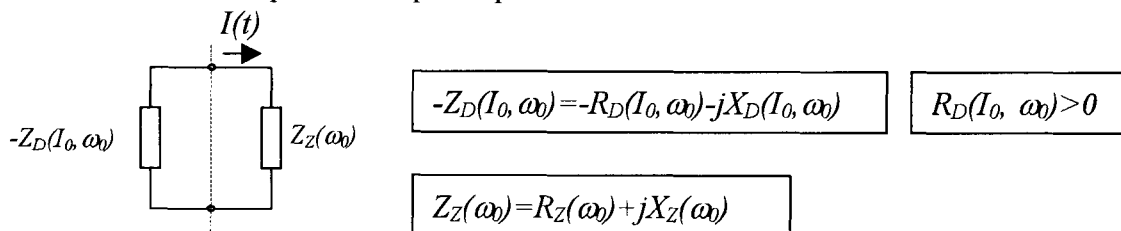


5 Oscilátory

5.1 Diodové oscilátory

5.1.1 Pracovní bod

Náhradní obvod oscilátoru s diodou s negativním diferenciálním obvodem je uveden na obr. 5.1.1. Dioda je Gunnova nebo např. IMPATT. Popsán může být pomocí impedancí nebo admitancí. Odvození bude provedeno pro impedance.



Obr. 5.1.1. Náhradní obvod oscilátoru s Gunnovou diodou.

Kmitá-li oscilátor, obvodem teče proud:

$$I = I_0 \exp(j\omega_0 t) \quad (5.1.1)$$

Pro impedanci diody nechť platí:

$$-Z_D(I_0, \omega_0) = -R_D(I_0, \omega_0) - jX_D(I_0, \omega_0) \quad (5.1.2)$$

kde

$$R_D(I_0, \omega_0) > 0 \quad (5.1.3)$$

Impedance zátěže nechť je dána:

$$Z_Z(\omega) = R_Z(\omega) + jX_Z(\omega) \quad (5.1.4)$$

Podle Kirchhofova zákona pak pro smyčku platí:

$$[-Z_D(I_0, \omega_0) + Z_Z(\omega_0)]I = 0 \quad (5.1.5)$$

Při nenulovém I_0 platí podmínka oscilací:

$$-Z_D(I_0, \omega) + Z_Z(\omega) = 0 \quad (5.1.6)$$

Obvod je nelineární. Závislost Z_D na I_0 je obvykle neznámá. Obvod nejde řešit analyticky. Základní zjednodušení navržené Kurokawou [A.33] umožňuje kvalitativně objasnit některé základní vlastnosti těchto oscilátorů.

Zjednodušující předpoklady:

- impedance diody je funkcí pouze amplitudy vf. proudu I_0 , tj.

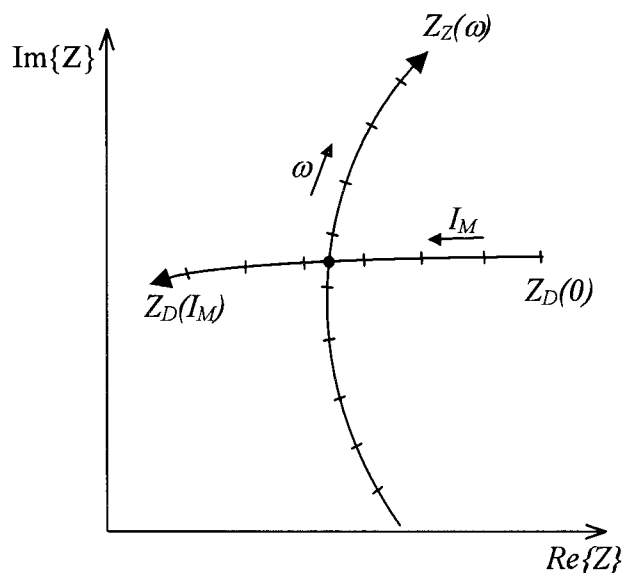
$$Z_D(I_0, \omega_0) = Z_D(I_0) \quad (5.1.7)$$

- uvažuje se pouze 1. harmonická
- $R_D(I_0)$ klesá s rostoucí amplitudou vf. proudu I_0

Zjednodušená oscilační podmínka.

$$Z_D(I_0) = Z_Z(\omega) \quad (5.1.8)$$

Rovnice má jednoduchou grafickou interpretaci, viz obr. 5.1.2. Pracovní bod oscilátoru je dán průsečíkem obou křivek. Kmitočet oscilátoru ω_0 resp. amplitudu vf. proudu I_0 lze pak odečíst



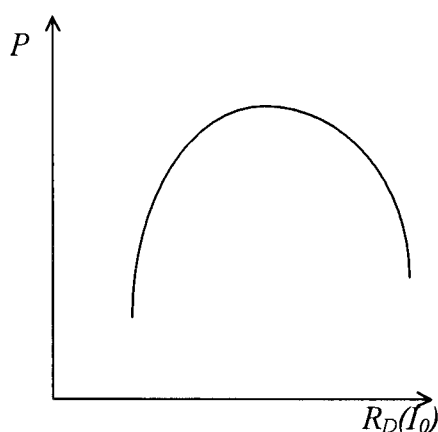
Obr. 5.1.2. Pracovní bod oscilátoru.

na stupnicích křivek $Z_D(I)$ a $Z_Z(\omega)$. Při vzájemném pohybu obou křivek se bude měnit oscilační kmitočet ω_0 i proud v pracovním bodu I_0 . Určeme, jak se bude měnit generovaný výkon.

Generovaný výkon je určen.

$$P = \operatorname{Re}\{Z_D(I_0)\} \left(\frac{I_0}{\sqrt{2}} \right)^2 = \frac{R_D(I_0) I_0^2}{2} \quad (5.1.9)$$

Vydeme-li od malých hodnot $R_D(I_0)$, výkon nejprve poroste vlivem rostoucí hodnoty $R_D(I_0)$. Zároveň však klesá I_0^2 a výkon bude opět klesat. Generovaný výkon tedy bude mít průběh podle obr. 5.1.3.



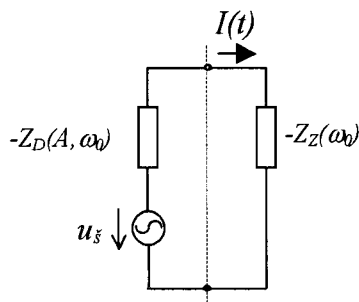
Obr. 5.1.3. Závislost generovaného výkonu na poloze pracovního bodu.

Zjednodušený model umožňuje i vytvoření představy o šumových vlastnostech oscilátoru. Šum jakéhokoliv původu může být charakterizován zdrojem šumového napětí u_{ξ} , viz obr. 5.1.4. Tento obvod je popsán rovnicí:

$$[-Z_D(I_0) + Z_Z(\omega_0)]I = u_s \quad (5.1.10)$$

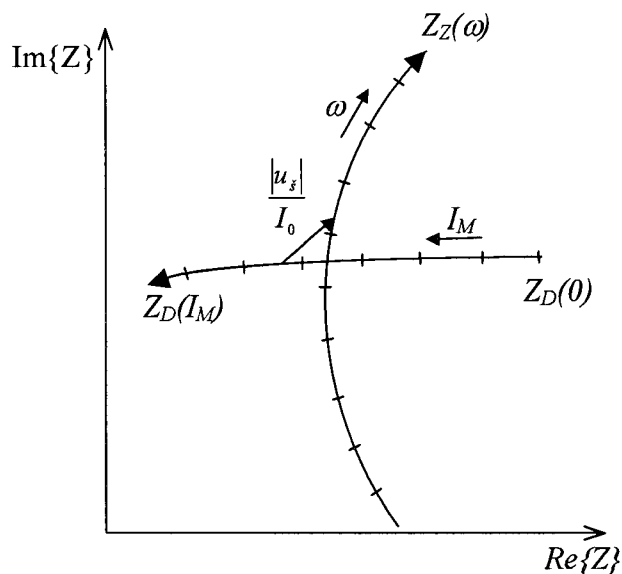
To lze přepsat na:

$$Z_Z(\omega_0) = Z_D(I_0) + \frac{|u_s|}{I_0} \exp(-j\varphi) \quad (5.1.11)$$



Obr. 5.1.4. Náhradní obvod pro popis šumových vlastností.

kde φ je náhodná fáze mezi šumovým napětím a proudem I . Grafická interpretace je na obr. 5.1.5.



Obr. 5.1.5. Vysvětlení šumových vlastností oscilátoru.

Na obrázku je zachycena okamžitá hodnota vektoru $\frac{|u_s|}{I_0} \exp(-j\varphi)$, jehož okamžitá hodnota amplitudy i fáze se náhodně mění. Počáteční bod vektoru určuje okamžitý generovaný výkon a koncový bod pak okamžitý generovaný kmitočet. Rovnice (5.1.11) umožňuje i jiný výklad. Její pravou stranu lze interpretovat jako novou impedanční křivku diody Z_D , která v podélném i příčném směru náhodně vibruje podle vektoru $\frac{|u_s|}{I_0} \exp(-j\varphi)$. Okamžitý průsečík s křivkou Z_Z pak určuje okamžitý výkon a frekvenci. Je zřejmé, že oscilátor bude mít minimální amplitudový a fázový šum, pokud budou křivky Z_Z a Z_D vzájemně kolmé.

5.1.2 Stabilita pracovního bodu

Zatím rozebíraný zjednodušený model neříká nic o stabilitě pracovního bodu oscilátoru. Neumožňuje určit, zda po náhodné fluktuaci v amplitudě oscilačního proudu I_0 se pracovní bod vrátí do své původní polohy. Kriterium stability lze odvodit z obecné rovnice (5.1.5), která uvažuje i frekvenční závislost impedance diody.

