

Vážení zákazníci,

dovolujeme si Vás upozornit, že na tuto ukázkou knihy se vztahují autorská práva, tzv. copyright.

To znamená, že ukáзка má sloužit výhradně pro osobní potřebu potenciálního kupujícího (aby čtenář viděl, jakým způsobem je titul zpracován a mohl se také podle tohoto, jako jednoho z parametrů, rozhodnout, zda titul koupí či ne).

Z toho vyplývá, že není dovoleno tuto ukázkou jakýmkoliv způsobem dále šířit, veřejně či neveřejně např. umístováním na datová média, na jiné internetové stránky (ani prostřednictvím odkazů) apod.

redakce nakladatelství BEN – technická literatura
redakce@ben.cz



Kapitola 6

Stabilita a oscilace

Oscilace je charakteristický časový průběh fyzikální veličiny, jejíž hodnoty opakovaně (periodicky) rostou a klesají. Pokud amplituda těchto kmitů je časově stálá, jde o netlumené oscilace, pokud amplituda kmitů v čase klesá, jde o tlumené oscilace. Harmonické oscilace jsou popsány časovou závislostí $\sin(\omega t + \varphi)$, kde ω je úhlový kmitočet a φ je fáze.

Stabilita znamená, že elektrický obvod je stabilní, když v něm nevzniknou netlumené oscilace jako odezva na libovolnou časově omezenou změnu některé obvodové veličiny.

Metodami zde uvedenými lze pouze rozhodnout zda je obvod stabilní nebo ne, případně lze vypočítat kmitočet vzniklých oscilací a podmínku jejich vzniku. Těmito metodami nelze určit amplitudu oscilací. Zde se uvažují jen lineární obvody. Pro určení amplitudy je potřeba použít jiné metody které uvažují obvody jako nelineární. Kritéria stability, zveřejněná autory Schur, Routh, Hurwitz, Michajlov, Leonhard, byla původně vyvinuta pro aplikace v mechanice, v době kdy nebyly k dispozici počítače, které by zvládly náročné numerické výpočty. Kritéria stability jsou popisována například v [44], [43].

6.1 Metoda admitanční matice

Z hlediska uvedených pojmů mohou v elektrickém obvodu, pokud je nestabilní, existovat netlumené kmity, i po odstranění vlivu budící veličiny jejíž změna tyto kmity vyvolala. Z hlediska popisu obvodu to odpovídá stavu, kdy všechny budící zdroje jsou nulové a přitom obvodové veličiny jsou nenulové. Pro případ popisu obvodu metodou uzlových napětí je obvod popsán soustavou rovnic

$$\mathbf{Y}\mathbf{U} = \mathbf{I} \quad \text{kde} \quad \mathbf{I} = \mathbf{0} \quad (6.1)$$

Sloupcový vektor \mathbf{I} obsahuje budící zdroje a je tedy v tomto případě nulový. Jde tedy o homogenní soustavu n rovnic o n neznámých. Aby existovalo nenulové řešení této soustavy tj. $\mathbf{U} \neq \mathbf{0}$, musí být $\det \mathbf{Y} = 0$. Při hledání podmínek

vzniku oscilací, výpočtu kmitočtu oscilací, nebo zkoumání stability obvodu, lze vycházet z rovnice

$$\det \mathbf{Y} = 0 \quad (6.2)$$

Platí obecně, že determinant admitanční matice \mathbf{Y} obvodu je polynom

$$F(p) = a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} \cdots a_0 \quad (6.3)$$

kde koeficienty a_i jsou reálná čísla, n jsou celá nezáporná čísla, $p = \sigma + j\omega$ je komplexní kmitočet¹. Jde tedy o řešení rovnice (6.2) v oboru komplexních čísel. V případě posuzování stability obvodu jde často jen o kvalitativní hledisko, tedy o rozhodnutí zda je obvod stabilní nebo ne. Řešení rovnice (6.2) bývá pro vyšší řád než $n = 2$ obtížné. Pro posouzení stability obvodu lze použít speciálních kritérií bez nutnosti řešit rovnici n tého řádu. Je to upravený Schurův algoritmus, a kritéria - Hurwitzovo, Michajlovovo - Leonhardovo a Nyquistovo.

