  a průměrem  $B_V$ . Půlkružnici rozdělíme na  $2n=2\cdot 3=6$  dílů. Z každého lichého bodu (1, 3, 5) spustíme kolmici na osu kmitočtu. Průsečíky kolmice s osou kmitočtu udávají rezonanční kmitočty ( $f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_3$ ) jednotlivých rezonančních obvodů, výšky kolmic udávají jejich šířky pásma ( $B_1$ ,  $B_2$ ,  $B_3$ ).

V případě, že platí  $B_V/f_0 > 0,4$ , je výpočet parametrů  $f_k$ ,  $B_k$  rezonančních obvodů složitější, a proto se používá pouze grafický návrh. Příklad návrhu pro čtyřstupňový zesilovač, tj.  $n=4$ , je nakreslen na obr. 2.24.



Obr. 2.24. Grafický návrh zesilovače pro  $B_V/f_0 > 0,4$  a  $n=4$

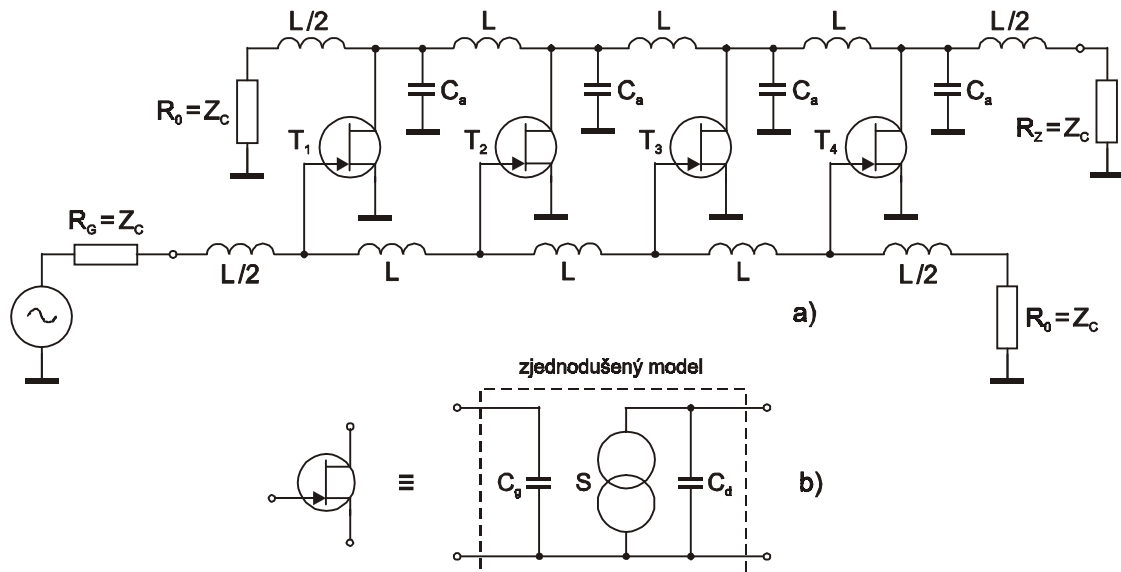
Na vodorovnou osu se opět vynáší kmitočty, na svislou osu šířka pásma, přičemž měřítko svislé osy je opět poloviční. V průsečíku os však nyní musí být nula pro obě osy. Podle zadaných hodnot  $f_0$ ,  $B_V$  sestrojíme půlkružnici se středem v bodě  $f_0$  a průměrem  $B_V$  a rozdělíme ji na  $2n=2\cdot 4=8$  dílů. Liché body spojíme vodorovnými úsečkami a v bodě  $f_0$  sestrojíme kolmici. Body  $X$ ,  $Y$  spojíme s počátkem souřadnic. V bodech, kde přímky  $x$ ,  $y$  protínají půlkružnici, spustíme kolmice na osu kmitočtu. Polohy kolmic na ose kmitočtu udávají rezonanční kmitočty ( $f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_3$ ,  $f_4$ ) jednotlivých rezonančních obvodů, výšky kolmic udávají jejich šířky pásma ( $B_1$ ,  $B_2$ ,  $B_3$ ,  $B_4$ ). Činitele jakosti  $Q_k$  určíme podle (2.137).

Ze srovnání obou grafických příkladů vyplývá, že návrh z obr. 2.24 je obecnější, zatímco návrh z obr. 2.23 je pouze jeho zvláštním případem pro zmenšující se poměr  $B_V/f_0$ , kdy přímky  $x$ ,  $y$  začínají být přibližně rovnoběžné s osou kmitočtu.

### 2.2.3 Širokopásmové zesilovače s rozprostřeným zesílením

Zesilovače s rozprostřeným zesílením (*Distributed Amplifier*), neboli zesilovače s postupnou vlnou, dosahují extrémní šířky pásma, řádově až několik dekád [4], [8]. Jejich obvodové řešení využívá vstupních a výstupních kapacit aktivních prvků, které se u jiných zesilovačů dominantně podílí na omezení horního mezního kmitočtu. Jak je naznačeno na obr. 2.25, pro  $n=4$ , jsou tyto kapacity doplněny vhodnými indukčnostmi, se kterými vytvářejí vstupní a výstupní vedení. Považujeme-li vedení za bezztrátové je jeho

charakteristická impedance  $Z_C$  reálná a je-li navíc oboustranně impedančně přizpůsobené, je jeho vstupní a výstupní impedance konstantní, kmitočtově nezávislá a rovna  $Z_C$ . Vedení potom představuje ideální přenosový článek, s kmitočtově nezávislou přenosovou charakteristikou, který v sobě absorbuje nežádoucí kapacity a tím odstraňuje jejich rušivé působení.



Obr. 2.25. a) Zesilovač s rozprostřeným zesílením (schéma pro střídavé signály)  
b) Zjednodušený model tranzistoru FET

Vstupní kapacity  $C_g$  tranzistorů FET vytvářejí s indukčnostmi  $L$  vstupní přenosové vedení s kmitočtově nezávislou charakteristickou impedancí

$$Z_C = \sqrt{L/C_g} . \quad (2.138)$$

Vstupní signál z přizpůsobeného zdroje  $R_G = Z_C$  se vstupním vedením šíří na jeho konec, zakončený rezistorem  $R_0 = Z_C$ . Postupná vlna ve vstupním vedení má fázovou rychlost

$$v_f = \sqrt{1/LC_g} , \quad (2.139)$$

kteřá je rovněž kmitočtově nezávislá. Postupující vstupní signál je v jednotlivých tranzistorech zesílen. Každý z tranzistorů vybudí ve výstupním vedení dvě vlny, z nichž jedna je pohlcena rezistorem  $R_0 = Z_C$ , druhá přichází do zátěže  $R_Z = Z_C$ . Aby se vlny jdoucí do zátěže sčítaly ve stejné fázi, musí být charakteristické impedance výstupního a vstupního vedení stejné a současně musí být stejné i fázové rychlosti vln ve výstupním a vstupním vedení. Pouze za těchto podmínek je možné dosáhnout maximální výstupní výkon v zátěži. Poněvadž pro vstupní a výstupní kapacity tranzistorů platí relace  $C_g \gg C_d$ , mohou být uvedené podmínky splněny pouze ze předpokladu, že menší kapacita  $C_d$  bude doplněna kapacitou  $C_a$  vnějšího kapacitoru, připojeného mezi výstupní svorku tranzistoru a zem, aby platilo  $C_g = C_d + C_a$ . Pro charakteristickou impedanci výstupního vedení a fázovou rychlost vlny ve výstupním vedení bude potom platit

$$Z_C = \sqrt{L/(C_d + C_a)} , \quad v_f = \sqrt{1/L(C_d + C_a)} , \quad (2.140)$$

tj. obě požadované podmínky budou splněny. Modul napěťového zesílení zesilovače je dán vztahem

$$A_v = 0,5 n S Z_C . \quad (2.141)$$

Pro přesný návrh tohoto zesilovače je nutné použít přesné fyzikální modely tranzistorů, což vede ke složitým výpočtům, které bez podpory počítače nelze efektivně provést.

## 2.3 Výkonové zesilovače

Výkonové zesilovače se používají v aplikacích, kde je třeba dodat do zátěže signál dostatečně velkého výkonu s určitou šířkou kmitočtového pásma. Příkladem mohou být koncové stupně rádiových vysílačů, násobiče kmitočtu, směšovače velkých signálů a modulátory. Použité bipolární nebo unipolární tranzistory pracují v nelineárním režimu.

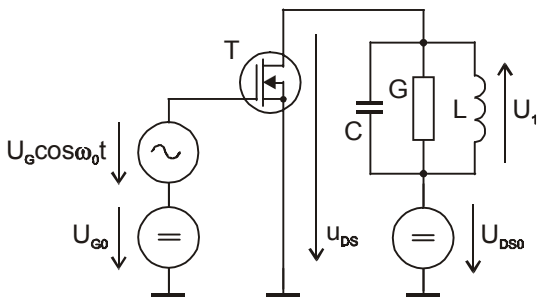
Nejdůležitějšími parametry zesilovače jsou výkon výstupního signálu (obvykle výkon 1. harmonické  $P_1$ ) a účinnost  $\eta$ . Pro dosažení vysoké účinnosti zesilovače musí být v cestě střídavého signálu minimální počet pasivních odporových prvků. Z toho důvodu jsou stejnosměrná napájecí napětí přiváděna k elektrodám aktivních prvků přes vysokofrekvenční tlumivky.

Při zpracování signálů velkých výkonů se mohou vstupní i výstupní napětí, proudy a výkony blížit maximálním přípustným hodnotám použitých aktivních a pasivních prvků. Na obr. 2.27 je zjednodušeně naznačena pracovní oblast tranzistoru FET, ve které by se měl pohybovat pracovní bod. Pro nejčastěji užívané zapojení se společným emitorem je tato oblast vymezena:

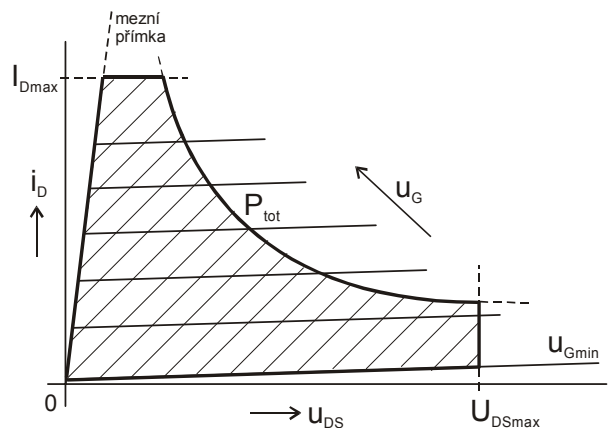
- maximálním kolektorovým napětím  $U_{DSmax}$ ,
- maximálním kolektorovým proudem  $I_{Dmax}$ ,
- maximálním celkovým ztrátovým výkonem  $P_{tot}$ ,
- mezní přímkou,
- výstupní charakteristikou pro  $u_{Gmin}$ .

Při podrobnějším rozboru je nutné navíc uvažovat i maximální hodnoty veličin na vstupu aktivního prvku a u bipolárních tranzistorů navíc i vliv druhého průrazu. V některých režimech zesilovače se však pracovní bod může dostat i mimo vymezenou oblast a tranzistor může být např. namáhán inverzním napětím.

Zjednodušené schéma výkonového zesilovače, osazeného tranzistorem FET s ochuzovaným kanálem typu N, je nakresleno na obr. 2.26. Klidový pracovní bod tranzistoru je nastaven pomocí stejnosměrných zdrojů s napětími  $U_{G0}$  a  $U_{DS0}$ . Vstupní signál je harmonický s amplitudou  $U_G$  a kmitočtem  $\omega_0$ . Zátěží tranzistoru je paralelní rezonanční obvod naladěný na kmitočet  $\omega_0$ , jehož součástí je transformovaná zátěž zesilovače. Velký vstupní signál a nelineární režim zesilovače mají za následek, že proud tekoucí tranzistorem již není harmonický, avšak je stále periodický. Jeho první harmonická vytváří na rezonančním obvodu harmonické napětí  $U_1$  s kmitočtem  $\omega_0$  a v zatěžovacím rezistoru s odporem  $R = 1/G$  se ztrácí vysokofrekvenční výkon  $P_1$ .



Obr. 2.26. Zjednodušené schéma výkonového zesilovače



Obr. 2.27. Vymezení pracovní oblasti tranzistoru

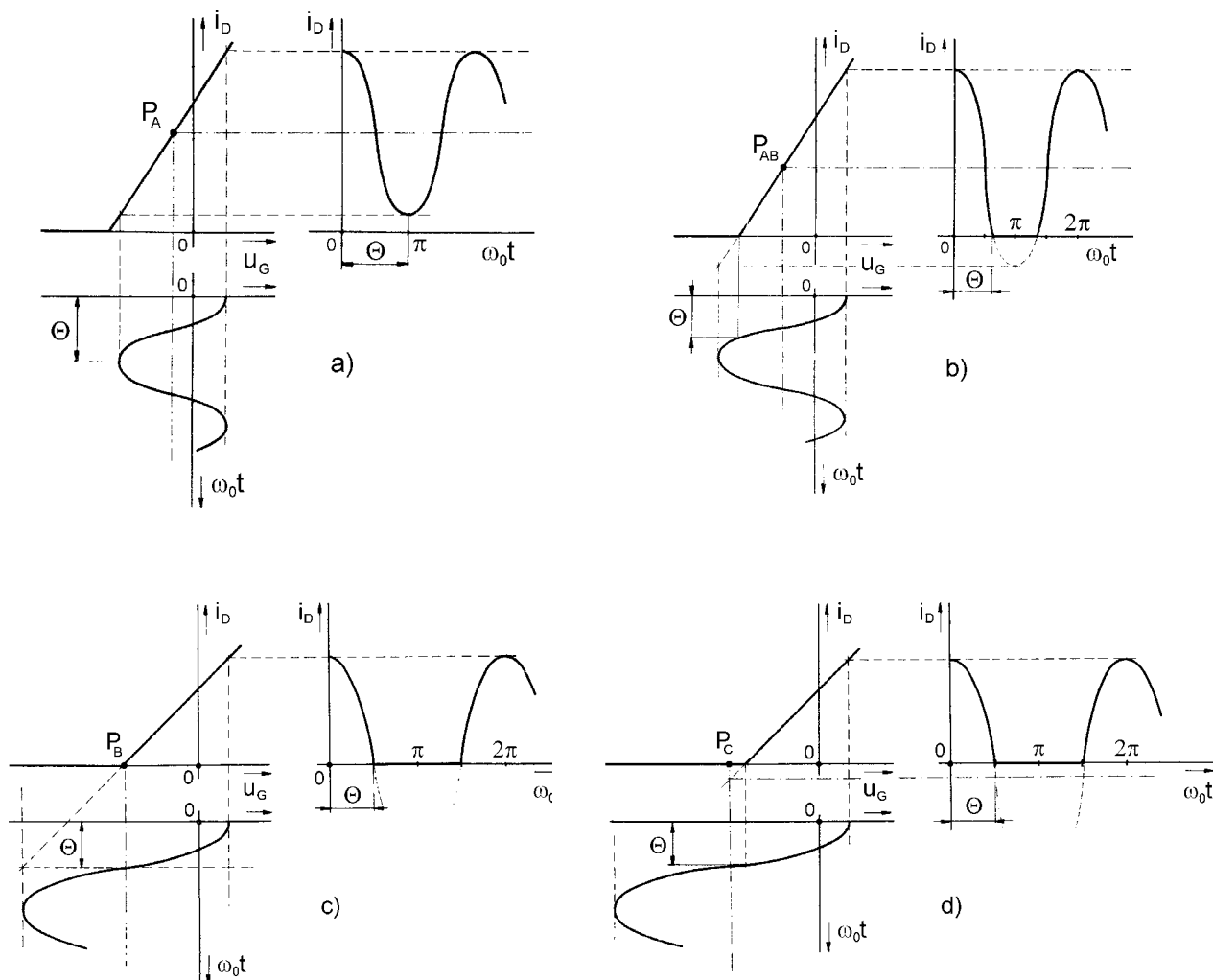
Pro popis činnosti, analýzu i syntézu výkonového zesilovače se využívají charakteristiky použitého tranzistoru. V případě tranzistoru FET je to především soustava výstupních charakteristik  $i_D = f_1(u_{DS})$  s parametrem  $u_G$  a soustava převodních charakteristik  $i_D = f_2(u_G)$  s parametrem  $u_{DS}$ . Tyto charakteristiky jsou nelineární a jejich znalost je nezbytná pro přesný návrh, případně analýzu zesilovače pomocí počítače.

Jednoduché (avšak méně přesné) grafické a graficko-početní metody analýzy a syntézy využívají aproximace nelineárních charakteristik lomenými přímkami, jak je naznačeno na obr. 2.27 pro síť výstupních charakteristik tranzistoru. Náhrada skutečných charakteristik lomenými přímkami je výhodná i pro základní seznámení s režimy výkonového zesilovače, kdy se výrazně zjednoduší jejich grafický popis a tím se výklad stává názornějším a přehlednějším. Režim výkonového zesilovače je určen jeho pracovní třídou a pracovním stavem.

### 2.3.1 Pracovní třídy zesilovače

**Pracovní třída zesilovače** je definovaná **polovičním úhlem otevření**  $\Theta$  (někdy také úhlem otevření  $\gamma$ ), který se stanoví jako polovina části celkové periody výstupního signálu, po kterou prochází tranzistorem nenulový proud. Závisí především na poloze klidového pracovního bodu  $P$  tranzistoru, někdy i na velikosti vstupního signálu. Podle hodnot, kterých může poloviční úhel otevření  $\Theta$  nabývat, rozlišujeme tři základní třídy označované písmeny A, B, C a jednu mezitřídou s označením AB.

Na obr. 2.28 je nakresleno odvození průběhu výstupního proudu, včetně stanovení úhlu  $\Theta$ , pro všechny třídy zesilovače. Je uvažován tranzistor FET s ochuzováním kanálu typu N a použita převodní charakteristika tranzistoru  $i_D = f_2(u_G)$  aproximovaná lomenou přímkou.



Obr. 2.28. Pracovní třídy zesilovače: a) třída A, b) mezitřída AB, c) třída B, d) třída C

Ve třídě A (obr. 2.28a) je klidový pracovní bod  $P_A$  umístěn uprostřed lineární části charakteristiky a rozkmit vstupního signálu nezasahuje do oblasti zániku kolektorového proudu. Tranzistor je otevřen po celou periodu signálu, a proto je poloviční úhel otevření  $\Theta_A = \pi$ . Výstupní signál není zkreslený. Důležitými



parametry zesilovače jsou jeho **výkonová účinnost**  $\eta$  (*Power Efficiency*) a **přidaná výkonová účinnost PAE** (*Power Added Efficiency*), definované vztahy

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} \cdot 100 \quad [\%], \quad PAE = \frac{P_1 - P_i}{P_0} \cdot 100 \quad [\%], \quad (2.142a,b)$$

kde  $P_1$  je činný výkon 1. harmonické na výstupu zesilovače,  $P_0$  je celkový stejnosměrný příkon zesilovače a  $P_i$  je činný výkon vstupního signálu zesilovače. U zesilovačů osazených tranzistory MOS je  $P_i \approx 0$  a tedy  $\eta \approx PAE$ . Pro třídu A dosahuje účinnost teoretické hodnoty  $\eta_A = 50\%$ . Nevýhodou třídy A je poměrně vysoký kolektorový proud tranzistoru v případě, kdy na vstupu je nulový střídavý signál.

Pro třídu B (obr. 2.28c) je typické, že klidový pracovní bod  $P_B$  je umístěn v bodě zániku kolektorového proudu (u aproximace lomenými přímkami je to bod zlomu charakteristiky). Tranzistor je otevřen pouze v jedné polovině periody, proto poloviční úhel otevření je  $\Theta_B = \pi/2$ . Výstupní signál je silně zkreslen. Teoretická účinnost zesilovače ve třídě B je  $\eta_B = 78,54\% = (\pi/4) \cdot 100\%$ .

Mezitřída AB (obr. 2.28b) má vlastnosti v rozsahu třídy A až třídy B. Klidový pracovní bod  $P_{AB}$  může být umístěn na lineární části charakteristiky, avšak ne v jejím středu, ale blíže k bodu zániku kolektorového proudu. Vstupní signál je natolik veliký, že jeho část zasahuje do oblasti zániku kolektorového proudu. Pro poloviční úhel otevření platí  $\pi > \Theta_{AB} > \pi/2$ . Zkreslení výstupního signálu je větší než u třídy A, ale menší než u třídy B. Teoretická účinnost mezitřídy AB se pohybuje v rozmezí  $50\% < \eta_{AB} < 78,54\%$ .

U zesilovače třídy C (obr. 2.28d) je klidový pracovní bod  $P_C$  tranzistoru umístěn v oblasti zániku kolektorového proudu. Poloviční úhel otevření je  $\Theta_C < \pi/2$ . Výstupní signál tvoří pouze vrcholky harmonického průběhu, a proto je zkreslení signálu ještě větší než u třídy B. Teoretická účinnost třídy C je  $\eta_C = 100\%$ , avšak této teoretické hodnoty je dosaženo při nulovém výkonu  $P_1$ .

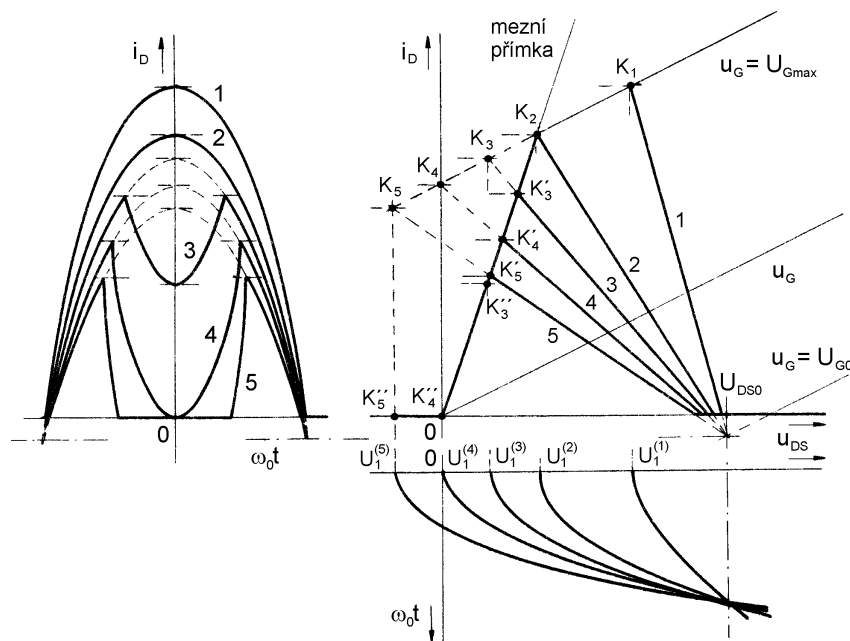
Impulsy kolektorového proudu, které jsou typické pro třídu B a C jsou jednoznačně popsány polovičním úhlem otevření  $\Theta$  a výškou  $I_{max}$  (platí i pro třídu A a mezitřídu AB).

Kromě uvedených „klasických“ pracovních tříd se můžeme setkat i s označením pracovních tříd D, E, F a S. Jejich společným rysem je spínací režim tranzistoru, zajištěný dostatečně velkým vstupním signálem, kdy tranzistor přechází střídavě z vypnutého stavu do stavu saturace. Výstupní signál prochází selektivními obvody, který z něj vyberou potřebnou spektrální složku. Zesilovače pracující ve třídách D, E, F a S se označují názvem výkonové konvertory nebo výkonové zesilovače s pulsním provozem.

### 2.3.2 Pracovní stavy zesilovače

**Pracovní stav zesilovače** úzce souvisí s tvarem impulsu kolektorového proudu a také se podle něj posuzuje. Případy, které mohou u výkonového zesilovače nastat, si popíšeme pomocí obr. 2.29. Opět uvažujeme zesilovač z obr. 2.26. Výstupní charakteristiky tranzistoru jsou aproximovány lomenými přímkami a pro přehlednost obrázku jsou zakresleny pouze tři. U skutečného tranzistoru jsou výstupní charakteristiky téměř rovnoběžné s osou napětí neboť tranzistor FET je zdroj proudu řízený napětím. Pouze z důvodu názorného rozlišení jednotlivých stavů zesilovače jsou tyto charakteristiky nakresleny na obr. 2.29 mírně skloněné. Klidový pracovní bod tranzistoru je určen napětími  $U_{DS0}$ ,  $U_{G0}$  a jeho teoretická poloha je dána průsečíkem charakteristiky  $u_G = U_{G0}$  a přímkou jdoucí bodem  $U_{DS0}$  kolmo na osu napětí. Ve skutečnosti leží klidový pracovní bod na ose napětí v bodě  $U_{DS0}$ . Zesilovač tedy pracuje ve třídě C. Amplituda napětí vstupního signálu je  $U_G$ , takže pro maximální vstupní napětí platí  $U_{Gmax} = U_{G0} + U_G$ . Rezonanční obvod je vyladěn na kmitočet vstupního signálu a zátěží tranzistoru je tedy rezistor s odporem  $R$ . Se změnou okamžité hodnoty vstupního signálu se pracovní bod pohybuje v síti výstupních charakteristik po křivce se dvěma koncovými body, která se nazývá dynamická charakteristika.

Při **podkritickém stavu** leží koncový bod  $K_1$  dynamické charakteristiky označené 1 napravo od mezní přímkou, v aktivní oblasti tranzistoru. Bod  $K_1$  udává výšku  $I_{max}$  impulsu kolektorového proudu 1, který je v tomto případě nezkreslenou částí kosinusovky. Průmět bodu  $K_1$  na osu napětí udává amplitudu napětí



Obr. 2.29. Dynamické charakteristiky a impulsy kolektorového proudu

$U_1^{(1)}$  první harmonické, které se vytváří na rezonančním obvodu. Druhý koncový bod dynamické charakteristiky není v obrázku zakreslen, ale leží na ose napětí a je určen rozkmitem napětí  $U_1^{(1)}$ .

Pouhou změnou velikosti zátěže (ostatní veličiny zesilovače zůstávají konstantní) je možné přejít do **kritického stavu**. Dynamická charakteristika 2 se v tomto případě dotýká svým koncovým bodem  $K_2$  mezní přímky. Impuls kolektorového proudu 2 má menší velikost, ale dosud je nezkreslenou částí kosinusovky. Amplituda napětí  $U_1^{(2)}$  první harmonické se zvětší. Druhý koncový bod dynamické charakteristiky leží opět na ose napětí a jeho poloha je dána rozkmitem napětí  $U_1^{(2)}$ .

Další změna velikosti zátěže již způsobí **slabě nadkritický stav**. Dynamická charakteristika by teoreticky měla končit v bodě  $K_3$ , jak je naznačeno čárkovaně. Ve skutečnosti se však na mezní přímce v bodě  $K'_3$  charakteristika zlomí a končí v bodě  $K'_3$ , který je průsečíkem mezní přímky s kolmicí spuštěnou z bodu  $K_3$  na osu napětí. Průsečík této kolmice s osou napětí současně udává i amplitudu napětí  $U_1^{(3)}$  první harmonické na zátěži. Ve střední části impulsu kolektorového proudu 3 se nyní vytvořilo sedlo, které je typické pro nadkritický stav. Tvar sedla lze graficky odvodit z polohy bodů  $K'_3$  a  $K_3$ .

Při **nadkritickém mezním stavu** se dynamická charakteristika 4 láme na mezní přímce v bodě  $K'_4$  a končí v bodě  $K''_4$ , který je totožný s počátkem souřadnic. Sedlo impulsu kolektorového proudu 4 se dotýká vodorovné osy v jediném bodě. Amplituda napětí  $U_1^{(4)}$  první harmonické je v tomto případě rovna stejnosměrnému napájecímu napětí  $U_{DS0}$ .

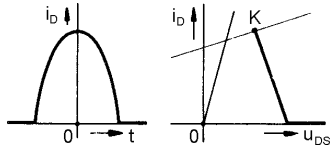
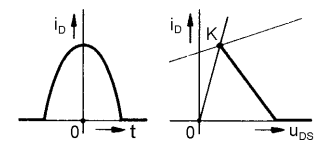
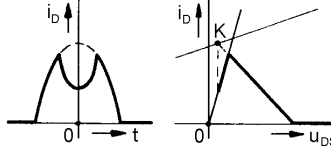
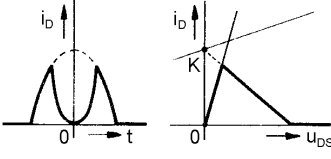
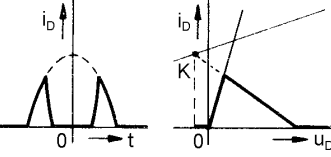
Zvláštním případem je **silně nadkritický stav**, při kterém dochází k rozpadu impulsu kolektorového proudu 5 na dvě části. Dynamická charakteristika končí v bodě  $K''_5$ , který současně udává velikost amplitudy  $U_1^{(5)}$  první harmonické na zátěži. Její velikost je větší než napájecí napětí  $U_{DS0}$ , takže v tomto stavu je po určitou dobu periody namáhán tranzistor inverzním napětím. Druhý koncový bod dynamické charakteristiky leží opět na ose napětí a jeho poloha je dána rozkmitem napětí  $U_1^{(5)}$ .

Pro posouzení vztahu napětí první harmonické  $U_1$  a stejnosměrného napájecího napětí  $U_{DS0}$  byl zaveden tzv. **koeficient napěťového využití zesilovače**

$$\rho_u = \frac{U_1}{U_{DS0}} . \quad (2.143)$$

Jeho hodnota pro kritický stav bývá označována  $\rho_{uCR}$ . Přehled všech pracovních stavů zesilovače, včetně jejich mezinárodních i českých zkratk, je uveden v Tab. 2.1.

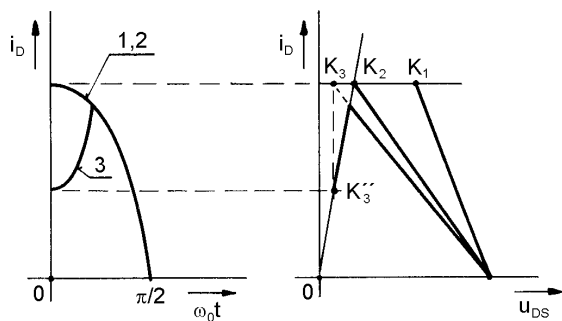
Tab. 2.1. Přehled pracovních stavů zesilovače

	Pracovní stav	Mezin. symbol (český)	Tvar kolektorového impulsu a dynamická charakteristika	Koeficient napět'ového využití zesilovače
1.	Podkritický	SCR (PK)		$\rho_u < \rho_{uCR}$
2.	Kritický	CR (K)		$\rho_u = \rho_{uCR}$
3.	Slabě nadkritický (nadkritický 1. druhu)	OCR <sub>1</sub> (NK)		$\rho_{uCR} < \rho_u < 1$
4.	Nadkritický mezní	OCR <sub>L</sub> (NK)		$\rho_u = 1$
5.	Silně nadkritický (nadkritický 2. druhu)	OCR <sub>2</sub> (NK)		$\rho_u > 1$

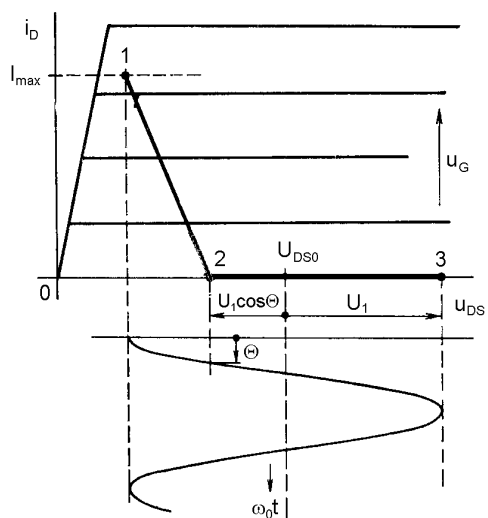
Po úvodním názorném popisu jednotlivých stavů je možné ukázat, jak se změny impulsy kolektorového proudu v případě, kdy výstupní charakteristiky tranzistoru budou rovnoběžné s osou napětí. Tato situace je symbolicky naznačena na obr. 2.30 pro zesilovač pracující ve třídě B a vyplývá z ní, že dojde pouze ke ztotožnění kolektorových impulsů pro podkritický a kritický stav zesilovače. Obr. 2.31 už jen dokresluje souvislost dynamické charakteristiky a především jejich koncových bodů, s rozkmitem napětí první harmonické na zátěži tvořené paralelním rezonančním obvodem. Při nulovém vstupním signálu bude klidový pracovní bod tranzistoru v bodě  $U_{DS0}$ . Při nenulovém vstupním signálu se bude pracovní bod pohybovat po dynamické charakteristice postupně přes bod 2 do koncového bodu 1 a odtud zpět po stejné cestě do druhého koncového bodu 3, atd.

Bod 1 určuje velikost  $I_{max}$  impulsu kolektorového proudu. Souvislost této hodnoty s maximální hodnotou impulsního proudu  $I_M$  tranzistoru, uváděnou výrobcem tranzistoru v katalogu, udává tzv. **koeficient proudového využití tranzistoru**

$$\rho_i = \frac{I_{max}}{I_M} . \quad (2.144)$$



Obr. 2.30. Dynamické charakteristiky a impulsy kolektorového proudu (charakteristiky aktivního prvku jsou rovnoběžné s osou  $u_{DS}$ )



Obr. 2.31. Dynamická charakteristika zesilovače (třída C, podkritický stav)

### 2.3.3 Stanovení složek výstupního proudu

Na obr. 2.32 je nakresleno odvození časového průběhu kolektorového proudu pro zesilovač z obr. 2.26 pracující v podkritickém stavu a třídě C. Převodní charakteristiku aproximovanou lomenou přímkou můžeme matematicky vyjádřit vztahy

$$i_D = S(u_G - U_Z) \quad \text{pro} \quad u_G \geq U_Z, \quad (2.145a)$$

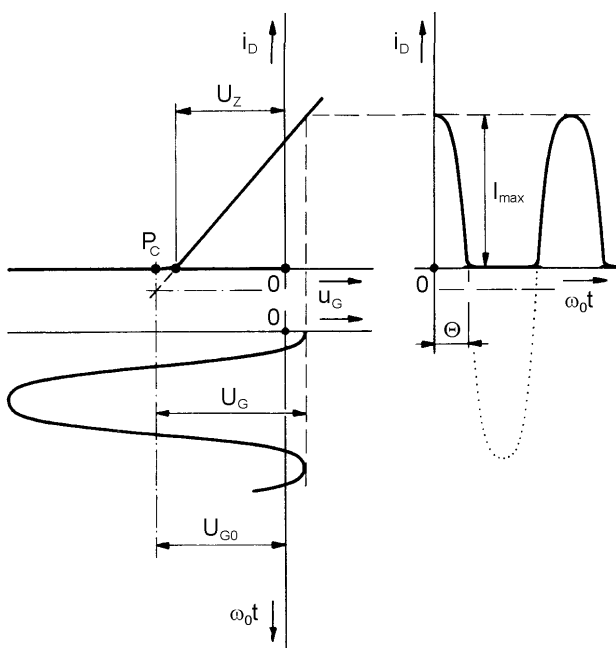
$$i_D = 0 \quad \text{pro} \quad u_G < U_Z, \quad (2.145b)$$

kde  $S$  je strmost převodní charakteristiky. Pro okamžitou hodnotu vstupního napětí platí

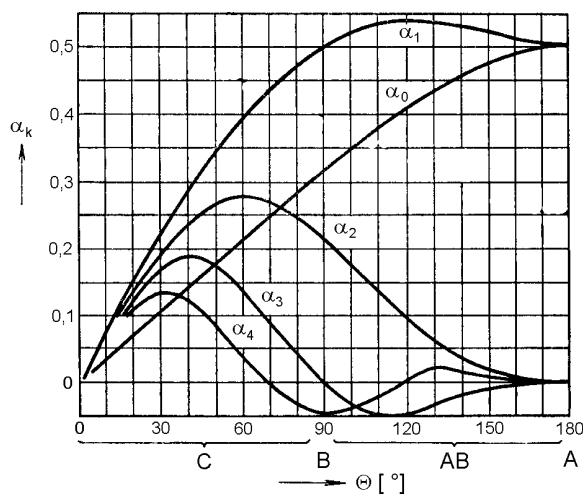
$$u_G = U_{G0} + U_G \cos \omega_0 t. \quad (2.146)$$

Po dosazení (2.146) do (2.145a) dostaneme

$$i_D = S(U_{G0} + U_G \cos \omega_0 t - U_Z). \quad (2.147)$$



Obr. 2.32. Stanovení časového průběhu kolektorového proudu



Obr. 2.33. Závislost činitele  $\alpha_k$  na polovičním úhlu otevření  $\Theta$

Závislost parametrů  $I_{\max}$  a  $\Theta$  impulsu kolektorového proudu na ostatních veličinách zjistíme pomocí rovnice (2.147), do které postupně dosadíme souřadnice dvou bodů impulsu kolektorového proudu. Pro první bod se souřadnicemi  $\omega_0 t = \Theta$  a  $i_D = 0$ , můžeme psát

$$0 = S(U_{G0} + U_G \cos\Theta - U_z) \quad \Rightarrow \quad \cos\Theta = \frac{U_z - U_{G0}}{U_G} . \quad (2.148a,b)$$

Pro druhý bod se souřadnicemi  $\omega_0 t = 0$  a  $i_D = I_{\max}$ , vychází

$$I_{\max} = S(U_{G0} + U_G - U_z) \quad \Rightarrow \quad I_{\max} = S U_G (1 - \cos\Theta) . \quad (2.149a,b)$$

Ze vztahů (2.148b) a (2.149a) vyplývá, že parametry impulsu  $I_{\max}$  a  $\Theta$  závisí na parametrech aktivním prvku ( $U_z, S$ ), na vstupním signálu ( $U_G$ ) i na poloze klidového pracovního bodu ( $U_{G0}$ ).

Přestože signál na vstupu zesilovače je harmonický, v důsledku nelineárního režimu zesilovače je časový průběh výstupního proudu tranzistoru neharmonický. Impulzy kolektorového proudu se však periodicky opakují a pro takový signál (sudá funkce) můžeme stanovit amplitudu libovolné  $k$ -té harmonické pomocí Fourierových integrálů

$$I_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\Theta} i_D(\omega_0 t) d(\omega_0 t) , \quad I_k = \frac{2}{\pi} \int_0^{\Theta} i_D(\omega_0 t) \cos k(\omega_0 t) d(\omega_0 t) . \quad (2.150a,b)$$

Do těchto vztahů dosadíme vztah (2.147), který předem upravíme pomocí (2.148b) a (2.149b). Pro amplitudu  $k$ -té harmonické dostaneme

$$I_k = I_{\max} \left[ \frac{2}{\pi (1 - \cos\Theta)} \int_0^{\Theta} (\cos\omega_0 t - \cos\Theta) \cos k(\omega_0 t) d(\omega_0 t) \right] . \quad (2.151)$$

Výraz v hranaté závorce je tzv. **koeficient rozkladu impulsu**  $\alpha_k(\Theta)$ , který po výpočtu integrálu má pro jednotlivé harmonické tvar

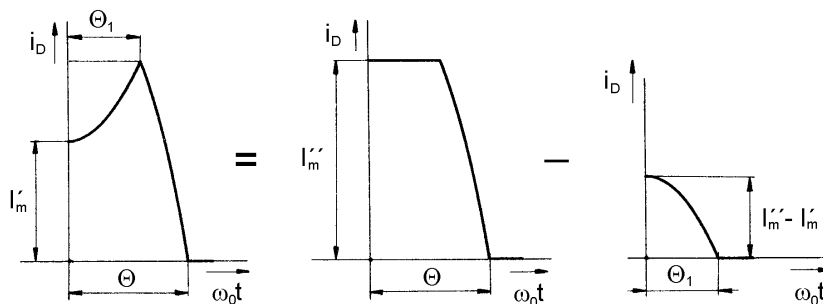
$$\alpha_0(\Theta) = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\sin\Theta - \Theta \cos\Theta}{1 - \cos\Theta} , \quad (2.152)$$

$$\alpha_1(\Theta) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{2\Theta - \sin 2\Theta}{1 - \cos\Theta} , \quad \dots \text{ atd.} \quad (2.153)$$

Hodnoty těchto koeficientů se určují pomocí grafických závislostí, které jsou pro stejnosměrnou složku a první čtyři harmonické nakresleny na obr. 2.33. Známe-li tedy parametry  $I_{\max}$  a  $\Theta$  impulsu kolektorového proudu, můžeme pomocí koeficientu  $\alpha_k(\Theta)$  určit amplitudu  $k$ -té harmonické z jednoduchého vztahu

$$I_k = I_{\max} \alpha_k(\Theta) . \quad (2.154)$$

Pracuje-li zesilovač v nadkritickém stavu má impuls kolektorového proudu čtyři parametry  $\Theta, \Theta_1, I'_m, I''_m$ , jak vyplývá z obr. 2.34. Výpočet  $k$ -té harmonické impulsu kolektorového proudu se sedlem lze provést na základě jeho geometrických vlastností, postupem naznačeným na obr. 2.34. Přitom využíváme skutečnosti, že velikost amplitudy  $k$ -té harmonické je úměrná ploše impulsu, případně jeho části.



Obr. 2.34. Stanovení harmonických složek impulsu kolektorového proudu se sedlem

Impuls se sedlem vznikne podle obr. 2.34 z plochého impulsu  $PI$  odečtením plochy sedla, které má tvar části obrácené kosinusovky. Přitom plochý impuls vznikne z impulsu pro podkritický stav od něhož se odečte plocha jeho horní části. Pro  $k$ -tou harmonickou plochého impulsu platí

$$I_{kPI} = I_{\max} \alpha_k(\Theta) - (I_{\max} - I_m'') \alpha_k(\Theta_1) . \quad (2.155)$$

Obdobným postupem můžeme určit  $k$ -tou harmonickou impulsu kolektorového proudu se sedlem

$$I_{kS} = I_{kPI} - (I_m'' - I_m') \alpha_k(\Theta_1) = I_{\max} \alpha_k(\Theta) - (I_{\max} - I_m'') \alpha_k(\Theta_1) - (I_m'' - I_m') \alpha_k(\Theta_1) . \quad (2.156)$$

### 2.3.4 Změna režimu

Změna režimu se nejlépe popisuje charakteristikami, kde nezávisle proměnnou je veličina, která režim mění. Obvykle to bývá zatěžovací odpor  $R$  (tzv. zatěžovací charakteristiky), amplituda vstupního signálu  $U_G$  (tzv. budicí charakteristiky), případně napájecí napětí  $U_{DS0}$ , aj. Jako závisle proměnné se uvádí amplitudy první harmonické proudu  $I_1$  nebo napětí  $U_1$  na zátěži, stejnosměrná složka kolektorového proudu  $I_0$ , činný výkon první harmonické  $P_1$ , stejnosměrný příkon  $P_0$ , ztrátový výkon  $P_z$ , účinnost  $\eta$ , aj. Součástí těchto charakteristik bývá i označení kritického stavu CR a oblastí podkritického stavu SCR a nadkritického stavu OCR.

Činný výkon  $P_1$  první harmonické na zátěži  $R$  určíme ze vztahu

$$P_1 = \frac{1}{2} U_1 I_1 = \frac{1}{2} I_1^2 R = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_1^2}{R} . \quad (2.157)$$

Dosadíme-li do (2.157) z (2.143) a (2.154), dostaneme velice zajímavý vztah

$$P_1 = \frac{1}{2} \rho_u U_{DS0} I_{\max} \alpha_1(\Theta) . \quad (2.158)$$

Z něj vyplývá, že výkon  $P_1$  je úměrný koeficientu  $\alpha_1(\Theta)$ , neboť ostatní veličiny ve vztahu (2.158) mohou být konstantní. Stejně jako koeficient  $\alpha_1(\Theta)$ , nabývá proto maxima v závislosti na  $\Theta$  i výkon  $P_1$ , jak je nakresleno na obr. 2.35c. Podobně i výkon druhé harmonické  $P_2$  je úměrný koeficientu  $\alpha_2(\Theta)$ , výkon třetí harmonické  $P_3$  je úměrný  $\alpha_3(\Theta)$ , atd. Z obr. 2.33 vyplývá, že výkony  $P_1, P_2, P_3, \dots, P_k$  dosahují maxima pro určitý poloviční úhel otevření  $\Theta$ . Této skutečnosti se využívá i při návrhu násobičů kmitočtu, kdy maximální výkon  $k$ -té harmonické dosáhneme při polovičním úhlu otevření

$$\Theta_{P_k \max} = \frac{120^\circ}{k} . \quad (2.159)$$

Pro stejnosměrný příkon zesilovače (při zanedbání příkonu vstupního obvodu) můžeme s pomocí (2.154) psát

$$P_0 = U_{DS0} I_0 = U_{DS0} I_{\max} \alpha_0(\Theta) . \quad (2.160)$$

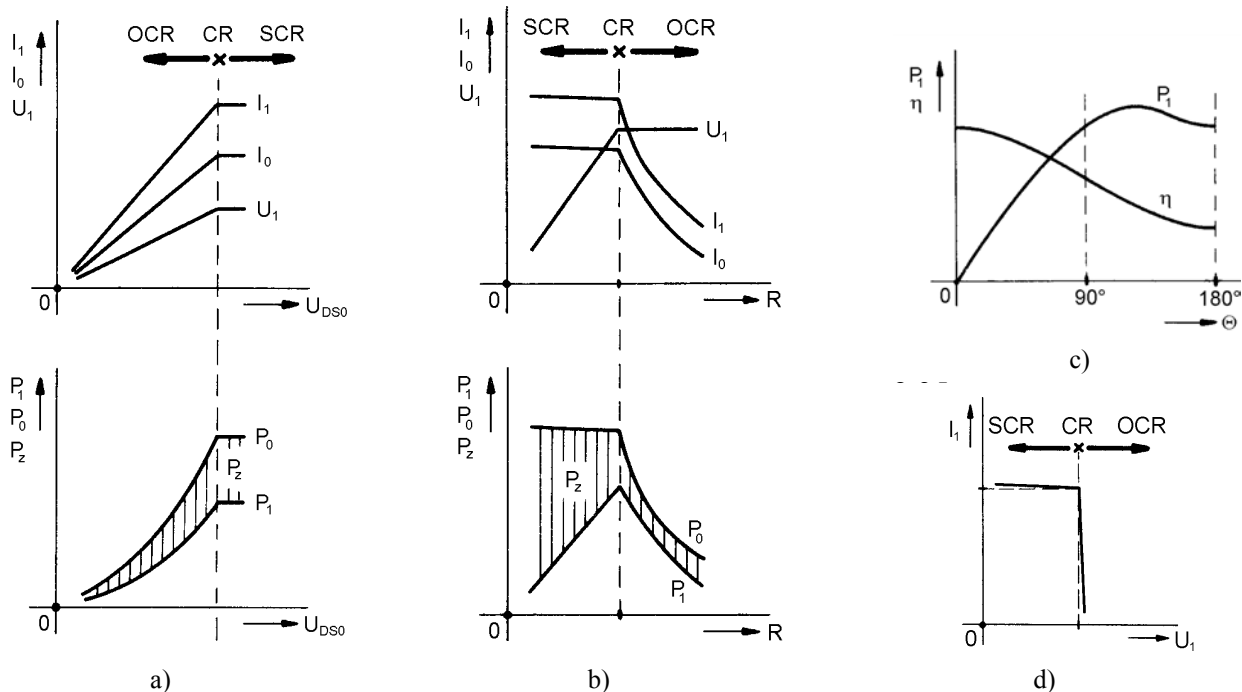
Rozdíl stejnosměrného příkonu  $P_0$  zesilovače a činného výkonu  $P_1$  první harmonické na zátěži  $R$  je ztrátový výkon

$$P_z = P_0 - P_1 . \quad (2.161)$$

Dosazením (2.158) a (2.160) do vztahu (2.142a) dostáváme pro účinnost zesilovače

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} \cdot 100 = \frac{\frac{1}{2} \rho_u U_{DS0} I_{\max} \alpha_1(\Theta)}{U_{DS0} I_{\max} \alpha_0(\Theta)} \cdot 100 = \frac{1}{2} \rho_u \frac{\alpha_1(\Theta)}{\alpha_0(\Theta)} \cdot 100 . \quad (2.162)$$

Tato závislost je graficky znázorněna na obr. 2.35c. Pro  $\rho_u = 1$  nabývá účinnost  $\eta$  hodnot v rozmezí od 100% (třída C,  $\Theta = 0$ ) do 50% (třída A,  $\Theta = 180^\circ$ ). Z obrázku dále vyplývá, že maximální činný výkon  $P_{1\max}$  zesilovače je dosažen při malé účinnosti a naopak při dobré účinnosti je výstupní výkon  $P_1$  příliš malý. Proto se při návrhu výkonového zesilovače volí takový úhel  $\Theta$ , který je s ohledem na zadání vhodným kompromisem mezi velkým výkonem  $P_1$  a vysokou účinností  $\eta$ .



Obr. 2.35. Změna režimu: a) závislosti na napájecím napětí  $U_{DS0}$ , b) zatěžovací charakteristiky, c) závislosti  $P_1$  a  $\eta$  na polovičním úhlu otevření  $\Theta$ , d) výstupní charakteristika

Z charakteristik na obr. 2.35a vyplývá, že z pohledu volby napájecího napětí  $U_{DS0}$  je výhodný kritický a podkritický stav, kdy všechny sledované veličiny nabývají velkých hodnot a jsou přibližně konstantní. Nevýhodou je pouze vyšší ztrátový výkon  $P_z$ .

Zatěžovací charakteristiky nakreslené na obr. 2.35b naznačují, že v kritickém stavu je dosaženo maximálního výkonu  $P_1$  pro určitou hodnotu zatěžovacího odporu  $R_{CR}$ . Rovněž všechny ostatní veličiny nabývají v tomto stavu přijatelných hodnot.

Důležitou informaci poskytuje výstupní charakteristika, nakreslená v idealizovaném tvaru na obr. 2.35d. Zesilovač se v podkritickém stavu chová jako zdroj proudu, tj. má velký výstupní odpor a pouze nepatrně tlumí připojený paralelní rezonanční obvod. V nadkritickém stavu se zesilovač chová jako zdroj napětí a svým malým výstupním odporem výrazně snižuje jakost rezonančního obvodu.

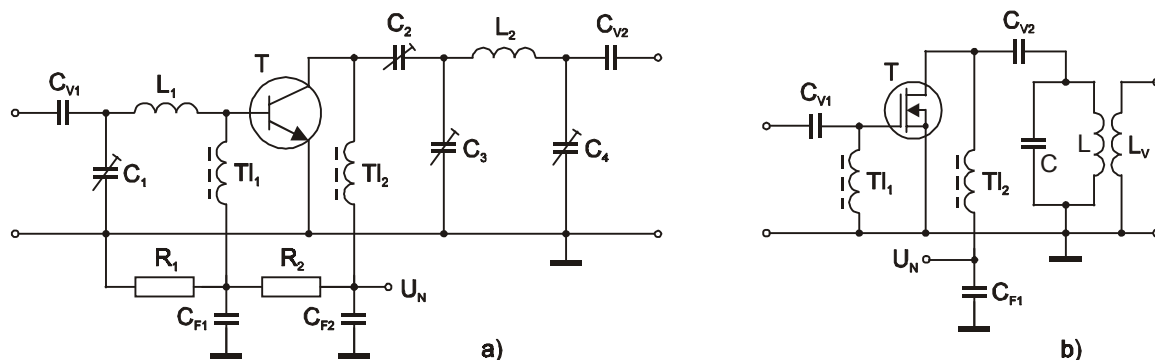
### 2.3.5 Příklady zapojení

Na obr. 2.36 jsou nakresleny dva příklady zapojení výkonových zesilovačů osazených bipolárním i unipolárním tranzistorem. Z důvodů dosažení velké účinnosti zesilovače jsou stejnosměrná napětí přiváděna k jednotlivým elektrodám tranzistorů přes vysokofrekvenční tlumivky. Jejich odpor pro stejnosměrný proud by měl být co nejmenší, jejich reaktance pro střídavý signál by naopak měla být co největší.

Jednoduchý postup stanovení indukčnosti tlumivky  $Tl_2$  si popíšeme pro zesilovač z obr. 2.36b. Výstupní odpor tranzistoru FET necht' je velký a reaktance vazebního kapacitoru  $C_{V2}$  naopak zanedbatelně malá. Impedance v bodě připojení tlumivky  $Tl_2$  k tranzistoru (zatím bez tlumivky) je proto rovna impedanci paralelního rezonančního obvodu, vyladěného do rezonance na kmitočtu  $\omega_0$ , do něhož je již transformovaná zátěž zesilovače. Tato impedance je reálná a v souladu s používaným značením je rovna zatěžovacímu odporu tranzistoru  $R$ . Aby tlumivka výrazně neovlivnila zatěžovací odpor  $R$ , stanovme podmínku, že její reaktance na kmitočtu  $\omega_0$  musí být alespoň 10x větší než odpor  $R$ . Z této podmínky určíme indukčnost tlumivky

$$X_{Tl_2} = \omega_0 L_{Tl_2} \geq 10R \quad \Rightarrow \quad L_{Tl_2} \geq \frac{10R}{\omega_0} \quad (2.163)$$

Podobným postupem se určují indukčnosti i ostatních tlumivek.



Obr. 2.36. Příklady zapojení výkonového zesilovače

Selektivním obvodem pro potlačení vyšších harmonických nemusí být pouze paralelní rezonanční obvod, ale může být použita i dolní propust (obr.2.36a).

Ztrátové výkony a tedy i užitečné výstupní výkony vysokofrekvenčních výkonových tranzistorů jsou omezené. Pro dosažení větších výstupních výkonů, než které mohou být dosaženy v zesilovacím stupni s jediným tranzistorem, je třeba výkony jednotlivých stupňů postupně sdružovat do společné zátěže. Sdružovače musí mít malé ztráty a musí zajistit, že nedojde ke vzájemnému ovlivňování zesilovacích stupňů. Používají se širokopásmové transformátory, můstkové sdružovače, aj.

Pro kmitočty do 1GHz se používají výkonové zesilovače s tranzistory VMOS, jejichž kolektorové proudy dosahují až desítek ampérů a průrazná napětí jsou řádově stovky voltů, tedy mají stejné parametry jako bipolární tranzistory. Navíc však tranzistory VMOS, díky zápornému teplotnímu koeficientu stejnosměrného proudu kolektoru, mohou být přímo řazeny paralelně a pracovat do společné zátěže.

## 2.4 Zkreslení signálu a dynamický rozsah zesilovače

### 2.4.1. Zkreslení signálu

Průchodem signálu kvazilineárním nebo výkonovým (nelineárním) zesilovačem dochází k jeho zkreslení. Zkreslení signálu může být způsobeno kmitočtovou závislostí nebo nelineárními vlastnostmi použitých aktivních i pasivních prvků. Projevuje se tím, že přenos zesilovače se mění s kmitočtem nebo závisí na velikosti vstupního signálu. Všechna zkreslení proto rozdělujeme na kmitočtová (lineární) a nelineární [4], [10].

#### 2.4.1.1 Kmitočtová (lineární) zkreslení

Kmitočtové zkreslení nevykazuje ideální přenosový článek. Jeho modul přenosu  $K(\omega) = A$  je kmitočtově nezávislý ( $A$  je konstanta) a argument přenosu  $\varphi(\omega) = -t_0\omega$  se s rostoucím kmitočtem lineárně zmenšuje z hodnoty nula nebo násobku  $\pi$  radiánů. Všechny odchylky od těchto ideálních průběhů považujeme za kmitočtové neboli lineární zkreslení.

##### a) Amplitudové kmitočtové zkreslení

Projevuje se kmitočtovou závislostí modulu přenosu  $K(\omega)$  zesilovače. Obvykle se charakterizuje šířkou kmitočtového pásma v němž se modul přenosu nezmenší pod určitou hodnotu.

##### b) Fázové kmitočtové zkreslení

Projevuje se tím, že fázový posuv mezi výstupním a vstupním signálem zesilovače  $\varphi(\omega) = \varphi_{výst}(\omega) - \varphi_{vst}(\omega)$  nevykazuje v uvažovaném kmitočtovém pásmu lineární pokles s rostoucím kmitočtem. Prochází-li zesilovačem neharmonický signál, mění se v důsledku fázového zkreslení fázové vztahy mezi jeho jednotlivými harmonickými složkami a dochází k jeho tvarovému zkreslení.



### c) Kmitočtové zkreslení zpožděním

Je způsobeno tím, že **skupinové zpoždění**  $t_s$  (Group Delay) zesilovače definované vztahem

$$t_s = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} \quad (2.164)$$

není v uvažovaném kmitočtovém pásmu konstantní. Skupinovým zpožděním je míněna doba průchodu určitého signálu zesilovačem, přičemž takovým signálem může být skupina harmonických signálů stejných amplitud s nepatrně rozdílnými kmitočty. Kromě skupinového zpoždění se udává i **fázové zpoždění**  $t_0$  zesilovače, pro které platí

$$t_0 = -\frac{\varphi(\omega)}{\omega}. \quad (2.165)$$

Jeho hodnota je vždy kladná, neboť výstupní signál nemůže časově předbíhat signál vstupní. U ideálního přenosového článku je skupinové zpoždění rovno fázovému zpoždění,  $t_s = t_0$ .

#### 2.4.1.2 Nelineární zkreslení

Vzniká v důsledku nelineárních vlastností, tj. nelineárních závislostí mezi napětími a proudy, alespoň jednoho z použitých prvků zesilovače. Posuzuje se při konstantním kmitočtu vstupního a výstupního signálu.

Kvantitativní vyjádření nelineárního zkreslení je možné stanovit z přenosové charakteristiky zesilovače  $i_2 = f(u_1)$ , kde  $i_2$  je okamžitá hodnota výstupního proudu a  $u_1$  je okamžitá hodnota vstupního napětí zesilovače. Pro malé vstupní napětí  $\Delta u_1$  můžeme tuto obecně nelineární závislost rozvinout v okolí klidového pracovního bodu, určeného vstupním stejnosměrným napětím  $U_{01}$  a výstupním stejnosměrným proudem  $I_{02}$ , v Taylorovu řadu

$$\begin{aligned} i_2 &= I_{02} + \Delta i_2 = f(U_{01} + \Delta u_1) = \\ &= f(U_{01}) + \frac{1}{1!} f'(U_{01}) \Delta u_1 + \frac{1}{2!} f''(U_{01}) \Delta u_1^2 + \frac{1}{3!} f'''(U_{01}) \Delta u_1^3 + \frac{1}{4!} f^{(4)}(U_{01}) \Delta u_1^4 + \dots = \\ &= I_{02} + S \Delta u_1 + \frac{1}{2} S' \Delta u_1^2 + \frac{1}{6} S'' \Delta u_1^3 + \frac{1}{24} S''' \Delta u_1^4 + \dots, \end{aligned} \quad (2.166)$$

kde  $S = f'(U_{01}) = \frac{\partial i_2}{\partial u_1}$  je strmost přenosové charakteristiky zesilovače v klidovém pracovním bodě  $U_{01}$  a

$S' = \frac{\partial S}{\partial u_1}$ ,  $S'' = \frac{\partial^2 S}{\partial u_1^2}$ ,  $S''' = \frac{\partial^3 S}{\partial u_1^3}$ , atd., jsou první, druhá, třetí, atd. derivace strmosti. Pro jednoduchost

uvažujme, že na vstupu zesilovače je amplitudově modulovaný signál ve tvaru

$$\Delta u_1 = U_1 (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t. \quad (2.167)$$

Dosažením vztahu (2.167) do rovnice (2.166) a provedením naznačených matematických operací (násobení a umocňování goniometrických funkcí), můžeme stanovit spektrum výstupního proudu (signálu). Pokud zesilovač není selektivní, spektrum výstupního proudu obsahuje složky, které je možno rozdělit do následujících skupin.

- **Stejnoseměrná složka**

$$x_{00} = K_{00} = I_0 + \frac{1}{4} S' U_1^2 \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right) \quad (2.168)$$

- **Nízkofrekvenční složky**

$$x_{01} = K_{01} \cos \Omega t = \frac{1}{2} S' U_1^2 m \cos \Omega t$$

$$\begin{aligned}
x_{02} &= K_{02} \cos 2\Omega t = \frac{1}{8} S' U_1^2 m^2 \cos 2\Omega t \\
x_{03} &= K_{03} \cos 3\Omega t = \dots \\
x_{04} &= K_{04} \cos 4\Omega t = \dots \\
&\vdots
\end{aligned}
\tag{2.169}$$

- **Složky v okolí první harmonické nosné**

$$\begin{aligned}
x_{10} &= K_{10} \cos \omega t = U_1 \left[ S + \frac{1}{8} S'' U_1^2 \left( 1 + \frac{3m^2}{2} \right) \right] \cos \omega t \\
x_{11} &= K_{11} \cos (\omega \pm \Omega) t = \frac{1}{2} U_1 m \left[ S + \frac{3}{8} S'' U_1^2 \left( 1 + \frac{m^2}{4} \right) \right] \cos (\omega \pm \Omega) t \\
x_{12} &= K_{12} \cos (\omega \pm 2\Omega) t = \dots \\
x_{13} &= K_{13} \cos (\omega \pm 3\Omega) t = \dots \\
&\vdots
\end{aligned}
\tag{2.170}$$

- **Složky v okolí druhé harmonické nosné**

$$\begin{aligned}
x_{20} &= K_{20} \cos 2\omega t = \frac{1}{4} S' U_1^2 \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right) \cos 2\omega t \\
x_{21} &= K_{21} \cos (2\omega \pm \Omega) t = \frac{1}{4} S' U_1^2 m \cos (2\omega \pm \Omega) t \\
x_{22} &= K_{22} \cos (2\omega \pm 2\Omega) t = \dots \\
x_{23} &= K_{23} \cos (2\omega \pm 3\Omega) t = \dots \\
&\vdots
\end{aligned}
\tag{2.171}$$

- **Složky v okolí třetí harmonické nosné**

$$\begin{aligned}
x_{30} &= K_{30} \cos 3\omega t = \frac{1}{8} S'' U_1^3 \left( \frac{1}{3} + \frac{3m^2}{2} \right) \cos 3\omega t \\
x_{31} &= K_{31} \cos (3\omega \pm \Omega) t = \frac{1}{16} S'' U_1^3 m \left( 1 + \frac{m^2}{4} \right) \cos (3\omega \pm \Omega) t \\
x_{32} &= K_{32} \cos (3\omega \pm 2\Omega) t = \dots \\
x_{33} &= K_{33} \cos (3\omega \pm 3\Omega) t = \dots \\
&\vdots
\end{aligned}
\tag{2.172}$$

apod. pro složky v okolí čtvrté, páté a vyšších harmonických nosné.

Počet spektrálních složek se zvětšuje s počtem uvažovaných členů rovnice (2.166). Teoreticky obsahuje spektrum výstupního signálu nekonečně mnoho složek. Je-li zesilovač selektivní, budou na jeho výstupu pouze složky, které propustí selektivní obvod. Označení libovolné spektrální složky  $x$  a její velikosti (amplitudy)  $K$  je provedeno pomocí indexu, kde první číslice udává harmonickou nosné a druhá číslice udává harmonickou modulačního signálu.

## a) Harmonické zkreslení

Projevuje se přítomností vyšších harmonických složek ve spektru výstupního signálu. Vzniká i při nedomulovaném vstupním signálu ( $m=0$ ), kdy vstupní signál je harmonický. Harmonické zkreslení se vyjadřuje **činitelem harmonického zkreslení**  $k_h$ , který udává poměr efektivní hodnoty výstupního proudu (nebo napětí) všech vyšších harmonických složek, k efektivní hodnotě celkového výstupního proudu (nebo napětí). Poněvadž mezi efektivní hodnotou a amplitudou harmonického signálu platí jednoznačný vztah, můžeme psát

$$k_h = \frac{\sqrt{K_{20}^2 + K_{30}^2 + K_{40}^2 + \dots}}{\sqrt{K_{10}^2 + K_{20}^2 + K_{30}^2 + K_{40}^2 + \dots}} \quad [-] \quad (2.173)$$

nebo

$$k_h [\%] = 100 k_h .$$

Existuje i alternativní definice harmonického zkreslení podle vztahu

$$k_h = \frac{\sqrt{K_{20}^2 + K_{30}^2 + K_{40}^2 + \dots}}{K_{10}} \quad [-] . \quad (2.174)$$

Pro vyhodnocení zkreslení jednotlivými harmonickými se udává činitel harmonického zkreslení  $r$ -tou harmonickou  $k_{hr}$ , definovaný vztahem

$$k_{hr} = \frac{K_{r0}}{K_{10}} . \quad (2.175)$$

Po dosazení například ze vztahů (2.172) a (2.170), platí pro činitel harmonického zkreslení třetí harmonickou při  $m=0$

$$k_{h3} = \frac{K_{30}}{K_{10}} = \frac{\frac{1}{24} S'' U_1^3}{U_1 \left[ S + \frac{1}{8} S'' U_1^2 \right]} . \quad (2.176)$$

## b) Intermodulační zkreslení

Je-li na vstupu zesilovače současně několik harmonických signálů s různými kmitočty  $f_1, f_2, f_3, \dots$ , potom v důsledku nelinearit použitých prvků vzniknou na výstupu zesilovače tzv. intermodulační (kombinační) signálové složky pro jejichž kmitočty platí

$$f = m f_1 + n f_2 + p f_3 + \dots , \quad (2.177)$$

kde  $m, n, p, \dots$ , jsou celá čísla (kladná nebo záporná nebo nula). Záporné kmitočty, které mohou být výsledkem výpočtu vztahu (2.177) nemají fyzikální smysl a není třeba je uvažovat. Řád  $r$  intermodulační složky je dán vztahem

$$r = |m| + |n| + |p| + \dots . \quad (2.178)$$

Intermodulační zkreslení se kvantitativně vyjadřuje **činitelem intermodulačního zkreslení**  $k_i$ , což je poměr amplitudy intermodulační složky  $r$ -tého řádu  $I_r$  ku amplitudě jednoho ze vstupních harmonických signálů. Jestliže převodní charakteristiku zesilovače můžeme s dostatečnou přesností aproximovat mocninovým polynomem  $s$ -tého stupně, potom lze dokázat, že pro řád intermodulační složky platí  $r \leq s$ .

Amplitudy intermodulačních složek závisí na velikostech vstupních signálů. Při malých vstupních signálech bude malé i intermodulační zkreslení. Jakmile se však jeden ze vstupních signálů zvětší nad určitou úroveň, intermodulační zkreslení prudce vzroste. S rostoucím řádem intermodulačních složek, klesá jejich amplituda. Pro  $r \geq 9$  je pokles amplitudy intermodulační složky vůči amplitudě základní složky větší než  $80 \text{ dB}$ , a proto tyto složky můžeme ve většině aplikací zanedbat.

### c) Křížová modulace

Uvažujme, že na vstupu zesilovače je užitečný harmonický signál  $U_1 \cos \omega t$  a rušivý amplitudově modulovaný signál  $U_{1R} (1 + m_R \cos \Omega_R t) \cos \omega_R t$ , tj.

$$u_1 = U_{01} + \Delta u_1 = U_{01} + [U_1 \cos \omega t + U_{1R} (1 + m_R \cos \Omega_R t) \cos \omega_R t]. \quad (2.179)$$

Dosažením vztahu (2.179) do rovnice (2.166) a provedením naznačených matematických operací, získáme podle [10] jednotlivé složky spektra výstupního signálu. Mezi již známými složkami bude i složka ve tvaru

$$i_2 = \dots + U_1 S \left( 1 + \frac{S'' m_R U_{1R}^2}{2S} \cos \Omega_R t \right) \cos \omega t + \dots \quad (2.180)$$

Ze vztahu (2.180) vyplývá, že původně nemodulovaný užitečný signál je na výstupu zesilovače amplitudově modulován rušivým modulačním signálem s hloubkou křížové modulace

$$m_K = \frac{S'' U_{1R}^2}{2S} m_R. \quad (2.181)$$

**Křížová modulace** je tedy parazitní přenesení modulační obálky amplitudově modulovaného rušivého signálu na nosnou užitečného signálu. Pokud dojde ke vzniku křížové modulace, nelze ji odstranit. Je tedy třeba vzniku křížové modulace zabránit. Ze vztahu (2.181) vyplývá, že hloubka křížové modulace závisí nejen na parametrech rušivého signálu, ale i na druhé derivaci strmosti  $S''$ , tj. na nelinearitě přenosové charakteristiky zesilovače. Bude-li  $S'' = 0$ , ke vzniku křížové modulace nedojde. Tato podmínka bude splněna v případě kvadratické přenosové charakteristiky zesilovače, což je možné s dostatečnou přesností dosáhnout použitím tranzistorů FET.

V případě, že nosný užitečný signál je modulován s hloubkou modulace  $m$ , používá se k popisu křížové modulace tzv. **činitel křížové modulace**  $k_k$  definovaný vztahem

$$k_k = \frac{m_K}{m} = \frac{S'' U_{1R}^2}{2S} \frac{m_R}{m}. \quad (2.182)$$

Pro stanovení činitele  $k_k$  se využívá jeho vztahu s intermodulačním a harmonickým zkreslením (platí pro stejné amplitudy vstupních signálů)

$$k_k = 4 k_{i3} = 13 k_{h3}. \quad (2.183)$$

### d) Křížové zkreslení

Projevuje se zmenšením zesílení zesilovače pro užitečný signál v případě, kdy na vstupu zesilovače působí další signál s jiným kmitočtem. Z obou vstupních signálů se v důsledku nelinearity zesilovače vytváří intermodulační produkty, na jejichž vzniku se energeticky podílí oba vstupní signály. Proto dochází ke zmenšení užitečného signálu a jeho zesílení.

### e) Amplitudové nelineární zkreslení

V důsledku nelinearit prvků dochází k nežádoucí změně modulu zesílení zesilovače v závislosti na velikosti vstupního signálu. Měří se při harmonickém vstupním signálu konstantního kmitočtu. Projevuje se vznikem nežádoucí amplitudové modulace výstupního signálu zesilovače (zvláště v digitálních komunikačních systémech) při změnách velikosti vstupního signálu. Označuje se jako nežádoucí konverze AM/AM.

### f) Fázové nelineární zkreslení

Projevuje se nežádoucí změnou argumentu zesílení zesilovače, opět v závislosti na velikosti vstupního signálu. Měří se stejným způsobem jako amplitudové nelineární zkreslení. Vznik nežádoucí fázové modulace výstupního signálu zesilovače (zvláště v digitálních komunikačních systémech) se označuje jako nežádoucí konverze AM/PM.

### g) Zkreslení modulačních složek

Prochází-li zesilovačem amplitudově modulovaný signál, dochází ke zkreslení modulační obálky a změně hloubky modulaace. Zkreslení modulační obálky se posuzuje pomocí **činitele zkreslení modulačních složek**  $k_m$ , který je pro  $p$ -tou harmonickou modulačního signálu definován vztahem

$$k_{mp} = \frac{K_{0p}}{K_{01}} \quad (2.184)$$

Současně se zkreslením modulační obálky dochází i ke změně hloubky modulaace, která se posuzuje relativní změnou hloubky modulaace

$$\frac{\Delta m}{m} = \frac{M - m}{m}, \quad (2.185)$$

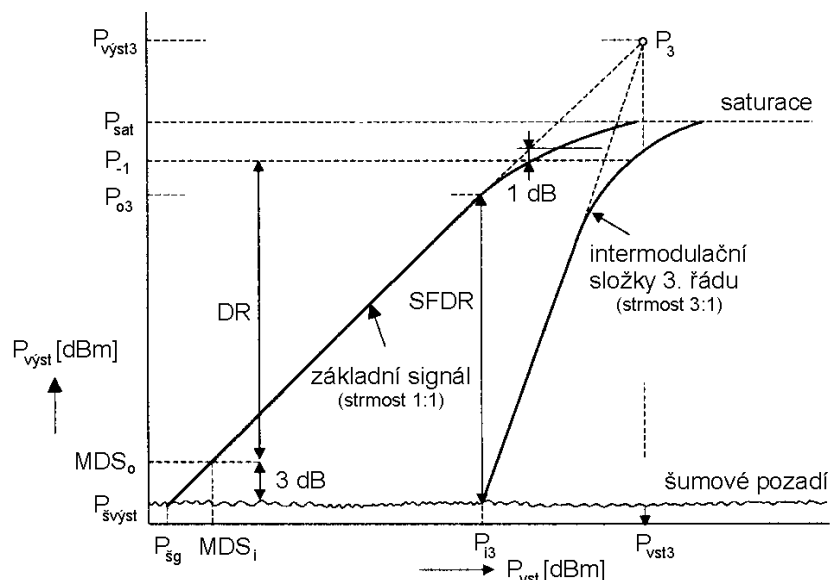
kde  $m$  je hloubka modulaace vstupního signálu a  $M$  je hloubka modulaace výstupního signálu. Pokud bude přenosová charakteristika zesilovače kvadratická, ke zkreslení modulaace nedojde.

### 2.4.2. Dynamický rozsah zesilovače

**Dynamický rozsah** DR (*Dynamic Range*) kvazilineárního zesilovače udává rozmezí výkonu výstupního (vstupního) signálu zesilovače, při kterém je závislost mezi výstupním a vstupním výkonem signálu zesilovače, změřená při jediném vstupním harmonickém signálu konstantního kmitočtu  $f$ , s dostatečnou přesností lineární [4], [5], [8].

Pro stanovení dynamického rozsahu, jež souvisí s nelineárním amplitudovým zkreslením zesilovače, je na obr. 2.37 nakreslena závislost úrovně výkonu výstupního signálu na úrovni výkonu vstupního signálu zesilovače (základní signál). Tato závislost je pro malé vstupní signály lineární a směrnice průběhu je 1:1. Při vyšších úrovních vstupního signálu však dochází k zakřivení charakteristiky, až se výkon výstupního signálu ustálí na hodnotě  $P_{sat}$ . Stav saturace je důsledkem limitace signálu aktivními prvky a má za následek velké nelineární zkreslení signálu.

Za horní hranici dynamického rozsahu, kdy je možné ještě považovat nelineární zkreslení za malé, se proto považuje výstupní výkon  $P_{-1}$ , při kterém se skutečná závislost odchyluje od ideálního průběhu o  $-1\text{ dB}$ .



Obr. 2.37. Grafické závislosti potřebné k určení dynamických rozsahů zesilovače

Dolní hranice dynamického rozsahu zesilovače je určena výstupním výkonem šumu  $P_{svyst}$ , pro který podle (2.56), (2.57) platí

$$P_{\text{švýst}} = kT_0 F B_{\text{s}} A_{Pa} . \quad (2.186)$$

Po dosazení známých konstant dostaneme  $kT_0 = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \text{ J} \cong 4 \cdot 10^{-21} \text{ W/Hz} = 4 \cdot 10^{-12} \text{ mW/MHz}$ . Rovnici (2.186) podělíme výkonem  $1 \text{ mW}$  a její pravou stranu násobíme jedničkou ve tvaru  $1 \text{ MHz} / 1 \text{ MHz}$ . Po úpravách můžeme psát

$$\frac{P_{\text{švýst}}}{1 \text{ mW}} = \frac{kT_0 \cdot 1 \text{ MHz}}{1 \text{ mW}} \cdot F \cdot \frac{B_{\text{s}}}{1 \text{ MHz}} \cdot A_{Pa} . \quad (2.187)$$

Po logaritmování rovnice (2.187) a násobení 10 dostáváme často používaný vztah

$$P_{\text{švýst}}[\text{dBm}] = -114 [\text{dBm}] + F_{\text{dB}}[\text{dB}] + B_{\text{s}}[\text{dBm}] + A_{Pa}[\text{dB}] , \quad (2.188)$$

kde jednotka  $\text{dBm}$  jsou decibely vztažené k šířce pásma  $1 \text{ MHz}$ .

Při znalosti výkonů  $P_{-1}$  a  $P_{\text{švýst}}$  můžeme dynamický rozsah zesilovače určit ze vztahu

$$DR^* [\text{dB}] = P_{-1}[\text{dBm}] - P_{\text{švýst}}[\text{dBm}] . \quad (2.189)$$

Za dolní hranici dynamického rozsahu zesilovače se často považuje **minimální detekovaný výstupní výkon**  $MDS_o$  (*Minimum Detectable Signal*), který má úroveň o  $3 \text{ dB}$  vyšší než je úroveň výkonu  $P_{\text{švýst}}$ . Dynamický rozsah zesilovače je v takovém případě

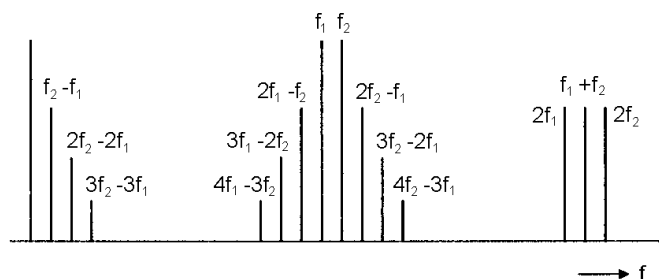
$$DR [\text{dB}] = P_{-1}[\text{dBm}] - MDS_o [\text{dBm}] , \quad (2.190)$$

kde pro  $MDS_o$  platí

$$MDS_o[\text{dBm}] = -111[\text{dBm}] + F_{\text{dB}}[\text{dB}] + B_{\text{s}}[\text{dBm}] + A_{Pa}[\text{dB}] . \quad (2.191)$$

Jsou-li na vstupu zesilovače dva signály stejné velikosti s kmitočty  $f_1$  a  $f_2$ , potom v důsledku nelineární přenosové charakteristiky zesilovače budou ve spektru výstupního signálu obsaženy nejen harmonické složky jednotlivých vstupních signálů, ale i složky intermodulační. V případě, že kmitočty  $f_1$  a  $f_2$  jsou blízké, intermodulační produkty budou rozloženy tak, jak je naznačeno na obr. 2.38. Odtud je zřejmé, že rušivý vliv mají především intermodulační složky 3. řádu, které jsou v těsné blízkosti užitečných signálů. Jestliže však výkon  $P_{\text{vst}}$  vstupního signálu zesilovače nepřekročí určitou hodnotu, budou intermodulační složky 3. řádu pod úrovní šumového pozadí a jejich rušivý vliv se neprojeví.

Při vyšetřování vlivu intermodulačních složek 3. řádu na dynamiku zesilovače, je třeba znát závislost jejich výkonu na výkonu vstupního signálu zesilovače. Tato závislost je nakreslena v obr. 2.37 (intermodulační složky 3. řádu). Lineární část této charakteristiky má trojnásobnou strmost (3:1) ve srovnání s charakteristikou pro základní signál. Průsečík charakteristiky se šumovým pozadím určuje výkon  $P_{I3}$  vstupního signálu, a tomu odpovídající výkon  $P_{O3}$  výstupního signálu, při kterém začínají intermodulační složky 3. řádu převyšovat šumové pozadí. Rozdíl úrovní výkonu  $P_{O3}$  a  $P_{\text{švýst}}$  udává **dynamický rozsah zesilovače bez intermodulačního zkreslení 3. řádu SFDR** (*Spurious noise Free Dynamic Range*).



Obr. 2.38. Intermodulační produkty signálů s blízkými kmitočty  $f_1$  a  $f_2$

Přímky proložené lineárními úseky obou charakteristik (pro základní signál i pro intermodulační složky 3. řádu) se protínají v bodě  $P_3$ , označovaném jako **bod zahrazení** (*Intercept Point  $IP_3$* ). Známe-li

souřadnici  $P_{výst3}$  bodu zahrazení  $P_3$ , můžeme při znalosti směrnic obou průběhů odvodit vztah pro dynamický rozsah zesilovače bez intermodulačního zkreslení 3. řádu

$$SFDR [dB] = \frac{2}{3} (P_{výst3} [dBm] - P_{švýst} [dBm]) . \quad (2.192)$$

Podobným způsobem lze postupovat při stanovení dynamického rozsahu zesilovače bez intermodulačního zkreslení vyššího řádu  $h$ . Pro jeho stanovení je třeba znát závislost výkonu intermodulačních složek  $h$ -tého řádu na výkonu vstupního signálu nebo alespoň souřadnici  $P_{výsth}$  bodu zahrazení  $P_h$ . Poněvadž směrnice lineární části příslušné závislosti je  $h:1$ , můžeme dynamický rozsah zesilovače bez intermodulačního zkreslení  $h$ -tého řádu určit ze vztahu

$$SFDR [dB] = \frac{h-1}{h} (P_{výsth} [dBm] - P_{švýst} [dBm]) . \quad (2.193)$$

*Poznámka:* Dynamický rozsah zesilovače byl stanoven pomocí dvou mezních výstupních výkonových úrovní zesilovače. Pokud zanedbáme nepatrnou odchylku skutečné charakteristiky od přímky v okolí poklesu  $-1 dB$ , můžeme při znalosti dosažitelného výkonového zesílení  $A_{Pa}$  vyjádřit dynamický rozsah zesilovače i pomocí úrovní vstupních signálů

$$\begin{aligned} DR [dB] &= P_{-1} [dBm] - MDS_o [dBm] = \\ &= (P_{-1i} [dBm] + A_{Pa} [dB]) - (MDS_i [dBm] + A_{Pa} [dB]) = P_{-1i} [dBm] - MDS_i [dBm]. \end{aligned} \quad (2.194)$$

Stejná úvaha platí i pro dynamický rozsah zesilovače bez intermodulačního zkreslení  $SFDR$ .

U několikastupňového zesilovače složeného z kaskády  $n$  stupňů, u kterých známe vstupní a výstupní souřadnice jednotlivých bodů zahrazení neboli **vstupní a výstupní body zahrazení**, můžeme stanovit například výsledný vstupní bod zahrazení  $P_{vsth}$  podle vztahu

$$\frac{1}{P_{vsth}} = \frac{1}{P_{vsth}^1} + \frac{A_{Pa}^1}{P_{vsth}^2} + \frac{A_{Pa}^1 A_{Pa}^2}{P_{vsth}^3} + \dots + \frac{A_{Pa}^1 A_{Pa}^2 \dots A_{Pa}^{n-1}}{P_{vsth}^n}, \quad (2.195)$$

kde  $A_{Pa}^1, A_{Pa}^2, \dots, A_{Pa}^{n-1}$  jsou dosažitelná výkonová zesílení jednotlivých stupňů,  
 $P_{vsth}^1, P_{vsth}^2, \dots, P_{vsth}^n$  jsou vstupní body zahrazení jednotlivých stupňů.

Mezi vstupními a výstupními body zahrazení platí obecný vztah  $P_{výsth}^k = A_{Pa}^k P_{vsth}^k$ , kde  $k = 1, 2, \dots, n$ .

# 3 OSCILÁTORY

Oscilátory jsou generátory harmonického signálu. Patří do skupiny autonomních nelineárních obvodů. Z energetického hlediska představují měnič stejnosměrné energie na střídavou. Pro jejich popis je možné použít lineární nebo nelineární teorie obvodů.

Lineární teorie umožňuje pouze posoudit stabilitu celé soustavy a zjistit, zda jsou splněny podmínky vzniku kmitů. V časové oblasti můžeme stanovit časové průběhy signálu v době těsně po vzniku oscilací, kdy je signál dostatečně malý a neprojeví se nelinearity obvodu. Pomocí nelineární teorie můžeme vyšetřovat nejen ustálený stav oscilátoru, ale i průběh přechodného děje od okamžiku vzniku kmitů až do doby jejich ustálení.