Při fluktuaci amplitudy proudu I_0 nutno uvažovat i současnou změnu oscilačního kmitočtu $\omega_0 + \delta\omega$. Předpokládejme fluktuaci proudu, tj. $I = I_0 + \delta I$ a exponenciální časovou závislost amplitudy proudu I v následujícím přechodovém ději, ať už směrem k původní velikosti I_0 nebo směrem od ní. Místo rovnice (5.1.1) uvažujme časovou závislost proudu $I(t)$ ve tvaru:

$$I(t) = I_0 \exp(j\omega t) \exp(\alpha t), \quad (5.1.12)$$

kde reálné α může nabývat kladných i záporných hodnot. Vztah (5.1.12) lze dále upravit.

$$I(t) = I_0 \exp[j(\omega - j\alpha)t] = I_0 \exp(jpt) \quad (5.1.13)$$

kde

$$p = \omega - j\alpha \quad (5.1.14)$$

je tzv. komplexní frekvence umožňující postihnout nejenom časové změny fáze, ale i exponenciální časovou závislost amplitudy proudu $I(t)$. Pro $\omega = \omega_0$ a $\alpha = 0$ je $p = \omega_0$!

Platí:

$$\delta p = \delta\omega - j\delta\alpha \quad (5.1.15)$$

Při fluktuaci proudu $I_0 + \delta I$ bude tedy docházet i ke změně komplexní frekvence:

$$p_0 + \delta p = \omega_0 + \delta\omega - j\delta\alpha \quad (5.1.16)$$

Přepíšme oscilační podmínku (5.1.5) pro komplexní frekvenci.

$$[-Z_D(I_0 + \delta I, \omega_0 + \delta p) + Z_Z(\omega_0 + \delta p)](I_0 + \delta I) \exp[j(\omega_0 + \delta\omega)t] \exp(\delta\alpha t) = 0 \quad (5.1.17)$$

Pracovní bod bude stabilní tehdy, když pro $\delta I > 0$ bude $\delta\alpha < 0$ a naopak.

Určeme, co tato podmínka znamená pro vzájemný vztah impedance diody $-Z_D$ a vnějšího obvodu Z_Z

Pro zjednodušení zápisu zavedme celkovou impedanci:

$$Z_T(I, p) = R_T(I, p) + jX_p(I, p) = -Z_D(I, p) + Z_Z(p) \quad (5.1.18)$$

Rozviňme $Z_T(I, p)$ do Taylorova rozvoje v okolí bodu I_0 a ω_0 . Nutno mít na paměti, že (5.1.6) platí i pro $Z_T(I, p)$. Tj., pro nenulový proud je stále:

$$Z_T(I, p) = 0 \quad (5.1.19)$$

Tedy:

$$Z_T(I_0 + \delta I, \omega_0 + \delta p) = Z_T(I_0, \omega_0) + \frac{\partial Z_T(I_0, \omega_0)}{\partial p} \delta p + \frac{\partial Z_T(I_0, \omega_0)}{\partial I} \delta I + \dots = 0 \quad (5.1.20)$$

Vzhledem k (5.1.6) dále platí, že:

$$Z_T(I_0, \omega_0) = 0 \quad (5.1.21)$$

Potom:

$$\frac{\partial Z_p(I_0, \omega_0)}{\partial p} \cdot \delta p + \frac{\partial Z_T(I_0, \omega_0)}{\partial I} \cdot \delta I = 0 \quad (5.1.22)$$

Odtud:

$$\delta p = - \frac{\frac{\partial Z_T(I_0, \omega_0)}{\partial I} \cdot \delta I}{\frac{\partial Z_T(I_0, \omega_0)}{\partial p}} \quad (5.1.23)$$

Z teorie funkcí komplexní proměnné platí:

$$\frac{\partial Z_T}{\partial p} = \frac{\partial Z_T}{\partial \omega} \quad (5.1.24)$$

Potom:

$$\delta p = - \frac{\frac{\partial Z_T(I_0, \omega_0)}{\partial I}}{\frac{\partial Z_T(I_0, \omega_0)}{\partial \omega}} \cdot \delta I = - \frac{\frac{\partial Z_T(I_0, \omega_0)}{\partial I} \cdot \frac{\partial Z_T^*(I_0, \omega_0)}{\partial \omega}}{\left| \frac{\partial Z_T(I_0, \omega_0)}{\partial \omega} \right|^2} \cdot \delta I \quad (5.1.25)$$

Tedy:

$$\delta p = \delta \omega - j \delta \alpha = - \frac{\frac{\partial R_T(I_0, \omega_0)}{\partial I} \cdot \frac{\partial R_T(I_0, \omega_0)}{\partial \omega} + \frac{\partial X_T(I_0, \omega_0)}{\partial I} \cdot \frac{\partial X_T(I_0, \omega_0)}{\partial \omega}}{\left| \frac{\partial Z_T(I_0, \omega_0)}{\partial \omega} \right|^2} \cdot \delta I - \quad (5.1.26)$$

$$- j \frac{\frac{\partial X_T(I_0, \omega_0)}{\partial I} \cdot \frac{\partial R_T(I_0, \omega_0)}{\partial \omega} - \frac{\partial R_T(I_0, \omega_0)}{\partial I} \cdot \frac{\partial X_T(I_0, \omega_0)}{\partial \omega}}{\left| \frac{\partial Z_T(I_0, \omega_0)}{\partial \omega} \right|^2} \cdot \delta I$$

To znamená, že:

$$\delta \omega = - \frac{\frac{\partial R_T(I_0, \omega_0)}{\partial I} \cdot \frac{\partial R_T(I_0, \omega_0)}{\partial \omega} + \frac{\partial X_T(I_0, \omega_0)}{\partial I} \cdot \frac{\partial X_T(I_0, \omega_0)}{\partial \omega}}{\left| \frac{\partial Z_T(I_0, \omega_0)}{\partial \omega} \right|^2} \cdot \delta I \quad (5.1.27)$$

$$\delta \alpha = - \frac{\frac{\partial X_T(I_0, \omega_0)}{\partial I} \cdot \frac{\partial R_T(I_0, \omega_0)}{\partial \omega} - \frac{\partial R_T(I_0, \omega_0)}{\partial I} \cdot \frac{\partial X_T(I_0, \omega_0)}{\partial \omega}}{\left| \frac{\partial Z_T(I_0, \omega_0)}{\partial \omega} \right|^2} \cdot \delta I \quad (5.1.28)$$

Má-li být pracovní bod stabilní, tj. $SGN(\delta \alpha) = -SGN(\delta I)$, musí být čítec v (5.1.28) záporný.

Tedy po vynásobení -1:

$$\frac{\partial R_T(I_0, \omega_0)}{\partial I} \cdot \frac{\partial X_T(I_0, \omega_0)}{\partial \omega} - \frac{\partial X_T(I_0, \omega_0)}{\partial I} \cdot \frac{\partial R_T(I_0, \omega_0)}{\partial \omega} > 0, \quad (5.1.29)$$

což je podmínka amplitudové stability oscilátoru.

Má-li proudovou fluktuaci δI provázet minimální (nulová) změna frekvence $\delta\omega$, musí být čitatel v (5.1.27) nulový, tj.

$$\frac{\partial R_T(I_0, \omega_0)}{\partial I} \cdot \frac{\partial R_T(I_0, \omega_0)}{\partial \omega} + \frac{\partial X_T(I_0, \omega_0)}{\partial I} \cdot \frac{\partial X_T(I_0, \omega_0)}{\partial \omega} = 0 \quad (5.1.30)$$

To je podmínka kmitočtové stability oscilátoru.

Vrátme se nyní ke zjednodušujícím předpokladům Kurokawy zanedbávajícím kmitočtovou závislost impedance diody. Protože $Z_Z(\omega)$ není funkcí proudu, lze (5.1.30) vyjádřit:

$$\frac{\partial(-R_D(I_0))}{\partial I} \cdot \frac{\partial R_Z(\omega_0)}{\partial \omega} = \frac{\partial X_D(I_0)}{\partial I} \cdot \frac{\partial X_Z(\omega_0)}{\partial \omega} \quad (5.1.31)$$

To po úpravě:

$$\frac{\partial X_Z(\omega_0)}{\partial R_Z(\omega_0)} = -\frac{\partial R_D(I_0)}{\partial X_D(I_0)} \quad (5.1.32)$$

znamená, že křivky $Z_D(I_M)$ a $Z_Z(\omega)$ na obr. 5.1.2 se protínají kolmo!

Při zanedbání kmitočtové závislosti impedance diody, lze i podmínku amplitudové stability (5.1.29) zjednodušit a jednoduše graficky interpretovat. (5.1.29) přejde na:

$$-\frac{\partial R_D(I_0)}{\partial I} \cdot \frac{\partial X_Z(\omega_0)}{\partial \omega} + \frac{\partial X_D(I_0)}{\partial I} \cdot \frac{\partial R_Z(\omega_0)}{\partial \omega} > 0 \quad (5.1.33)$$

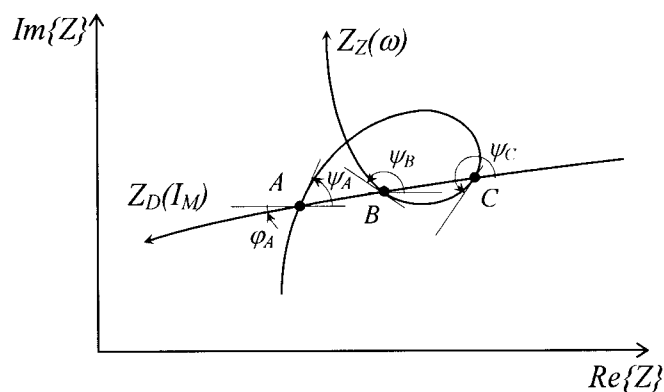
To lze upravit:

$$-\frac{\partial R_Z(\omega_0)}{\partial \omega} \cdot \frac{\partial R_D(I_0)}{\partial I} \left[\frac{\partial X_Z}{\partial R_Z} - \frac{\partial X_D}{\partial R_D} \right] > 0 \quad (5.1.34)$$

a dále:

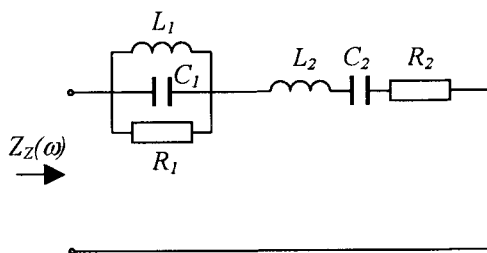
$$-\frac{\partial R_Z(\omega_0)}{\partial \omega} \cdot \frac{\partial R_D(I_0)}{\partial I} \cdot [\operatorname{tg} \psi - \operatorname{tg} \varphi] > 0 \quad (5.1.35)$$

Grafická interpretace vztahu (5.1.35) je znázorněna na obr. 5.1.6. Body A a B jsou stabilní, bod C je nestabilní.

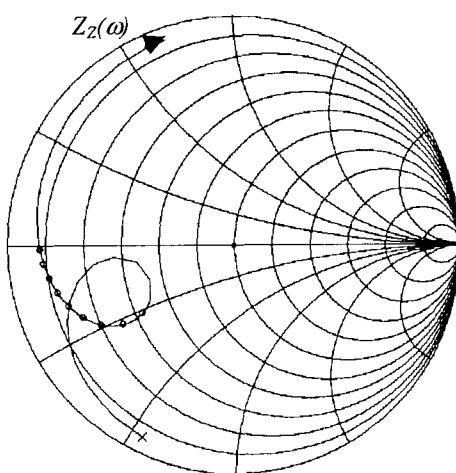


Obr. 5.1.6. Stabilní a nestabilní body.

Vznik smyčky na charakteristice $Z_Z(\omega)$ lze objasnit přítomností více rezonančních obvodů v obvodu oscilátoru. Příklad takového obvodu je uveden na obr. 5.1.7. Odpovídající průběh impedance $Z_Z(\omega)$ je uveden na obr.5.1.8.

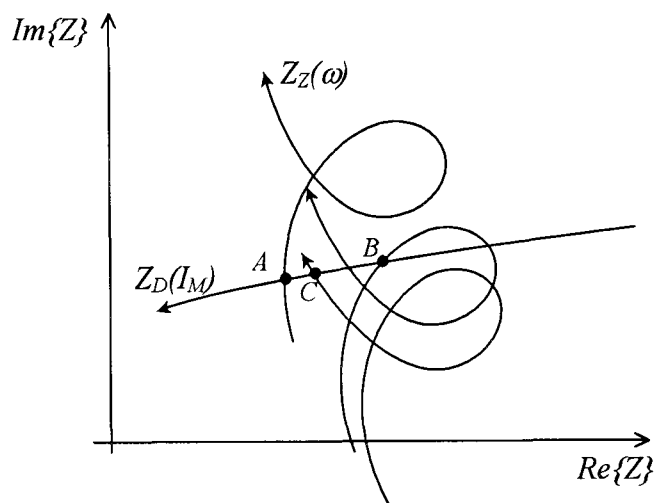


Obr. 5.1.7. Obvod vytvářející smyčky. $L_1=0,1 \text{ nH}$, $C_1=13 \text{ pF}$, $R_1=20 \Omega$, $L_2=1 \text{ nH}$, $C_2=1 \text{ pF}$, $R_2=2 \Omega$.

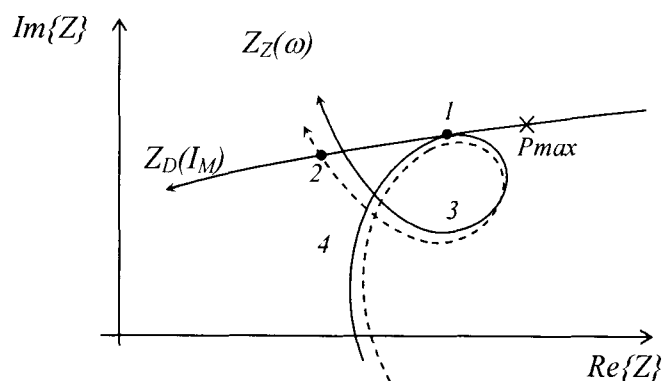


Obr. 5.1.7. Smyčka na charakteristice $Z_Z(\omega)$. $f=3-9 \text{ GHz}$.

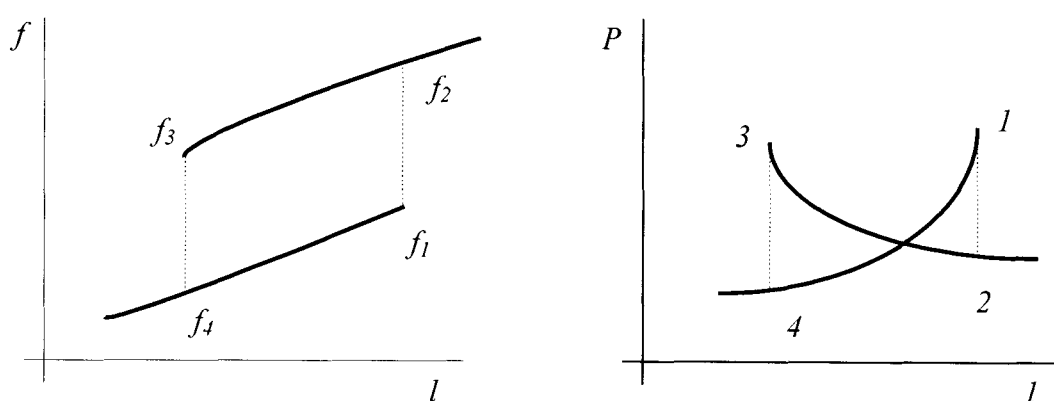
Smyčky na charakteristice $Z_Z(\omega)$ mají zásadní vliv na vlastnosti oscilátoru při přeladování. Dochází k frekvenčním přeskokům, k frekvenční a výkonové hysterezi, určitá oblast kmitočtů není při přeladování dosažitelná, viz obr. 5.1.8-5.1.10.



Obr. 5.1.8. Smyčky při přeladování.



Obr. 5.1.9. Přeskok pracovního bodu při přeladování.

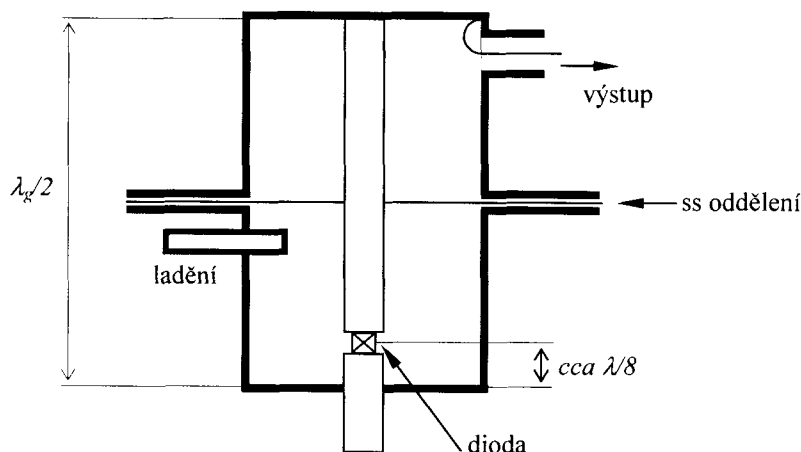


Obr. 5.1.10. Frekvenční a výkonová hystereze.

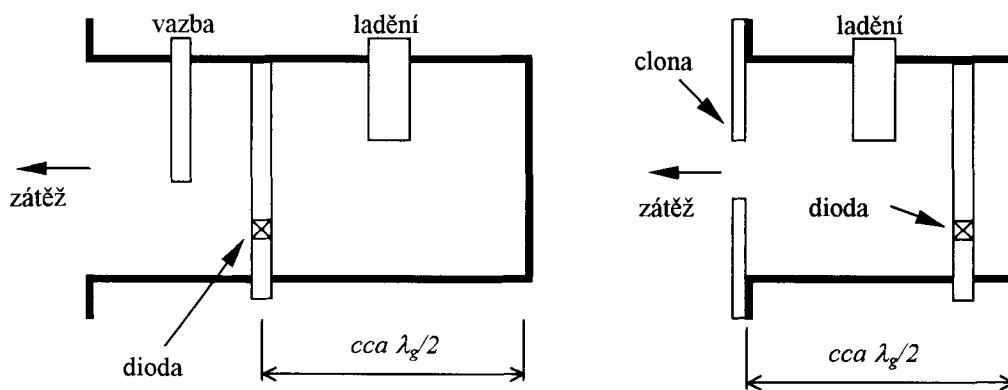
nežádoucí smyčky: odrazy na výstupu oscilátoru.
 záměrně vytvořené smyčky: pomocí rezonátoru s velkým Q.

5.1.3 Příklady konstrukčních řešení

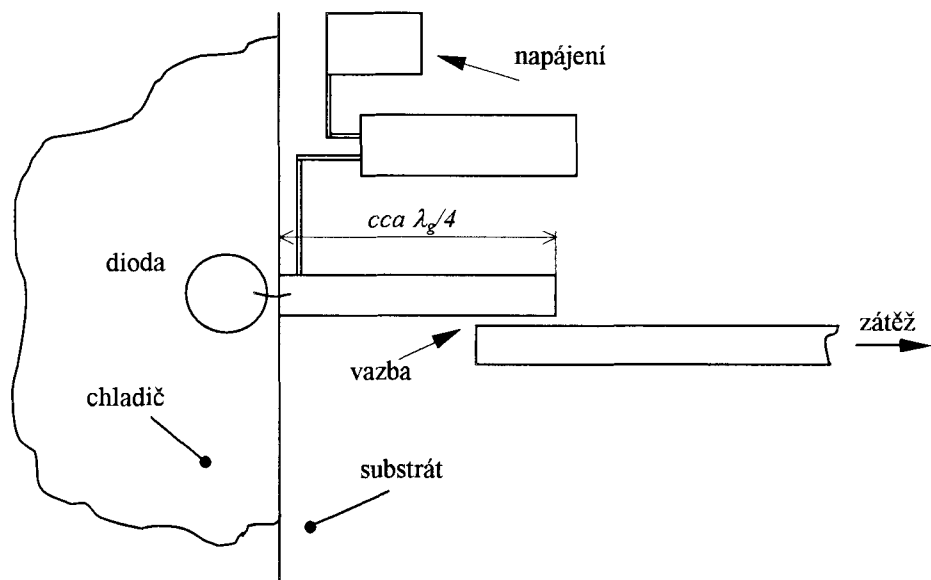
Konstrukce oscilátoru musí nejenom zajistit vhodnou impedanci $Z_Z(\omega)$, kterou vidí dioda tak, aby byla splněna rezonanční podmínka (5.1.8). Musí také zajistit, aby tato rezonanční podmínka byla splněna v širokém pásmu kmitočtů, kde je dioda schopna oscilací, pokud možno pouze jednou. Vyloučí se tak nejednoznačné určení kmitočtu oscilátoru.