Podle principu činnosti rozdělujeme oscilátory do dvou základních skupin, a to na *oscilátory se záporným diferenciálním (dynamickým) odporem* a *oscilátory zpětnovazební*. Další rozdělení je možné podle soustavy, která rozhoduje o kmitočtu (*oscilátory LC*, oscilátory RC, *oscilátory s piezokrystalovými rezonátory*, aj.), podle použití (*stabilní*, výkonové), atd. V této kapitole bude pozornost zaměřena na oscilátory jejichž názvy jsou v předchozím textu vytištěny tučně.

Oscilátory LC obsahují v nejjednodušším případě dva akumulární prvky a obecně se popisují nelineární diferenciální rovnicí druhého řádu

$$\frac{d^2y}{dt^2} + a_1(y)\frac{dy}{dt} + a_0(y)y = 0 . \quad (3.1)$$

Veličina  $y$  reprezentuje libovolné napětí nebo proud použitých akumulárních prvků. Netlumené oscilace vzniknou v obvodu tehdy, když člen u první derivace, který je úměrný koeficientu tlumení, bude roven nule, tj.  $a_1(y) = 0$ . Člen  $a_0(y)$  v rovnici (3.1) rozhoduje o kmitočtu oscilací celé soustavy.

## 3.1 Základní parametry

Všechny zdroje periodických signálů, mezi které patří kromě oscilátorů i syntezátory popsané v závěrečné kapitole, jsou charakterizovány následujícími parametry [4].

**Stabilita kmitočtu** je míra změny kmitočtu s časem. Číselně se vyjadřuje největší relativní změnou  $\Delta f_{\max}/f_0$  uvažovanou v určitém časovém intervalu  $\Delta t$ , například za 1 sekundu, 1 hodinu, 1 den, atd. Je-li  $\Delta t$  mnohem větší než 1s, hovoříme o *dlouhodobé stabilitě*. Naopak *krátkodobá stabilita* je odchylka kmitočtu v relativně krátkém časovém intervalu, obvykle mnohem menším než 1s, způsobená především náhodnými fluktuacemi a šumem. Pokud je oscilátor (obecně jakýkoliv zdroj) nastaven na jmenovitou hodnotu kmitočtu  $f_0$ , lze změřit časový průběh okamžité hodnoty kmitočtu v určitém časovém intervalu, jak je znázorněno na obr. 3.1a. Pro požadovaný časový interval  $\Delta t$  lze potom z naměřených hodnot stanovit  $\Delta f_{\max}$  a vypočítat stabilitu kmitočtu.

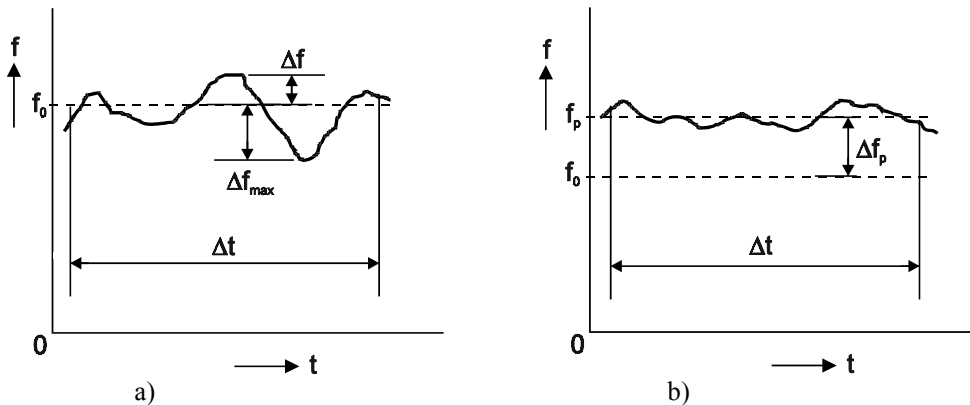
**Přesnost kmitočtu** se vyjadřuje poměrnou odchylkou  $\Delta f_p/f_0$  stanovenou opět v určitém časovém intervalu  $\Delta t$ . Ze změřeného časového průběhu okamžitého kmitočtu v intervalu  $\Delta t$  se určí střední hodnota kmitočtu  $f_p$ , jak je znázorněno na obr. 3.1b. Z kmitočtů  $f_p$  a  $f_0$  se vypočítá  $\Delta f_p$  a následně se stanoví přesnost kmitočtu.

*Promyslete si, jaký průběh bude mít závislost výstupního kmitočtu na čase u oscilátoru, který má kmitočet signálu: a) stabilní, ale nepřesný, b) přesný, ale nestabilní.*

Na obr. 3.2a je zakreslen časový průběh ideálního sinusového signálu a současně i signálu reálného, který může být na výstupu oscilátoru. U reálného signálu dochází k náhodným rychlým změnám okamžité velikosti signálu, které jsou označovány jako *amplitudový šum*. U většiny zdrojů vf signálů je amplitudový šum zanedbatelný. Dále je z obr. 3.2a vidět, že dochází i k fluktuaci fáze signálu, tj. ke změnám průchodu signálu nulou proti ideálnímu průběhu. V důsledku toho vzniká tzv. *fázový šum*, který může být velice



intenzivní, a proto patří v současné době k nejdůležitějším parametrům zdrojů vf signálů. Vysoká úroveň fázového šumu, například oscilátoru nebo kmitočtového syntezátoru přijímače, má u analogových systémů za následek zvětšení šumového čísla přijímače, u digitálních systémů vzrůstá chybovost přenosu.

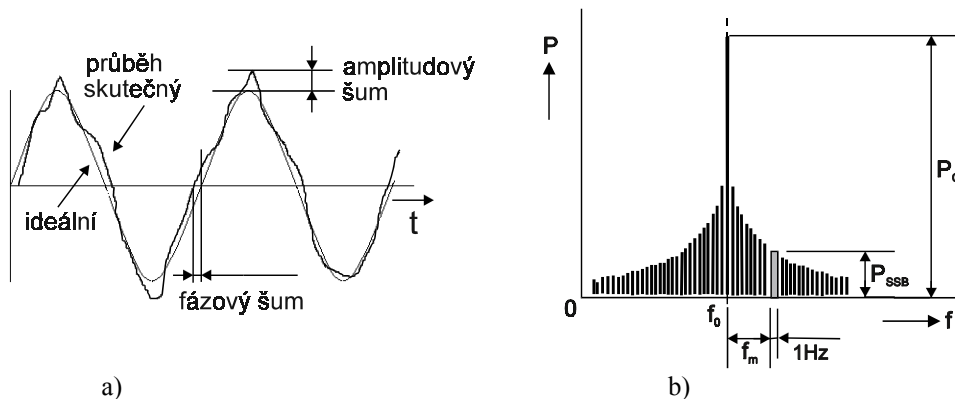


Obr. 3.1. Závislost okamžité hodnoty kmitočtu oscilátoru na čase:  
a) stanovení stability kmitočtu, b) stanovení přesnosti kmitočtu

Kvantitativní hodnocení fázového šumu lze provést různými způsoby. Nejčastěji se vychází ze zobrazení výstupního signálu v kmitočtové oblasti, například pomocí spektrálního analyzátoru. Typický průběh spektra výstupního signálu oscilátoru je nakreslen na obr. 3.2b. Poněvadž spektrum je souměrné vůči jmenovité hodnotě kmitočtu  $f_0$  (nosné), uvažuje se pouze jedno postranní pásmo (SSB). Fázový šum na ofsetovém (Fourierovém) kmitočtu  $f_m$  je definován vztahem

$$\alpha(f_m) = \frac{P_{SSB}}{P_C} \quad [Hz^{-1}] \quad \text{resp.} \quad \alpha_{dB}(f_m) = 10 \cdot \log \frac{P_{SSB}}{P_C} \quad [dBc \cdot Hz^{-1}] \quad (3.2)$$

kde  $P_{SSB}$  je hustota výkonu signálu (výkon v kmitočtovém pásmu šířky  $1Hz$ ) na ofsetovém kmitočtu  $f_m$  a  $P_C$  je celkový výkon signálu (nosné) s kmitočtem  $f_0$ . Při měření fázového šumu v decibelech se používá označení *dBc*. Toto označení respektuje skutečnost, že se jedná o poměrné vyjádření vztažené k výkonu nosné (*carrier - c*).



Obr. 3.2. a) Znáornění amplitudového a fázového šumu  
b) Spektrum fázového šumu

### 3.2 Oscilátory LC se záporným diferenciálním odporem

Podstata činnosti těchto oscilátorů spočívá ve vykompenzování ztrátových odporů  $R_s$ ,  $R_p$ , sériového nebo paralelního rezonančního obvodu prvkem nebo obvodem se záporným diferenciálním odporem  $R_N$  [11]. Principiální schémata zapojení těchto oscilátorů jsou nakreslena na obr. 3.3. Předpokládejme, že

k sériovému rezonančnímu obvodu s kondenzátorem nabitým na napětí  $U_0$  je připojen prvek se záporným diferenciálním odporem  $R_N < 0$ . Pro obvod na obr. 3.3a platí

$$L \frac{di}{dt} + (R_s + R_N)i + \frac{1}{C} \int i dt = 0. \quad (3.3)$$

Rovnici (3.3) derivujeme a podělíme indukčností  $L$

$$\frac{di^2}{dt^2} + \frac{R_s + R_N}{L} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{1}{LC} i = 0. \quad (3.4)$$

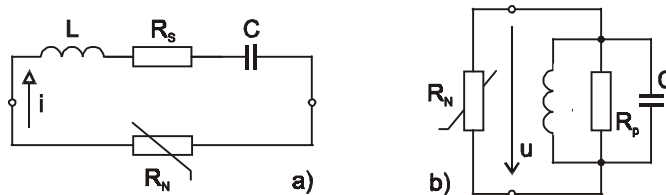
Výsledkem je diferenciální rovnice druhého řádu s konstantními koeficienty, ve které je člen u první derivace označován jako dvojnásobek tzv. **činitele tlumení**  $\delta$ . Aby v obvodu vznikly harmonické kmity (obr. 3.4c), musí být člen u první derivace, tj. činitel tlumení  $\delta$ , roven nule

$$a_1(y) = \frac{R_s + R_N}{L} = 2\delta = 0 \quad \Rightarrow \quad R_s = |R_N|. \quad (3.5)$$

Kmitočet harmonických kmitů určuje člen  $a_0(y)$  a platí

$$a_0(y) = \omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad \Rightarrow \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (3.6)$$

V případě, kdy činitel tlumení bude kladný  $\delta > 0$ , tj.  $R_s > |R_N|$ , vzniknou v obvodu tlumené kmity podle obr. 3.4b. Pokud bude platit  $\delta < 0$ , tj.  $R_s < |R_N|$ , kmity budou exponenciálně narůstat (obr. 3.4a).



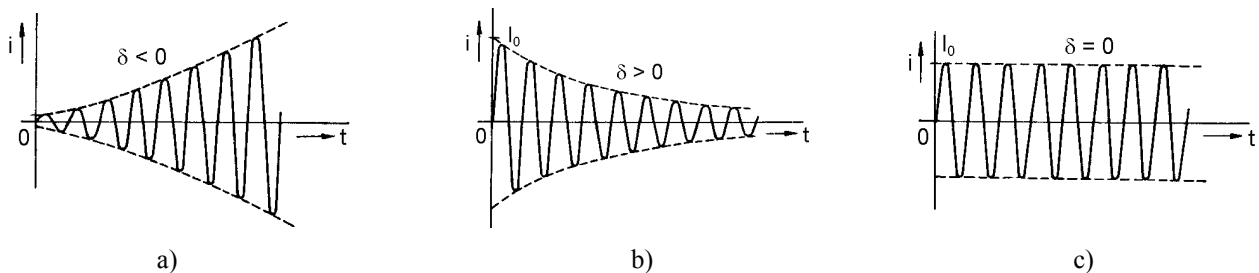
Obr. 3.3. Oscilátor se záporným diferenciálním odporem:  
a) se sériovým rezonančním obvodem, b) s paralelním rezonančním obvodem

Podobným způsobem je možné popsat i oscilátor s paralelním rezonančním obvodem (obr. 3.3b). Vzájemné relace mezi záporným diferenciálním odporem  $R_N$  a odporem  $R_p$  paralelního rezonančního obvodu mají tvar

$$\delta < 0, \quad R_p > |R_N|, \quad \text{kmitý podle obr. 3.4a,} \quad (3.7a)$$

$$\delta = 0, \quad R_p = |R_N|, \quad \text{kmitý podle obr. 3.4c,} \quad (3.7b)$$

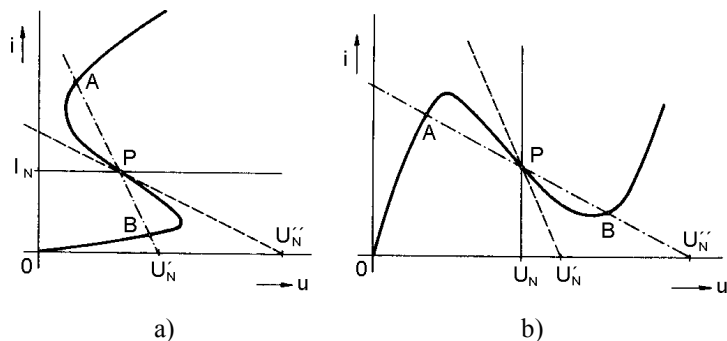
$$\delta > 0, \quad R_p < |R_N|, \quad \text{kmitý podle obr. 3.4b.} \quad (3.7c)$$



Obr. 3.4. Časové průběhy kmitů pro různé hodnoty činitele tlumení  $\delta$

V oscilátorech LC se záporným diferenciálním odporem se používají prvky nebo obvody jejichž ampérvoltová charakteristika vykazuje v určité části záporný diferenciální odpor. Vůbec nezáleží na tom, zda

se používají prvky (například tunelová dioda, čtyřvrstvá dioda, aj.) nebo aktivní obvody využívající kladných zpětných vazeb, případně záporné vstupní admitance. Záleží pouze na typu charakteristiky, která může mít jeden ze dvou tvarů, tzv. charakteristika typu S (obr. 3.5a) a charakteristika typu N (obr. 3.5b). Aby kmity v oscilátoru nenarůstaly neomezeně, musí být pro daný rezonanční obvod použit prvek (obvod) s určitou charakteristikou. Podrobnějším rozбором lze dokázat, že pro oscilátor se sériovým rezonančním obvodem je vhodný prvek (obvod) s charakteristikou typu S a pro paralelní rezonanční obvod je vhodný prvek (obvod) s charakteristikou typu N.

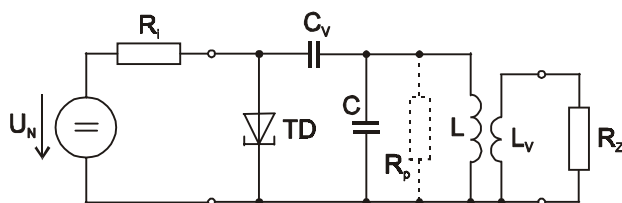


Obr. 3.5. Ampérvoltová charakteristika prvku: a) typu S, b) typu N

Zvláštní pozornost vyžaduje způsob napájení oscilátoru, který souvisí s polohou klidového pracovního bodu  $P$  na charakteristice prvku (obr. 3.5). Jeho poloha musí být jednoznačně určena průsečíkem charakteristiky se zatěžovací přímkou. Poloha zatěžovací přímky závisí na napětí zdroje  $U_N$  a její sklon je určen vnitřním odporem  $R_i$  zdroje, případně dalším odporem zapojeným v sérii se zdrojem. Nežádoucí jsou případy, kdy zatěžovací přímka sice prochází bodem  $P$ , ale charakteristiku prvku protíná ještě v bodech  $A$  a  $B$ . Prvek s charakteristikou typu S by měl být proto napájen z ideálního zdroje proudu  $I_N$  nebo alespoň z měkkého zdroje napětí  $U_N''$ . Naproti tomu prvek s charakteristikou typu N by měl být napájen z ideálního zdroje napětí  $U_N$  nebo alespoň z dostatečně tvrdého napěťového zdroje  $U_N''$ .

Záporný diferenciální odpor  $R_N$  prvku v klidovém pracovním bodě  $P$  se určí ze směrnice tečny vedené k charakteristice prvku v bodě  $P$ . Změnou polohy pracovního bodu je možné v úzkém rozmezí měnit hodnotu záporného diferenciálního odporu a tím dosáhnout splnění podmínek (3.5) nebo (3.7b).

Na obrázku 3.6 je nakreslen příklad zapojení oscilátoru s tunelovou diodou TD, jejíž AV charakteristika je typu N. Klidový pracovní bod diody je nastaven napětím  $U_N$  a odporem  $R_i$ . Vazební kondenzátor  $C_V$  slouží k oddělení ss napájení a pro jeho kapacitu platí  $C_V \gg C$ ,  $C_V \gg C_{TD}$ . Oscilátor kmitá na rezonanční kmitočtu paralelního rezonančního obvodu. Zátěž je k oscilátoru připojena velice volně, neboť se transformuje do rezonančního obvodu a ovlivňuje velikost výsledného odporu  $R_p$ .



Obr. 3.6. Oscilátor s tunelovou diodou

### 3.3 Zpětnovazební oscilátory LC

#### 3.3.1 Obecné zapojení

Základem zpětnovazebních oscilátorů je zesilovač z jehož výstupu je zavedena na vstup kladná zpětná vazba, jak je naznačeno na obr. 3.7a. Zesilovač má napěťové zesílení  $A_u$  a zpětnovazební obvod je charakterizován činitelem zpětné vazby  $\beta$ , pro který platí

$$\beta = \frac{U_{zp}}{U_{výst}} . \quad (3.8)$$

Napětové zesílení  $A'_u$  zesilovače se zpětnou vazbou je dáno vztahem

$$A'_u = \frac{A_u}{1 \pm \beta A_u} . \quad (3.9)$$

Pro kladnou zpětnou vazbu platí ve jmenovateli zlomku znaménko minus a podmínka vzniku kmitů má tvar

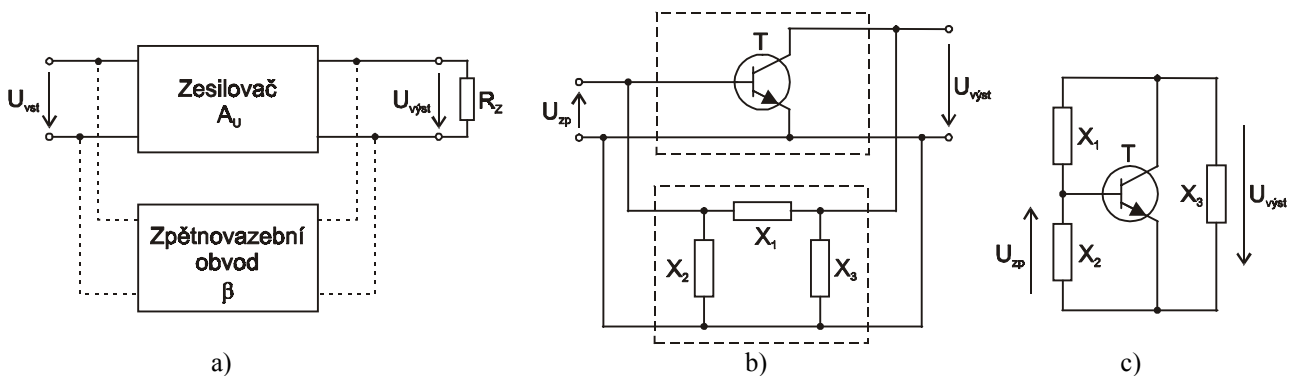
$$1 - \beta A_u = 0 , \quad (3.10)$$

tj. stupeň vazby  $N = 0$ . Podmínku vzniku kmitů (3.10) můžeme rozepsat na

$$\text{a) podmínku amplitudovou} \quad \beta A_u = 1 , \quad (3.11a)$$

$$\text{b) podmínku fázovou} \quad \varphi_\beta + \varphi_{A_u} = 0 + 2k\pi , \quad (3.11b)$$

které musí být splněny současně.



Obr. 3.7. a) Obecné zapojení zpětnovazebního oscilátoru, b) třibodový oscilátor, c) obecné zapojení třibodového oscilátoru

V nejjednodušším provedení je zesilovač realizován s jediným aktivním prvkem – tranzistorem, nejčastěji v zapojení se společným emitorem. Poněvadž tranzistor je připojen k vnějším obvodům ve třech bodech, nazývají se tyto **oscilátory třibodové**. Zapojení se společným emitorem obrací fázi signálu o  $180^\circ$ , a proto zpětnovazební obvod musí zajistit rovněž otočení fáze signálu o  $180^\circ$ . Na obr. 3.7b je zpětnovazební obvod nakreslen ve tvaru článku  $\pi$ , který je z důvodů dosažení velkého činitele jakosti složen pouze z reaktancí  $X_1$ ,  $X_2$ ,  $X_3$ . Pouhým překreslením obr. 3.7b získáme známé obecné zapojení třibodových oscilátorů (obr. 3.7c), ze kterého vyplývá, že každá reaktance je zapojena mezi dvěma různými elektrodami tranzistoru. Proto mohou být mezielektrodové reaktance (obvykle mezielektrodové kapacity) tranzistoru jednoduchým způsobem zahrnuty do obvodu, který určuje rezonanční kmitočet  $\omega_0$ .

Rezonanční kmitočet třibodových oscilátorů se určí z podmínky

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 . \quad (3.12a)$$

Požadované fázové poměry u zpětnovazebního obvodu budou zajištěny při splnění podmínky

$$\beta = \frac{X_2}{X_3} > 0 . \quad (3.12b)$$

Z podmínek (3.12) vyplývá, že reaktance  $X_2$ ,  $X_3$  musí mít stejný charakter, zatímco reaktance  $X_1 = -(X_2 + X_3)$  musí mít charakter opačný.

### 3.3.2 Základní zapojení oscilátorů

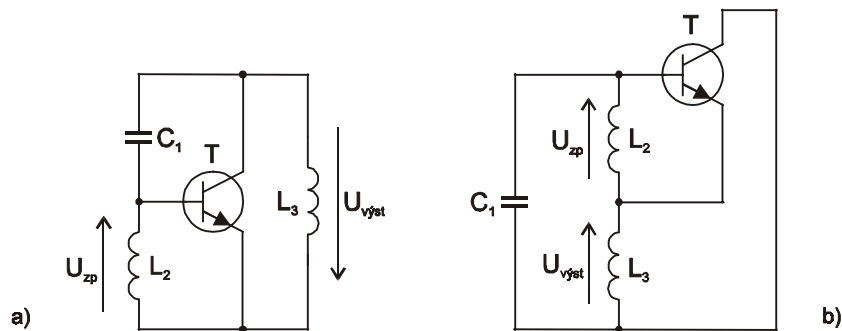
Podle závěrů předchozí kapitoly existují dva základní typy třibodových oscilátorů lišící se volbou reaktance  $X_1$ , neboť zbývající reaktance  $X_2$  a  $X_3$  musí mít vždy charakter opačný [5].

### 3.3.2.1 Hartleyův oscilátor

Schéma zapojení Hartleyova oscilátoru pro střídavé signály je nakresleno na obr. 3.8a. Pouhým překreslením tohoto obrázku do tvaru uvedeném na obr. 3.8b je vidět, že jednotlivé reaktance tvoří paralelní rezonanční obvod, který určuje rezonanční kmitočet  $\omega_0$  oscilátoru. Současně je zřejmé, že zpětnovazební obvod otáčí fázi signálu o potřebných  $180^\circ$ . Pro kmitočet  $\omega_0$  Hartleyova oscilátoru a modul činitele zpětné vazby  $\beta$  platí

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1(L_2 + L_3)}}, \quad \beta = \frac{U_{zp}}{U_{výst}} = \frac{\omega_0 L_2}{\omega_0 L_3} = \frac{L_2}{L_3}. \quad (3.13a,b)$$

V případě, že induktoři  $L_2$  a  $L_3$  mají společný magnetický tok, je třeba ve vztazích (3.13) uvažovat i jejich vzájemnou indukčnost  $M$ . Realizace induktorů bývá někdy provedena tak, že se navine jedna cívka s indukčností  $L = L_2 + L_3$  a emitor tranzistoru se připojí na odbočku, která rozděluje cívku na dvě části s indukčnostmi  $L_2$  a  $L_3$ . Změnou odbočky je možné měnit činitel zpětné vazby  $\beta$ .

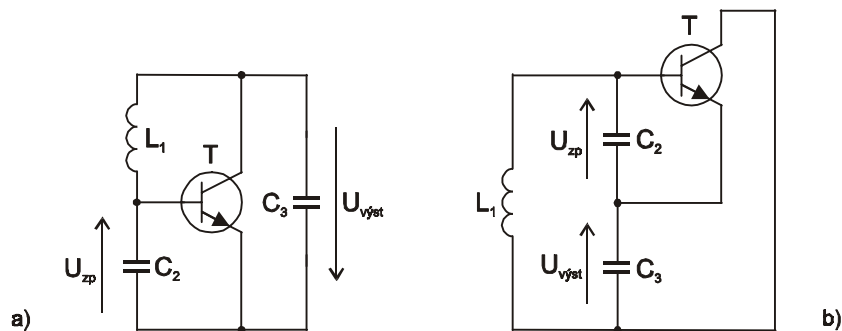


Obr. 3.8. Hartleyův oscilátor: a) schéma pro střídavé signály, b) napětí na rezonančním obvodu

### 3.3.2.2 Colpittsův oscilátor

Druhým základním typem třibodového oscilátoru je Colpittsův oscilátor, jehož schéma pro střídavé signály je nakresleno na obr. 3.9a. Jednotlivé reaktance opět tvoří paralelní rezonanční obvod (obr. 3.9b), který určuje rezonanční kmitočet  $\omega_0$  oscilátoru a současně zajišťuje potřebný fázový posuv  $180^\circ$  mezi napětími  $U_{výst}$  a  $U_{zp}$ . Pro kmitočet  $\omega_0$  Colpittsova oscilátoru a modul činitele zpětné vazby  $\beta$  platí

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3}}}, \quad \beta = \frac{U_{zp}}{U_{výst}} = \frac{\frac{1}{\omega_0 C_2}}{\frac{1}{\omega_0 C_3}} = \frac{C_3}{C_2}. \quad (3.14a,b)$$



Obr. 3.9. Colpittsův oscilátor: a) schéma pro střídavé signály, b) napětí na rezonančním obvodu

Nevýhodou uvedených oscilátorů je ovlivňování rezonančního kmitočtu v důsledku teplotní a napěťové závislosti mezielektrodoých kapacit  $C_{BE}$  a  $C_{CE}$  tranzistoru.

### 3.3.2.3 Clappův oscilátor

Vliv změn mezielektrokových kapacit tranzistoru na rezonanční kmitočet oscilátoru výrazně omezuje Clappův oscilátor, nakreslený na obr. 3.10a. Omezení vlivu kapacit  $C_{BE}$  a  $C_{CE}$  je dosaženo paralelním připojením kapacitorů  $C_2$ ,  $C_3$  (obr. 3.10b), pro jejichž kapacity platí

$$C_2 \gg C_{BE} \quad \text{a} \quad C_3 \gg C_{CE} . \quad (3.15a,b)$$

Navíc je do série s  $C_2$  a  $C_3$  zapojen kapacitor  $C_1$  s kapacitou, která musí splňovat relace

$$C_1 \ll C_2 \quad \text{a} \quad C_1 \ll C_3 , \quad (3.16a,b)$$

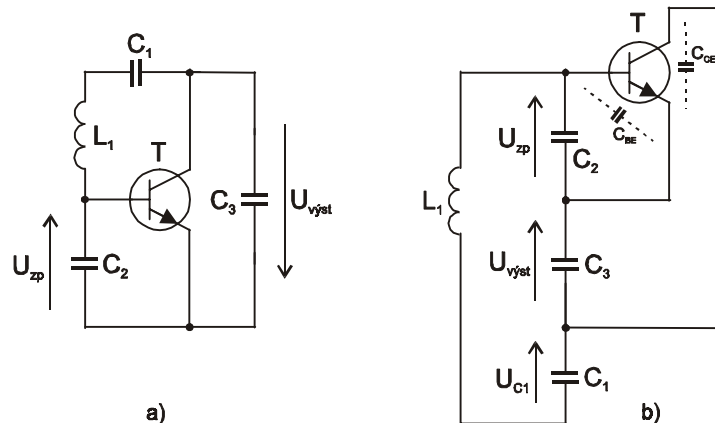
takže výsledná kapacita  $C$  rezonančního obvodu je

$$C = \frac{C_1 \cdot \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3}}{C_1 + \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3}} = \frac{C_1}{\frac{C_1}{\frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3}} + 1} \cong C_1 . \quad (3.17)$$

Rezonanční kmitočet oscilátoru je proto dán vztahem

$$\omega_0 \cong \frac{1}{\sqrt{C_1 L_1}} \quad (3.18)$$

a nezávisí na kapacitách  $C_2$ ,  $C_3$  a tudíž ani na kapacitách  $C_{BE}$ ,  $C_{CE}$ . Činitel zpětné vazby  $\beta$  je určen kapacitami  $C_2$ ,  $C_3$  (3.14b).



Obr. 3.10. Clappův oscilátor: a) schéma pro střídavé signály, b) napětí na rezonančním obvodu

Všechny dosud uvedené oscilátory jsou konstrukčně jednoduché avšak vyznačují se poměrně malou relativní stabilitou kmitočtu  $\Delta f_{\max}/f_0$ , dosahující hodnot v rozmezí  $10^{-3} \div 10^{-4}/\text{hod}$ .

### 3.3.3 Analýza oscilátoru

Uvažujme Meissnerův oscilátor, jehož schéma zapojení pro střídavé signály je nakresleno na obr. 3.11. Podmínku vzniku kmitů (3.10), která musí být u oscilátoru splněna, podrobíme nyní hlubšímu rozboru. Napěťové zesílení  $A_u$  tranzistoru závisí na jeho strmosti  $S$  (obecně je komplexní veličinou) a na impedanci  $Z$  zátěže tranzistoru. Obecnou podmínku vzniku kmitů můžeme proto přepsat do tvaru

$$1 - \beta S Z = 0 \quad (3.19)$$

a rozepsat na podmínku amplitudovou

$$\beta S Z = 1 \quad (3.20a)$$

a fázovou (s triviálním řešením)

$$\varphi_\beta + \varphi_S + \varphi_Z = 0 . \quad (3.20b)$$

Úhel  $\varphi_\beta$  je fázový posuv mezi zpětnovazebním napětím  $U_{zp}$  a první harmonickou výstupního napětí s amplitudou  $U_1$ . Podle použitého zpětnovazebního obvodu může být kladný i záporný a jeho hodnota je blízká  $180^\circ$ . Úhel  $\varphi_S$  je fázový posuv mezi první harmonickou výstupního proudu s amplitudou  $I_1$  a zpětnovazebním napětím  $U_{zp}$ . Jeho hodnota je blízká nule. Pracuje-li oscilátor na nízkém kmitočtu (vzhledem k  $f_T$ ) je  $\varphi_S \cong 0$ . Úhel  $\varphi_Z$  je argument impedance zátěže tranzistoru a je totožný s úhlem mezi  $U_1$  a  $I_1$ . Jeho průběh je známou funkcí kmitočtu (obr. 1.7b).

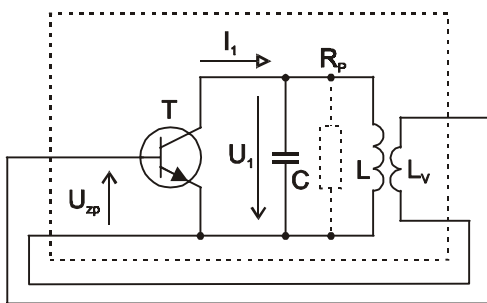
Poněvadž úhly  $\varphi_\beta$  a  $\varphi_S$  jsou (téměř) kmitočtově nezávislé, můžeme je sečíst a označit  $\varphi_{\beta S} = \varphi_\beta + \varphi_S$ . Podmínka (3.20b) bude mít nyní tvar

$$\varphi_{\beta S} + \varphi_Z(\omega) = 0. \quad (3.21)$$

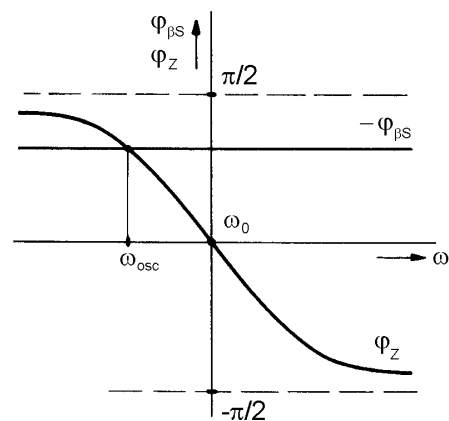
Řešení rovnice (3.21) je v grafické formě naznačeno na obr. 3.12 a je dáno průsečíkem přímky  $\varphi = -\varphi_{\beta S}$  rovnoběžné s osou kmitočtu a křivky  $\varphi_Z(\omega)$ . Fázová podmínka je splněna při tzv. **oscilačním kmitočtu**  $\omega_{osc}$ , který není totožný s rezonančním kmitočtem  $\omega_0$  paralelního rezonančního obvodu (obecně selektivní soustavy). Oscilátor kmitá na kmitočtu  $\omega_{osc}$ , který je nepatrně odlišný od kmitočtu  $\omega_0$  použitého selektivního obvodu. Rozdíl těchto kmitočtů je však malý a dosahuje hodnot

$$|\omega_{osc} - \omega_0| = (0,01 \div 0,03)\omega_0. \quad (3.22)$$

V běžné technické praxi je proto možné uvažovat, že oscilátor kmitá na rezonančním kmitočtu  $\omega_0$ . Rozdíl kmitočtů  $\omega_{osc}$  a  $\omega_0$  je možné zmenšit (při nezměněné hodnotě  $\varphi_{\beta S}$ ) zvýšením činitele jakosti  $Q$  paralelního rezonančního obvodu.



Obr. 3.11. Meissnerův oscilátor



Obr. 3.12. Stanovení oscilačního kmitočtu

Na obr. 3.12 je nakreslen případ, kdy oscilátor kmitá na tzv. podrezonančním kmitočtu. Tato situace nastane při  $\varphi_{\beta S} < 0$ . Bude-li  $\varphi_{\beta S} > 0$ , bude přímka  $\varphi = -\varphi_{\beta S}$  pod osou kmitočtu a oscilační kmitočet  $\omega_{osc} > \omega_0$ . Oscilátor bude kmitat na tzv. nadrezonančním kmitočtu.

Vzájemnou souvislost kmitočtů  $\omega_{osc}$  a  $\omega_0$  můžeme vyjádřit vztahem

$$\omega_{osc} = \omega_0 \left( 1 + \frac{1}{2Q} \operatorname{tg} \varphi_{\beta S} \right). \quad (3.23)$$

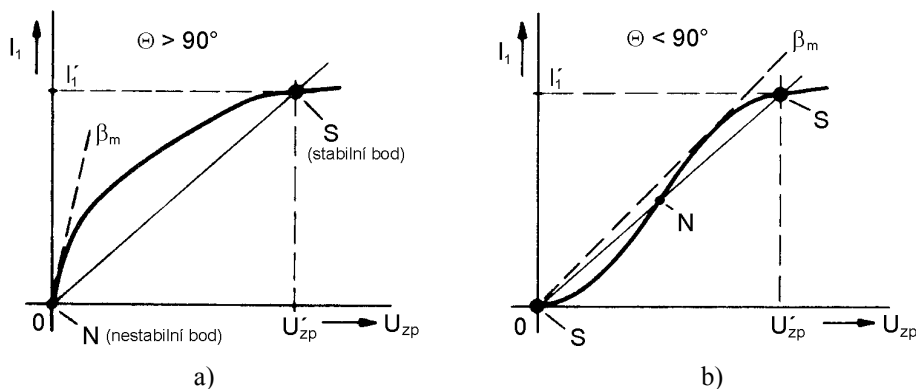
Druhým bodem analýzy je stanovení velikosti ustálených kmitů oscilátoru. K tomu se využívají budicí a zpětnovazební charakteristiky. **Budicí charakteristika oscilátoru** s rozpojenou zpětnou vazbou je závislost

$$I_1 = f(U_{zp}), \quad (3.24)$$

kterou lze změřit při stejné zátěži  $R_p$  tranzistoru, jakou má při zavedené zpětné vazbě. Matematické vyjádření **zpětnovazební charakteristiky**  $I_1 = k U_{zp}$  (přímka) získáme úpravou vztahu popisujícího zpětnovazební obvod

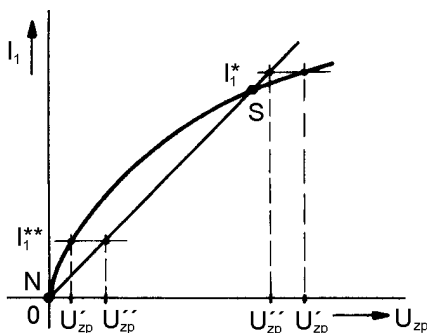
$$U_{zp} = \beta U_1 = \beta R_P I_1 \quad \Rightarrow \quad I_1 = \frac{1}{\beta R_P} U_{zp} \quad (3.25a,b)$$

Grafickým řešením rovnic (3.24) a (3.25b), které je naznačeno na obr. 3.13, jsou průsečíky obou charakteristik označené S (*stabilní bod*) a N (*nestabilní bod*). Podrobnější rozbor chování oscilátoru v okolí těchto bodů je naznačen na obr. 3.14.



Obr. 3.13. a) Měkké nasazení kmitů, b) tvrdé nasazení kmitů

Uvažujme okolí bodu N. Nechť z nějaké příčiny vzroste zpětnovazební (budící) napětí z hodnoty odpovídající bodu N na hodnotu  $U'_{zp}$ . Výstupní proud  $I_1^{**}$ , vzniklý působením tohoto napětí, vytvoří na rezonančním obvodu napětí, které přes zpětnovazební obvod vyvolá zpětnovazební napětí  $U''_{zp}$ . Poněvadž zpětnovazební napětí vzrostlo  $U''_{zp} > U'_{zp}$  a tím došlo i ke zvětšení amplitudy kmitů, je tento stav označován jako nestabilní.



Obr. 3.14. Rozbor chování oscilátoru v okolí bodů N a S

Podobná úvaha platí i pro okolí bodu S. Zvýšení zpětnovazební napětí odpovídajícího bodu S na hodnotu  $U'_{zp}$  má však, podle výše popsaného procesu, za následek snížení zpětnovazební napětí na hodnotu  $U''_{zp} < U'_{zp}$ . Původní změna je tedy postupně anulovaná a tento stav je označován jako stabilní.

Stabilní a nestabilní body lze rozlišit také podle vztahu směrnice zpětnovazební charakteristiky a směrnice tečny budící charakteristiky, vedené příslušným bodem. Je-li směrnice tečny budící charakteristiky v daném bodě menší než směrnice zpětnovazební charakteristiky, je uvažovaný bod stabilní. V opačném případě je nestabilní.

Na obr. 3.13a je nakreslena budící a zpětnovazební charakteristika oscilátoru s měkkým nasazením kmitů, kdy tranzistor pracuje s polovičním úhlem otevíření  $\Theta > 90^\circ$ . Po připojení napájecího napětí se oscilátor samovolně rozkmitá a jeho napětí a proud se ustálí na hodnotách  $U'_{zp}$ ,  $I_1'$  odpovídající stabilnímu bodu S. Charakteristiky oscilátoru s tvrdým nasazením kmitů, kdy tranzistor pracuje ve třídě C ( $\Theta < 90^\circ$ ), jsou nakresleny na obr. 3.13b. Po připojení napájecího napětí oscilátor nekmitá a setrvává ve stabilním stavu  $S \equiv 0$ , dokud nepřekoná nestabilní bod N. To lze zajistit buď dostatečně velkým impulsem, přivedeným do vhodného bodu oscilátoru, nebo automatickým předpětím tranzistoru, kdy tranzistor zpočátku pracuje ve třídě A a postupně s narůstáním kmitů se přesune do třídy C.

Amplitudu napětí  $U_1$  ustálených kmitů oscilátoru lze vypočítat ze souřadnic  $U'_{zp}$ ,  $I_1'$  stabilního bodu S podle vztahů

$$U_1 = R_P I_1' \quad \text{nebo} \quad U_1 = \frac{U'_{zp}}{\beta} \quad (3.26a,b)$$

Velikost ustálených kmitů lze v malém rozsahu ještě měnit pomocí činitele zpětné vazby  $\beta$ . Se změnou  $\beta$  se mění směrnice zpětnovazební charakteristiky (3.25b) a tím se mění poloha stabilního bodu S. Překročením

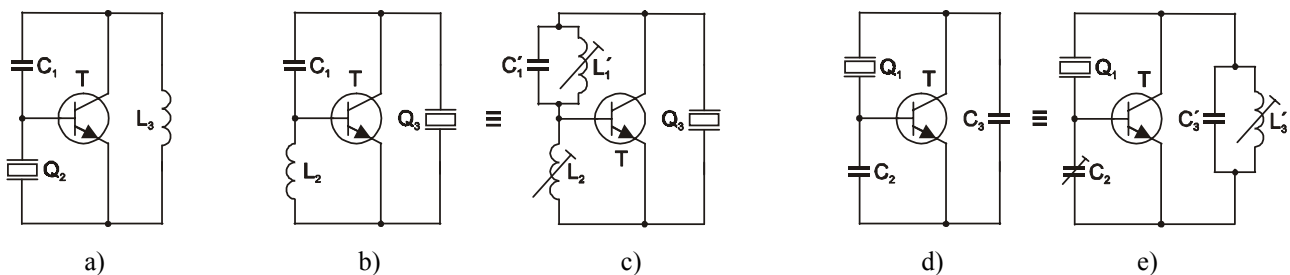


mezní hodnoty  $\beta_m$  (v obr. 3.13 tomu odpovídají zpětnovazební charakteristiky kreslené přerušovanou čarou) však dochází k zániku kmitů.

### 3.4 Krystalové oscilátory

Krystalové oscilátory (*Crystal Oscillators*) neboli oscilátory s piezokrystalovými rezonátory, používají jako selektivní člen, který určuje jejich kmitočet, krystal. Základní vlastnosti krystalu jsou popsány v kapitole 1.6.1. Díky vysokému činiteli jakosti krystalu, dosahují krystalové oscilátory vysoké kmitočtové stability, jejíž hodnota se pohybuje v rozsahu  $\Delta f_{\max}/f_0 = 10^{-6} \div 10^{-7}/\text{hod.}$  a při teplotně stabilizovaném režimu (termostat) dosahuje hodnot až  $\Delta f_{\max}/f_0 = 10^{-9}/\text{hod.}$ , [4], [5].

Podle umístění krystalu v obvodu oscilátoru, rozeznáváme tři skupiny zapojení krystalových oscilátorů. Do první skupiny patří klasické třítodové oscilátory u nichž je teoreticky možné zapojit krystal místo jedné ze tří reaktancí, tj. mezi dvě libovolné elektrody tranzistoru. Všechny možné případy jsou zjednodušeně nakresleny na obr. 3.15a,b,d. Varianta nakreslená na obr. 3.15a se však nepoužívá, neboť relativně velká vstupní admitance tranzistoru, připojená paralelně ke krystalu, by výrazně snížila jeho vysoký činitel jakosti a výsledná kmitočtová stabilita oscilátoru by byla malá.



Obr. 3.15. Třítodová zapojení krystalových oscilátorů

V zapojeních na obr. 3.15b,d pracuje krystal v blízkosti paralelní rezonance (mezi sériovou a paralelní rezonancí) a má tedy induktivní charakter. Pro návrh krystalového oscilátoru je třeba znát přesné hodnoty parametrů prvků náhradního schématu krystalu, které výrobce uvádí v katalogu. Typické hodnoty (řádově) těchto parametrů jsou

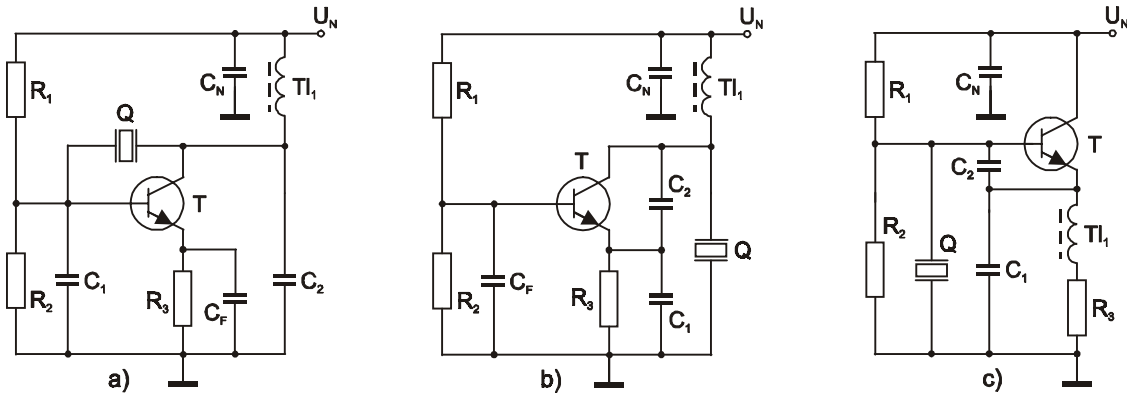
$$R_{K1} \approx 1\Omega, \quad C_{K1} \approx 1\text{pF}, \quad L_{K1} \approx 10\text{mH}, \quad C_P \approx 10\text{pF}, \quad Q \approx 10\,000. \quad (3.27)$$

Velice často je v katalogu uváděno i náhradní elektrické schéma krystalu pro kmitočtovou oblast mezi sériovou a paralelní rezonancí. Schéma tvoří sériová kombinace induktoru  $L_E$  a rezistoru  $R_E$ , který bývá také označován jako ekvivalentní sériový rezistor ESR (*Equivalent Serious Resistor*). Poněvadž činitel jakosti krystalu je veliký, má fázová charakteristika krystalu velkou strmost a podmínka vzniku kmitů je splněna jen v úzkém rozmezí hodnot ostatních součástek oscilátoru. Proto se často zbylé reaktanční prvky nahrazují kapacitním doladovacím trimrem nebo laditelnou cívku, případně se používá paralelní rezonanční obvod. Ten se obvykle laděním cívky nastaví tak, aby měl požadovaný charakter (induktivní nebo kapacitní) a současně se přesně nastaví splnění podmínky vzniku kmitů (obr. 3.15c,e).

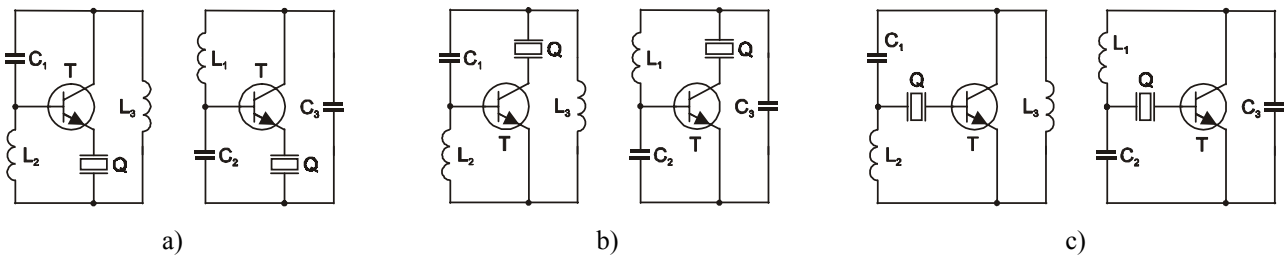
Nejčastěji používané je zapojení na obr. 3.15d. Toto schéma pro střídavé signály reprezentuje tři krystalové oscilátory, lišící se zapojením tranzistoru. Pracuje-li tranzistor v zapojení se společným emitorem SE, nazývá se **oscilátor Pierceův** (*Pierce Oscillator*), pracuje-li tranzistor v zapojení se společnou bází SB, nazývá se oscilátor Clappův a pracuje-li tranzistor v zapojení se společným kolektorem SC, nazývá se oscilátor Colpittsův. Příklady zapojení těchto oscilátorů jsou nakresleny na obr. 3.16. Prvky určující kmitočet každého oscilátoru jsou označeny  $Q, C_1, C_2$ . Rezistory  $R_1, R_2, R_3$ , slouží k nastavení klidového pracovního bodu tranzistoru  $T$ . Kapacitory  $C_N$  a  $C_F$  mají velkou kapacitu a pro střídavý signál mají zanedbatelnou reaktanci. Vysokofrekvenční tlumivka  $Tl_1$  má naopak pro střídavý signál velkou reaktanci.

Druhou skupinu krystalových oscilátorů tvoří oscilátory u nichž je krystal připojen přímo k jedné ze tří elektrod tranzistoru, jak je naznačeno na obr. 3.17. Tyto oscilátory kmitají na kmitočtu  $f_s$  sériové rezonance krystalu. Pokud bychom v některém zapojení nahradili krystal odporem jeho ekvivalentního

rezistoru ESR, bude oscilátor kmitat také, avšak s výrazně nižší stabilitou kmitočtu. Reaktanční prvky těchto oscilátorů (Hartleyův nebo Colpittsův) jsou tedy navrženy na kmitočet sériové rezonance krystalu.

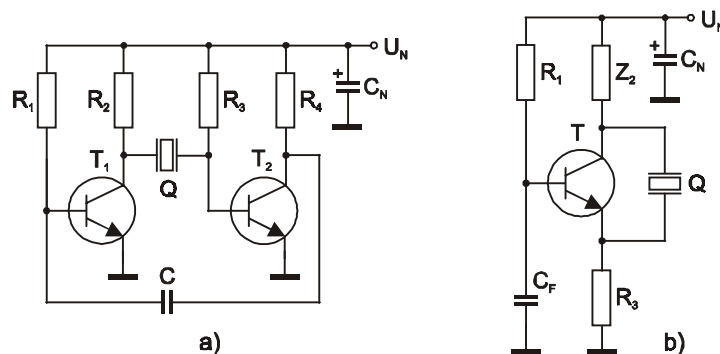


Obr. 3.16. a) Pierceův oscilátor (SE), b) Clappův oscilátor (SB), c) Colpittsův oscilátor (SC)



Obr. 3.17. Příklady zapojení oscilátorů pracujících na kmitočtu sériové rezonance krystalu

Do třetí skupiny patří oscilátory, ve kterých krystal uzavírá obvod kladné zpětné vazby. U těchto oscilátorů pracuje krystal opět na kmitočtu sériové rezonance nebo v její těsné blízkosti, kdy je odpor ekvivalentního rezistoru ESR minimální. Tato zapojení mohou obsahovat i dva tranzistory, jak vyplývá z příkladů zapojení nakreslených na obr. 3.18, jsou však velice jednoduchá s minimálním počtem reaktančních prvků.



Obr. 3.18. Příklady zapojení krystalových oscilátorů

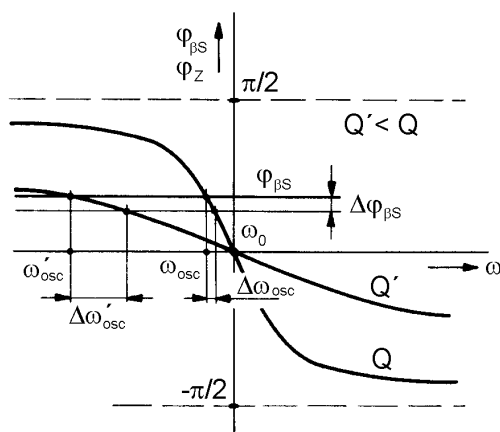
Dolaďování krystalových oscilátorů můžeme provést pouze v malém rozsahu kmitočtů sériovým nebo paralelním připojením vhodné reaktance ke krystalu. Jestliže pracuje krystal na sériové rezonanci nebo v její blízkosti, dosáhneme změny kmitočtu sériově připojenou reaktancí. Je-li krystal využíván jako prvek s induktivním charakterem, tj. mezi sériovou a paralelní rezonancí v blízkosti paralelní rezonance, dosáhneme změny kmitočtu paralelně připojenou reaktancí. Jiné způsoby dolaďování krystalového oscilátoru jsou málo účinné.

### 3.5 Stabilita kmitočtu oscilátorů

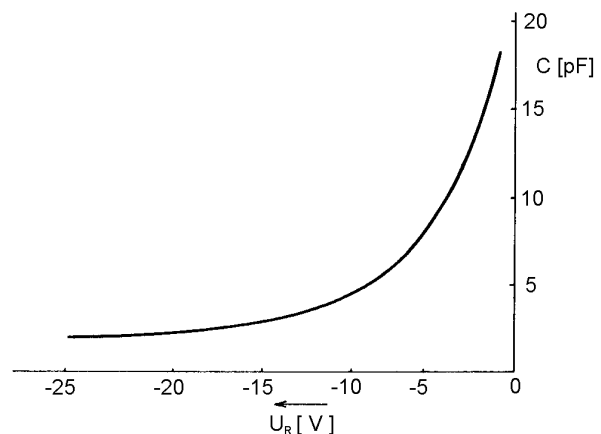
Fázová podmínka (3.21) umožňuje nejen odvodit přesný oscilační kmitočet  $f_{osc}$  oscilátoru, ale je zdrojem dalších důležitých informací o působení různých vlivů na stabilitu kmitočtu. Na obr. 3.19 jsou znázorněny fázové poměry oscilátoru s úhlem  $\varphi_{\beta S}$  a selektivním členem (např. paralelním rezonančním obvodem), který má poměrně malý činitel jakosti  $Q'$ . Průsečík fázových charakteristik určuje oscilační kmitočet  $\omega'_{osc}$ , který se výrazně liší od rezonančního kmitočtu  $\omega_0$ .

Jakákoliv změna parametrů oscilátoru se projeví posunem některé fázové charakteristiky (případně obou). Při změně některého parametru selektivního obvodu se změní  $\varphi_Z$ , při změně parametrů tranzistoru se změní  $\varphi_S$  a při změně parametrů zpětnovazebního obvodu se změní  $\varphi_{\beta}$ , což v obou posledních případech vede ke změně úhlu  $\varphi_{\beta S}$ . Na obr. 3.19 je uvažován případ, že se změní úhel  $\varphi_{\beta S}$  o hodnotu  $\Delta\varphi_{\beta S}$ . Změna úhlu  $\varphi_{\beta S}$  se projeví změnou oscilačního kmitočtu o hodnotu  $\Delta\omega'_{osc}$ , pomocí které můžeme určit stabilitu kmitočtu oscilátoru.

V obr. 3.19 je naznačen i případ, kdy selektivní člen má vysoký činitel jakosti, což může být případ krystalového oscilátoru. Průsečík fázových charakteristik určuje oscilační kmitočet  $\omega_{osc}$ , který se v tomto případě liší od rezonančního kmitočtu  $\omega_0$  jen nepatrně. Při stejné změně úhlu  $\varphi_{\beta S}$  o hodnotu  $\Delta\varphi_{\beta S}$ , je změna oscilačního kmitočtu  $\Delta\omega_{osc}$  výrazně menší než v předchozím případě, což je způsobeno strmým průběhem fázové charakteristiky  $\varphi_Z(\omega)$  v okolí kmitočtu  $\omega_0$ . Poněvadž  $\Delta\omega_{osc} \ll \Delta\omega'_{osc}$  bude mít oscilátor s vysokým činitelem jakosti selektivního členu lepší stabilitu kmitočtu.



Obr. 3.19. Stabilita kmitočtu oscilátoru



Obr. 3.20. Závislost  $C = f(U_R)$  kapacitní diody

Všechny vlivy, které působí na stabilitu kmitočtu oscilátoru můžeme rozdělit na **vlivy tepelné**, **vlivy elektrické** a **vlivy technologické**. Se změnou teploty se mění hodnoty parametrů všech aktivních i pasivních prvků oscilátoru. Tyto změny lze částečně nebo úplně eliminovat buď použitím termostatu nebo vhodným návrhem a výběrem prvků s různými teplotními koeficienty (s kladným a záporným znaménkem).

Mezi vlivy elektrické řadíme vliv aktivních a pasivních prvků oscilátoru, s ohledem na časovou stálost jejich parametrů. Pasivní prvky musí mít malý ztrátový činitel  $tg\delta$ , tj. velký činitel jakosti  $Q$ , a závislost jejich parametrů na kmitočtu musí být minimální. Tranzistory musí mít vysoký mezní kmitočet  $f_T$ , alespoň 10x vyšší než je pracovní kmitočet oscilátoru. Potom je možné považovat tranzistor za odporový prvek a změny jeho parametrů nemají podstatný vliv na generovaný signál.

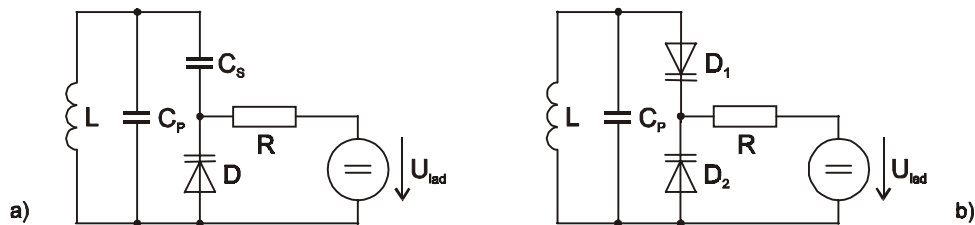
Vlivy technologické souvisí s konstrukcí oscilátoru a připojením zátěže. Při použití samonosných cívek může dojít k tzv. „mikrofonii“, která je způsobena mechanickým rozkmitáním cívky oscilátoru. Nežádoucím vlivu rušivých magnetických polí je možné zamezit vhodným stíněním součástek, případně celého oscilátoru. Důležitý je návrh plošného spoje, kdy nevhodně zvolený obrazec může způsobit nežádoucí zpětné vazby oscilátoru. Vazba oscilátoru se zátěží musí být volná, aby byl zachován vysoký činitel jakosti selektivního obvodu, atd.

### 3.6 Přeladitelné oscilátory LC

Změnu rezonančního kmitočtu paralelního rezonančního obvodu můžeme provést buď změnou indukčnosti nebo změnou kapacity. Změna indukčnosti se dříve prováděla mechanickým posouváním jádra cívky nebo se pomocí zvláštního vinutí provádělo stejnosměrné sycení jádra cívky. Dnes se již tyto způsoby nepoužívají. Změna kapacity se dříve prováděla rozměrnými otočnými kondenzátory se vzduchovým dielektrikem. Dnes se k ladění rezonančních obvodů používá nejčastěji kapacitních diod neboli varikapů. Přeladitelné oscilátory LC s varikapem se také nazývají **oscilátory řízené napětím VCO** (*Voltage Controlled Oscillators*).

Kapacitní dioda musí být zapojená v závěrném směru, ve kterém vykazuje závislost kapacity  $C$  přechodu PN na velikosti přiloženého napětí, jak je nakresleno na obr. 3.20. Zapojení diody do paralelního rezonančního obvodu je naznačeno na obr. 3.21. Ladění s jednou diodou (obr. 3.21a) se používá pro malé napětí na rezonančním obvodu, které musí být zanedbatelné vůči napětí  $U_R$ . Nesplněním této podmínky dochází k ovlivňování kapacity diody a v oscilátoru vzniká parazitní kmitočtová modulace. Pro oddělení střídavé a stejnosměrné složky se používá kapacitor  $C_S$ , pro jehož kapacitu platí  $C_S \gg C$ . Poněvadž transformační činitel  $\rho$  kapacitní vazby se blíží jedné,  $\rho = C_S / (C_S + C) \rightarrow 1$ , musí mít odpor  $R$  dostatečně velkou hodnotu ( $10 \div 100 \text{ k}\Omega$ ), aby výrazně nesnížil činitele jakosti rezonančního obvodu.

Pro větší střídavá napětí na rezonančním obvodu se používá zapojení na obr. 3.21b. Z pohledu ladicího stejnosměrného napětí jsou diody zapojeny paralelně, pro střídavý signál jsou zapojeny v sérii. Výhodou zapojení je vyšší odolnost proti vzniku parazitní modulace. Zvýšením střídavého (harmonického) napětí na rezonančním obvodu vzroste například napětí na diodě  $D_1$ , takže její kapacita se zmenší, zatímco na diodě  $D_2$  se napětí zmenší, tedy její kapacita vzroste. Výsledná kapacita sériové kombinace diod zůstává přibližně stejná, tj. na hodnotě kapacity bez střídavého napětí. V následující půlperiodě střídavého signálu je situace opačná. Pokud mají diody  $D_1, D_2$  stejné („párované“) charakteristiky, je výsledná kapacita jejich sériového spojení poloviční, pro každou hodnotu ladicího napětí  $U_{lad}$ . Transformační činitel  $\rho = C / (C + C) = 0,5$  a odpor  $R$  se proto v rezonančním obvodu jeví jako odpor  $4R$  [5].



Obr. 3.21. Paralelní rezonanční obvod laděný kapacitní diodou

Jestliže je třeba přeladit oscilátor v pásmu kmitočtů  $f_{\min} \div f_{\max}$  a rozsah kapacity varikapu (nebo jejich sériové kombinace) je  $C_{\min} \div C_{\max}$ , musíme určit přídavnou kapacitu  $C_P$  rezonančního obvodu. Pro krajní kmitočty rozsahu platí Thomsonovy vztahy

$$f_{\max} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(C_{\min} + C_P)}} \quad \text{a} \quad f_{\min} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(C_{\max} + C_P)}} \quad (3.28a,b)$$

Podělením vztahu (3.28a) vztahem (3.28b) a úpravě dostáváme

$$\frac{f_{\max}^2}{f_{\min}^2} = \frac{C_{\max} + C_P}{C_{\min} + C_P} \quad \Rightarrow \quad C_P = \frac{f_{\min}^2 C_{\max} - f_{\max}^2 C_{\min}}{f_{\max}^2 - f_{\min}^2} = \frac{C_{\max} - k^2 C_{\min}}{k^2 - 1}, \quad (3.29)$$

kde  $k = f_{\max} / f_{\min}$  je koeficient přeladění pásma kmitočtů.

Stabilita kmitočtu přeladitelným oscilátorů je nízká a dosahuje hodnot v rozmezí  $10^{-3} \div 10^{-4} / \text{hod}$ . Není-li přeladitelné pásmo kmitočtů příliš široké, je možné ke zvýšení stability kmitočtu přeladitelného oscilátoru použít metodu nepřímé stabilizace kmitočtu, blokově naznačenou na obr. 3.22. Přeladitelný LC

oscilátor pracuje v pásmu kmitočtů  $f_0 = f_{01} \div f_{02}$  a jeho absolutní odchylka kmitočtu je  $\pm \Delta f_0$ . Pomocný krystalový oscilátor pracuje na jediném kmitočtu  $f_K$  a jeho absolutní odchylka kmitočtu je  $\pm \Delta f_K$ . Signály z přeladitelného a krystalového oscilátoru jsou přivedeny do směšovače, z jehož spektra výstupního signálu je pásmovým filtrem vybrána oblast kmitočtů  $f_V = (f_K + f_{01}) \div (f_K + f_{02})$ . Pro odchylku kmitočtu výstupního signálu platí

$$f_V \pm \Delta f_V = f_K \pm \Delta f_K + f_0 \pm \Delta f_0 . \quad (3.30)$$

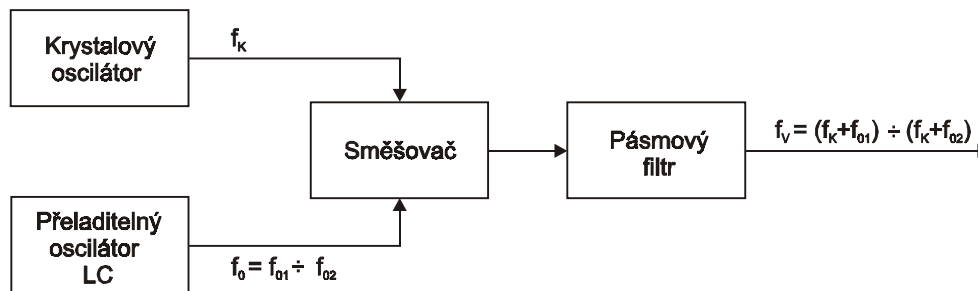
Uvažujeme-li nejhorší případ, kdy znaménka kmitočtových změn jsou stejná, můžeme pro stabilitu výstupního kmitočtu psát

$$\frac{\Delta f_V}{f_V} = \frac{\Delta f_K + \Delta f_0}{f_K + f_0} = \frac{\Delta f_K}{f_K + f_0} \cdot \frac{f_K}{f_K} + \frac{\Delta f_0}{f_K + f_0} \cdot \frac{f_0}{f_0} = \frac{1}{1 + \frac{f_0}{f_K}} \cdot \frac{\Delta f_K}{f_K} + \frac{1}{\frac{f_K}{f_0} + 1} \cdot \frac{\Delta f_0}{f_0} . \quad (3.31)$$

Při splnění podmínky  $f_K \gg f_0$  vychází

$$\frac{\Delta f_V}{f_V} \cong \frac{\Delta f_K}{f_K} , \quad (3.32)$$

tj. stabilita výstupního kmitočtu se blíží stabilitě krystalového oscilátoru.



Obr. 3.22. Stabilizace kmitočtu přeladitelného oscilátoru

## 4 SMĚŠOVAČE

Směšovač je obvod, pomocí kterého se uskutečňuje přeměna (transpozice) kmitočtu vysokofrekvenčního signálu na jinou hodnotu, beze změny časového průběhu modulačního signálu a charakteru modulace. Pro svoji činnost potřebuje směšovač pomocný signál z oscilátoru (heterodynu), se kterým tvoří **měníč kmitočtu**. Jestliže směšovač i oscilátor jsou realizovány jediným aktivním prvkem - tranzistorem, nazývá se **směšovač samokmitající** [4], [5], [10].

Základem směšovače je nelineární prvek (dioda, tranzistor) nebo prvek realizující analogové násobení dvou signálů (dvojhradlový tranzistor FET). Podle fyzikálního principu, který je při směřování využit, rozdělujeme směšovače do dvou skupin. V první skupině jsou směšovače využívající ke směřování dvou signálů nelinearity PN přechodu diody nebo tranzistoru. Nazývají se **aditivní směšovače** a jsou to směšovače s jedinou diodou nebo jediným tranzistorem. Druhou skupinu tvoří **multiplikativní směšovače**, u kterých ke směřování dvou signálů dochází jejich analogovým násobením. Tyto směšovače se realizují například dvojhradlovým tranzistorem FET nebo monolitickými integrovanými obvody.

Obecné zapojení směšovače je nakresleno na obr. 4.1. Směšovač je na obrázku nakreslen jako trojbran, na jehož vstupní bránu 1 se přivádí harmonický signál  $u_s$  s kmitočtem  $f_s$  a na druhou vstupní bránu 2 se z oscilátoru přivádí pomocný harmonický signál  $u_o$  s kmitočtem  $f_o$ . V důsledku směšovacího procesu vznikne na výstupní bráně 3 směšovače signál  $u_{mf}$  s harmonickými kmitočty  $f_{mf}$  určenými obecným vztahem

$$f_{mf} = m f_s + n f_o, \quad (4.1)$$

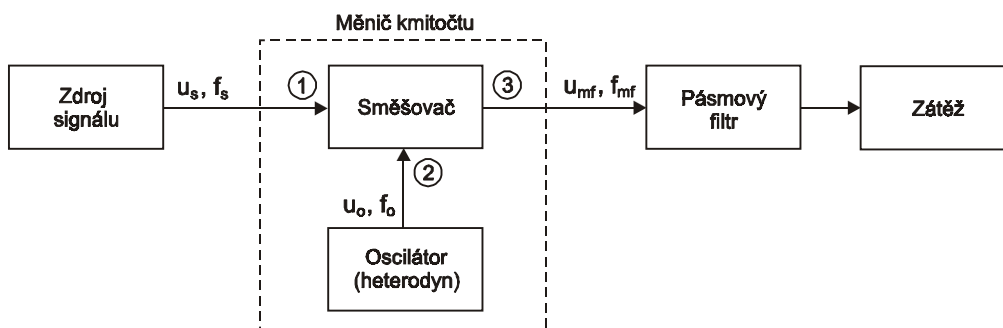
kde  $m, n$ , jsou celá čísla (kladná nebo záporná nebo nula). Z tohoto spektra výstupního signálu se však využívá pouze jeden ze tří nejčastěji používaných **mezifrekvenčních kmitočtů** (*Intermediate Frequency, IF*), který se vybere vhodným pasivním pásmovým filtrem. Ostatní kmitočty jsou potom považovány za nežádoucí produkty směřování a jsou pásmovým filtrem potlačeny. Rozdílový mezifrekvenční kmitočet

$$f_{mf} = f_s - f_o \quad \text{nebo} \quad f_{mf} = f_o - f_s, \quad (4.2a,b)$$

se používá nejvíce v technice rádiových přijímačů a příslušný směšovač se nazývá kmitočtový konvertor „dolů“ nebo **down-convertor**. Součtový mezifrekvenční kmitočet

$$f_{mf} = f_s + f_o \quad (4.3)$$

se používá v technice rádiových vysílačů, měřicí technice, apod. a příslušný směšovač se nazývá kmitočtový konvertor „nahoru“ nebo **up-convertor**.



Obr. 4.1. Obecné zapojení směšovače

Menší obsah nežádoucích produktů směřování ve spektru výstupního signálu mají směšovače s tranzistory FET, díky téměř kvadratické převodní charakteristice, a tzv. **vyvážené směšovače**, u nichž jsou některé nežádoucí produkty potlačeny vhodným zapojením směšovače.

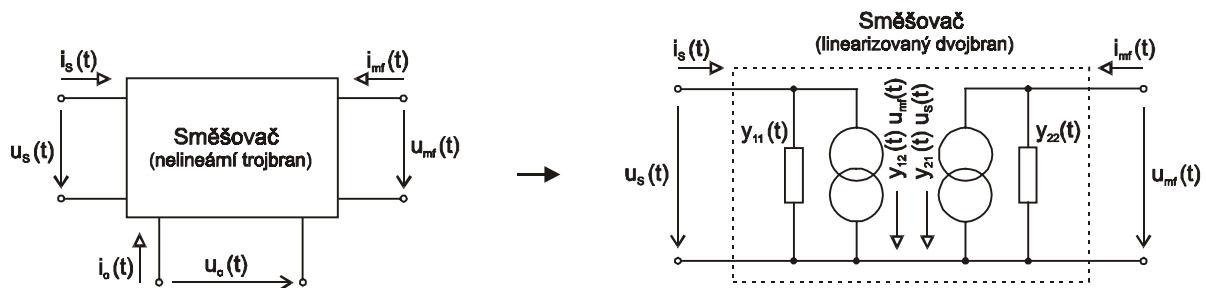
## 4.1 Analýza směšovače

Uvažujme zapojení na obr. 4.1. Směšovač pokládejme za nelineární odporový trojbran, který pracuje do čisté odporové zátěže. Na jednotlivých branách směšovače necht' jsou ideální filtry, které propustí pouze harmonický signál s příslušným kmitočtem. Dále uvažujme, že amplituda  $U_s$  vstupního harmonického napětí o kmitočtu  $f_s$  a amplituda  $U_{mf}$  výstupního harmonického napětí o kmitočtu  $f_{mf} = f_o - f_s$  jsou tak malé, že se vůči nim chová směšovač jako kvazilineární obvod. Amplituda  $U_o$  harmonického napětí oscilátoru s kmitočtem  $f_o$  je naopak natolik velká, že se pro tento signál plně projeví nelinearita směšovače a jeho parametry se budou měnit s periodou  $T_o$  (kmitočtem  $f_o$ ) signálu oscilátoru.

Za těchto předpokladů můžeme nelineární trojbran nahradit kvazilineárním dvojbranem s časově proměnnými parametry, jak je naznačeno na obr. 4.2, a popsat jej dvojbranovými rovnicemi s časově proměnnými admitančními parametry

$$i_s(t) = y_{11}(t) u_s(t) + y_{12}(t) u_{mf}(t), \quad (4.4a)$$

$$i_{mf}(t) = y_{21}(t) u_s(t) + y_{22}(t) u_{mf}(t). \quad (4.4b)$$



Obr. 4.2. Směšovač jako nelineární trojbran a linearizovaný dvojbran s časově proměnnými parametry

Admitanční parametry jsou závislé na velikosti napětí oscilátoru a poněvadž jsou periodickými funkcemi času s periodou  $T_o$  (kmitočtem  $f_o$ ,  $\omega_o$ ), můžeme je vyjádřit pomocí Fourierovy řady

$$y_{11}(t) = y_{11}(0) + \sum_{n=1}^{\infty} y_{11}(n) \cos [n\omega_o t + \varphi_{11}(n)], \quad (4.5a)$$

$$y_{12}(t) = y_{12}(0) + \sum_{n=1}^{\infty} y_{12}(n) \cos [n\omega_o t + \varphi_{12}(n)], \quad (4.5b)$$

$$y_{21}(t) = y_{21}(0) + \sum_{n=1}^{\infty} y_{21}(n) \cos [n\omega_o t + \varphi_{21}(n)], \quad (4.5c)$$

$$y_{22}(t) = y_{22}(0) + \sum_{n=1}^{\infty} y_{22}(n) \cos [n\omega_o t + \varphi_{22}(n)], \quad (4.5d)$$

kde například pro vstupní admitanci je  $y_{11}(0)$  střední hodnota neboli stejnosměrná složka,  $y_{11}(n)$  je amplituda  $n$ -té harmonické a  $\varphi_{11}(n)$  je počáteční fáze  $n$ -té harmonické složky periodického průběhu  $y_{11}(t)$ . Dosazením vztahů (4.5) do vztahů (4.4), kam dosadíme i za napětí  $u_s(t)$  a  $u_{mf}(t)$ , dostaneme

$$i_s(t) = \left\{ y_{11}(0) + \sum_{n=1}^{\infty} y_{11}(n) \cos [n\omega_o t + \varphi_{11}(n)] \right\} U_s \cos(\omega_s t + \varphi_s) + \\ + \left\{ y_{12}(0) + \sum_{n=1}^{\infty} y_{12}(n) \cos [n\omega_o t + \varphi_{12}(n)] \right\} U_{mf} \cos(\omega_{mf} t + \varphi_{mf}), \quad (4.6a)$$

$$i_{mf}(t) = \left\{ y_{21}(0) + \sum_{n=1}^{\infty} y_{21}(n) \cos [n\omega_o t + \varphi_{21}(n)] \right\} U_s \cos(\omega_s t + \varphi_s) + \\ + \left\{ y_{22}(0) + \sum_{n=1}^{\infty} y_{22}(n) \cos [n\omega_o t + \varphi_{22}(n)] \right\} U_{mf} \cos(\omega_{mf} t + \varphi_{mf}) . \quad (4.6b)$$

Po provedení naznačených operací a úpravách trigonometrických vztahů, ponecháme u vstupního proudu  $i_s(t)$  pouze složky s kmitočtem  $\omega_s$  (tj. i složku s kmitočtem  $\omega_o - \omega_{mf} = \omega_s$ ) a u výstupního proudu  $i_{mf}(t)$  pouze složky s kmitočtem  $\omega_{mf}$  (tj. i složku s kmitočtem  $\omega_o - \omega_s = \omega_{mf}$ ), tedy

$$i_s(t) = y_{11}(0) U_s \cos(\omega_s t + \varphi_s) + 0,5 y_{12}(1) U_{mf} \cos[\omega_s t + \varphi_{12}(1) - \varphi_{mf}] , \quad (4.7a)$$

$$i_{mf}(t) = 0,5 y_{21}(1) U_s \cos[\omega_{mf} t + \varphi_{21}(1) - \varphi_s] + y_{22}(0) U_{mf} \cos(\omega_{mf} t + \varphi_{mf}) . \quad (4.7b)$$

Ze vztahů (4.7) vyplývá, že jak vstupní, tak i výstupní proud kvazilineárního dvojbranu je roven součtu dvou harmonických složek stejného kmitočtu. Vyjádřením proudů a napětí pomocí komplexních amplitud se vztahy (4.7) zjednoduší do tvaru

$$\mathbf{I}_s = y_{11}(0) \mathbf{U}_s + 0,5 y_{12}(1) \mathbf{U}'_{mf} , \quad (4.8a)$$

$$\mathbf{I}_{mf} = 0,5 y_{21}(1) \mathbf{U}'_s + y_{22}(0) \mathbf{U}_{mf} , \quad (4.8b)$$

kde  $\mathbf{U}_s = U_s e^{j\varphi_s}$ ,  $\mathbf{U}'_{mf} = U_{mf} e^{j[\varphi_{12}(1) - \varphi_{mf}]}$ ,  $\mathbf{U}'_s = U_s e^{j[\varphi_{21}(1) - \varphi_s]}$ ,  $\mathbf{U}_{mf} = U_{mf} e^{j\varphi_{mf}}$ . Ze vztahů (4.8) můžeme definovat **směšovací neboli konverzní parametry** směšovače:

$$\mathbf{y}_{11sm} = \left( \frac{\mathbf{I}_s}{\mathbf{U}_s} \right)_{\mathbf{U}'_{mf}=0} = y_{11}(0) \quad \dots \quad \text{vstupní admitance směšovače,} \quad (4.9a)$$

$$\mathbf{y}_{12sm} = \left( \frac{\mathbf{I}_s}{\mathbf{U}'_{mf}} \right)_{\mathbf{U}_s=0} = 0,5 y_{12}(1) \quad \dots \quad \text{zpětnovazební admitance směšovače,} \quad (4.9b)$$

$$\mathbf{y}_{21sm} = \left( \frac{\mathbf{I}_{mf}}{\mathbf{U}'_s} \right)_{\mathbf{U}_{mf}=0} = 0,5 y_{21}(1) \quad \dots \quad \text{přenosová admitance směšovače (směšovací strmost),} \quad (4.9c)$$

$$\mathbf{y}_{22sm} = \left( \frac{\mathbf{I}_{mf}}{\mathbf{U}_{mf}} \right)_{\mathbf{U}'_s=0} = y_{22}(0) \quad \dots \quad \text{výstupní admitance směšovače.} \quad (4.9d)$$

Dvojbranové admitanční rovnice směšovače mají tedy tvar

$$\mathbf{I}_s = \mathbf{y}_{11sm} \mathbf{U}_s + \mathbf{y}_{12sm} \mathbf{U}'_{mf} , \quad (4.10a)$$

$$\mathbf{I}_{mf} = \mathbf{y}_{21sm} \mathbf{U}'_s + \mathbf{y}_{22sm} \mathbf{U}_{mf} \quad (4.10b)$$

a jsou formálně stejné jako dvojbranové admitanční rovnice popisující úzkopásmový linearizovaný zesilovač nebo tranzistor. Rozdíl je pouze v tom, že na vstupu směšovače je signál jiného kmitočtu než na jeho výstupu. Proto jsou přenosové směšovací parametry definovány pomocí proudů a napětí různých kmitočtů.

## 4.2 Základní parametry směšovače

Směšovací (konverzní) parametry můžeme použít pro výpočet libovolné obvodové funkce směšovače, stejně jako admitanční parametry linearizovaných zesilovačů nebo tranzistorů. Všechny dosud uvedené vztahy pro výpočet obvodových funkcí zesilovače, platí i pro směšovač.

Nežádoucí produkty směšování s kmitočty podle vztahu (4.1), které směšovacím procesem vznikají, lze odstranit dostatečně selektivním filtrem připojeným na výstup směšovače. U každého směšovače však

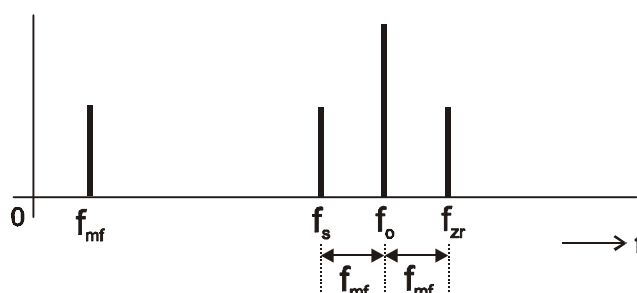


může dojít k rušení, jehož příčinou jsou nežádoucí vstupní signály mezifrekvenčního kmitočtu  $f_{mf}$  a tzv. **zrcadlového kmitočtu**  $f_{zr}$ . Uvažujme směšovač s mezifrekvenčním kmitočtem  $f_{mf} = f_o - f_s$ . V případě, kdy na vstup směšovače přichází kromě užitečného signálu s kmitočtem  $f_s$  i nežádoucí signál s kmitočtem  $f_{mf}$ , budou na výstupu směšovače dvě složky se stejným kmitočtem  $f_{mf}$ . Jedna, která vznikne požadovaným směšovací procesem, a druhá nežádoucí, která vznikne pouze zesílením nežádoucího vstupního signálu. Obě složky propustí selektivní filtr do zátěže.

Druhým nežádoucím vstupním signálem je signál se zrcadlovým kmitočtem, jehož poloha ve spektru je nakreslena na obr. 4.3. I v tomto případě vzniknou na výstupu směšovače dvě složky se stejným kmitočtem  $f_{mf}$ . Kromě požadované složky  $f_{mf} = f_o - f_s$  vznikne směšovací procesem i složka  $f_{mf} = f_{zr} - f_o$ . Selektivní filtr „nepozná“, že tato složka vznikla z nežádoucího signálu a propustí ji do zátěže. Pro kmitočet zrcadlového signálu platí

$$f_{zr} = f_s \pm 2f_{mf}, \quad (4.11)$$

kde znaménko plus platí pro směšovač s mezifrekvenčním kmitočtem  $f_{mf} = f_o - f_s$  (obr. 4.3) a znaménko minus platí pro směšovač s mezifrekvenčním kmitočtem  $f_{mf} = f_s - f_o$ , tj. kmitočet užitečného signálu je vyšší než kmitočet oscilátoru. Nežádoucímu rušení signálem mezifrekvenčního nebo zrcadlového kmitočtu lze zabránit pouze účinnou filtrací vstupního signálu směšovače.



Obr. 4.3. Poloha spektrálních složek mezifrekvenčního a zrcadlového kmitočtu

**Směšovací šumový činitel**  $F_S$  je definován stejně jako u zesilovače, avšak s tím rozdílem, že poměr signál-šum na vstupu směšovače se určuje pro signál jiného kmitočtu než poměr signál-šum na výstupu směšovače. Při zkoumání šumového činitele je však třeba brát v úvahu skutečnost, že šum může pronikat do zátěže nejen cestou (kanálem) užitečného signálu, ale i nežádoucími cestami (kanály) mezifrekvenčního a zrcadlového signálu. Proto je třeba rozlišovat **jednokanálový šumový činitel**  $F_{SSB}$  a **dvojkanálový šumový činitel**  $F_{DSB}$ .

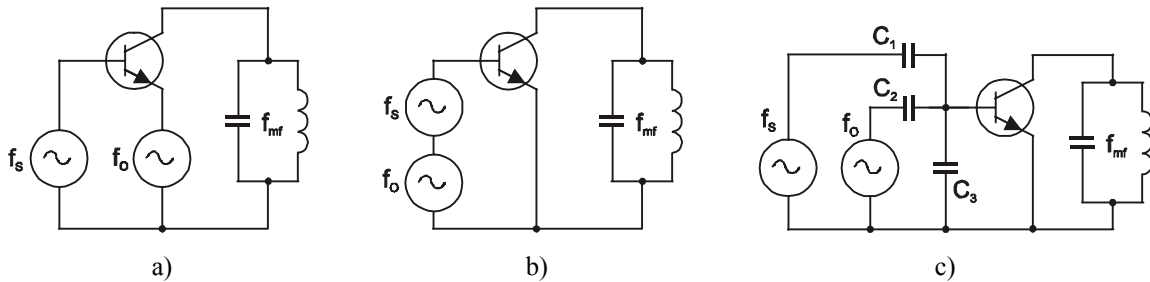
Ze směšovacího činitele můžeme určit **směšovací šumové číslo**  $F_{SdB}$ , dále **efektivní směšovací šumovou teplotu**  $T_{eS}$ , **směšovací míru šumu**  $M_S$ , atd. U diodových směšovačů, které představují pasivní dvojbran, je směšovací šumový činitel přibližně roven jejich směšovacím ztrátám. Směšovače s tranzistory mají směšovací šumový činitel vždy větší než je šumový činitel téhož prvku zapojeného jako zesilovač.