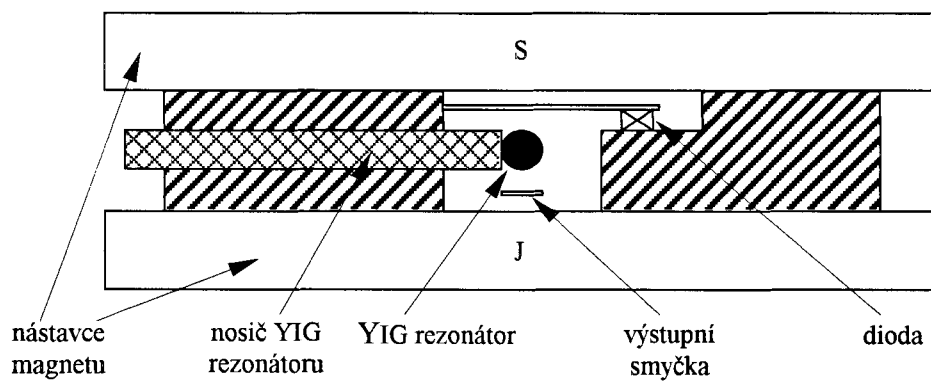
Obr. 5.1.11. Realizace oscilátoru v koaxiální struktuře.



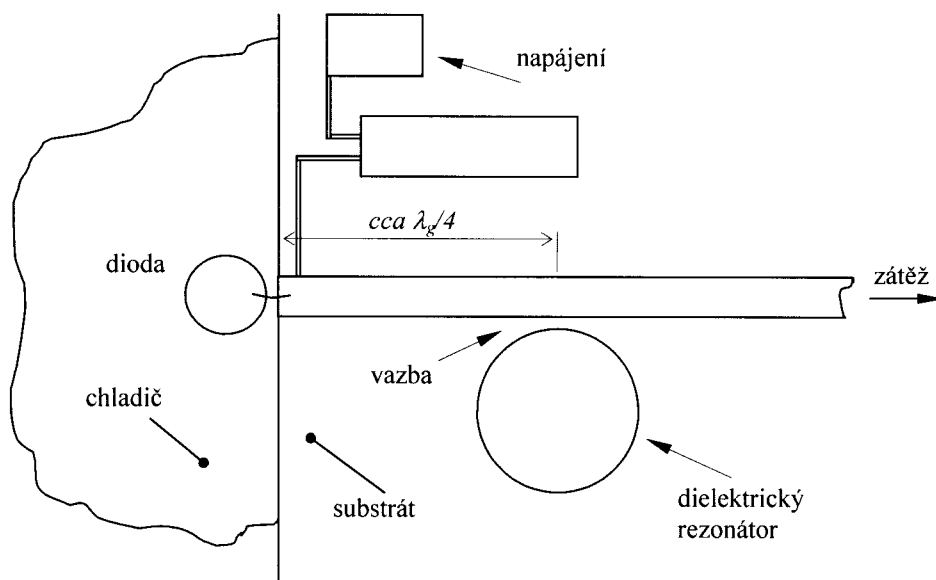
Obr. 5.1.12. Realizace oscilátoru ve vlnodové struktuře.



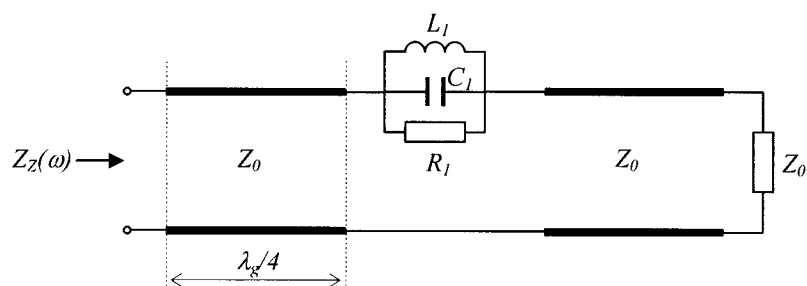
Obr. 5.1.13. Realizace oscilátoru v mikropáskové struktuře.



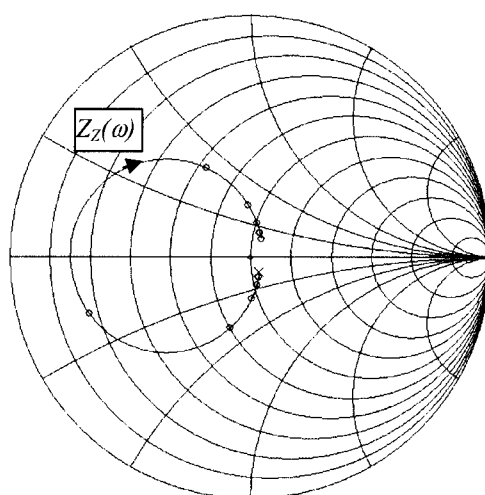
Obr. 5.1.14. Oscilátor s YIG rezonátorem.



Obr. 5.1.15. Oscilátor Kurokawova typu s dielektrickým rezonátorem.



Obr. 5.1.16. Náhradní obvod oscilátoru z obr. 5.1.14.



Obr. 5.1.17. Impedance, kterou vidí dioda v oscilátoru Kurokawova typu.

5.2 Tranzistorové oscilátory

5.2.1 Aktivní rezonanční obvody

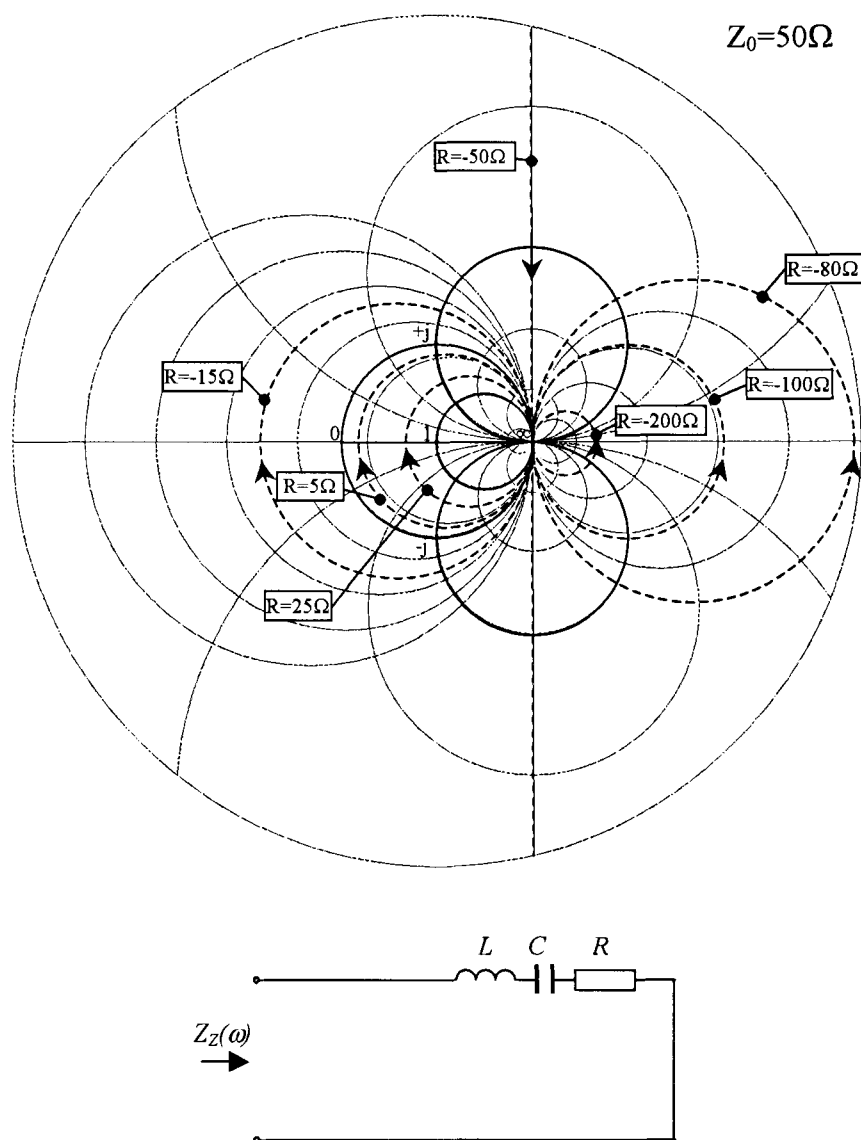
Rozšíření rezonančních obvodů i na oblast záporné reálné složky impedance resp. admittance.

Sériová rezonance

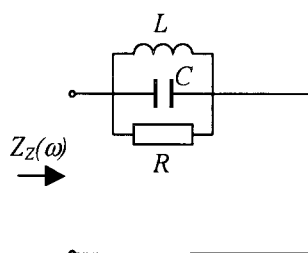
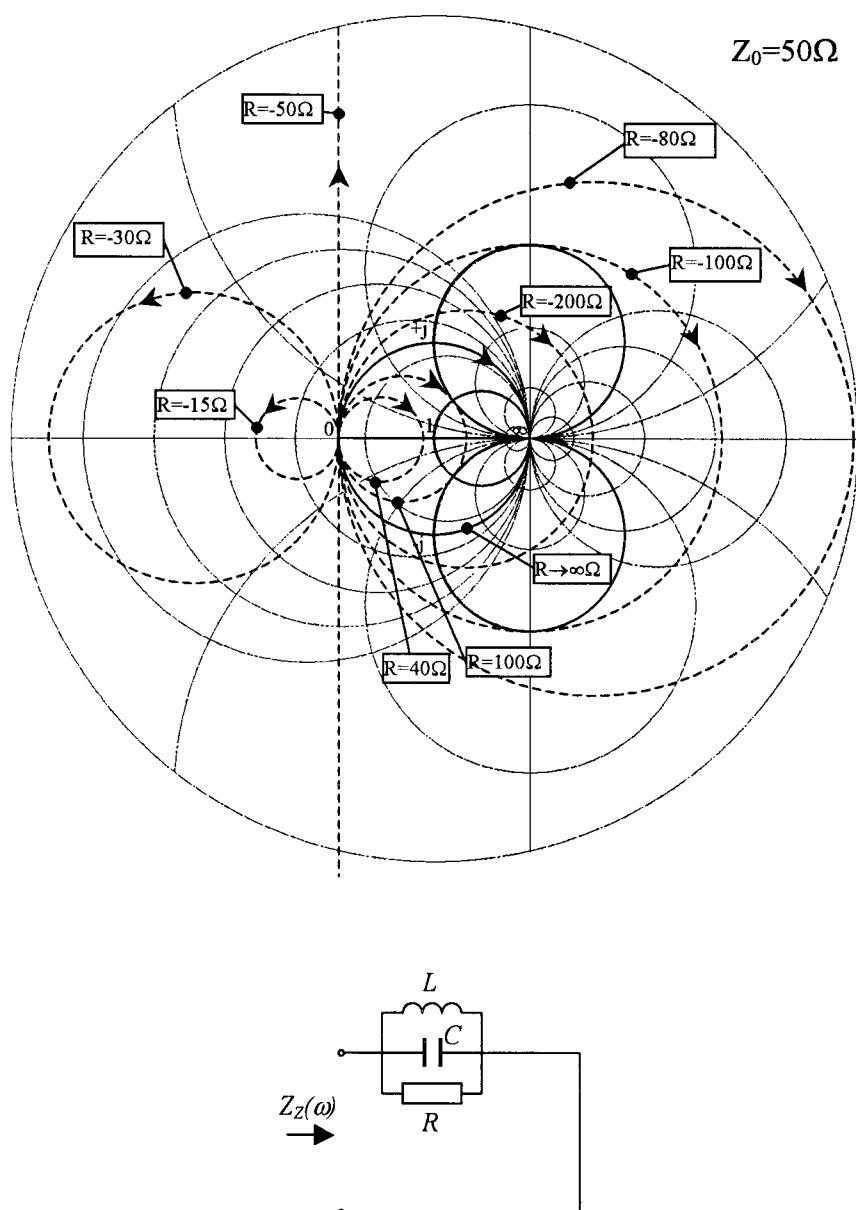
Seriový rezonanční obvod má pod rezonančním kmitočtem kapacitní charakter a nad rezonančním kmitočtem induktivní charakter.

Paralelní rezonance

Paralelní rezonanční obvod má pod rezonančním kmitočtem induktivní charakter a nad rezonančním kmitočtem kapacitní charakter.



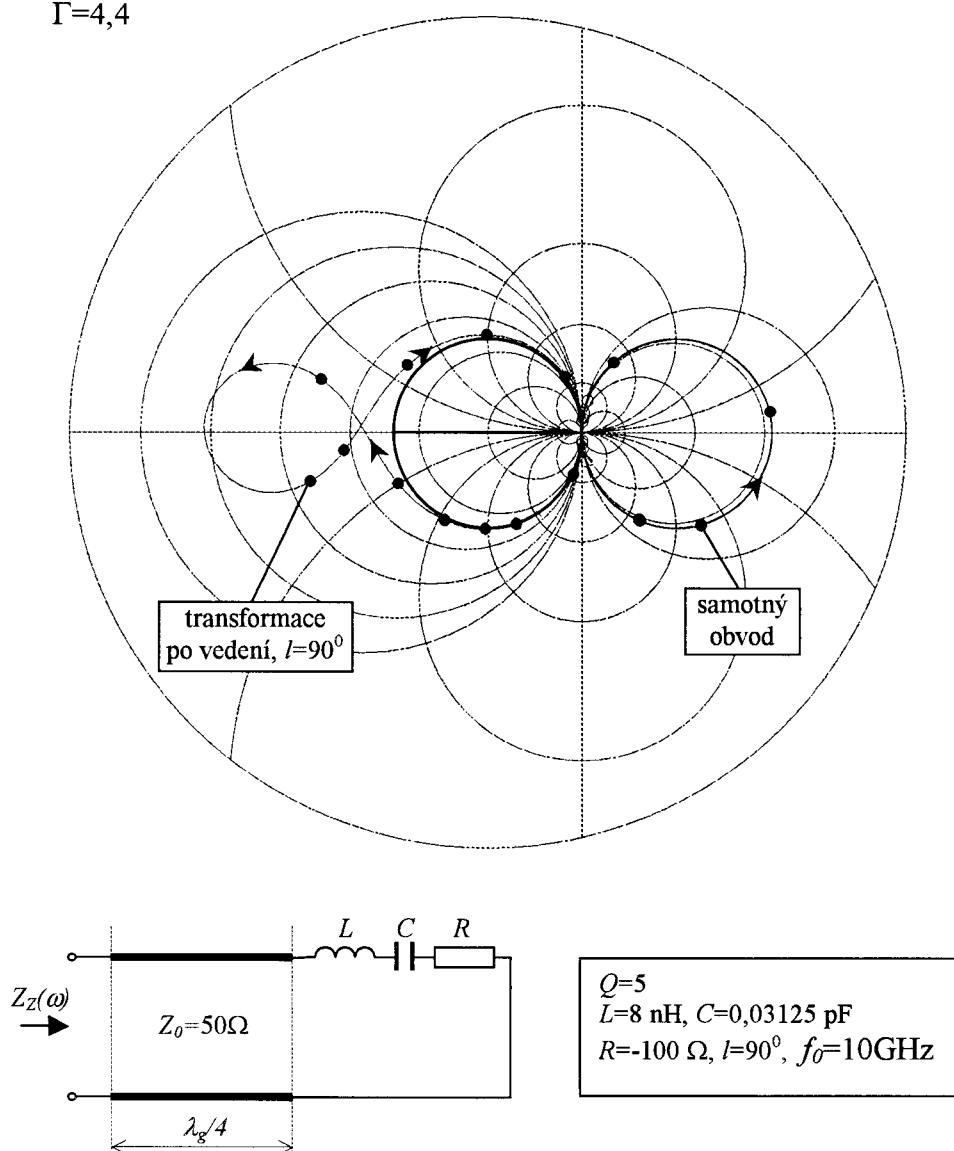
Obr. 5.2.1. Vstupní impedance seriového rezonančního obvodu pro různé hodnoty R . Šipky vyznačují směr pohybu při rostoucí frekvenci. Charakter průběhů nezávisí na Q rezonančního obvodu.



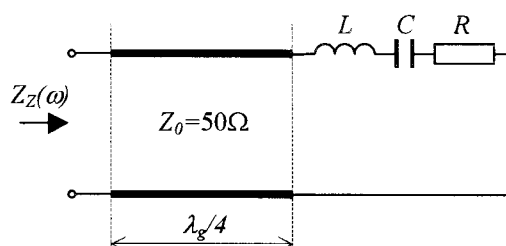
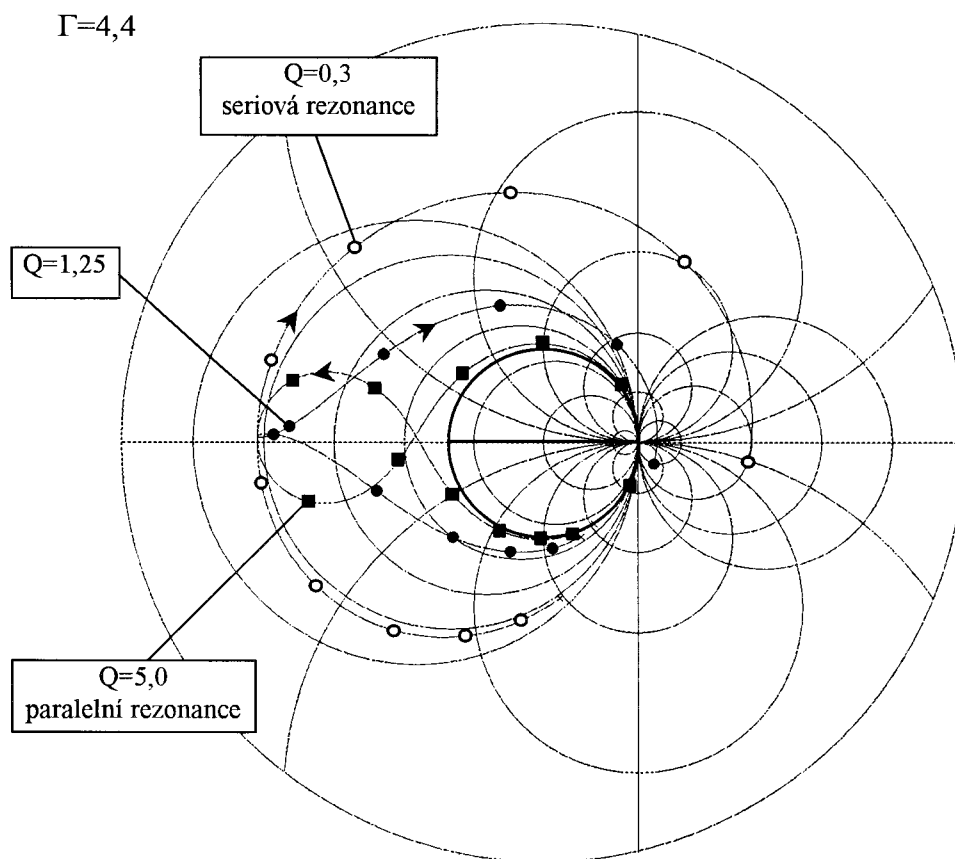
Obr. 5.2.2. Vstupní impedance paralelního rezonančního obvodu pro různé hodnoty R . Šipky vyznačují směr pohybu při rostoucí frekvenci. Charakter průběhů nezávisí na Q rezonančního obvodu.

Transformace aktivního rezonátoru po vedení

$$\Gamma=4,4$$



Obr. 5.2.3. Transformace aktivního rezonátoru po vedení.