Dalším důležitým parametrem směšovače je jeho dynamický rozsah. Určuje se stejně jako u zesilovače (obr. 2.37), pouze na vodorovnou osu se vynáší úroveň vysokofrekvenčního výkonu  $P_s$  vstupního signálu s kmitočtem  $f_s$  a na svislou osu úroveň výkonu  $P_{mf}$  výstupního signálu s kmitočtem  $f_{mf}$ . Dynamický rozsah směšovače je shora ohraničen poklesem skutečné charakteristiky o  $1\text{dB}$  vůči ideálnímu průběhu, jeho dolní hranice je omezena šumovým pozadím směšovače, tj. výkonem šumu v mezifrekvenčním pásmu. Analogicky jako u zesilovačů je možné i pro směšovač stanovit bod zahrazení a dynamický rozsah SFDR.

Poměr výkonů signálů stejného kmitočtu na dvou různých branách, vyjádřený v  $\text{dB}$ , udává vzájemnou izolaci bran směšovače. V praxi je důležité dosáhnout vysoké izolace mezi oscilátorovou a výstupní branou, aby velký signál oscilátoru nepronikal do zátěže. Izolace mezi oscilátorovou a vstupní branou je důležitá z důvodu pronikání signálu oscilátoru do obvodů před směšovačem, kde může dojít k jeho vyzářování (např. u rádiového přijímače s připojenou anténou).

### 4.3 Základní zapojení směšovačů

Na obr. 4.4 jsou nakreslena základní zapojení aditivních směšovačů. Před vlastním směšováním u nich dochází k superpozici užitečného signálu a signálu oscilátoru a teprve výsledný signál působí na nelineární PN přechod tranzistoru. Předpokladem správné činnosti těchto směšovačů je co nejmenší vnitřní impedance (ideálně zkrat) obou zdrojů pro signály všech kmitočtů a dostatečně vysoká jakost výstupního paralelního rezonančního obvodu.



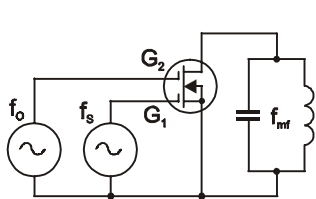
Obr. 4.4. Příklady zapojení aditivních směšovačů

U multiplikativního směšovače (obr. 4.5) je vstupní signál obvykle přiveden na hradlo  $G_1$  a signál z oscilátoru na hradlo  $G_2$ . Velkým harmonickým signálem z oscilátoru je ovlivňována strmost  $S$  tranzistoru, jejíž časový průběh je proto také (téměř) harmonický. Základem těchto směšovačů je tedy řízený prvek s časově proměnným parametrem. Pro výstupní proud tranzistoru platí

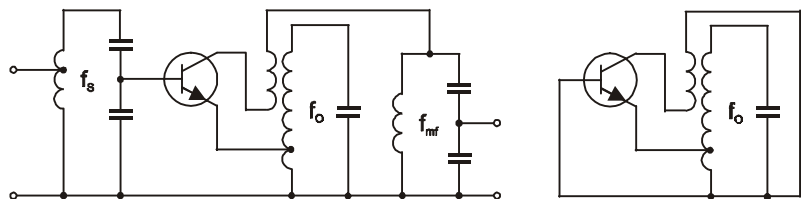
$$i_{mf}(t) = u_s(t)S(t) = u_s(t)k u_o(t) = U_s \cos \omega_s t \cdot k \cdot U_o \cos \omega_o t, \quad (4.12)$$

kde  $k$  je konstanta. Poněvadž ve vztahu (4.12) je součin vstupních signálů, označují se tyto směšovače názvem násobící neboli multiplikativní.

Výhodou multiplikativního směšovače je téměř dokonalé oddělení zdrojů užitečného signálu a signálu oscilátoru. Navíc, díky vysoké vstupní impedanci obou hradel tranzistoru FET, jsou oba zdroje minimálně zatěžovány, což je důležité především pro dosažení vysoké stability kmitočtu oscilátoru. Vzhledem k téměř kvadratické převodní charakteristice tranzistorů FET vzniká u tohoto směšovače i minimální množství nežádoucích produktů směšování.



Obr. 4.5. Multiplikativní směšovač



Obr. 4.6. a) Zjednodušené schéma zapojení samokmitajícího směšovače  
b) Obvod oscilátoru samokmitajícího směšovače

Jestliže oscilátor i směšovač jsou realizovány s jediným tranzistorem, nazývá se směšovač samokmitající. Jako samokmitající směšovač může pracovat téměř libovolný oscilátor, který je vhodně doplněn vstupními a výstupními obvody. Kladná zpětná vazba se v tomto případě nastavuje na větší hodnotu, než odpovídá podmínce udržení kmitů, protože pro účely směšování je třeba vybudit tranzistor až do nelineární oblasti. Schéma zapojení samokmitajícího směšovače pro střídavé signály je nakresleno na obr. 4.6a. Jako směšovač pracuje tranzistor v zapojení SE, jako oscilátor v zapojení SB, jak je nakresleno na obr. 4.6b. Činitelé jakosti všech rezonančních obvodů i jednotlivé kmitočty  $f_s$ ,  $f_o$ ,  $f_{mf}$ , musí být voleny tak, aby každý rezonančním obvod představoval zkrat pro signály s kmitočty spadajícími do pásem propustnosti zbylých dvou rezonančních obvodů.

Obvodově složitější jsou směšovače se zvýšenou odolností proti vzniku nežádoucích produktů směšování, které se také označují názvem vyvážené směšovače. Podstata těchto zapojení spočívá ve vhodném propojení několika nelineárních prvků (diod nebo tranzistorů) se společnou zátěží, kde se nežádoucí produkty směšování, vznikající v každém prvku, vzájemně vyruší. Tato zapojení ovšem vyžadují výběr nelineárních prvků se shodnými charakteristikami. Příklad zapojení vyváženého směšovače se dvěma tranzistory je zjednodušeně naznačen na obr. 4.7. Na vstupu tranzistoru  $T_1$  je součet napětí signálu a napětí oscilátoru  $u_o + u_s$ , na vstupu tranzistoru  $T_2$  je jejich rozdíl  $u_o - u_s$ . Jsou-li převodní charakteristiky obou tranzistorů shodné a popsané například mocninovým polynomem, můžeme pro kolektorový proud každého tranzistoru psát

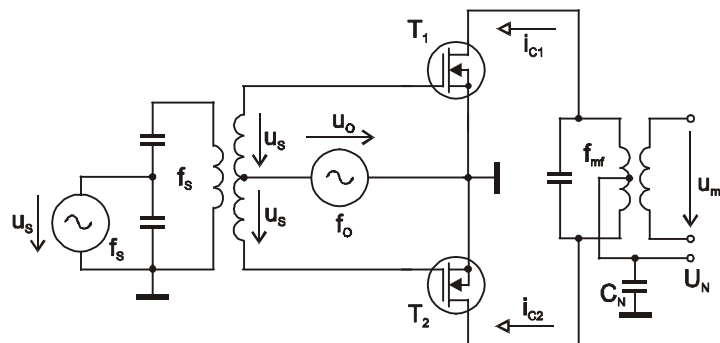
$$i_{C1} = a_0 + a_1(u_o + u_s) + a_2(u_o + u_s)^2 + a_3(u_o + u_s)^3 + \dots, \quad (4.13a)$$

$$i_{C2} = a_0 + a_1(u_o - u_s) + a_2(u_o - u_s)^2 + a_3(u_o - u_s)^3 + \dots. \quad (4.13b)$$

Poněvadž výstupní napětí  $u_{mf}$  vyváženého směšovače je úměrné rozdílu kolektorových proudů, bude

$$u_{mf} \approx i_{C1} - i_{C2} = 2a_1 u_s + 4a_2 u_o u_s + 6a_3 u_o^2 u_s + 2a_3 u_s^3 + \dots \quad (4.14)$$

a řada složek kolektorových proudů jednotlivých tranzistorů se vzájemně vyruší. Výstupní signál vyváženého směšovače bude tedy obsahovat méně nežádoucích produktů směšování než v případě směšovače s jediným tranzistorem. Stanovení jednotlivých spektrálních složek na výstupu vyváženého směšovače lze provést pomocí (4.14), dosazením vztahů pro harmonické vstupní signály, provedením naznačených operací a úpravou vytvořených trigonometrických vztahů.



Obr. 4.7. Zjednodušené schéma zapojení vyváženého směšovače

## 5 MODULÁTORY

Modulace je proces, při kterém dochází k ovlivňování některého parametru nosného signálu v závislosti na okamžitých hodnotách modulačního signálu. Obvod realizující proces modulace se nazývá modulátor [4], [5], [10], [12]. Podle časového průběhu (tvaru) nosného signálu rozeznáváme **modulace v základním pásmu** a **modulace s nosnými vlnami**.

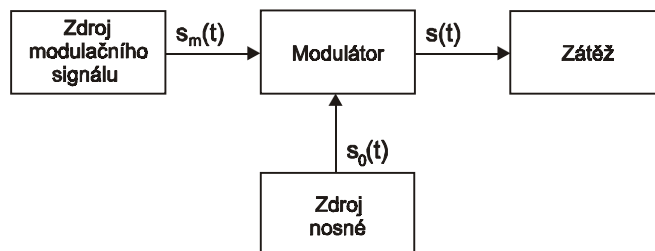
U modulací v základním pásmu je nosným signálem periodický sled pravoúhlých impulsů s konstantními parametry výškou (amplitudou), šířkou, kmitočtem a polohou každého impulsu vůči referenčnímu bodu na časové ose (nemodulovaná impulsová nosná vlna). Ovlivňováním některého parametru tohoto nosného signálu, podle okamžitých hodnot modulačního signálu, vzniká impulsová výšková (amplitudová) modulace PAM (*Pulse Amplitude Modulation*), impulsová šířková modulace PWM, PDM (*Pulse Width Modulation, Pulse Duration Modulation*), impulsová kmitočtová modulace PFM (*Pulse Frequency Modulation*) nebo impulsová polohová modulace PPM (*Pulse Position Modulation*). Tyto tzv. nekódované diskrétní modulace mohou být základem modulací kódovaných, u kterých se okamžitá velikost parametru, vyjádřená nejčastěji v desítkové soustavě, převede do soustavy binární, případně jiné (PCM, D-PCM, DM, ADM, atd.).

Modulace s nosnými vlnami využívají harmonický nosný signál

$$s_0(t) = S_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (5.1)$$

který má tři parametry: amplitudu  $S_0$ , kmitočet  $\omega_0$  a počáteční fázi  $\varphi_0$ . Symbol  $s$  obecně vyjadřuje napětí nebo proud. Ovlivňováním jednotlivých parametrů, podle okamžitých hodnot modulačního signálu, vzniká **amplitudová modulace AM** (*Amplitude Modulation*), **kmitočtová modulace FM** (*Frequency Modulation*) a **fázová modulace PM** (*Phase Modulation*). Kmitočtová a fázová modulace se někdy označují společným názvem úhlové modulace.

Základním typem amplitudových modulací je **amplitudová modulace s oběma postranními pásmy a nepotlačenou nosnou AM**. V řadě aplikací se využívají různé varianty AM, kdy se přenáší obě nebo jedno postranní pásmo, případně kdy je potlačena nosná částečně nebo úplně. Jsou-li přenášena obě postranní pásma a nosná je potlačena úplně nebo jen částečně, vytváří se **amplitudová modulace s oběma postranními pásmy DSB** (*Double Side Band*). V případě, kdy je nosná potlačena úplně, je označení doplněno zkratkou **SC** (*Supressed Carrier*), tj.  $DSB_{SC}$  nebo  $DSB-SC$ . Přenáší-li se pouze jediné postranní pásmo a úplně nebo částečně potlačená nosná, vzniká **amplitudová modulace s jedním potlačeným postranním pásmem SSB** (*Single Side Band*), resp.  $SSB_{SC}$ ,  $SSB-SC$ . Při přenosu jednoho úplného a jednoho částečně potlačeného postranního pásma vzniká **amplitudová modulace s jedním částečně potlačeným postranním pásmem VSB** (*Vestigial Side Band*), obvykle bez potlačené nosné. V případě **kvadrurní amplitudové QAM** (*Quadrature Amplitude Modulation*) se používají dvě nosné se stejnými kmitočty, ale se vzájemným fázovým posuvem  $90^\circ$ , přičemž každá nosná může být modulovaná jiným modulačním signálem a může být částečně nebo úplně potlačena.



Obr. 5.1. Blokové schéma modulátoru

Je-li modulační signál analogový, nazývají se **modulace analogové**. U **digitálních modulací** je nosná modulovaná signálem některé diskrétní modulace v základním pásmu (dvojnásobná modulace). Nejčastěji se používá signál PCM (případně jeho modifikace), který nabývá pouze hodnot odpovídajících bitu 0 a bitu 1.

U dvojstavových modulací může příslušný parametr nosné nabývat pouze dvou různých hodnot, u více stavových modulací může mít nosná více stavů (symbolů, signálových prvků). Při ovlivňování jednotlivých parametrů nosné se provádí obecně M-stavové klíčování amplitudovým zdvihem M-ASK (*Amplitude Shift Keying*), M-stavové klíčování kmitočtovým zdvihem M-FSK (*Frequency Shift Keying*) nebo M-stavové klíčování fázovým zdvihem M-PSK (*Phase Shift Keying*). Variantami těchto základních digitálních modulací jsou QAM, MSK, GMSK, atd.

V této kapitole bude věnována pozornost analogovým modulacím s nosnými vlnami.

## 5.1 Modulační charakteristiky

Základní blokové schéma modulátoru je nakresleno na obr. 5.1. Na vstupy modulátoru se přivádí **modulační signál**  $s_m(t)$  a **signál nosné** daný vztahem (5.1). Na výstupu modulátoru je **signál modulovaný**, který má obecně tvar

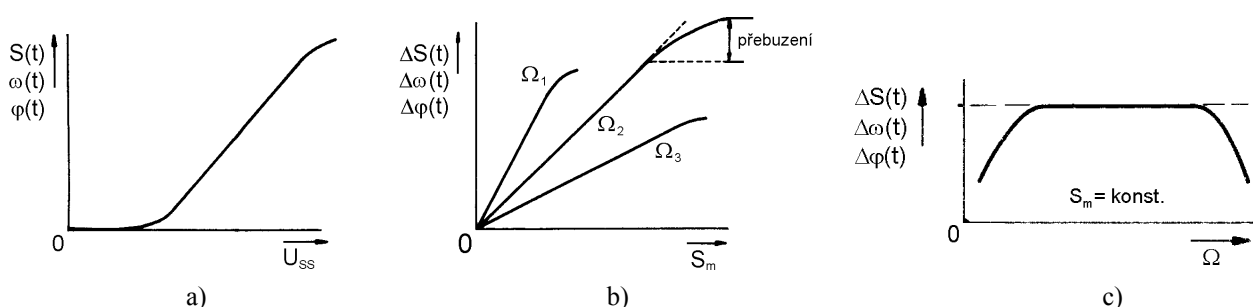
$$s(t) = S(t)\cos\Phi(t), \quad (5.2)$$

kde

$$\Phi(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \varphi(t). \quad (5.3)$$

**Statická modulační charakteristika** modulátoru je závislost modulované veličiny, tj.  $S(t)$  pro AM,  $\omega(t)$  pro FM,  $\varphi(t)$  pro PM, nebo její změny  $\Delta S(t)$ ,  $\Delta\omega(t)$ ,  $\Delta\varphi(t)$ , na stejnosměrném napětí přiváděném k té elektrodě aktivního prvku, kam se při normálním provozu modulátoru přivádí modulační signál. Z této charakteristiky (obr. 5.2a) je možné určit polohu klidového pracovního bodu aktivního prvku a maximální velikost (rozkmit) modulačního signálu (případně i veličiny  $S_0$ ,  $\omega_0$ ,  $\varphi_0$ ).

**Dynamická modulační charakteristika** modulátoru je závislost modulované veličiny, tj.  $S(t)$  pro AM,  $\omega(t)$  pro FM,  $\varphi(t)$  pro PM, nebo její změny  $\Delta S(t)$ ,  $\Delta\omega(t)$ ,  $\Delta\varphi(t)$ , na amplitudě  $S_m$  modulačního signálu (**amplitudová charakteristika**) nebo kmitočtu  $\Omega$  modulačního signálu (**útlumová charakteristika**). Obě charakteristiky se měří harmonickým modulačním signálem. Při měření dynamické amplitudové modulační charakteristiky jsou konstantní všechna ostatní napětí i kmitočty modulačního signálu a poloha klidového pracovního bodu se nemění. Z tohoto průběhu se určuje maximální amplituda modulačního signálu a tomu odpovídající maximální zdvih (amplitudový, kmitočtový nebo fázový) pro lineární část charakteristiky (obr. 5.2b). Podobně se měří dynamická útlumová modulační charakteristika, kdy místo konstantního kmitočtu modulačního signálu je konstantní jeho amplituda. Pomocí této charakteristiky se hodnotí lineární zkreslení modulovaného signálu (obr. 5.2c).



Obr. 5.2. Příklady charakteristik modulátoru: a) statická, b) dynamická amplitudová, c) dynamická útlumová

## 5.2 Modulátory AM

Uvažujme základní typ amplitudové modulace. Pro harmonický modulační signál (napětí)  $u_m(t) = U_m \cos \Omega t$ , dostáváme amplitudově modulovaný signál ve tvaru

$$u_{AM}(t) = U_0(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t, \quad (5.4)$$

kde  $m = U_m/U_0$  je hloubka amplitudové modulace. Okamžitá hodnota výkonu na odporu  $R$  je

$$p(t) = \frac{u_{AM}^2(t)}{R} . \quad (5.5)$$

Pomocí vztahů (5.4) a (5.5) můžeme pro AM signál stanovit:

$$\text{a) výkon nosné bez modulace} \quad \dots \quad P_0 = \frac{U_{0ef}^2}{R} = \frac{U_0^2}{2R} , \quad (5.6)$$

$$\text{b) maximální výkon AM signálu} \quad \dots \quad P_{\max} = (1+m)^2 P_0 , \quad (5.7)$$

$$\text{c) minimální výkon AM signálu} \quad \dots \quad P_{\min} = (1-m)^2 P_0 , \quad (5.8)$$

$$\text{d) střední výkon AM signálu za dobu } T_m \quad \dots \quad P_{\text{mod}} = \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) P_0 , \quad (5.9)$$

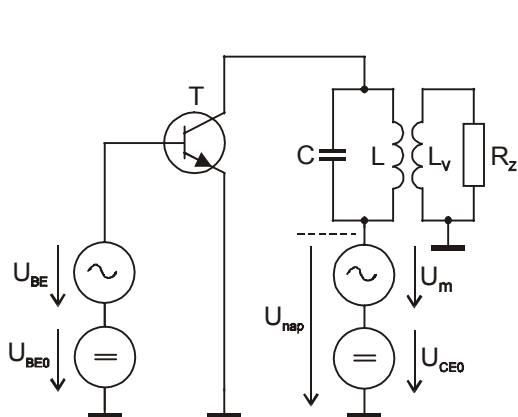
kde  $T_m$  je perioda modulačního signálu. Podle mezních výkonů AM signálu a výkonu nosné se u modulátorů AM rozlišují tři základní režimy činnosti: **režim maximální** (zkratka „max“), **režim nosné** (zkratka „nosné“) a **režim minimální** (zkratka „min“).

Na základě statistických pozorování bylo zjištěno, že střední hodnota hloubky modulace (pro přenos řeči a hudby) je  $0,2 \div 0,3$ , tj.  $20 \div 30\%$ . Podle (5.9) je v takovém případě střední výkon AM signálu téměř stejný jako výkon nosné  $P_{\text{mod}} \cong P_0$  (proto se často zaměňuje výkon užitečného signálu modulátoru nebo koncového stupně vysílače s výkonem nosné). Naopak při  $m=1$  je maximální výkon AM signálu  $P_{\max} = 4P_0$  a modulátor (případně koncový stupeň vysílače) musí být navržen na čtyřnásobný výkon nosné.

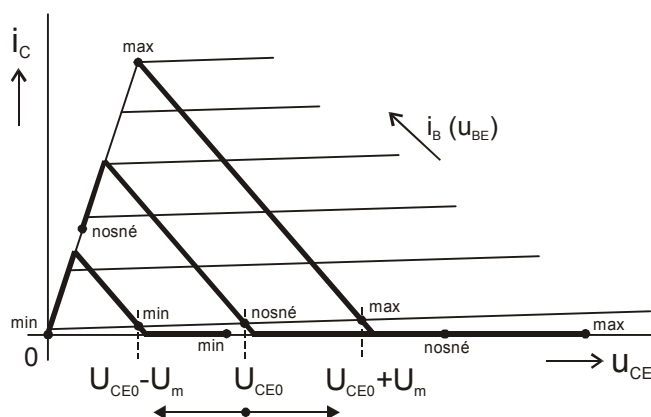
Modulátory AM můžeme realizovat s nelineárním nebo parametrickým prvkem. Výhodnější je modulace na vyšší výkonové úrovni vzhledem k dosažení lepší výkonové bilance. Výstupní napětí modulátoru je úměrné 1. harmonické výstupního proudu, která musí být úměrná modulačnímu signálu. Toho se dá dosáhnout změnou napájecích napětí na elektrodách aktivního prvku.

### 5.2.1 Modulátor s kolektorovou modulací

K modulaci dochází změnou napájecího napětí kolektoru tranzistoru, který je v zapojení SE. Zjednodušené schéma takového modulátoru je nakresleno na obr. 5.3. Ke vstupu tranzistoru je připojen zdroj nosné s napětím  $u_{BE} = U_{BE} \cos \omega_0 t$ . Zdroj modulačního signálu  $u_m = U_m \cos \Omega t$  je zapojen v sérii se stejnosměrným napájecím napětím  $U_{CE0}$ . Zátěží tranzistoru je paralelní rezonanční obvod s šířkou pásma  $B = 2\Omega$ . Zátěží modulátoru je rezistor  $R_Z$ , který se rovněž podílí na výsledném činiteli jakosti rezonančního obvodu.



Obr. 5.3. Zjednodušené schéma modulátoru s kolektorovou modulací



Obr. 5.4. Základní dynamické charakteristiky modulátoru s kolektorovou modulací

Činnost modulátoru je obdobná jako činnost výkonového zesilovače, u něhož se mění (relativně pomalu) napájecí napětí podle vztahu

$$U_{nap} = U_{CE0} + U_m \cos \Omega t . \quad (5.10)$$

Dynamické charakteristiky pro tři základní režimy modulátoru jsou nakresleny na obr. 5.4. Napájecí napětí tranzistoru pro jednotlivé režimy modulátoru je následující

$$\begin{aligned} U_{nap} &= U_{CE0} - U_m & \dots & \text{režim minimální,} \\ U_{nap} &= U_{CE0} & \dots & \text{režim nosné,} \\ U_{nap} &= U_{CE0} + U_m & \dots & \text{režim maximální.} \end{aligned}$$

Dosažení přibližně lineární závislosti mezi amplitudou 1. harmonické kolektorového proudu  $I_{C1}$  tranzistoru a napájecím napětím  $U_{nap}$  (je úměrné modulačnímu signálu) je možné pouze v nadkritickém režimu. Při podkritickém režimu by se při změně napětí  $U_{nap}$  téměř neměnila velikost impulsů kolektorového proudu a tedy ani jejich 1. harmonická.

Na obr. 5.5 je nakreslena statická modulační charakteristika. Její dolní ohyb je nepatrný, takže hloubka lineární modulace může být téměř 100%. Na charakteristice jsou vyznačeny dva významné body, tzv. **telegrafní bod Tlg** a **telefonní bod Tlf**. V telegrafním bodě končí lineární úsek charakteristiky a začíná úsek nelineární. Jeho poloha odpovídá kritickému stavu a modulátor v něm pracuje s největším výkonem. Telefonní bod je umístěn uprostřed lineární části charakteristiky a modulátor v něm dosahuje maximální hloubky modulace bez zkreslení signálu.

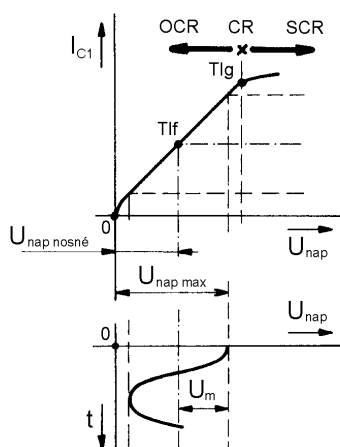
Je-li klidový pracovní bod modulátoru umístěn v telefonním bodě, je napájecí napětí tranzistoru v režimu nosné  $U_{nap\ nosné}$  totožné s napájecím napětím  $U_{CE0}$  (modulační signál je nulový). Tomuto napětí odpovídá první harmonická kolektorového proudu tranzistoru v režimu nosné  $I_{C1\ nosné}$ . V režimu maximálním je v souladu s (5.10) napájecí napětí tranzistoru

$$U_{nap\ max} = U_{CE0} + U_m = U_{nap\ nosné} + m U_{nap\ nosné} = U_{nap\ nosné} (1 + m) . \quad (5.11)$$

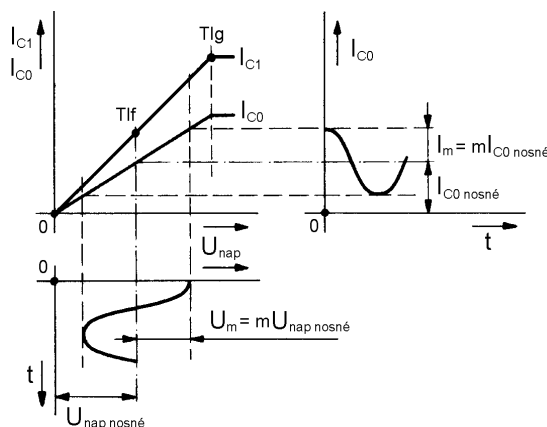
První harmonická kolektorového proudu tranzistoru v režimu maximálním je podle obr. 5.5

$$I_{C1\ max} = I_{C1\ nosné} + m I_{C1\ nosné} = I_{C1\ nosné} (1 + m) . \quad (5.12)$$

Obdobné vztahy lze napsat i pro režim minimální.



Obr. 5.5. Statická modulační charakteristika modulátoru s kolektorovou modulací



Obr. 5.6. Idealizovaná závislost stejnosměrného proudu kolektoru na napájecím napětí

Zdroj modulačního signálu, připojený k modulátoru v místě s velkou výkonovou úrovní, musí mít dostatečně velký výkon  $P_m$ , který se bude výrazně podílet na celkové výkonové bilanci modulátoru. Na obr. 5.6 je nakreslena závislost stejnosměrné složky kolektorového proudu  $I_{C0}$  na napájecím napětí  $U_{nap}$ . Pomocí této závislosti lze stanovit výkon zdroje modulačního signálu

$$P_m = \frac{1}{2} U_m I_m = \frac{1}{2} m U_{nap\ nosné} m I_{C0\ nosné} = \frac{1}{2} m^2 P_{p\ nosné} , \quad (5.13)$$

kde  $P_{p\text{ nosné}}$  je stejnosměrný příkon modulátoru v režimu nosné. Při maximálním modulačním signálu, tj. v režimu maximálním, je podle (5.7) maximální výkon výstupního signálu modulátoru (pro 1. harmonickou)

$$P_{\max} = (1+m)^2 P_0 . \quad (5.14)$$

Příkon modulátoru v režimu maximálním  $P_{p\max}$  je podle obr. 5.5

$$P_{p\max} = (1+m)U_{\text{nap nosné}}(1+m)I_{C0\text{ nosné}} = (1+m)^2 P_{p\text{ nosné}} . \quad (5.15)$$

Pro účinnost modulátoru v režimu maximálním můžeme s pomocí vztahů (5.14) a (5.15) psát

$$\eta_{\max} = \frac{P_{\max}}{P_{p\max}} = \frac{(1+m)^2 P_0}{(1+m)^2 P_{p\text{ nosné}}} = \frac{P_0}{P_{p\text{ nosné}}} = \eta_{\text{nosné}} . \quad (5.16)$$

Výkon výstupního signálu modulátoru při modulaci je podle (5.9)

$$P_{\text{mod}} = \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) P_0 . \quad (5.17)$$

Příkon  $P_{p\text{ mod}}$  modulátoru při modulaci je roven součtu příkonu  $P_{p\text{ nosné}}$  modulátoru bez modulace a příkonu  $P_m$  zdroje modulačního signálu. S pomocí vztahu (5.13) dostaneme

$$P_{p\text{ mod}} = P_{p\text{ nosné}} + P_m = P_{p\text{ nosné}} + \frac{m^2}{2} P_{p\text{ nosné}} = \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) P_{p\text{ nosné}} . \quad (5.18)$$

Účinnost modulátoru při modulaci stanovíme pomocí (5.17) a (5.18)

$$\eta_{\text{mod}} = \frac{P_{\text{mod}}}{P_{p\text{ mod}}} = \frac{\left(1 + \frac{m^2}{2}\right) P_0}{\left(1 + \frac{m^2}{2}\right) P_{p\text{ nosné}}} = \frac{P_0}{P_{p\text{ nosné}}} = \eta_{\text{nosné}} . \quad (5.19)$$

Srovnáním (5.16) a (5.19) dostáváme  $\eta_{\max} = \eta_{\text{nosné}} = \eta_{\text{mod}}$ . Vysoká a konstantní účinnost, odpovídající klasickému vf výkonovému zesilovači pracujícím v optimálním režimu, je velkou předností modulátoru s kolektorovou modulací, spolu s jeho maximální hloubkou modulace (téměř 100%). Nevýhodou je nutnost použití výkonového zdroje modulačního signálu.

## 5.2.2 Modulátor s bázovou modulací

Zjednodušené schéma modulátoru s bázovou modulací je nakresleno na obr. 5.7. Zdroj nosné s napětím  $u_{BE} = U_{BE} \cos \omega_0 t$  i zdroj modulačního signálu  $u_m = U_m \cos \Omega t$  jsou připojeny ke vstupu tranzistoru. K modulaci tedy dochází změnou napětí báze - emitor tranzistoru a zdroj modulačního signálu proto nemusí být výkonový. Poněvadž vstupní charakteristika tranzistoru je nelineární, je nelineární i statická modulační charakteristika modulátoru, která má tvar nakreslený na obr. 5.2a. Na této charakteristice lze opět stanovit telegrafní a telefonní bod. V důsledku velké nelinearity statické charakteristiky dosahují tyto modulátory maximální hloubky modulace (pro přijatelné zkreslení) 40 ÷ 50%.

Modulátor pracuje opět jako výkonový zesilovač, u něhož se klidový pracovní bod pohybuje (relativně pomalu) v síti výstupních charakteristik tranzistoru působením modulačního signálu. Naznačení pohybu dynamické charakteristiky v síti výstupních charakteristik tranzistoru při konstantním napětí  $U_{CE0}$  je nakresleno na obr. 5.8. Odtud vyplývá, že modulátor s bázovou modulací pracuje v podkritickém režimu, a proto jeho výkonová bilance bude horší než u modulátoru s kolektorovou modulací.

Výkon výstupního signálu modulátoru v režimu maximálním je opět dán vztahem (5.7). Příkon modulátoru v režimu maximálním je však díky konstantnímu napájecímu napětí  $U_{CE0}$  dán vztahem

$$P_{p\max} = I_{C0\max} U_{CE0} = (1+m)I_{C0\text{ nosné}} U_{CE0} = (1+m)P_{p\text{ nosné}} . \quad (5.20)$$



Účinnost modulátoru v režimu maximálním určíme pomocí vztahů (5.14) a (5.20)

$$\eta_{\max} = \frac{P_{\max}}{P_{p \max}} = \frac{(1+m)^2 P_0}{(1+m) P_{p \text{ nosné}}} = (1+m) \eta_{\text{nosné}} \quad (5.21)$$

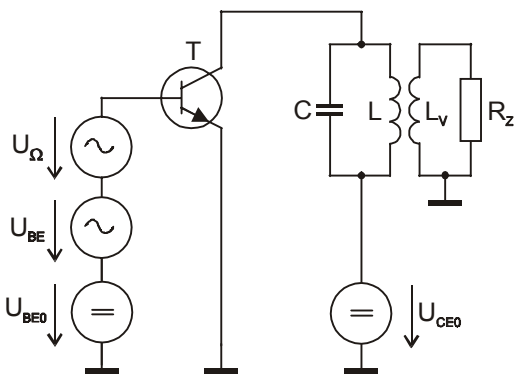
Výkon výstupního signálu modulátoru při modulaci se určí podle (5.9). Příkon  $P_{p \text{ mod}}$  modulátoru při modulaci se však výrazně nemění a přibližně platí

$$P_{p \text{ mod}} \cong P_{p \text{ nosné}} \quad (5.22)$$

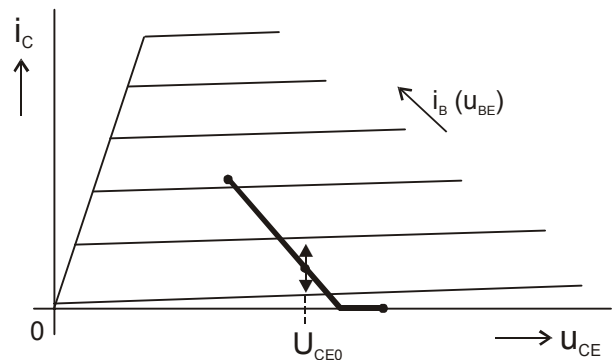
Účinnost modulátoru při modulaci je s pomocí vztahů (5.9) a (5.22)

$$\eta_{\text{mod}} = \frac{P_{\text{mod}}}{P_{p \text{ mod}}} = \frac{\left(1 + \frac{m^2}{2}\right) P_0}{P_{p \text{ nosné}}} = \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) \eta_{\text{nosné}} \quad (5.23)$$

Srovnáním vztahů (5.21) a (5.23) je vidět, že účinnost modulátoru s bázovou modulací se mění v závislosti na hloubce modulace a dosahuje nízkých hodnot, což je jeho nevýhoda. Další nevýhodou je malá hloubka lineární modulace. Výhodou je naopak jednoduchost modulátoru a malý výkon zdroje modulačního signálu.



Obr. 5.7. Zjednodušené schéma modulátoru s bázovou modulací



Obr. 5.8. Pohyb dynamické charakteristiky modulátoru v síti výstupních charakteristik tranzistoru

### 5.2.3 Modulátor DSB

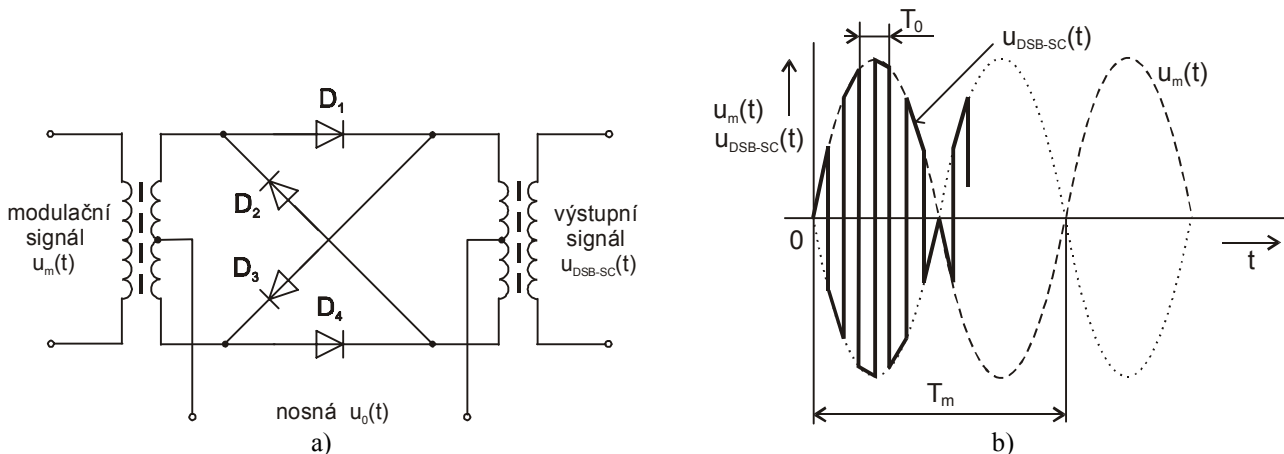
U klasické amplitudové modulace je výkon výstupního signálu modulátoru z velké části tvořen výkonem nosné, která ovšem nepřenáší žádnou informaci. Proto se někdy používá amplitudová modulace s oběma postranními pásmy DSB, u které je nosná částečně nebo úplně potlačena. Pro zdůraznění dokonalého potlačení nosné se ke zkratce DSB přidává označení SC (*Supressed Carrier*). Modulace DSB vyžaduje stejně široké kmitočtové pásmo jako modulace AM, tedy  $B_{DSB} = 2F_{\max}$ , kde  $F_{\max}$  je maximální kmitočet modulačního signálu. Výkon signálu v postranních pásmech však může být, pro  $m=1$  a stejný výkon výstupního signálu modulátoru, až třikrát větší (tj. o cca **4,7dB**), než u modulace AM. Nevýhodou této modulace, ve srovnání s klasickou AM, je složitější způsob demodulace signálu.

Nejjednodušším modulátorem DSB-SC je násobička, realizující násobení nosné a modulačního signálu. Pro harmonický modulační signál můžeme psát

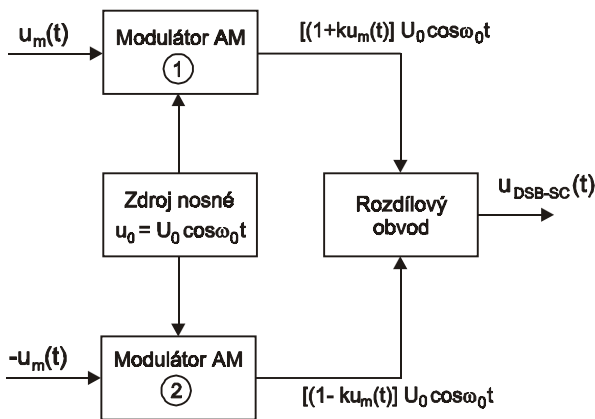
$$u_{DSB-SC}(t) = u_0(t)u_m(t) = U_0 \cos \omega_0 t \cdot U_m \cos \Omega t = \frac{U_0 U_m}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t + \frac{U_0 U_m}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t \quad (5.24)$$

Jednoduchý diodový součinnový modulátor je nakreslen na obr. 5.9a. Pro dosažení co největší amplitudy postranních složek se používá nosná s relativně velkou amplitudou. Pod jejím vlivem působí diody jako spínače. Podle okamžité polaroty nosné je vždy jedna dvojice diod  $D_1, D_4$  nebo  $D_2, D_3$  sepnutá a druhá dvojice rozepnutá. Jestliže pro jednoduchost uvažujeme ideální diody (s nulovým úbytkem napětí v sepnutém stavu a nulovým proudem v rozepnutém stavu), je možné nakreslit časové průběhy signálů

modulátoru podle obr. 5.9b. Výstupní signál zřejmě obsahuje velké množství nežádoucích postranních složek, které je nutno odstranit na výstupu modulátoru vhodnou pásmovou propustí LC.



Obr. 5.9. Součinný modulátor DSB-SC: a) zjednodušené schéma zapojení, b) časové průběhy signálů

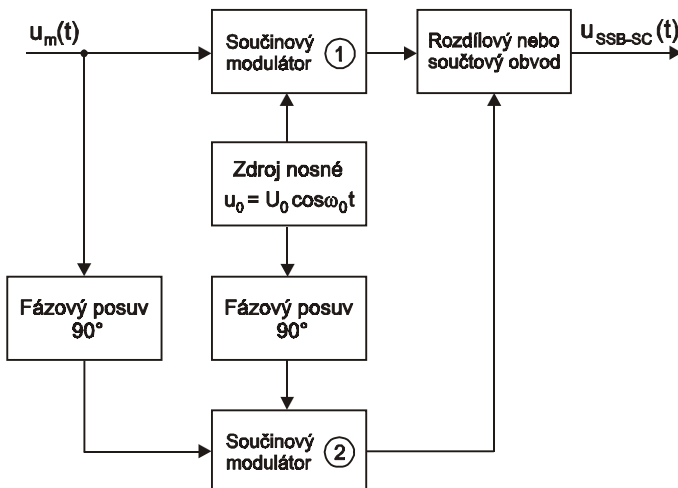


Obr. 5.10. Modulátor DSB-SC s protifázovým buzením

Dalším typem modulátoru DSB-SC je modulátor s protifázovým buzením. Jeho blokové schéma je nakresleno na obr. 5.10. Obsahuje dva stejné modulátory AM ( $k$  je konstanta závislá na konstrukci modulátoru), zdroj nosné a obvod realizující rozdíl signálů (rozdílový obvod). K prvnímu modulátoru AM je přiveden modulační signál  $u_m(t)$ , k druhému modulátoru AM je přiveden tentýž modulační signál, ale posunutý o  $180^\circ$  (v protifázi), tj.  $-u_m(t)$ . Výstupní signály z obou modulátorů se v rozdílovém obvodu odečtou a výsledkem je signál DSB-SC.

## 5.2.4 Modulátor SSB

Přenášená informace je u amplitudové modulace obsažena v každém postranním pásmu. Proto je možné potlačit nejen nosnou, ale i jedno z obou postranních pásem. Tím vzniká amplitudová modulace s jedním potlačeným postranním pásmem SSB. Potřebná šířka kmitočtového pásma se ve srovnání s modulacemi AM i DSB sníží na polovinu, tedy  $B_{SSB} = F_{max}$ .



Obr. 5.11. Modulátor SSB-SC, fázová diskriminační metoda

Nejjednodušší způsob generace signálu SSB je filtrační metoda. Využívá běžného modulátoru AM, za kterým následuje pásmová propust pro dolní nebo horní postranní pásmo. Charakteristika propusti musí mít strmý průběh, což je obvykle těžko splnitelné. Proto se častěji používají jiné způsoby modulace, např. fázová diskriminační metoda. Blokové schéma modulátoru tohoto typu je

nakresleno na obr. 5.11. Modulátor SSB-SC se skládá ze dvou stejných součinných modulátorů (DSB-SC), zdroje nosné, dvou obvodů pro fázový posuv signálu o  $90^\circ$  a rozdílového resp. součtového obvodu, kterým je vybráno horní resp. dolní postranní pásmo. Pro harmonický modulační signál  $u_m(t) = U_m \cos \Omega t$  a nosnou  $u_0(t) = U_0 \cos \omega_0 t$  dostaneme na výstupech jednotlivých modulátorů signály ve tvaru

$$u_1(t) = U_0 \cos \omega_0 t \cdot U_m \cos \Omega t = \frac{U_0 U_m}{2} \cos (\omega_0 + \Omega) t + \frac{U_0 U_m}{2} \cos (\omega_0 - \Omega) t, \quad (5.25)$$

$$u_2(t) = U_0 \sin \omega_0 t \cdot U_m \sin \Omega t = \frac{U_0 U_m}{2} \cos (\omega_0 - \Omega) t - \frac{U_0 U_m}{2} \cos (\omega_0 + \Omega) t. \quad (5.26)$$

Součtem signálů  $u_1(t)$  a  $u_2(t)$  získáme signál dolního postranního pásma, jejich odečtením získáme naopak signál horního postranního pásma. Důležitým blokem modulátoru je obvod fázového posuvu v cestě modulačního signálu, který musí dostatečně přesně provádět fázový posuv  $90^\circ$  v celém pásmu modulačních kmitočtů.

## 5.2.5 Kvadrurní modulátor QAM

Kvadrurní modulace se používá v případech, kdy je třeba přenášet dva nezávislé modulační signály  $u_{m1}(t)$  a  $u_{m2}(t)$ . Využívají se k tomu dvě nosné se stejným kmitočtem, které jsou vzájemně posunuty o  $90^\circ$ . Každá nosná je modulovaná jiným modulačním signálem. Výstupní signály obou modulátorů se sčítají. Na výsledný signál je možné pohlížet buď jako na dvě zcela samostatné amplitudově modulované nosné nebo jako na jedinou nosnou, která je současně modulovaná amplitudově i fázově.

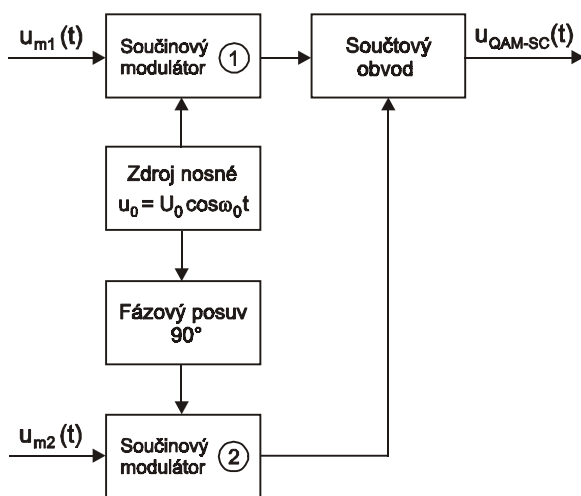
Velice často se v praxi používá varianta kvadrurní modulace, kdy jsou obě nosné zcela potlačeny a přenášejí se pouze postranní pásma. Blokové schéma kvadrurního modulátoru QAM-SC je nakresleno na obr. 5.12. Výstupní signál modulátoru lze vyjádřit vztahem

$$u_{QAM-SC}(t) = u_{m1}(t)U_0 \cos \omega_0 t + u_{m2}(t)U_0 \sin \omega_0 t. \quad (5.27)$$

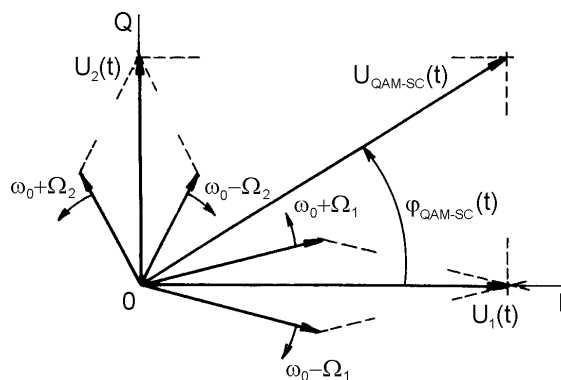
Vektorový diagram modulace QAM-SC je pro harmonické modulační signály s kmitočty  $\Omega_1$  a  $\Omega_2$  nakreslen na obr. 5.13. Pro velikosti jednotlivých vektorů platí

$$U_1(t) = u_{m1}(t)U_0, \quad U_2(t) = u_{m2}(t)U_0, \quad (5.28a,b)$$

$$U_{QAM-SC}(t) = \sqrt{U_1^2(t) + U_2^2(t)}, \quad \varphi_{QAM-SC}(t) = \arctan \frac{U_2(t)}{U_1(t)}. \quad (5.29a,b)$$



Obr. 5.12. Kvadrurní modulátor QAM-SC



Obr. 5.13. Vektorový diagram modulace QAM-SC

## 5.3 Modulátory FM

U kmitočtové modulace, která je variantou úhlové modulace, se okamžitý kmitočet modulovaného signálu mění v závislosti na velikosti modulačního signálu. Pro harmonický modulační signál (napětí)  $u_m(t) = U_m \cos \Omega t$ , má kmitočtově modulovaný signál tvar

$$u_{FM}(t) = U_0 \cos [\omega_0 t + \beta \sin \Omega t], \quad (5.30)$$

kde  $\beta = \Delta f / F = \Delta \omega / \Omega$  je index kmitočtové modulace,  
 $\Delta f = k_{FM} U_m$  je kmitočtový zdvih (deviace) signálu,  
 $F$  je modulační kmitočet a  
 $k_{FM}$  je kmitočtová citlivost modulátoru FM, závislá na jeho konstrukci.

Při  $\beta \ll 1$  hovoříme o úzkopásmové kmitočtové modulaci  $FM_{NB}$  (*Narrow Band*), která je některými vlastnostmi (šířka pásma, šumové parametry, aj.) blízká amplitudové modulaci AM. Širokopásmová kmitočtová modulace FM (někdy označovaná také  $FM_{BB}$  - *Broad Band*) je charakterizovaná indexem  $\beta > 1$ . S rostoucím  $\beta$  vzrůstá i nutná šířka kmitočtového pásma pro přenos signálu, ale současně se také zvyšuje poměr signál-šum po demodulaci signálu, což se v řadě aplikací využívá. Pro obecný (neharmonický) modulační signál se místo indexu  $\beta$  používá k popisu modulovaného signálu tzv. deviační poměr  $D$  (*Deviation Ratio*). Je definován jako poměr maximálního kmitočtového zdvihu  $\Delta f_{max}$ , dosahovaného při maximální hodnotě modulačního signálu, a maximálního kmitočtu  $F_{max}$  modulačního signálu.

Spektrum kmitočtově modulovaného signálu, při harmonickém modulačním signálu, se stanoví pomocí Besselových funkcí prvního druhu, nultého až  $n$ -tého řádu, argumentu  $\beta$ . Velikost nosné je určena Besselovou funkcí  $J_0(\beta)$  prvního druhu nultého řádu a při určitých hodnotách  $\beta$  může být i nulová. Spektrum modulovaného signálu je v obecném případě nekonečně široké. V praxi se jeho potřebná šířka pásma určuje podle Carsonova vzorce

$$B_{FM} \cong 2(F + \Delta f) = 2F(1 + \beta). \quad (5.31a)$$

V případě obecného modulačního signálu má Carsonův vzorec tvar

$$B_{FM} \cong 2(F_{max} + \Delta f_{max}) = 2F_{max}(1 + D). \quad (5.31b)$$

Obsahuje-li signál všechny složky spektra, má konstantní amplitudu a jeho výkon je také konstantní.

Ze srovnání známých vztahů pro kmitočtově a fázově modulovaný signál vyplývá, že oba signály budou identické, tj. budou mít stejný časový průběh i stejné spektrum, jestliže bude platit obecný vztah

$$\Delta \omega \int_0^t f_{mFM}(t) dt = \Delta \varphi f_{mPM}(t), \quad (5.32)$$

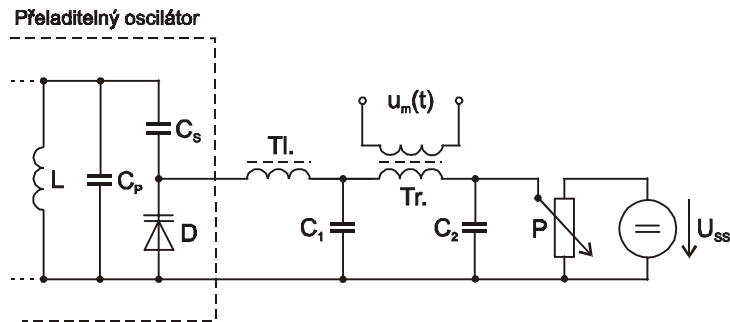
kde  $\Delta \omega$  je kmitočtový zdvih kmitočtové modulace,  $\Delta \varphi$  je fázový zdvih fázové modulace a  $f_{mFM}(t)$  resp.  $f_{mPM}(t)$  jsou příslušné normované modulační signály, nabývající hodnot v rozmezí  $-1$  až  $+1$ . Ze vztahu (5.32) vyplývá, že kmitočtově modulovaný signál můžeme vytvořit buď přímo pomocí modulátoru FM, na jehož vstup přivedeme modulační signál  $f_{mFM}(t)$ , nebo nepřímo pomocí modulátoru PM, na jehož vstup přivedeme tentýž modulační signál podrobený integraci. **Modulátory pro přímou FM** jsou nejčastěji realizovány oscilátorem řízeným napětím VCO. **Modulátory pro nepřímou FM** se realizují pomocí fázového modulátoru, na jehož vstup je přiváděn integrováný modulační signál.

### 5.3.1 Modulátory pro přímou FM

Modulátor pro přímou FM bývá nejčastěji realizován s oscilátorem LC, u kterého se jedna z reaktancí rezonančního obvodu, a tím i jeho rezonanční kmitočet, mění v závislosti na modulačním signálu. Je možné použít například přeladitelný oscilátor LC a řídicí obvod varikapu upravit podle obr. 5.14.

Potenciometrem  $P$  se nastaví stejnosměrné napětí pro zajištění vhodného klidového pracovního bodu varikapu. Tím je nastaven kmitočet nosné. Ke stejnosměrnému napětí je superponováno modulační napětí z transformátoru  $Tr.$ , které mění kapacitu varikapu, a tím i kmitočet nosné, podle velikosti modulačního

signálu. Pro modulační signál musí mít vf tlumivka Tl. malou reaktanci, pro nosnou naopak velkou reaktanci. Podobně kapacitor  $C_1$  musí mít pro nosnou malou reaktanci, ale pro modulační signál velkou reaktanci. Kapacitor  $C_2$  má velkou kapacitu a představuje zkrat pro všechny střídavé signály v obvodu.



Obr. 5.14. Zjednodušené schéma zapojení modulátoru pro přímou FM

Proměnnou reaktanci je také možno realizovat pomocí reaktančního tranzistoru. Princip takového obvodu je naznačen na obr. 5.15a. K řízenému odporovému prvku (tranzistoru) jsou připojeny dvě obecné impedance  $Z_1$  a  $Z_2$ . Předpokládejme, že  $|I_D| \ll |I|$  a vstupní impedance řízeného prvku výrazně neovlivňuje proud  $I_D$ , což je možné v praxi splnit. Z pohledu výstupních svorek potom bude pro ekvivalentní impedanci  $Z_{EKV}$  platit

$$Z_{EKV} = \frac{U}{I_V} \cong \frac{U}{I} = \frac{U}{S U_f} = \frac{U}{S \frac{U Z_2}{Z_1 + Z_2}} = \frac{1}{S} + \frac{1}{S} \cdot \frac{Z_1}{Z_2} . \quad (5.33a)$$

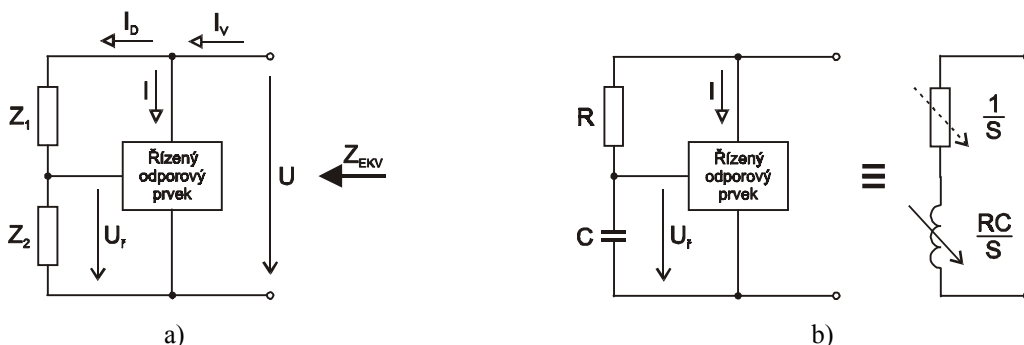
Pokud pracuje tranzistor v kmitočtové oblasti vzdálené od kmitočtu  $f_T$ , můžeme jeho strmost považovat za reálnou veličinu a vztah (5.32) bude mít tvar

$$Z_{EKV} = \frac{1}{S} + \frac{1}{S} \cdot \frac{Z_1}{Z_2} . \quad (5.33b)$$

Ekvivalentní impedanci  $Z_{EKV}$  je možné realizovat vhodnou kombinací impedancí  $Z_1$ ,  $Z_2$ . Pro tři základní pasivní obvodové prvky (rezistor, kapacitor a induktor) existují pouze čtyři možnosti zapojení těchto impedancí (nemůže být použita kombinace dvou reaktančních prvků). Jedna z možností je nakreslena na obr. 5.15b, kde je použita kombinace rezistoru a kapacitoru, tj.  $Z_1 = R$  a  $Z_2 = 1/j\omega C$ . Pro ekvivalentní impedanci v tomto případě platí

$$Z_{EKV} = \frac{1}{S} + \frac{1}{S} \cdot \frac{Z_1}{Z_2} = \frac{1}{S} + \frac{1}{S} \cdot \frac{R}{\frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{S} + j\omega \left( \frac{RC}{S} \right) = R_{EKV} + j\omega L_{EKV} . \quad (5.34)$$

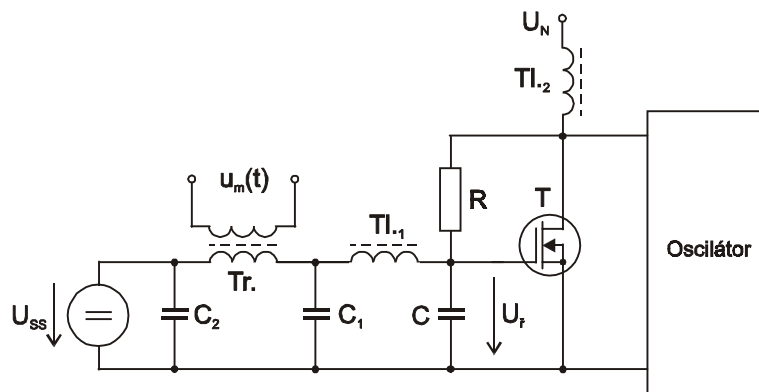
Změnu ekvivalentní indukčnosti  $L_{EKV}$  dosáhneme změnou strmosti  $S$  řízeného prvku, kterou můžeme ovlivňovat řídicím napětím  $U_f$ , úměrným modulačnímu signálu. Bohužel současně dochází i k ovlivňování ekvivalentního odporu  $R_{EKV}$ , takže může vzniknout parazitní amplitudová modulace. Proto je výhodné používat řízené prvky s velkou strmostí.



Obr. 5.15. a) Princip reaktančního tranzistoru, b) zapojení s řízenou indukčností

Zjednodušené schéma zapojení modulatoru FM s reaktančním tranzistorem je nakresleno na obr. 5.16. Řídící napětí  $U_f$  je dáno superpozicí stejnosměrného napětí  $U_{SS}$  pro nastavení klidového pracovního bodu tranzistoru a střídavého napětí úměrného modulačnímu signálu  $u_m(t)$ .

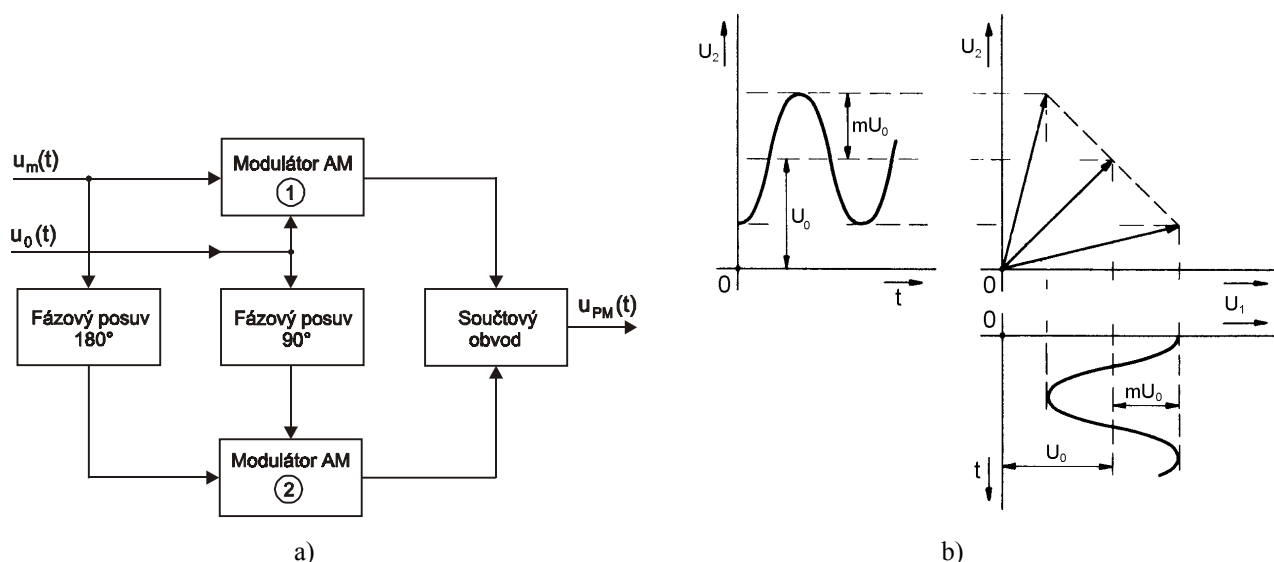
Statické modulační charakteristiky uvedených modulatorů jsou lineární pouze v úzkém rozsahu napětí resp. kmitočtů a jsou tedy vhodné jen jako modulatory  $FM_{NB}$  úzkopásmových signálů s malým kmitočtovým zdvihem  $\Delta f$ . Modulatory  $FM_{BB}$  širokopásmových signálů se realizují tak, že se nejdříve provede úzkopásmová modulace ( $\beta \ll 1$ ) s relativně nízkým kmitočtem nosné  $f_{01}$  a malým kmitočtovým zdvihem  $\Delta f_1$ , umožňující ale dosažení výborné linearity. Takto získaný signál se v násobiči kmitočtu s koeficientem  $n$  transponuje na požadovaný kmitočet nosné  $f_0 = n f_{01}$ , přičemž se současně zvětší i kmitočtový zdvih na hodnotu  $\Delta f = n \Delta f_1$ . Modulační charakteristika modulatoru s výstupním širokopásmovým signálem ( $\beta > 1$ ) je potom lineární v dostatečně širokém rozsahu napětí resp. kmitočtů.



Obr. 5.16. Zjednodušené schéma zapojení modulatoru FM s reaktančním tranzistorem

### 5.3.2 Modulatory pro nepřímou FM

Modulátor pro nepřímou FM je tvořen modulatorem PM na jehož vstup se přivádí integrovaný modulační signál. Velkou výhodou takto modulovaných signálů je vysoká stabilita kmitočtu nosné.



Obr. 5.17. Armstrong-Crosby modulátor PM: a) blokové schéma zapojení, b) vektorový diagram

K neznámějším modulatorům PM patří Armstrong-Crosby modulátor, jehož blokové schéma zapojení je nakresleno na obr. 5.17a. Skládá se ze dvou identických modulatorů AM, součtového obvodu a obvodů pro posuv signálu o  $90^\circ$  a  $180^\circ$ . Modulační, například harmonický signál  $u_m(t) = U_m \cos \Omega t$  se

přivádí na první modulátor AM přímo, na druhý modulátor AM potom fázově posunutý o  $180^\circ$ . Nosná  $u_0(t) = U_0 \cos \omega_0 t$  se přivádí na první modulátor AM také přímo, na druhý fázově posunutá o  $90^\circ$ . Výstupní signály obou modulátorů AM se sčítají a vytváří výsledný fázově modulovaný signál.

Vektorové znázornění signálů modulátoru PM je nakreslen na obr. 5.17b. Z něj vyplývá, že maximální fázový zdvih modulátoru je asi jeden radián. Vzhledem k tomu, že velikost vektoru výsledného signálu se mění (množinou koncových bodů jednotlivých vektorů je úsečka), obsahuje výstupní signál také nežádoucí amplitudovou modulaci. Tu lze však odstranit pomocí omezovačů amplitudy signálu.

Další možností realizace úzkopásmového modulátoru PM je využití krystalového oscilátoru. Jeho signál se stabilním kmitočtem  $f_0$  (kmitočet nosné) a fází je přiváděn do zesilovače se zátěží tvořenou paralelním rezonančním obvodem. Kapacita rezonančního obvodu je realizovaná varikapem a mění se v závislosti na modulačním signálu. Změny rezonančního kmitočtu  $\Delta f(t)$  tohoto obvodu, nemohou ovlivnit kmitočet signálu generovaného krystalovým oscilátorem, způsobí však odpovídající změny fáze  $\Delta \varphi(t)$  vysokofrekvenčního napětí, které na obvodu vzniká. Tím se vytváří požadovaný fázově modulovaný signál. Linearita modulační charakteristiky tohoto modulátoru je dána linearitou fázové charakteristiky rezonančního obvodu. Proto se klidový pracovní bod modulátoru, tj. kmitočet nosné  $f_0$ , volí v bodě, který odpovídá inflexnímu bodu na fázové charakteristice rezonančního obvodu.

## 6 DEMODULÁTORY

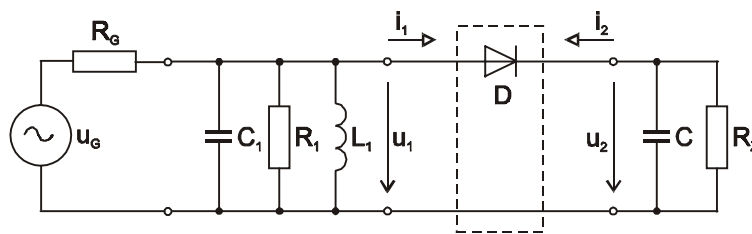
Demodulace signálu je proces, při kterém se z modulovaného signálu získá původní modulační signál. Obvody realizující proces demodulace se nazývají demodulátory. Podle vstupního modulovaného signálu je rozdělujeme na demodulátory AM signálů a demodulátory FM a PM signálů. Na jejich výstupu požadujeme nezkreslený modulační signál [4], [7], [10].

### 6.1 Demodulátory AM signálů

#### 6.1.1 Diodový detektor

Nejjednodušším demodulátorem AM signálu je diodový detektor obálky (*Envelope Detector*). Jeho obecné schéma zapojení je nakresleno na obr. 6.1. Nelineární prvek (diodu  $D$ ) nezbytný pro demodulaci můžeme obecně pokládat za detekční dvojbran, popsaný dvojbranovými rovnicemi

$$i_1 = F_1(u_1, u_2), \quad i_2 = F_2(u_1, u_2). \quad (6.1a,b)$$



Obr. 6.1. Obecné zapojení diodového detektoru

Uvažujme, že zdroj dodává nemodulovaný harmonický signál (nosnou) a paralelní rezonanční obvod má vysoký činitel jakosti. Na vstupu detektoru je proto pouze harmonické napětí  $u_1(t) = U_1 \cos \omega t$ . Kapacitor  $C$  připojený paralelně k zátěži  $R_z$  má zanedbatelnou reaktanci pro složku s kmitočtem  $\omega$  i pro složky vyšších harmonických. Na výstupu detektoru je tedy pouze stejnosměrné napětí  $U_{2S}$ . S uvažováním těchto předpokladů můžeme rovnice (6.1) přepsat do tvaru

$$I_1 = f_1(U_1, U_{2S}), \quad I_{2S} = f_2(U_1, U_{2S}), \quad (6.2a,b)$$

kde  $I_1$  je amplituda první harmonické proudu na vstupu detektoru a  $I_{2S}$  je výstupní stejnosměrný proud detektoru. Funkce (6.2a) popisuje **vstupní charakteristiky** detekčního dvojbranu, zatímco funkce (6.2b) popisuje tzv. **křivky usměrnění**. Základními parametry detektoru jsou **napěťový přenos** a **ekvivalentní vstupní odpor**, definované vztahy

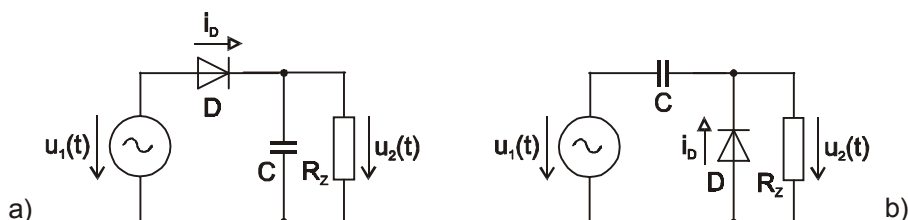
$$A_u = \frac{U_{2S}}{U_1}, \quad R_{vst} = \frac{U_1}{I_1}. \quad (6.3a,b)$$

Podle vzájemného zapojení zdroje signálu, diody a zátěže, rozeznáváme dvě základní zapojení detektoru, a to sériové (obr. 6.2a) a paralelní (obr. 6.2b). Jsou-li stejná vstupní napětí i všechny ostatní prvky obou detektorů, mají oba detektory stejný napěťový přenos, avšak jejich ekvivalentní vstupní odpory jsou různé a platí pro ně přibližné vztahy

$$R_{vst\ par} \cong \frac{R_z}{3}, \quad R_{vst\ sér} \cong \frac{R_z}{2}. \quad (6.4a,b)$$

U sériového detektoru se stejnosměrný proud tekoucí diodou uzavírá přes zdroj signálu a zátěž je pro všechny střídavé složky zkratována kapacitorem  $C$ . U paralelního detektoru je zdroj od zátěže stejnosměrně oddělen kapacitorem  $C$  a na zátěži je kromě stejnosměrného napětí i napětí střídavé.



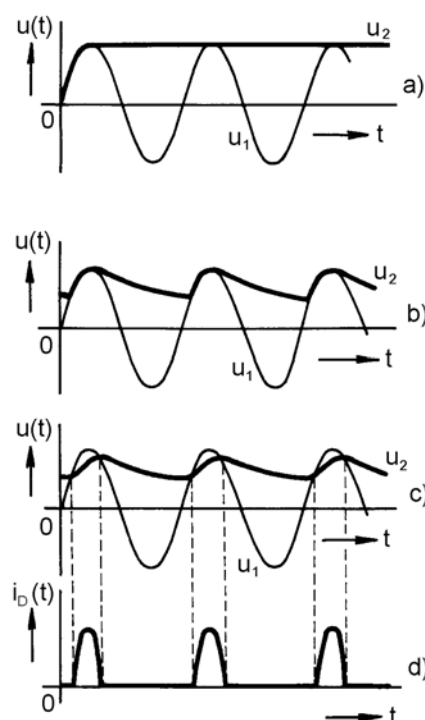


Obr. 6.2. Diodový detektor: a) sériový, b) paralelní

Časové průběhy napětí a proudu jsou pro sériový detektor nakresleny na obr. 6.3. V případě, kdy platí  $C \rightarrow \infty$ ,  $R_Z \rightarrow \infty$  a dioda je ideální, tj. v propustném směru je na ní nulové napětí a v závěrném směru jí teče nulový proud, má výstupní napětí  $u_2$  průběh podle obr. 6.3a. Napěťový přenos detektoru  $A_U \rightarrow 1$  a detektor se nazývá špičkový.

Na obr. 6.3b je nakreslen průběh výstupního napětí detektoru, u kterého je dioda opět ideální, ale  $C = konst.$ , a  $R_Z = konst.$  Výstupní napětí v tomto případě sleduje napětí vstupní až do doby, kdy vstupní napětí klesne pod hodnotu napětí výstupního, což je způsobeno pomalým vybíjením kapacitoru  $C$  přes rezistor  $R_Z$ . Dioda se uzavře a výstupní napětí klesá exponenciálně s časovou konstantou  $\tau = R_Z C$ . Pokles napětí trvá tak dlouho, dokud se vstupní napětí nezvýší nad hodnotu napětí výstupního. Potom se dioda otevře a výstupní napětí opět sleduje napětí vstupní, při současném dobíjení kapacitoru ze zdroje napětí. Výstupní napětí má kromě stejnosměrné složky i nežádoucí složku střídavou, jejíž rozkmit je tím větší, čím menší je časová konstanta  $\tau = R_Z C$ .

Při použití skutečné diody, na které vzniká v propustném směru úbytek napětí závislý na velikosti protékajícího proudu, a za podmínek  $C = konst.$ , a  $R_Z = konst.$ , bude mít výstupní napětí průběh podle obr. 6.3c. Z tohoto obrázku lze odvodit časové intervaly, ve kterých je otevřena dioda  $D$  (obr. 6.3d). Proud tekoucí do zátěže  $R_Z$  je tedy po většinu doby periody vstupního signálu tvořen proudem z kapacitoru  $C$ . Pouze po dobu otevření diody teče proud do zátěže ze zdroje signálu a současně je po tuto dobu dobíjen i kapacitor  $C$ .



Obr. 6.3. Časové průběhy napětí a proudu u sériového detektoru

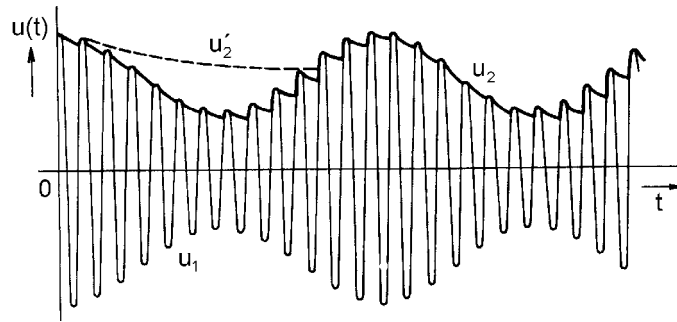
Volba časové konstanty  $\tau = R_Z C$  detektoru je důležitá, neboť na ní závisí nejen napěťový přenos, ale i rozkmit střídavé složky výstupního napětí detektoru. Přivedeme-li na vstup detektoru amplitudově modulovaný signál  $u_1(t) = U_1(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t$ , musí být časová konstanta  $\tau$  volena tak, aby pro nosnou představoval detektor setrvačný obvod a pro signál modulačního kmitočtu se choval jako nesetrvačný obvod. Tyto požadavky lze vyjádřit vztahem

$$\frac{1}{\omega} \ll R_Z C \ll \frac{1}{\Omega} \quad (6.5)$$

V případě obecného modulačního signálu s mezními kmitočty spektra  $\Omega_{\min}$  a  $\Omega_{\max}$ , je třeba ve vztahu (6.5) uvažovat maximální modulační kmitočet  $\Omega_{\max}$ .

Vliv časové konstanty na výstupní napětí detektoru je nakreslen na obr. 6.4. Při optimální časové konstantě  $\tau_{opt}$ , zvolené podle vztahu (6.5), bude mít výstupní napětí průběh nakreslený na obr. 6.4 silnou plnou čarou. Je vidět, že výstupní napětí detektoru velice přesně sleduje modulační obálku a tedy modulační signál. Kdyby byla časová konstanta menší než  $\tau_{opt}$ , střední hodnota výstupního napětí detektoru by opět byla úměrná modulačnímu signálu, avšak napěťový přenos detektoru by se výrazně snížil. Kdybychom zvolili časovou konstantu příliš velikou, nastal by případ nakreslený na obr. 6.4 čárkovanou čarou. Výstupní

napětí  $u_2'$  v tomto případě nesleduje modulační obálku modulovaného signálu a nastává nežádoucí jev nazývaný **odtržení modulační obálky**. Projeví se velkým zkreslením výstupního signálu detektoru.



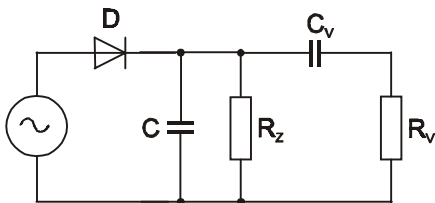
Obr. 6.4. Výstupní signál diodového detektoru pro různé časové konstanty  $\tau$

Aby k odtržení modulační obálky nedošlo, musí být rychlost změny (pokles) výstupního napětí detektoru (tj. pokles napětí na kapacitoru  $C$ ) větší, než největší rychlost změny (pokles) napětí  $U_m(t) = U_1[1 + m \cos(\Omega t + \varphi)]$  obálky modulovaného signálu. Tuto podmínku lze vyjádřit nerovností

$$\left| \frac{du_2}{dt} \right| \geq \left| \frac{dU_m}{dt} \right|_{\max} \quad (6.6)$$

Z obr. 6.4 vyplývá, že splnění nerovnosti (6.6) bude záviset nejen na časové konstantě detektoru, ale i na maximální hloubce modulační  $m_{\max}$  a maximální kmitočtu  $\Omega_{\max}$  modulačního signálu. Rozborem nerovnosti (6.6) lze podle [10] odvodit vztah, který musí splňovat časová konstanta detektoru, aby nedošlo k odtržení modulační obálky

$$R_Z C \leq \frac{\sqrt{1 - m_{\max}^2}}{\Omega_{\max} m_{\max}} \quad (6.7)$$



Obr. 6.5. Demodulátor AM signálu

Výstupní signál detektoru obsahuje stejnosměrnou složku, která se obvykle odstraňuje vazebním kapacitorem  $C_V$ , jak je nakresleno na obr. 6.5. Vstupní odpor následujícího obvodu je reprezentován rezistorem  $R_V$  a obvykle platí  $R_Z \ll R_V$ . Aby nedošlo k lineárnímu zkreslení modulačního signálu (kmitočtový rozsah  $\Omega_{\min}$  až  $\Omega_{\max}$ ), musí vazební kapacitor  $C_V$  a kapacitor  $C$  splňovat podmínky

$$\Omega_{\min} \gg \frac{1}{\tau_d} = \frac{1}{C_V(R_Z + R_V)} \cong \frac{1}{C_V R_V} \Rightarrow C_V \gg \frac{1}{\Omega_{\min} R_V} \quad (6.8)$$

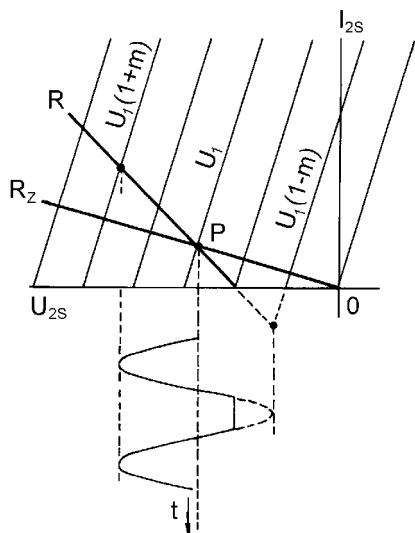
$$\Omega_{\max} \ll \frac{1}{\tau_h} = \frac{1}{C \frac{R_Z R_V}{R_Z + R_V}} \cong \frac{1}{C R_Z} \Rightarrow C \ll \frac{1}{\Omega_{\max} R_Z} \quad (6.9)$$

Pro nedomulovaný signál je zátěží detektoru rezistor  $R_Z$ , zatímco pro modulovaný signál, tj. pro jeho nízkofrekvenční složku, je zátěží paralelní kombinace rezistorů  $R_Z$  a  $R_V$ . Při nevhodné volbě rezistoru  $R_V$  může vzniknout zkreslení výstupního signálu, jak je naznačeno na obr. 6.6. Zde je nakreslena soustava křivek usměrnění detektoru, které jsou pro jednoduchost aproximovány lomenými přímkami. Parametrem každé charakteristiky je amplituda modulovaného signálu. Klidový pracovní bod  $P$  detektoru je dán průsečíkem křivky usměrnění s parametrem amplitudy nosné  $U_1$  a zatěžovací charakteristiky, jejíž směrnice je úměrná rezistoru  $R_Z$ . Je-li na detektor přiveden modulovaný signál, mění se amplituda modulovaného signálu v rozmezí hodnot  $U_1(1 - m)$  a  $U_1(1 + m)$ . Současně se změní zatěžovací odpor detektoru na hodnotu

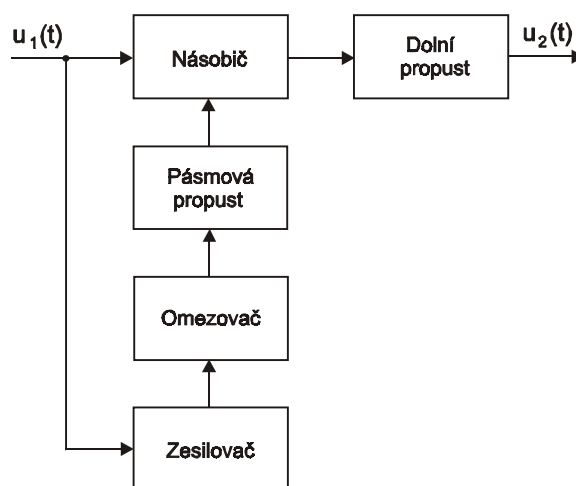
$$R = \frac{R_z R_V}{R_z + R_V}, \quad (6.10)$$

což má za následek změnu směrnice zatěžovací charakteristiky, která je nyní úměrná hodnotě  $R$ . Jak vyplývá z obr. 6.6, může při nevhodné volbě odporu  $R_V$  dojít k omezení (ořezání) signálu. Tento nežádoucí stav závisí nejen na odporu  $R_V$ , ale i na hloubce modulace. Aby nedošlo k omezení signálu, musí být podle [10] splněna podmínka

$$R_V \geq \frac{m_{\max}}{1 - m_{\max}} R_z. \quad (6.11)$$



Obr. 6.6. Zkreslení způsobené omezením signálu



Obr. 6.7. Synchronní demodulátor AM signálu

## 6.1.2 Synchronní (koherentní) demodulátor

Synchronní neboli koherentní demodulace je proces, při kterém se demodulace provádí pomocí referenčního signálu. Základem synchronního demodulátoru je analogový násobič nebo směšovač, ke kterému je přiváděn signál modulovaný a signál referenční. Nejčastěji se používá můstkové čtyřdiodové zapojení, obdobné zapojení součinnového modulátoru. Uvažujeme-li harmonický modulační signál, potom modulovaný signál má tvar  $u_1(t) = U_1(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t$ . Signál referenční musí být v dokonalé kmitočtové i fázové koherenci s nosnou vstupního signálu, tj. musí mít tvar  $u_{ref}(t) = U_{ref} \cos \omega t$ . Na výstupu násobiče dostáváme součin obou signálů

$$\begin{aligned} u_2'(t) &= u_1(t) u_{ref}(t) = U_1(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t \cdot U_{ref} \cos \omega t = \\ &= \frac{U_1 U_{ref}}{2} \cos 2\omega t + \frac{U_1 U_{ref}}{2} + \frac{m U_1 U_{ref}}{4} \cos(2\omega + \Omega)t + \frac{m U_1 U_{ref}}{4} \cos \Omega t + \\ &+ \frac{m U_1 U_{ref}}{4} \cos(2\omega - \Omega)t + \frac{m U_1 U_{ref}}{4} \cos(-\Omega t). \end{aligned} \quad (6.12)$$

Signál  $u_2'(t)$  obsahuje také stejnosměrnou složku, která je úměrná velikosti nosné a může být podle potřeby využita k různým účelům (např. automatické řízení zisku AGC – *Automatic Gain Control*). Po průchodu signálu dolní propustí s mezní kmitočtem  $\omega$  a odstranění stejnosměrné složky, je výstupní signál demodulátoru

$$u_2(t) = \frac{m U_1 U_{ref}}{2} \cos \Omega t. \quad (6.13)$$

Jeho velikost je úměrná amplitudě referenčního signálu, kterou je možné nastavit na relativně velkou úroveň. Tím lze zabránit zkreslení demodulovaného signálu při selektivním úniku nosné což je velkou výhodou synchronního demodulátoru ve srovnání s diodovým detektorem.

Referenční signál se vytváří ze vstupního modulovaného signálu, způsobem naznačeným na obr. 6.7. Vstupní modulovaný signál se nejdříve dostatečně zesílí, dále se amplitudově omezí a potom se kmitočtově filtruje pásmovou propustí se středním kmitočtem  $\omega$ . Velikost amplitudy regenerované nosné lze nastavit podle potřeby přidavným zesilovačem (v obr. 6.7 není zakreslen).