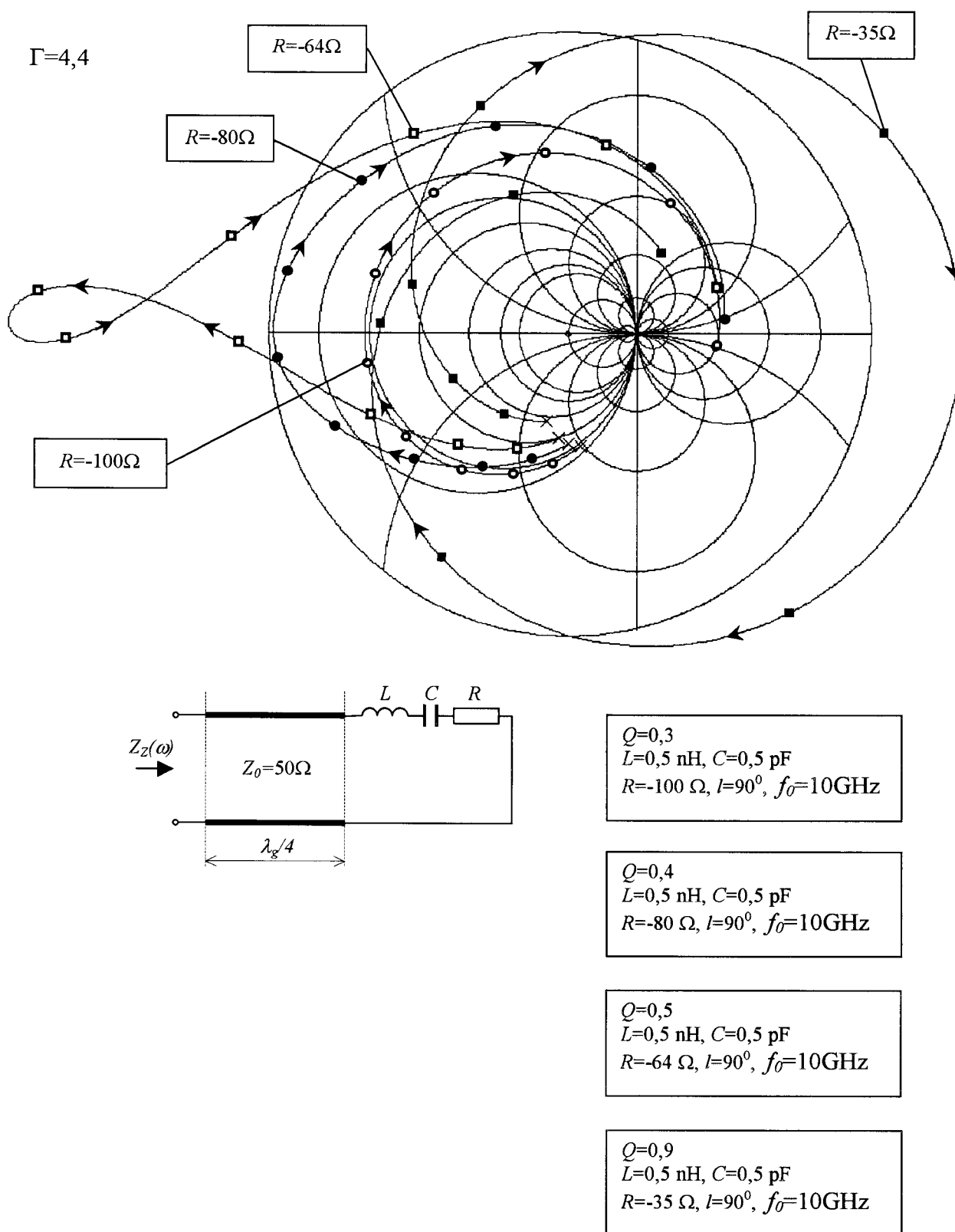


$Q=5$
 $L=8 \text{ nH}$, $C=0,03125 \text{ pF}$
 $R=-100 \Omega$, $l=90^\circ$, $f_0=10\text{GHz}$

$Q=1,25$
 $L=2 \text{ nH}$, $C=0,125 \text{ pF}$
 $R=-100 \Omega$, $l=90^\circ$, $f_0=10\text{GHz}$

$Q=0,3$
 $L=0,5 \text{ nH}$, $C=0,5 \text{ pF}$
 $R=-100 \Omega$, $l=90^\circ$, $f_0=10\text{GHz}$

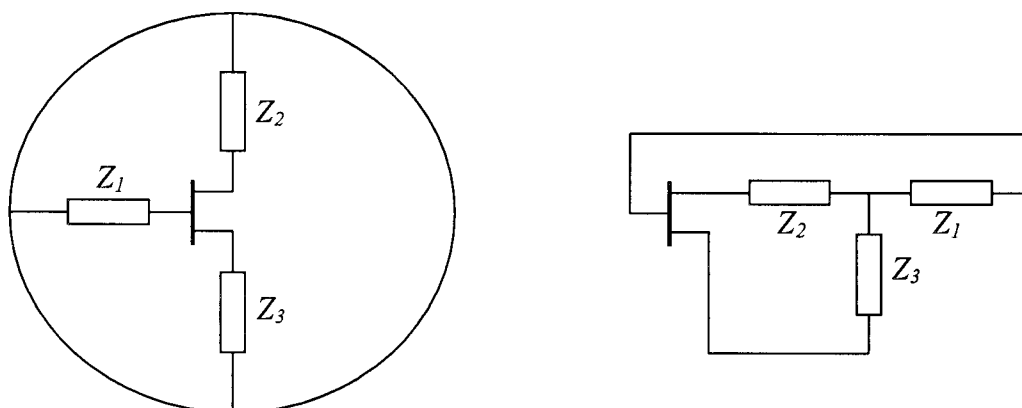
Obr. 5.2.4. Transformace aktivního rezonátoru po vedení, závislost na Q , $R=\text{konst.}$



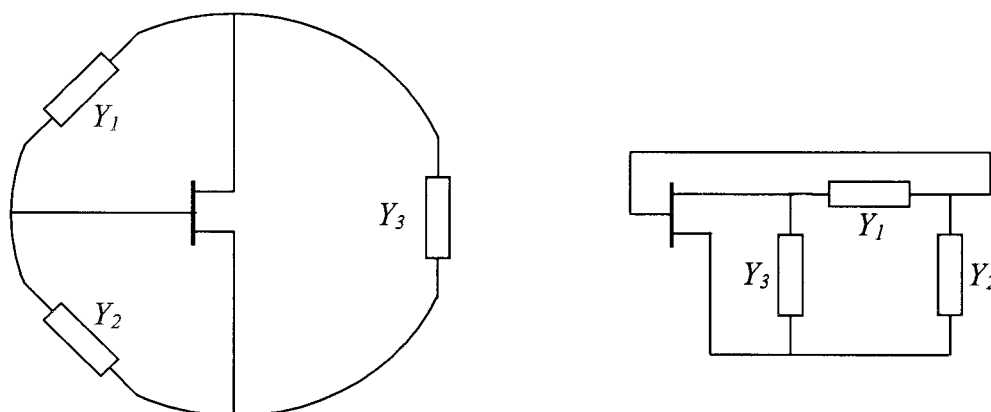
Obr. 5.2.5 Transformace aktivního rezonátoru po vedení, závislost na Q , $L=\text{konst.}$, $C=\text{konst.}$

5.2.2 Dvoubranový návrh

Tranzistor je trojbran, který může být do vnějšího obvodu zapojen dvěma způsoby, [A.25].

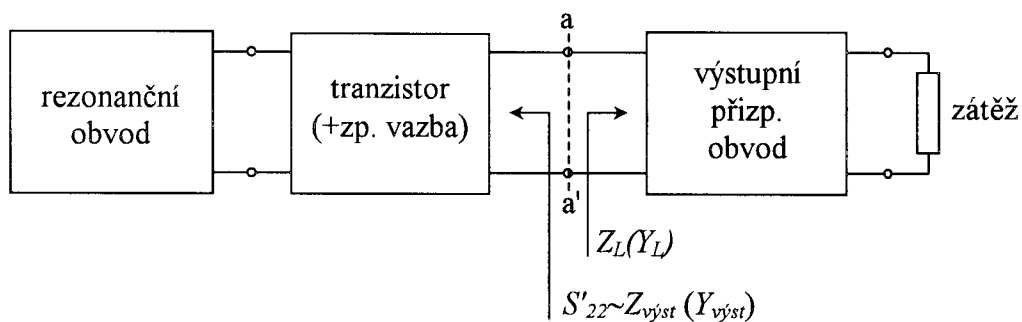


Obr. 5.2.6. Sériové zapojení tranzistoru.



Obr. 5.2.7. Paralelní zapojení tranzistoru.

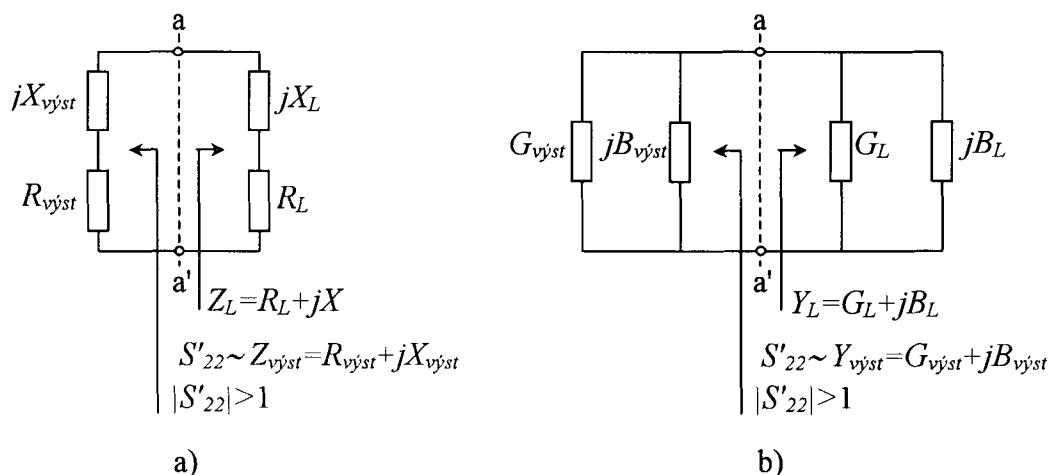
V kterékoliv impedanci Z_1 , Z_2 , Z_3 nebo admitanci Y_1 , Y_2 , Y_3 může být zahrnuta zátěž i/nebo rezonanční obvod. Oddělíme-li rezonanční obvod, aktivní obvod s tranzistorem a přes přizpůsobovací obvod připojenou zátěž, lze získat náhradní obvod tranzistorového oscilátoru podle obr. 5.2.8.