Šumové poměry synchronního demodulátoru lze pro harmonický modulační signál vyjádřit vztahem

$$\left(\frac{S}{N}\right) = \frac{m^2}{2+m^2} \left(\frac{C}{N}\right), \quad (6.14)$$

kde  $S/N$  (*Signal to Noise*) je poměr signál/šum na výstupu demodulátoru a  $C/N$  (*Carrier to Noise*) je poměr signál/šum na vstupu demodulátoru. Ze vztahu (6.14) je zřejmé, že synchronní demodulátor zhoršuje poměr signál/šum. Pro největší hloubku modulace  $m=1$  je zhoršení trojnásobné, při menších hloubkách modulace je situace ještě horší. Ve srovnání s asynchronním diodovým detektorem je však synchronní demodulátor výhodnější zvláště při demodulaci malých signálů. Jeho příznivé vlastnosti se však rychle ztrácí, zhorší-li se koherence referenčního signálu s nosnou vstupního AM signálu.

Princip synchronní demodulace se využívá i při demodulaci signálů DSB, SSB a QAM, kde se však referenční signál vytváří komplikovanějším způsobem než bylo uvedeno, např. pomocí fázového závěsu.

## 6.2 Demodulátory FM signálů

### 6.2.1 Fázový detektor

Fázový detektor (ve starší literatuře nazýván také fázový diskriminátor) je nelineární trojbran, jehož výstupní napětí je úměrné fázovému posuvu dvou vstupních napětí. Jedno vstupní napětí se obvykle nazývá referenční, druhé se označuje jako napětí signálové. Detektor se používá nejen k demodulaci FM signálů, ale i v obvodech fázových závěsů a řadě dalších aplikací.

Přivedeme-li na vstupy detektoru harmonická napětí  $u_1(t) = U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$  a  $u_2(t) = U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2)$ , potom výstupní napětí detektoru bude obsahovat řadu harmonických a intermodulačních složek. Z nich vybereme dolní propustí rozdílovou složku

$$u_{vyst}(t) = KU_1 U_2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)], \quad (6.15)$$

kde  $K$  je konstanta závislá na zapojení detektoru. Okamžitá fáze  $\varphi = (\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)$  výstupního napětí se rovná rozdílu okamžitých fází jednotlivých vstupních napětí. Skládá se ze složky úměrné rozdílu kmitočtů a složky úměrné rozdílu počátečních fází obou signálů. Podle vzájemného vztahu kmitočtů obou vstupních napětí, rozeznáváme dva režimy činnosti fázového detektoru, pro které platí

$$\bullet \quad \omega_1 = \omega_2 \quad \dots \quad u_{vyst} = KU_1 U_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2), \quad (6.16a)$$

$$\bullet \quad \omega_1 \neq \omega_2, \quad \varphi_1 = \varphi_2 \quad \dots \quad u_{vyst}(t) = KU_1 U_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t. \quad (6.16b)$$

V prvním případě je výstupní napětí detektoru stejnosměrné a je úměrné rozdílu počátečních fází vstupních napětí. Ve druhém případě se výstupní napětí periodicky mění s kmitočtem  $\omega_1 - \omega_2$ . V obou případech závisí výstupní napětí detektoru i na amplitudách vstupních napětí.

Základní charakteristikou fázového detektoru je závislost výstupního napětí  $u_{vyst}$  na rozdílu fází  $\varphi$  vstupních napětí. Jak vyplývá z obr. 6.8a, vykazuje tato charakteristika periodičnost s periodou  $2\pi$ . Důležitým parametrem detektoru je *strmost*  $S_{FD}$  jeho charakteristiky, definovaná vztahem

$$S_{FD} = \left( \frac{du_{vyst}}{d\varphi} \right)_{\max}. \quad (6.17)$$

Dalším důležitým parametrem je *činitel přenosu napětí detektoru*  $K_{FD}$ , vyjadřující poměr výstupního napětí  $u_{vyst}$  a amplitudy vstupního napětí  $U_1$  (signálové napětí), při  $\varphi = konst.$  a  $U_2 = konst.$  (referenční napětí)

$$K_{FD} = \frac{U_{výst}}{U_1} \quad (6.18)$$

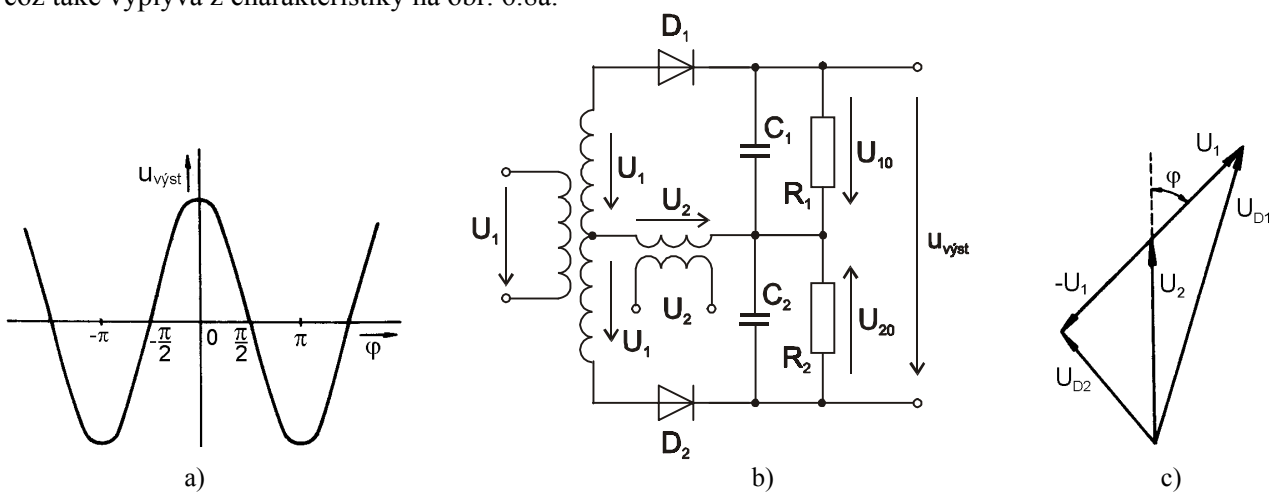
Základní zapojení fázového detektoru je nakresleno na obr. 6.8b. Skládá se ze dvou diodových detektorů, ke kterým se přivádí součet resp. rozdíl vstupních napětí. Obvykle se používají stejné diody a platí  $R_1 = R_2 = R$  a  $C_1 = C_2 = C$ , takže oba diodové detektory jsou stejné. Napětové poměry fázového detektoru jsou znázorněny na obr. 6.8c. Při fázovém posuvu  $\varphi$  vstupních napětí je na vstupu prvního diodového detektoru napětí  $U_{D1}$  a na vstupu druhého diodového detektoru napětí  $U_{D2}$ . Pro výstupní stejnosměrná napětí těchto detektorů platí

$$U_{10} = A_u U_{D1}, \quad U_{20} = A_u U_{D2}, \quad (6.19a,b)$$

kde napětový přenos  $A_u \rightarrow 1$ . Rozdíl těchto napětí je výstupní napětí fázového detektoru

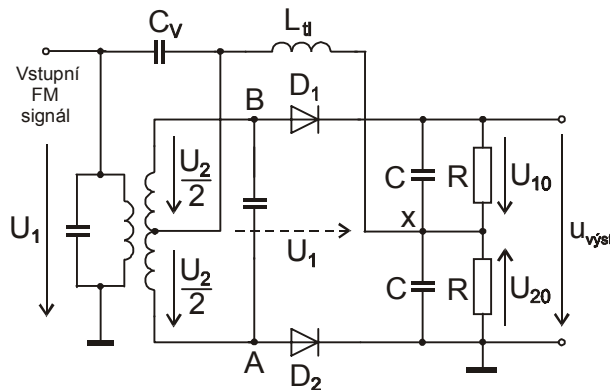
$$u_{výst} = U_{10} - U_{20}. \quad (6.20)$$

V případě, že fázový posuv vstupních napětí bude  $\varphi = 90^\circ$ , výstupní napětí fázového detektoru bude nulové, což také vyplývá z charakteristiky na obr. 6.8a.



Obr. 6.8. Fázový detektor: a) charakteristika  $u_{výst} = f(\varphi)$ , b) schéma zapojení, c) vektorový diagram napětí

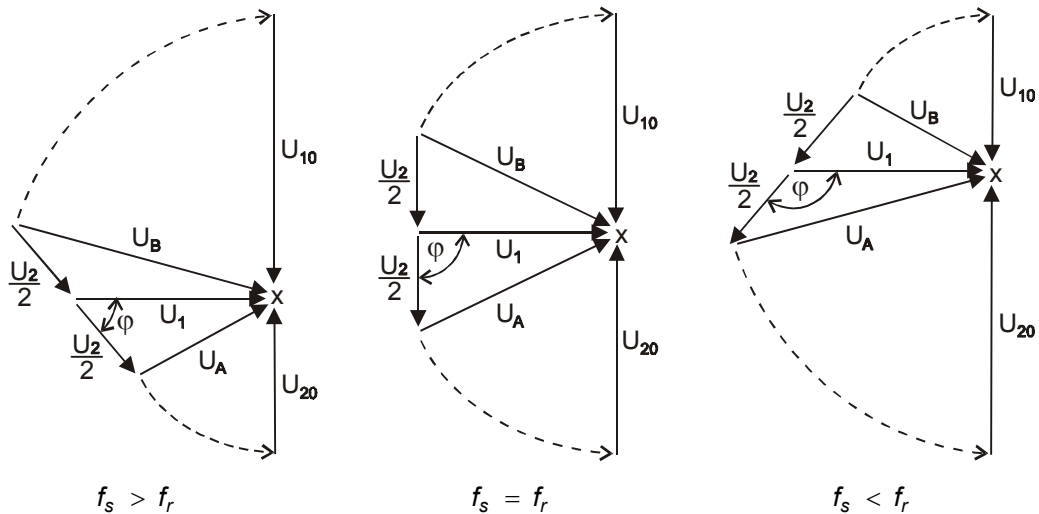
Fázový detektor je možné využít i k demodulaci FM signálu. Obě potřebná napětí se vytváří ze vstupního FM signálu. Využívá se přitom vlastnosti pásmové propusti, sestavené ze dvou paralelních rezonančních obvodů naladěných na stejný rezonanční kmitočet  $f_r$ , u které se při změně kmitočtu  $f_s$  vstupního signálu mění fázový posuv mezi výstupním a vstupním napětím. Jestliže platí  $f_s = f_r$ , je fázový posuv  $\varphi = 90^\circ$ .



Obr. 6.9. Demodulátor FM signálu

Schéma zapojení demodulátoru FM signálu je nakresleno na obr. 6.9. Vstupní napětí  $U_1$  se přivádí přes kapacity  $C_V$  a  $C$  mezi střed sekundárního vinutí pásmové propusti a bod X (naznačeno čárkovanou

šipkou). Střed sekundárního vinutí rozděljuje sekundární napětí  $U_2$  pásmové propusti na poloviny. Na jeden diodový detektor (mezi bod B a X) je přiváděn součet napětí  $U_1$  a  $U_2/2$ , na druhý diodový detektor (mezi body A a X) rozdíl napětí  $U_1$  a  $U_2/2$ . Tlumivka  $L_{II}$  uzavírá obvody obou diodových detektorů pro stejnosměrné složky jejich signálů. Její reaktance na pracovním kmitočtu je však dostatečně veliká, aby neovlivnila velikost napětí  $U_1$ .

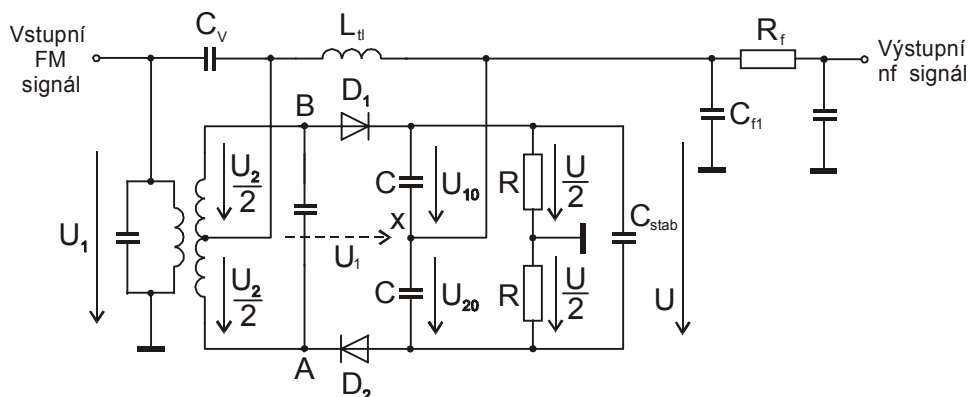


Obr. 6.10. Vektorové diagramy pro různé kmitočty  $f_s$  vstupního signálu

Vektorový diagram napětí demodulátoru FM signálu je pro různé kmitočty  $f_s$  vstupního signálu nakreslen na obr. 6.10. Z něj vyplývá, že při  $f_s > f_r$  je  $u_{výst} > 0$ , při  $f_s = f_r$  je  $u_{výst} = 0$  a při  $f_s < f_r$  je  $u_{výst} < 0$ . Nevýhodou tohoto demodulátoru je velká citlivost výstupního napětí na amplitudové změny (impulsní poruchy) vstupních napětí. Proto je nutné před demodulátorem FM signál dostatečně zesílit a amplitudově omezit.

## 6.2.2 Poměrový demodulátor

Od fázového demodulátoru se liší především opačně zapojenými diodami. Vstupní FM signál s amplitudou  $U_1$  a okamžitým kmitočtem  $f_s$  se přivádí na vstup pásmové propusti tvořené dvojicí paralelních rezonančních obvodů vázaných induktivní vazbou, z nichž každý je naladěn na kmitočet  $f_r$ , který by měl být totožný s kmitočtem nosné vstupního FM signálu. Pokud přivádíme na vstup pásmové propusti signál s kmitočtem  $f_s = f_r$ , je výstupní napětí  $U_2$  zpožděné vůči vstupnímu napětí  $U_1$  o  $90^\circ$ . Při změnách kmitočtu vstupního signálu dochází k změně fáze mezi napětími  $U_1$  a  $U_2$ . Této vlastnosti pásmové propusti se tedy využívá i u poměrového demodulátoru.

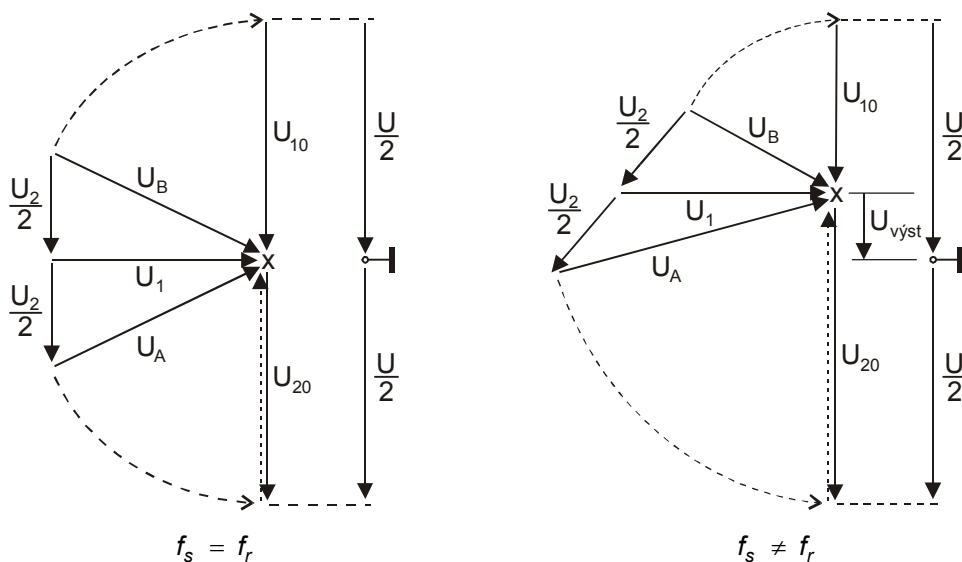


Obr. 6.11. Poměrový demodulátor

Napětí  $U_1$  je přivedeno přes  $C_v$  a  $C_{f1}$  mezi střed sekundárního vinutí pásmové propusti, který rozděluje sekundární napětí na poloviny, a bod X (v obr. 6.11 je toto napětí naznačeno čárkovanou šipkou). Na vstup diodového detektoru  $D_1$  (mezi body B a X) se tedy přivádí vektorový součet napětí  $U_1$  a  $U_2/2$ , zatímco na diodový detektor  $D_2$  (mezi body A a X) se přivádí vektorový rozdíl napětí  $U_1$  a  $U_2/2$ . Výstupní stejnosměrná napětí  $U_{10}$  a  $U_{20}$  obou detektorů se sčítají a vytvářejí napětí  $U$  na kapacitoru  $C_{stab}$ . Toto napětí je pomocí rezistorů  $R$  rozděleno na poloviny, přičemž střed rezistorů je uzemněn. Výstupní signál demodulátoru se odebírá z bodu X. Vysokofrekvenční tlumivka  $L_H$  uzavírá obvod obou diodových detektorů pro stejnosměrné složky signálů. Její reaktance je však dostatečně veliká, a proto neovlivňuje velikost napětí  $U_1$ .

Činnost poměrového demodulátoru je naznačena pomocí vektorových diagramů napětí na obr. 6.12. V případě, kdy platí  $f_s = f_r$ , jsou napětí  $U_1$  a  $U_2$  vzájemně posunuta o  $90^\circ$ . Na diodový detektor  $D_1$  působí napětí reprezentované vektorem  $U_B$  (vektorový součet napětí  $U_1$  a  $U_2/2$ ) a na diodový detektor  $D_2$  působí napětí reprezentované vektorem  $U_A$  (vektorový rozdíl napětí  $U_1$  a  $U_2/2$ ). Velikosti obou vektorů  $U_B$  a  $U_A$  jsou v tomto případě stejné. Po detekci těchto vysokofrekvenčních napětí dostáváme stejnosměrná napětí  $U_{10}$  a  $U_{20}$ . Směr napětí  $U_{20}$  je dán zapojením diody  $D_2$ , která je opačně pólovaná než dioda  $D_1$ . Vektor napětí  $U_{20}$  má proto opačný směr než čárkovaný vektor odvozený z vektoru  $U_A$ . Poněvadž napěťové přenosy obou diodových detektorů bývají až na znaménko stejné (detektory mají identické prvky a  $|A_u| \rightarrow 1$ ), jsou stejně veliká i napětí  $U_{10}$  a  $U_{20}$ . Jejich součet vytváří napětí  $U$ , které je rezistory  $R$  rozděleno přesně na poloviny. Výstupní napětí odebírané z bodu X vůči zemi, je v tomto případě nulové.

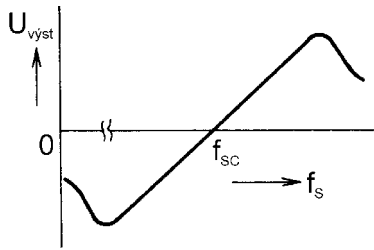
Jestliže bude platit  $f_s \neq f_r$ , nebude mezi napětími  $U_1$  a  $U_2$  fázový posuv  $90^\circ$  a vektory  $U_B$  a  $U_A$  budou mít různé velikosti. Usměrněná napětí  $U_{10}$  a  $U_{20}$  budou mít také různé velikosti, ale jejich součet bude opět vytvářet napětí  $U$ . Výstupní napětí demodulátoru bude v tomto případě různé od nuly neboť se změnil potenciál bodu X vůči zemi (na obr. 6.12 je výstupní napětí kladné).



Obr. 6.12. Vektorové diagramy napětí poměrového demodulátoru pro různé kmitočty vstupního signálu

Závislost výstupního napětí  $U_{výst}$  na kmitočtu vstupního signálu  $f_s$  je základní charakteristikou poměrového demodulátoru a nazývá se „S – křivka“ nebo demodulační charakteristika, obr. 6.13 ( $f_{sc}$  je kmitočet nosné). Využívá se její lineární části, ze které lze stanovit maximální změnu kmitočtu vstupního signálu (dvojnásobek kmitočtového zdvihu) i rozkmit výstupního signálu.

Před poměrovým demodulátorem, podobně jako před fázovým detektorem, musí být zapojen amplitudový omezovač, kterým se odstraní závislost výstupního napětí demodulátoru na velikosti vstupního napětí. Přesto je poměrový demodulátor vůči rychlým změnám velikosti vstupního signálu odolnější než



Obr. 6.13. „S-křivka“ poměrového demodulátoru

fázový detektor. Těto odolnosti je dosaženo zapojením kapacitoru  $C_{stab}$ , který spolu s rezistorem  $R$  vytváří setrvačný obvod s časovou konstantou  $\tau = 2RC_{stab}$ . Budou-li amplitudové změny vstupního signálu (poruchy) kratší než časová konstanta  $\tau$ , napětí  $U$  na kondenzátoru  $C_{stab}$  se nezmění a porucha se ve výstupním signálu demodulátoru neprojeví. Pokud se ovšem velikost vstupního signálu bude měnit pozvolna (pomalý únik signálu), budou se tyto změny bohužel projevovat i ve změně velikosti výstupního signálu.

Nevýhodou poměrového demodulátoru ve srovnání s fázovým detektorem je menší výstupní napětí (poloviční) při stejném kmitočtovém zdvihu vstupního signálu.

### 6.2.3 Koincidenční demodulátor

Patří mezi demodulátory s přeměnou FM signálu na šířkově modulovaný impulsový signál. Někdy se také označuje názvem *product detector*. Jeho základním blokem je *koincidenční obvod*, realizující funkci EX-NOR (koincidence) podle vztahu  $Y = A \cdot B + \bar{A} \cdot \bar{B}$ . Činnost tohoto obvodu je popsána pravdivostní tabulkou tab. 6.1. Na obr. 6.14 jsou nakresleny časové průběhy všech signálů pro tři různé fázové posuvy vstupních signálů  $A$  a  $B$ . Tyto signály se získají z FM signálu jeho zesílením a amplitudovým omezením. Závislost  $Y_{stř} = f(\phi)$  koincidenčního obvodu je graficky znázorněna na obr. 6.15. Střední hodnota výstupního signálu je lineárně závislá na fázovém posuvu vstupních signálů. Pokud převedeme změny kmitočtu FM signálu na změny fáze, můžeme koincidenční obvod využít k demodulaci FM signálů.

Tab. 6.1. Pravdivostní tabulka funkce  $Y = A \cdot B + \bar{A} \cdot \bar{B}$

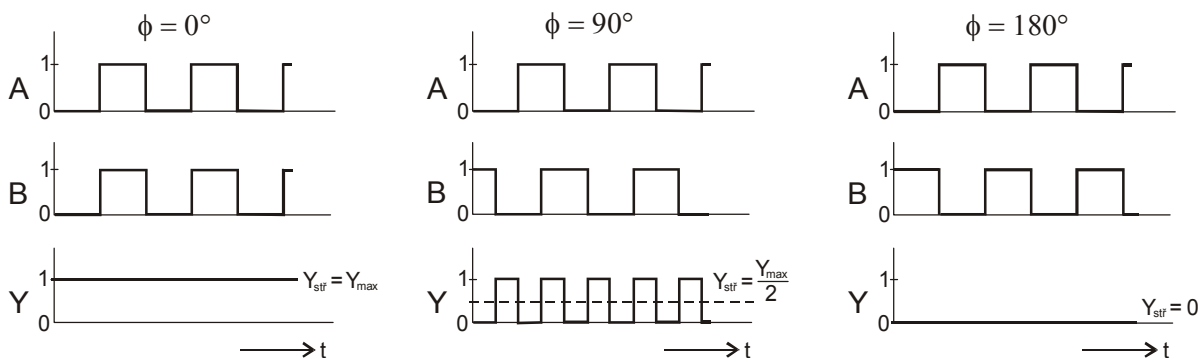
A	B	A · B	$\bar{A} \cdot \bar{B}$	Y
0	0	0	1	1
0	1	0	0	0
1	0	0	0	0
1	1	1	0	1

K tomuto účelu se používá jednoduchý fázovací členek nakreslený na obr. 6.16. Jeho fázový posuv mezi výstupním napětím  $U_2$  a vstupním napětím  $U_1$  je dán přibližným vztahem

$$\Phi \cong \frac{\pi}{2} - \frac{2\Delta\omega}{\omega_c} Q, \quad (6.21)$$

kde  $Q$  je provozní činitel jakosti rezonančního obvodu LC naladěného na  $\omega_c$ ,  $\Delta\omega$  je kmitočtový zdvih a  $\omega_c$  je kmitočet nosné FM signálu. Důležitým prvkem fázovacího článku je rezistor  $R$ , který určuje činitel jakosti rezonančního obvodu, jeho

šířku pásma a tedy i rozsah kmitočtů, ve kterém bude členek pracovat. Při velké hodnotě odporu  $R$  může dojít k tomu, že šířka pásma rezonančního obvodu bude menší než kmitočtový zdvih FM signálu a výstupní signál fázovacího článku bude zkreslený. Velmi malý odpor  $R$  se zase projeví malým přenosem fázovacího článku.

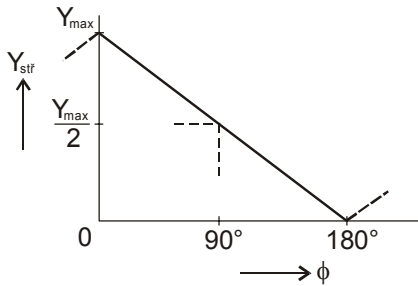


Obr. 6.14. Časové průběhy signálů koincidenčního obvodu

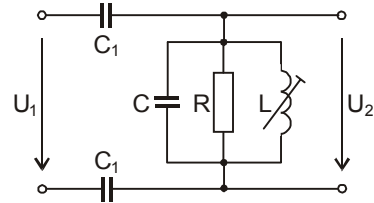
Celkové blokové schéma koincidenčního demodulátoru je nakresleno na obr. 6.17. Vstupní FM signál přichází do amplitudového omezovače, kde je zesílen a omezen. Takto upravený signál se přivádí na jeden vstup koincidenčního obvodu. Na jeho druhý vstup se přivádí tentýž signál upravený ve fázovacím článku. Za koincidenčním obvodem je zařazena dolní propust, která odstraní ze signálu vyšší kmitočtové



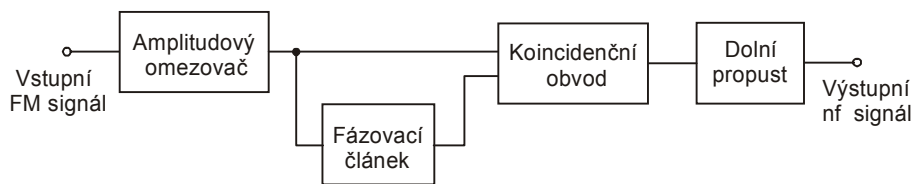
složky. Předností koincidenčního demodulátoru je jeho jednoduché nastavení, při kterém se pouze naladí rezonanční obvod fázovacího článku na nosnou vstupního FM signálu.



Obr. 6.15. Grafická závislost  $Y_{stř} = f(\phi)$



Obr. 6.16. Fázovací členek



Obr. 6.17. Blokové schéma koincidenčního demodulátoru

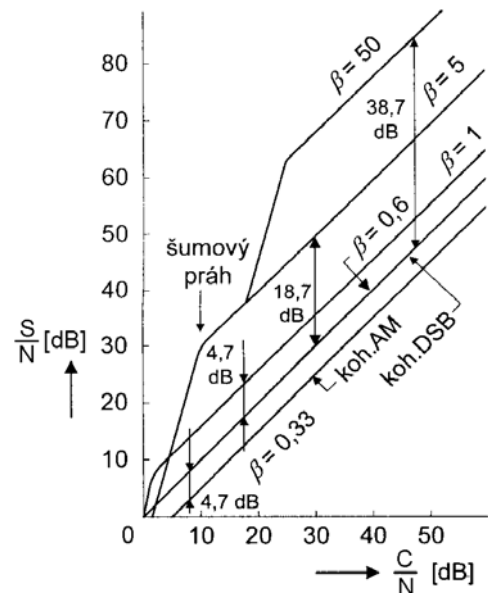
## 6.2.4 Šumové poměry

Při demodulaci AM signálů nedochází k výrazným změnám poměru signál/šum  $C/N$  před demodulátorem (tzv. předdetekční poměr) a poměru signál/šum  $S/N$  za demodulátorem (tzv. podetekční poměr). Toto neplatí pro demodulátory FM signálů, u kterých se procesem demodulace zvětší poměr  $S/N$  ve srovnání s poměrem  $C/N$ . Zvláště výrazné je zlepšení šumových poměrů u širokopásmových FM signálů s  $\beta \gg 1$  [4].

Na obr. 6.18 jsou graficky znázorněny závislosti podetekčního poměru  $S/N$  na předdetekčním poměru  $C/N$  pro různé AM i FM signály. V oblasti malých poměrů signál/šum je na křivkách pro FM signály vidět ostrý zlom, označovaný jako **šumový práh**. Režim pod tímto prahem (strmost křivek je 3:1) by neměl být používán. Nad šumovým prahem se poměr  $S/N$  zvětšuje lineárně s rostoucím  $C/N$  (strmost křivek je 1:1) a signál FM je kvalitní. V této oblasti můžeme charakteristiky FM signálů (s různými parametry) vyjádřit vztahem

$$\left(\frac{S}{N}\right) = 3\beta^2 \frac{B_{FM}}{F_{max}} \left(\frac{C}{N}\right) \cong 3\beta^2(1+\beta) \left(\frac{C}{N}\right). \quad (6.22)$$

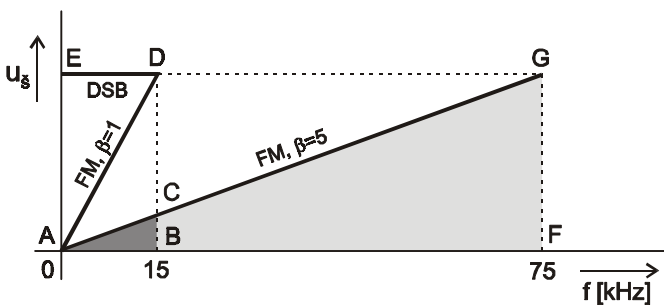
Je-li na vstup demodulátoru FM signálu přiveden šumový signál (bílý aditivní Gaussovský šum AWGN), má kmitočtová závislost efektivní hodnoty šumového napětí na výstupu demodulátoru typický „trojúhelníkový průběh“ (obr. 6.19), který souvisí s tvarem „S-křivky“. Podobně jako při demodulaci užitečného signálu, je demodulované napětí určité kmitočtové složky bílého šumu přímo úměrné její velikosti a její vzdálenosti od kmitočtu nosné (platí pouze pro lineární část S-křivky).



Obr. 6.18. Závislost poměru signál/šum  $S/N$  po demodulaci na poměru signál/šum  $C/N$  před demodulací, pro různé AM i FM signály

Srovnání různých demodulací se provádí za předpokladu, že na vstupech demodulátorů působí stejný šumový signál (AWGN) a demodulátory jsou navrženy pro stejný maximální kmitočet modulačního signálu

(uvažujme  $F_{\max} = 15\text{kHz}$ ). Při demodulaci signálu DSB je na výstupu demodulátoru konstantní šumové napětí, nezávislé na kmitočtu, neboť demodulátor nereaguje na úhlovou modulaci. Velikost příslušné šumové složky závisí pouze na velikosti této složky před demodulátorem. V obr. 6.19 je výstupní šumové napětí naznačeno úsečkou ED.



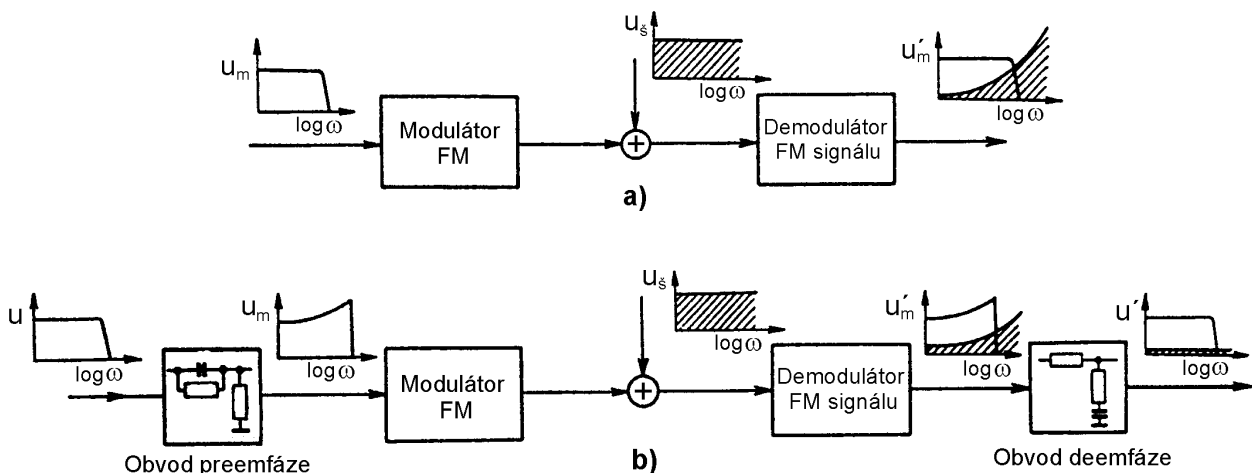
Obr. 6.19. Spektrum šumového signálu na výstupu demodulátorů FM a DSB signálů

U demodulace FM signálu s maximálním kmitočtovým zdvihem  $\Delta f_{\max} = 15\text{kHz}$ , tedy s indexem modulační  $\beta = 1$ , je šumové napětí na výstupu demodulátoru znázorněno úsečkou AD a má typický trojúhelníkový průběh. Šumový výkon (spektrální hustota výkonu šumu) tohoto signálu, úměrný kvadrátu šumového napětí, má v závislosti na kmitočtu parabolický průběh, zatímco šumový výkon signálu na výstupu demodulátoru DSB je konstantní, na kmitočtu nezávislý. Ze srovnání těchto šumových výkonů vyplývá, že podetekční poměr signál/šum je u demodulátoru FM s indexem  $\beta = 1$  třikrát větší než u demodulátoru DSB, tj. je větší o  $10\log 3 \approx 4,77\text{dB}$ .

Zvětšením kmitočtového zdvihu na hodnotu  $\Delta f_{\max} = 75\text{kHz}$  se zvýší index modulační na  $\beta = 5$  a výstupní šumové napětí demodulátoru FM bude mít průběh znázorněný úsečkou AG. Poněvadž za demodulátorem je zapojena dolní propust s mezním kmitočtem  $F_{\max} = 15\text{kHz}$  (je tedy třeba uvažovat pouze šumové napětí dané úsečkou AC), bude na jejím výstupu šumový výkon  $\beta^2 = 25$  krát menší než v případě demodulace signálu s indexem  $\beta = 1$ . Vůči demodulaci DSB bude tento výkon menší dokonce  $25 \cdot 3 = 75$  krát, tedy zlepšení podetekčního poměru signál/šum bude  $10\log 75 \approx 18,75\text{dB}$ . Je třeba ovšem zdůraznit, že toto zlepšení poměru signál/šum je dosaženo při větší šířce pásma signálu. Zatímco pro přenos signálu DSB je potřebná šířka kmitočtového pásma  $B_{DSB} = 2F_{\max} = 2 \cdot 15 = 30\text{kHz}$ , pro signál FM s  $\beta = 5$  je podle Carsonova vzorce potřebná šířka pásma  $B_{FM} \approx 2(F + \Delta f) = 2(15 + 75) = 180\text{kHz}$ , tedy šestkrát větší.

### 6.2.5 Preemfáze a deemfáze

Velkou předností demodulátoru FM signálu je celkové zlepšení poměru signál/šum výstupního signálu. Kmitočtová závislost efektivní hodnoty výstupního šumového napětí demodulátoru však způsobuje, že poděr signál/šum jednotlivých kmitočtových složek modulačního signálu klesá s rostoucím kmitočtem. Tato skutečnost je patrná z obr. 6.19, ve kterém jsou uvedené závislosti vyjádřeny úsečkami AD ( $\beta = 1$ ) a AC ( $\beta = 5$ ). Vzájemný vztah spektra užitečného signálu a spektra šumového signálu před a po demodulaci je nakreslen na obr. 6.20a.



Obr. 6.20. Přenos FM signálu: a) bez obvodů preemfáze a deemfáze, b) s obvody preemfáze a deemfáze

K odstranění popsaného nežádoucího jevu se do cesty signálu zařazují korekční obvody, které upravují spektrum jak užitečného signálu, tak i signálu šumového. Jejich vliv na jednotlivé signály je naznačen na obr. 6.20b. Před vstupem do kmitočtového modulátoru je spektrum modulačního signálu upraveno **obvodem preemfáze** tak, že jsou zdůrazněny jeho vyšší kmitočtové složky. Obvod preemfáze má charakter derivačního článku s přesně definovanou kmitočtovou charakteristikou s mezním kmitočtem  $f_x$ . Na vstupu demodulátoru FM signálu uvažujeme kromě užitečného signálu i šum AWGN s konstantní spektrální hustotou výkonu šumu. Na výstupu demodulátoru bude mít užitečný signál stejné spektrum jako před modulací a šumový signál bude mít již známý trojúhelníkový průběh (v obr. 6.20 je kmitočtová osa v logaritmickeém měřítku !!!). Následuje **obvod deemfáze**, který má charakter integračního článku s mezním kmitočtem  $f_x$ . Jeho kmitočtová charakteristika koriguje zdůraznění vyšších kmitočtových složek užitečného signálu a současně „srovnává“ i vyšší kmitočtové složky spektra šumového signálu na téměř konstantní hodnotu. Tím se dosáhne konstantního poměru signál/šum pro všechny kmitočtové složky ležící nad kmitočtem  $f_x$  a současně se ještě zvýší celkový poměr signál/šum.

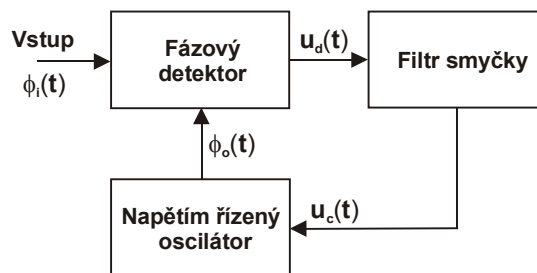
Metoda redukce šumu pomocí obvodů preemfáze a deemfáze se používá např. u rozhlasu FM v pásmech VKV, u soustavy barevné televize SECAM, u systémů analogové družicové televize s modulací FM a v řadě dalších aplikací.

# 7 FÁZOVÝ ZÁVĚS

Fázový závěs, označovaný zkratkou PLL (*Phase Lock Loop* – fázově zavěšená smyčka), je nelineární zpětnovazební subsystém používaný v řadě aplikací, mimo jiné i při zpracování vysokofrekvenčních signálů. Jeho princip byl objeven již v roce 1930, avšak pro svoji obvodovou složitost nebyl tehdy dostatečně využíván. Teprve s rozšířením monolitických integrovaných obvodů, u kterých se obvodová složitost jen nepatrně projeví ve výsledné ceně obvodu, došlo k jeho rozsáhlému využití. Podrobný matematický popis tohoto nelineárního subsystému je velice složitý a zájemce jej může najít v [13]. Pro seznámení se základními principy fázového závěsu postačí uvažovat pouze jeho linearizovaný model.

## 7.1 Základní bloky

Blokové schéma fázového závěsu je nakresleno na obr. 7.1. Obsahuje fázový detektor (*Phase Detector* - PD), filtr smyčky (*Loop Filter* – LF) a oscilátor řízený napětím (*Voltage Controlled Oscillator* – VCO). Na vstup fázového závěsu je přiváděn signál s kmitočtem  $\omega_i(t)$  a fází  $\phi_i(t)$ . Podle aplikace, ve které je fázový závěs použit, může být výstupní signál odebírán z výstupu kteréhokoliv bloku.



Obr. 7.1. Blokové schéma fázového závěsu

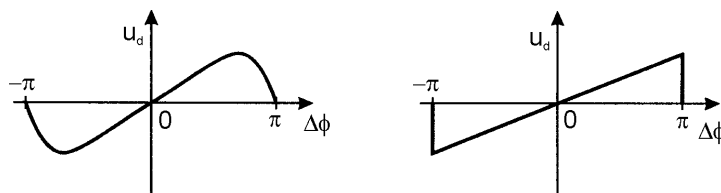
### 7.1.1 Fázový detektor závěsu

Výstupní napětí fázového detektoru je úměrné rozdílu fází obou vstupních signálů. Pro lineární úsek charakteristiky platí vztah

$$u_d(t) = K_d [\phi_i(t) - \phi_o(t)], \quad (7.1)$$

kde  $K_d$  [ $V/rad$ ] je zisk fázového detektoru. V operátorovém tvaru lze zisk detektoru vyjádřit vztahem

$$K_d = \frac{U_d(p)}{\Phi_i(p) - \Phi_o(p)}. \quad (7.2)$$



Obr. 7.2. Příklady průběhů charakteristik fázového detektoru

Jestliže oba vstupní signály fázového detektoru mají stejný kmitočet a liší se pouze počáteční fází, je výstupní napětí detektoru konstantní (stejnoseměrné). V případě, že kmitočty vstupních signálů jsou různé, obsahuje výstupní signál detektoru i složku s kmitočtem daným rozdílem kmitočtů vstupních signálů.

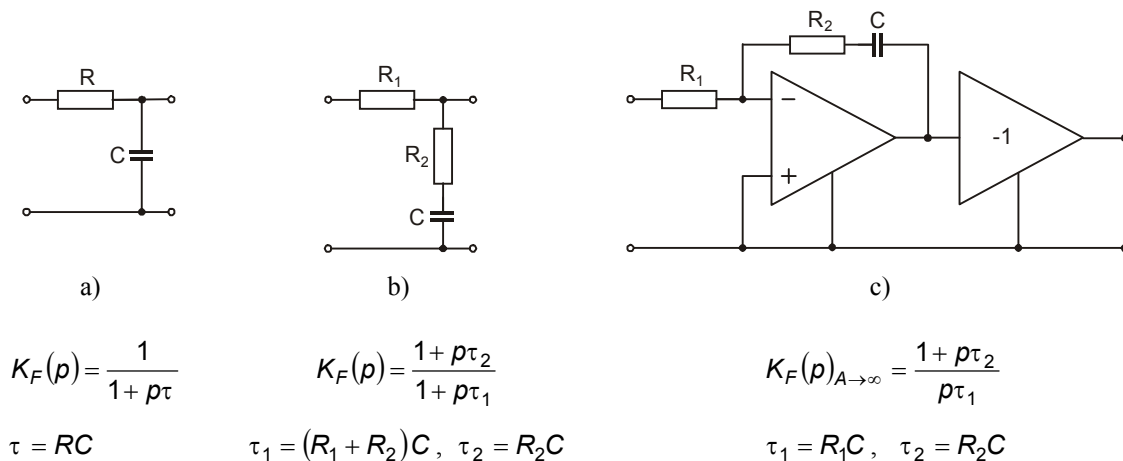
Typické průběhy charakteristik fázového detektoru jsou nakresleny na obr. 7.2. Podle konstrukčního řešení detektoru mohou být jeho charakteristiky také zrcadlově symetrické vůči ose napětí. Pro větší fázové posuvy než  $\pm \delta$ , se jednotlivé části charakteristik (nad i pod osou fázového posuvu) periodicky opakují.

### 7.1.2 Filtr smyčky

Filtr smyčky tvoří dolní propust převážně prvního nebo druhého řádu, která potlačuje vysokofrekvenční a šumové složky signálu  $u_d$ . Její parametry v dominantní míře rozhodují o dynamických vlastnostech celého fázového závěsu. Obecně lze přenosovou funkci filtru smyčky vyjádřit v operátorovém tvaru

$$K_F(p) = \frac{U_c(p)}{U_d(p)} . \quad (7.3)$$

Na obr. 7.3 jsou uvedeny nejčastěji používané dolní propusti fázových závěsů včetně jejich přenosových funkcí.



Obr. 7.3. Dolní propusti používané u fázových závěsů

Důležitými pojmy pro posuzování chování fázového závěsu jsou řád a typ smyčky. **Řád smyčky** se rovná počtu pólů přenosové funkce filtru smyčky zvětšenému o jedničku. **Typ smyčky** je roven násobnosti pólu přenosové funkce filtru smyčky v bodě  $p = 0$  zvětšený o jedničku. Typ smyčky může být tedy pouze menší nebo nejvýše roven řádu smyčky. Řád i typ smyčky mohou být nejméně rovny jedné. Fázový závěs, který neobsahuje filtr smyčky (zvláštní případ), tj.  $F(p) = 1$ , je PLL 1. řádu, který může být pouze 1. typu.

### 7.1.3 Napětím řízený oscilátor

Nejčastěji bývá konstruován jako LC oscilátor s varikapem, jehož kapacita a tím i kmitočet oscilátoru jsou závislé na řídicím napětí  $u_c(t)$ . Pokud je  $u_c(t) = 0$ , kmitá oscilátor na určitém konstantním vlastním kmitočtu  $\omega_{ov}$  (*free running frequency*). Základní charakteristiku VCO lze vyjádřit vztahem

$$\omega_o(t) = K_o u_c(t) , \quad (7.4)$$

kde  $K_o$  [ $rad/s.V$ ] je konstanta VCO. Poněvadž úhlový kmitočet lze vyjádřit jako derivaci fáze, můžeme vztah (7.4) přepsat do tvaru

$$\omega_o(t) = \frac{d\phi_o(t)}{dt} = K_o u_c(t) . \quad (7.5)$$

Aplikací Laplaceovy transformace na vztah (7.5) dostáváme

$$p\Phi_o(p) = K_o U_c(p) . \quad (7.6)$$

Pro konstantu VCO platí

$$K_o = \frac{p\Phi_o(p)}{U_c(p)} . \quad (7.7)$$

## 7.2 Přenosové funkce

**Přenosová funkce  $G(p)$  otevřené smyčky PLL** je dána součinem přenosů všech tří bloků a je definována vztahem

$$G(p) = K_d K_F(p) \frac{K_o}{p} . \quad (7.8)$$

**Přenosová funkce  $H(p)$  uzavřené smyčky PLL** popisuje přenos mezi vstupem smyčky  $\Phi_i(p)$  a jejím výstupem  $\Phi_o(p)$ . Je definována vztahem

$$H(p) = \frac{\Phi_o(p)}{\Phi_i(p)} . \quad (7.9)$$

Mezi přenosem otevřené smyčky  $G(p)$  a přenosem uzavřené smyčky  $H(p)$  platí známý vztah

$$H(p) = \frac{G(p)}{1+G(p)} . \quad (7.10)$$

Dosadíme-li do vztahu (7.10) vztah (7.8) dostáváme po úpravě

$$H(p) = \frac{K_d K_F(p) K_o}{p + K_d K_F(p) K_o} . \quad (7.11)$$

Další základní rovnice popisující činnost smyčky fázového závěsu vyjadřuje tzv. **chybovou funkci**, a to vztahem

$$1 - H(p) = 1 - \frac{K_d K_F(p) K_o}{p + K_d K_F(p) K_o} = \frac{p}{p + K_d K_F(p) K_o} . \quad (7.12)$$

Pro konkrétní případ dolní propusti, uvedený na obr. 7.3c, bude mít přenosová funkce  $H(p)$  tvar

$$H(p) = \frac{K_d \left( \frac{1 + p\tau_2}{p\tau_1} \right) K_o}{p + K_d \left( \frac{1 + p\tau_2}{p\tau_1} \right) K_o} = \frac{2\xi\omega_n p + \omega_n^2}{p^2 + 2\xi\omega_n p + \omega_n^2} , \quad (7.13)$$

kde  $\omega_n = \sqrt{\frac{K_d K_o}{\tau_1}}$  je přirozený úhlový kmitočet smyčky a  $\xi = \frac{\tau_2 \omega_n}{2}$  je činitel tlumení smyčky (nejčastěji se volí 0,7).

## 7.3 Popis činnosti

Při popisu činnosti fázového závěsu je třeba rozlišovat dva pracovní režimy, a to tzv. **režim sledování** (*tracking* – setrvání v synchronním stavu) a **režim zachycování** (*acquisition* – dosahování synchronního stavu).

V synchronním stavu sleduje kmitočet a fáze signálu VCO změny kmitočtu i fáze vstupního signálu. Jestliže se změní fáze vstupního signálu (kmitočet se nezmění), vytvoří se na výstupu fázového detektoru určité chybové napětí, které po průchodu filtrem smyčky upraví fázi signálu VCO tak, aby se fázová odchylka zmenšila, tj. bylo dosaženo vzájemného „závěsu“ obou signálů. Fázový závěs neumožní dosáhnout přesně nulové fázové odchylky, ale pouze tzv. **ustálené fázové odchylky**, která je nepřímo úměrná zisku smyčky. Čím vyšší bude zisk smyčky, tím menší bude fázová odchylka obou signálů. Pro zisk jdoucí do nekonečna se bude odchylka blížit nule. V případě náhodných změn fáze vstupního signálu (tj. případ kmitočtové nebo fázově modulovaného signálu), bude chybové napětí smyčky úměrné těmto změnám. Je třeba si uvědomit, že fázový závěs je dynamický systém, takže vytvořené chybové napětí se neustále mění a sleduje změny fáze vstupního signálu, včetně změn způsobených šumem.

Při změně kmitočtu vstupního signálu (systém je stále v synchronním stavu) se na výstupu fázového detektoru vytvoří střídavé napětí, jehož kmitočet je dán okamžitým rozdílem kmitočtů signálu vstupního a

signálu VCO. Toto střídavé napětí prochází filtrem smyčky a jeho stejnosměrná složka postupně přeladuje VCO tak, aby se změna kmitočtu eliminovala. Při odpojeném vstupním signálu, je na výstupu fázového detektoru střídavý signál s kmitočtem VCO, který filtr smyčky nepropustí, takže řídicí napětí VCO je nulové a oscilátor kmitá na svém vlastním kmitočtu  $\omega_{ov}$ .

Rozsah kmitočtů, při kterých je fázový závěs schopen udržet se v synchronismu, se nazývá **rozsah pasivní synchronizace** neboli **rozsah držení** (*hold-in range*). Je vždy větší než rozsah kmitočtů, v němž je fázový závěs schopen dostat se do synchronního stavu, a který se nazývá **rozsah aktivní synchronizace** neboli **rozsah zachycení** (*lock-in range*).

Jestliže kmitočet vstupního signálu přesáhne rozsah pasivní synchronizace, nastává **rozpad smyčky**, tj. signál VCO přestává sledovat změny kmitočtu a fáze vstupního signálu a oscilátor kmitá na vlastním kmitočtu  $\omega_{ov}$ . K tomu, aby se obnovil synchronní stav je třeba, aby se kmitočet vstupního signálu změnil na hodnotu, jež spadá do rozsahu aktivní synchronizace smyčky. Pokud tento stav nastane, přechází fázový závěs do režimu zachycování, kdy se postupně blíží kmitočet i okamžitá fáze signálu VCO k hodnotám kmitočtu a fáze signálu vstupního. Po určitém čase, tzv. **době zachycení**, se kmitočet chybového signálu zmenší téměř na nulu a systém PLL přechází do režimu sledování, při němž okamžitý kmitočet resp. fáze chybového signálu nevybočí z rozsahu označovaného jako **střední zbytkové kmitočtové rozladění** resp. **střední fázová chyba**.

## 7.4 Vliv filtru smyčky

Pokud má dolní propust malou šířku pásma, je fázový závěs odolný (necitlivý) vůči šumu a rychlým změnám fáze resp. kmitočtu. Je to způsobeno tím, že chybové napětí (úzký impuls) je téměř celé potlačeno filtrem smyčky, takže řídicí napětí VCO se téměř nezmění. Proto na tyto rychlé změny fáze resp. kmitočtu vstupního signálu oscilátor VCO nereaguje. Pokud však systém vypadne ze synchronního stavu, obtížně přechází do režimu zachycování, neboť rozsah aktivní synchronizace je malý.

V případě, že dolní propust má velkou šířku pásma, má systém i větší rozsah aktivní synchronizace a snadněji přechází do režimu zachycování. V synchronním stavu je však jeho odolnost vůči šumu a rychlým změnám fáze resp. kmitočtu nižší, tj. chybové napětí všechny tyto rychlé náhodné změny sleduje (systém je přitom stále v synchronním stavu).

Možnost měnit skokem šířku pásma dolní propusti (změnou časové konstanty) se využívá u **dvojných systémů fázového závěsu**. V režimu dosahování synchronního stavu pracuje systém s velkou šířkou pásma dolní propusti, což umožní snadněji dosáhnout synchronního stavu. Po jeho dosažení zmenší systém šířku pásma dolní propusti a fázový závěs je potom odolnější především vůči šumu.

## 7.5 Aplikace fázového závěsu

- **Demodulace širokopásmových FM a PM signálů.** Kmitočtově nebo fázově modulovaný signál se přivádí na vstup fázového závěsu, výstupní nízkofrekvenční signál se odebírá z výstupu filtru smyčky - napětí  $u_c(t)$ . Maximální kmitočet modulačního signálu musí být menší než je mezní kmitočet filtru smyčky. Oscilátor VCO sleduje okamžitý kmitočet resp. fázi vstupního FM resp. PM signálu a jeho řídicí napětí  $u_c(t)$  odpovídá výstupnímu demodulovanému signálu. Takový fázový závěs se někdy označuje názvem smyčka sledující modulaci (*modulation tracking loop*).
- **Demodulace úzkopásmových FM a PM signálů.** Kmitočtově nebo fázově modulovaný signál se přivádí na vstup fázového závěsu, výstupní signál se odebírá z výstupu fázového detektoru - napětí  $u_d(t)$ . Mezní kmitočet filtru smyčky je menší než nejnižší modulační kmitočet. Fázový závěs se také nazývá smyčka sledující nosnou vlnu (*carrier tracking loop*).
- **Kmitočtová synchronizace a výběr signálu.** Fázový závěs lze použít také jako zdroj signálu (výstup VCO) s relativně velkou amplitudou a malým fázovým šumem, který je synchronizován slabým a zašuměným vstupním signálem, avšak s velmi stabilním kmitočtem. Je-li vlastní kmitočet VCO shodný s kmitočtem vstupního signálu, postačí přivádět vstupní signál pouze ve vhodných periodických intervalech (tzv. setrvačnicková synchronizace).

- **Násobení a dělení kmitočtu.** Na vstup fázového závěsu (jeden vstup fázového detektoru) je připojen signál s kmitočtem  $f_S$ . Mezi výstup VCO a druhý vstup fázového detektoru je zařazen dělič kmitočtu s dělicím poměrem  $n$ . Signál na druhém vstupu fázového detektoru má tedy kmitočet  $f_T = f_{VCO}/n$ . V synchronním stavu platí  $f_S = f_T$  a tedy na výstupu VCO je signál s kmitočtem  $f_{VCO} = n \cdot f_S$ . Fázový závěs v tomto případě umožňuje násobení kmitočtu signálu. Tato aplikace je podrobně rozebrána v kapitole Kmitočtové syntezátory. V případě, že na místo děliče kmitočtu zařadíme násobič kmitočtu, bude fázový závěs provádět dělení kmitočtu signálu.



## 8 KMITOČTOVÉ SYNTEZÁTORY

Kmitočtový syntezátor je zdroj signálů (obvykle sinusového nebo pravouhlého průběhu) přesných kmitočtů, které mohou nabývat diskretních hodnot v určitém rozsahu. Výstupní kmitočet (přesněji kmitočet výstupního signálu) nelze měnit plynule, jak je tomu u běžných přeladitelných oscilátorů, ale pouze po určitých obvykle ekvidistantních hodnotách. Tato nevýhoda není většinou na závadu, neboť rozdíl výstupních kmitočtů může být tak malý, jak je pro danou aplikaci zapotřebí. Rozdíl dvou *sousedních* výstupních kmitočtů se nazývá **kmitočtový krok syntezátoru**.

Jednotlivé části syntezátorů mohou být realizovány analogovými nebo digitálními obvody. Nejčastěji jsou však syntezátory konstruovány jako hybridní, využívající obvody analogové i digitální. V dnešní době se syntezátory vyrábějí i ve formě integrovaných obvodů (především syntezátory s nepřímou koherentní syntézou) v klasickém i SMT provedení, které ke své činnosti potřebují jen malé množství vnějších součástek. Řízení těchto obvodů se provádí mikroprocesorem pomocí paralelní sběrnice nebo po sériové lince.

### 8.1 Rozdělení syntezátorů

Podle způsobu vytváření výstupního signálu rozdělujeme kmitočtové syntezátory na **syntezátory s přímou syntézou** a **syntezátory s nepřímou syntézou**. U syntezátorů s přímou syntézou se výstupní kmitočet vytváří z kmitočtu jednoho nebo několika základních generátorů pomocí aritmetických operací (sčítání, odečítání, násobení a dělení) realizovaných soustavou směřovačů, násobičů a děličů kmitočtu. Syntezátory s nepřímou syntézou můžeme označit jako systémy se zpětnou vazbou, které využívají fázového závěsu. Kromě směřovačů, násobičů a děličů kmitočtu, obsahují tedy i napětím řízené oscilátory, programovatelné děliče kmitočtu, kmitočtově fázové detektory (komparátory), atd.

Podle počtu základních generátorů, ze kterých jsou vytvářeny výstupní signály, rozdělujeme kmitočtové syntezátory na **koherentní a nekoherentní**. V koherentních syntezátorech se používá pouze jeden základní generátor, takže výstupní signály jsou vzájemně koherentní (synchronní) a stabilita výstupního kmitočtu je dána stabilitou základního generátoru. U nekoherentních syntezátorů se používá několik základních generátorů, vzájemně nezávislých, takže výstupní signály jsou nekoherentní a stanovení stability výstupního kmitočtu je složitější.

### 8.2 Syntezátory s nepřímou koherentní syntézou

Základními bloky těchto syntezátorů jsou referenční oscilátor s vysokou stabilitou a přesností výstupního kmitočtu a fázový závěs, zapojený jako násobič kmitočtu. Tyto obvody jsou podle potřeby doplněny vhodným počtem násobičů resp. děličů kmitočtu, případně směřovačů pracujících se součtovým nebo rozdílovým směšovacím produktem.

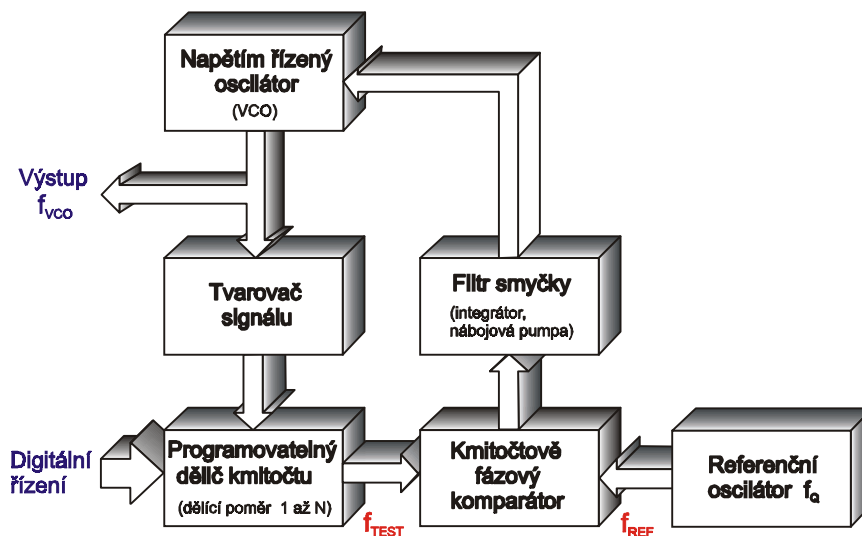
#### 8.2.1 Syntezátory s nepřímou koherentní syntézou bez předděliče

Nejjednodušší zapojení syntezátoru s nepřímou koherentní syntézou bez předděliče je nakresleno na obr. 8.1 a obsahuje následující bloky.

**Napětím řízený oscilátor** (VCO - *Voltage Controlled Oscillator*) je řízen (přeladován) signálem z filtru smyčky a jeho výstupní signál s kmitočtem  $f_{VCO}$  je současně i výstupním signálem syntezátoru. Řídicí napětí musí nabývat takové velikosti, aby byl VCO přeladován v požadovaném kmitočtovém rozsahu. Výstupní signál VCO, obvykle harmonického průběhu, je **tvarovačem signálu** upraven na signál pravouhlý, vhodný pro zpracování v digitálních obvodech **programovatelného děliče kmitočtu** s dělicím poměrem nastavitelným v rozsahu 1 až N. Digitální řízení programovatelného děliče (a tím i celého syntezátoru) může být prováděno přes paralelní sběrnici nebo po sériové lince. Každému dělicímu poměru přísluší jeden

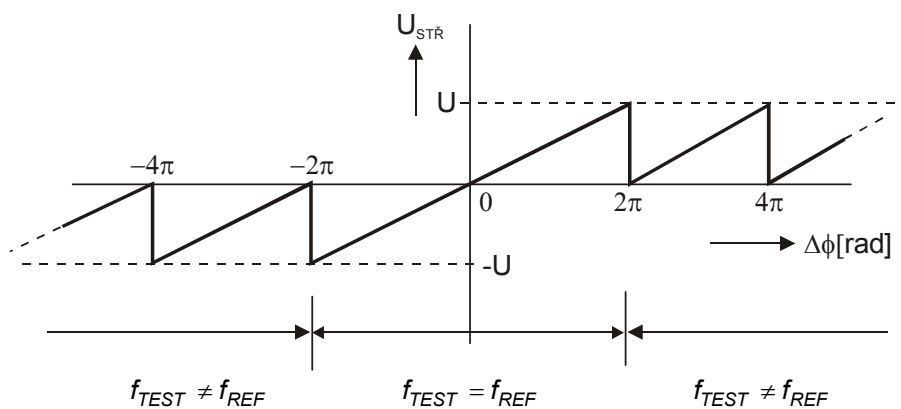
výstupní kmitočet syntezátoru. Změna kmitočtu výstupního signálu při změně dělicího poměru programovatelného děliče kmitočtu o jedničku, určuje **kmitočtový krok syntezátoru** a značí se  $\Delta f_{VCO}$ .

Z výstupu programovatelného děliče kmitočtu přichází signál, nyní již s kmitočtem  $f_{TEST}$ , na jeden vstup **kmitočtově fázového komparátoru**. Na jeho druhý vstup je přiváděn signál s kmitočtem  $f_{REF}$ . V uvažovaném nejjednodušším případě je tímto signálem přímo výstupní signál **referenčního oscilátoru** s kmitočtem  $f_Q$ , který bývá konstruován jako krystalový oscilátor. U složitějších zapojení je mezi referenční oscilátor a komparátor zařazen navíc dělič kmitočtu. Podle vzájemného fázového resp. kmitočtového vztahu vstupních signálů, může výstupní napětí kmitočtově fázového komparátoru nabývat kladných nebo záporných hodnot. V případě, že oba vstupní signály jsou kmitočtově i fázově shodné, výstupní napětí komparátoru je nulové a syntezátor je v ustáleném stavu. Závislost střední hodnoty výstupního napětí komparátoru  $U_{STR}$  na fázovém rozdílu vstupních signálů je nakreslena na obr. 8.2.



Obr. 8.1. Jednoduchý syntezátor s nepřímou koherentní syntézou bez předděliče

**Filtr smyčky** tvoří integrátor, který podle polaritě vstupního napětí zvyšuje nebo snižuje své výstupní napětí s rychlostí závislou na časové konstantě integrátoru. Je-li na vstupu integrátoru nulové napětí, jeho výstupní napětí se nemění a zůstává na předchozí hodnotě. Filtr smyčky bývá většinou doplněn stejnosměrným zesilovačem, který upravuje rozsah výstupních napětí do úrovně potřebných pro řízení VCO. V některých syntezátorech se místo klasického integrátoru s operačním zesilovačem buzeným z napěťového zdroje, používá integrátor tvořený kondenzátorem a proudovým zdrojem, který kondenzátor nabíjí resp. vybíjí podle polaritě vstupního signálu (nábojová pumpa).



Obr. 8.2. Charakteristika kmitočtově fázového komparátoru

Pro požadovaný výstupní kmitočet syntezátoru  $f_{VCO}$  je nutné prostřednictvím digitálního řízení nastavit programovatelný dělič kmitočtu na hodnotu například  $N$ . Ustálený stav syntezátoru je charakterizován rovností kmitočtů na vstupech kmitočtové fázového komparátoru

$$f_{TEST} = f_{REF} \quad (8.1)$$

Výstupní napětí komparátoru bude v tomto případě nulové. Na výstupu integrátoru (resp. stejnosměrného zesilovače) bude takové konstantní napětí, při kterém VCO kmitá na požadovaném kmitočtu  $f_{VCO}$ . Za jednotlivé veličiny v rovnici (8.1) dosadíme a dostaneme

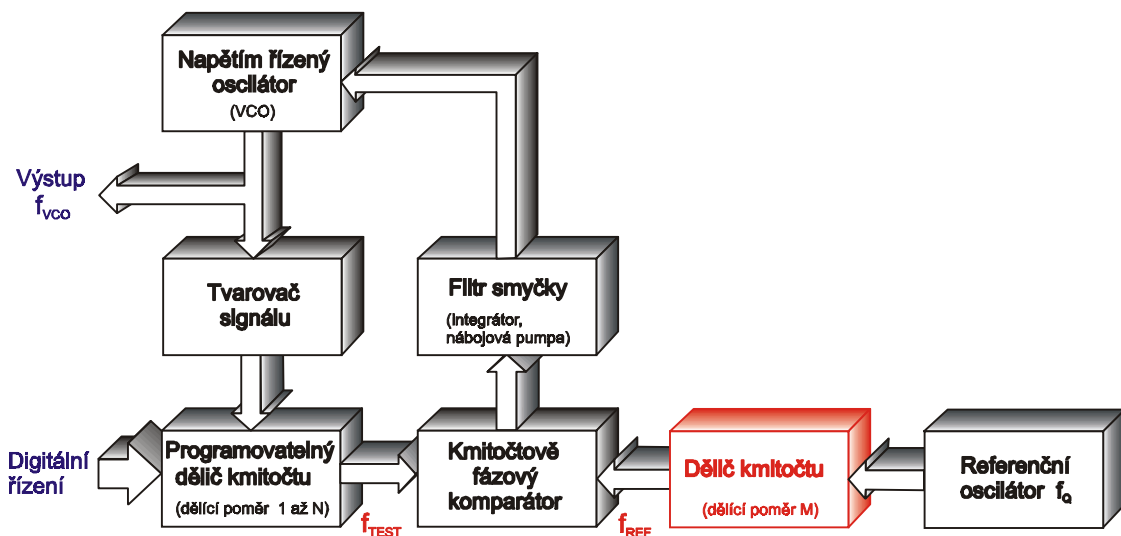
$$\frac{f_{VCO}}{N} = f_Q \Rightarrow f_{VCO} = N f_Q \quad (8.2a,b)$$

Při změně dělicího poměru  $N$  na jinou hodnotu např.  $N'$ , se poruší rovnost kmitočtů na vstupech kmitočtové fázového komparátoru. Jeho výstupní napětí způsobí vzrůst nebo pokles napětí integrátoru (podle vzájemného vztahu kmitočtů na vstupech komparátoru) a tím i přeladování VCO směrem k novému kmitočtu, například  $f'_{VCO}$ . Přeladění VCO probíhá tak dlouho, dokud není splněna podmínka (8.1). Potom nastává opět ustálený stav, avšak výstupní kmitočet syntezátoru je nyní  $f'_{VCO}$ .

Kmitočtový krok syntezátoru se určí ze vztahu

$$\Delta f_{VCO} = N f_Q - (N-1) f_Q = f_Q \quad (8.3)$$

Z výsledku vyplývá, že krok syntezátoru je v tomto jednoduchém případě roven přímo kmitočtu referenčního oscilátoru  $f_Q$ , který se v běžných aplikacích volí v rozsahu asi 1MHz až 50MHz. Takto navržený jednoduchý syntezátor by měl velice „hrubý“ krok, jehož velikost by přímo závisela na kmitočtu krystalu použitého v referenčním oscilátoru. Tyto nevýhody lze odstranit zapojením děliče kmitočtu, většinou s konstantním dělicím poměrem  $M$ , mezi referenční oscilátor a komparátor, jak je naznačeno na obr. 8.3.



Obr. 8.3. Syntezátor s nepřímou koherentní syntézou bez předděliče

Při stanovení výstupního kmitočtu syntezátoru se opět vychází z jeho ustáleného stavu, který lze vyjádřit podmínkou

$$f_{TEST} = f_{REF} \quad (8.4a,b)$$

Po dosazení za jednotlivé veličiny lze psát

$$\frac{f_{VCO}}{N} = \frac{f_Q}{M} \Rightarrow f_{VCO} = \frac{N}{M} f_Q \quad (8.4a,b)$$

Pro kmitočtový krok syntezátoru platí

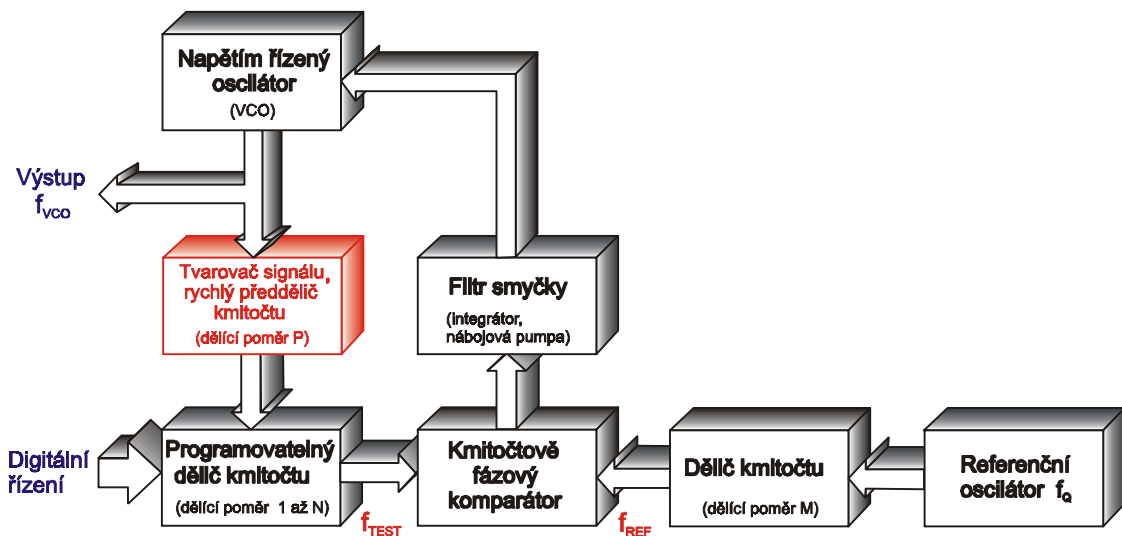
$$\Delta f_{VCO} = \frac{N}{M} f_Q - \frac{N-1}{M} f_Q = \frac{f_Q}{M} . \quad (8.5)$$

Z výsledku vyplývá, že kmitočtový krok syntezátoru lze nastavit na libovolnou hodnotu vhodnou volbou dělicího poměru  $M$ .

Uvedené syntezátory jsou poměrně jednoduché, jejich velkou nevýhodou je však omezený kmitočtový rozsah, přibližně do desítek MHz. Je to způsobeno kmitočtovým omezením programovatelného děliče, který musí zpracovat i nejvyšší kmitočet VCO.

## 8.2.2 Syntezátory s nepřímou koherentní syntézou s pevným předděličem

Zvětšení kmitočtového rozsahu syntezátorů se dosáhne zařazením rychlého předděliče kmitočtu s dělicím poměrem  $P$  (obvykle pevným nebo nastavitelným v několika málo krocích) před programovatelný dělič kmitočtu. Nejvyšší kmitočet přivedený na vstup programovatelného děliče je potom  $P$ -krát menší než nejvyšší kmitočet VCO. Obvody rychlého předděliče jsou vyrobeny vhodnou technologií (ECL, aj.) a jejich součástí je i tvarovač signálu. Blokové schéma *syntezátoru s nepřímou koherentní syntézou s pevným předděličem* je nakresleno na obr. 8.4.



Obr. 8.4. Syntezátor s nepřímou koherentní syntézou s pevným předděličem

Odvození vztahu pro výstupní kmitočet syntezátoru vychází opět z podmínky pro ustálený stav syntezátoru

$$f_{TEST} = f_{REF} .$$

Po dosazení dostaneme

$$\frac{f_{VCO}}{PN} = \frac{f_Q}{M} \Rightarrow f_{VCO} = \frac{PN}{M} f_Q . \quad (8.6)$$

Pro kmitočtový krok syntezátoru platí

$$\Delta f_{VCO} = \frac{PN}{M} f_Q - \frac{P(N-1)}{M} f_Q = \frac{P}{M} f_Q . \quad (8.7)$$

Proti předchozímu případu se kmitočtový krok syntezátoru zvýšil  $P$ -krát (nyní je „hrubší“)

$$\Delta f_{VCO} = P f_{REF} . \quad (8.8)$$

Pro dosažení stejného kmitočtového kroku jako v předchozím případě by bylo nutné  $P$ -krát snížit pracovní kmitočet komparátoru  $f_{REF}$ , tj. buď  $P$ -krát zvýšit dělicí poměr  $M$  nebo  $P$ -krát snížit kmitočet referenčního oscilátoru  $f_Q$ . Zmenšení pracovního kmitočtu komparátoru  $f_{REF}$  má však za následek menší

rychlost přeladování syntezátoru (zvětší se doba periody  $T_{REF}$ ) a zvýšení časové konstanty filtru smyčky (integrátoru).

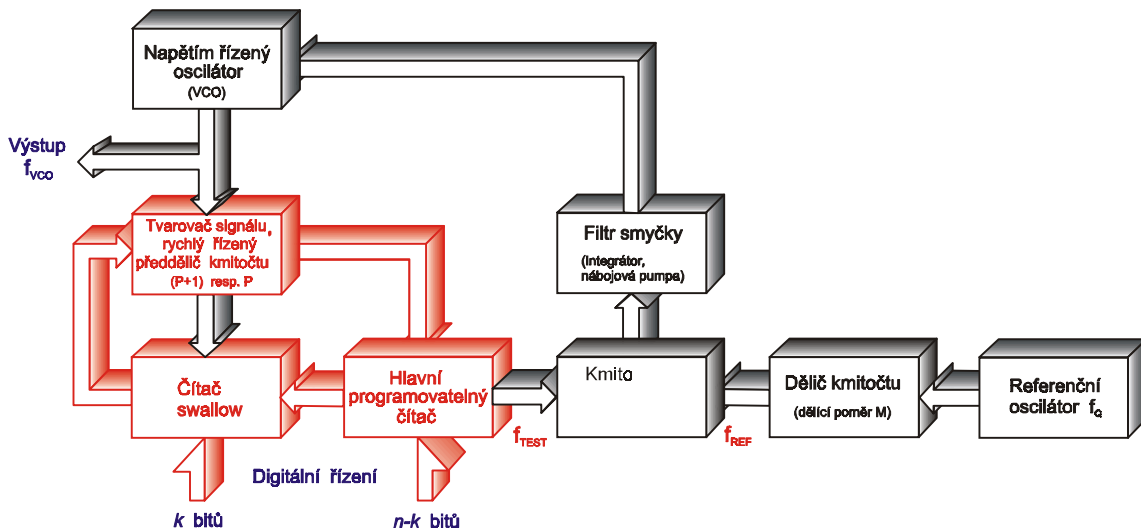
### 8.2.3 Syntezátory s nepřímou koherentní syntézou s řízeným předděličem

Nevýhody obou předchozích způsobů syntézy (omezený kmitočtový rozsah resp. snížení pracovního kmitočtu komparátoru) lze odstranit použitím rychlého **řízeného předděliče kmitočtu** s dělicími poměry  $P+1$  a  $P$ . Blokové schéma **syntezátoru s nepřímou koherentní syntézou s řízeným předděličem** je nakresleno na obr. 8.5.

Programovatelný dělič kmitočtu je rozdělen na dvě části. První částí je tzv. **čítač swallow**, který je nastavován  $k$  bity řídicího slova s váhami  $2^0, 2^1, \dots, 2^{k-1}$ . Velikost nastavení tohoto čítače je vyjádřena číslem  $A$ . Druhou částí je tzv. **hlavní programovatelný čítač**, nastavovaný  $n-k$  bity řídicího slova s váhami  $2^k, 2^{k+1}, \dots, 2^{n-1}$ , jejichž nastavení je vyjádřeno číslem  $B$ . Řídicí slovo má tedy  $n$  bitů. Signál z VCO, upravený tvarovačem signálu na signál pravoúhlý, prochází řízeným předděličem, kde se jeho kmitočet sníží  $(P+1)$ -krát nebo  $P$ -krát v závislosti na nastavení předděliče. Výstupní impulsy s kmitočtem  $(P+1)$ -krát menším jsou přiváděny na vstup čítače swallow, zatímco impulsy s kmitočtem  $P$ -krát menším jsou přiváděny na vstup hlavního čítače. V obou případech tyto impulsy dekrementují stavy uvedených čítačů.

Po nastavení obou čítačů řídicím slovem je přepnut řízený předdělič kmitočtu na dělicí poměr  $P+1$ . Po načítání  $A$  impulsů je čítač swallow vynulován a hlavní programovatelný čítač je nastaven nyní do stavu  $(B-A)$ . Čítač swallow přepne řízený předdělič na dělicí poměr  $P$ , který se nemění až do vynulování hlavního programovatelného čítače. Po jeho vynulování je vyslán impuls ke kmitočtově fázovému komparátoru, oba čítače se nastaví podle řídicího slova do výchozího stavu, řízený předdělič se přepne na dělicí poměr  $P+1$  a celý cyklus se opakuje. Počet načítaných impulsů potřebných k tomu, aby dělicí soustava vygenerovala na svém výstupu jediný impuls, je dán vztahem

$$N = (P+1)A + P(B-A) = A + PB \quad (8.9)$$



Obr. 8.5. Syntezátor s nepřímou koherentní syntézou s řízeným předděličem

Číslo  $N$  současně udává dělicí poměr soustavy složené z řízeného předděliče, čítače swallow a hlavního programovatelného čítače. Kmitočet výstupního signálu syntezátoru je

$$f_{VCO} = \frac{N}{M} f_Q = \frac{A + PB}{M} f_Q \quad (8.10)$$

Pro kmitočtový krok syntezátoru platí

$$\Delta f_{VCO} = \frac{A + PB}{M} f_Q - \frac{A + PB - 1}{M} f_Q = \frac{f_Q}{M} \quad (8.11)$$

takže nevýhoda syntezátoru s pevným předděličem je odstraněna, viz. vztahy (8.7) a (8.8).

Dělicí poměr řízeného předděliče se většinou volí  $P = 2^k$ , kde  $k$  je počet bitů „dolní“ části řídicího slova, potřebných pro nastavení čítače swallow. V praxi se používají nejčastěji dělicí poměry  $P/(P+1) = 8/9, 32/33, 64/65$  a  $128/129$ , ale také poměry  $5/6, 10/11$  a  $40/41$ .

Maximální stav čítače swallow lze vyjádřit vztahem

$$A_{MAX} = P - 1 = 2^k - 1, \quad \text{resp.} \quad P = A_{MAX} + 1. \quad (8.12)$$

Z popisu činnosti syntezátoru vyplývá podmínka pro jeho správnou činnost  $B \geq A$ . Stav čítače swallow může tedy nabývat hodnot v rozsahu

$$A_{MAX} = B_{MIN} \quad \text{a} \quad A_{MIN} = 0. \quad (8.13)$$

Pomocí vztahů (8.9), (8.12) a (8.13) lze odvodit vztah pro minimální dělicí poměr celé dělicí soustavy

$$N_{MIN} = A_{MIN} + P B_{MIN} = 0 + (A_{MAX} + 1) A_{MAX} = P(P - 1) = 2^k(2^k - 1). \quad (8.14)$$

Maximální dělicí poměr celé soustavy je při  $n$  bitovém řídicím slově dán vztahem

$$N_{MAX} = 2^n - 1. \quad (8.15)$$

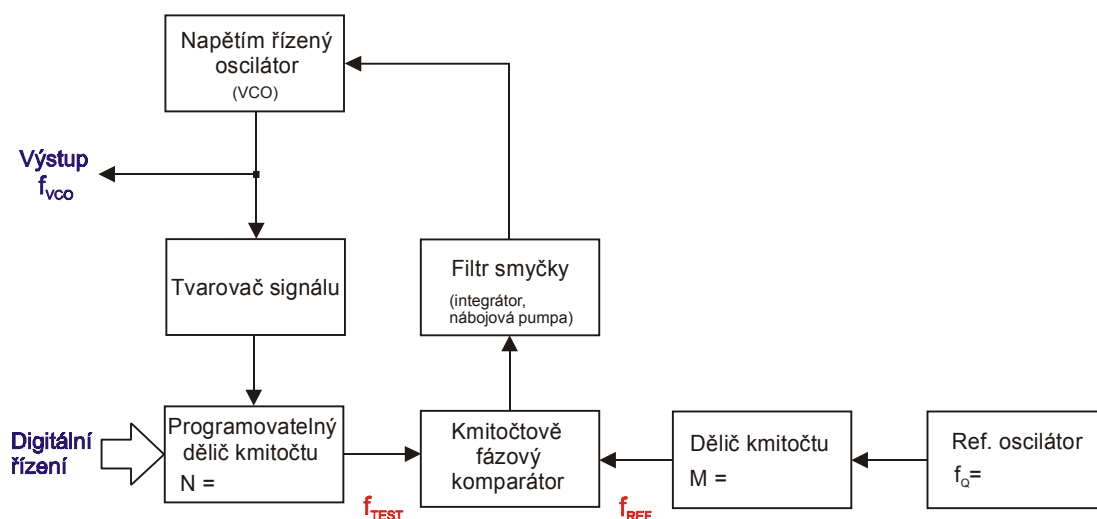
Dělicí poměry  $N$  u syntezátorů s řízeným předděličem musí tedy nabývat pouze hodnot v mezích určených vztahy (8.14) a (8.15), což představuje určité omezení tohoto způsobu kmitočtové syntézy.

## 8.2.4 Jednoduché příklady návrhu syntezátoru

**Příklad č.1** Navrhněte syntezátor s nepřímou koherentní syntézou pro rozsah kmitočtů 50 MHz až 100 MHz s krokem 1 MHz. Nakreslete blokové schéma syntezátoru.

Poněvadž nejvyšší požadovaný kmitočet je „pouze“ 100 MHz, použijeme syntezátor bez předděliče. Jeho blokové schéma je nakresleno na obr. 8.6. Kmitočet oscilátoru se volí v rozsahu 1MHz až 50 MHz. V praxi většinou navrhujeme oscilátor podle toho, jaký krystal máme k dispozici. V následujícím vztahu pro stanovení kmitočtového kroku syntezátoru musíme tedy zvolit kmitočet  $f_Q$  oscilátoru a dělicí poměr  $M$  tak, aby krok syntezátoru byl 1 MHz

$$\Delta f_{VCO} = \frac{N}{M} f_Q - \frac{N-1}{M} f_Q = \frac{f_Q}{M} = 1 \text{ MHz}.$$



Obr. 8.6. Blokové schéma syntezátoru bez předděliče

Kmitočet oscilátoru můžeme například zvolit 10 MHz a dělicí poměr  $M = 10$ . Je zřejmé, že pro dané zadání existuje teoreticky nekonečně mnoho řešení. Při praktickém návrhu jsme omezeni vyráběnou

součástkovou základnou (kmitočty krystalů) a parametry zadání (nelze například navrhnout VCO s přeladěním 1 Hz až 1 GHz).