Obr. 5.2.8. Náhradní obvod tranzistorového oscilátoru.

Malosignálový návrh oscilátoru

V rovině a-a' lze na obvod oscilátoru pohlížet jako na spojení seriového nebo paralelního aktivního rezonančního obvodu a pasivní impedanční nebo admitanční zátěže, viz obr.5.2.9.



Obr. 5.2.9. Náhradní obvod oscilátoru pro sériovou rezonanci a) a paralelní rezonanci b).

Pokud oscilátor osciluje, jsou v rovině a-a' splněny následující oscilační podmínky.

seriová rezonance

$$Z_{vyst} + Z_L = 0 \quad (5.2.1)$$

tedy:

$$\begin{aligned} R_L &= -R_{vyst} \\ X_L &= -X_{vyst} \end{aligned} \quad (5.2.2)$$

paralelní rezonance

$$Y_{vyst} + Y_L = 0 \quad (5.2.3)$$

tedy:

$$\begin{aligned} G_L &= -G_{vyst} \\ B_L &= -B_{vyst} \end{aligned} \quad (5.2.4)$$

Vztahy (5.2.1) až (5.2.4) odpovídají ustálenému stavu. Oscilátor ale musí spolehlivě nabíhat po zapnutí napájecího napětí. To je nutno zajistit "přebytkem" záporné reálné složky impedance nebo admitance v obvodu. Velikost zvolené reálné složky impedance či admitance zátěže dále ovlivňuje generovaný výkon. Její hodnotu je však možno na základě malosignálových S parametrů pouze odhadnout.

Odhad optimálního Z_L resp. G_L pro generování maximálního výkonu.

Předpokládejme lineární závislost reálné R_{vyst} na proudu do zátěže I . Tj.

$$R_{vyst} = -R_0 + \alpha I \quad (5.2.5)$$

kde R_0 a α jsou kladné.

V ustáleném stavu vzhledem k (5.2.2) musí platit:

$$-R_0 + aI + R_L = 0 \quad (5.2.6)$$

Odtud pro proud:

$$I = \frac{R_0 - R_L}{a} \quad (5.2.7)$$

Výstupní výkon oscilátoru daný vztahem:

$$P_{výst} = \frac{1}{2} R_L I^2 = \frac{1}{2} R_L \left(\frac{R_0 - R_L}{a} \right)^2 \quad (5.2.8)$$

má maximum pro

$$R_L = \frac{1}{3} R_0 \quad (5.2.9)$$

Vzhledem k tomu, že R_0 odpovídá malosignálové hodnotě $R_{výst}$, je tedy R_L určeno vztahem:

$$R_L = \frac{1}{3} R_{výst} \quad (5.2.10)$$

Pro paralelní náhradní obvod oscilátoru tomu odpovídá:

$$G_L = \frac{1}{3} G_{výst} \quad (5.2.11)$$

Vztahy (5.2.10) a (5.2.11) však nedávají žádný odhad velikosti maximální hodnoty generovaného výkonu. Přibližný vztah pro tranzistoru MESFET udává Johnson v [A.34]

$$P_{max} = P_{sat} \left(1 - \frac{1}{G} - \frac{\ln G}{G} \right), \quad (5.2.12)$$

kde G je malosignálový zisk tranzistoru v lineárním měřítku.

Volba R_L nebo G_L podle (5.2.10) nebo (5.9.11) umožní sice získat s daným tranzistorem z oscilátoru přibližně maximální výkon, frekvenční spektrum výstupního signálu však bude mít velký obsah vyšších harmonických. Pokud je důraz na čisté spektrum oscilátoru, volí se:

$$1,2 R_L < |R_{výst}| \quad (5.2.13)$$

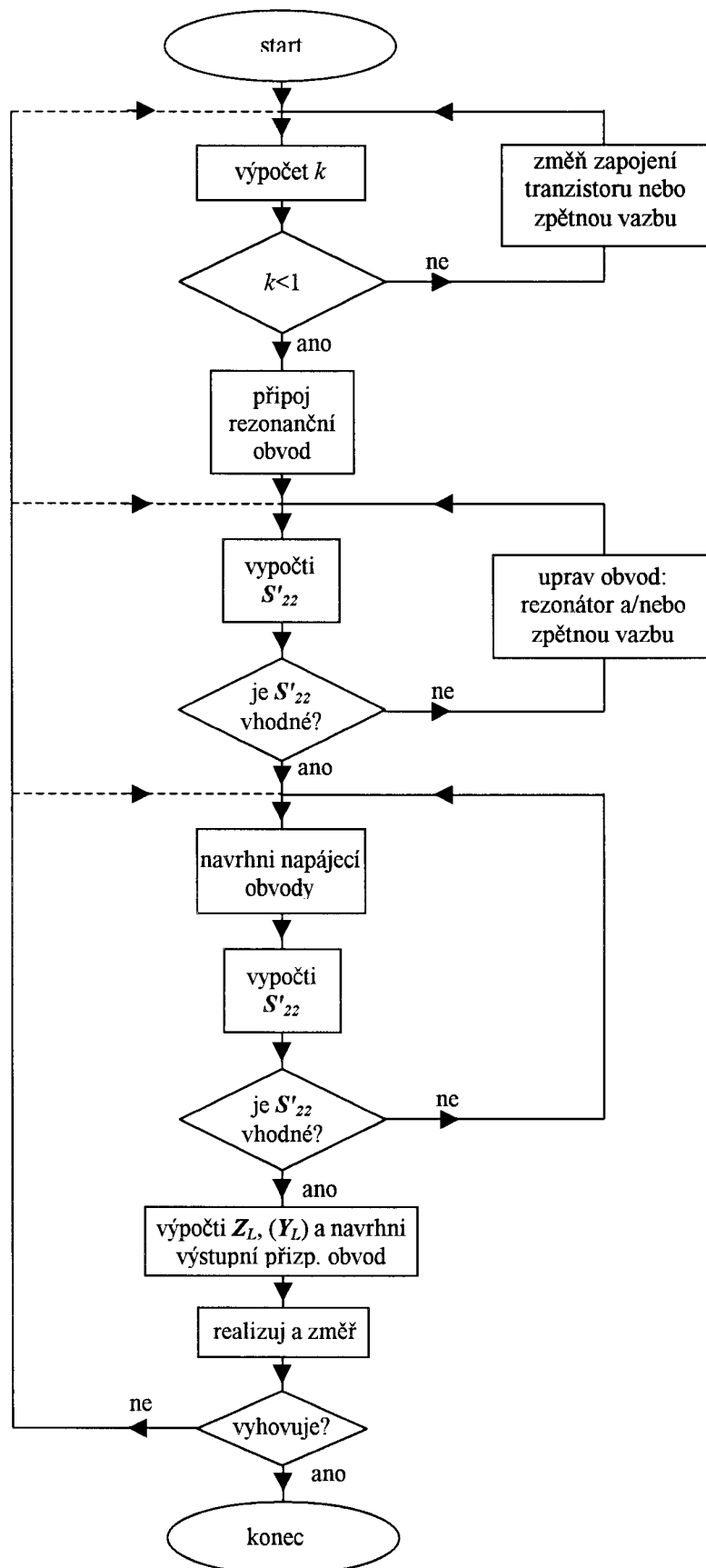
resp.

$$1,2 G_L < |G_{výst}| \quad (5.2.14)$$

Při návrhu obvodu tranzistoru je obvykle nutno znát trojbranové parametry tranzistoru. Lze je získat přepočtem z běžně dostupných dvoubranových parametrů. Získané parametry se však od skutečných mohou zásadně lišit vzhledem k neuvažování parazitních prvků pouzdra tranzistoru při přepočtu.

Postup návrhu oscilátoru

- a) Na jednu bránu tranzistoru (či na dvě nebo mezi dvě) se připojí rezonanční obvod. (Obvykle přes vhodně dlouhý úsek vedení.)
Rezonanční obvod může např. být:
 - se soustředěnými parametry
 - úsek vedení
 - rezonanční dutina
 - dielektrický rezonátor
 - YIG rezonátor
- b) Zobrazí se S'_{22} v dostatečně širokém frekvenčním pásmu. Hledá se takové navázání rezonančního obvodu a nastavení případného zpětnovazebního obvodu, aby $|S'_{22}|$ měl



Obr.5.2.10. Zjednodušený vývojový diagram vývoje oscilátoru.

dostatečně velkou velikost. V případě "překlopení" smyčky podle obr. 5.2.1 nebo obr. 5.2.2 bude $|R_{výst}| > Z_0$ resp. $|G_{výst}| > 1/Z_0$.

- c) Je vhodné požadovat, aby bylo $|S'_{22}| > 1$ pouze na požadovaném kmitočtu. Předejde se tak oscilacím na nežádoucích kmitočtech
- d) Navrhne se výstupní přizpůsobovací obvod podle podoby smyčky S'_{22} tak, aby při sériové rezonanci platilo:

$$X_L = -X_{výst} \quad (5.2.15)$$

$$1.2R_L < |R_{výst}| \quad (5.2.16)$$

a při paralelní rezonanci:

$$B_L = -B_{výst} \quad (5.2.17)$$

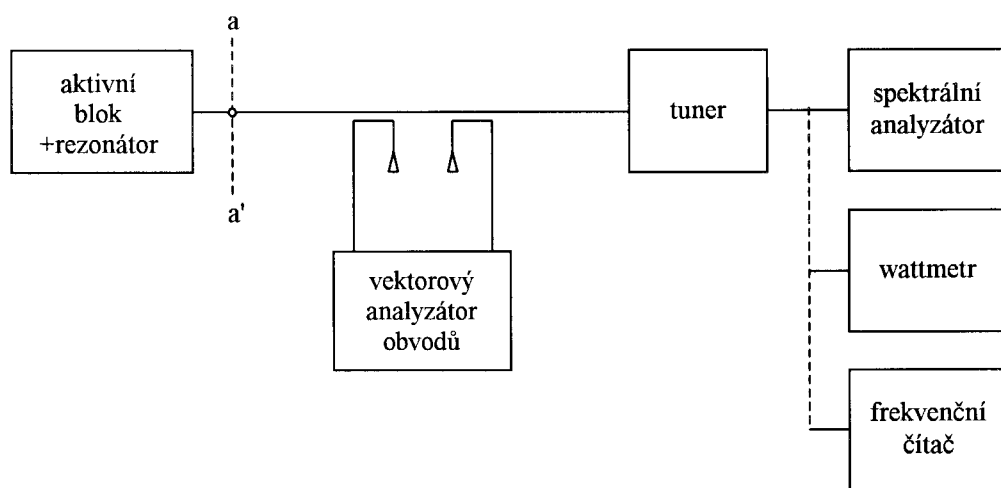
$$1.2G_L < |G_{výst}| \quad (5.2.18)$$

Postup objasní vývojový diagram dle obr. 5.2.10.