V následujících vztazích musíme pro daný kmitočtový rozsah syntezátoru stanovit horní a dolní dělicí poměr programovatelného děliče

$$f_{VCO\text{dolní}} = \frac{N_{\text{dolní}}}{M} f_Q = 50 \text{ MHz} = \frac{N_{\text{dolní}}}{10} 10 \text{ MHz} ,$$

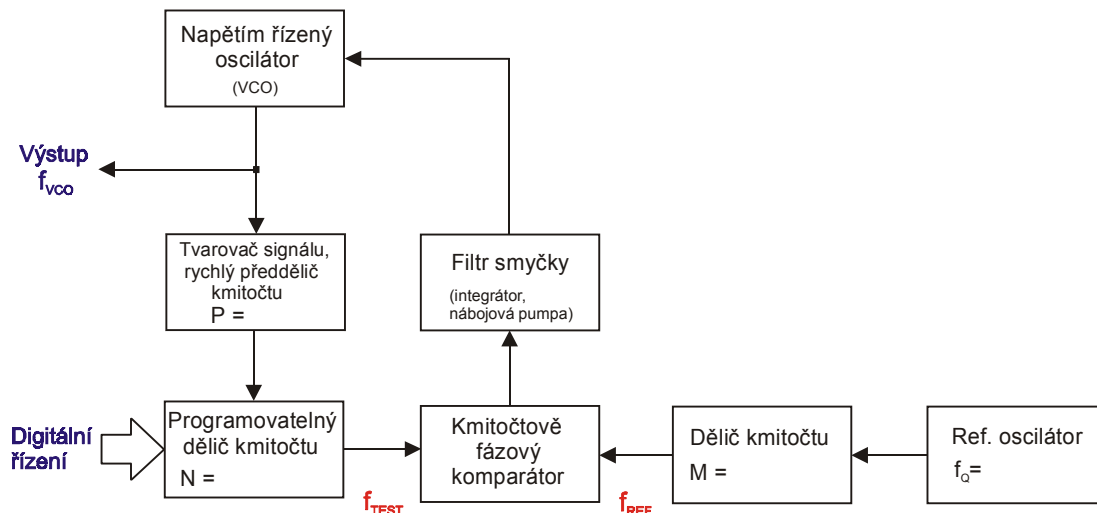
$$f_{VCO\text{horní}} = \frac{N_{\text{horní}}}{M} f_Q = 100 \text{ MHz} = \frac{N_{\text{horní}}}{10} 10 \text{ MHz} .$$

Pro zadaný dolní a horní kmitočet syntezátoru je nutné, aby  $N_{\text{dolní}} = 50$  ,  $N_{\text{horní}} = 100$  . Zvolené a vypočítané hodnoty si doplňte do blokového schématu syntezátoru !!!

**Příklad č.2** Navrhněte syntezátor s nepřímou koherentní syntézou pro rozsah kmitočtů 500 MHz až 800 MHz s krokem 10 MHz. Nakreslete blokové schéma syntezátoru.

Poněvadž nejvyšší požadovaný kmitočet je 800 MHz (je větší než může zpracovat programovatelný dělič), použijeme syntezátor s pevným předděličem. Jeho blokové schéma je nakresleno na obr. 8.7. Dělicí poměr  $P$  rychlého předděliče volíme tak, aby programovatelný dělič zpracoval i nejvyšší kmitočet syntezátoru. Proto zvolíme například  $P = 10$  . V následujícím vztahu pro stanovení kmitočtového kroku syntezátoru musíme tedy zvolit kmitočet  $f_Q$  oscilátoru i dělicí poměr  $M$  takový, aby krok syntezátoru byl 10 MHz

$$\Delta f_{VCO} = \frac{PN}{M} f_Q - \frac{P(N-1)}{M} f_Q = \frac{P}{M} f_Q = 10 \text{ MHz} = \frac{10}{M} f_Q .$$



Obr. 8.7. Blokové schéma syntezátoru s pevným předděličem

Kmitočet oscilátoru můžeme zvolit 20 MHz a dělicí poměr  $M = 20$  . V následujících vztazích musíme pro daný kmitočtový rozsah syntezátoru stanovit horní a dolní dělicí poměr programovatelného děliče

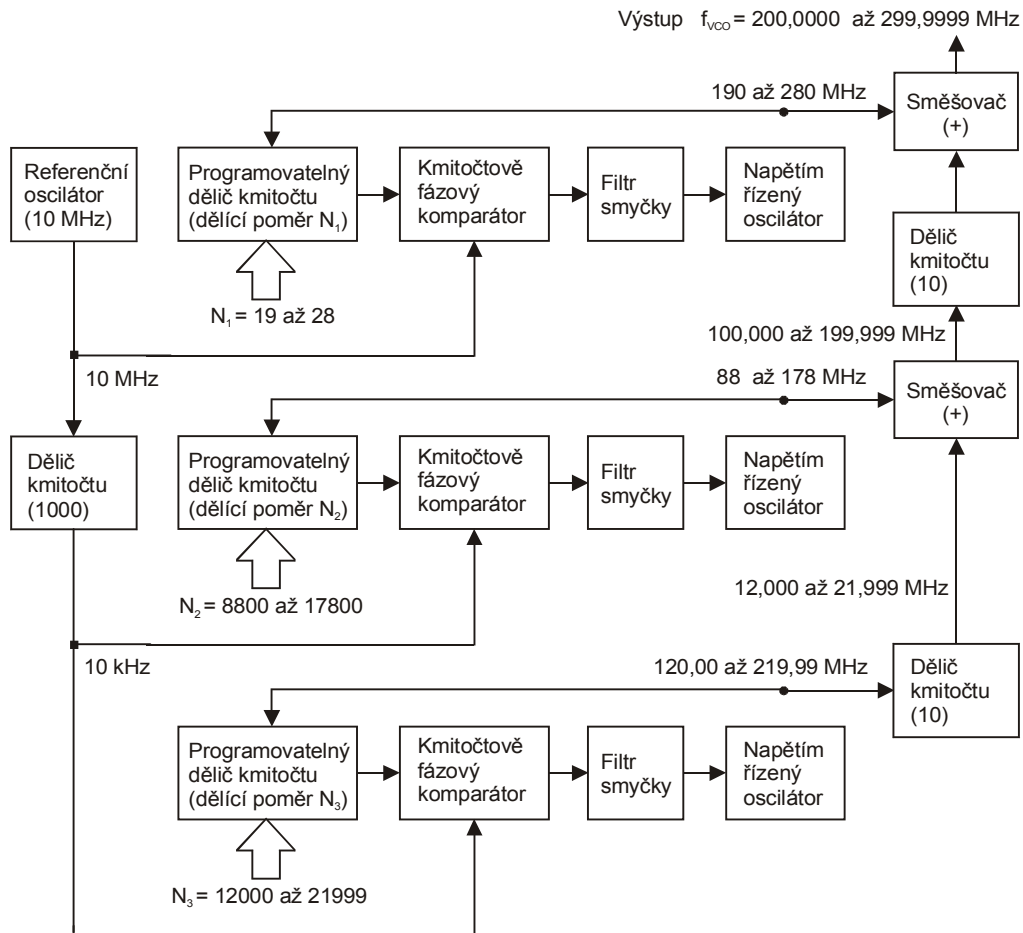
$$f_{VCO\text{dolní}} = \frac{PN_{\text{dolní}}}{M} f_Q = 500 \text{ MHz} = \frac{10 N_{\text{dolní}}}{20} 20 \text{ MHz} ,$$

$$f_{VCO\text{horní}} = \frac{PN_{\text{horní}}}{M} f_Q = 800 \text{ MHz} = \frac{10 N_{\text{horní}}}{20} 20 \text{ MHz} .$$

Pro zadaný dolní a horní kmitočet syntezátoru je nutné, aby  $N_{\text{dolní}} = 50$  ,  $N_{\text{horní}} = 80$  . Zvolené a vypočítané hodnoty si doplňte do blokového schématu syntezátoru !!!

## 8.2.5 Příklady zapojení syntezátorů

Praktická zapojení syntezátorů využívají některého z uvedených způsobů syntézy, případně jejich kombinací. Například v komunikačních nebo televizních přijímačích se používají nejen syntezátory s pevným předděličem (dělicí poměr 64 nebo 256, provedení ECL) do kmitočtu 1 GHz, ale i syntezátory s řízeným předděličem. Složitější syntezátory používané například v měřící technice pracují obvykle se dvěma, třemi i více smyčkami fázového závěsu a výstupní signál se získává postupným směřováním dílčích signálů.



Obr. 8.8. Blokové schéma syntezátoru s nepřímou koherentní syntézou

Na obr. 8.8 je nakresleno zjednodušené blokové schéma syntezátoru se třemi smyčkami fázového závěsu. První smyčka pracuje s referenčním kmitočtem 10 MHz, zbylé dvě smyčky pracují s referenčním kmitočtem 10 kHz. Kmitočet výstupního signálu lze nastavit v rozsahu  $f_{VCO} = 200,0000 \div 299,9999 \text{ MHz}$  s krokem  $\Delta f_{VCO} = 100 \text{ Hz}$ .

## 8.3 Syntezátory s přímou koherentní syntézou

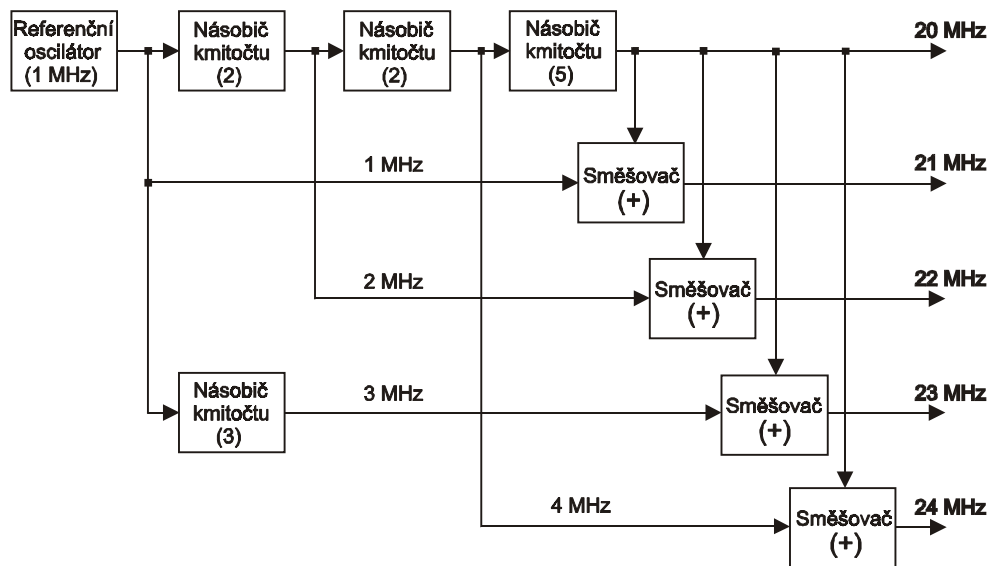
Jejich základním blokem je referenční oscilátor s vysokou stabilitou, z jehož signálu se pomocí směšovačů, násobičů resp. děličů kmitočtu odvozují všechny výstupní signály syntezátoru. Stabilita a přesnost kmitočtu výstupních signálů syntezátoru závisí pouze na stabilitě a přesnosti kmitočtu referenčního oscilátoru.



### 8.3.1 Metoda přímé přeměny

Synteázatory s přímou koherentní syntézou bývají řešeny různými způsoby. Na obr. 8.9 je nakreslen jednoduchý synteázator pracující na základě *metody přímé přeměny*. Kmitočty výstupních signálů synteázatoru jsou v rozsahu 20 až 24 MHz, kmitočtový krok synteázatoru je 1 MHz. Synteázator obsahuje referenční oscilátor s kmitočtem 1 MHz, z jehož výstupního signálu se pomocí násobičů a směšovačů postupně vytváří signály výstupní. Poněvadž násobiče kmitočtu a směšovače jsou nelineární obvody, objevují se na jejich výstupech kromě požadovaných signálů i signály nežádoucí, které musí být potlačeny selektivními obvody s vhodným činitelem jakosti (selektivní obvody nejsou na obrázku zakresleny).

Metoda přímé přeměny se používá v případech, kdy je požadován relativně malý počet výstupních kmitočtů. Její velkou předností je možnost současného využití všech výstupních signálů najednou.



Obr. 8.9. Synteázator s přímou koherentní syntézou - metoda přímé přeměny

### 8.3.2 Metoda harmonických

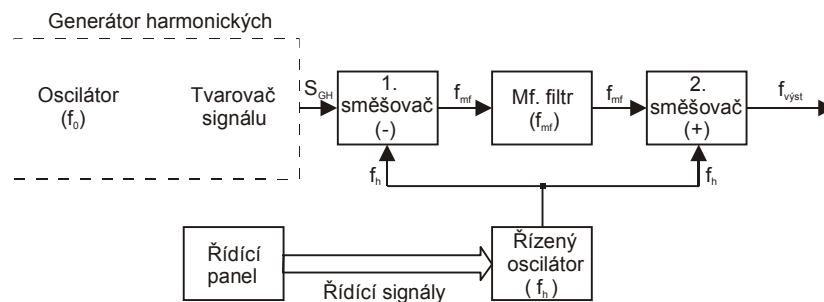
Základním blokem synteázatorů využívajících tzv. *metodu harmonických* je „generátor harmonických“. Obsahuje zdroj sinusového signálu s přesným a stabilním kmitočtem  $f_0$ , za nímž je zařazen tvarovací obvod, který mění sinusový průběh signálu na nesinusový, obsahující pokud možno co nejvíce harmonických složek. Tvarovač signálu může být např. oboustranný omezovač vytvářející obdélníkový průběh. Na výstupu generátoru harmonických je signál  $S_{GH}$  obsahující teoreticky nekonečně mnoho harmonických složek. Matematicky jej lze vyjádřit vztahem

$$S_{GH} \approx \sum_{m=x_1}^{x_2} m f_0 + R, \quad (8.16)$$

kde  $x_1$  je řád nejnižší harmonické požadované na výstupu synteázatoru,  $x_2$  je řád nejvyšší harmonické požadované na výstupu synteázatoru a symbol  $R$  označuje souhrnně všechny zbývající harmonické, které se nevyužívají. Následující obvody (např. pasivní přeladitelná úzkopásmová propust) vyberou ze signálu  $S_{GH}$  podle řídicího signálu požadovanou harmonickou. Kmitočty výstupního signálu synteázatoru jsou v rozsahu  $x_1 f_0$  až  $x_2 f_0$ , krok synteázatoru je roven kmitočtu zdroje sinusového signálu  $f_0$ .

Na obr. 8.10 je nakresleno blokové schéma synteázatoru využívajícího k výběru požadované harmonické aktivní filtrace s dvojitým směšováním. Signál  $S_{GH}$ , s potřebným obsahem harmonických, se v 1. směšovači (vytvářejícím rozdílový produkt) směšuje se signálem řízeného oscilátoru s kmitočtem  $f_h$  a vytváří mezifrekvenční signál s kmitočtem  $f_{mf}$ , který zůstává konstantní pro libovolný výstupní kmitočet. Signál s kmitočtem  $f_{mf}$  prochází mezifrekvenčním filtrem s vysokou selektivitou (pevně naladěným na  $f_{mf}$ ),

ve kterém jsou všechny nežádoucí signály potlačeny. Ve 2. směšovači (vytvářejícím součtový produkt) je filtrovaný signál směšován opět se signálem řízeného oscilátoru s kmitočtem  $f_h$  a vytváří se tak požadovaný výstupní signál syntezátoru s kmitočtem  $f_{výst}$ .



Obr. 8.10. Syntezátor s přímou koherentní syntézou - metoda harmonických

Má-li být například  $f_{výst} = x_k f_0$ , je třeba pomocí řídicích signálů nastavit řízený oscilátor na kmitočet

$$f_h = x_k f_0 - f_{mf} . \quad (8.17)$$

Pro kmitočet mezifrekvenčního signálu vytvořeného v 1. směšovači platí

$$f_{mf} = x_k f_0 - f_h , \quad (8.18)$$

neboť ze spektra signálu  $S_{GH}$  přiváděného na vstup 1. směšovače, splňuje rovnici (8.18) pouze harmonická složka s kmitočtem  $x_k f_0$ . Na výstupu 2. směšovače se vytváří signál s kmitočtem

$$f_{výst} = f_{mf} + f_h . \quad (8.19)$$

Po dosazení (8.18) do (8.19) platí

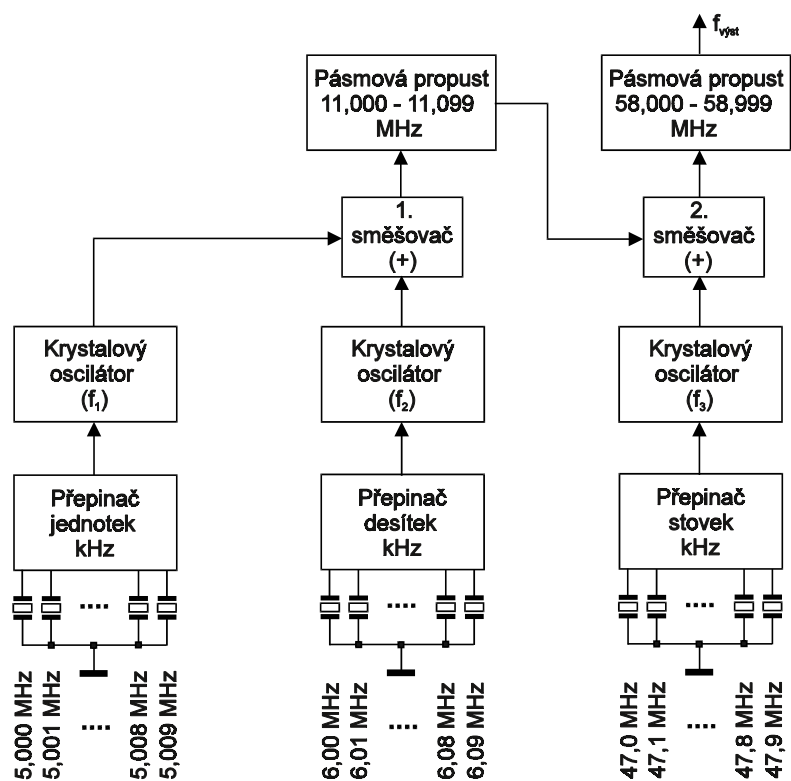
$$f_{výst} = f_{mf} + f_h = x_k f_0 - f_h + f_h = x_k f_0 . \quad (8.20)$$

Díky dvojímu směšování nezávisí kmitočet výstupního signálu na kmitočtu řízeného oscilátoru  $f_h$ . Výstupní signál syntezátoru není proto ovlivňován ani dalšími parametry signálu řízeného oscilátoru, například fázovým šumem nebo stabilitou a přesností jeho kmitočtu.

## 8.4 Syntezátory s přímou nekoherentní syntézou

Obsahují několik základních krystalem řízených oscilátorů z jejichž signálů se pomocí směšovačů, děličů a násobičů kmitočtu vytváří potřebné signály výstupní. Stabilita a přesnost kmitočtu výstupního signálu i jeho fázový šum závisí na obdobných parametrech jednotlivých oscilátorů. Velice přibližně platí, že příslušný parametr výstupního signálu (např. stabilita kmitočtu) je  $n$  - krát horší než odpovídající parametr jednoho z  $n$  použitých oscilátorů.

Na obr. 8.11 je uveden příklad zapojení syntezátoru s přímou nekoherentní syntézou pro kmitočtový rozsah  $f_{výst} = 58,000 \div 58,999 \text{ MHz}$  s krokem  $1 \text{ kHz}$ . K prvnímu oscilátoru ( $f_1$ ) může být prostřednictvím „Přepínače jednotek kHz“ připojen kterýkoliv z deseti krystalů, odstupňovaných po  $1 \text{ kHz}$  v pásmu  $5,000$  až  $5,009 \text{ MHz}$ . Druhý oscilátor ( $f_2$ ) je konstruován obdobně a jeho kmitočty mohou být v rozsahu  $6,00$  až  $6,09 \text{ MHz}$  s krokem  $10 \text{ kHz}$ . Signály těchto oscilátorů přicházejí do 1. směšovače (vytváří součtový produkt) na jehož výstupu mohou být, podle nastavení příslušných přepínačů, kmitočty v rozsahu  $11,000$  až  $11,099 \text{ MHz}$ . Výstupní signál 1. směšovače prochází pásmovou propustí, kde jsou odstraněny nežádoucí produkty směšování a přivádí se ke 2. směšovači (vytváří opět součtový produkt). V něm se směšuje se signálem třetího oscilátoru ( $f_3$ ), jehož kmitočty lze měnit v pásmu  $47,0$  až  $47,9 \text{ MHz}$  s krokem  $100 \text{ kHz}$ . Výstupní signál 2. směšovače prochází pásmovou propustí, kde se opět odstraňují nežádoucí produkty směšování a je přiveden na výstup syntezátoru.



Obr. 8.11. Syntezátor s přímou nekoherentní syntézou

Uvedené syntezátory obsahují velké množství krystalů přesně stanovených kmitočtů, jejichž zhotovení je poměrně komplikované a časově velmi náročné. Krystaly se po vybroušení na přesný kmitočet musí podrobit procesu stárnutí (řádově měsíce), poté se opět kontroluje jejich kmitočet a teprve potom mohou být použity ke konstrukci oscilátoru. Především z těchto důvodů se tyto syntezátory běžně nepoužívají.

## Základní literatura

### pro studium části „Vysokofrekvenční technika“

- [1] ČAJKA, J., KVASIL, J. Teorie lineárních obvodů. SNTL – ALFA, Praha 1979
- [2] EICHLER, J., ŽALUD, V. Selektivní radioelektronická zařízení. SNTL, Praha 1983
- [3] BOYLESTAD, R.L. Introductory Circuit Analysis. Merrill Publishing Company, Columbus, Ohio, USA 1987. ISBN: 0-675-20631-6
- [4] ŽALUD, V. Moderní radioelektronika. BEN, Praha 2000. ISBN: 80-86056-47-3
- [5] ROHDE, U.L., NEWKIRK, D.P. RF Microwave Circuit Design for Wireless Applications. John Wiley and Sons, Inc., New York, USA 2000. ISBN: 0-471-29818-2
- [6] SCHWARTZ, M. Information Transmission, Modulation, and Noise. McGraw-Hill Book Company, USA 1980. ISBN: 0-07-055782-9
- [7] ŽALUD, V. Radioelektronika. Vydavatelství ČVUT v Praze, Praha 1993. ISBN: 80-01-01042-2
- [8] VIZMULLER, P. RF Design Guide: Systems, Circuits, and Equations. Artech House, INC., Boston – London, 1995. ISBN: 0-89006-754-6
- [9] SEIFART, M. Polovodičové prvky a obvody na spracovanie spojitých signálov. ALFA, Bratislava 1988
- [10] HANOUSEK, K. Radioelektronická zařízení. Skripta FE VUT v Brně. SNTL, Praha 1991
- [11] KOUŘIL, F., VRBA, K. Teorie nelineárních a parametrických obvodů. SNTL – ALFA, Praha 1981
- [12] SYROVÁTKA, B., HOREVAJOVÁ, J. Výkonová radioelektronika. Skriptum FEL ČVUT Praha. Vydavatelství ČVUT, Praha 1993
- [13] SÝKORA, J. *Digitální rádiová komunikace II*. Skriptum FEL ČVUT v Praze. Vydavatelství ČVUT, Praha 1995

# 9 MIKROVLNNÁ VLNOVODOVÁ TECHNIKA

## 9.1 Úvod do problematiky mikrovlnné techniky

Tab. 9.1. Mikrovlnná a navazující kmitočtová pásma podle Radiokomunikačního řádu UTI

ČÍSLO PÁSMO	KMITOČTOVÝ ROZSAH	SLOVNÍ OZNAČENÍ	OZNAČENÍ V ANGLIČTINĚ	
8	30 ÷ 300 MHz	metrové vlny (velmi krátké vlny) <b>VKV</b>	Very High Frequency <b>VHF</b>	
9	300 MHz ÷ 3 GHz	<b>M I K R O V L N Y</b>	decimetrové vlny (ultra krátké vlny) <b>UKV</b>	Ultra High Frequency <b>UHF</b>
10	3 ÷ 30 GHz		centimetrové vlny	Super High Frequency <b>SHF</b>
11	30 ÷ 300 GHz		milimetrové vlny	Extremely High Frequency <b>EHF</b>
12	300 GHz ÷ 3 THz		decimilimetrové vlny	--

Směrem k nižším kmitočtům navazují mikrovlnná pásma na radiotechnická pásma VKV, na své horní kmitočtové hranici přecházejí již v infračervené záření, tedy vlastně v optické vlny. Z tohoto mezilehlého postavení mikrovln pak vyplývají zvláštnosti v používaných termínech, parametrech i výpočtových metodách, které pocházejí z části jak z radiotechniky (odpor, impedance apod.), tak i z fyziky (činitel odrazu, index lomu apod.). Rozměry obvodů používaných na běžných radiotechnických kmitočtech jsou vždy mnohonásobně menší než vlnová délka zpracovávaných signálů (s výjimkou antén a jejich napáječů). Naopak zařízení používaná v oblasti optických kmitočtů mají rozměry mnohonásobně větší než je délka optických vln. Mikrovlnné přístroje a obvody pak mají rozměry řádově srovnatelné s délkou vlny.

Na nižších radiotechnických kmitočtech se setkáváme téměř výhradně s tzv. **obvody se soustředěnými parametry**. Jejich základní vlastností je, že jejich velikost (= geometrické rozměry) je mnohem menší než délka vlny  $\lambda_g$  zpracovávaného signálu. Pro  $l \ll \lambda_g$  je celková změna fáze v takovém obvodu nulová a obvod představuje tzv. kvazistacionární systém, jehož geometrické rozměry lze pokládat za nulové. Na dolní kmitočtové hranici mikrovlnného pásma však již podmínku  $l \ll \lambda_g$  nelze splnit. Proto zde vznikly mikrovlnné konstrukční prvky, jejichž rozměry jsou srovnatelné s použitou vlnovou délkou a často jsou i větší. Při  $l \approx \lambda_g$  nelze rozměrové relace již zanedbat a okamžitá hodnota signálu závisí nejen na čase, ale i na prostorových souřadnicích. Takové obvody nelze nikdy charakterizovat jediným parametrem a pokud je lze vůbec charakterizovat klasickými parametry (odporem, indukčností, kapacitou), pak tyto parametry nejsou soustředěny v jednom místě, ale jsou spojitě rozloženy po celém objemu daného obvodu. Takové obvody jsou typické právě pro pásma mikrovln a nazývají se **obvody s rozloženými** (rozprostřenými, nesoustředěnými) **parametry**. Oba druhy obvodů se zejména v pásmech VKV a UKV velmi často prolínají a vzájemně kombinují. V souvislosti s rozvojem mikrovlnných integrovaných obvodů byly rovněž vyvinuty prvky se soustředěnými parametry, které lze použít až do oblasti mm vln.

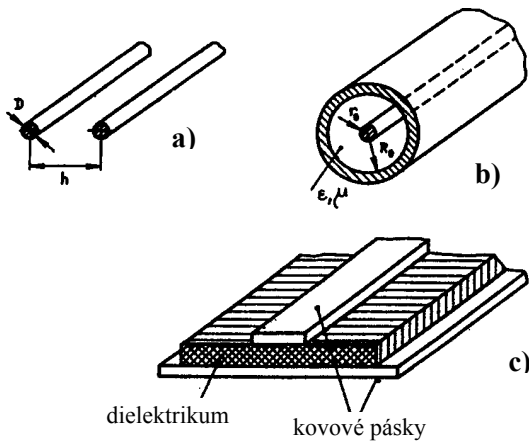
### 9.1.1 Typy mikrovlnných vedení

Základním prvkem mikrovlnných obvodů je tzv. vedení, jehož typickým znakem je, že jeho délka je srovnatelná a často mnohem větší než vlnová délka přenášeného signálu (tzv. dlouhé vedení). S ohledem na to, že i příčné rozměry mikrovlnných vedení mohou být srovnatelné s délkou vlny  $\lambda_g$ , používá se následující označení. Pojmem **vedení** je označováno přenosové zařízení, jehož příčné rozměry jsou mnohonásobně menší než délka použité vlny a elektromagnetické pole má v příčné rovině stacionární charakter. Jsou-li i příčné rozměry zařízení srovnatelné s vlnovou délkou, má rozložení pole vlnový charakter nejen v podélném, ale i v příčném směru. Takový systém nazýváme **vlnovod**. Jeho charakteristickým znakem je, že se v něm

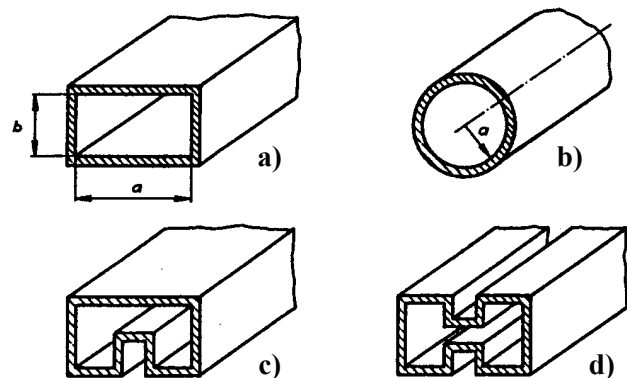
může šířit vlna jen o kmitočtu vyšším než určitý, tzv. mezní (kritický) kmitočet. V širším slova smyslu však i vlnovody řadíme pod obecný pojem „vedení“.

Z hlediska základních vlastností lze všechna vedení a vlnovody členit na homogenní a nehomogenní. **Podélně homogenní vedení (vlnovod)** je vedení, jehož příčné geometrické rozměry jsou konstantní po celé jeho délce a materiálové prostředí, jímž je vedení vyplněno, je po celé délce vedení stejnorodé (homogenní). **Příčně homogenní vedení (vlnovod)** je takové, u něhož je materiálové prostředí stejnorodé v příčné rovině (v příčném průřezu) vedení. U **podélně nehomogenního vedení** nejsou příčné geometrické rozměry podél jeho délky stejné, příp. se v podélném směru mění parametry prostředí vyplňujícího vedení. **Příčně nehomogenní vedení** obsahuje v příčném průřezu několik různých prostředí s různými parametry  $\varepsilon$  a  $\mu$ .

Základním typem vedení na metrových, dm a dnes již i cm vlnách jsou dvojvodičová vedení, jejichž typická provedení (otevřená, koaxiální a mikropásková) jsou naznačena na obr. 9.1. Tvar a vzájemné uspořádání obou vodičů může být velmi různorodé, jejich vzájemná příčná vzdálenost je však vždy zanedbatelně malá vůči délce vlny. Nejpoužívanějším mikrovlnným konstrukčním prvkem v pásmech cm a mm vln je tzv. **dutý kovový vlnovod**, vymezený jako dutý kovový válec libovolného průřezu. Nejčastěji se používá vlnovod s obdélníkovým příčným průřezem (obr. 9.2.a), méně často s průřezem kruhovým (obr. 9.2.b) nebo čtvercovým. Ve speciálních případech se používají vlnovody s průřezem ve tvaru písmene  $\Pi$  (obr. 9.2.c) nebo H (obr. 9.2.d), které mají některé lepší (větší širokopásmovost), ale i horší vlastnosti než běžný obdélníkový vlnovod (menší přenášený výkon).



Obr. 9.1. Dvojvodičová vedení



Obr. 9.2. Duté kovové válcové vlnovody

## 9.2 Homogenní duté kovové vlnovody

### 9.2.1 Základní parametry

Ideálním (bezeztrátovým) dutým kovovým vlnovodem se mohou bez útlumu šířit signály, jejichž kmitočet (vlnová délka) je v **pásmu propustnosti** daného vlnovodu, tedy splňuje nerovnost

$$f > f_m, \quad (9.1.a) \quad \text{příp.} \quad \lambda < \lambda_m, \quad (9.1.b)$$

když  $f_m$  je tzv. **mezní (kritický) kmitočet** daného vlnovodu, příp.  $\lambda_m$  je jeho **mezní (kritická) vlnová délka**. Hodnota  $\lambda_m$  závisí jen na příčných rozměrech vlnovodu, mezní kmitočet  $f_m$  závisí kromě toho i na parametrech  $\varepsilon$ ,  $\mu$  prostředí, jímž je vlnovod vyplněn. Signál, jehož kmitočet je v **pásmu nepropustnosti**, tj.

$$f < f_m, \quad (9.2.a) \quad \text{příp.} \quad \lambda > \lambda_m, \quad (9.2.b)$$

je daným vlnovodem intenzivně tlumen. Říkáme, že takový signál se vlnovodem nemůže šířit. Mezní kmitočet (mezní vlnovou délku) vlnovodu můžeme proto definovat jako nejnižší kmitočet (nejdelší vlnovou délku) signálu, který se již může daným vlnovodem šířit - v ideálním případě bez útlumu. Přejít mezi pásmem propustnosti a nepropustnosti vlnovodu je přitom velmi ostrý. Je-li měrný útlum reálného vlnovodu na kmitočtech těsně pod mezním kmitočtem několik desítek až stovek dB/m, pak těsně nad mezním kmitočtem klesá na velmi malou hodnotu několika desetin až setin dB/m.

**Fázová rychlost**  $v_f$  vlny ve vlnovodu je rychlost, s níž se v podélném směru vlnovodu pohybují místa konstantní fáze signálu

$$v_f = \frac{v}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_m}{f}\right)^2}} = \frac{v}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_m}\right)^2}}, \quad (9.3)$$

kde  $v = 1/(\epsilon\mu)^{1/2}$  je rychlost rovinné elmag. vlny v neomezeném prostoru s parametry  $\epsilon, \mu$ . Pro suchý vzduch je  $v = c$ , kde  $c = 3 \cdot 10^8$  m/s je rychlost světla ve vakuu.

**Skupinová (grupová) rychlost**  $v_{sk}$  vlny je rychlost pohybu míst konstantní fáze modulační obálky signálu ve směru podélné osy vlnovodu a rovněž rychlost přenosu energie vlny vlnovodem. Je

$$v_{sk} = v \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{f_m}{f}\right)^2} = v \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_m}\right)^2}. \quad (9.4)$$

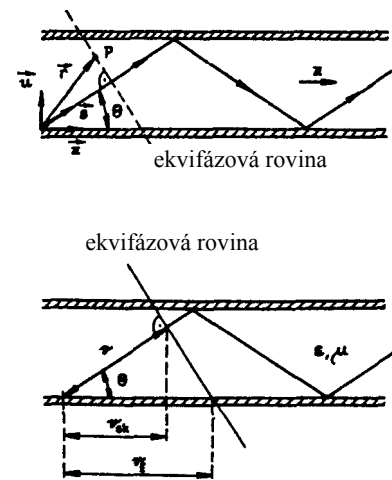
Protože v pásmu propustnosti vlnovodu je  $f > f_m$  ( $\lambda < \lambda_m$ ), je vždy  $v_f > v$  a  $v_{sk} < v$ , čili při vzduchovém dielektriku uvnitř vlnovodu  $v_f > c$  a  $v_{sk} < c$ . Protože fázová i skupinová rychlost závisí na kmitočtu signálu, je dutý kovový vlnovod vždy disperzním vedením, a to i vlnovod ideální (bezeztrátový).

**Délka vlny ve vlnovodu** čili vzdálenost, kterou urazí vlna fázovou rychlostí  $v_f$  za dobu jedné periody signálu  $T = 1/f$

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_m}\right)^2}}. \quad (9.5)$$

Pro  $\lambda < \lambda_m$  v pásmu propustnosti vlnovodu je z tohoto vztahu  $\lambda_g > \lambda$ . Toto prodloužení vlny ve vlnovodu je zřejmě způsobeno zvětšením fázové rychlosti vlny  $v_f$  ve vlnovodu nad rychlost světla  $c$ . Je tedy důležité rozlišovat vlnové délky  $\lambda$  a  $\lambda_g$ . Jejich rozdíl může totiž nabývat značných hodnot. S rostoucí vlnovou délkou signálu  $\lambda$  (s klesajícím kmitočtem) roste i  $\lambda_g$ , až pro  $\lambda \rightarrow \lambda_m$  je  $\lambda_g \rightarrow \infty$ .

Celkovou elmag. vlnu ve vlnovodu si lze představit jako superpozici nekonečně mnoho dílčích rovinných vln, které se šíří vlnovodem pod určitým úhlem  $\theta$  vůči podélné ose (obr. 9.3). Na vodivém plášti se odráží a těmito neustálými odrazy od vodivých stěn se šíří vlnovodem po dráze mající podobu lomené čáry. Z obr. 9.3 je pak názorně zřejmé, proč je rychlost pohybu ekvifázových rovin (tedy fázová rychlost vlny) větší než rychlost světla, zatímco rychlost přenosu energie v podélné ose vlnovodu (tedy skupinová rychlost) menší než rychlost světla (při vzduchovém dielektriku).



Obr. 9.3. Dílčí rovinná vlna ve vlnovodu

Z řešení Maxwellových rovnic plyne, že celkové elmag. pole v dutém kovovém vlnovodu lze vyjádřit jako superpozici dvou typů vln: vlny **transverzálně (příčně) magnetické** (ve zkratce **vlny TM**) a vlny **transverzálně (příčně) elektrické** (ve zkratce **vlny TE**). Vlna TM nemá podélnou složku magnetického pole, jeho magnetické pole má pouze složky příčné. Protože intenzita elektrického pole vlny TM má nenulové složky příčné i podélné, označuje se pole TM rovněž jako elmag. pole **typu E**. Naopak, u vlny TE je nulová podélná složka elektrického pole, jeho elektrické pole leží tedy jen v příčné rovině, magnetické pole má všechny složky - příčné i podélnou. Pole TE se proto nazývá rovněž elmag. pole **typu H**. V kovovém vlnovodu s ideálně vodivými stěnami (a reálné vlnovody se tomuto stavu značně blíží) mohou vlny TM a TE i samostatně existovat, mohou zde být samostatně buzeny a mohou se v něm samostatně šířit nezávisle jedna na druhé. Každá vlna TM a TE tak představuje samostatný přenosový kanál vlnovodu.

**Charakteristická impedance** vlny ve vlnovodu je definována jako podíl komplexních amplitud příčných složek intenzit elektrického a magnetického pole ve vlnovodu. Je

$$Z_{0TM} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{f_m}{f}\right)^2} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_m}\right)^2}, \quad (9.6.a) \quad Z_{0TE} = \frac{\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_m}{f}\right)^2}} = \frac{\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_m}\right)^2}}. \quad (9.6.b)$$

Je zřejmé, že charakteristická impedance vlny je v pásnu propustnosti vlnovodu reálná a je buď menší než hodnota  $(\mu/\varepsilon)^{1/2}$  (pro vlnu TM) nebo větší než  $(\mu/\varepsilon)^{1/2}$  (pro vlnu TE). V pásnu nepropustnosti vlnovodu jsou charakteristické impedance (9.6) ryze imaginární, a to kapacitního (TM) či induktivního charakteru (TE).

V dutém kovovém vlnovodu existují tři příčiny nenulového útlumu. **Útlum vlnovodu vlivem nedokonale vodivých stěn** je podmíněn především výrazným povrchovým jevem na stěnách vlnovodu na uvažovaných velmi vysokých kmitočtech přenášených signálů. Ztrátové vlastnosti kovového pláště jsou zde charakterizovány **hloubkou vniku**  $\delta$  nebo tzv. **vysokofrekvenčním povrchovým (plošným) odporem**  $R_S$

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_v \sigma_v}} \quad (9.7) \quad \text{a} \quad R_S = \frac{1}{\delta \cdot \sigma_v} = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu_v}{2 \cdot \sigma_v}} \quad [\Omega/\square] , \quad (9.8)$$

kde  $\mu_v$  a  $\sigma_v$  jsou permeabilita a specifická vodivost vodivého materiálu stěn vlnovodu. **Útlum vlnovodu vlivem ztrátového dielektrika** je způsoben nenulovou svodovou měrnou vodivostí  $\sigma$  dielektrického prostředí, jímž je vyplněn vnitřní objem vlnovodu. Hodnota tohoto měrného útlumu je

$$\alpha_d = \frac{\omega \cdot \sqrt{\varepsilon \mu}}{2} \cdot \frac{\text{tg } \delta}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_m}{f}\right)^2}} \quad [\text{Np/m}] \quad (9.9)$$

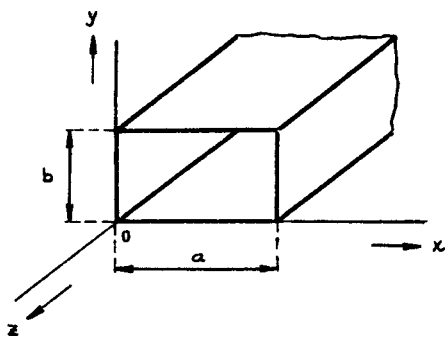
Zde  $\text{tg } \delta = \sigma/\omega\varepsilon$  je tzv. ztrátový činitel, jímž se vyjadřují ztrátové vlastnosti dielektrických materiálů. Ztráty v dielektriku je nutno v praxi obvykle uvažovat jen v případě pevných či kapalných dielektrik. Většinou jsou však vlnovody zaplněny suchým vzduchem, jehož ztráty jsou zanedbatelné.

Předchozí dva druhy útlumu vznikají v kmitočtovém pásnu propustnosti vlnovodu. V pásnu nepropustnosti, tedy při  $f < f_m$  ( $\lambda > \lambda_m$ ) dochází k **útlumu vlny vlivem odrazu** od vstupu vlnovodu. Jeho měrná hodnota je

$$\alpha_{\text{odr}} = 2\pi f \sqrt{\varepsilon \mu} \cdot \sqrt{\left(\frac{f_m}{f}\right)^2 - 1} = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \sqrt{\left(\frac{\lambda}{\lambda_m}\right)^2 - 1} \approx 2\pi f_m \cdot \sqrt{\varepsilon \mu} = \frac{2\pi}{\lambda_m} \quad [\text{Np/m}] , \quad (9.10)$$

kde poslední dva výrazy platí pro tlumení vlnovodu na kmitočtech hluboko pod mezním kmitočtem  $f \ll f_m$ , kdy je hodnota  $\alpha_{\text{odr}}$  prakticky kmitočtově nezávislá.

## 9.2.2 Kovové vlnovody obdélníkového průřezu



Obr. 9.4. Vlnovod obdélníkového průřezu

Analýzou elmag. pole ve vlnovodu obdélníkového příčného průřezu dle obr. 9.4 zjistíme, že zde může existovat nekonečně mnoho různých vln TM a nekonečně mnoho různých vln TE, které označujeme jako **vidy TM** a **vidy TE**. Každý vid je charakterizován dvěma celými nezápornými tzv. **vidovými čísly**  $m, n$ . Příslušný vid pak značíme  $\text{TM}_{mn}$ , příp.  $\text{TE}_{mn}$ , přičemž pro vidy TM musí být obě vidová čísla různá od nuly, u vidů TE může být nejvýše jedno z nich nulové. Fyzikálním důvodem tohoto omezení je to, že vidy se „zakázanými“ vidovými čísly nemohou vzniknout, neboť jejich pole by nespĺňovalo okrajové podmínky na vodivém plášti vlnovodu.

Mezní kmitočty a mezní vlnové délky vidů TM a TE ve vlnovodu obdélníkového průřezu

$$f_m = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{\varepsilon \mu}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (9.11.a) \quad , \quad \lambda_m = \frac{2\pi}{\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}} \quad (9.11.b)$$

Vlivem různých mezních kmitočtů mají jednotlivé vidy  $\text{TM}_{mn}$  a  $\text{TE}_{mn}$  různou fázovou rychlost  $v_f$  (9.3), různou skupinovou rychlost  $v_{sk}$  (9.4), různou délku vlny ve vlnovodu  $\lambda_g$  (9.5), různou charakteristickou impedanci  $Z_0$  (9.6), přenášejí různý činný výkon a jsou tlumeny s různým měrným útlumem  $\alpha$ . Různé vidy se rovněž liší uspořádáním pole ve vlnovodu, tedy průběhem svých elektrických a magnetických siločar.



Z nekonečně mnoha vidů TM a TE, které mohou ve vlnovodu existovat, nás zajímá tzv. **dominantní vid**, který má ze všech vidů v daném vlnovodu nejmenší mezní kmitočet  $f_m$ , a tedy nejdelší mezní vlnovou délku  $\lambda_m$ . Budeme-li postupně zvyšovat kmitočet  $f$  signálu, kterým vlnovod budíme, pak jako první se začne vlnovodem šířit právě dominantní vid, neboť pro něj jako první je splněna podmínka šíření  $f > f_m$ . Jinak lze rovněž říci, že dominantní vid potřebuje ke svému šíření nejmenší příčné rozměry vlnovodu. Ze vztahů (1.11) snadno zjistíme, že dominantním videm obdélníkového vlnovodu je **vid TE<sub>10</sub>** s mezní vlnovou délkou

$$\lambda_m^{\text{TE}_{10}} = 2 \cdot a \quad (9.12)$$

Další vidy, jejichž mezní vlnové délky  $\lambda_m < \lambda_m^{\text{TE}_{10}}$ , jsou tzv. **vyšší vidy**. Nejběžnější obdélníkové vlnovody tzv. řady R jsou mezinárodně normalizovány tak, že je  $a > 2b$  (viz část 9.2.6). Nejbližším vyšším videm, který následuje za dominantním videm TE<sub>10</sub>, je u těchto vlnovodů vid TE<sub>20</sub> s  $\lambda_m^{\text{TE}_{20}} = a$ . Dále následují vidy TE<sub>01</sub> ( $\lambda_m^{\text{TE}_{01}} = 2 \cdot b$ ), dvojnásobně degenerované vidy TE<sub>11</sub> a TM<sub>11</sub> ( $\lambda_m^{\text{TE}_{11}} = \lambda_m^{\text{TM}_{11}}$ ) atd.

Signál, šířící se vlnovodem, se může obecně přenášet mnoha různými vidy, které se v daném vlnovodu vybudí a šíří. Takový mnohovidový pracovní režim vlnovodu je však nevýhodný, neboť různé vidy se šíří různými fázovými i skupinovými rychlostmi. Jednotlivé vidy tedy dospějí na konec vlnovodové trasy s různým zpožděním a výstupní signál je značně zkreslený a nepoužitelný. Při přenosu signálů vlnovodem se proto snažíme pracovat jen v tzv. **pásmu jednovidovosti**, což je rozsah kmitočtů či vlnových délek, v němž se vlnovodem šíří pouze jediný, a to dominantní vid. Vlnová délka  $\lambda$  budícího signálu v pásmu jednovidovosti obdélníkového vlnovodu musí tedy vyhovovat podmínce

$$\lambda_m^{\text{TE}_{20}} < \lambda < \lambda_m^{\text{TE}_{10}}, \quad \text{čili} \quad a < \lambda < 2a \quad (9.13)$$

Pravá nerovnost zaručuje šíření dominantního vidu TE<sub>10</sub>, levá vyjadřuje nepropustnost vlnovodu pro nejbližší vyšší vid TE<sub>20</sub>, a tím i nepropustnost pro všechny ostatní vyšší vidy. Poměr nejdelší a nejkratší vlnové délky pásma jednovidovosti tedy je

$$\lambda_{\text{max}} : \lambda_{\text{min}} = \lambda_m^{\text{TE}_{10}} : \lambda_m^{\text{TE}_{20}} = 2 : 1 \quad (9.14)$$

Takto vymezené pásmo je teoretické. Prakticky využívané kmitočtové pásmo obdélníkového vlnovodu je vždy poněkud užší

$$1,1 \cdot a < \lambda < 1,6 \cdot a \quad \text{a} \quad \lambda_{\text{max}} : \lambda_{\text{min}} = 1,5 : 1 \quad (9.15)$$

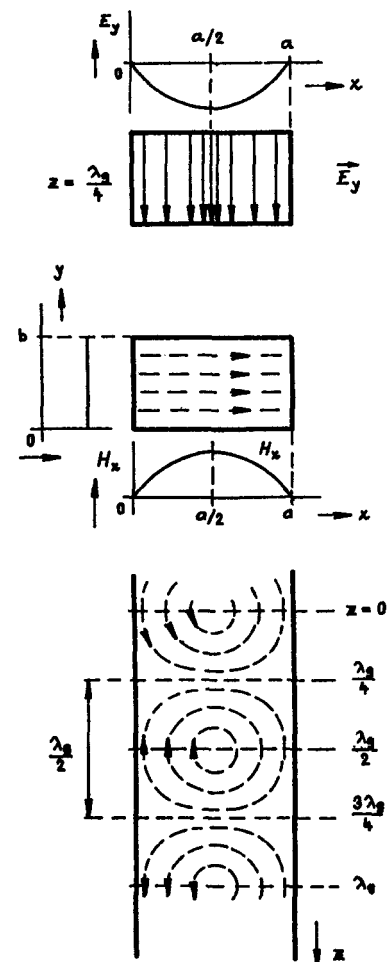
Jedním ze základních parametrů každého vlnovodu je maximální velikost činného výkonu dominantního vidu, který je vlnovod schopen přenést. V impulsním režimu je **maximální přenášený výkon** omezen především průraznou pevností dielektrika, jímž je vlnovod vyplněn. Hodnota maximálního výkonu přenášeného dominantním videm TE<sub>10</sub> v obdélníkovém vlnovodu je

$$P_{\text{max}}^{\text{TE}_{10}} = \frac{ab}{4} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \cdot E_{\text{max}}^2 \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \quad (9.16)$$

kde  $E_{\text{max}}$  je maximální intenzita elektrického pole vidu TE<sub>10</sub> ve vlnovodu. Jak je zřejmé z průběhu jeho siločar na obr. 9.5, vzniká maximum elektrického pole uprostřed širší stěny  $a$  obdélníkového průřezu. Jeho hodnota nesmí překročit velikost průrazné elektrické intenzity, tedy např. pro suchý vzduch  $E_{\text{max}} = 30 \text{ kV/cm}$ . Při této vysoké hodnotě může obdélníkový vlnovod přenášet výkony stovek kW až jednotek MW. Při překročení maximálního výkonu (9.16) nastává průraz dielektrika (vzduchu), a to v místě jeho největší namáhání, tedy uprostřed stěny  $a$ . V kontinuálním (CW) režimu je maximální přenášený výkon omezen spíše oteplením stěn vlnovodu jako

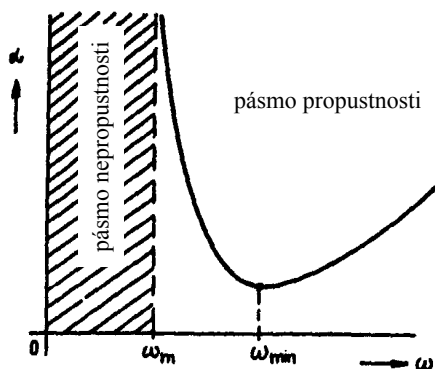
$$P_{\text{max}} = 5,4 \cdot 10^{-2} \cdot \frac{\Delta T \cdot l_{\text{obv}}}{\alpha} \quad [\text{kW}] \quad (9.17)$$

kde  $\Delta T$  [°C] je přípustné oteplení povrchu vlnovodu,  $l_{\text{obv}}$  je délka vnějšího obvodu průřezu vlnovodu a  $\alpha$  [dB/m] je měrný útlum vlnovodu vlivem výkonových ztrát v jeho kovových stěnách (9.18).



Obr. 9.5. Siločáry dominantního vidu TE<sub>10</sub>

**Měrný útlum dominantního vidu  $TE_{10}$  v obdélníkovém vlnovodu vlivem nedokonalé vodivých stěn**



Obr. 9.6. Kmitočtová závislost měrného útlumu dominantního vidu

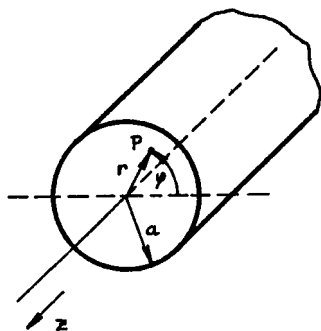
$$\alpha_{TE_{10}} = \frac{R_S}{\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}} \cdot \frac{\frac{1}{b} + \frac{2}{a} \cdot \left(\frac{f_m}{f}\right)^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_m}{f}\right)^2}}, \quad (9.18)$$

kde vysokofrekvenční povrchový odpor vodivých stěn  $R_S$  je dán vztahem (9.8). Z tohoto vztahu plyne, že zvětšováním rozměru  $b$  klesá měrný útlum dominantního vidu a zároveň - podle (9.16) a (9.17) - roste maximální přenášený výkon. Stranu  $b$  však nelze zvětšovat libovolně, neboť tím roste mezní vlnová délka vidu  $TE_{01}$  ( $\lambda_m^{TE_{01}} = 2 \cdot b$ ) a blíží se mezní vlnové délce dominantního vidu  $TE_{10}$ . Znamená to, že zvětšováním hodnoty  $b$  sice zlepšujeme útlumové a výkonové parametry vlnovodu, zároveň však zužujeme

jeho pásmo jednovidovosti. V praxi je proto obvykle vždy  $b < a/2$ . Typická kmitočtová závislost útlumu  $\alpha_{TE_{10}}$  je uvedena na obr. 9.6. Na kmitočtech blížících se meznímu kmitočtu útlum roste, neboť se blížíme k pásmu nepropustnosti vlnovodu. Na určitém kmitočtu dosahuje velikost útlumu svého minima, dále pak jeho hodnota již monotónně narůstá, zejména vlivem růstu velikosti vysokofrekvenčního povrchového odporu pláště. Kmitočet, na němž je hodnota  $\alpha_{TE_{10}}$  minimální je však mimo rozsah pásma jednovidovosti vlnovodu.

Rozborem průběhu siločar dominantního vidu  $TE_{10}$  na obr. 9.5 můžeme usoudit na **fyzikální smysl vidových čísel**  $m$  a  $n$ . Vidové číslo  $m$  udává počet půlvln intenzity elektrického či magnetického pole podél strany  $a$  obdélníkového průřezu. Podobně druhé vidové číslo  $n$  udává počet půlvln intenzity elektrického či magnetického pole podél strany  $b$ . Je-li některé vidové číslo rovno nule, znamená to, že příslušná intenzita je podél odpovídající strany konstantní (= žádná půlvlna podél této strany). Tento význam mají vidová čísla pro libovolný vid v obdélníkovém vlnovodu.

### 9.2.3 Kovové vlnovody kruhového průřezu



Obr. 9.7. Vlnovod kruhového příčného průřezu

Analýzou elmag. pole ve vlnovodu kruhového průřezu dle obr. 9.7 dojdeme k obdobnému závěru, jako u vlnovodu obdélníkového průřezu: i zde může existovat nekonečně mnoho různých vidů  $TM$  a nekonečně mnoho různých vidů  $TE$ . Každý vid je charakterizován dvěma tzv. **vidovými čísly**  $m, n$ , přičemž vidové číslo může být rovno nule ( $m = 0, 1, 2, \dots$ ), vidové číslo  $n$  musí být od nule různé. Fyzikálním důvodem je opět skutečnost, že vidy se „zakázanými“ vidovými čísly nemohou vzniknout, neboť jejich pole by nesplňovalo okrajové podmínky na vodivém válcovém plášti vlnovodu.

Mezní kmitočty a mezní vlnové délky vidů  $TM_{mn}$  vlnovodu kruhového průřezu

$$f_m^{TM} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{\varepsilon\mu}} \cdot \frac{\alpha_{mn}}{a} \quad (9.19.a) \quad , \quad \lambda_m^{TM} = \frac{2\pi a}{\alpha_{mn}} \quad , \quad (9.19.b)$$

zatímco tytéž veličiny pro vidy  $TE$

$$f_m^{TE} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{\varepsilon\mu}} \cdot \frac{\alpha'_{mn}}{a} \quad (9.20.a) \quad , \quad \lambda_m^{TE} = \frac{2\pi a}{\alpha'_{mn}} \quad , \quad (9.20.b)$$

Zde značí  $\alpha_{mn}$   $n$ -tý kořen Besselovy funkce 1. druhu  $m$ -tého řádu a hodnota  $\alpha'_{mn}$  vyjadřuje hodnotu  $n$ -tého kořene derivace Besselovy funkce 1. druhu  $m$ -tého řádu. Tyto hodnoty lze zjistit buď z grafických průběhů Besselových funkcí nebo přesněji z Tab. 9.2 shrnující kořeny  $\alpha_{mn}$  a  $\alpha'_{mn}$  pro  $m = 0, 1, 2, a 3$  a  $n = 1, 2$ .

Stejně jako v obdélníkovém vlnovodu je i zde dominantní vid definován jako vid s nejnižším mezním kmitočtem  $f_m$ , tj. s nejdelší mezní vlnovou délkou  $\lambda_m$ . Z Tab. 9.2 vidíme, že nejmenší hodnotu má kořen  $\alpha'_{11}$ , takže dominantním videm kruhového vlnovodu je vid  $TE_{11}$  s mezní vlnovou délkou

$$\lambda_m^{TE_{11}} = \frac{2\pi a}{\alpha'_{11}} = \frac{2\pi a}{1,8412} = 3,41 \cdot a \quad (9.21)$$

Nejbližší vyšší hodnotu má kořen  $\alpha_{01}$ , takže nejbližším vyšším videm je vid  $TM_{01}$  s mezní vlnovou délkou

$$\lambda_m^{TM_{01}} = \frac{2\pi a}{\alpha_{01}} = \frac{2\pi a}{2,4048} = 2,61 \cdot a \quad (9.22)$$

Třetím videm je vid  $TE_{21}$  s  $\lambda_m^{TE_{21}} = 2\pi \cdot a / \alpha'_{21} = 2,06 \cdot a$ . Pásmo jednovidovosti kruhového vlnovodu je zřejmě vymezeno nerovnostmi

$$\lambda_m^{TM_{01}} < \lambda < \lambda_m^{TE_{11}} \quad , \quad \text{čili} \quad 2,61 \cdot a < \lambda < 3,41 \cdot a \quad (9.23)$$

V tomto rozmezí vlnových délek se ve vlnovodu šíří pouze dominantní vid  $TE_{11}$ . Nejbližší vyšší vid  $TM_{01}$  a tím i všechny ostatní vyšší vidy jsou potlačeny. Relativní šířka pásma jednovidovosti kruhového vlnovodu

$$\lambda_{\max} : \lambda_{\min} = \lambda_m^{TE_{11}} : \lambda_m^{TM_{01}} = 1,3 : 1 \quad (9.24)$$

je menší než u obdélníkového vlnovodu - vztah (9.14). Prakticky využívané kmitočtové pásmo kruhového vlnovodu je však užší

$$2,72 \cdot a < \lambda < 3,2 \cdot a \quad \text{a} \quad \lambda_{\max} : \lambda_{\min} = 1,1 : 1 \quad (9.25)$$

Maximální hodnota výkonu přenášeného dominantním videm  $TE_{11}$  v kruhovém vlnovodu je

$$P_{\max}^{TE_{11}} = 0,2\pi a^2 \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \cdot E_{\max}^2 \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{3,41 \cdot a}\right)^2} \quad , \quad (9.26)$$

kde  $E_{\max}$  je maximální intenzita elektrického pole vidu  $TE_{11}$  ve vlnovodu (obr. 9.8). Jeho hodnota nesmí překročit velikost průrazné elektrické intenzity pro dané prostředí, tedy např. pro suchý vzduch  $E_{\max} = 30 \text{ kV/cm}$ .

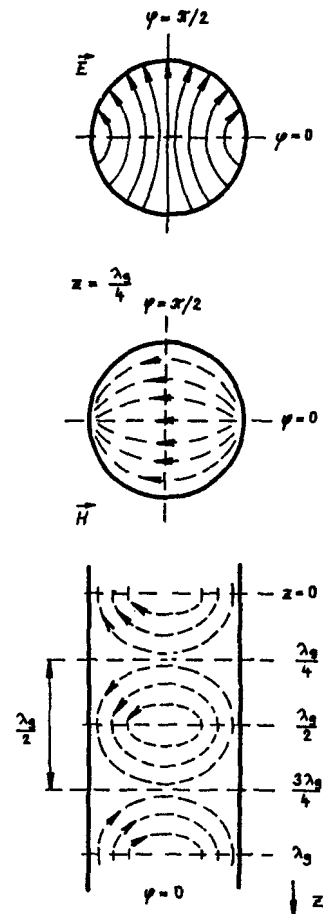
Měrný útlum dominantního vidu  $TE_{11}$  v kruhovém vlnovodu vlivem nedokonale vodivých stěn

$$\alpha_{TE_{11}} = \frac{R_S}{\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}} \cdot \frac{\left(\frac{f_m}{f}\right)^2 + 0,418}{a \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{f_m}{f}\right)^2}} \quad , \quad (9.27)$$

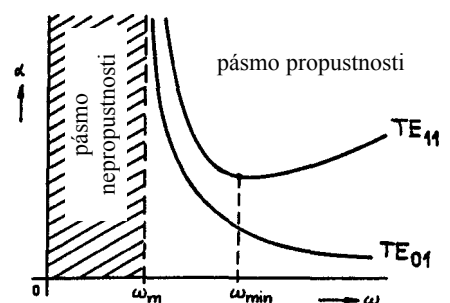
kde vysokofrekvenční povrchový odpor vodivých stěn  $R_S$  je dán vztahem (9.8) a mezní kmitočtet  $f_m$  vztahem (9.21). Typická kmitočtová závislost útlumu  $\alpha_{TE_{11}}$  je uvedena na obr. 9.9. Pro určité vidy ve vlnovodu kruhového průřezu však může dle obr. 9.9 jejich měrný útlum monotónně klesat se zvyšujícím se kmitočtem. Jde o tzv. **rotačně symetrické vidy TE**, tj. vidy jejichž první vidové číslo  $m = 0$ , zejména nejčastější z nich  $TE_{01}$ . Vysokofrekvenční vodivé proudy tohoto vidu mají na kovovém plášti vlnovodu jen příčný (obvodový) směr, takže stěnami vlnovodu netečou žádné podélné proudy. To se projeví tak, že měrný útlum vlnovodu s tímto videm monotónně klesá s rostoucím kmitočtem (s klesající vlnovou délkou) dle vztahu

Tab. 9.2. Kořeny Besselových funkcí prvního druhu a jejich derivací

	n = 1	
	$\alpha_{mn}$	$\alpha'_{mn}$
m = 0	2,4048	3,8317
m = 1	3,8317	1,8412
m = 2	5,1356	3,0542
m = 3	6,3802	4,2012



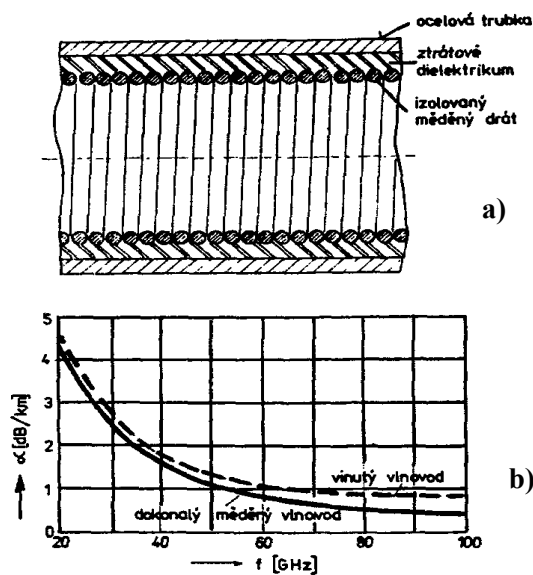
Obr. 9.8. Siločáry dominantního vidu  $TE_{11}$



Obr. 9.9. Kmitočtová závislost měrného útlumu vidů ve vlnovodu kruhového průřezu

$$\alpha_{TE_{01}} = \frac{R_S}{\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}} \cdot \frac{\left(\frac{f_m^{TE_{01}}}{f}\right)^2}{a \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{f_m^{TE_{01}}}{f}\right)^2}} \approx \frac{R_S}{\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}} \cdot \frac{1}{a} \cdot \left(\frac{f_m^{TE_{01}}}{f}\right)^2, \quad (9.28)$$

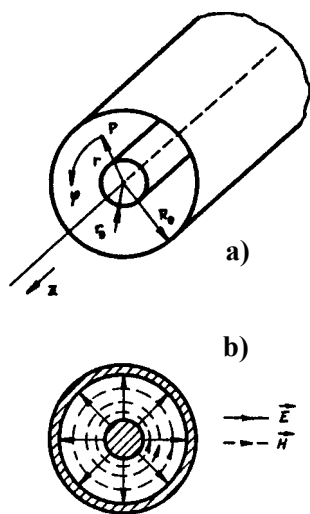
když druhý vztah platí při kmitočtech mnohem vyšších, než je třeba k šíření vidu  $TE_{01}$ , tj.  $f \gg f_m^{TE_{01}}$ . V tomto režimu je hodnota útlumu (9.28) velmi malá. Toho využívají tzv. **nad rozměrné vlnovody**, tedy vlnovody, jejichž poloměr  $a$  je mnohem větší, než nezbytná hodnota pro šíření vidu  $TE_{01}$ . Je nutno si však uvědomit, že v tomto případě se vlnovodem mohou šířit i jiné vidy než  $TE_{01}$ , především všechny nižší vidy  $TE_{11}$ ,  $TM_{01}$ ,  $TE_{21}$  a  $TM_{11}$ , a dále rovněž některé vyšší vidy podle použitého kmitočtu  $f$ . Útlum každého z těchto nežádoucích vidů však s kmitočtem vzrůstá a tím by se znehodnotil velmi malý útlum vidu  $TE_{01}$ . Např. vlnovodem s vnitřním průměrem  $2a = 50,8$  mm se může šířit celkem 67 vidů na kmitočtu 30 GHz a 591 vidů na 90 GHz, včetně pracovního rotačně symetrického vidu  $TE_{01}$ .



Obr. 9.10. Konstrukce vinutého vlnovodu (a) a jeho útlumové charakteristiky (b)

Za této situace je nutno zabránit vzniku a šíření všech těchto vidů, což lze učinit jen vhodnou konstrukcí vlnovodu. Často užívaná konstrukce tzv. **vinutého vlnovodu** je naznačena na obr. 9.10a. Vodičový plášť vlnovodu je zde vytvořen lakovaným měděným vodičem navinutým závit vedle závitu na válcové jádro, na němž se „vinutí“ ještě obalí vrstvou ztrátového dielektrika. Šířením vidu  $TE_{01}$  vzniká v plášti vlnovodu jen obvodový vodičový proud, který u vinutého vlnovodu prochází ve směru závitů a netlumí se. Proudů jiných vidů mají vždy složku kolmou k závitům, zatékají do dielektrika mezi závity i vně závitů, a tím se tyto vidy značně tlumí. Vinuté vlnovody, jejichž výroba je však nákladná, se proto užívají jako účinné vidové filtry vkládané mezi úseky kompaktních (a levných) kruhových vlnovodů s videm  $TE_{01}$ . Dosažitelný průběh jejich útlumové charakteristiky je na obr. 9.10b.

## 9.2.4 Koaxiální (sousedé) vedení a koaxiální vlnovody



Obr. 9.11. Sousedé vedení a průběh siločar vidu TEM

Koaxiální vedení (obr. 9.11a) lze považovat se zvláštní typ dutého kovového vlnovodu, v jehož příčném průřezu jsou dva vzájemně izolované vodiče. Dominantním videm v takové struktuře je **vlna TEM** (transverzálně elektricko magnetická), jejíž siločary elektrického a magnetického pole leží pouze v příčné rovině a mají zde stejný průběh pro vf. i pro ss. signál (obr. 9.11b). Vid TEM má nulový mezní kmitočet

$$f_m^{TEM} = 0 \quad (9.30.a) \quad , \quad \lambda_m^{TEM} = \infty \quad , \quad (9.30.b)$$

takže koaxiálním vedením s vlnou TEM se může šířit i stejnosměrný signál s  $f = 0$ . Pro výpočet všech dalších parametrů vidu TEM můžeme proto použít vztahy z části 9.2.1, do nichž dosadíme hodnotu  $f_m = 0$ .

**Charakteristická impedance (vlnová impedance, vlnový odpor)** sousedého vedení je dána podílem komplexních amplitud napětí  $U$  mezi vodiči a proudů  $I$  tekoucím některým z obou vodičů

$$Z_0 = \frac{U}{I} = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \ln \frac{R_0}{r_0} \quad , \quad (9.31)$$

když vnitřní objem vedení je vyplněn dielektrikem s permitivitou  $\varepsilon_r$ .

**Maximální činný výkon** přenášený vlnou TEM koaxiálním vedením má hodnotu

$$P_{\max}^{\text{TEM}} = \pi r_0^2 \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \cdot E_{\max}^2 \cdot \ln \frac{R_0}{r_0} \quad , \quad (9.32)$$

kde  $E_{\max}$  je maximální intenzita elektrického pole mezi vodiči. Ta nastává na povrchu vnitřního vodiče a nesmí překročit průraznou pevnost použitého dielektrika. Při konstantním poloměru vnějšího vodiče  $R_0 = \text{konst.}$  nastává maximum vztahu (9.32) pro poměr  $R_0/r_0 = 1,65$ , což dle (9.31) znamená, že k přenosu největších výkonů je nejvhodnější koaxiální kabel s impedancí  $Z_0 \cdot \sqrt{\varepsilon_r} = 30 \Omega$ .

**Měrný útlum** sousého vedení vlivem ztrát v nedokonale vodivém materiálu obou vodičů je

$$\alpha_{\text{TEM}} = \frac{R_S}{\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}} \cdot \frac{1}{2R_0} \cdot \frac{1 + \frac{R_0}{r_0}}{\ln \frac{R_0}{r_0}} \quad , \quad (9.33)$$

kde vysokofrekvenční povrchový odpor obou vodičů vedení  $R_S$  je dán vztahem (9.8). Pro  $R_0 = \text{konst.}$  nastává minimum tohoto výrazu při poměru  $R_0/r_0 = 3,6$ , což dle (9.31) znamená, že minimální útlum vykazuje koaxiální kabel s impedancí  $Z_0 \cdot \sqrt{\varepsilon_r} = 77 \Omega$ . Pro často používané polyetylenové dielektrikum s  $\varepsilon_r \approx 2,4$  vychází odtud optimální hodnota vlnového odporu  $Z_0 \approx 50 \Omega$ .

Kromě vlny TEM se mohou v každém dvojvodičovém vedení vybudit a šířit i vlnovodové vidy, tj. vlny TM a TE. Mluvíme pak o **sousém (koaxiálním) vlnovodu**. Praktické použití vlnovodových vidů je však zcela výjimečné. Naopak, sousá vedení se provozují prakticky vždy jen s videm TEM, který je pro toto vedení videm dominantním. Vid TEM má rovněž nejjednodušší uspořádání elektromagnetického pole, což usnadňuje jeho buzení i praktické aplikace sousých vedení. Jako u ostatních vlnovodů, je i u sousého vedení žádoucí pracovat v jeho pásmu jednovidovosti, tedy v takovém rozsahu kmitočtů (vlnových délek), kdy se vedením šíří jen dominantní vid TEM. **Hlavním vlnovodovým videm** v sousém vlnovodu je vid  $TE_{11}$ . Má ze všech vlnovodových vidů největší mezní vlnovou délku

$$\lambda_m^{\text{TE}_{11}} = \pi \cdot (R_0 + r_0) = 2\pi \cdot \frac{R_0 + r_0}{2} \quad , \quad (9.34)$$

což je obvod kružnice, jejíž poloměr je dán aritmetickým průměrem poloměrů vnějšího a vnitřního vodiče. Aby se v sousém vedení s danými rozměry  $R_0$ ,  $r_0$  nevybudil hlavní vlnovodový vid (a tedy ani žádný vyšší vlnovodový vid), musí vlnová délka  $\lambda$  přenášeného signálu vyhovovat nerovnosti

$$\lambda > \lambda_m^{\text{TE}_{11}} = \pi \cdot (R_0 + r_0) \quad , \quad (9.35)$$

která tak vymezuje pásmo jednovidovosti sousého vedení.

### 9.2.5 Srovnání různých druhů vlnovodů a koaxiálních vedení

Budíme-li v obdélníkovém, kruhovém a koaxiálním vlnovodu (vedení) jejich dominantní vidy na kmitočtu na horním okraji pásma jednovidovosti, tedy na kmitočtu, který je blízký meznímu kmitočtu nejbližšího vyššího vidu, lze konstatovat následující skutečnosti:

- Obdélníkový vlnovod má asi 1,5-krát menší útlum a může přenášet asi dvakrát větší činný výkon než vlnovod kruhového průřezu. Oproti koaxiálnímu vedení s optimálními příčnými rozměry je jeho měrný útlum asi 2,5-krát menší a přenášený výkon téměř pětkrát větší. Proti kruhovému vlnovodu je u obdélníkového vlnovodu zhruba dvakrát větší relativní šířka přenášeného pásma kmitočtů. Z těchto důvodů se na kratších cm a mm vlnách užívá jako vodič elmag. energie obdélníkový vlnovod.
- Pro delší cm a dm vlny vychází za daných podmínek obvod průřezu obdélníkového vlnovodu příliš velký (značná spotřeba materiálu, vlnovod zaplní velký prostor), proto se používá místo něj koaxiální vedení, jehož obvod příčného průřezu je zhruba poloviční proti obdélníkovému či kruhovému vlnovodu. Zároveň - s klesajícím kmitočtem - klesá v absolutní hodnotě měrný útlum koaxiálního vedení a maximální přenášený výkon roste na prakticky přijatelné hodnoty. Výhodou je i to, že impedanční přizpůsobení na koaxiálním vedení je mnohem méně kmitočtově závislé než u vlnovodu a jeho relativní šířka kmitočtového pásma je zhruba třikrát větší.

- Při srovnání jednotlivých druhů vedení a vlnodů je nutno vzpomenout i skutečnost, že u obdélníkového vlnovodu a koaxiálního vedení je jednoznačně určen směr intenzity elektrického pole dominantního vidu (obr. 9.5 a obr. 9.11), zatímco u kruhového vlnovodu tomu tak není; tam směr elektrických siločar dominantního vidu (obr. 9.8) závisí na způsobu vybuzení vlnovodu.

### 9.2.6 Značení a normalizace ve vlnodové a koaxiální technice

První norma dutých kovových vlnodů byla vydána ministerstvem obrany USA za 2. světové války. Na tyto úvodní normalizační práce navazovaly pak postupně další státy vydáváním vlastních národních norem. Vycházely přitom z americké normy ASA C.83.10 - 1956 společnosti RETMA (*Radio Electronics Television Manufacturers Association*). V současné době se většina světových výrobců a uživatelů mikrovlnné techniky přidržuje normativních údajů uvedených v doporučení Mezinárodního elektrotechnického výboru (IEC) řady 153. Zde jsou uvedena příslušná kmitočtová pásma, vnitřní rozměry vlnodů, jmenovitá tloušťka stěny vlnodů a normalizované značení vlnodů pro dané pásmo. Některé tyto údaje pro nejpoužívanější obdélníkové vlnodové řady R podle IEC 153 jsou uvedeny v Tab. 9.3.

Tab. 9.3. Základní technické parametry obdélníkových vlnodů řady R podle IEC 153

Označení pásma	S	C (G)	X <sub>b</sub> (J)	X	K <sub>u</sub> (P)	K	K <sub>a</sub> (R)
Kmitočtový rozsah [GHz]	2,60 ÷ 3,95	3,94 ÷ 5,99	5,38 ÷ 8,17	8,20 ÷ 12,50	11,9 ÷ 18,0	17,6 ÷ 26,7	26,4 ÷ 40,0
Střední kmitočet [GHz]	3,0	5,0	7,5	10,0	15,0	20,0	30,0
Rozsah vlnových délek [cm]	11,55 ÷ 7,60	7,61 ÷ 5,01	5,58 ÷ 3,67	3,66 ÷ 2,40	2,52 ÷ 1,67	1,70 ÷ 1,12	1,14 ÷ 0,75
Střední vlnová délka [cm]	10,0	6,0	4,0	3,0	2,0	1,5	1,0
Mezní kmitočet vidu TE <sub>10</sub> [GHz]	2,080	3,156	4,285	6,560	9,490	14,080	21,100
Označení vlnovodu dle IEC	R 32	R 48	R 70	R 100	R 140	R 220	R 320
Vnitřní rozměry [mm]	72,14 x 34,04	47,55 x 22,15	34,85 x 15,80	22,86 x 10,16	15,80 x 7,90	10,67 x 4,32	7,11 x 3,56
Označení příruby dle IEC	UER 32	UER 48	UER 70	UBR 100	UBR 140	UBR 220	UBR 320
Teoretický měrný útlum [dB/m] *)	0,019	0,0331	0,0509	0,106	0,164	0,378	0,599
Maximální přenášený výkon [MW] **)	10,565	4,877	2,691	1,046	0,577	0,196	0,107

\*) vid TE<sub>10</sub>, vnitřní povrch vlnovodu stříbřen  $\sigma_{Ag} = 61 \cdot 10^6$  S/m, střední vlnová délka

\*\*) vid TE<sub>10</sub>, dielektrikum suchý vzduch  $E_{max} = 3 \cdot 10^4$  V/cm, střední vlnová délka

Jednotlivá kmitočtová pásma jsou v oblasti mikrovln často označována písmeny. Toto značení, které vzniklo za 2. světové války jako šifra pro dané pásmo a udrželo se dodnes, je však v celosvětovém měřítku značně nejednotné. Symboly uvedené v Tab. 9.3 odpovídají nejčastěji užívanému způsobu značení (v závorce jsou uvedeny další často se vyskytující symboly).

Kromě technických a technologických údajů je doporučením IEC navržen i jednotný systém značení vlnodů. Označení se skládá z písmene a čísla. Písmeno udává tvar vnitřního průřezu vlnovodu:

- R** (Rectangle) - běžný obdélníkový vlnod s poměrem stran  $b : a \approx 1 : 2$ ,
- F** (Flat) - plochý obdélníkový vlnod s poměrem stran  $b : a \approx 1 : 8$ ,
- M** (Middle flat) - středně plochý obdélníkový vlnod s poměrem stran  $b : a \approx 1 : 4$ ,
- Q** (Quadrangle) - čtvercový vlnod,
- C** (Circular) - kruhový vlnod.

Za toto písmeno se ve značce vlnovodu uvádí číslo, které je přibližně desetinásobkem středního provozního kmitočtu při daném (dominantním) vidu šíření. Tak např. úplné označení běžného obdélníkového vlnovodu pro pásmo X (3 cm, 10 GHz) je R 100.

Podobný vývoj jako vlnovody prodělala i normalizace jejich přírub. Platí pro ně mezinárodní doporučení IEC 154, které obsahuje návrhy přírub pro běžné obdélníkové vlnovody typu R, pro ploché vlnovody typu F a pro kruhové vlnovody typu C. Doporučené označení přírub pro vlnovody se skládá ze tří písmen a čísla udávajícího velikost vlnovodu. První písmeno určuje konstrukční provedení čelní plochy příruby, a to:

- P** (Pressurable) - příruba s drážkou pro těsnění,
- C** (Choke, pressurizable) - příruba s tlumivkou a drážkou pro těsnění,
- U** (Unpressurizable) - hladká příruba (bez tlumivky a bez drážky).

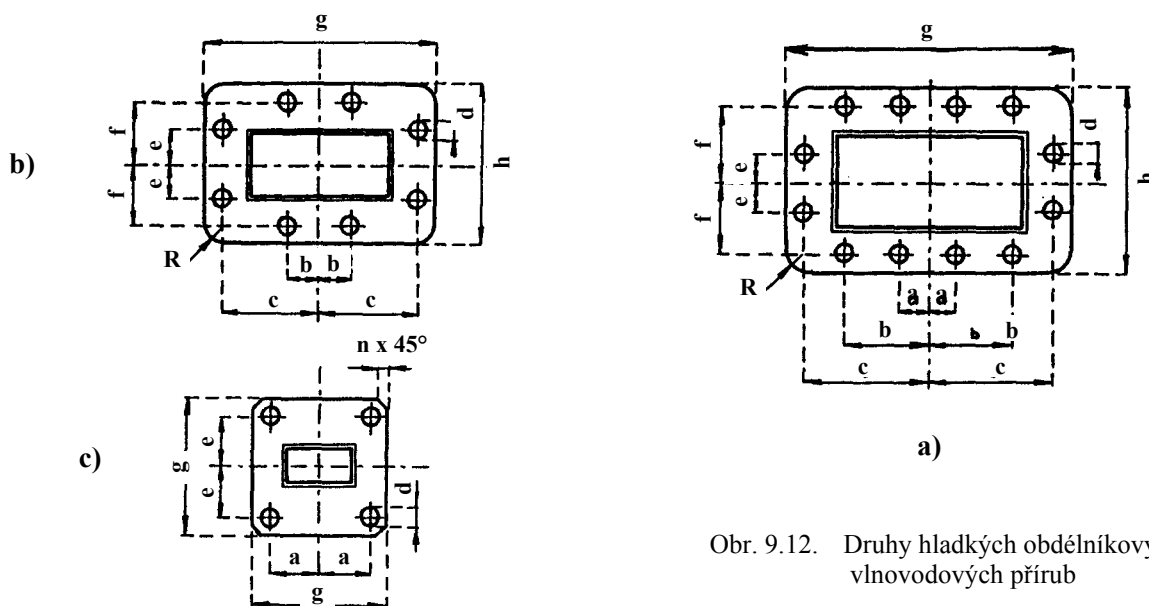
Druhé písmeno určuje základní tvar příruby. Nejpoužívanější jsou

- A** - kruhový tvar,
- B** - čtvercový tvar,
- D** - obdélníkový tvar s těsněním,
- E** - obdélníkový tvar bez těsnění,
- G** - obdélníkový tvar pro vlnovod typu F,
- J** - kruhový tvar pro kruhový vlnovod typu C,
- K** - čtvercový tvar pro čtvercový vlnovod typu Q.

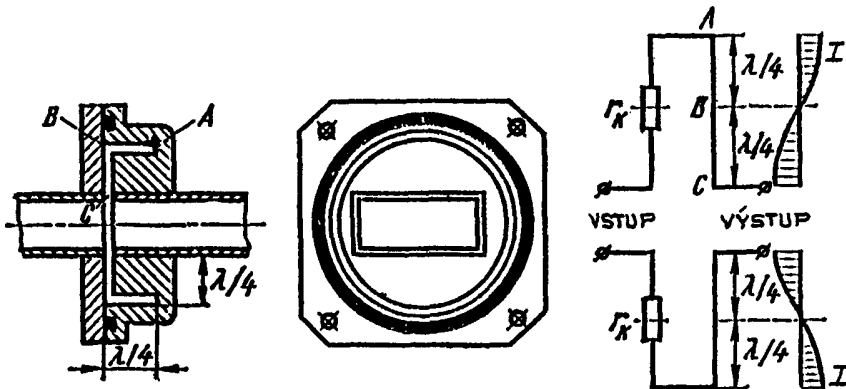
Třetí písmeno spolu s následujícím číslem určuje druh vlnovodu, pro který je příruba určena a odpovídá výše uvedenému značení vlnovodů. Laboratorní vlnododové přístroje jsou nejčastěji opatřovány hladkými přírubami obdélníkového, čtvercového a kruhového tvaru, tedy UE, UB a UA. Typy nejpoužívanějších přírub podle doporučení IEC jsou pro jednotlivá vlnová pásma uvedeny v Tab. 9.4 a v obr. 9.12. Provedení a princip vlnododové příruby s tlumivkou (tzv. **tlumivkové příruby**) je naznačen na obr. 9.13.

Tab. 9.4. Základní rozměry přírub pro obdélníkové vlnovody řady R podle IEC 154

Označení příruby	Jmenovité rozměry [mm]						Doporučené rozměry [mm]				Spojovací šroub	Obrázek
	a	b	c	e	f	d	g	h	n	R		
<b>UER 32</b>	10,34	31,02	44,32	8,51	25,27	4	97,9	59,5	-	8	M 4	9.12a
<b>UER 48</b>	-	10,29	30,86	11,89	18,16		70,6	45,2	-	6		9.12b
<b>UER 70</b>	-	8,18	24,51	8,71	14,99		57,8	38,9	-	5		
<b>UBR 100</b>	15,49	-	-	16,26	-	4,17	41,4	-	3	-	M 3	9.12c
<b>UBR 140</b>	12,62	-	-	12,14	-	4	33,3	-	2	-		
<b>UBR 220</b>	8,13	-	-	8,51	-	3	22,4	-	-	-		
<b>UBR 320</b>	6,35	-	-	6,73	-	3	19,1	-	1,5	-		

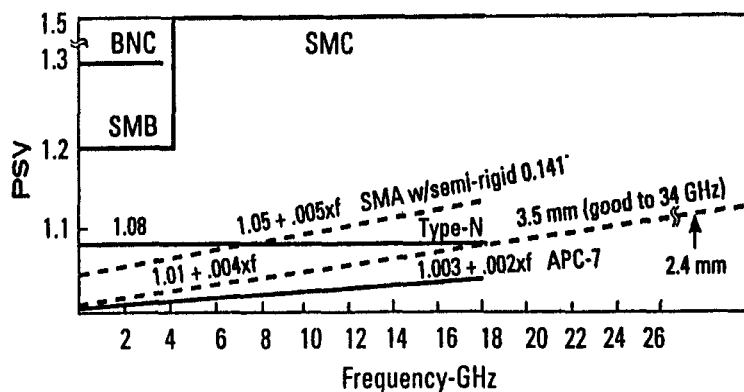


Obr. 9.12. Druhy hladkých obdélníkových vlnododových přírub



Obr. 9.13. Provedení a princip tlumivkové vlnododové příruby

Jedním z nejrozšířenějších koaxiálních konektorů v současné mikrovlnné technice je **konektor typu N** (z angl. „Navy“). Tento 50 ohmový konektor byl původně vyvinut za 2. světové války pro vojenské a námořní sdělovací systémy a je dnes používán jako univerzální koaxiální konektor až do kmitočtů kolem 18 GHz. Dalším rozšířeným druhem je **konektor typu SMA** (Sub-Miniature A), který byl rovněž znám pod označením OSM jako původní výrobek americké firmy Omni-Spectra. Jde o miniaturní koaxiální konektor používaný zejména v mikrovlnných integrovaných systémech, kde se nepředpokládá časté rozpojování konektoru. Ještě menší než typ SMA jsou koaxiální **konektory SMB** a **SMC** (Sub-Miniature B a C). Vzhledem ke své miniaturní a křehké konstrukci se používají jen uvnitř mikrovlnných obvodů a systémů, kde jejich rozpojování je jen výjimečné. Konektory SMB a SMC lze použít do kmitočtů kolem 18 GHz, konektory SMA se používají až do 24 GHz.



Obr. 9.14. Kmitočtová závislost vstupních odrazů nejčastěji užívaných koaxiálních konektorů

Pro velmi přesná koaxiální měření je používán přesný **konektor APC-7** (Amphenol Precision Connector - 7 mm), pří. APC-3,5 či APC-2,4, které mají v pásmech až do 34 GHz ze všech předchozích typů nejmenší činitel odrazu ( $PSV < 1,1$ ), jak je zřejmé z obr. 9.14. Konektor APC-7 je konstruován jako „bezpohlavní“; umožňuje rychlé, snadné a přitom velmi přesné spojování a rozpojování koaxiálních dílů mnohokrát po sobě bez zhoršení svých elektrických parametrů.

### 9.2.7 Výroba a technologie vlnodů a koaxiálních konektorů

Kvalita všech elektrických parametrů mikrovlnných přístrojů je bezprostředně závislá na technologii jejich výroby a použitých materiálech. Ke konstrukci vlnodových dílů se nejčastěji používá mosaz, a to pro svou výbornou opracovatelnost i dobré mechanické vlastnosti. Vysoká elektrická vodivost vnitřního povrchu

V koaxiální technice byla hlavní pozornost věnována unifikaci příslušných koaxiálních konektorů. Přes existenci velkého množství různých typů konektorů používají světoví výrobci v současnosti jen asi 10 až 15 druhů (bez uvážení konstrukčních modifikací). K této unifikaci přispěl především celosvětový přechod koaxiální techniky na charakteristickou impedanci 50  $\Omega$  a dále požadavek zmenšovat rozměry konektorů pro jejich použití v mikrovlnných integrovaných obvodech na kmitočtech až několika desítek GHz.

Rovněž již za 2. světové války vznikl známý **konektor BNC** (Bayonet Navy Connector). Tento typ (v kabelovém či panelovém provedení) patří dnes mezi absolutně nejrozšířenější konektory všestranného použití až do kmitočtu 1 GHz, výjimečně do 4 GHz. Nad těmito kmitočty nastává u konektoru BNC nepřipustné vyzařování energie. Tento jev je odstraněn u **konektoru TNC** (Threaded Navy Connector), který vznikl z typu BNC náhradou bajonetového spojení šroubovým spojem. Konektor TNC může proto pracovat na vyšších kmitočtech, až do 12 GHz.



vlnovodu se dosahuje jeho stříbřením v tloušťce 10 až 15  $\mu\text{m}$ . Aby se stříbrná vrstva uchránila před povětrnostními vlivy a před mechanickým otěrem, nanáší se na ni velmi tenký, ale tvrdý povlak rhodia (síla kolem 0,25  $\mu\text{m}$ ). Elektricky funkční části koaxiálních konektorů se vyrábějí rovněž z mosazi nebo z mědi, jejich povrch se stříbí nebo často i zlatí. Mechanické, upevňovací části konektorů jsou obvykle z nerezavějící oceli. Jako dielektrikum je v mikrovlnných konektorech nejčastěji užíván teflon.

Vlnododové trubky se obvykle vyrábějí výtlačným lisováním a tahem za studena se zpevňují. Vnitřní povrch trubky je hladký a lesklý. Přesné rozměry a vnitřní tvar vlnovodu se dosahují protažením trubky broušeným a leštěným kalibrem z oceli nebo karbidu kovu. Požadavky na tolerance rozměrů a opracování povrchu vnitřních stěn vlnovodu jsou přitom velmi přísné.

Geometricky náročné vlnododové útvary, které by mechanicky nebylo prakticky možné vyrobit, se vyrábějí galvanoplasticky. Při výrobě některých složitých dílů lze rovněž využít skutečnosti, že na uvažovaných velmi vysokých kmitočtech protékají vf. proudy jen v tenké vrstvě (jednotky  $\mu\text{m}$ ) na povrchu kovu. Tvarově složitý vlnododový obvod lze proto vyrobit z levného, dokonce i nekovového materiálu, jehož vnitřní povrch se pak postříbí.

## 9.3 Dutinové rezonátory

### 9.3.1 Základní parametry

Dutinové rezonátory jsou nejčastěji používanými mikrovlnnými rezonančními obvody v pásmech cm a mm vln. Mezi jejich nejvýznamnější vlastnosti, pro něž dosáhly velmi širokého použití, patří velmi vysoká hodnota vlastního činitele  $Q_0$  jakosti (řádově  $10^3$  až  $10^5$ ). Obecný dutinový rezonátor lze definovat jako část prostoru vyplněnou dielektrikem a uzavřenou vodivým kovovým pláštěm. Vzniká tak uzavřená dutina a objemu  $V$  (odtud název „dutinové“ rezonátory). Resonanční kmitočet takové dutiny je dán vztahem

$$f = f_0 \cdot \left(1 - \frac{1}{2Q_0}\right) \quad , \quad (9.36)$$

v němž  $f_0$  je rezonanční kmitočet téhož rezonátoru bez uvažování jeho ztrát a  $Q_0$  je jeho vlastní činitel jakosti (činitel jakosti nezátíženého rezonátoru) způsobený ztrátami výkonu v nedokonalé vodivých stěnách rezonátoru. Vzhledem k velmi vysoké hodnotě  $Q_0 \gg 1$  se skutečný rezonanční kmitočet reálné dutiny  $f$  liší jen velmi nepatrně od rezonančního kmitočtu  $f_0$  bezeztrátové dutiny (s ideálně vodivými stěnami). Pro přibližné určení  $Q_0$  lze pro většinu rezonátorů jednoduchého vypuklého tvaru odvodit přibližný vztah

$$Q_0 \approx \frac{2}{\delta} \cdot \frac{V}{S_p} \quad , \quad (9.37)$$

kde  $\delta$  je hloubka vniku (9.7) do vodivých stěn dutiny při rezonančním kmitočtu,  $V$  je objem dutiny a  $S_p$  vnitřní povrch jeho pláště. Není-li kovový povrch dutiny opracován do zrcadlového lesku, může být hloubka vniku  $\delta$  menší než drsnost povrchu vodiče. V modelovém případě se dráha vodivého povrchového proudu prodlouží přibližně  $\sqrt{2}$ -krát, takže vztah (9.37) korigovaný na drsnost povrchu stěn dutiny má tvar

$$Q_0 \approx \frac{2}{\sqrt{2} \cdot \delta} \cdot \frac{V}{S_p} = \frac{\sqrt{2}}{\delta} \cdot \frac{V}{S_p} \quad . \quad (9.38)$$

Předchozí vztahy platí tím přesněji, čím menší je objem  $V$  rezonátoru, čím jednodušší tvar má dutina a čím jednodušší uspořádání elektromagnetického pole se v ní vytvoří.

Je-li dutina rezonátoru vyplněna dielektrikem s nezanedbatelnými, avšak malými ztrátami, charakterizovanými ztrátovým činitelem  $\text{tg } \delta \ll 1$ , je výsledný činitel jakosti takové dutiny roven

$$\frac{1}{Q_{0c}} = \frac{1}{Q_0} + \text{tg } \delta \quad . \quad (9.39)$$

Vlivem ztrát v dielektriku klesne tedy vlastní činitel jakosti rezonátoru na hodnotu  $Q_{0c} < Q_0$ .

Z ryze praktických důvodů se používá jen několik typů dutinových rezonátorů jednoduchých geometrických tvarů. Nejčastěji se vyskytují tzv. **rezonátory vlnododového typu**. Vlnododový rezonátor je vytvořen z úseku homogenního kovového vlnovodu, který je na obou koncích uzavřen vodivými stěnami

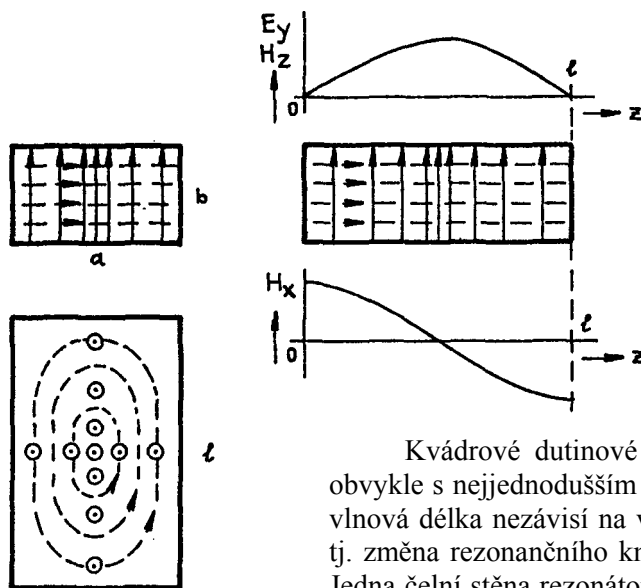
(tedy zkratován). Vzniká tak uzavřená vlnododová dutina o délce  $l$  v podélném směru. Vlnododový dutinový rezonátor rezonuje na nekonečně mnoha diskretních kmitočtech, z nichž každý přísluší jinému uspořádání pole TM nebo TE v dutině. Mluvíme opět o videch TM, příp. TE, které jsou charakterizovány třemi vidovými čísly  $m, n, p$ . První dvě vidová čísla  $m, n$  určují příslušný vid TM či TE ve vlnododu, z něhož je rezonátor vytvořen a určují tedy příčné uspořádání elektromagnetického pole v dutině. Třetí vidové číslo  $p$  charakterizuje rozložení pole v podélném směru rezonátoru a udává počet půlvln  $\lambda_g/2$  stojatých vln na délce  $l$  rezonanční dutiny. Vidovými čísly  $m, n, p$  je proto každý vid  $TM_{mnp}$  či  $TE_{mnp}$  ve vlnododovém rezonátoru zcela určen.

### 9.3.2 Kvádrové rezonátory

Kvádrové rezonátory jsou dutinové rezonátory vytvořené z úseku vlnododu obdélníkového příčného průřezu. Rezonanční kmitočet a rezonanční vlnová délka pro vidy  $TM_{mnp}$  a  $TE_{mnp}$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{\epsilon\mu}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{l}\right)^2} \quad (9.40.a) , \quad \lambda_0 = \frac{2\pi}{\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{l}\right)^2}} \quad (9.40.b)$$

U vidů TM musí přitom být  $m \neq 0$  i  $n \neq 0$ . Naopak třetí vidové číslo  $p$  může být u vidů TM nulové. U vidů TE může být jedno z vidových čísel  $m$  či  $n$  rovno nule (druhé pak musí být od nuly různé). Třetí číslo  $p$  musí však být u vidů TE od nuly různé. V kvádrovém rezonátoru tak nemůže existovat žádný vid TM či TE se dvěma nulovými vidovými čísly. Fyzikálně by takový vid nesplnil okrajové podmínky na plášti rezonátoru.



Obr. 9.15. Siločáry vidu  $TE_{101}$  v kvádrovém rezonátoru

Při stejných číslech  $m, n, p$  mají vidy  $TM_{mnp}$  a  $TE_{mnp}$  stejné rezonanční kmitočty. Takové vidy nazýváme **degenerované**, v daném případě dvojnásobně degenerované. Tyto vidy lze od sebe oddělit jen vhodným způsobem jejich vybudění, a to tak, že budicí prvek umožní buzení buď jen vidu  $TM_{mnp}$ , nebo jen vidu  $TE_{mnp}$  (odst. 9.4). Pokud by budicí prvek umožnil vybudění obou těchto vidů současně, nastává jejich degenerace, která má za následek prudký pokles vlastního činitele jakosti rezonátoru na daném kmitočtu.

Kvádrové dutinové rezonátory používané v technické praxi pracují obvykle s nejjednodušším příčně elektrickým videm  $TE_{101}$ . Jeho rezonanční vlnová délka nezávisí na výšce  $b$  kvádrové dutiny. Přeladování rezonátoru, tj. změna rezonančního kmitočtu, se obvykle provádí změnou jeho délky  $l$ . Jedna čelní stěna rezonátoru je provedena ve formě posuvného zkratovacího pístu. Průběh siločar elektrického a magnetického pole vidu  $TE_{101}$  v kvádrové dutině je naznačen na obr. 9.15. Zvláštním případem kvádrového rezonátoru je **rezonátor krychlový**, u něhož  $a = b = l$ . Pracuje nejčastěji rovněž s videm  $TE_{101}$ . Zajímavé je, že v tomto případě platí přibližný vztah (9.37) pro určení  $Q_0$  zcela přesně.

### 9.3.3 Válcové rezonátory

Válcové dutinové rezonátory, tedy rezonátory z úseku vlnododu kruhového průřezu, jsou nejrozšířenějším a nejpoužívanějším typem vlnododových rezonátorů v mikrovlnné technice. Kromě jednoduché výroby válcové dutiny přispěly k této skutečnosti další výhodné elektrické a konstrukční vlastnosti. Válcové rezonátory se nejčastěji používají ve funkci přesných mikrovlnných vlnoměrů. Vzhledem k vysokému vlastnímu činiteli jakosti ( $Q_0 = 10^4 \div 10^5$ ) lze s nimi měřit kmitočet s chybou  $0,1 \div 0,01$  %.

Rezonanční kmitočet a rezonanční vlnová délka válcového rezonátoru s vidy  $TM_{mnp}$  je

$$f_0^{TM} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{\epsilon\mu}} \cdot \sqrt{\left(\frac{\alpha_{mn}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{l}\right)^2} \quad (9.41.a) \quad , \quad \lambda_0^{TM} = \frac{2\pi}{\sqrt{\left(\frac{\alpha_{mn}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{l}\right)^2}} \quad (9.41.b)$$

a s vidy  $TE_{mnp}$

$$f_0^{TE} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{\epsilon\mu}} \cdot \sqrt{\left(\frac{\alpha'_{mn}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{l}\right)^2} \quad (9.42.a) \quad , \quad \lambda_0^{TE} = \frac{2\pi}{\sqrt{\left(\frac{\alpha'_{mn}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{l}\right)^2}} \quad (9.42.b)$$

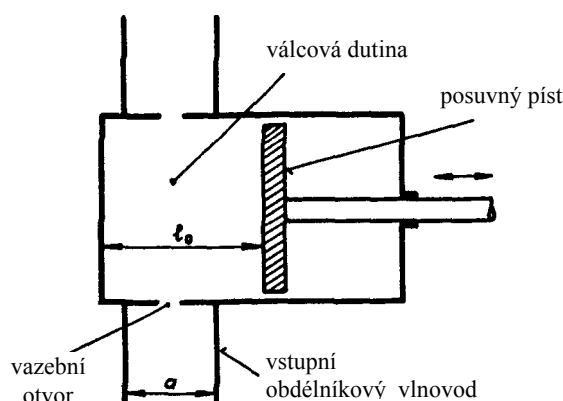
když hodnoty  $\alpha_{mn}$  a  $\alpha'_{mn}$  jsou uvedeny v Tab. 9.2. Na rozdíl od kvádrového rezonátoru, kde nemůže existovat vid se dvěma nulovými vidovými čísly, ve válcové dutině mohou vzniknout vidy typu  $TM_{0n0}$ .

Válcové dutinové rezonátory se nejčastěji užívají s tzv. rotačně symetrickými vidy typu  $TE_{0np}$ , nejčastěji s videm  $TE_{011}$ , a to pro řadu výhodných vlastností. Všechny tyto vlastnosti v podstatě vyplývají z geometrického rozložení elektromagnetického pole těchto vidů ve válcové dutině. Toto pole způsobuje, že vysokofrekvenční vodivé proudy na válcovém plášti i na obou základnách rezonátoru mají pouze příčný azimutální směr, tj. nemají žádnou podélnou složku. Proto není nutné, aby základny rezonátoru měly s válcovou stěnou elektricky dokonalý kontakt. To je velmi výhodné zejména u přeladitelných rezonátorů, kdy jedna základna dutiny je vytvořena jako posuvný píst. U rotačně symetrických vidů  $TE_{0np}$  může být tento píst bezkontaktní, tj. nemusí mít vodivý kontakt s válcovou částí pláště rezonátoru. Při bezkontaktním přeladování je počet možných přeladění prakticky neomezený, naladění dutiny je velmi přesné a jednoznačné. Bezdotykový píst umožňuje velmi jakostní úpravu povrchu vnitřních stěn rezonátoru (zrcadlově vyleštěné plochy), čímž klesá jejich povrchový odpor a zvětšuje se činitel jakosti dutiny. Rovněž mechanická konstrukce bezkontaktních pístů je proti kontaktním pístům jednodušší. Příklad dutinového rezonátoru s bezkontaktním pístem je na obr. 9.16.

Nevodivá mezera mezi čelem a válcovým pláštěm dutiny současně působí jako účinný vidový „filtr“, neboť zamezuje vzniku všech jiných vidů elektromagnetického pole kromě rotačně symetrických vidů  $TE_{0np}$ . Všechny jiné vidy totiž touto nevodivou mezerou vyzařují energii ven z dutiny, čímž vznikají značné výkonové ztráty a tyto nežádoucí vidy se tak vybudí s podstatně menší hodnotou činitele jakosti než by měly za stavu, kdy by místo mezery existovalo vodivé spojení pístu a válcové části pláště. Pouze pro vidy  $TE_{0np}$  má dutinový rezonátor s bezkontaktním pístem vysoký činitel jakosti. Přitom lze ukázat, že ze všech možných vidů dosahují válcové dutinové rezonátory (i s kontaktními čely) největších hodnot činitele jakosti právě s rotačně symetrickými vidy  $TE_{0np}$ . S videm  $TE_{011}$  má pak rezonanční dutina ze všech rotačně symetrických vidů  $TE$  nejmenší objem a tedy největší přeladitelnost ( $f_{\max} : f_{\min} \approx 1,14 : 1$ ) bez nebezpečí degenerace vidů. Největší hodnoty  $Q_0$  se přitom dosahuje při rovnosti průměru a délky dutiny  $D = 2a = l$ .

Válcové dutinové rezonátory se s jinými než rotačně symetrickými vidy  $TE_{011}$  používají jen výjimečně. Širokopásmové dutinové vlnoměry se někdy navrhuje pro použití vidů  $TE_{111}$  odvozených z dominantního vidu ve vlnovodu kruhového průřezu. Jejich přeladitelnost je zhruba  $f_{\max} : f_{\min} \approx 1,44 : 1$  a je tedy podstatně větší než při použití vidu  $TE_{011}$ . K přeladování dutiny s videm  $TE_{111}$  však nelze použít jednoduchý bezkontaktní píst.

Pro velmi jednoduché uspořádání elektromagnetického pole se v některých aplikacích používají válcové dutinové rezonátory s vidy typu  $TM_{0n0}$ . Jejich rezonanční kmitočet nezávisí na délce  $l$  dutiny (třetí vidové číslo  $p = 0$ ), takže dutinu nelze přeladovat změnou její délky. Malých změn rezonančního kmitočtu lze dosáhnout zavedením poruchového prvku do dutiny (např. kovový či dielektrický šroub zasahující do rezonátoru v axiálním či radiálním směru).



Obr. 9.16. Dutinový rezonátor s bezkontaktním pístem

### 9.3.4 Koaxiální rezonátory

Koaxiální rezonátor je tvořen koaxiální dutinou, tedy úsekem souosého vedení uzavřeným na obou koncích nakrátko. Koaxiální rezonátory se provozují prakticky výhradně s videm TEM, tj. s dominantním videm koaxiálního vedení. Jeho rezonanční kmitočet a rezonanční vlnová délka jsou rovny

$$f_0^{\text{TEM}} = \frac{p}{2l \cdot \sqrt{\epsilon\mu}} \quad (9.43.a)$$

$$\lambda_0^{\text{TEM}} = \frac{2l}{p} \quad (9.43.b)$$

Vidové číslo  $p$  tedy opět určuje počet půlvln elektromagnetického pole na délce  $l$  rezonátoru. Základní vid kmitání je určen hodnotou  $p = 1$ . Konstrukce uvedeného typu **půlvlnného koaxiálního rezonátoru** je na obr. 9.17a. Pro jeho činitel jakosti lze z přibližného vztahu (9.37) odvodit

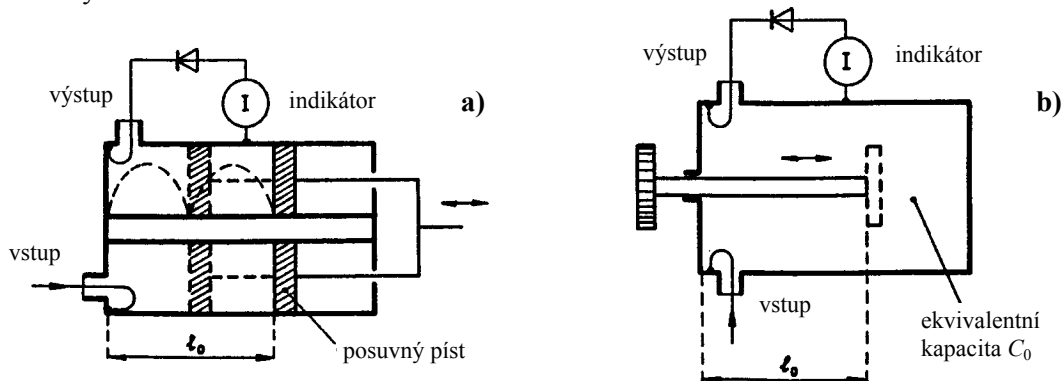
$$Q_0 = \frac{2R_0}{\delta} \cdot \frac{\ln \frac{R_0}{r_0}}{1 + \frac{R_0}{r_0} + \frac{4R_0}{l} \cdot \ln \frac{R_0}{r_0}} \quad (9.44)$$

Pro  $R_0 = \text{konst.}$  nastává maximum tohoto výrazu při poměru  $R_0/r_0 \approx 3,6$ , tedy při hodnotě, kdy původní koaxiální vedení vykazuje nejmenší měrný útlum (odst. 9.2.4).

Druhý typ koaxiálního rezonátoru, **čtvrtvlnný koaxiální rezonátor**, využívá rezonančních vlastností čtvrtvlnného zkratovaného vedení. Dle konstrukčního náčrtku na obr. 9.17b se do dutiny zasouvá střední vodič, takže rezonance nastává při

$$l_0 \approx (2p + 1) \cdot \frac{\lambda_0}{4} \quad (9.45)$$

Na konci středního vodiče vzniká mezi ním a protější stěnou dutiny kapacita  $C_0$ , která zkracuje rezonanční délku (9.45). Někdy se tato kapacita úmyslně zvětšuje (např. rozšířením středního vodiče), aby se zmenšily celkové rozměry rezonátoru.



Obr. 9.17. Koaxiální rezonátory: a) půlvlnný, b) čtvrtvlnný

### 9.3.5 Způsoby zapojení rezonátoru do vedení

Rezonanční dutina je vázána s napájecím vlnovodem jedním nebo několika vazebními prvky. U koaxiálních rezonátorů je tímto prvkem obvykle vazební smyčka, u vlnovodových dutinových rezonátorů je vazba s vlnovodem provedena nejčastěji vazebním otvorem - štěrbinou (viz část 9.4).

Rozlišujeme tři základní typy připojení dutinového rezonátoru k napájecímu mikrovlnnému vlnovodu. Prvním z nich je **průchozí rezonátor**, který je s vnějším vlnovodem vázán dvěma vazebními otvory tak, že signál při rezonanci dutinou prochází (obr. 9.18a). Při rezonanci je v dutině nahromaděna maximální energie, což se projeví prudkým vzrůstem výstupního výkonu, a tedy maximálním údajem indikátoru připojeného k výstupnímu detektoru. Při větším rozladění signál dutinou prakticky neprojde, takže  $P_2 = 0$ .

Druhým typem zapojení dutinových rezonátorů je **absorpční rezonátor** spojený s vnějším vlnovodem jedinou štěrbinou (obr. 9.18b). Rezonanční dutina působí v tomto případě jako sací obvod, který v rezonanci odsaje maximální část výkonu z vnějšího vlnovodu. To se projeví poklesem výstupního výkonu  $P_2$ . Při značném rozladění dutina vlnovod prakticky neovlivňuje a vlnovodem se přenáší celý výkon.

Posledním typem je **reakční rezonátor** zapojený na konec vlnovodu dle obr. 9.18c. Rezonance se zde zjišťuje indikátorem (např. měřicím vedením) zapojeným do napájecího vlnovodu, přičemž podle vzdálenosti tohoto indikátoru od vstupu rezonátoru indikujeme buď maximum nebo minimum výkonu na měřicím vedení. Reakční rezonátor lze pokládat za zvláštní případ průchozího či absorpčního rezonátoru, u nichž je výstupní brána v místě vazebního prvku zkratována.

Konstrukce některých rezonátorů umožňuje základní druhy jejich zapojení kombinovat. Tak např. **rezonanční trojbran** na obr. 9.18d je kombinací průchozí dutiny (pro přenos mezi branami 1-3) a absorpční dutiny (mezi branami 1-2). Koaxiální rezonátory se do vlnovodové aparatury připojují pomocí **vyvazovacích členů**, v nichž se konec koaxiálního kabelu ze vstupu rezonátoru naváže jako sonda do vlnovodu. Ze způsobu zapojení na obr. 9.18e je zřejmé, že koaxiální vlnoměr KV se vůči vlnovodové trase chová jako absorpční dutina, vůči svému vlastnímu indikátoru I jde však o průchozí dutinu.

#### 9.4 Buzení vlnovodů a dutinových rezonátorů

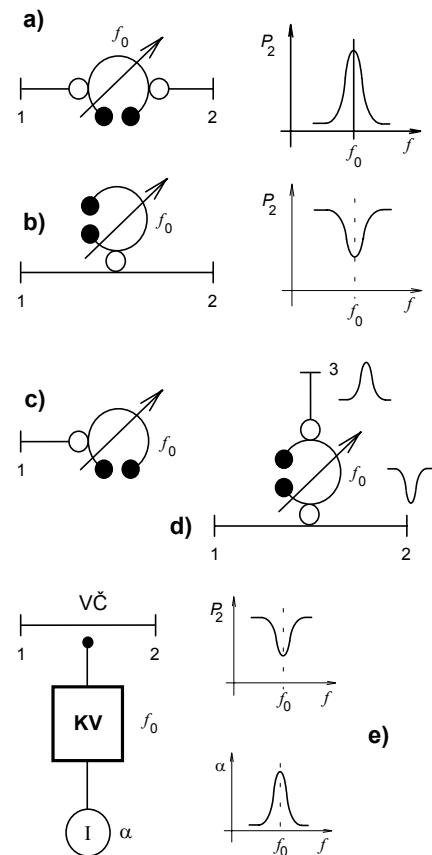
V současné technické praxi se používají tři způsoby buzení vlnovodů, koaxiálních vedení a dutinových rezonátorů: buzení proudovou sondou (anténkou), buzení magnetickou smyčkou a buzení vazebním otvorem (štěrbinou). U všech těchto způsobů je vždy nutno znát průběh a rozložení elektromagnetického pole, které chceme v daném vlnovodu či rezonátoru vybudit.

**Buzení proudovou sondou** se realizuje krátkým úsekem lineárního vodiče (např. středního vodiče koaxiálního vedení) s délkou  $h \ll \lambda$  zasunutým do buzeného vlnovodu či dutinového rezonátoru. Pro optimální buzení určitého vidu elektromagnetického pole musí být sonda zasunuta rovnoběžně se siločarami elektrického pole buzeného vidu, a to v místě jeho maximální intenzity. Kmitočet budícího signálu, jímž je sonda napájena z generátoru, musí být vyšší než je mezní kmitočet buzeného vidu v daném vlnovodu, příp. musí být blízký rezonančnímu kmitočtu buzeného vidu v daném rezonátoru. Velikost buzení lze v jistých mezích ovlivňovat změnou hloubky zasunutí sondy. Příklad aplikace těchto zásad pro buzení dominantního vidu  $TE_{10}$  ve vlnovodu obdélníkového průřezu, který je na jednom konci zkratován, je naznačen na obr. 9.19. Pro maximální buzení čistého vidu  $TE_{10}$  by mělo být  $x_0 = a/2$  a  $z_0 = \lambda_g/4$  a budící kmitočet by měl ležet v pásmu jednovídrovosti daného vlnovodu.

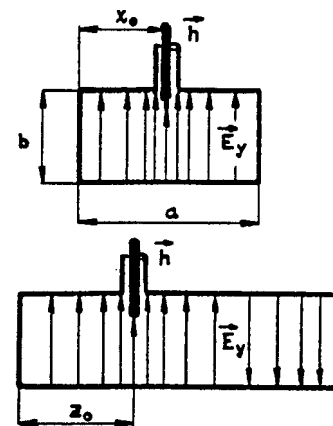
Na principu buzení proudovou sondou je konstruována většina tzv. **přechodů z koaxiálu na vlnovod**, kdy sonda je tvořena „obnaženým“ koncem středního vodiče koaxiálního vedení či koaxiálního konektoru. Vzdálenost  $x$  pro příčné umístění sondy se v základní konstrukci dle obr. 9.20a volí tak, aby se vlnová impedance koaxiálního vedení (konektoru) přibližně rovnala vstupní impedanci obdélníkového vlnovodu, která je pro vid  $TE_{10}$  rovna

$$Z = \frac{2b}{a} \cdot Z_{0TE} \cdot \sin^2 \frac{\pi x}{a} \quad (9.46)$$

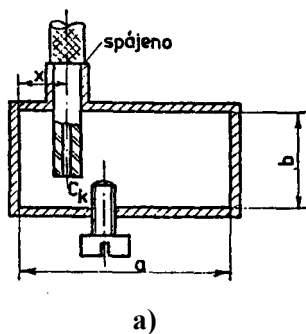
kde  $Z_{0TE}$  je určena vztahem (9.6.b) pro vid  $TE_{10}$ . Impedanční přizpůsobení přechodu v širším pásmu kmitočtů se experimentálně dostavuje pomocným kapacitním šroubem (obr. 9.20a). Velké širokopásmovosti



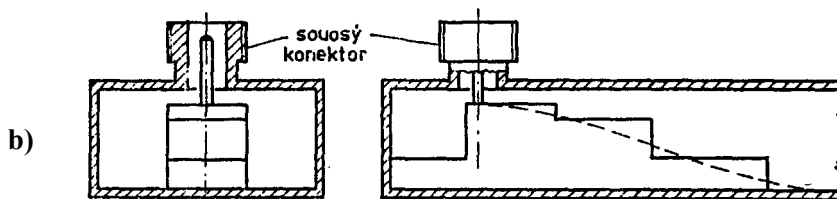
Obr. 9.18. Způsoby zapojení rezonátoru do vedení



Obr. 9.19. Optimální umístění proudové sondy pro buzení dominantního vidu v obdélníkovém vlnovodu

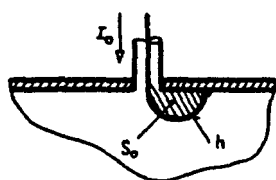


lze dosáhnout u přechodu podle obr. 9.20b. V obdélníkovém vlnovodu je stupňovitý nebo plynulý impedanční transformátor s vlnovodem  $\Pi$ , jímž se navzájem přizpůsobí vlnové impedance obdélníkového vlnovodu a koaxiálního vedení.



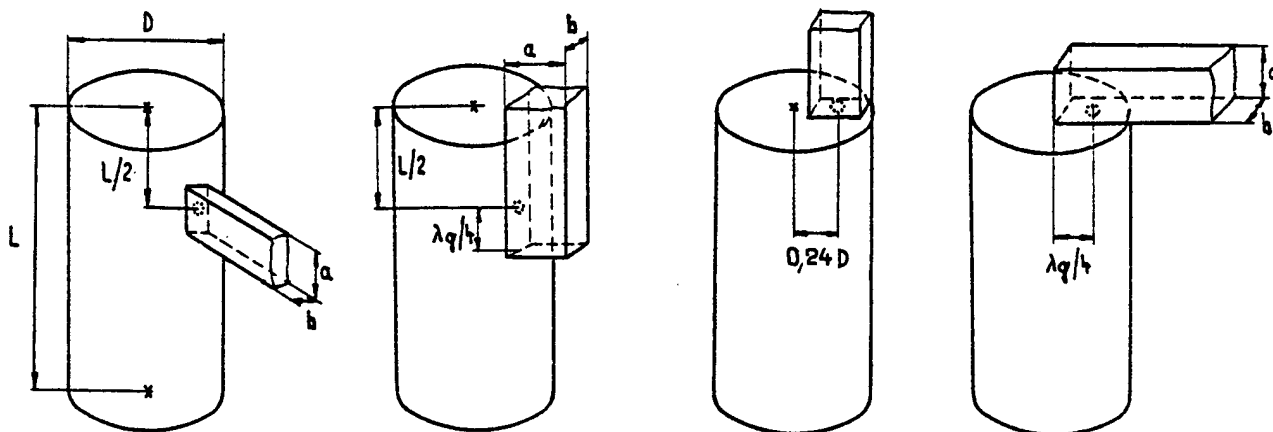
Obr. 9.20. Dva typy přechodů z koaxiálního vedení s videm TEM na obdélníkový vlnovod s videm  $TE_{10}$

**Buzení magnetickou smyčkou** je odvozeno od předchozího způsobu, kdy lineární proudovou sondu vytvarujeme do podoby malé „téměř uzavřené“ smyčky dle obr. 9.21. Pro optimální buzení určitého vidu ve vlnovodu či v dutinovém rezonátoru musí být plocha smyčky kolmá k magnetickým siločárám tohoto vidu a její střed musí být v místě maximální intenzity magnetického pole. Kmitočet budicího signálu musí být vyšší než je mezní kmitočet buzeného vidu v daném vlnovodu, příp. musí být blízký rezonančnímu kmitočtu buzeného vidu v daném dutinovém rezonátoru. Velikost buzení tu lze regulovat prakticky od nuly až do maximální hodnoty prostým natáčením plochy smyčky o úhel  $90^\circ$ . Použití magnetické smyčky jako budicího elementu je nejčastější při buzení vzduchem plněných koaxiálních vedení a zejména koaxiálních dutinových rezonátorů (obr. 9.17).



Obr. 9.21. Téměř uzavřená budicí proudová smyčka

Při **buzení vazebním otvorem (štěrbinou)** je v kovové stěně vlnovodu či dutinového rezonátoru vytvořen (vyříznut) malý vazební otvor. V něm se z vnějšku vytvoří budicí elektrické pole (vnějším vedením, vnějším vlnovodem či ozářením elmag. vlnou), kterým je buzen požadovaný vid v buzeném vlnovodu či rezonátoru. Pro optimální buzení musí být budicí elektrické pole ve štěrbině orientováno kolmo na směr magnetických siločar buzeného vidu a střed štěrbiny musí být umístěn v místě maxima magnetického pole buzeného vidu. Kmitočet budicího pole (signálu) musí být vyšší než je mezní kmitočet buzeného vidu ve vlnovodu, příp. musí být blízký rezonančnímu kmitočtu buzeného vidu v dutinovém rezonátoru. Buzení štěrbinou je typickým způsobem buzení vlnovodových dutinových rezonátorů. Z výrobních důvodů se užívají především štěrbinu kruhového tvaru. Na obr. 9.22 je uvedeno několik variant buzení vidu  $TE_{011}$  ve válcovém rezonátoru pomocí obdélníkového vlnovodu s videm  $TE_{10}$ . Vazba je realizována malou kulatou štěrbinou v některé ze stěn vlnovodu. Kmitočet vlny ve vlnovodu musí být v jeho pásmu jednovidovosti a musí být přibližně roven rezonančnímu kmitočtu vidu  $TE_{011}$  v buzeném rezonátoru.



Obr. 9.22. Některé možnosti buzení vidu  $TE_{011}$  ve válcovém rezonátoru pomocí obdélníkového vlnovodu s videm  $TE_{10}$

## 9.5 Mikrovlnné vlnodové zeslabovače

Jedním z nejčastěji používaných mikrovlnných obvodů jsou tzv. **zeslabovače** neboli **atenuátory**. Umožňují zeslabení výkonu postupné vlny z generátoru na žádanou nižší úroveň, mohou však sloužit i jako oddělovací členy chránící mikrovlnný generátor před odraženou vlnou nebo zabezpečující dostatečné přizpůsobení zátěže a vedení (vlnovodu). Zařadíme-li na výstup generátoru zeslabovač s útlumem např. 10 dB, je případná zpětná vlna zeslabena minimálně 100-krát, takže již nemůže negativně ovlivnit režim generátoru. Jako oddělovací členy se však dnes téměř výhradně užívají feritové izolátory (část 9.6).

### 9.5.1 Odporové (absorpční) zeslabovače

V těchto zeslabovačích vzniká útlum absorpcí elmag. vlny a její přeměnou v teplo ve ztrátovém dielektriku, ve špatně vodivých stěnách vlnovodu nebo v odporových deskách vložených dovnitř vlnovodu.

Často se používá **zeslabovač s příčně posuvnou odporovou deskou**, jehož uspořádání v obdélníkovém vlnovodu je uvedeno na obr. 9.23. Napříč vlnovodem se posouvá tenká dielektrická deska, na jejíž jedné straně je nanášena odporová vrstva. Dielektrické desky se nejčastěji vyrábějí ze skla, odporová vrstva je z grafitového laku či tenké vrstvy nichromu. Nejmenší útlum zeslabovače nastává v poloze desky těsně u boční stěny vlnovodu (0,1 až 0,5 dB). Je-li naopak deska v místě největší intenzity elektrického pole uprostřed vlnovodu, je útlum největší (20 ÷ 40 dB). Zkosené úseky na obou koncích odporové desky tvoří impedanční transformátory, kterými se impedance hladkého (prázdného) vlnovodu transformuje na impedanci vlnovodu s deskou. Tím se dosahuje dostatečného impedančního přizpůsobení na vstupu i výstupu attenuátoru.

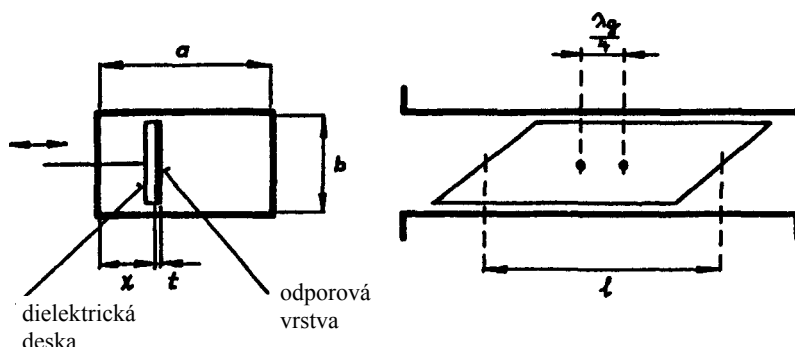
Útlum  $L$  [dB] odporového zeslabovače je dán přibližným vztahem

$$L \approx 8,68 \cdot \frac{l}{a} \cdot \frac{Z_0^{\text{TE}_{10}}}{R_{\square}} \cdot \sin^2 \frac{\pi x}{a} \quad (9.47)$$

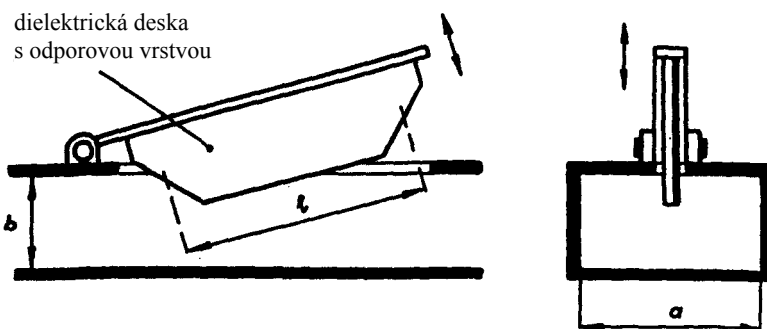
kde  $R_{\square} = 1/\sigma t$  je tzv. čtvercový plošný odpor absorpční vrstvy a  $Z_0^{\text{TE}_{10}}$  je určena vztahem (9.6.b) pro vid  $\text{TE}_{10}$ . Obvyklá velikost plošného odporu  $R_{\square}$  činí 100 až 800  $\Omega$ .

Deskové attenuátory se vyrábějí jako pevné (deska je pevně nastavena do určité vzdálenosti od boční stěny vlnovodu) i jako proměnné. Posuvný mechanismus desky musí umožňovat dostatečně jemný a rovnoměrný posuv a zachovávat dobré přizpůsobení. Přesnost nastavení útlumu činí asi 5 %, kmitočtová závislost útlumu je obvykle 5 až 10 % v kmitočtovém pásmu použitého vlnovodu pro útlumu do 30 dB.

Na stejném principu pracuje i **nožový attenuátor**, u něhož se deska s odporovou vrstvou zasouvá do vlnovodu úzkou podélnou štěrbinou (obr. 9.24). Nožové zeslabovače se uplatňují především na mm vlnách, kde obdélníkové vlnovody mají již velmi malé příčné rozměry.

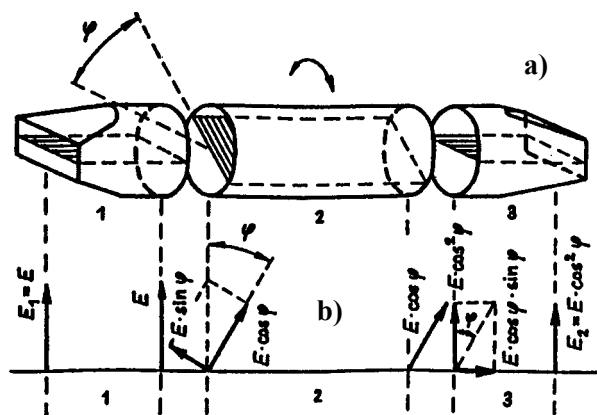


Obr. 9.23. Absorpční zeslabovač s příčným posuvem odporové desky



Obr. 9.24. Nožový zeslabovač

Snadnou obsluhou a vysokou přesností vyniká **otočný odporový zeslabovač** naznačený na obr. 9.25. Krajní části 1 a 3 jsou přechody z obdélníkového na kruhový vlnovod s videm  $TE_{11}$ , prostřední část 2 je otočná. Ve všech třech částech jsou umístěny tenké dielektrické desky s odporovou vrstvou. Při nastavení zeslabovače na nejmenší útlum jsou desky ve všech částech kolmé na směr elektrických siločar ( $\varphi = 0$ ).



Obr. 9.25. Otočný odporový zeslabovač

Pootočením části 2 o úhel  $\varphi$  se elektrické pole podle obr. 9.25b rozloží na složku kolmou k odporové desce a na složku, která je s touto deskou rovnoběžná a proto se v ní utlumí. Teoretický útlum otočného zeslabovače je

$$L = 40 \cdot \log \frac{1}{\cos \varphi} \quad [\text{dB}] \quad (9.48)$$

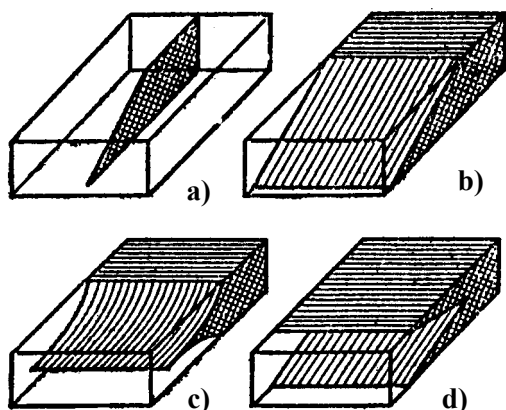
Skutečný útlum otočného zeslabovače souhlasí s teoretickou hodnotou s chybou menší než 1% až do hodnot 50 až 60 dB. Základní předností otočných zeslabovačů je to, že v rozsahu 0 až cca 60 dB nezávisí jejich útlum na kmitočtu ani na vlastním útlumu odporových desek.

Ve výkonové vlnovodové technice se často užívají i **neproměnné odporové zeslabovače**.

Útlumová vložka je nepohyblivá a lze ji tedy navrhnout rozměrnou s dobrým odvodem tepla. Kromě neproměnného deskového zeslabovače se užívá i konstrukce, v níž ztrátové dielektrikum vyplňuje celý objem části vlnovodu. U jiné varianty výkonového zeslabovače je vlnovod rozšířen v hranolové pouzdro, které je až po normální průřez vlnovodu vyplněno útlumovou hmotou; útlum ztrátami pak nastává v těchto „stěnách“ vlnovodu.

## 9.5.2 Bezodrazové koncovky

Úkolem bezodrazové koncovky (přízpusobené zátěže, zakončovacího odporu) je absorbovat celý výkon postupné vlny. Zároveň musí být sama koncovka co nejlépe impedančně přízpusobena.



Obr. 9.26. Vlnovodové bezodrazové koncovky

Princip nejčastěji používané vlnovodové bezodrazové koncovky pro malé výkony je stejný jako u odporových zeslabovačů. Konstrukce koncovky je naznačena na obr. 9.26a. Dielektrická deska s odporovou vrstvou je na počátku opět zkosená, aby se dosáhlo dobrého impedančního přízpusobení vlastní koncovky a vstupního vlnovodu. V některých případech je deska posuvná v podélném směru, což má význam např. při měření velmi malých odrazů na vedení.

Bezodrazové koncovky pro větší a velké výkony jsou odporovou absorpční hmotou vyplněny ve větším objemu (obr. 9.26b, c, d), příp. jsou z vnějšku chlazeny nuceným oběhem vzduchu či chladicí kapaliny.

## 9.6 Nereciproční mikrovlnné feritové obvody

### 9.6.1 Gyromagnetické jevy ve feritech a jejich využití v mikrovlnné technice

Ferity jsou sloučeniny kyslíčnicku železa s kyslíčkem některých jiných kovů. Ve vysokofrekvenční a mikrovlnné technice se nejčastěji používají magneticky měkké ferity typu  $MgO \cdot Al_2O_3$ , které se nazývají kubické ferity nebo **ferospinely**. Zvláštní skupinu feritů velmi často užívaných v mikrovlnné technice



představují ferity vzácných zemin, z nich nejčastěji se používá YIG (yttrium iron garnet) s chemickým vzorcem  $3Y_2O_3 \cdot 5Fe_2O_3$ . Mechanickými vlastnostmi se ferity podobají keramice. Ferity mají poměrně vysokou permitivitu ( $\epsilon_r = 10 \div 20$ ) a svými magnetickými vlastnostmi se v zásadě neliší od feromagnetických kovů. Jejich počáteční permeabilita je asi  $100 \div 2000$ . Ferity však mají vysoký specifický odpor  $10^4 \div 10^6 \Omega m$ , což je hodnota  $10^{11}$  až  $10^{13}$ -krát vyšší než specifický odpor např. oceli.

Na nízkých kmitočtech je ferit izotropním materiálem. Jeho ztráty závisí na ploše hysterezní křivky a prudce rostou s kmitočtem. Signály o vysokých kmitočtech jsou proto v nezmagnetovaném feritu silně tlumeny vlivem hystereze (na tomto principu se dokonce konstruuje feritové bezodrazové zátěže). Zvláštní vlastnosti feritu se plně projeví až po jeho předmagnetování do stavu nasycení, kdy nemůže vzniknout ani malá hysterezní smyčka. V oblasti nasycení je ferit pro mikrovlnné signály prakticky bezztrátovým anizotropním prostředím: hysterezní ztráty zde nejsou možné a v důsledku vysokého specifického odporu nevznikají ani vířivé proudy.

Z makroskopického hlediska je ferit vložený do vnějšího magnetického pole **anizotropním gyromagnetickým prostředím**, jehož permitivita je skalár, zatímco permeabilita je tenzorová veličina. To znamená, že feritové prostředí vykazuje různé magnetické vlastnosti vůči elektromagnetické vlně šířící se v něm různými směry. Při šíření vln feritem dochází pak k řadě zajímavých jevů, kterých se technicky využívá při konstrukci různých mikrovlnných obvodů.

Nejdůležitějším z těchto jevů je **feromagnetická rezonance**, tedy rezonanční pohlcování elektromagnetického vlnění ve feritu. Velikost pohlcené energie závisí na kmitočtu vlny  $\omega$  a na tzv. feromagnetickém rezonančním kmitočtu  $\omega_0$

$$\omega_0 = \gamma \cdot B_0 = \mu_0 \cdot \gamma \cdot H_0 \quad , \quad (9.49)$$

jehož velikost lze zřejmě měnit změnou vnějšího stejnosměrného magnetického pole  $H_0$ . Konstanta  $\gamma = 1,76 \cdot 10^{11}$  C/kg je tzv. gyromagnetický poměr feritu a  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m je permeabilita vakua. Při běžně dosahovaných hodnotách intenzity magnetického pole  $H_0 = 10^4 \div 10^6$  A/m je velikost rezonančního kmitočtu  $\omega_0$  asi  $10^9 \div 10^{11}$  rad/s. Proto se feritovými obvody zabývá právě mikrovlnná technika.

Působí-li na ferit kromě stejnosměrného i vysokofrekvenční střídavé vnější magnetické pole, dochází k **vynuceným kmitům magnetizace**. Díky svým gyotropním vlastnostem vykazuje ferit v tomto případě různou permeabilitu vůči jednotlivým složkám vř. intenzity magnetického pole. Podrobnějším rozбором lze odvodit výraz pro tenzor permeability feritu ve tvaru

$$\overset{\leftrightarrow}{\mu} = \begin{array}{|c|c|c|} \hline \mu & j \cdot \mu_a & 0 \\ \hline -j \cdot \mu_a & \mu & 0 \\ \hline 0 & 0 & \mu_0 \\ \hline \end{array} \quad , \quad (9.50)$$

kde

$$\mu = \mu_0 \cdot \left( 1 + \frac{\omega_m \cdot \omega_0}{\omega_0^2 - \omega^2} \right) \quad (9.51.a) \quad , \quad \mu_a = \mu_0 \cdot \frac{\omega_m \cdot \omega}{\omega_0^2 - \omega^2} \quad (9.51.b) \quad , \quad \omega_m = \mu_0 \cdot \gamma \cdot M_0 \quad , \quad (9.51.c)$$

když  $M_0$  je stejnosměrná magnetizace feritu vyvolaná polem  $H_0$ . Tenzor permeability (9.50) je nesymetrický, a proto většina jevů ve zmagnetovaných feritech je nereciproční, tzn. závislá na směru šíření elektromagnetické vlny. Složky  $\mu$  a  $\mu_a$  tenzoru permeability mají navíc rezonanční charakter, takže při  $\omega = \omega_0$  dochází k rezonančnímu pohlcování energie vln.

Jevy vznikající ve feritech se různí podle toho, zda je ferit vnějším stejnosměrným magnetickým polem  $H_0$  magnetován ve směru šíření elektromagnetické vlny (tedy podélně) nebo ve směru příčném. Nejdůležitějším jevem vznikajícím při průchodu vlny podélně magnetovaným feritem je **Faradayův jev**. Šíří-li se ve směru stejnosměrného vnějšího pole  $H_0$  feritem elektromagnetická vlna s libovolnou (nejčastěji lineární) polarizací, rozloží se ve feritu na dvě obecně elipticky polarizované vlny rotující v opačných směrech. Pro každou z těchto vln vykazuje feritové prostředí jinou permeabilitu: pro pravotočivou ( $\mu_+$ ) a levotočivou ( $\mu_-$ ) vlnu

$$\mu_+ = \mu + \mu_a \quad , \quad \mu_- = \mu - \mu_a \quad . \quad (9.52)$$

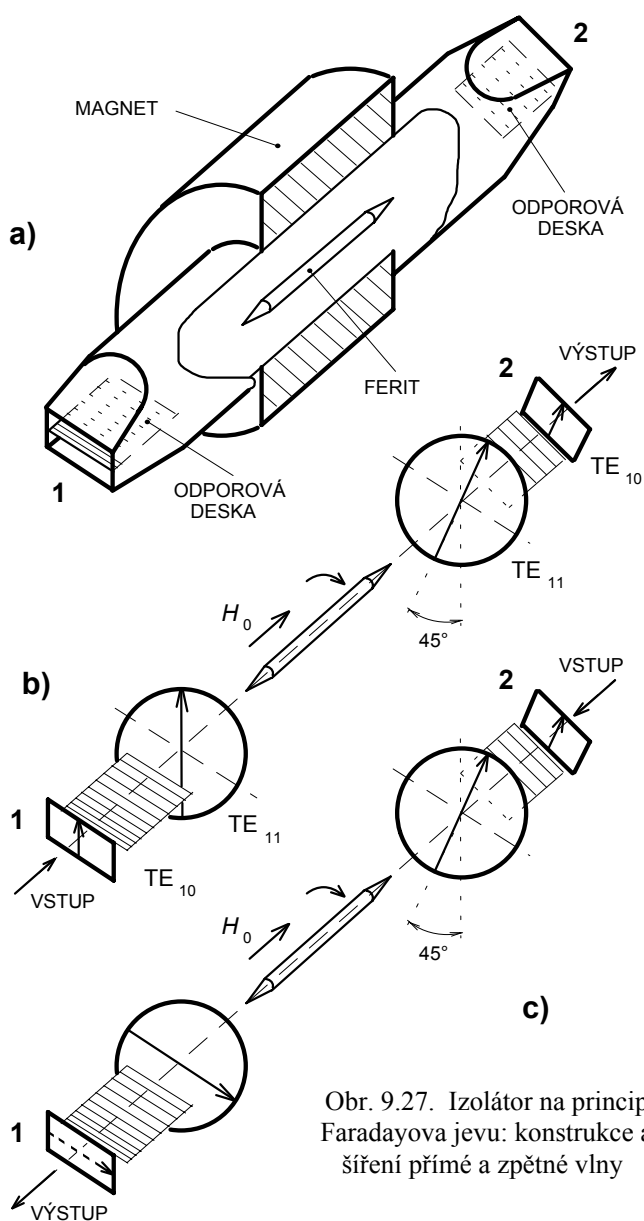
Pravotočivá a levotočivá vlna se proto šíří různými fázovými rychlostmi a vzájemně se posouvají, takže výsledná rovina polarizace po jejich složení na výstupu feritu je vůči původní rovině polarizace na počátku

feritového prostředí natočena o určitý úhel. Velikost tohoto úhlu závisí na délce feritového prostředí, na velikosti stejnosměrného magnetického pole  $H_0$  a na kmitočtu vlny. Faradayův jev je nereciproční, tzn. že úhel natočení roviny polarizace nezávisí na tom, zda se vlna šíří ve směru nebo proti směru magnetického pole  $H_0$  (při nezměněné poloze pozorovatele).

Je-li ferit magnetován vnějším magnetickým polem příčně na směr šíření elektromagnetické vlny, rozloží se libovolně polarizovaná vlna opět na dvě vlny (tzv. řádnou a mimořádnou) s různými fázovými rychlostmi. Na velikosti pole  $H_0$  však závisí pouze rychlost mimořádné vlny, zatímco rychlost řádné vlny zůstává stejná jako v izotropním prostředí. Řádná vlna není gyromagnetickými vlastnostmi feritu ovlivněna. Při určité velikosti magnetického pole nastává intenzivní pohlcování energie mimořádné vlny ve feritu a vzniká tzv. **příčná feromagnetická rezonance**.

## 9.6.2 Feritové izolátory

Feritový izolátor je nereciproční dvojbřan, v němž se může signál bez útlumu šířit pouze jedním směrem. Ideální izolátor nezeslabuje vůbec přímou vlnu a zcela pohlcuje vlnu zpětnou. V reálných izolátorech jsou ovšem tyto vlastnosti splněny jen přibližně.



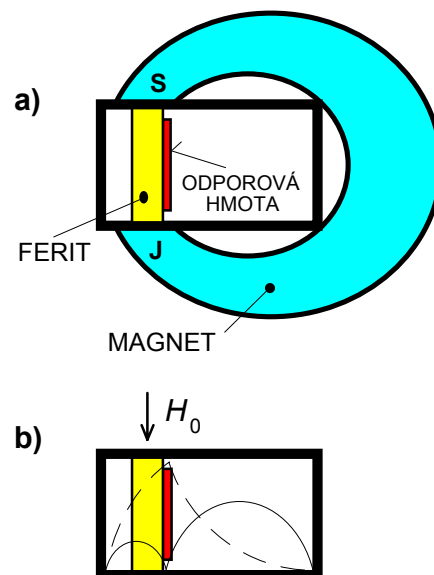
Obr. 9.27. Izolátor na principu Faradayova jevu: konstrukce a šíření přímé a zpětné vlny

Izolátory mohou být konstruovány několika různými způsoby. Nejstarší, ale stále často užívanou konstrukcí je **izolátor na principu Faradayova jevu** (obr. 9.27). Izolátor se skládá ze dvou úseků obdélníkových vlnodů pootočených vzájemně o úhel  $45^\circ$ . Každý z nich obsahuje absorpční odporovou destičku. Mezi oběma úseky obdélníkových vlnodů je úsek kruhového vlnodů s axiálně umístěnou tyčinkou podélně magnetovaného feritu. Elektromagnetická vlna vidu  $TE_{10}$  vstupující do brány 1 není vstupní odporovou destičkou tlumena, neboť vektor intenzity elektrického pole je na odporovou vrstvu kolmý. Po průchodu zmagetovaným feritem se rovina polarizace vlny natočí o  $45^\circ$  tak, že vlna projde bez útlumu i přes výstupní odporovou destičku na výstup izolátoru 2. Rovina polarizace zpětné vlny šířící se ve směru  $2 \rightarrow 1$  se natočí stejným směrem o dalších  $45^\circ$  (obr. 9.27c), takže energie zpětné vlny je nyní pohlcována vstupní odporovou destičkou. Kromě toho takto polarizovaná vlna nemůže vybudit vstupní obdélníkový vlnod, jehož rozměry jsou pro tuto polarizaci elektromagnetické vlny podkritické.

Aby popsany izolátor pracoval uvedeným způsobem, musí být úhel natočení roviny polarizace ve feritu právě  $45^\circ$ . Stejnosměrné magnetické pole  $H_0$  se většinou vytváří elektromagnetem, tak, aby bylo možno nastavovat optimální natočení roviny polarizace v poměrně širokých kmitočtových mezích. Konstrukčními úpravami lze však dosáhnout dobré širokopásmovosti i u Faradayova izolátoru s permanentním magnetem.

V praxi se používají i další typy izolátorů, jako jsou např. **rezonanční izolátory** nebo izolátory na principu deformace pole. Oba typy využívají ve své činnosti příčně magnetovanou destičku feritu ve vlnovodu. V **izolátoru na principu deformace pole** (obr. 9.28) je v úseku obdélníkového vlnovodu vhodně umístěna jedna nebo i více příčně magnetovaných feritových destiček s nanesenou odporovou absorpční vrstvou. V důsledku anizotropních vlastností feritu se pole dominantního vidu  $TE_{10}$  zdeformuje podle obr. 9.28b tak, že intenzita  $E$  přímé elektromagnetické vlny má v místě absorpční vrstvy minimum, zatímco zpětná vlna zde dosahuje maximální intenzity. Přímá vlna je proto tlumena jen málo, zatímco energie zpětné vlny se silně pohlcuje v odporové vrstvě.

Feritové izolátory slouží nejčastěji k izolaci mikrovlnného generátoru od nepřizpůsobené zátěže. Tato hlavní funkce se odráží i v jejich názvu. Izolátor chrání generátor před vlivem zpětné (odražené) vlny na výkonovou a kmitočtovou stabilitu generovaného signálu, aniž by výrazně zeslaboval přímou vlnu.

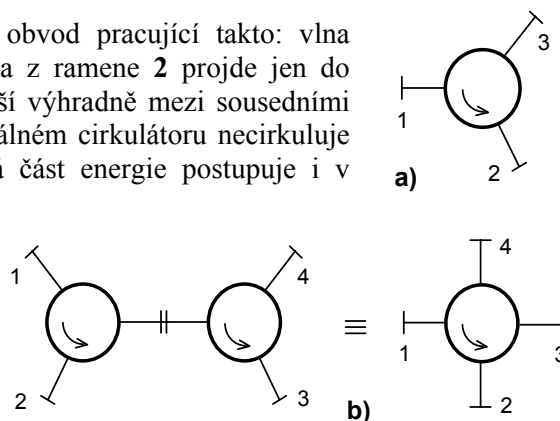


Obr. 9.28. Izolátor na principu deformace pole: konstrukce a rozložení el. pole přímé (—) a zpětné vlny (---)

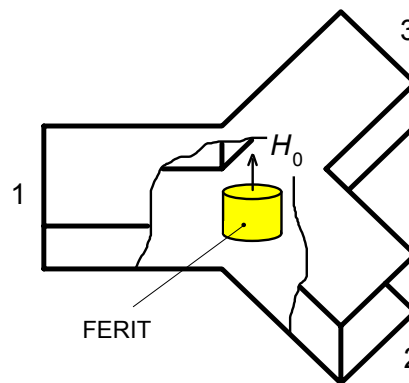
### 9.6.3 Feritové cirkulátory

Tříramenný cirkulátor (obr. 9.29a) je mikrovlnný obvod pracující takto: vlna přivedená do ramene **1** vystupuje pouze ramenem **2**, vlna z ramene **2** projde jen do ramene **3** atd. V ideálním cirkulátoru se tedy vlna přenáší výhradně mezi sousedními rameny ve směru šipky; opačný přenos není možný. V reálném cirkulátoru necirkuluje vlna mezi sousedními branami zcela bez útlumu a malá část energie postupuje i v opačném směru (proti směru šipky).

Cirkulátory mohou být konstruovány na principu různých jevů v gyromagnetickém prostředí. Nejrozšířenější konstrukci v současné mikrovlnné technice však představuje **hvězdicový cirkulátor** (tzv. **cirkulátor Y**) naznačený na obr. 9.30. Je vytvořen z hvězdicového trojbranu (vlnovodového, koaxiálního či mikropáskového), v jehož ose symetrie je příčně magnetovaný feritový válec (tyčinka, disk). Vstupuje-li do brány **1** elektromagnetická vlna, vzniknou jejím působením ve feritovém válci stojaté vlny. Vzorek feritu se chová jako jakýsi „dutinový“ rezonátor válcového tvaru. Bez vnějšího magnetického pole ( $H_0 = 0$ ) se pole v tomto feritovém rezonátoru rozloží souměrně vůči budicímu ramenu **1**, takže vstupní vlna se rovnoměrně rozdělí mezi výstupní brány **2** a **3** a obě je (stejně) vybudí. Pod vlivem stejnosměrného magnetického pole ( $H_0 \neq 0$ ) se elektromagnetické pole stojatých vln ve feritovém válci natočí tak, že v místě brány **3** se vytvoří minimum stojatých vln, tedy nulová intenzita pole; u brány **2** je přitom pole nenulové, i když ne maximální. Téměř celá energie vlny z ramene **1** tedy přechází do ramene **2**, zatímco rameno **3** zůstává prakticky nevybuzeno (je izolováno). Podobným způsobem nastává i přenos vln ve sledu  $2 \rightarrow 3 \rightarrow 1$ .

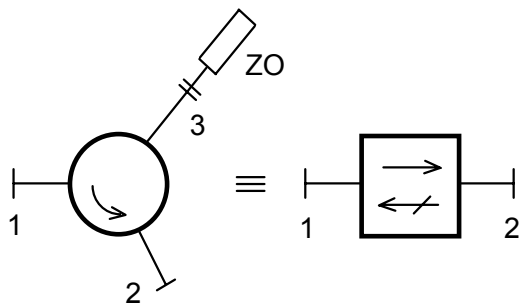


Obr. 9.29. Feritový cirkulátor: tříramenný, čtyřramenný a jeho sestavení



Obr. 9.30. Tříramenný hvězdicový cirkulátor

Některé aplikace vyžadují kromě nejčastější verze cirkulátoru jako trojbranu i cirkulátory vícebranné, obvykle čtyřbranné. V zásadě lze cirkulátor s  $N$  rameny vytvořit složením několika cirkulátorů s méně branami, např. dvou cirkulátorů s celkem  $N + 2$  rameny. Příklad sestavení čtyřramenného cirkulátoru ze dvou tříramenných je na obr. 9.29b. Čtyřramenné cirkulátory je však možno konstruovat i přímo. Nejstarším, dnes však již nepoužívaným typem čtyřramenného cirkulátoru je **cirkulátor na principu Faradayova jevu**. Hvězdicový cirkulátor může být proveden přímo jako čtyřramenný. Často pak bývá nazýván **cirkulátor X**.



Obr. 9.31. Sestavení jednosměrného izolátoru z cirkulátoru a bezodrazové zátěže

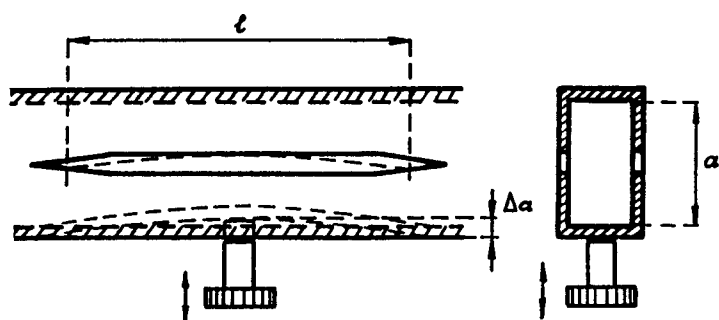
Cirkulátory nacházejí velmi rozsáhlé použití v měřicí, přijímací a vysílací mikrovlnné technice. Jako tzv. duplexní obvody oddělují vysílaný a přijímaný signál z jedné společné antény. Spolu s filtračními obvody mohou vytvářet filtrační soustavy např. k oddělení jednotlivých spektrálních složek mikrovlnného signálu. Mohou zastupovat také izolátory. V této funkci se někdy označují (nepříliš vhodným) názvem **izocirkulátory**. Zakončíme-li podle obr. 9.31 např. bránu 3 bezodrazovou zátěží ZO, bude se cirkulátor mezi branami 1 a 2 chovat jako izolátor s přenosem  $1 \rightarrow 2$ . Takto sestavené izolátory mohou být značně výkonové, neboť zpětná vlna se nepohlcuje ve feritu nebo v odporových deskách uvnitř izolátoru, ale ve vnější přizpůsobené zátěži, která může vznikající teplo dobře rozptýlit.

## 9.7 Mikrovlnné posouvače fáze

Posouvač fáze (fázovač) je mikrovlnný dvojbran sloužící k plynulé či nastavitelné změně fázového úhlu  $\Phi$  postupné vlny na vedení. Při průchodu vlny úsekem vlnovodu délky  $l$  vznikne fázový posuv

$$\Phi = -\beta \cdot l = -2\pi \cdot \frac{l}{\lambda_g} \quad (9.53)$$

kde  $\lambda_g$  je délka vlny v daném vlnovodu a záporné znaménko vyjadřuje, že výstupní vlna je za vstupní vlnou fázově zpožděna. Ze vztahu (9.53) plynou možnosti konstrukčního řešení vlnododových fázovačů: na principu změny délky vlnovodu, změny fázové konstanty  $\beta$  změnou průřezu vlnovodu či pohybem dielektrických částí uvnitř vlnovodu. V posledních letech se uplatňují i polovodičové fázovače s kapacitními či PIN diodami.



Obr. 9.32 Fázovač se změnou průřezu

### 9.7.1 Fázovač se změnou průřezu

Tento typ fázovače se používá téměř výhradně pro obdélníkové vlnovody. Vlnovod má uprostřed obou širších stěn vyříznuty dlouhé podélné štěrby a mechanickým tlakem lze měnit šířku vlnovodu (obr. 9.32). Změnou rozměru  $a$  měníme vlastně mezní vlnovou délku vidu  $TE_{10}$  a tím i délku vlny  $\lambda_g$ . Změna fázového úhlu (fázový zdvih) je

$$\Delta\Phi \approx -\pi \cdot \frac{\lambda_g \cdot l}{4a^3} \cdot \Delta a \quad (9.54)$$

Protože mechanický zdvih  $\Delta a$  je poměrně malý, vychází pro plný fázový zdvih  $\Delta\Phi = 2\pi$  potřebná délka štěrby  $l$  značně velká (několik desítek  $a$ ). Proto se tento fázovač užívá na krátkých cm a mm vlnách. Jeho nevýhodou je náročnost přesné mechanické výroby a určitá nejednoznačnost nastavení zdvihu  $\Delta a$ , výhodou je dobré impedanční přizpůsobení a možnost přenášet velké výkony.

## 9.7.2 Fázovače s pohyblivými dielektrickými částmi

Principem těchto fázovačů je zmenšení fázové rychlosti postupné vlny jejím průchodem dielektrickým materiálem s relativní permitivitou  $\epsilon_r > 1$ . Konstrukčně mohou být tyto fázovače upraveny různými způsoby.

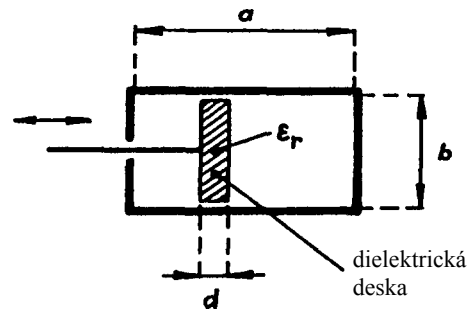
Jedním z nejrozšířenějších typů je **fázovač s příčným posuvem dielektrické desky**, který používá dielektrickou desku umístěnou rovnoběžně s podélnou osou vlnovodu a posouvanou podél příčné osy. Konstrukce, která je velmi podobná konstrukci odporových zeslabovačů s příčným posuvem odporové desky (část 9.5), je naznačena na obr. 9.33. Největší fázový posun nastává, je-li deska uprostřed vlnovodu, nejmenší fázový posun vzniká při její poloze těsně u jedné z užších stěn vlnovodu. Posuvem dielektrické desky od užší stěny do středu vlnovodu tak dosáhneme maximální změnu fáze postupné vlny

$$\Delta\Phi_{\max} \approx -\frac{2\pi}{\lambda} \cdot \left( \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} - \sqrt{1 + \frac{2d}{a} \cdot (\epsilon_r - 1) \cdot \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \right) \cdot l, \quad (9.55)$$

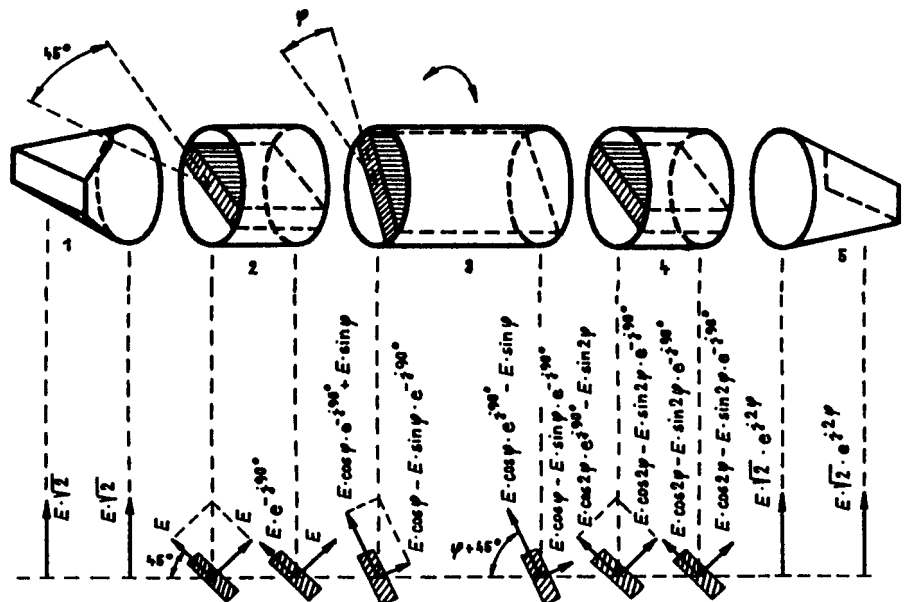
kde  $l$  je délka dielektrické desky. Jako dielektrický materiál se nejčastěji využívá trolitul, mikalex či umaplex. Tvar desky i způsob jejího posuvu se volí s ohledem na co nejmenší ztráty a co nejlepší impedanční přizpůsobení a je opět velmi podobný jako u odporového zeslabovače.

Na stejném principu pracuje i **nožový fázovač**, u něhož se dielektrická deska zasouvá do vlnovodu podélnou štěrbinou. Jeho konstrukce je opět stejná jako konstrukce nožového zeslabovače na obr. 9.24, pouze dielektrická deska je tu silnější a samozřejmě nenese odporovou vrstvu.

**Otočný fázovač**, vzhledově podobný otočnému odporovému zeslabovači z obr. 9.25, je naznačen na obr. 9.34. Části **1** a **5** jsou přechody z obdélníkového vlnovodu s videm  $TE_{10}$  na kruhový vlnovod s videm  $TE_{11}$ . Části **2** a **4** jsou nepohyblivé a jsou v nich upevněny dielektrické desky svírající s širší stěnou obdélníkového vlnovodu úhel  $45^\circ$ . Části **3** je možno otáčet; je v ní rovněž dielektrická deska, jejíž úhel  $\varphi$  vůči deskám v částech **2** a **4** lze měnit. Délka části **3** je dvojnásobkem úseků **2** a **4**.



Obr. 9.33. Fázovač s příčným posuvem dielektrické desky



Obr. 9.34. Otočný fázovač

Vektor intenzity elektrického pole  $E$  lze podle obr. 9.34b na vstupu každé části rozložit na dvě složky: složka v rovině dielektrické desky se vůči kolmé složce fázově zpozdí vlivem menší fázové rychlosti v dielektriku. Délka desek se volí tak, aby v částech **2** a **4** vznikl posun  $90^\circ$  a v části **3** posun  $180^\circ$ . V ideálním případě je na výstupu fázovače pole o stejné intenzitě jako na jeho vstupu, je však fázově posunutě o úhel

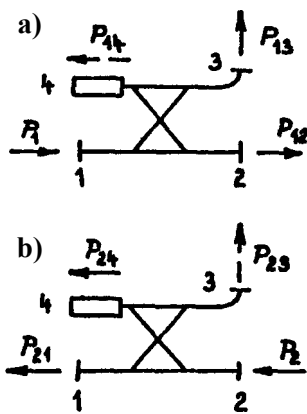
$$\Delta\Phi = 2\varphi, \quad (9.56)$$

takže fázový zdvih je úměrný natočení části **3**. Aby se dosáhlo větší širokopásmovosti, používají se dielektrické desky složitých tvarů. Otočný fázovač je konstrukčně náročný, dosahuje však značné přesnosti.

## 9.8 Směrové vazební členy (směrové odbočnice)

Častým požadavkem v mikrovlnných aparaturách je odbočit část přenášeného signálu z hlavní vlnovodové trasy do vedlejší větve, kde tento odbočený signál dále zpracováváme. Požadujeme přitom, aby toto odbočení nevnosilo do hlavního vlnovodu žádné přidavné odrazy a aby změny pracovních poměrů ve vedlejší větvi neovlivňovaly hlavní větev mikrovlnné aparatury. Tyto požadavky splňují tzv. **směrové odbočnice (směrové vazební členy)**. Příkladem jejich dalšího použití jsou tzv. reflektometry, v nichž slouží k oddělení postupné a odražené vlny, a tím k měření činitele odrazu. Se směrovými odbočnicemi se můžeme setkat v různých děličích a sdružovačích signálů, v různých mikrovlnných můstkových obvodech apod.

### 9.8.1 Základní vlastnosti směrových odbočnic



Obr. 9.35. K činnosti směrové odbočnice

Konstrukčně i schematicky na obr. 9.35 je směrová odbočnice tvořena dvěma vlnovody (vedeními): hlavním mezi branami 1 a 2 a vedlejším (bočním) mezi branami 3 a 4. Oba vlnovody jsou vzájemně spojeny jedním nebo několika vazebními otvory (štěrbínami). Tak je mezi oběma vlnovody vytvořena elektromagnetická vazba, která zajišťuje funkci odbočnice. Signál o výkonu  $P_1$  se dle obr. 9.35.a ze vstupní brány 1 rozdělí do ramene 2 (výkon  $P_{12}$ ) a vedlejšího ramene 3 (výkon  $P_{13}$ ). Vhodným návrhem vazebních otvorů, jejich tvaru, velikosti, umístění a počtu lze přitom dosáhnout toho, že do vedlejšího vlnovodu se dostane jen určitá definovaná část výkonu  $P_1$  vstupního signálu a že se tento odbočený signál šíří skutečně jen k bráně 3. Výkon odbočeného signálu v opačném směru ( $P_{14}$ ) představuje u dobře provedené odbočnice jen nepatrnou část vstupního výkonu, v ideálním případě je nulový. Rameno 4 je tak od zbývajících bran odbočnice prakticky izolováno (při buzení odbočnice do brány 1). Aby nenulový zbytkový výkon  $P_{14}$  nenarušoval správnou činnost odbočnice, zakončuje se toto rameno bezodrazovou přizpůsobenou zátěží, v níž se výkon  $P_{14}$  pohltí. Tato

bezodrazová zátěž je v obvyklých případech přímo konstrukční součástí směrové odbočnice, která se tak z původního čtyřbranu jeví navenek jako mikrovlnný trojbran.

Popsaná činnost podle obr. 9.35a nastává při buzení odbočnice do brány 1. Odbočnice přitom vlastně reaguje na přímou vlnu šířící se hlavním vlnovodem. Naopak, vstupuje-li dle obr. 9.35b zpětná (odražená) vlna do brány 2, rozdělí se mezi výstupní ramena 1 a 4. Do vedlejšího vlnovodu (do brány 4) se tak dostává jen signál úměrný zpětné vlně v hlavním vlnovodu.

Vlastnosti směrových odbočnic charakterizujeme několika parametry. Dělení vstupního signálu mezi obě výstupní brány směrové odbočnice charakterizuje **vazební útlum (coupling)  $C$**  a **průchozí (vložitý) útlum (insertion loss)  $IL$**  [dB]

$$C = 10 \cdot \log \frac{P_1}{P_{13}} \quad (9.57) \quad \text{a} \quad IL = 10 \cdot \log \frac{P_1}{P_{12}} \quad (9.58)$$

Stupeň oddělení čtvrté brány od ostatních bran směrové odbočnice určuje tzv. **izolace (isolation)  $I$**  [dB]

$$I = 10 \cdot \log \frac{P_1}{P_{14}} = 10 \cdot \log \frac{P_2}{P_{23}} \quad (9.59)$$

Důležitým parametrem každé směrové odbočnice je **směrovost (directivity)  $D$**  [dB], která vyjadřuje směrové vlastnosti vedlejších bran:

$$D = 10 \cdot \log \frac{P_{13}}{P_{14}} = 10 \cdot \log \frac{P_{13}}{P_{23}} \quad (9.60)$$

kde druhý výraz je důležitý pro praktické měření (výkony  $P_{13}$  a  $P_{23}$  můžeme měřit, zatímco  $P_{14}$  nikoli, neboť brána 4 je z vnějšku odbočnice nepřístupná). Směrovost  $D$  podle definice (9.60) vyjadřuje dokonalost oddělení vlny přímé a vlny odražené. U ideální odbočnice je  $D = \infty$ , u kvalitních odbočnic (zejména pro reflektometrická měření) požadujeme  $D = 30 \div 40$  dB. Veličiny  $C$ ,  $I$  a  $D$  nejsou vzájemně nezávislé, neboť platí  $I = D + C$ .

Reálná směrová odbočnice vykazuje vždy určité nenulové odrazy vln na svých vstupních branách. Tyto odrazy jsou charakterizovány činitelem odrazu  $\rho$  či poměrem stojatých vln na jednotlivých branách nebo hodnotou **zpětného útlumu** (*return loss*)  $RL$  [dB] definovaným jako

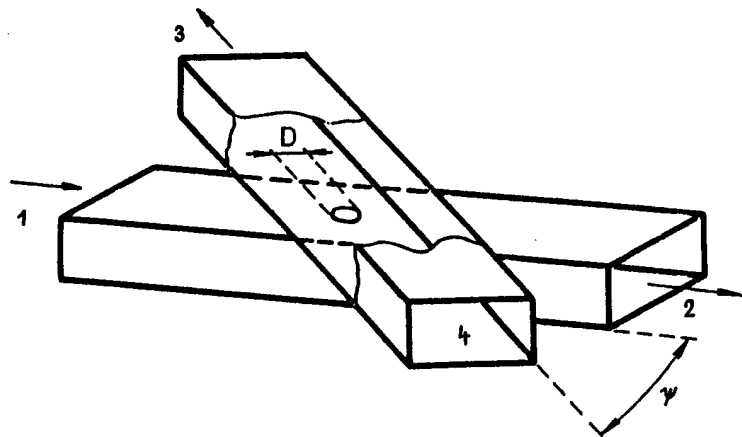
$$RL = 10 \cdot \log \frac{P_1}{P_{\text{odr}}} = 10 \cdot \log \frac{1}{|\rho|^2} = 20 \cdot \log \frac{1}{|\rho|} \quad (9.61)$$

Je žádoucí, aby odrazy na všech branách směrové odbočnice byly minimální; u ideální odbočnice jsou nulové.