Početně experimentální návrh oscilátoru

Návrh oscilátoru vycházející z malosignálových parametrů je relativně přesný z hlediska generovaného kmitočtu. Lze očekávat odchylku mezi návrhovým kmitočtem a měřením cca 10%. Horší je situace s generovaným výkonem. Je-li požadován co největší výstupní výkon je nutno experimentovat na realizovaném oscilátoru. Experiment lze ale zahrnout přímo do návrhu oscilátoru. Na tom je založena početně experimentální metoda využívající tzv. load-pull techniku. Metoda se skládá ze dvou kroků:

- a) Navrhne se část obvodu oscilátoru obsahující rezonanční obvod a aktivní blok s tranzistorem tak, aby S'_{22} bylo vhodné. V tom se návrh shoduje s předchozí metodou.
- b) Výstupní přizpůsobovací obvod se navrhne na základě měření pomocí ladiče (tuner) zapojeného na výstupu aktivního bloku, viz obr. 5.2.11.

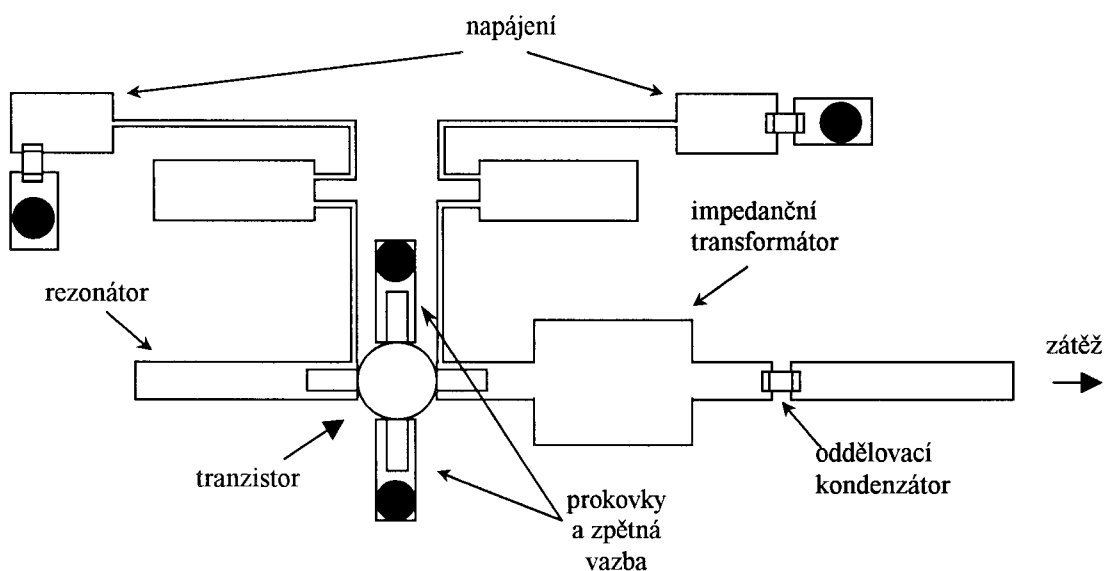


Obr. 5.2.11. Nastavování oscilátoru "load-pull" technikou.

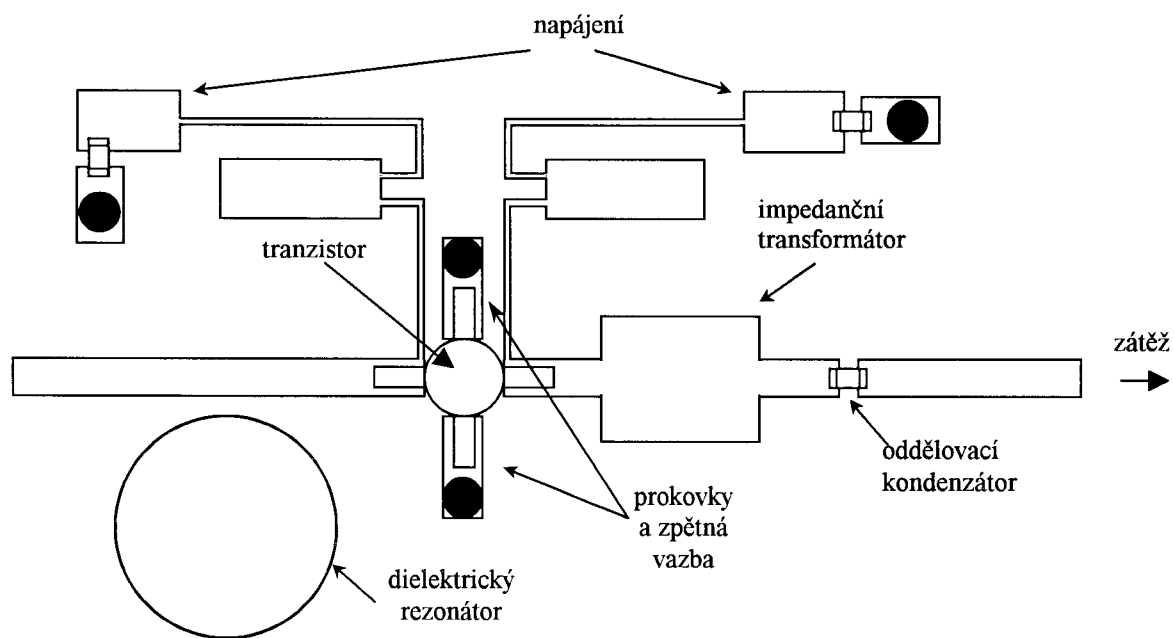
Pro úplnost je nutné se ještě zmínit o velkosignálových návrzích oscilátorů pomocí vhodných CAD nástrojů. Tato technika je principiálně nejkorektnější. Používá se metoda harmonické balance, kde je požadovaná frekvence a výkon cílem optimalizačního procesu. Je výhodné oscilátor nejprve navrhnut některou z předchozích metod a finální optimalizaci udělat pomocí harmonické balance. Bližší popis metody přesahuje rámec tohoto skriptu. Nutno však poznamenat, že přesnost této metody je závislá na přesnosti velkosignálového modelu tranzistoru. Zejména na vyšších mikrovlnných kmitočtech je to stále problém.

5.2.3 Příklady konstrukčních řešení

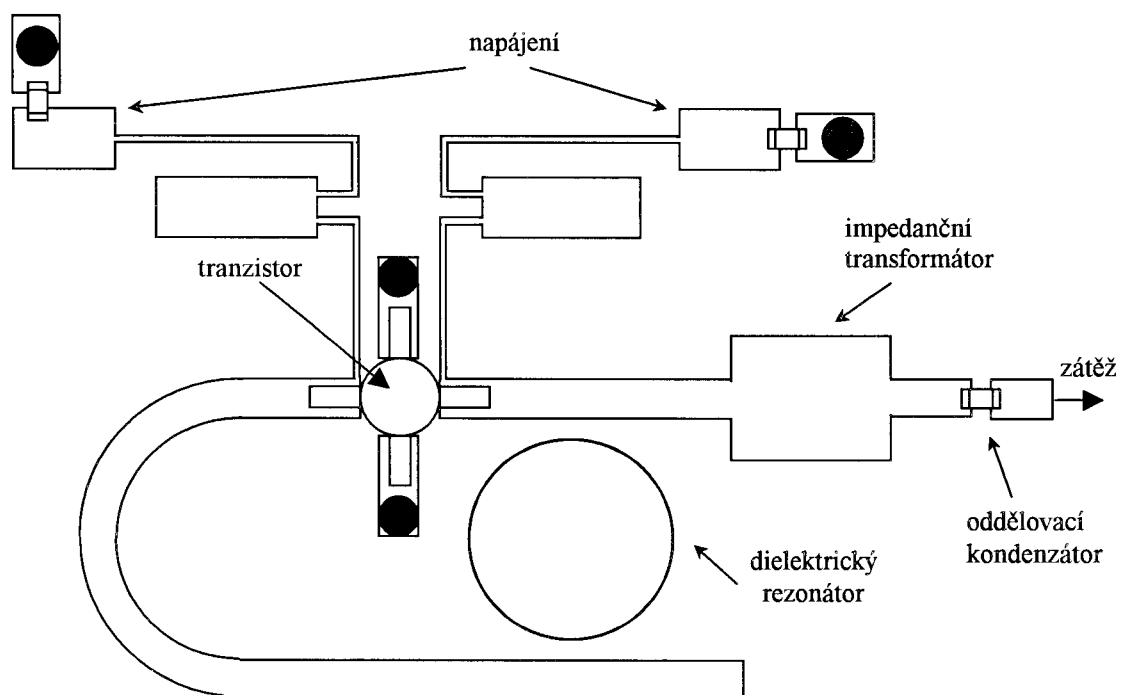
Tranzistorové oscilátory se realizují obvykle v mikropáskovém provedení. Lze je však realizovat také v trojvodičovém koplanárním vedení. Koaxiální vedení a zejména vlnovod je pro realizaci nevhodný.



Obr. 5.2.12. Jednoduchý tranzistorový oscilátor s mikropáskovým rezonátorem.



Obr. 5.2.13. Tranzistorový oscilátor s odrazným dielektrickým rezonátorem.



Obr. 5.2.14. Tranzistorový oscilátor s dielektrickým rezonátorem ve zpětné vazbě.