### 9.8.2 Hlavní typy vlnovodových směrových odbočnic

Všechny výše uvedené vlastnosti směrových odbočnic jsou v podstatě určeny vlastnostmi vazebních otvorů mezi hlavním a vedlejším vlnovodem. Z hlediska způsobu dosažení směrových vlastností lze odbočnice rozdělit na dvě skupiny.

U první skupiny je vazba mezi vlnovody realizována jediným malým vazebním otvorem. K dosažení směrových vlastností odbočnice je přitom nutné, aby se vazba uskutečňovala jak elektrickou, tak i magnetickou složkou elektromagnetického pole ve vlnovodu. Nejčastěji uváděným představitelem této skupiny je **Betheova směrová odbočnice** naznačená na obr. 9.36. Elektrická vazba mezi vlnovody nezávisí na úhlu  $\psi$ , magnetická vazba je úměrná hodnotě  $\cos\psi$ . Při splnění podmínky



$$1 - \left( \frac{\lambda}{2a} \right)^2 = \frac{1}{2 \cdot \cos\psi} \quad (9.62)$$

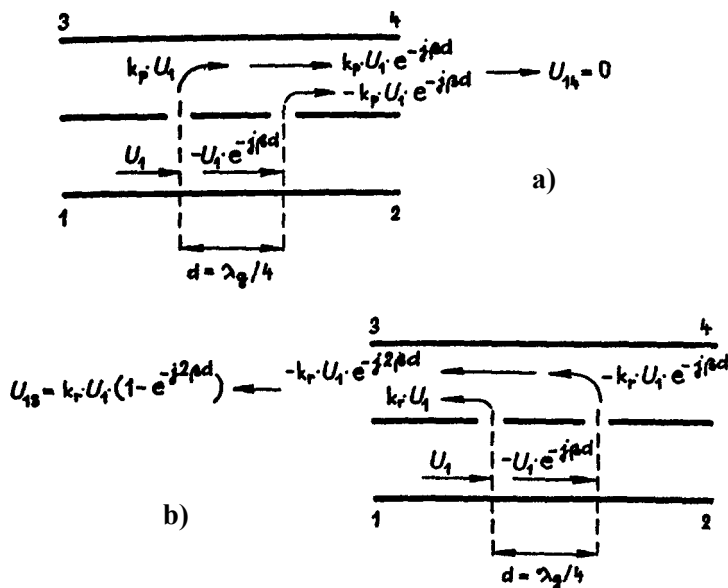
Obr. 9.36. Betheova směrová odbočnice

je brána 4 odbočnice dokonale izolována. Při  $\psi = 90^\circ$  (tedy vzájemně kolmých vlnovodech) ztrácí odbočnice své směrové vlastnosti a brány 3 a 4 jsou stejně buzeny. Při  $\psi = 0^\circ$  má odbočnice (ideální) směrové vlastnosti pouze při vlnové délce  $\lambda_0 = 1,414 \cdot a$ . Šířka kmitočtového pásma Betheovy odbočnice, v němž její směrovost neklesne pod 20 dB je asi 10% středního kmitočtu. Nevýhodou odbočnice je to, že jediným vazebním otvorem nelze vytvořit silnou vazbu; typické hodnoty vazebního útlumu jsou 25 až 30 dB.

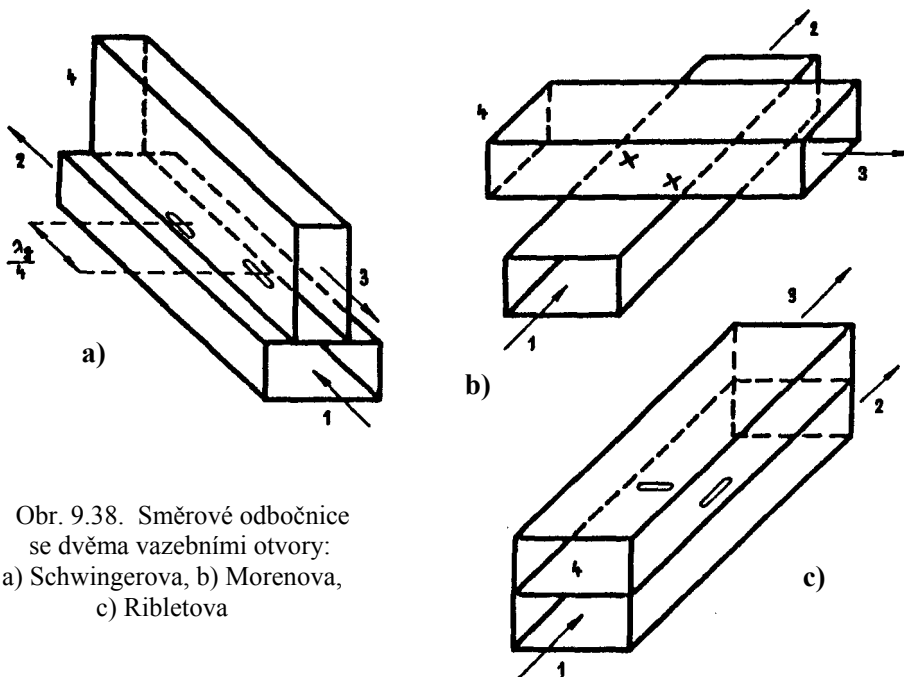
Směrové vlastnosti odbočnic druhé skupiny vznikají jako důsledek skládání vzájemně fázově posunutých vln při šíření mezi několika vazebními otvory, jimiž jsou vázány oba vlnovody směrové odbočnice. Typickým zástupcem této skupiny je **směrová odbočnice se dvěma vazebními otvory vzdálenými o  $\lambda_g/4$** . Malé, nejčastěji kruhové vazební otvory jsou přitom umístěny uprostřed společné stěny obou vlnovodů. Vlny prozářené vazebními otvory z hlavního do vedlejšího vlnovodu se v něm setkávají v jednom směru se stejnou fází a sečítají se (rameno je vybuzeno), v opačném směru se setkávají s opačnou fází a vzájemně se ruší (rameno se nevybudí). Základní nevýhodou tohoto jednoduchého principu je značná kmitočtová závislost směrovosti odbočnice. Na střední vlnové délce, pro kterou je vzdálenost obou vazebních otvorů  $\lambda_g/4$ , je směrovost  $D$  teoreticky nekonečně velká (prakticky 40 ÷ 50 dB), při změně vlnové délky o 10 % klesá na hodnotu jen asi 16 dB.

Princip zvětšení šířky pásma těchto dvoušterbinových odbočnic je na obr. 9.37. Vhodným umístěním vazebních otvorů se dosáhne toho, že napětí v místě šterbin se kromě fázového posunu o  $\beta \cdot d$  liší ještě o  $180^\circ$  (jsou v protifázi). Z poměrů při šíření vlny ve směru přímém a zpětném na obr. 9.37 lze odvodit vztahy pro vazební útlum

$$C = 20 \cdot \log \frac{|U_1|}{|U_{13}|} = 20 \cdot \log \frac{1}{K \cdot |1 - e^{-j2\beta d}|} = 20 \cdot \log \frac{1}{2K \cdot |\sin \beta d|}$$

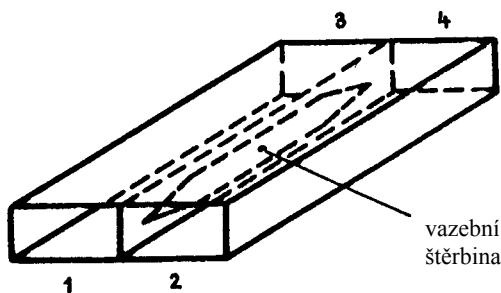


Obr. 9.37. Směrová odbočnice se dvěma vazebními otvory s opačnou fází



Obr. 9.38. Směrové odbočnice se dvěma vazebními otvory:  
a) Schwingerova, b) Morenova,  
c) Ribletova

tvary křížků. Směrovost odbočnice pak v poměrně širokém pásmu kmitočtů neklesne např. pod 20 dB. Odbočnice předchozích typů se konstruují obvykle pro vazební útlumy 13 dB a větší.



Obr. 9.39. Směrová odbočnice s jedním velkým vazebním otvorem

a směrovost

$$D = 20 \cdot \log \frac{|U_{13}|}{|U_{14}|} = \infty$$

kde K je koeficient vazby jednoho otvoru mezi hlavním a vedlejším vlnovodem. Směrovost odbočnice tedy nezávisí na kmitočtu a je nekonečně. Vazební útlum C dosahuje při  $d = \lambda_g/4$  své minimální hodnoty  $C_{\min} = 20 \cdot \log (1/2K)$  a v okolí této hodnoty je nejméně kmitočtově závislý. Např. při změně  $\lambda_g$  o 10 % vzroste vazební útlum C pouze o 0,1 dB.

Na tomto principu pracuje např. **Schwingerova odbočnice** (obr. 9.38a) či **Ribletova odbočnice** s vazebními otvory ve tvaru T (obr. 9.38c). Rovněž v praxi často užívanou **Morenovu směrovou odbočnici** (odbočnici se zkříženými vlnovody) na obr. 9.38b lze zařadit do této skupiny. V ní se k dosažení přidavného fázového posunu  $180^\circ$  využívá kruhové polarizace vlny  $TE_{10}$  v určitých místech obdélníkového vlnovodu. Do těchto míst se umísťují dva vazební otvory, které jsou v podélném směru od sebe vzdáleny opět o  $\lambda_g/4$ . Pro dosažení větší šířky pásma se otvory vhodně tvarují, často např. mají

V praxi se užívá ještě řada dalších konstrukcí vlnovodových směrových odbočnic. Časté jsou např. odbočnice s jedním velkým vazebním otvorem (obr. 9.39) nebo mnohoštěrbinové odbočnice s velkým počtem vazebních otvorů vzdálených od sebe opět o  $\lambda_g/4$ . U těchto odbočnic lze realizovat jak slabou, tak i silnou vazbu, vysokou směrovost (větší než 35 dB) a současně velkou šířku pásma (až jednu oktávu). Mnohoštěrbinové vlnovodové odbočnice proto patří k nejdokonalejším a nejužívanějším typům zejména v mikrovlnné měřicí technice.



## 9.9 Vlnodové reaktanční členy

Úkolem reaktančního elementu je vytvořit ve vlnovodu bezztrátový prvek požadovaného reaktančního charakteru, tj. prvek chovající se jako induktor, kapacitor či zkrat. Reaktanční elementy se ve vlnodové technice realizují posuvnými zkratovacími písty, tlumivkami, vlnodovými clonami a kolíky (šrouby). Uplatňují se v konstrukci bezztrátových impedančních transformátorů a především kmitočtových filtrů.

### 9.9.1 Vlnodové písty a tlumivky

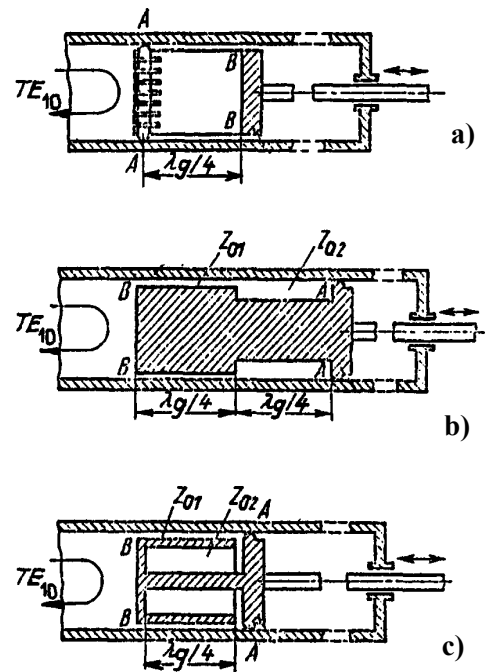
Vlnodové písty se používají k vytvoření zkratu (tj. nulové impedance) v určitém místě (příčném průřezu) daného vlnovodu. Měřítkem kvality pístu je hodnota vstupního poměru stojatých vln v pracovním pásmu kmitočtů, která u pevných vlnodových či koaxiálních zkratů bývá až 500, u posuvných pístů by neměla klesnout pod 150. Posuvným zkratovacím pístem můžeme realizovat ve vlnovodu i nekonečně velkou impedanci jeho posunutím o  $\lambda_g/4$  vůči původní poloze.

Původní písty s galvanickými kontakty mezi pístem a pláštěm vlnovodu pomocí pružných kovových kontaktů se dnes již nepoužívají pro řadu mechanických i elektrických problémů v jejich konstrukci (otěr povrchu stěn vlnovodu, mění se kontaktní odpor apod.). Jediná občas používaná „kontaktní“ varianta je naznačena na obr. 9.40a. Pružné kontakty v rovině A-A jsou zde vůči vlastnímu zkratu v rovině B-B posunuty o čtvrtvlnný úsek  $\lambda_g/4$  a nacházejí se tedy v místech s nulovým podélným proudem. Místem kontaktu tedy neprochází žádné vf. proudy (teoreticky) a tím v pístu nedochází ke ztrátám činného výkonu.

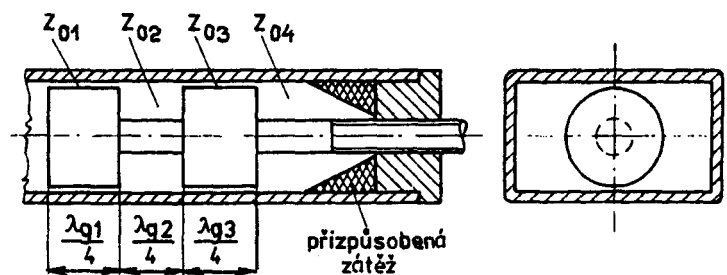
Typické konstrukce dnešních vlnodových pístů jsou zásadně bezkontaktní a využívají několikanásobné čtvrtvlnné (inverzní) transformace impedance v úsecích vlnovodu s různými velikostmi charakteristické impedance. Tyto bezkontaktní, tj. galvanicky oddělené písty lze použít i ve funkci samostatných **tlumivek**, jejichž úkolem je zamezit vyzařování mikrovlnného signálu z vlnovodu ven kolem napájecích přívodů k diodám ve směšovačích, násobičích kmitočtu apod. V **tlumivkovém pístu** na obr. 9.40b se impedance  $Z_{AA}$  z místa mechanického kontaktu (který však nemusí být ani zdaleka dokonalý a dokonce nemusí být vůbec kovový) v rovině A-A postupně transformuje čtvrtvlnným úsekem vlnovodu s charakteristickou impedancí  $Z_{02}$  a pak stejně dlouhým úsekem s impedancí  $Z_{01}$  na výslednou vstupní hodnotu  $Z_{BB} = Z_{AA} \cdot (Z_{01}/Z_{02})^2$ . Při podmínce  $Z_{01} \ll Z_{02}$  je hodnota  $Z_{BB}$  velmi malá a jen málo závislá na hodnotě  $Z_{AA}$ . Čím ostřejší platí předchozí nerovnost, tím širší je i kmitočtové pásmo, v němž lze píst používat a tím dokonalejší zkrat píst představuje. Vlastnosti tlumivkových pístů lze dále zlepšit použitím více než dvou sekcí uvedených na obr. 9.40b.

Ještě lepších vlastností dosahuje tzv. **žlábkový píst** na obr. 9.40c. V něm na středním kmitočtu pásma je vstupní impedance  $Z_{BB}$  prakticky nulová a zcela nezávislá na (neurčité) impedanci v místě „kontaktu“ A-A. Rovněž ve žlábkových pístech se používá několik za sebou řazených sekcí.

Pracnou výrobu předchozích typů vlnodových zkratovacích pístů odstraňuje princip **rotačního pístu v obdélníkovém vlnovodu** na obr. 9.41. Pro jeho správnou činnost musí být opět co nejostřeji splněny nerovnosti  $Z_{01} \ll Z_{02} \gg Z_{03} \ll Z_{04}$ .

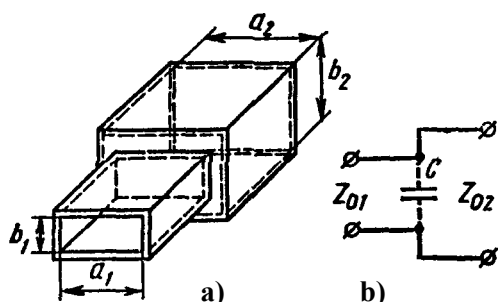


Obr. 9.40. Vlnodové zkratovací posuvné písty



Obr. 9.41. Rotační bezkontaktní píst v obdélníkovém vlnovodu

## 9.9.2 Vlnodové clony



Obr. 9.42. Přímé spojení obdélníkových vlnodů (a) a jeho náhradní schéma (b)

vytvoření tzv. podkritických vidů pole v místě styku obou vlnodů. Její hodnota se obvykle určuje z grafických průběhů.

Jako **vlnodové clony** označujeme tenké kovové přepážky, které částečně přehrazují příčný průřez vlnodů. V obdélníkových vlnodech se nejčastěji užívají symetrické indukční, kapacitní a rezonanční clony naznačené na obr. 9.43.

Ve stupňovitých vlnodových přechodech a filtrech se často vyskytuje **vlnodový přechod** dle obr. 9.42. Budeme-li tento přechod chápat pouze jako spojení dvou vedení (vlnodů) s různými hodnotami svých charakteristických impedancí  $Z_{01}$  a  $Z_{02}$ , lze pro jejich poměr přibližně psát

$$\frac{Z_{01}}{Z_{02}} \approx \frac{a_2}{a_1} \cdot \frac{b_1}{b_2} \cdot \frac{\lambda_{g1}}{\lambda_{g2}}, \quad (9.63)$$

kde  $\lambda_{g1}$  a  $\lambda_{g2}$  jsou délky vln v příslušných částech vlnodového spojení. Přesnější náhradní schéma vlnodového přechodu na obr. 9.42b obsahuje kapacitu  $C$ , která vzniká jako důsledek

**Induktivní clona** (obr. 9.43a) způsobuje deformaci především magnetického pole ve vlnodě, takže její náhradní schéma je tvořeno indukčností paralelně zapojenou do vlnodů. Pro hodnotu její normované susceptance  $b_L$  lze psát

$$b_L \approx -\frac{\lambda_g}{a} \cdot \cotg^2 \frac{\pi d_L}{2a}, \quad (9.64)$$

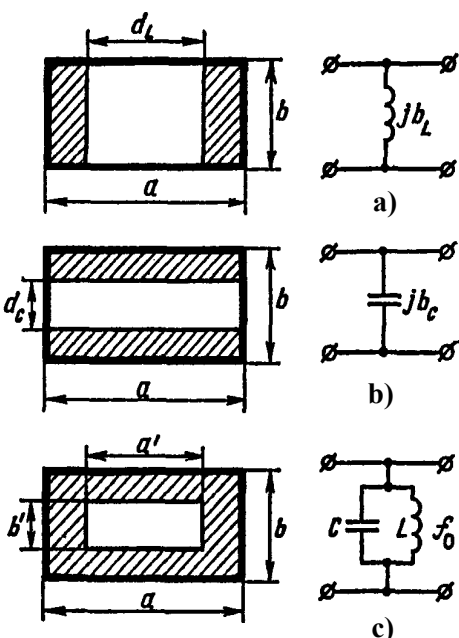
kde  $\lambda_g$  je délka vlny ve vlnodě.

**Kapacitní clona** (obr. 9.43b) zmenšuje celkovou výšku vlnodů, čímž se zvyšuje koncentrace elektrického pole v daném místě. Náhradním modelem kapacitní clony proto je kapacitor paralelně připojená do vedení (vlnodů) s přibližnou hodnotou normované susceptance  $b_C$

$$b_C \approx -\frac{4b}{\lambda_g} \cdot \text{Incosec} \frac{\pi d_C}{2b}. \quad (9.65)$$

Snížením výšky vlnodů kapacitní clona značně zmenšují průraznou pevnost vlnodů, a tím i maximální velikost přenášeného výkonu.

**Rezonanční clona (rezonanční okno)** dle obr. 9.43c je tvořena kovovou přepážkou s obdélníkovým, příp. kruhovým otvorem. Rezonanční clona tak v sobě zahrnuje indukční i kapacitní clonu. Její rozměry lze navrhnout tak, že na daném



Obr. 9.43. Kovové clony v obdélníkovém vlnodě

kmitočtu clona neovlivňuje přenos dominantního vidu  $TE_{10}$  vlnodem, tj. její vodivost je zde nulová. Náhradní schéma rezonanční clony je tvořeno paralelním rezonančním obvodem paralelně zapojeným do vedení (vlnodů). Přibližnou hodnotu rezonanční vlnové délky  $\lambda_0$  lze určit pomocí vztahu (9.63) z podmínky rovnosti impedancí vlnodů na obou stranách clony jako

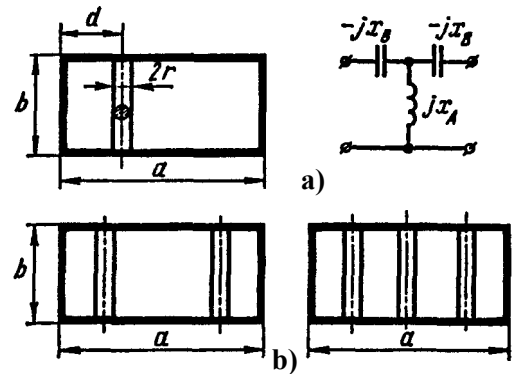
$$\frac{b}{a \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}} \approx \frac{b'}{a' \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a'}\right)^2}} \quad (9.66)$$

Této podmínce vyhovuje celá řada rezonančních clon s různými rozměry  $a'$  a  $b'$ , přičemž změna těchto rozměrů clony ovlivňuje zejména velikost zatíženého (provozního) činitele jakosti rezonanční clony; jeho hodnota roste se zmenšujícími se rozměry clony. K dosažení dostatečné šířky pásma propustnosti rezonanční clony je proto nutné volit její rozměry - pro daný rezonanční kmitočt - co největší.

### 9.9.3 Vlnodové kolíky

Podobnou roli jako kovové clony mohou ve vlnovodu plnit rovněž kovové kolíky (šrouby) zasunuté do vlnovodu ve směru elektrických či magnetických siločar. **Induktivní kolík** je spolu se svým náhradním schématem naznačen na obr. 9.44. Kolík spojuje širší stěny obdélníkového vlnovodu ve směru elektrických siločar dominantního vidu a realizuje tak vodivou spojku pro příčné vodivé proudy. Pro jeho normovanou induktivní susceptanci  $b_L$  lze přibližně psát

$$b_L \approx -\frac{2\lambda_g}{a} \cdot \frac{\sin\frac{\pi d}{a}}{\ln\frac{2a}{\pi r}} \quad (9.67)$$



Obr. 9.44. Induktivní kolík v obdélníkovém vlnovodu

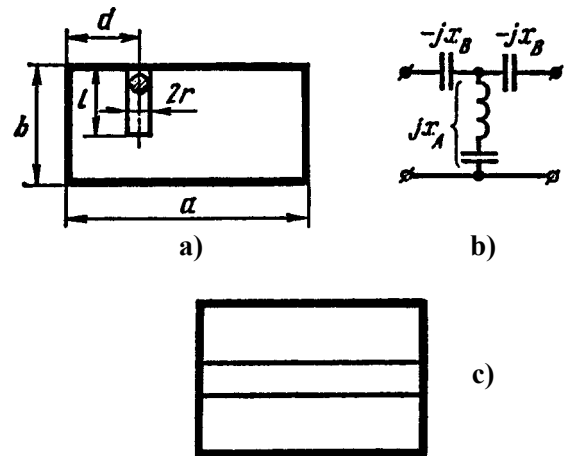
Kapacitní reaktance v náhradním schématu na obr. 9.44 jsou způsobeny nenulovou tloušťkou kolíku  $2r$  a jejich velikosti jsou tím menší, čím je kolík tenčí. Je-li třeba dosáhnout větší induktivní vodivosti  $b_L$ , řadí se několik induktivních kolíků paralelně do „mřížky“, jak je naznačeno na obr. 9.44b. Výhodou induktivních kolíků je jejich jednoduchá konstrukce, snadná montáž do obdélníkového vlnovodu a skutečnost, že prakticky nezmenšují průraznou elektrickou pevnost vlnovodu a tím ani jeho maximální přenášený výkon.

**Kapacitní kolík** dle obr. 9.45a je zasunut do vlnovodu širší stěnou ve směru siločar elektrického pole dominantního vidu. Vodivá část kolíku (vodič) představuje induktivní složku impedance, rozptylové elektrické pole jeho konce vůči dolní stěně vlnovodu vytváří kapacitu. Náhradní schéma kapacitního kolíku na obr. 9.45b je tak tvořeno sériovým rezonančním obvodem paralelně zapojeným do vedení (vlnovodu); podélné kapacitní reaktance vznikají opět vlivem nenulové tloušťky kolíku. Při hloubce zasunutí

$$l = l_0 \approx \frac{\lambda_g}{4} - \frac{2d - r}{2 \cdot \ln\frac{2d}{r}} \quad (9.68)$$

se sériový rezonanční obvod dostává do rezonance, velikost jeho vodivosti je (teoreticky) nekonečná a vlnovod je v daném průřezu pro daný kmitočet prakticky zkratován. Při menším zasunutí má kolík kapacitní charakter, při hlubším zasunutí převažuje jeho induktivní složka. Kapacitní kolíky v podobě šroubů se nejčastěji užívají jako ladící reaktanční elementy, např. k přesnému doladění vlnodových filtrů. Jejich nevýhodou je značné zmenšení průrazného elektrického pole vlnovodu v místě kolíku, a proto se nepoužívají ve výkonových vlnodových systémech.

Kapacitní charakter má rovněž impedance kolíku spojujícího obě boční užší stěny obdélníkového vlnovodu kolmo k siločarám elektrického pole dle obr. 9.45c. Tento kolík - na rozdíl od předchozího typu - nijak významně nesnižuje maximální úroveň přenášeného výkonu vlnovodem.

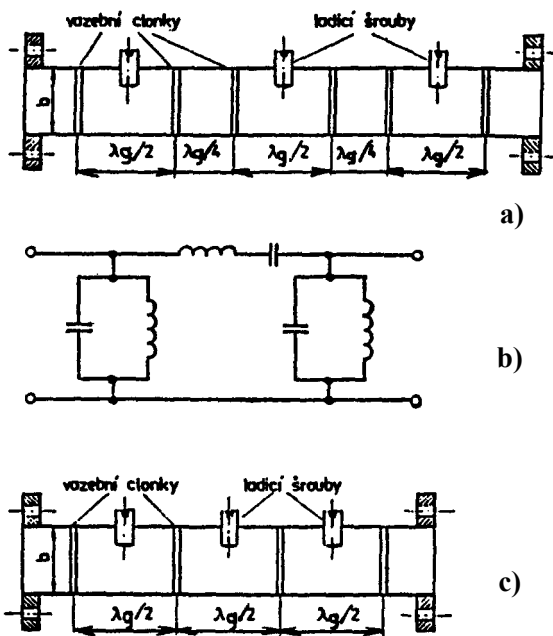


Obr. 9.45. Kapacitní kolíky ve vlnovodu obdélníkového průřezu

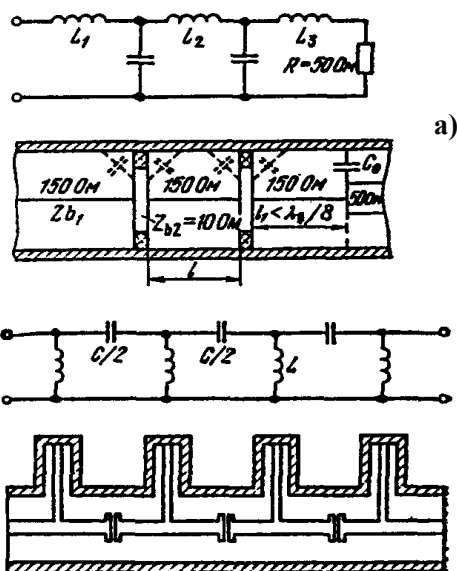
### 9.10 Vlnodové filtry

Kmitočtové filtry vytvořené z dutých kovových vlnodů se v mikrovlnné technice používají pro nejnáročnější účely a pro nejvyšší kmitočtová pásma. Na rozdíl od koaxiálních či mikropáskových filtrů je lze použít k vytváření vysoce selektivních filtračních soustav při vysoké hodnotě přenášeného výkonu.

V konstrukci vlnodových filtrů se velmi často využívají transformační vlastnosti čtvrtvlnných úseků vedení (vlnovodu). V teorii filtrů se čtvrtvlnný úsek vlnovodu nazývá **impedančním invertorem**. S využitím impedančních invertorů je konstruována vlnodová **pásmová propust** na obr. 9.46a.



Obr. 9.46. Vlnododové pásmové filtry



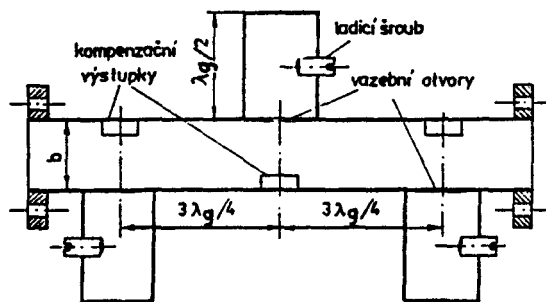
b)

Obr. 9.48. Dolní propust (a) a horní propust (b) z koaxiálního vedení

Paralelní rezonanční obvody v náhradním schématu na obr. 9.46b jsou realizovány půlvlnnými vlnododovými rezonátory omezenými induktivními clonami a doladované kapacitními šrouby. Sériový rezonanční obvod je tvořen týmž rezonátorem inverzně transformovaným dvěma čtvrtvlnnými vazebními úseky vlnododu. Obdobná pásmová propust se třemi půlvlnnými rezonátory vázanými přímo je na obr. 9.46c.

**Pásmovou zádrž** na obr. 9.47 tvoří půlvlnné rezonátory připojené vazebními otvory k obdélíkovému vlnododu ve vzdálenostech  $3\lambda_g/4$ . Rezonátory jsou kvádřové nebo válcové. Vliv vazebních otvorů na impedanci základního vlnododu se kompenzuje výstupky na protější stěně vlnododu.

V koaxiální technice jsou nejčastěji užívanými typy filtrů dolní a horní kmitočtové propusti. Příklad realizace koaxiální **dolní propusti** je na obr. 9.48a, příklad koaxiální **horní propusti** na obr. 9.48b.



Obr. 9.47. Vlnododová pásmová zádrž

## 9.11 Literatura

- [1] VRBA, J., KOLÁŘ, J. *Mikrovlnná technika ve spojových zařízeních*. NADAS, Praha 1978
- [2] SVAČINA, J. aj. *Teorie obvodů V a Technika VKV - laboratorní cvičení*. SNTL, Praha 1980
- [3] SAZONOV, D. M. et al. *Ustrojstva SVČ*. Vysšaja škola, Moskva 1981
- [4] SVAČINA, J. *Mikrovlnná technika. [Skripta FE VUT v Brně]*. SNTL, Praha 1982
- [5] SVAČINA, J. *Sbírka příkladů z mikrovlnné techniky*. Ediční středisko VUT, Brno 1983
- [6] ČERNUŠENKO, A. M. et al. *Konstrukcii SVČ ustrojstv i ekranov*. Radio i svjaz, Moskva 1983
- [7] ZINKE, O., BRUNSKWIG, H. *Lehrbuch der Hochfrequenztechnik*. Springer Verlag, Berlin 1986
- [8] LIAO, S. Y. *Microwave Circuits Analysis and Amplifier Design*. Prentice-Hall 1987
- [9] KUMMER, M. *Grundlagen der Mikrowellentechnik*. VEB Verlag Technik, Berlin 1989
- [10] TYSL, V. RŮŽIČKA, V. *Teoretické základy mikrovlnné techniky*. SNTL, Praha 1989
- [11] JANSSEN, W. *Streifenleiter und Hohlleiter*. Hüthig Verlag, Heidelberg 1992

# 10 MIKROVLNNÁ INTEGROVANÁ TECHNIKA

## 10.1 Historie a vznik mikrovlnné integrované techniky

- **Klasická vlnododová a koaxiální technika** - největší rozvoj za 2. světové války a po jejím konci při rozvoji radiolokace

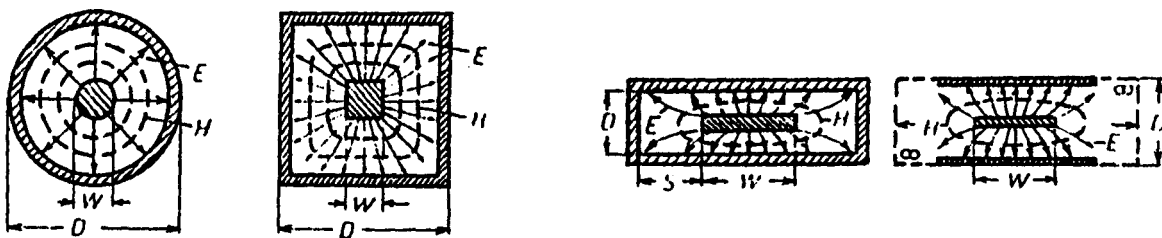
Výhody

- vyměnitelnost jednotlivých dílů a pasivních či aktivních obvodů;
- možnost dostavení, doladění obvodu;
- vysoká jakost obvodů, nízké ztráty;
- dobrý odvod tepla, zpracování vysokých výkonů;
- mechanická robustnost.

Nevýhody

- drahá kusová výroba;
- velké rozměry, váha, příkon, spotřeba materiálu;
- konstrukční nekompatibilitnost s miniaturními aktivními prvky;
- omezené kmitočtové pásmo.

- **Mikrovlnné páskové obvody** - počátkem 50. let přechod od koaxiálních struktur k plochým páskovým strukturám, především k **symetrickému páskovému vedení** se vzduchovým dielektrikem.



Přechod od koaxiálního vedení k symetrickému páskovému vedení

- Přechod k pevným nízkoztrátovým dielektrickým materiálům s vysokou permitivitou počátkem 60. let - **MIKROVLNNÉ INTEGROVANÉ OBVODY (MIO, MIC)**
  - 1964 - 1968 v USA vyvinut a realizován radiolokační systém MERA, jehož mikrovlnné části byly realizovány výhradně hybridní integrovanou technikou (dokonce se zárodky monolitické integrace).
  - 1960 - 1980 prudký rozvoj **hybridní mikrovlnné integrace** až po pásmo milimetrových vln:
    - rozvoj technologie jakostních dielektrických materiálů, kovových povlaků a jejich nanášení apod.
    - zvládnutí návrhových postupů, vývoj nových typů MIO, rozvoj CAD/CAM
    - samostatný rozvoj mikrovlnných polovodičových součástek
- Od 70. let se paralelně s hybridní integrací rozvíjí technika **monolitických mikrovlnných integrovaných obvodů (MMIO, MMIC)**:
  - nejvyšší stupeň mikrovlnné integrace
  - vývoj nových polovodičových materiálů
  - vývoj nových technologií
  - návrh obvodů částečně vychází z hybridních MIO, částečně je zcela nový
  - stále rozsáhlejší funkční integrace (**obvody**  $\Rightarrow$  **subsystémy**  $\Rightarrow$  **systémy**)
  - kvalitativní zlepšování dosahovaných parametrů
- Od konce 80. let intenzivní přechod ke **kombinovaným a složeným MIO pro milimetrová vlnová pásma** včetně rozvoje příslušné polovodičové techniky.

## MIKROVLNNÝ INTEGROVANÝ OBVOD

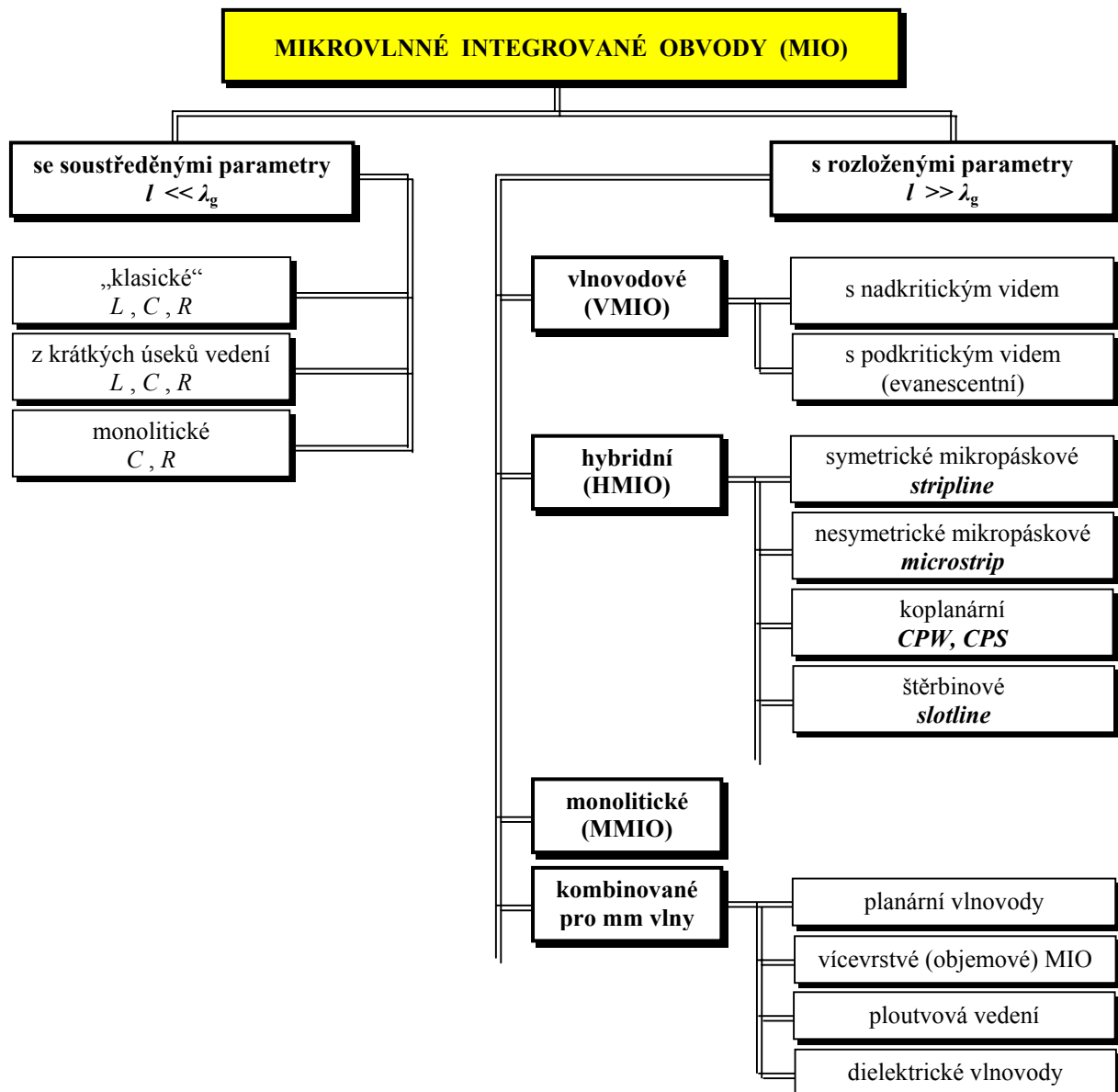
- pracuje v mikrovlnném pásmu
- vyznačuje se planární strukturou (převážně)
- obvykle slučuje činnost několika dílčích obvodů spojených uvnitř MIO bez přístupu uživatele
- má malou hmotnost a malé rozměry

### Výhody MIO

- planární uspořádání obvodů
- malé rozměry, malá hmotnost
- nízká spotřeba surovin (kovů, polovodičů, dielektrik, magnetik)
- menší pracnost, vyšší reprodukovatelnost výroby, sériovost, nižší výrobní náklady
- vyšší spolehlivost a stabilita parametrů obvodu
- větší širokopásmovost
- kompatibilita montáže s polovodičovými prvky

### Nevýhody MIO

- větší měrný útlum, nižší činitel jakosti obvodů
- menší elektrická pevnost, menší přenášený výkon
- horší odvod tepla, problematická integrace výkonových prvků
- obtížnější návrh obvodů, CAD
- náročná a precizní technologie
- praktická nemožnost dodatečných korekcí obvodu, neopravitelnost
- principiální omezení dosažitelné miniaturizace a integrace obvodů



## 10.2 Hybridní mikrovlnné integrované obvody

Pasivní mikrovlnné obvody se vytvářejí nanesením vodivých pásků na pevnou dielektrickou podložku (tzv. **substrát**) ve tvaru vytvářeného obvodu (tzv. **vodivý motiv**). Polovodičové a další součástky jsou do obvodu vsazovány (zapouzďené či nezapouzďené) jako diskrétní prvky (tzv. **čipy**), a to pájením nebo ultrazvukovým svařováním. Hybridní technologie MIO tak umožňuje vzájemně nezávislou optimalizaci použitých aktivních součástek a pasivních mikropáskových obvodů.

### 10.2.1 Základní typy pasivních hybridních mikrovlnných integrovaných struktur

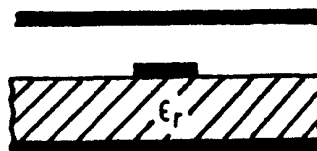
Symetrické mikropáskové vedení  
**stripline**



Otevřené nesymetrické mikropáskové vedení  
**microstrip**



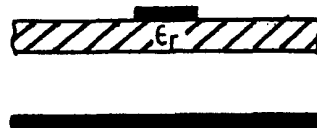
Stíněné nesymetrické mikropáskové vedení



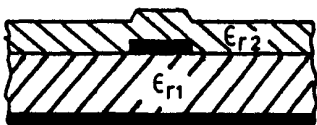
Obrácené (inverzní) nesymetrické mikropáskové vedení  
**inverted microstrip**



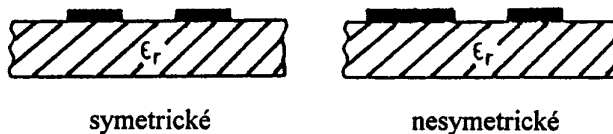
Mikropáskové vedení se zavěšeným substrátem  
**suspended microstrip**



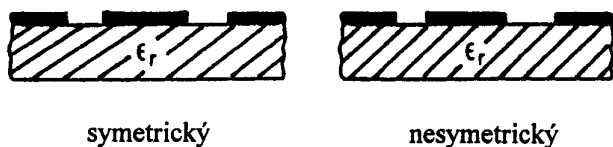
Mikropáskové vedení s překryvnou dielektrickou vrstvou  
**microstrip with overlay**



Koplanární vedení  
**coplanar strips (CPS)**

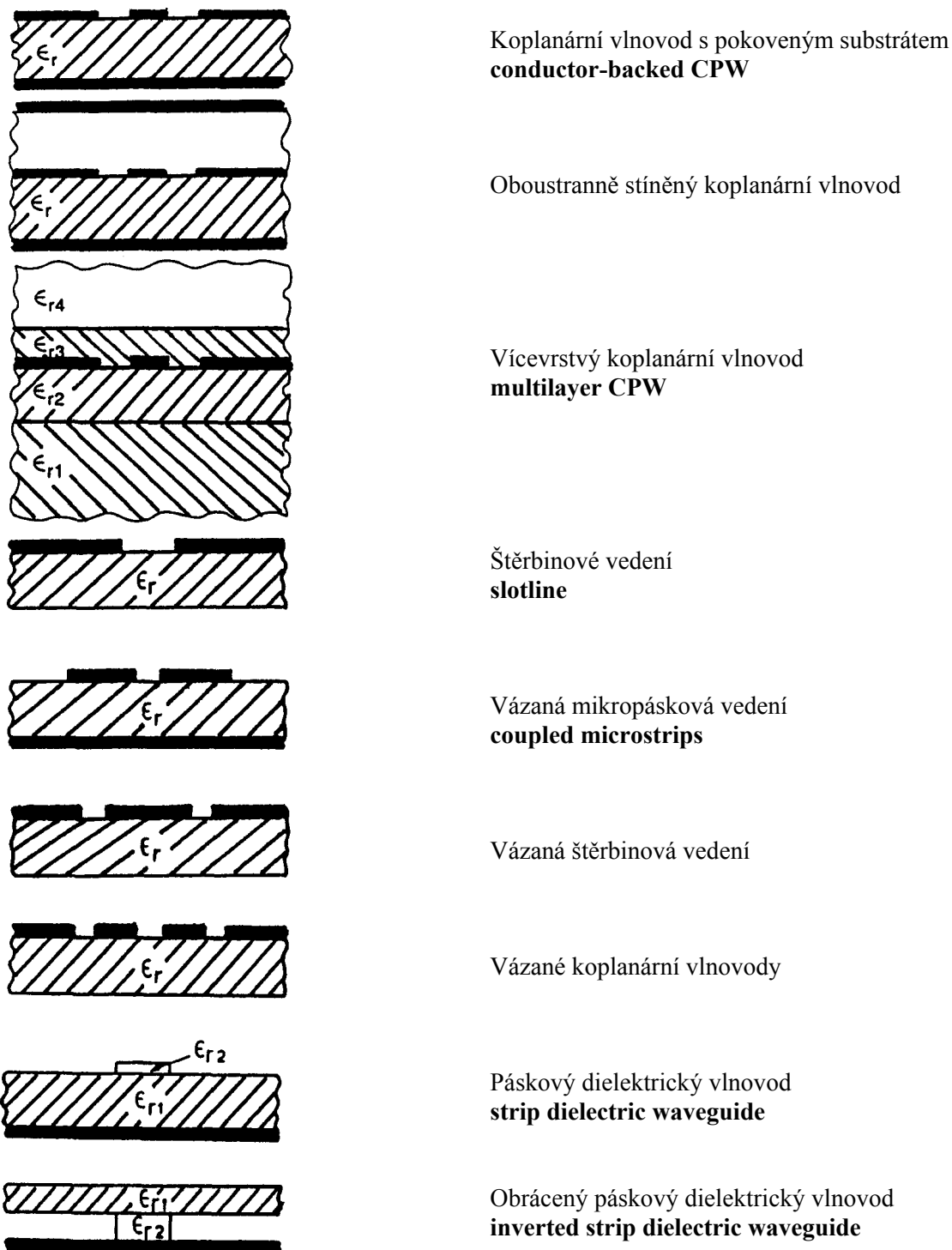


Koplanární vlnovod  
**coplanar waveguide (CPW)**



Koplanární vlnovod s horní stínicí deskou





### 10.2.2 Technologie hybridních MIO

**Používané dielektrické substráty** - základní požadavky: vysoká relativní permitivita  $\epsilon_r$  (konstantní v použitém rozsahu kmitočtů a teplot), co nejmenší činitel dielektrických ztrát  $\text{tg } \delta$  (jeho kmitočtová a teplotní stálost), homogenost, izotropnost, vysoká tepelná vodivost, rozměrová stabilita (teplotní, vlhkostní, během výrobního procesu, stárnutím), schopnost povrchové metalizace, adheze vůči nanášeným kovům, konstantní tloušťka podložky, hladký povrch, dobré fyzikální, chemické a mechanické vlastnosti (pevnost, křehkost, pružnost, opracovatelnost). *Vlastnosti dielektrického substrátu mají rozhodující vliv na útlumové a výkonové parametry hybridních MIO.*



Materiál	$\epsilon_r$ při 10 GHz	$\text{tg } \delta$ při 10 GHz	Tepelná vodivost [W/cm/K]	Poznámka
Korundová keramika (Alumina) $\text{Al}_2\text{O}_3$	9,6 ÷ 10,1	$2 \cdot 10^{-4}$	0,3	Nejčastěji užívaný materiál v profesionálních zařízeních
Beryliová keramika (BeO)	6 ÷ 6,6	$1 \cdot 10^{-4}$	2,5	Tepelná vodivost jako hliník, integrace výkonových prvků, drahá výroba
Tavený křemen $\text{SiO}_2$	3,8	$4 \cdot 10^{-4}$	0,01	Permitivita konstantní v širokém rozsahu kmitočtů; použití na mm vlnách
RT Duroid® (polytetrafluoretylen PTFE)	2,25	$1 \cdot 10^{-4}$	0,26	Dobrá mechanická opracovatelnost
Polyfenylenoxid PPO	2,55	$1,6 \cdot 10^{-3}$		
Cuprexit (2 GHz)	4,2	$5 \cdot 10^{-3}$		Použitelný pro nenáročné (pokusné) aplikace na dm vlnách
Semiizolační křemík SI-Si ( $\rho = 10^3 \Omega\text{cm}$ )	11,7	$5 \cdot 10^{-3}$	0,9	Monolitické mikrovlnné integrované obvody
Semiizolační GaAs SI-GaAs ( $\rho = 10^7 \Omega\text{cm}$ )	12,9	$1,6 \cdot 10^{-3}$	0,3	Monolitické mikrovlnné integrované obvody
Suchý vzduch	1	$\approx 0$	0,00024	

#### Technologie nanášení kovových pásků:

##### tlustovrstvá

- Výhody:**
- jednoduchost
  - jednoduché technologické vybavení

##### tenkovrstvá

- vysoká přesnost zhotovení
- nízký útlum zhotovených vedení

- Nevýhody:**
- málo ostré ohraničení okrajů pásků
  - větší drsnost povrchu vodičů
  - větší útlum zhotovených vedení

- drahé technologické vybavení

#### 10.2.3 Návrhové problémy hybridních MIO

##### Dva základní problémy řešení planárních struktur :

1. Značné rozptylové elektromagnetické pole kolem páskových vodičů - **nelze zanedbat**.
2. Příčná nehomogenost většiny struktur  $\Rightarrow$  šíří se hybridní elektromagnetická vlna **HEM** s disperzí - **nelze řešit přesně analyticky**.

##### Užívané postupy řešení

- a) **Přesné řešení** trojrozměrných vlnových rovnic pro vlnu HEM v dané struktuře při respektování okrajových podmínek.
- lze provést jen numericky s výkonnou výpočetní technikou (*metoda integrálních rovnic, Galerkinova metoda, metoda konečných prvků, metoda přímek atd.*)
  - jen numerické, příp. grafické výstupy pro konkrétní strukturu.

#### ❑ VÝHODY

- přesnost řešení
- použitelnost až do nejvyšších kmitočtů
- řešení speciálních struktur MIO

#### ❑ NEVÝHODY

- náročné matematické zpracování, výkonný počítač, doba výpočtu
- numerické výsledky nejsou obecné (platí jen pro řešený konkrétní případ)
- metody ani výstupy řešení nejsou vhodné pro běžnou inženýrskou praxi

**b) Aproximace** výsledků přesných řešení podle a) jednoduchými matematickými funkcemi (nejčastěji polynomy).

#### ❑ VÝHODY

- jednoduché vyjádření hledaných závislostí analytickými funkcemi

#### ❑ NEVÝHODY

- omezená přesnost
- omezený rozsah platnosti (aproximují se mnoha-parametrické funkční závislosti)
- je nutno aproximovat rozsáhlé vstupní soubory přesných řešení

**c) Přibližné řešení** (avšak dostatečně přesné) při splnění určitých vstupních zjednodušujících předpokladů:

Základní předpoklad - místo vlny **HEM** se předpokládá **vlna kvazi-TEM**

- Možné metody řešení:
- metoda konečných prvků
  - variační metoda v rovině Fourierových obrazů
  - metoda konformního zobrazení - **v praxi nejužívanější**.

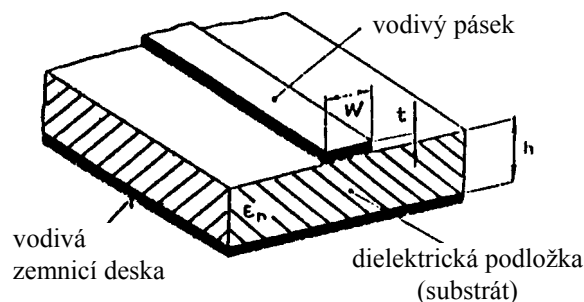
#### ❑ VÝHODY

- relativně jednoduché matematické zpracování
- názorné a dobře interpretovatelné výsledky často v analytickém tvaru (příp. s využitím jednoduchých numerických postupů)
- přímo použitelné vztahy pro analýzu i pro syntézu struktur MIO

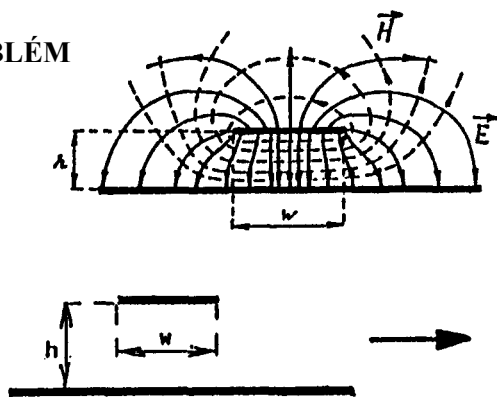
#### ❑ NEVÝHODY

- kmitočtové omezení na „nižší“ GHz pásma (lze početně korigovat zavedením disperzních modelů)

Metodika řešení pro nejčastěji používaný typ hybridní přenosové struktury - **nesymetrické mikropáskové vedení (microstrip)**



#### 1. PROBLÉM



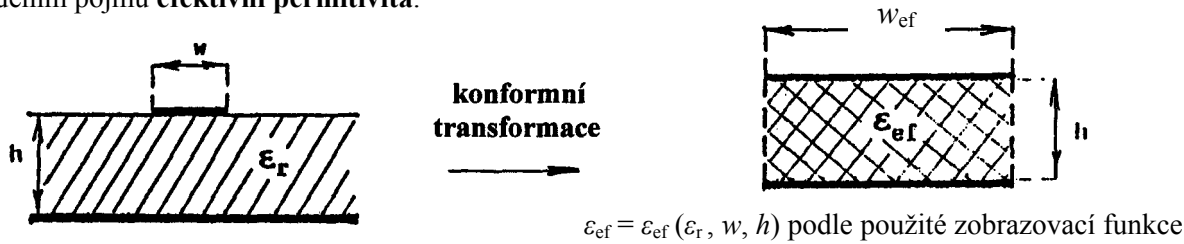
Řeší se příčně homogenní nesymetrické páskové vedení s čistou vlnou TEM. Řeší se Laplaceova rovnice  $\Delta\Phi = 0$  metodou konformního zobrazení.

$$w_{ef} = w_{ef}(w, h) \text{ podle použité zobrazovací funkce}$$

Všechny parametry nesymetrického páskového vedení se určují jako parametry jeho konformně sduženého obrazu bez rozptylového pole a přepočtou se zpět.

## 2. PROBLÉM

Hybridní elektromagnetickou vlnu HEM lze na relativně nízkých mikrovlnných kmitočtech aproximovat tzv. **vlnou kvazi-TEM**. Mikropáskové vedení se pak řeší pro tuto vlnu kvazi-TEM (viz. řešení 1. problému). Příčná nehomogenost mikropáskového vedení na dielektrické podložce se respektuje zavedením pojmu **efektivní permitivita**.



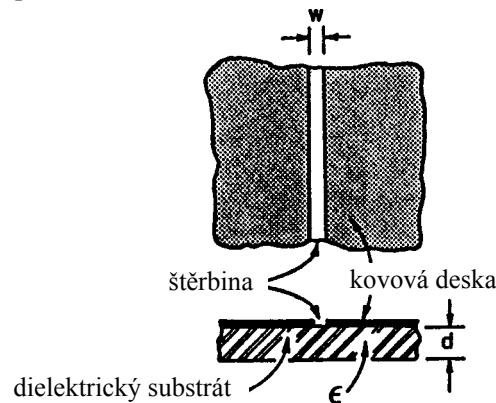
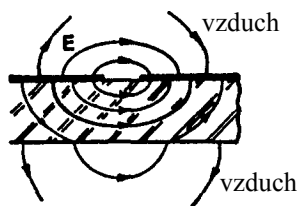
**Důsledkem** aproximace kvazi-TEM je např. závislost fázové rychlosti a délky vlny na vedení na příčných rozměrech mikropásku.

Pro respektování **disperze** vlny HEM na vyšších kmitočtech se zavádějí tzv. **disperzní modely**, jakožto kmitočtové korekce aproximace kvazi-TEM. Zavádí se:

- kmitočtově závislá (kmitočtově korigovaná) efektivní permitivita  $\epsilon_{ef}(f)$
- kmitočtově závislá (kmitočtově korigovaná) efektivní šířka vedení  $w_{ef}(f)$

**Platnost** - základní aproximace kvazi - TEM do 3 až 6 GHz (podle typu struktury)  
 - kmitočtově korigovaná aproximace kvazi - TEM do 18 až 20 GHz u hybridních přenosových struktur, do 60 až 80 GHz u některých speciálních miniaturních monolitických struktur.

### Štěrbínové vedení (slotline)



#### ☐ VÝHODY

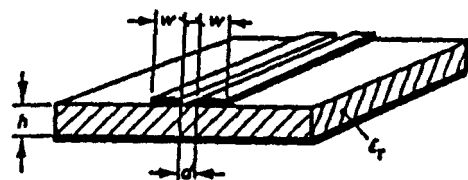
- snadné paralelní připojování součástek
- možnost dosažení vysokých hodnot  $Z_0$  (až 300  $\Omega$ )
- výhodné vlastnosti v kombinaci s mikropáskovým vedením: **nejčastější užití**

#### ☐ NEVÝHODY

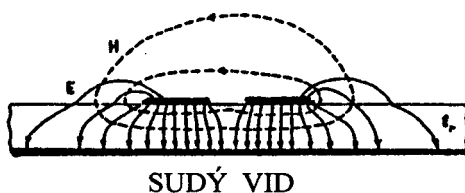
- obtížné sériové připojování součástek
- velká disperze
- nelze užít aproximaci kvazi-TEM
- větší rozměry stínících krytů

### Mikropásková vázaná vedení (coupled microstrips)

Jde o systém  $N = 3$  páskových vodičů, v němž se může současně šířit  $N - 1 = 2$  dominantní vidy HEM, které na nižších kmitočtech aproximujeme dvěma vidy kvazi-TEM: **sudý (even) vid** a **lichý (odd) vid**.



Tyto vidy odpovídají **soufázovému** a **protifázovému buzení** obou mikropásků vázaných vedení.



## 10.2.4 Některé výpočetní vztahy pro analýzu a syntézu mikropáskových struktur

**Efektivní šířka** nesymetrického mikropáskového vedení s nulovou tloušťkou horního pásku ( $t = 0$ )

$$w_{\text{ef}} = \frac{2\pi h}{\ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right)} \quad \text{pro úzké mikropáskové vedení } w/h \leq 1, \quad (10.1)$$

$$w_{\text{ef}} = w + \frac{2h}{\pi} \cdot \ln\left[17,08 \cdot \left(\frac{w}{2h} + 0,85\right)\right] \quad \text{pro široké mikropáskové vedení } w/h \geq 1. \quad (10.2)$$

Nenulová tloušťka horního pásku se v těchto i ve všech dalších vztazích respektuje ekvivalentním rozšířením pásku s hodnoty  $w$  na hodnotu  $w' = w + \Delta w$ , kde

$$\Delta w = \begin{cases} \cdot \cdot \frac{t}{\pi} \cdot \left(\ln \frac{2h}{t} + 1\right) & \text{pro } \frac{w}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \\ \cdot \cdot \frac{t}{\pi} \cdot \left(\ln \frac{4\pi w}{t} + 1\right) & \text{pro } \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \end{cases} \quad (10.3)$$

**Efektivní permitivita** (její relativní hodnota) nesymetrického mikropáskového vedení

$$\varepsilon_{\text{efr}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{0,9}{\pi} \cdot \frac{\varepsilon_r - 1}{\ln \frac{8h}{w}} \quad \text{pro úzké mikropáskové vedení } w/h \leq 1, \quad (10.4)$$

$$\varepsilon_{\text{efr}} = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{\ln\left[6,28 \cdot \left(\frac{w}{2h} + 0,85\right)\right]}{\frac{w}{h} + \frac{2}{\pi} \cdot \ln\left[17,08 \cdot \left(\frac{w}{2h} + 0,85\right)\right]} \quad \text{pro široké mikropáskové vedení } w/h \geq 1. \quad (10.5)$$

Relativní hodnota efektivní permitivity nesymetrického mikropáskového vedení může nabývat pouze hodnot

$$\frac{\varepsilon_r + 1}{2} \leq \varepsilon_{\text{efr}} \leq \varepsilon_r \quad .$$

**Fázová a skupinová rychlost** vlny kvazi-TEM na nesymetrickém mikropáskovém vedení a její délka vlny závisí na rozměrech  $w$  a  $h$  vedení, neboť

$$v_f = v_{\text{sk}} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_{\text{ef}} \cdot \mu}} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{\text{efr}}}} \quad (10.6.a) \quad \text{a} \quad \lambda_g = \frac{v_f}{f} \quad (10.6.b)$$

**Charakteristická impedance** (vlnová impedance) nesymetrického mikropáskového vedení

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{\text{efr}}}} \cdot \frac{h}{w_{\text{ef}}} \quad (10.7)$$

Určení rozměrů  $w$  a  $h$  mikropáskového vedení ze známých (zadaných) hodnot  $Z_0$  a  $\varepsilon_r$  (syntéza mikropáskového vedení)

$$\frac{h}{w} = \frac{1}{4} \cdot \left(\frac{e^H}{2} - e^{-H}\right) \quad , \quad \text{kde } H = \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} \cdot \frac{Z_0}{60} + \frac{0,9}{\pi} \cdot \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \quad \text{pro úzké vedení } w/h \leq 1. \quad (10.8)$$

$$\frac{w}{h} = \frac{120\pi}{Z_0 \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} - \frac{2}{\pi} - \left(\frac{2}{\pi} - \frac{\varepsilon_r - 1}{3,7 \cdot \varepsilon_r}\right) \cdot \ln\left(\frac{120\pi^2}{Z_0 \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} - 1 + 1,84 \cdot \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r}\right) \quad \text{pro široké vedení } w/h \geq 1. \quad (10.9)$$

**Pásmo jednovidovosti** vidu kvazi-TEM, tedy rozsah kmitočtů, kdy se v mikropáskovém vedení ještě nevybudí nejnižší vlnodový vid  $\text{TE}_{10}$

$$f < f_m^{\text{TE}_{10}} = \frac{Z_0}{2\mu_0 h} \quad , \quad (10.10)$$

příp. kdy se v mikropáskovém vedení ještě nevybudí nejnižší vid povrchových vln  $TE_1$

$$f < f_m^{TE1} = \frac{c}{4h \cdot \sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (10.11)$$

Na vyšších kmitočtech (cca od 6 ÷ 8 GHz) se začíná uplatňovat **disperze** základní elektromagnetické vlny v nesymetrickém mikropáskovém vedení, tj. délka vlny, konstanta šíření, charakteristická impedance vedení a další parametry začínají záviset na kmitočtu. Aproximace vidu kvazi-TEM se proto rozšiřuje i do oblasti vyšších kmitočtů zavedením kmitočtových korekcí efektivní permitivity  $\epsilon_{ef}$  a efektivní šířky pásků  $w_{ef}$ . **Kmitočtové závislá efektivní permitivita** nesymetrického mikropáskového vedení je

$$\epsilon_{efr}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{efr}(0)}{1 + G \cdot \left(\frac{f}{f_m^{TE10}}\right)^2} \quad (10.12)$$

kde  $\epsilon_{efr}(0)$  je relativní hodnota efektivní permitivity vedení na nízkých kmitočtech daná vztahy (10.4), příp. (10.5),  $f_m^{TE10}$  je mezní kmitočet prvního vlnodového vidu dle vztahu (10.10) a G je empiricky určený faktor

$$G = 0,6 + 0,009 \cdot Z_0 \quad (10.13)$$

přičemž  $Z_0$  zde značí charakteristickou impedanci vedení na nízkých kmitočtech, tj. bez kmitočtové korekce. **Kmitočtové korigovaná efektivní šířka** nesymetrického mikropáskového vedení

$$w_{ef}(f) = w + \frac{w_{ef}(0) - w}{1 + \left(\frac{f}{f_m^{TE10}}\right)^2} \quad (10.14)$$

když  $w_{ef}(0)$  je efektivní šířka vedení na nízkých kmitočtech podle vztahů (10.1) a (10.2). S těmito kmitočtovými korekcemi lze všechny výše uvedené vztahy pro analýzu a syntézu nesymetrického mikropáskového vedení používat až do kmitočtů 18 ÷ 20 GHz.

Relativní efektivní permitivita a charakteristická impedance **šterbinového vedení (slotline)** pro rozsah hodnot  $0,2 \leq w/h \leq 1$  ( $w$  je šířka šterbiny a  $h$  je výška dielektrického substrátu – podložky)

$$\frac{\lambda_g}{\lambda} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{efr}}} = 0,987 - 0,484 \cdot \log \epsilon_r + \frac{w}{h} \cdot (0,111 - 0,0022 \cdot \epsilon_r) - \left(0,121 + 0,094 \cdot \frac{w}{h} - 0,0032 \cdot \epsilon_r\right) \cdot \log \frac{100h}{\lambda} \quad (10.15)$$

$$Z_0 = 113,19 - 53,55 \cdot \log \epsilon_r + \frac{1,25w}{h} \cdot (114,59 - 51,88 \cdot \log \epsilon_r) + 20 \cdot \left(\frac{w}{h} - 0,2\right) \cdot \left(1 - \frac{w}{h}\right) - \left[0,15 + 0,23 \cdot \log \epsilon_r + \frac{w}{h} \cdot (2,07 \cdot \log \epsilon_r - 0,79)\right] \cdot \left[10,25 - 5 \cdot \log \epsilon_r + \frac{w}{h} \cdot (2,1 - 1,42 \cdot \log \epsilon_r) - 100 \cdot \frac{h}{\lambda}\right]^2 \quad (10.16)$$

a pro rozsah hodnot  $0,02 \leq w/h \leq 0,2$

$$\frac{\lambda_g}{\lambda} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{efr}}} = 0,923 - 0,448 \cdot \log \epsilon_r + 0,2 \cdot \frac{w}{h} - \left(0,29 \cdot \frac{w}{h} + 0,017\right) \cdot \log \frac{100h}{\lambda} \quad (10.17)$$

$$Z_0 = 72,62 - 35,19 \cdot \log \epsilon_r + \frac{50h}{w} \cdot \left(\frac{w}{h} - 0,02\right) \cdot \left(\frac{w}{h} - 0,2\right) + \log \left(\frac{100w}{h}\right) \cdot (44,28 - 19,58 \cdot \log \epsilon_r) - \left[0,32 \cdot \log \epsilon_r - 0,11 + \frac{w}{h} \cdot (1,07 \cdot \log \epsilon_r + 1,44)\right] \cdot \left(1,4 - 6,07 \cdot \log \epsilon_r - 100 \cdot \frac{h}{\lambda}\right)^2 \quad (10.18)$$

Aproximační vztahy (10.15) až (10.18) platí s chybou menší než 2 % pro

$$\begin{aligned} 0,02 &\leq \frac{w}{h} \leq 1 \\ 9,6 &\leq \epsilon_r \leq 20 \\ 0,01 &\leq \frac{h}{\lambda} \leq \frac{1}{4 \cdot \sqrt{\epsilon_r - 1}} \end{aligned}$$

Tab. 10.1. Kvalitativní porovnání různých typů hybridních mikropáskových přenosových struktur

Parametr vedení	Nesymetrický mikropásek <i>microstrip</i>	Mikropásek se zavěšeným substrátem <i>suspended microstrip</i>	Štěrbínové vedení <i>slotline</i>	Koplanární vlnovod <i>CPW</i>	Koplanární vedení <i>CPS</i>
Charakteristická impedance [Ω]	15 ÷ 120	25 ÷ 180	50 ÷ 300	25 ÷ 155	45 ÷ 280
Využitelné pásmo kmitočtů [GHz]	0 ÷ 60	0 ÷ 90	3 ÷ 60	0 ÷ 60	0 ÷ 60
Efektivní permitivita ( $\epsilon_r = 10$ )	6 ÷ 9	1,5 ÷ 8	2 ÷ 4	4 ÷ 5,5	4 ÷ 5,5
Disperze	malá	velmi malá	velká	střední	střední
Vlastní činitel jakosti (řádově)	200 ÷ 400	500 ÷ 1500	100	100 ÷ 200	100 ÷ 200
Vyzařování	malé	malé	střední	střední	střední
Montáž součástek: – paralelně	obtížná	středně obtížná	snadná	snadná	snadná
– sériově	snadná	snadná	obtížná	snadná	snadná
Rozměry stínících krytů	malé	malé	velké	velké	velké
Realizace vázaných vedení	snadná	snadná	možná, avšak vznikají nežádoucí vidy šíření vln		

Tab. 10.2. Srovnání vlastností základních typů mikrovlnných struktur při kmitočtu kolem 10 GHz

Typ přenosové struktury	Útlum [dB/m]	Činitel jakosti (řádově)	Stupeň miniaturizace	Vhodná sériovost
Kovový vlnovod	0,1	10 000	–	malá
Koaxiální vedení	1	2 000	střední	menší
Hybridní MIO	10	400	velký	velká
Monolitické MIO	60 ÷ 80	100	největší	velká

### 10.3 MIO se soustředěnými parametry

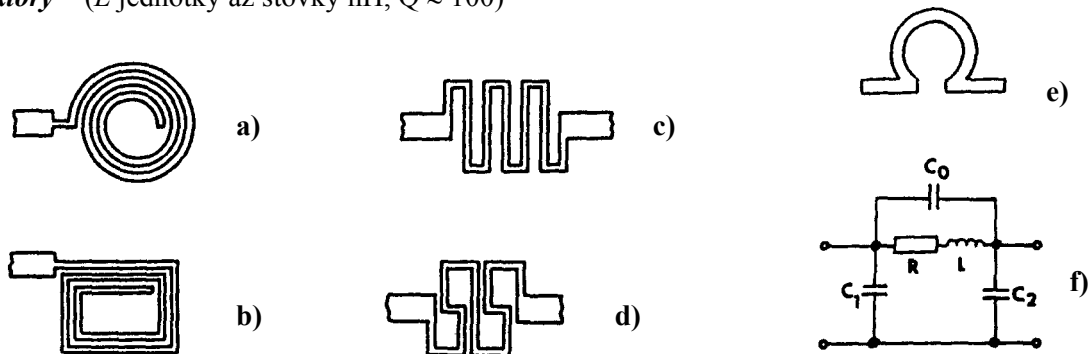
Podmínkou „soustředěnosti“ parametrů je dosažení velmi malých rozměrů prvku (obvodu)  $l \ll \lambda_g$  (aspoň o jeden řád). Při užití fotolitografických postupů lze tyto prvky použít až do kmitočtů kolem 60 GHz.

- VÝHODY
  - vysoký stupeň miniaturizace a integrace
  - malá váha, nízká spotřeba materiálů
  - dobrá reprodukovatelnost, vysoká sériovost výroby  $\Rightarrow$  nízká cena
  - jednoduchost konstrukce  $\Rightarrow$  vysoká spolehlivost
  - poměrně velká širokopásmovost (elektrické vlastnosti se neopakují s kmitočtem)
- NEVÝHODY
  - náročná (miniaturní) technologie
  - značné ztráty v obvodu vlivem parazitních vlastností, nízké Q
  - omezení pracovního pásma kmitočtů **shora** (dosažitelnost malých rozměrů, klesající hodnota Q, změna charakteru prvku)

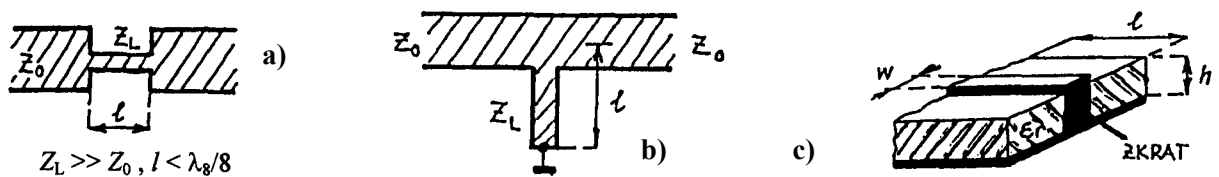
### 10.3.1 Rozdělení MIO se soustředěnými parametry

- a) **Klasické** - svým uspořádáním připomínají klasické prvky na nízkých kmitočtech
- b) **Z velmi krátkých úseků vedení** -  $l \ll \lambda_g$

**Induktory** ( $L$  jednotky až stovky nH,  $Q \approx 100$ )

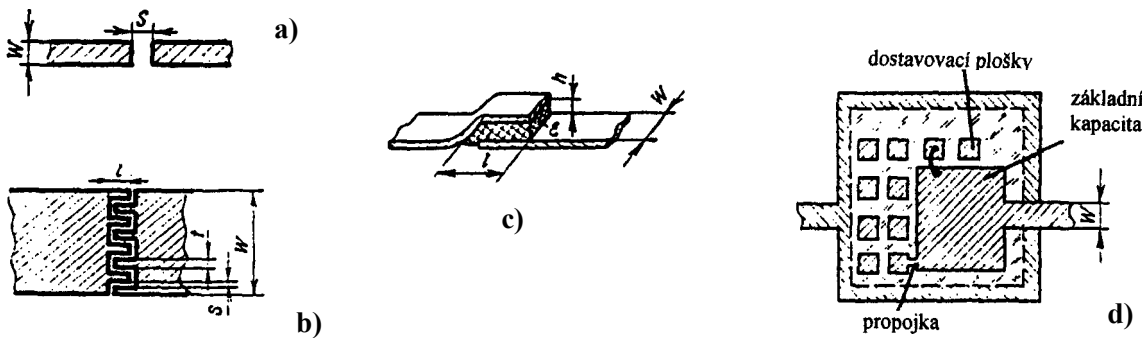


Obr. 10.1. Planární „klasické“ indukty: a) kruhová spirála; b) kvadratická spirála; c) meandrové vedení; d) vedení „S“; e) oblouk (kruhová smyčka); f) přibližné náhradní schéma

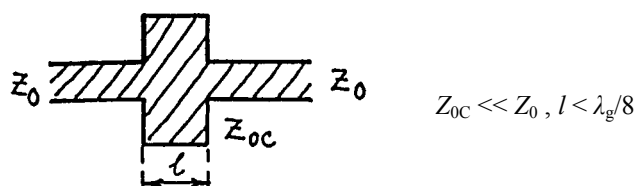


Obr. 10.2. Planární indukty z velmi krátkých úseků mikropáskového vedení: a) sériový; b) paralelní; c) možné provedení zkratu

**Kapacitory** ( $C$  setiny až stovky pF,  $Q$  několik stovek)

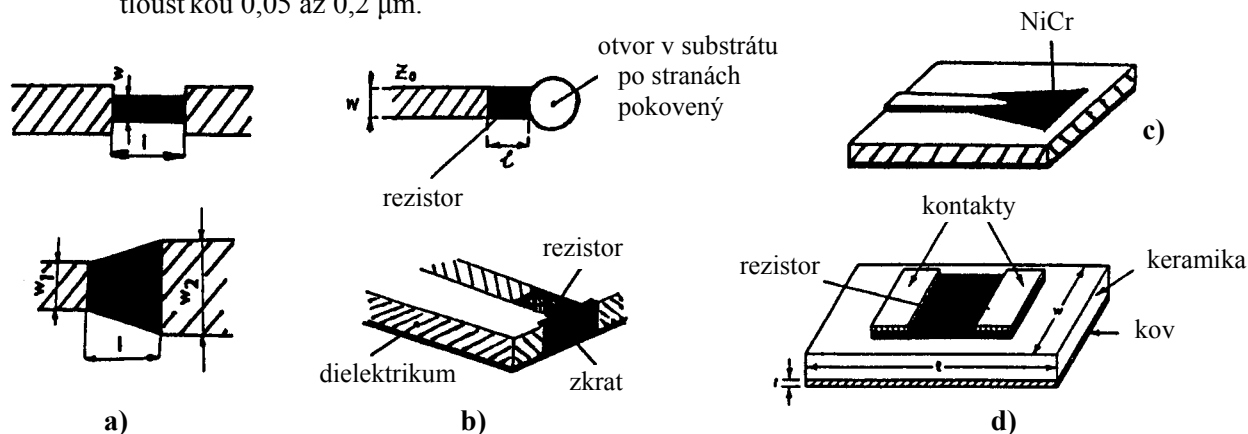


Obr. 10.3. Kapacitory se soustředěnou kapacitou: a) mezera v mikropásku; b) interdigitální kapacitor; c) třívrstvý (sendvičový) kapacitor; d) možnost dostavení kapacity

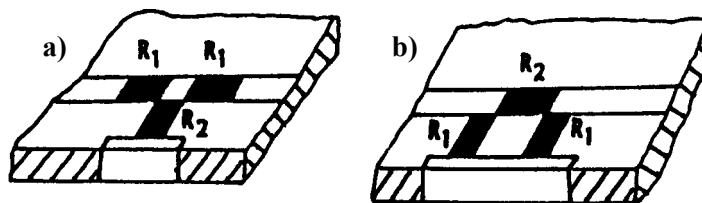


Obr. 10.4. Paralelní kapacitor z velmi krátkého úseku mikropáskového vedení

**Rezistory** z velmi krátkého úseku ztrátového vedení (NiCr, Ta<sub>2</sub>N) s plošným odporem 9,5 až 135 Ω/□ a tloušťkou 0,05 až 0,2 μm.



Obr. 10.5. Mikropáskové rezistory z velmi krátkého úseku vedení: a) průběžné sériové rezistory; b) úzkopásmové bezodrazové zakončení mikropásku; c) širokopásmové odporové zakončení; d) odporový vkládaný prvek - čip



Obr. 10.6. Odporové články T (a) a Π (b) v mikropáskovém vedení

## 10.4 Monolitické mikrovlnné integrované obvody (MMIO)

Pasivní a aktivní obvodové prvky, jejich spojení a mikropásková vedení jsou vytvořena **na povrchu** nebo **v objemu** polovodičového substrátu, který tu plní dvě funkce:

- **nosná „dielektrická“ podložka** pro přenosová vedení, obvodové elementy s rozloženými parametry a hybridní prvky se soustředěnými parametry;
- **blok polovodiče** pro vytváření a monolitickou integraci aktivních a pasivních polovodičových součástek.

### 10.4.1 Materiály pro MMIO

Materiál	$\epsilon_r$	$\rho$ [Ω·cm]	$\mu_e$ [cm <sup>2</sup> /Vs]	$v_{sat}$ [10 <sup>7</sup> ·cm/s]	Poznámka
Křemík <b>Si</b>	11,7	–	1 500	1,0	Pro nižší mikrovlnná pásma a výkonové aplikace
Semiizolační křemík <b>SI Si</b>	11,7	10 <sup>3</sup> ÷ 10 <sup>5</sup>	–	–	
Arzenid galia <b>GaAs</b>	12,9	–	8 500	2,0	<b>V současnosti nejrozšířenější materiál</b>
Semiizolační arzenid galia <b>SI GaAs</b>	12,9	10 <sup>7</sup> ÷ 10 <sup>9</sup>	–	–	
Fosfid india <b>InP</b>	12,4	–	4 600	1,6	Perspektivní materiál pro pásma mm vln
Safír	11,6	> 10 <sup>14</sup>	250	1,0	Pro technologii SOS (Silicium On Sapphire)
Korund	9,7 ÷ 10,1	10 <sup>11</sup> ÷ 10 <sup>14</sup>	–	–	Hybridní MIO



## □ Výhody GaAs

- ◆ asi 6x větší pohyblivost elektronů než u Si a téměř 2x vyšší saturační rychlost
  - ⇒ kratší průletová doba polovodičem
  - ⇒ možnost pracovat na vyšších kmitočtech
  - ⇒ na stejných kmitočtech může mít prvek z GaAs větší rozměry, tj. může zpracovat větší výkony
  - ⇒ geometricky stejné prvky z GaAs a Si mají poměr mezních kmitočtů 4 : 1
  - ⇒ nižší hodnota sériového odporu, lepší šumové vlastnosti aktivních prvků z GaAs
- ◆ intrinsický nebo dotací vhodnými prvky (Cr) lze připravit SiGaAs s měrným odporem o čtyři až šest řádů větším než u SiSi, srovnatelný s měrným odporem jakostních dielektrik (korundová keramika)
  - ⇒ výborné izolační vlastnosti, malý útlum vedení, nízké ztráty v obvodech
- ◆ větší šířka zakázaného pásma GaAs (1,9 eV) než Si (1,1 eV):
  - ⇒ možnost práce při vyšších teplotách, vyšší zpracovávané výkony
  - ⇒ možnost společné integrace s optoelektronickými prvky (polovodičové lasery, LED), nové optoelektronické integrované obvody (OEIO)
- ◆ možnost vytváření velmi tenkých heterostruktur (Al-GaAs):
  - ⇒ vytváření nových prvků (HEMT, HBT apod.)
- ◆ stabilita parametrů GaAs a Si GaAs v procesu technologického zpracování

## □ Nevýhody a problémy GaAs

- ◆ drahý výchozí materiál (galium)
- ◆ velmi drahá a složitá technologie. Nelze využít technologii Si
- ◆ obtížné vytváření kvalitního kysličníku na povrchu GaAs
- ◆ asi 3x menší tepelná vodivost než u Si
  - ⇒ špatný odvod tepla
  - ⇒ potíže s integrací výkonových prvků

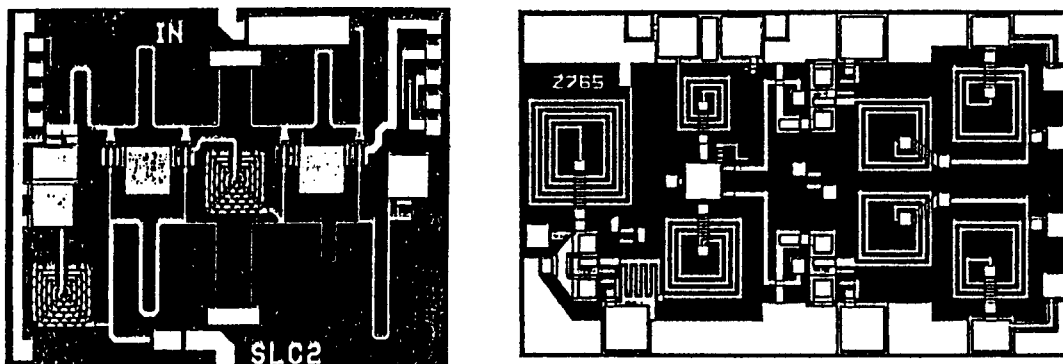
## 10.4.2 Některé otázky a problémy MMIO

### a) Nové technologické postupy

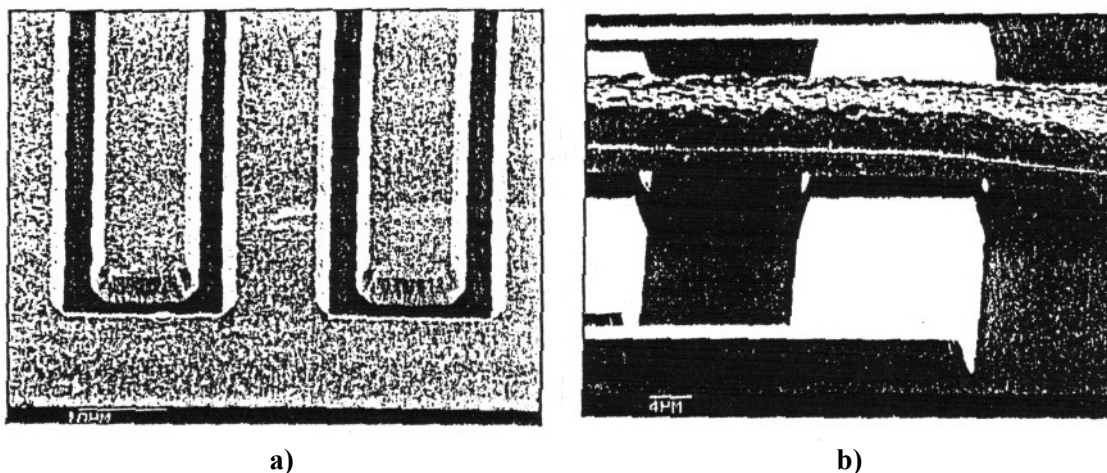
- Vytváření semiizolačního polovodičového materiálu (intrinsický polovodič, dotace Cr nebo Cu, metoda protonového bombardování)
- Nové speciální postupy při vytváření MMIO (air-bridges, via-holes, lift-off atd.)
- Nové technologie (iontová implantace, molekulární epitaxie, fotolitografie, elektronová litografie)
- Tvorba velmi tenkých heterostruktur (setiny mikrometru)
- Mnoho technologických kroků (asi 25 pro jeden tranzistor MESFET, dalších 35 pro vytvoření jednoho čipu MMIO)

### b) Nové návrhové postupy topologie MMIO

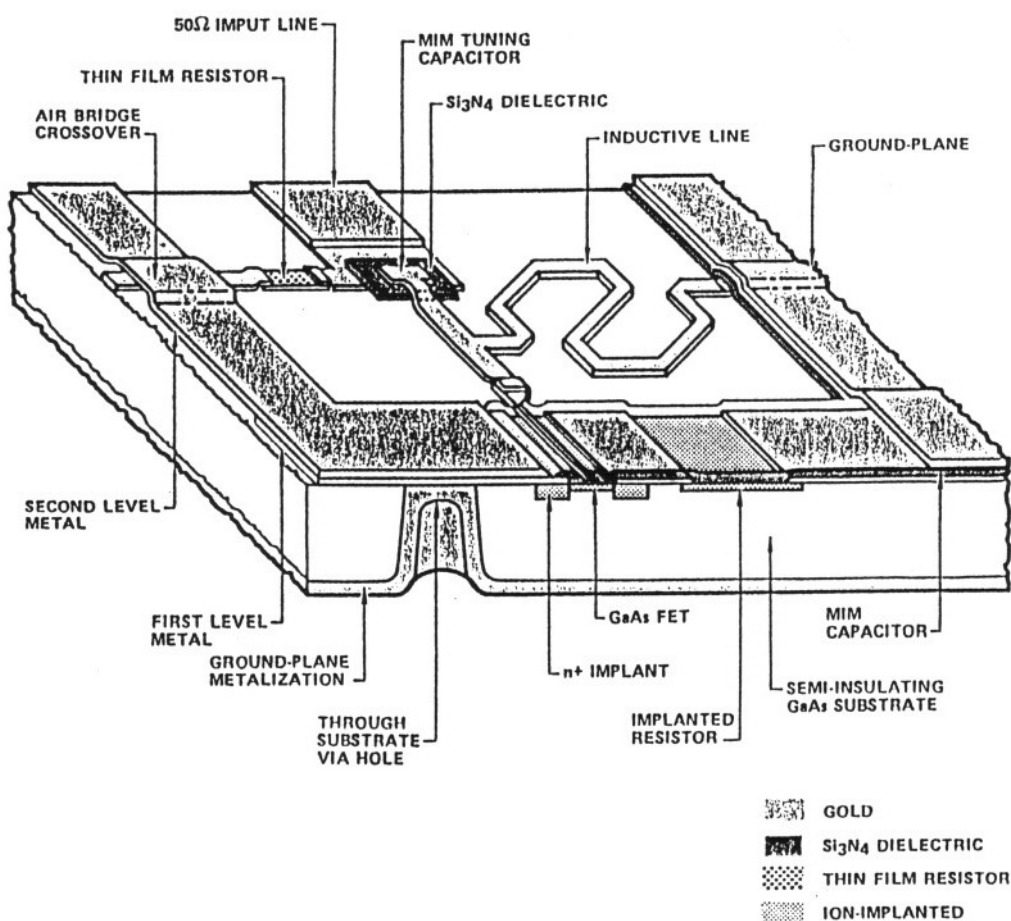
- Výhradně počítačový návrh (vysoká přesnost návrhu, optimalizace)
- Lepší využití plochy čipu (kombinace obvodů s rozloženými a se soustředěnými parametry)
- Zabránění nežádoucím vazbám mezi obvody
- Nové principy vytváření obvodů (např.  $R$  a  $C$  se vytvářejí pomocí tranzistorů MESFET)



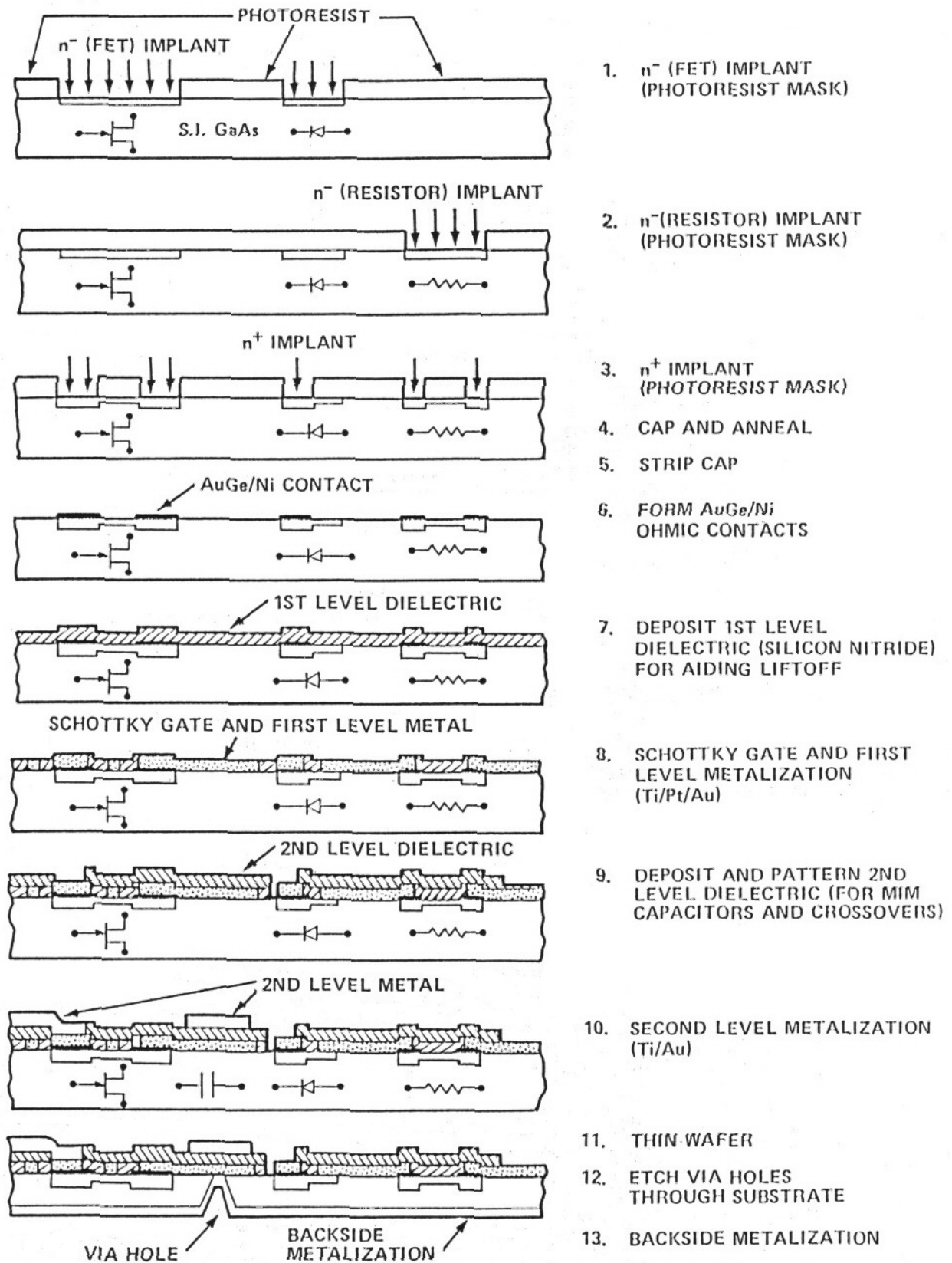
Obr. 10.7. Poměrně malý stupeň zaplnění plochy čipu monolitických MIO pro zabránění vzniku nežádoucích vazeb mezi jednotlivými částmi obvodu



Obr. 10.8. Precizní technologie monolitických MIO:  
 a) mikrometrické rozlišení prstů interdigitálního kapacitoru;  
 b) vzduchový můstek (air-bridge) jako vývod středu kvadratického induktoru

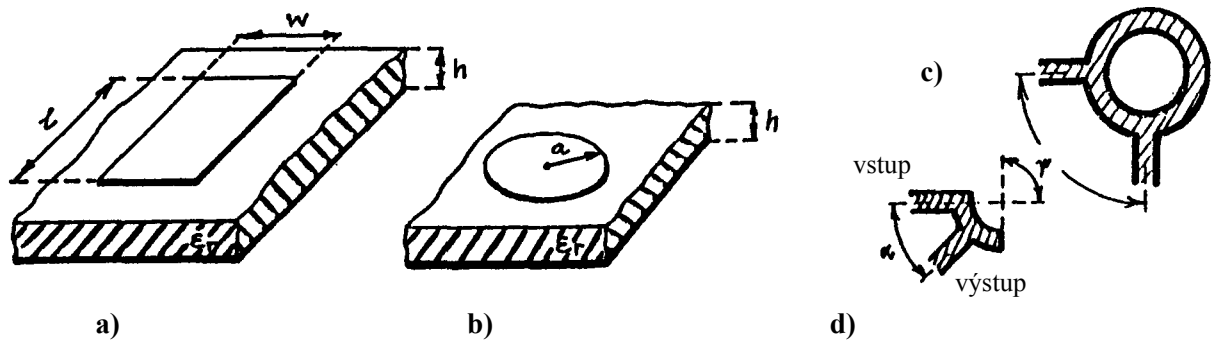


Obr. 10.9. Typická sestava a obvodové prvky monolitického MIO. Obvod je zhotoven na SI GaAs (0,178 mm) s oddělovací vrstvou (0,5  $\mu\text{m}$ ) a epitaxiální aktivní vrstvou GaAs (0,25  $\mu\text{m}$ ). Prvky v této vrstvě jsou vzájemně izolovány protonovým bombardováním.

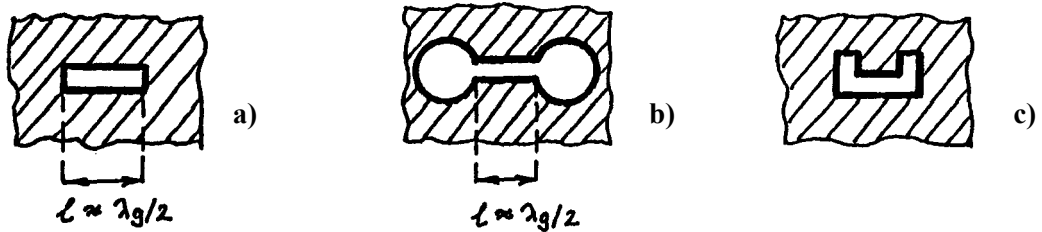


Obr. 10.10. Postup výroby monolitického mikrovlnného integrovaného obvodu a nanášení jednotlivých kovových a dielektrických vrstev

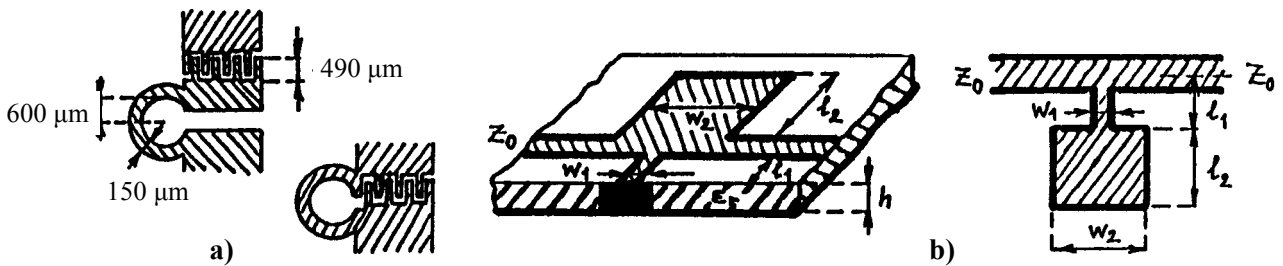
## 10.5 Druhy pasivních mikrovlnných integrovaných obvodů



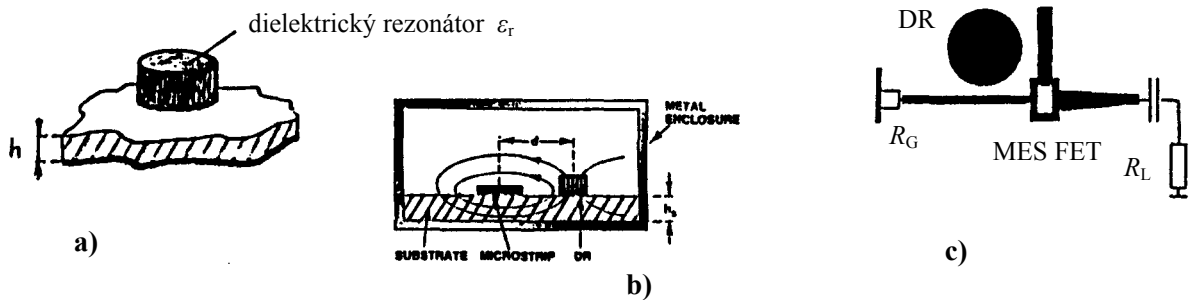
Obr. 10.11. Mikropáskové rezonátory: a) obdélníkový deskový; b) kruhový deskový; c) prstencový; d) z prstencové výseče



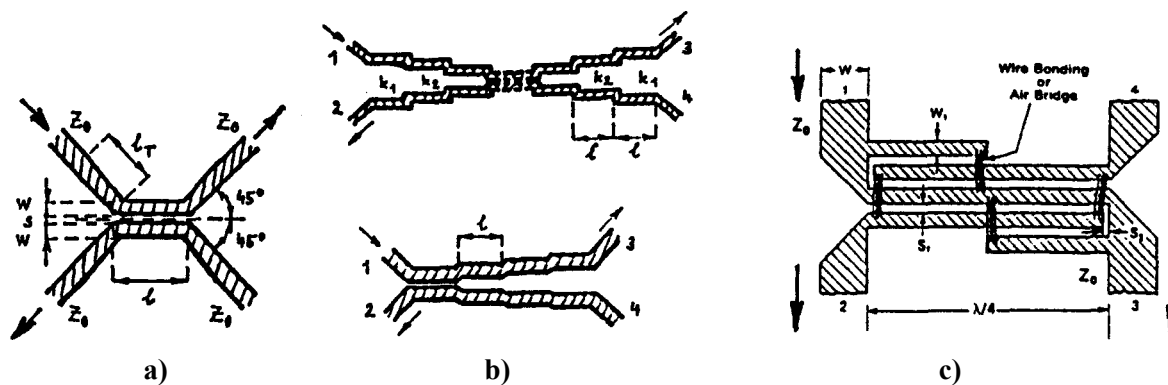
Obr. 10.12. Šterbinové rezonátory: a) zkratované šterbinové vedení; b) šterbinové vedení napřízdkno; c) šterbina zkrácená ohybem



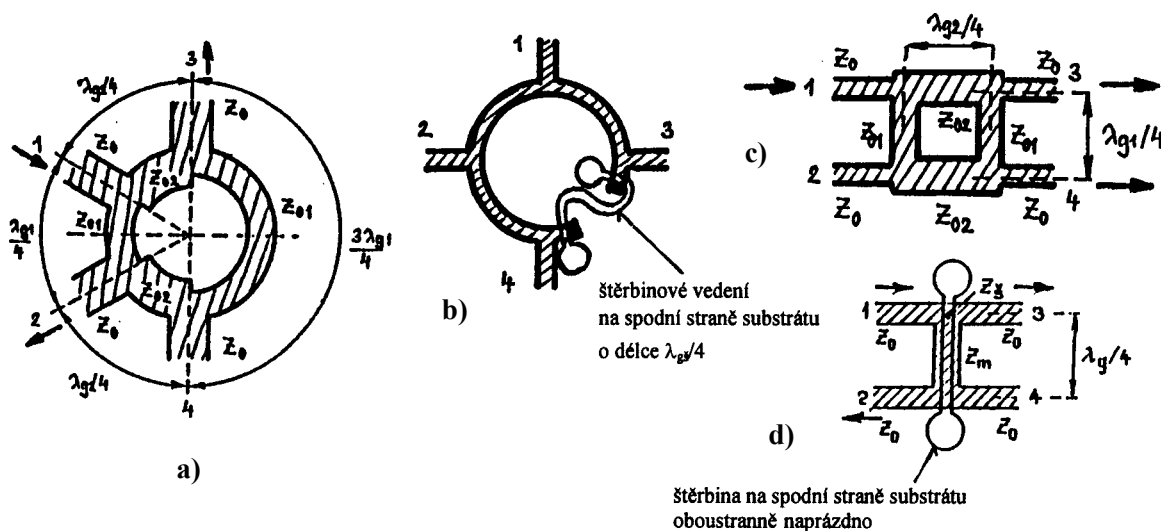
Obr. 10.13. Integrované rezonátory se soustředěnými parametry: a) z „klasických“ prvků; b) z velmi krátkých úseků mikropáskových vedení



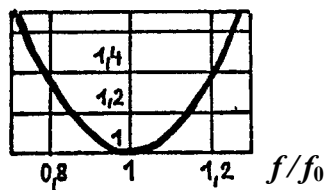
Obr. 10.14. Dielektrické rezonátory: a) základní uspořádání; b) vazba mezi rezonátorem (DR) a mikropáskovým vedením; c) využití při stabilizaci kmitočtu mikrovlnného oscilátoru



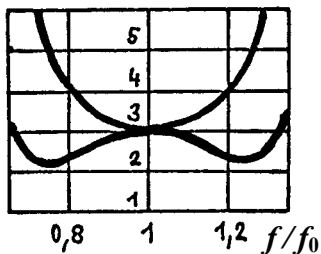
Obr. 10.15. Směrové vazební členy (směrové odbočnice) na principu vázaných vedení: a) jednostupňová; b) vícestupňové odbočnice; c) interdigitální (Langeho) odbočnice



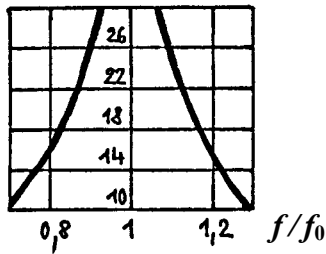
PSV<sub>1</sub>



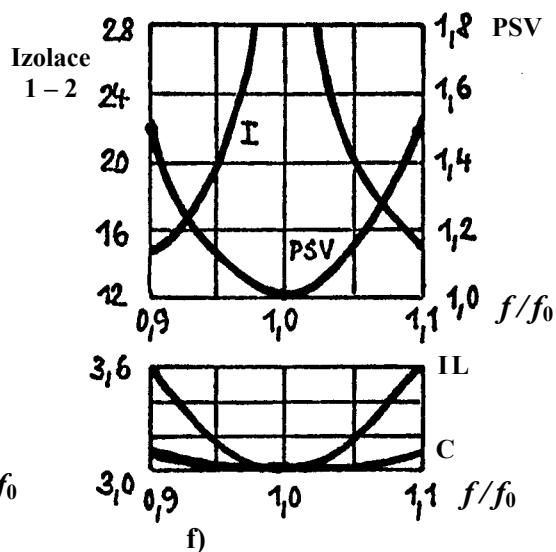
IL



Izolace 1-4

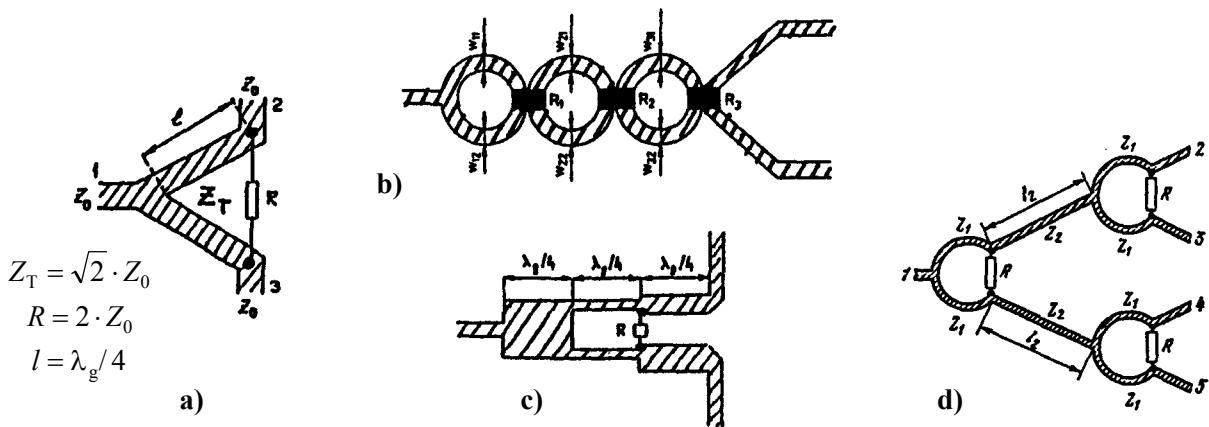


e)

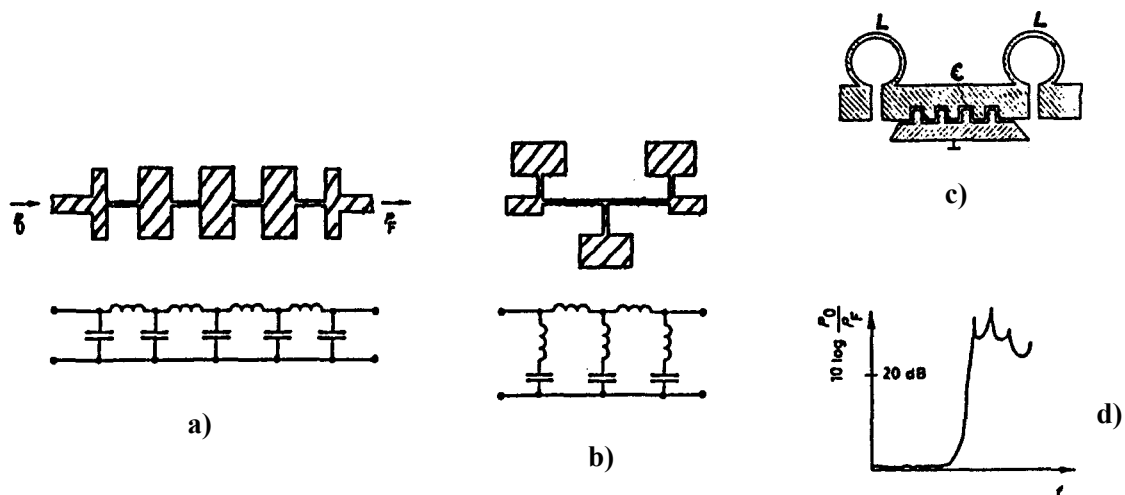


f)

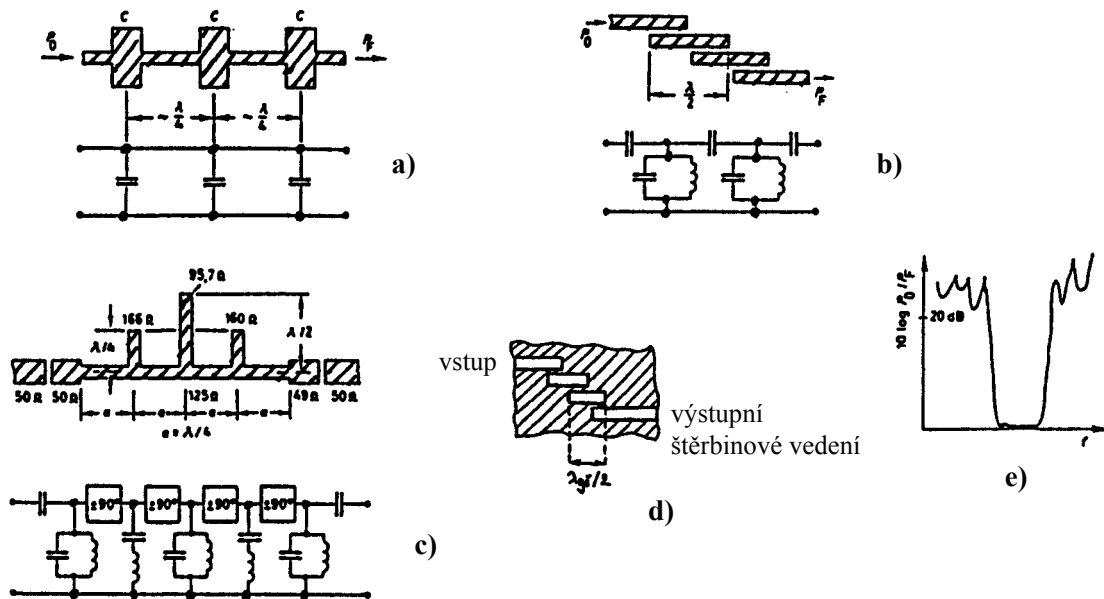
Obr. 10.16. Hybridní směrové vazební členy: a) kruhový (prstencové T); b) jeho kmitočtové charakteristiky; c) kruhový s kombinací mikropáskové-štěrbinové vedení; d) čtvercový (příčkové T); e) jeho kmitočtové charakteristiky; f) kombinovaný (de Rondeho) člen



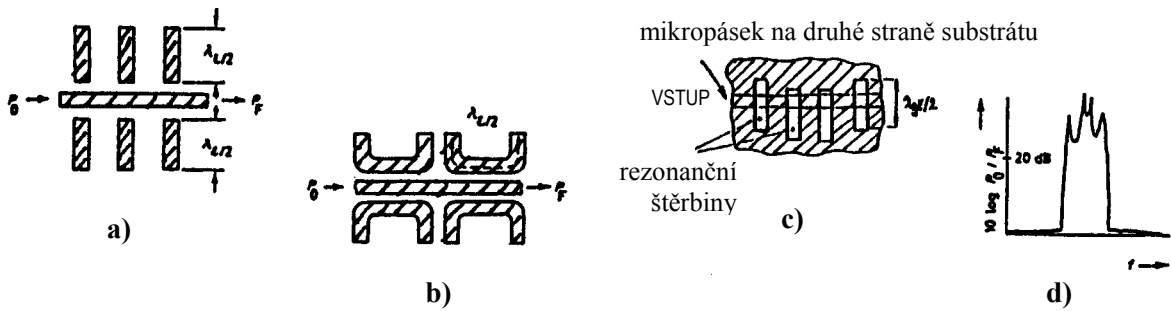
Obr. 10.17. Mikropáskové děliče a sdrůžovače výkonu: a) 3 dB (Wilkinsonův) dělič; b) širokopásmový 3 dB dělič; c) dělič s nerovnoměrným dělením výkonu; d) dělič výkonu 1 : 4



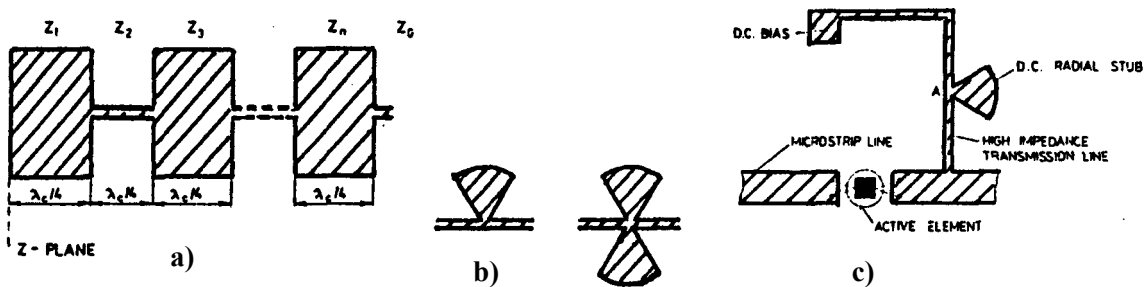
Obr. 10.18. Mikropáskové dolní propusti: a) z krátkých úseků vedení; b) Cauerův filtr; c) z prvků se soustředěnými parametry; d) kmitočtová útlumová charakteristika



Obr. 10.19. Pásmové propusti v technice MIO: a) z kapacitních úseků; b) z vázaných půlvlnných rezonátorů; c) ze čtvrtvlnných a půlvlnných mikropásků; d) štěrbinová pásmová propust; e) útlumová kmitočtová charakteristika



Obr. 10.20. Pásmové zádrže v technice MIO: a) kapacitně navázané půlvlnné rezonátory; b) půlvlnné rezonátory na principu vázaných vedení; c) se štěrbinovými rezonátory; d) útlumová kmitočtová charakteristika



Obr. 10.21. Mikrovlonné filtrační členy pro stejnosměrné napájecí obvody: a) mikropáskový vf. zkrat v rovině Z; b) radiální pahýly pro filtrační členy; c) praktické uspořádání mikropáskového napájecího obvodu

### 10.5.1 Základní výpočetní vztahy pro analýzu a návrh některých mikropáskových obvodů

**Obdélníkový deskový mikropáskový rezonátor** (obr.10.11a) s rezonančními vidy  $TE_{m0p}$  ( $m = 1, 2, \dots$ ;  $p = 0, 1, \dots$ ). Resonanční kmitočet

$$f_0^{TE_{m0p}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_{dynr}}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m\pi}{w_{ef}}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{l_{ef}}\right)^2}, \quad (10.19)$$

kde relativní hodnota dynamické permitivity

$$\epsilon_{dynr} = \frac{\epsilon_{efr}^T \cdot w_{ef} \cdot l + \frac{2}{\delta_p} \cdot \epsilon_{efr}^L \cdot w \cdot l_{ef} - \epsilon_r \cdot w \cdot l \cdot \frac{1 + \delta_p}{\delta_p}}{w_{ef} \cdot l + \frac{2}{\delta_p} \cdot w \cdot l_{ef} - w \cdot l \cdot \frac{1 + \delta_p}{\delta_p}}. \quad (10.20)$$

Zde  $w_{ef}$  je efektivní šířka desky mikropáskového rezonátoru určená vztahem (10.2) a  $l_{ef}$  je efektivní délka desky, kterou určíme rovněž ze vztahu (10.2), když místo veličiny  $w$  do něj dosadíme délku  $l$ . Příčná (transverzální) efektivní permitivita  $\epsilon_{efr}^T$  je dána vztahem (10.5), podélnou (longitudinální) efektivní permitivitu  $\epsilon_{efr}^L$  lze vypočítat z téhož vztahu, když místo veličiny  $w$  do něj dosadíme délku  $l$ . Ve vztahu (10.20) je pomocná veličina  $\delta_p = 1$  pro  $p = 0$  a  $\delta_p = 2$  pro  $p \neq 0$ .

Při  $w \gg h$  a  $l \gg h$  lze pro přibližný orientační výpočet brát  $\epsilon_{dynr} \approx \epsilon_r$ ,  $w_{ef} \approx w$  a  $l_{ef} \approx l$ . Činitel jakosti deskového rezonátoru vlivem ztrát v kovových deskách

$$Q_V \approx \frac{h}{\delta} \quad (10.21) \quad , \quad \text{kde hloubka vniku } \delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu_V \cdot \sigma_V}}. \quad (10.22)$$

Činitel jakosti vlivem dielektrických ztrát

$$Q_d = \frac{1}{\text{tg } \delta_{dyn}} \quad (10.23) \quad , \quad \text{kde } \text{tg } \delta_{dyn} = \frac{\epsilon_r}{\epsilon_{dynr}} \cdot \frac{\epsilon_{dynr} - 1}{\epsilon_r - 1} \cdot \text{tg } \delta \approx \text{tg } \delta. \quad (10.24)$$

**Kruhový deskový** mikropáskový rezonátor (obr. 10.11b) s rezonančními vidy  $TM_{mn0}$  ( $m = 0, 1, 2, \dots$ ;  $n = 1, 2, \dots$ ). Rezonanční kmitočet

$$f_0^{TM_{mn0}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{\text{dyn } r}}} \cdot \frac{\alpha'_{mn}}{a_{\text{ef}}} \quad , \quad (10.25)$$

kde relativní hodnota dynamické permitivity

$$\varepsilon_{\text{dyn } r} = \frac{2a_{\text{ef}} \cdot \varepsilon_{\text{ef } r} - a \cdot \varepsilon_r \cdot \left[1 + \left(\frac{m}{\alpha'_{mn}}\right)^2\right]}{2a_{\text{ef}} - a \cdot \left[1 + \left(\frac{m}{\alpha'_{mn}}\right)^2\right]} \quad . \quad (10.26)$$

Zde efektivní průměr kruhové desky rezonátoru  $2a_{\text{ef}}$  vypočteme pomocí vztahu (10.2), když místo veličiny  $w$  do něj dosadíme průměr desky  $2a$ . Veličina  $\alpha'_{mn}$  je hodnota  $n$ -tého kořene derivace Besselovy funkce prvního druhu  $m$ -tého řádu. Při  $a \gg h$  lze pro přibližný výpočet brát  $\varepsilon_{\text{dyn } r} \approx \varepsilon_r$  a  $a_{\text{ef}} \approx a$ . Činitele jakosti deskového rezonátoru vlivem ztrát v kovových deskách a vlivem dielektrických ztrát jsou dány vztahy (10.21) a (10.23).

**Prstencový** mikropáskový rezonátor (obr. 10.11c) rezonuje s videm kvazi-TEM při kmitočtu

$$f_0 = \frac{m \cdot c}{\pi \cdot \sqrt{\varepsilon_{\text{ef } r}} \cdot (R_0 + r_0)} \quad , \quad (10.27)$$

kde vidové číslo  $m = 1, 2, \dots$  udává počet vln pole po středním obvodu prstence. Relativní hodnota efektivní permitivity je zde dána vztahem (10.4) nebo (10.5) pro „šířku“ mikropáskového vedení prstence  $w = R_0 - r_0$ .

Mikropáskový rezonátor z **prstencové výseče** (obr. 10.11d) rezonuje s videm kvazi-TEM při kmitočtu daném opět vztahem (10.27), přičemž vidové číslo  $m$  zde může nabývat jen hodnot

$$m = k \cdot \frac{360^\circ}{2\psi} \quad (10.28)$$

pro  $k = 1, 2, \dots$  a  $\psi$  je středový úhel kruhové výseče. Volbou tohoto úhlu lze tedy z nekonečně mnoha rezonančních kmitočtů uzavřeného prstence (10.27) vybrat jen některé.

Rezonanční kmitočet **rezonátoru se soustředěnými parametry** z velmi krátkých úseků mikropáskových vedení (obr. 10.13b) je dán obvyklým Thomsonovým vztahem

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} \quad , \quad (10.29)$$

v němž hodnota indukčnosti  $L$  a kapacity  $C$  obvodu jsou

$$L = \frac{Z_{01} \cdot l_1 \cdot \sqrt{\varepsilon_{\text{ef } r1}}}{c} \quad (10.30.a) \quad \text{a} \quad C = \frac{l_2 \cdot \sqrt{\varepsilon_{\text{ef } r2}}}{c \cdot Z_{02}} \quad , \quad (10.30.b)$$

přičemž musí platit  $Z_{01} \gg Z_{02}$ ,  $l_1 \leq \lambda_{g0}/32$  a  $l_2 \leq \lambda_{g0}/7$ .

Velikost rezonančního kmitočtu **válcového dielektrického rezonátoru** (obr. 10.14) leží v rozmezí

$$\frac{c}{2\pi \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \frac{2,4048}{a} < f_0 < \frac{c}{2\pi \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \sqrt{\left(\frac{2,4048}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{l}\right)^2} \quad , \quad (10.31)$$

když  $a$  je poloměr a  $l$  je výška válcového dielektrického rezonátoru a  $\varepsilon_r$  je relativní hodnota permitivity materiálu, z něhož je rezonátor zhotoven ( $\varepsilon_r \gg 1$ ).

Pro správnou funkci směrové **odbočnice z vázaných mikropáskových vedení** (obr. 10.15a) musí být splněna podmínka impedančního přizpůsobení

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0e} \cdot Z_{0o}} \quad , \quad (10.32)$$

kde  $Z_0$  je charakteristická impedance všech čtyř vstupních (výstupních) mikropáskových vedení odbočnice a  $Z_{0e}$ , příp.  $Z_{0o}$  je charakteristická impedance sudého, příp. lichého vidu vázaných mikropásků odbočnice. Optimální délka těchto vázaných mikropásků, tj. délka vazebního úseku odbočnice je

$$l = \frac{\lambda_{gs}}{4} \quad (10.33) \quad , \quad \text{když} \quad \frac{1}{\lambda_{gs}} = \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{1}{\lambda_{ge}} + \frac{1}{\lambda_{go}} \right) \quad . \quad (10.34)$$

Veličiny  $\lambda_{ge}$  a  $\lambda_{go}$  zde značí vlnové délky sudého a lichého vidu vázaných mikropásků.



**Kruhový hybridní směrový vazební člen (prstencové T)** (obr. 10.16a) musí vyhovovat podmínce impedančního přizpůsobení

$$\left(\frac{Z_0}{Z_{01}}\right)^2 + \left(\frac{Z_0}{Z_{02}}\right)^2 = 1 \quad (10.35)$$

Jeho vazební útlum  $C$  (např. mezi rameny 1 a 2 dle obr. 10.16a) a průchozí útlum  $IL$  (např. mezi rameny 1 a 3 dle obr. 10.16a) jsou rovny

$$C = 20 \cdot \log \frac{Z_{01}}{Z_0} \quad (10.36) \quad \text{a} \quad IL = 20 \cdot \log \frac{Z_{02}}{Z_0} \quad (10.37)$$

V častém případě 3 dB hybridního členu je  $C = IL = 3$  dB, takže  $Z_{01} = Z_{02} = (2)^{1/2} \cdot Z_0$ .

Podmínka impedančního přizpůsobení **čtvercového hybridního směrového vazebního členu (příčkového T)** (obr. 10.16c) má tvar

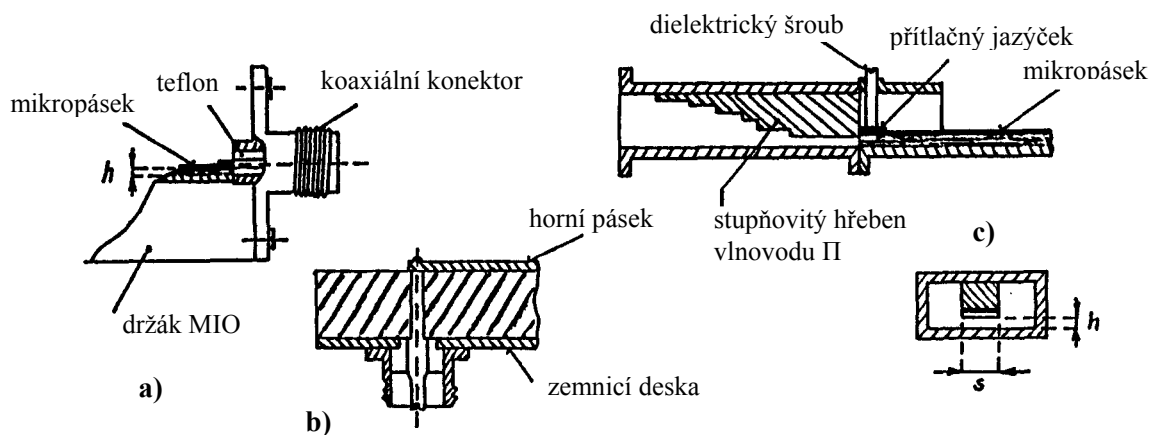
$$\left(\frac{Z_0}{Z_{02}}\right)^2 - \left(\frac{Z_0}{Z_{01}}\right)^2 = 1 \quad (10.38)$$

Jeho vazební útlum  $C$  mezi rameny 1 a 4 a průchozí útlum  $IL$  mezi rameny 1 a 3 jsou rovny

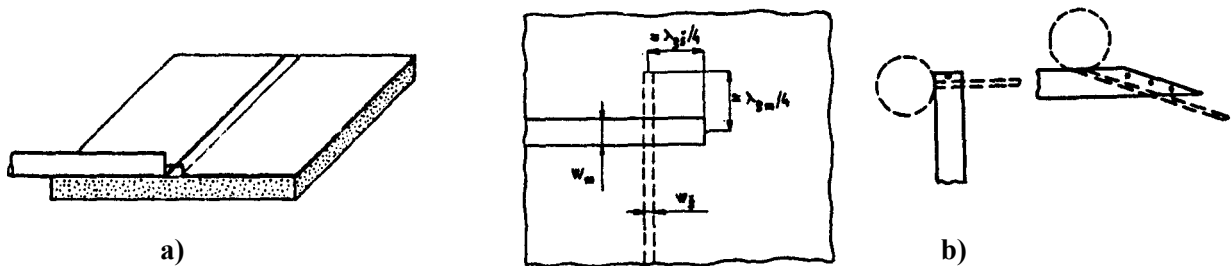
$$C = 20 \cdot \log \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{Z_{02}}{Z_0}\right)^2}} \quad (10.39) \quad \text{a} \quad IL = 20 \cdot \log \frac{Z_0}{Z_{02}} \quad (10.37)$$

V častém případě 3 dB hybridního členu je  $C = IL = 3$  dB, takže  $Z_{01} = Z_0$  a  $Z_{02} = (2)^{-1/2} \cdot Z_0$ .

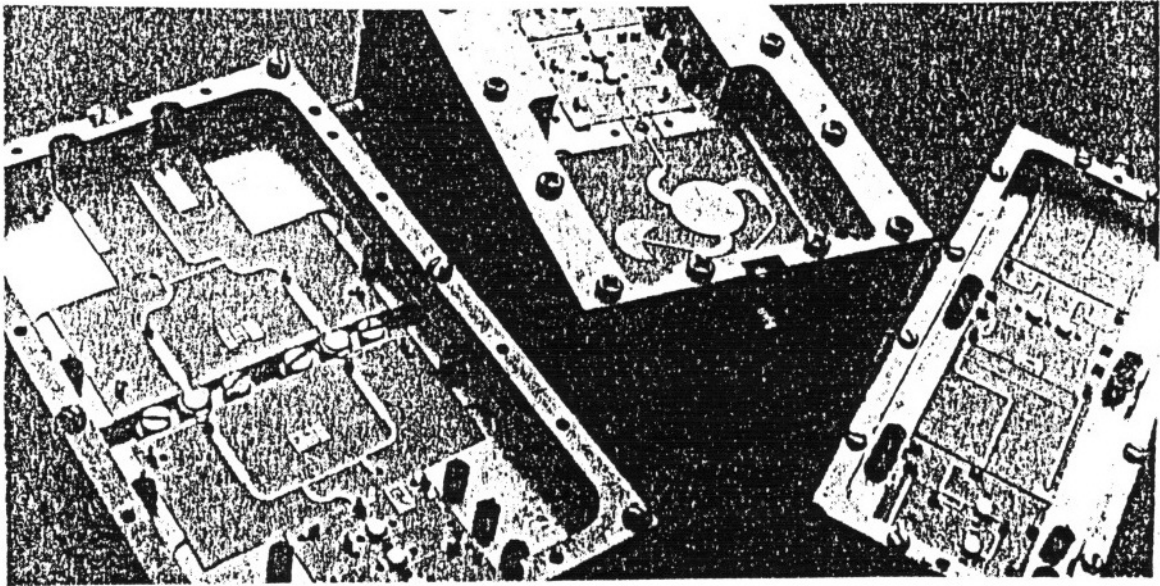
## 10.6 Buzení a pouzdra mikrovlnných integrovaných obvodů



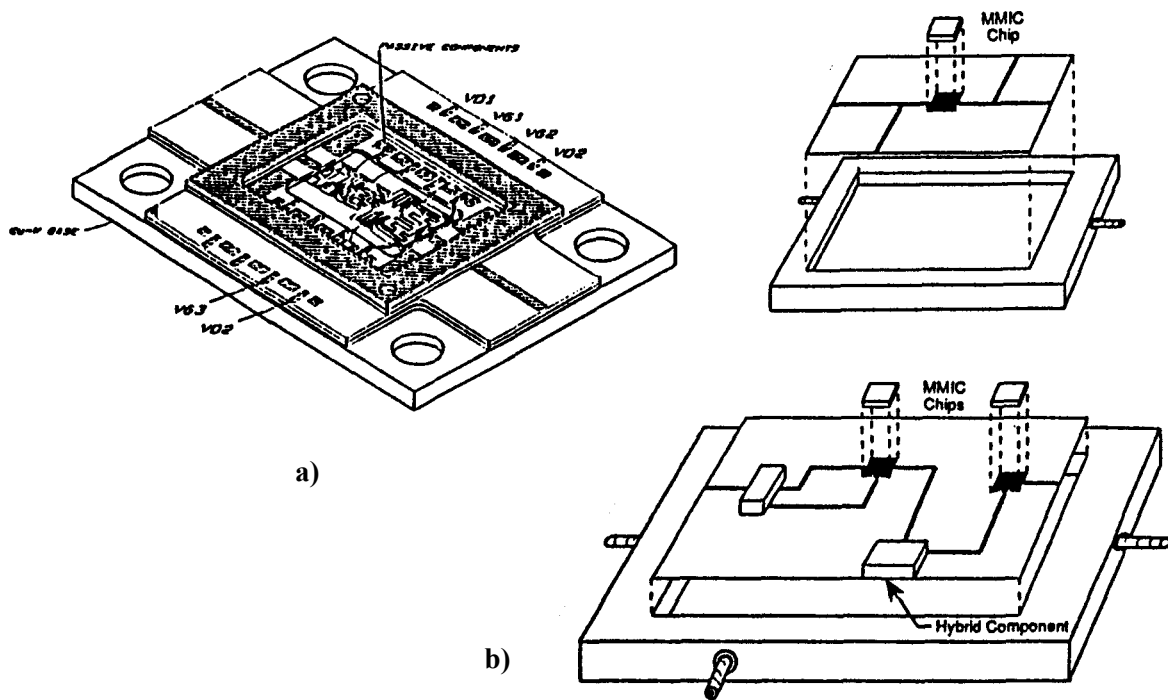
Obr. 10.22. Buzení mikropáskových obvodů: a) axiální přechod koaxiál-mikropásek; b) kolmý přechod koaxiál-mikropásek; c) axiální přechod vlnovod-mikropásek



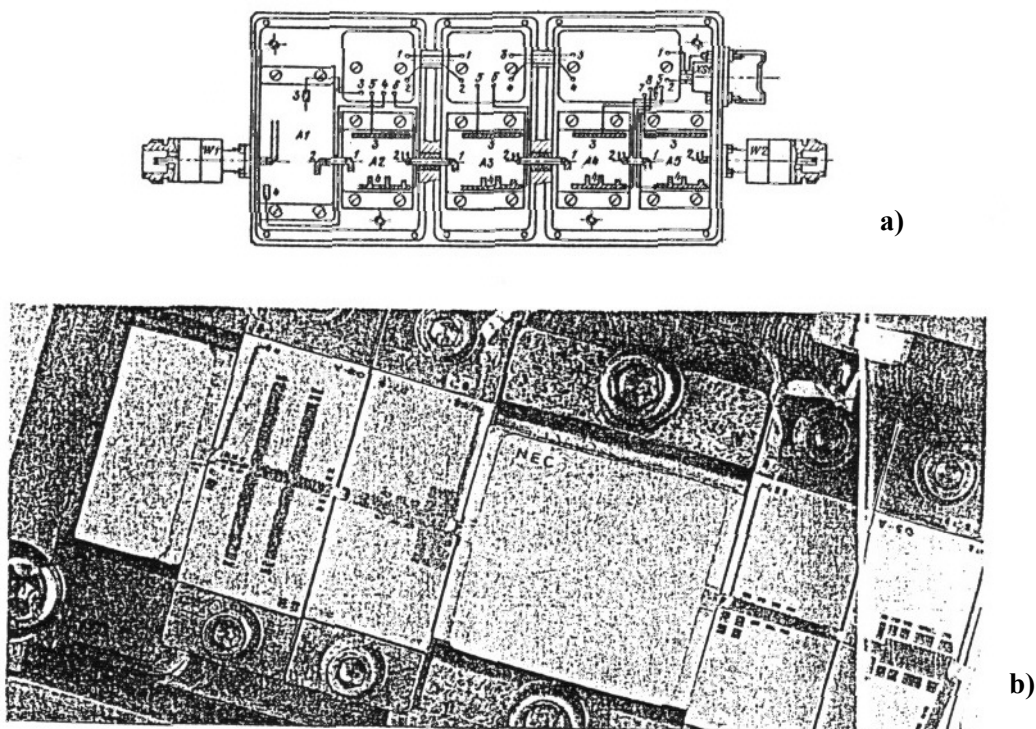
Obr. 10.23. Buzení mikropáskových obvodů: a) přechod koaxiál-štěrbinové vedení; b) přechody mikropáskové-štěrbinové vedení



Obr. 10.24. Typické provedení vnějších pouzder mikrovlnných integrovaných obvodů



Obr. 10.25. Sestava typického uspořádání mikrovlnného integrovaného subsystému s monolitickými a hybridními obvody: keramický modul s monolitickými čipy (a) a jeho vsazení do „vnějších“ hybridních a napájecích obvodů (b)

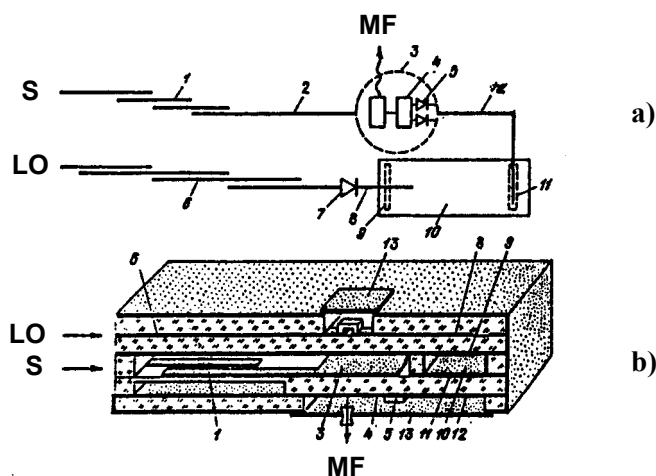


Obr. 10.26. Modulové uspořádání integrovaného systému: a) konstrukční uspořádání; b) praktické provedení

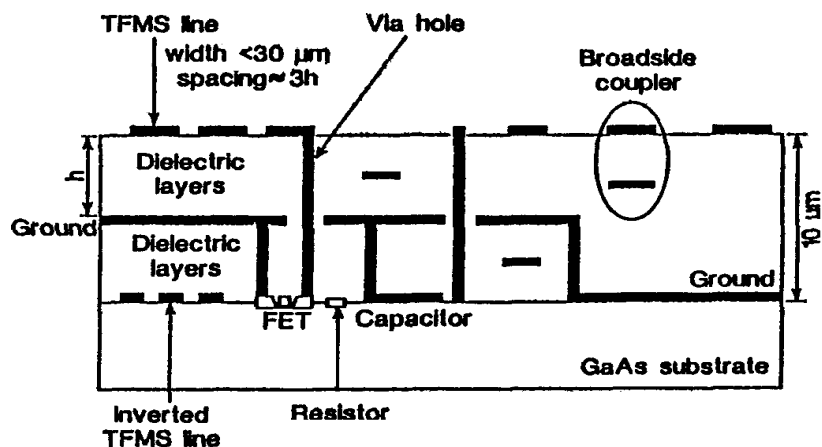
## 10.7 Kombinované a zvláštní MIO pro pásma mm vln

### 10.7.1 Vícevrstvé (objemové) MIO

Jednotlivé planární obvody se do celkové sestavy ukládají ve vrstvách a jsou vzájemně spojovány nejen horizontálně, ale i vertikálně. Dosáhne se lepšího využití plochy a objemu MIO, využijí se obě strany hybridních MIO. Vzniká **3D mikrovlnný integrovaný obvod**. Při použití  $N$  vrstev se dosáhne přibližně  $N$ -krát vyšší prostorové hustoty integrace než u jednovrstvého obvodu. Na mm vlnách jsou přitom jednotlivé vrstvy velmi tenké (typicky jednotky až desítky  $\mu\text{m}$ ), takže i výška celého 3D obvodu (subsystému) zůstává velmi malá.



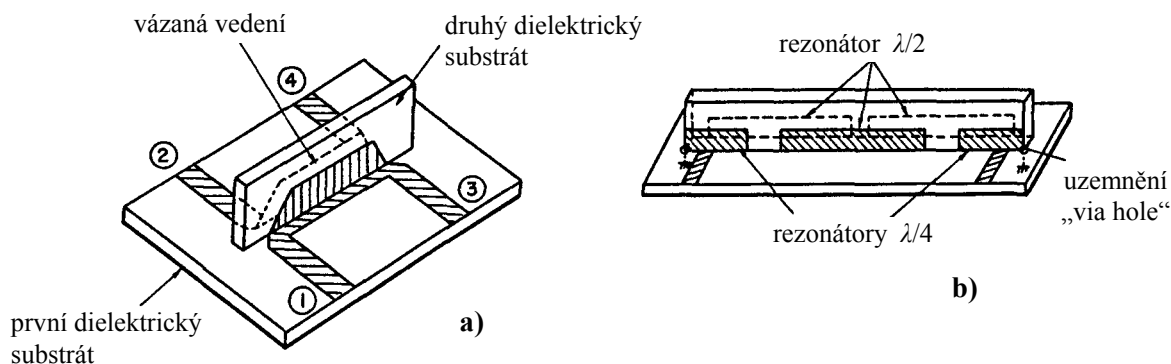
Obr. 10.27. Směšovací modul mikrovlnného přijímače: a) zapojení; b) konstrukce v technologii 3D hybridního MIO  
**1, 6** vstupní mikropáskové filtry signálu ( $S$ ) a místního oscilátoru ( $LO$ ); **2** přívodní mikropásek; **12** přívodní štěrbinové vedení; **3** blok měniče kmitočtu; **7** násobičová dioda; **10** vlnodutý dutinový rezonátor; **9, 11** vazební štěrbiny



Obr. 10.28. Mikrovlnný přijímač 20 GHz v provedení 3D monolitického MIO

Obvod je vytvořen na substrátu GaAs a čtyř vrstev polyimidu tloušťky  $2,5 \mu\text{m}$ . Čip o ploše  $1,78 \times 1,78 \text{ mm}$  obsahuje třístupňový zesilovač s tranzistorem MESFET, napěťově řízený oscilátor s dvojstupňovým tranzistorovým zesilovačem, vyvážený směšovač,  $90^\circ$  hybridní člen a dělič výkonu.

V posledních několika letech byly experimentálně vyvinuty nové typy tzv. **obvodů VIP (Vertically Installed Planar)**, které i v konstrukci jednotlivých dílčích obvodů využívají prostorového uspořádání. Tím se dosahuje větší flexibility návrhu celého obvodu a větší variabilnosti jeho parametrů. Typické ukázky několika obvodů VIP jsou na obr.10.29.



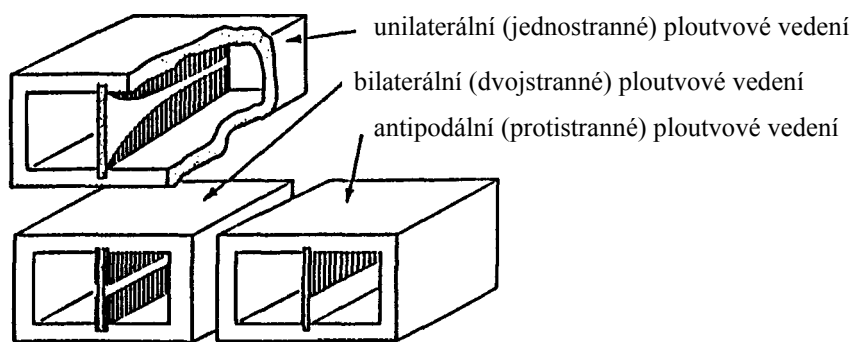
Obr. 10.29. Obvody VIP: a) směrová odbočnice VIP na principu vázaných vedení; b) mikropásková propust VIP

### 10.7.2 Ploutvové vedení (*fin line*)

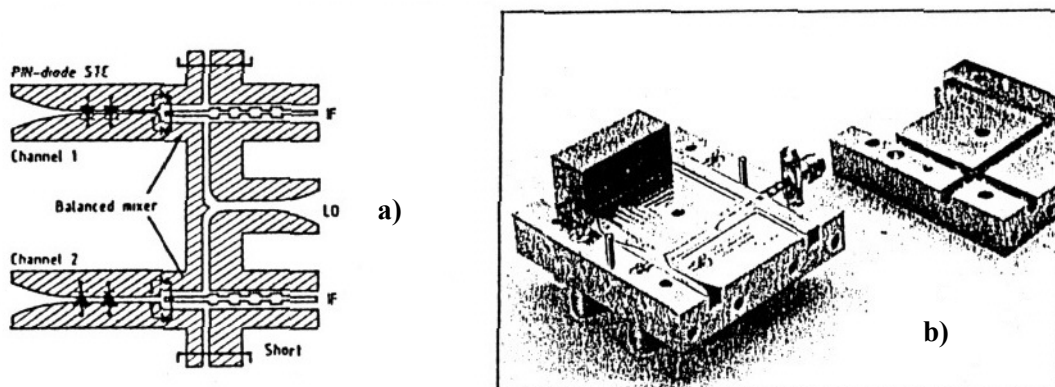
V pásmech milimetrových vln jsou klasické mikrovlnné integrované struktury založené na mikropáskovém, štěrbinovém či koplanárním přenosovém vedení velmi citlivé na rozměrové tolerance vzhledem k potřebným velmi úzkým šířkám pásků či štěrbin (desítky  $\mu\text{m}$ ). Taková vedení vykazují rovněž vysoký útlum a ztráty vyzařováním a svými miniaturními rozměry jsou nekompatibilní pro připojované diskrétní součástky.

Tyto nedostatky odstraňuje tzv. **ploutvové vedení (*fin line*)**, které lze chápat jako stíněné štěrbinové vedení (symetrické či nesymetrické) na substrátu „zavěšeném“ v rovině  $E$  kovového vlnovodu obdélníkového průřezu. Vzniká tak vlastně vlnovod s průřezem ve tvaru písmene H. Přítomnost dielektrického substrátu a kovových „ploutví“ způsobuje značné snížení mezního kmitočtu dominantního vidu vlnovodu, čímž se výrazně rozšíří jeho pracovní kmitočtové pásmo. Dalšími výhodami ploutvového vedení jsou:

- široký rozsah dosažitelných hodnot charakteristické impedance ( $10 - 400 \Omega$ )
- široký rozsah pracovních kmitočtů ( $30 - 100 \text{ GHz}$ )
- nízký útlum, prakticky nulové vyzařování a nízká disperze v pásmech mm vln
- snadné paralelní i sériové připojování diskrétních součástek



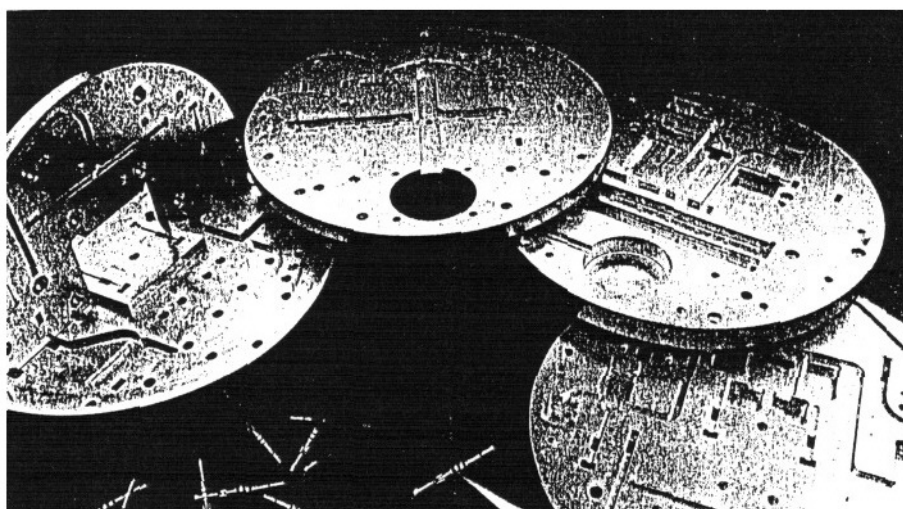
Obr. 10.30. Nejčastější typy ploutvových vedení



Obr. 10.31. Příklady integrovaných obvodů z ploutvových vedení: a) Dvojice přepínačů s diodami PIN a vyvážených směšovačů jako součást radarového přijímače pro 94 GHz; b) konstrukční provedení

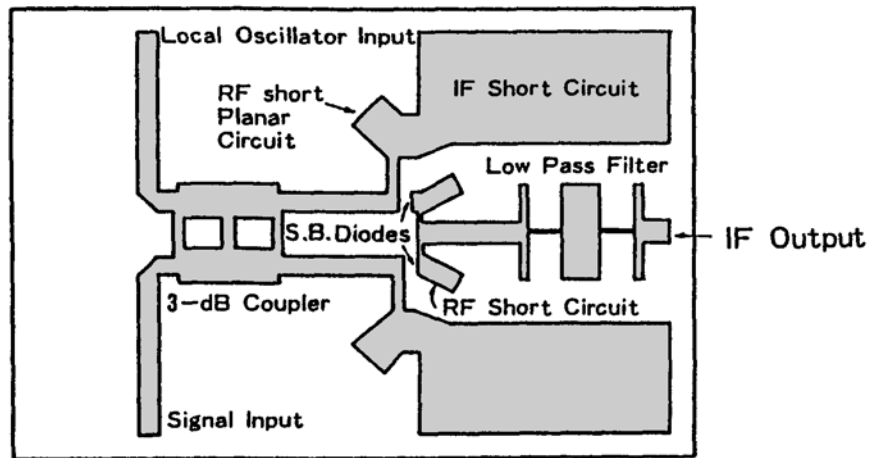
Ploutvová vedení dala podnět pro vznik nové třídy MIO pro pásma mm vln zvaných **integrované obvody v rovině E (E Plane Integrated Circuits)**. Tyto obvody pracují na kmitočtech kolem 100 GHz a využívají ploutvových vedení a vkládaných diskretních elementů. Na mm vlnových délkách jsou i rozměry výchozího vlnovodu již velmi malé (jednotky mm), takže vzniká skutečně miniaturní integrovaný obvod.

Kombinací miniaturních kovových vlnovodů pro mm vlnová pásma s ploutvovými vedeními a s dalšími typy hybridních i monolitických integrovaných obvodů se vyvinula kvalitativně nová skupina integrovaných obvodů tzv. **planární vlnovody**. Tyto obvody (či spíše obvodové systémy) se vyznačují - i přes miniaturní rozměry svých částí - mechanickou robustností, neboť „z vnějšku“ jsou tvořeny kovovými dutými vlnovody.

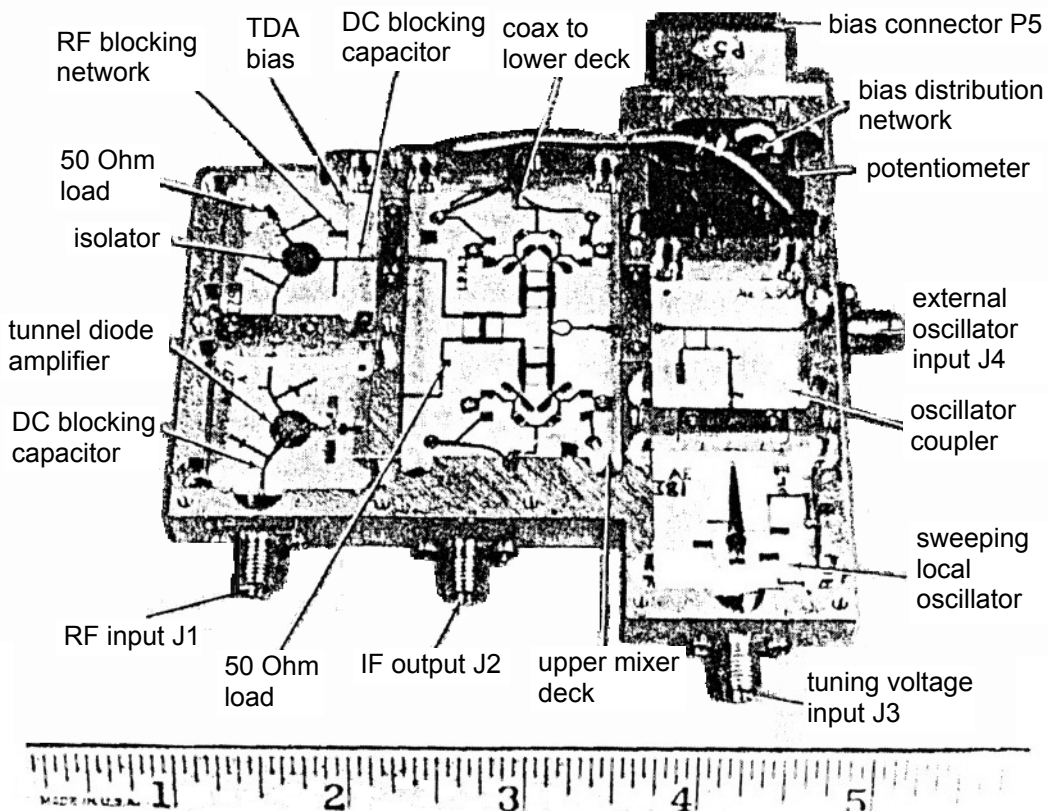


Obr. 10.32. Typická konstrukce mikrovlnného systému v technologii planárních vlnovodů v pásmu milimetrových vln

## 10.8 Příklady mikrovlnných integrovaných subsystémů a systémů pro rádiovou komunikaci



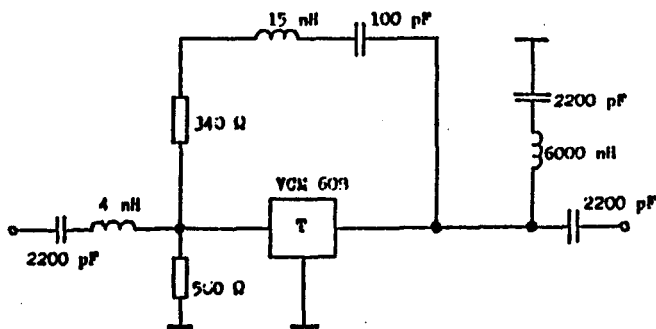
Obr. 10.33. Topologie hybridního integrovaného vyváženého směšovače se Schottkyho diodami a s kvadrurním hybridním členem



Obr. 10.34. Hybridní integrovaný kmitočtově rozmítaný superheterodynní přijímač.

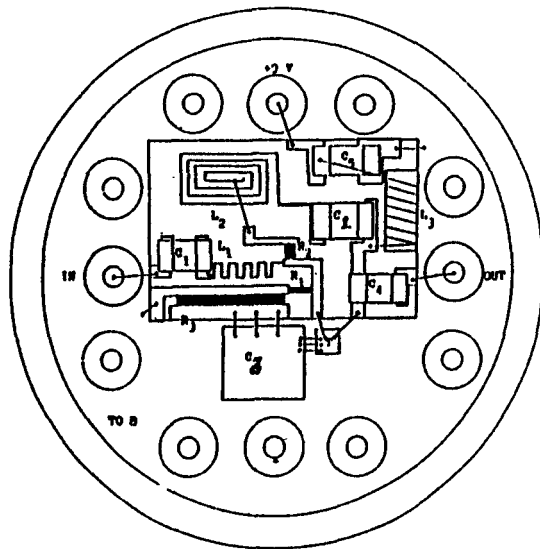
Hybridní integrace na bázi nesymetrických mikropáskových obvodů na korundovém substrátu. Nízkošumový předzesilovač, integrovaný cirkulátor, dvojitě vyvážený směšovač, místní oscilátor s Gunnovou diodou, mf. zesilovač.

Pásmo 8-10 GHz, mf. kmitočet 200 MHz, zisk  $37 \pm 3$  dB, systémové šumové číslo 8 dB  
(Rome Air Development Center 1971)



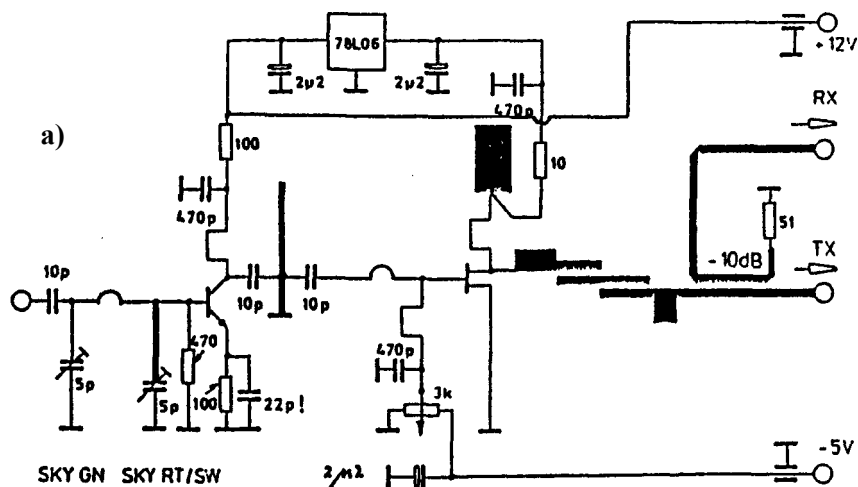
a)

b)



Obr. 10.35. Hybridní integrovaný širokopásmový zesilovač 45-860 MHz: a) schéma pro střídavý signál; b) montážní výkres v pouzdru TO 8.

Hybridní integrovaný obvod na korundové podložce s tranzistorem MESFET VCM 608 s využitím integrovaných prvků se soustředěnými parametry  $R$ ,  $L$  a kondenzátorových čipů MIS. Zisk 10 dB, šumové číslo 3 dB, plocha čipu 8,5x5,5 mm. (TESLA-VÚST 1992)

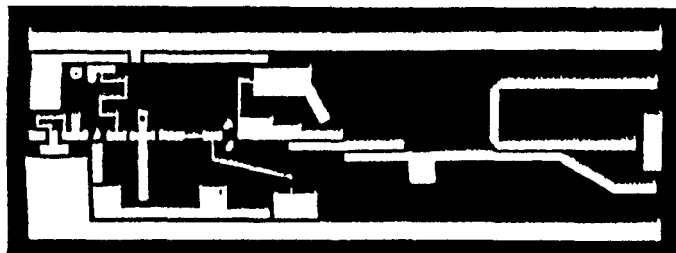


a)

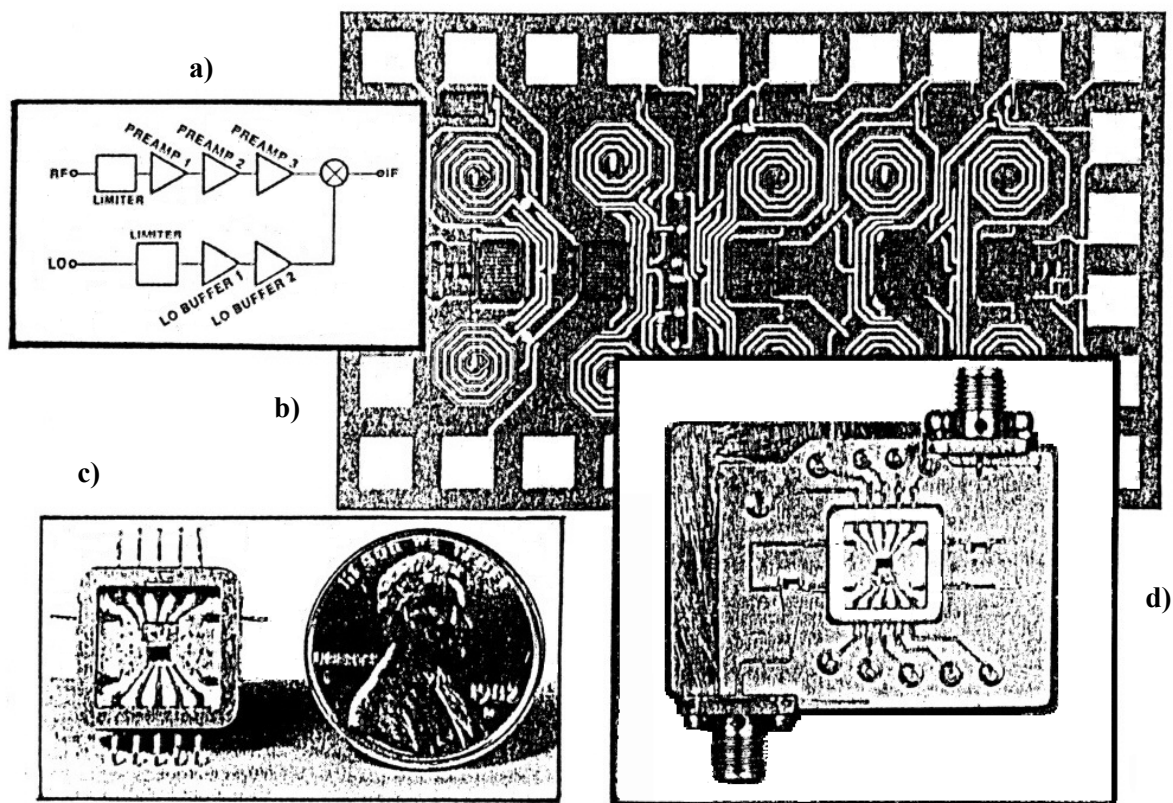
Obr. 10.36. Hybridní integrovaný tranzistorový čtyřnásobič kmitočtu 1331,25 MHz na 5325 MHz:

- a) schéma zapojení;
- b) vodivý motiv obvodu

Hybridní integrace na substrátu RT Duroid tloušťky 0,439 mm. Dvojitý zdvojovač kmitočtu, první stupeň s bipolárním tranzistorem BRF 91, druhý s tranzistorem FET MGF 1302 (DARC 1992)



b)

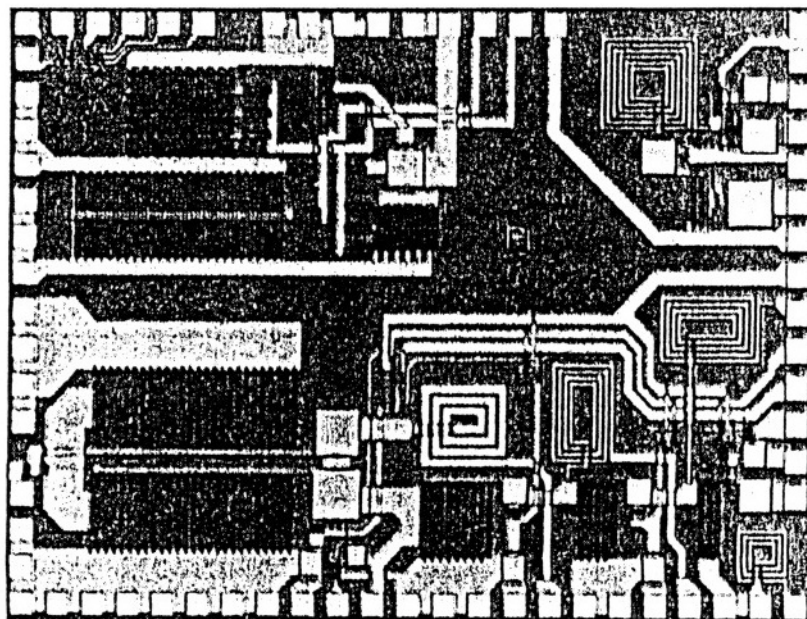


Obr. 10.37. Symetrický monolitický integrovaný zesilovač 3 ÷ 5 GHz:

- a) skupinové schéma; b) topologie monolitického čipu 1 x 1,65 mm; c) čip v držáku s kontakty přívodů; d) zapojení držáku s čipem do vnějších mikropáskových obvodů v pouzdru MIO

Monolitický integrovaný zesilovač na podložce GaAs na bázi technologie MESFET obsahuje dvojici omezovačů, dva třístupňové signálové předzesilovače, dvojitě vyvážený směšovač a dva dvojestupňové oddělovací zesilovače pro místní oscilátor. Střední zisk 13 dB, střední hodnota šumového čísla 5 dB.

(Honeywell Podell 1992)

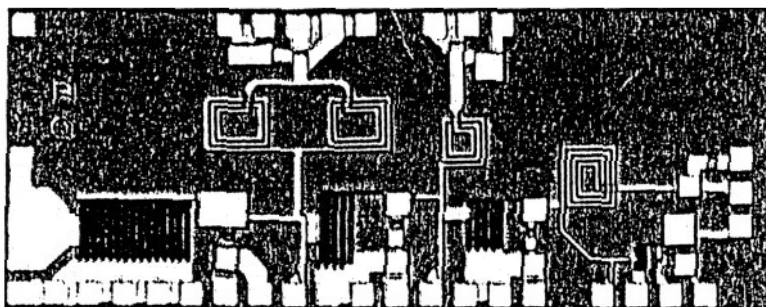


Obr. 10.38. Monolitický integrovaný vstupně-výstupní obvod 900 MHz pro systém GSM

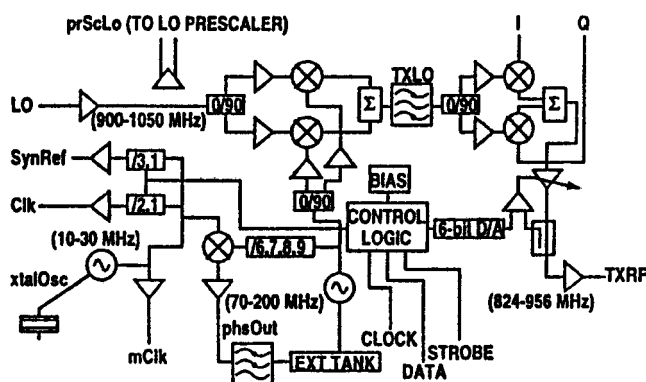
Monolitický integrovaný čip GaAs na bázi technologie MESFET obsahuje výkonový zesilovač se ziskem 33 dB a účinností 35 %, nízkošumový zesilovač s šumovým číslem < 1,5 dB a vstupní anténní přepínač.

(Philips Microwave 1994)

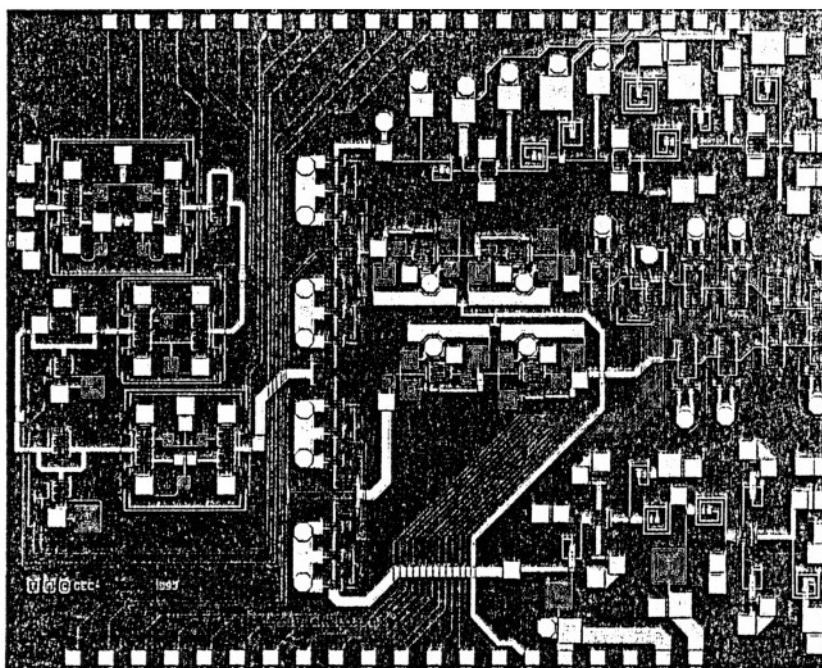




Obr. 10.39. Monolitický výkonový zesilovač 1,9 GHz pro systémy DECT a PCN (DCS 1800)  
 Monolitický integrovaný čip GaAs s technologií MESFET. Výstupní výkon 27 dBm, účinnost 33% ve třídě AB.  
 (Philips Microwave 1994)



Obr. 10.40. Blokové schéma integrovaného vysílače pro digitální telefonní systém GSM 900 MHz  
 Monolitický integrovaný obvod na bázi křemíkové bipolární technologie  $f_T = 15$  GHz a  $f_{max} = 30$  GHz., kondenzátorové čipy MIS, pásmové filtry LC se soustředěnými parametry.  
 (Hewlett Packard 1994)



Obr. 10.41. Galium arzenidový monolitický integrovaný modul vysílače a přijímače  
 Kmitočtové pásmo 7 - 12 GHz včetně obvodů pro elektronické řízení antény, plocha čipu je 18 mm<sup>2</sup>.  
 (GEC Marconi Materials Technology 1996)

**10.9 Literatura** (Jsou uvedeny jen základní knižní publikace; v nich lze nalézt odkazy na další články z dané problematiky v časopisech a sbornících)

- [1] HOWE, H., Jr. *Stripline Circuit Design*. Artech House, Dedham 1974
- [2] FREY, J. *Microwave Integrated Circuits*. Artech House 1975
- [3] BAHL, I. J., BHARTIA, P. *Microstrip Antennas*. Artech House 1980
- [4] HA, T. T. *Solid-State Microwave Amplifier Design*. John Wiley, New York 1981
- [5] ČERNUŠENKO, A. M. et al. *Konstrukcii SVČ ustrojstv i ekranov*. Radio i svjaz, Moskva 1983
- [6] ZEHENTNER, J. *Mikrovltná integrovaná technika*. Skripta FEL ČVUT. ES ČVUT, Praha 1983
- [7] GVOZDĚV, V. I., NEFJODOV, E. I. *Objemnyje intěgralnyje schemy SVČ*. Nauka, Moskva 1985
- [8] PUCCEL, R. A. *Monolithic Microwave Integrated Circuits*. IEEE Press, New York 1985
- [9] ZINKE, O., BRUNSKWIG, H. *Lehrbuch der Hochfrequenztechnik*. Springer Verlag, Berlin 1986
- [10] LIAO, S. Y. *Microwave Circuits Analysis and Amplifier Design*. Prentice-Hall 1987
- [11] BHARTIA, P., PRAMANICK, P. *E-Plane Integrated Circuits*. Artech House, Norwood 1987
- [12] SVAČINA, J. *Mikrovltné integrované obvody*. Text PGS „Mikrovltná technika“. VUT Brno 1988
- [13] KUMMER, M. *Grundlagen der Mikrowellentechnik*. VEB Verlag Technik, Berlin 1989
- [14] TYSL, V., RŮŽIČKA, V. *Teoretické základy mikrovltné techniky*. SNTL, Praha 1989
- [15] ILČENKO, M. E. *Dielektričeskije rezonatory*. Radio i svjaz, Moskva 1989
- [16] WADELL, B. C. *Transmission Line Design Hand-Book*. Artech House, Norwood 1991
- [17] JANSSEN, W. *Streifenleiter und Hohlleiter*. Hüthig Verlag, Heidelberg 1992
- [18] KNEPPO, I., FABIAN, J. *Microwave Integrated Circuits*. Chapman & Hall, London 1994
- [19] GUPTA, K. C. et al. *Microstrip Lines and Slotlines* (second edition). Artech House, Boston 1996
- [20] LARSON, L. E. *RF and Microwave Circuit Design for Wireless Communications*. Artech House 1996