6.1.1 Příklad na použití admitanční matice

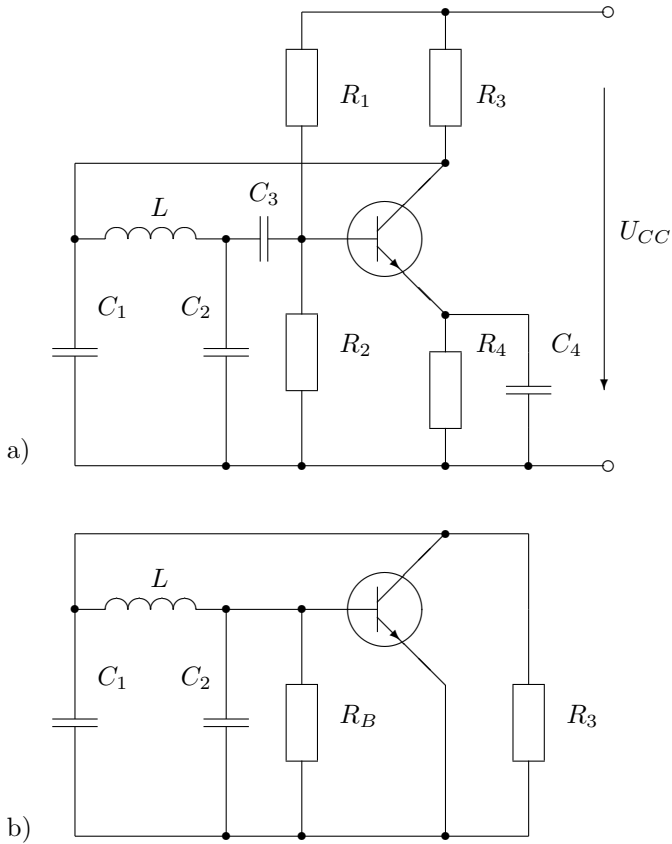
Na obrázku 6.1a) je Colpittsův oscilátor. Máme hodnoty parametrů $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 300 \text{ nF}$, $C_2 = 100 \text{ nF}$, $C_3 = C_4 = 10 \text{ }\mu\text{F}$, $L = 33 \text{ mH}$, $U_{CC} = 10 \text{ V}$, $y_{21} = 0,1 \text{ S}$, $y_{22} = 5 \cdot 10^{-5} \text{ S}$.

Využitím admitanční matice obvodu lze vypočítat kmitočet oscilací a určit admitanční podmínku pro vznik oscilací. Tento výpočet se provádí na ekvivalentním obvodu pro střídavý signál (tedy pro časové změny obvodových veličin). Stejnoseměrný nezávislý napájecí zdroj napětí U_{CC} nahradíme zkratem, protože časové změny konstanty jsou nulové a nulové napětí mezi dvěma místy zajistí zkrat. Předpokládá se, že kapacity C_4 a C_3 jsou tak velké, že pro oscilační kmitočet jejich reaktance lze nahradit zkratem. Tak dostaneme ekvivalentní obvod na obrázku 6.1b) kde pro odpor R_B je výsledný odpor paralelně řazených odporů R_1 a R_2 . Na obrázku 6.2 je obvod s řízeným zdrojem proudu pro který platí $I = y_{21}U_1$. Napětím řízený zdroj proudu s admitancí y_{22} představuje lineární model tranzistoru. Pro výpočty z praktického hlediska, lze v daném případě zanedbat vliv R_B a parametru y_{11} tranzistoru na kmitočet a na podmínku vzniku oscilací. Toto zjednodušení velmi usnadní další výpočty. Pro zjednodušení zápisu rovnic nahradíme paralelní spojení y_{22} a G_3 jedinou vodivostí G . Platí $G = y_{22} + G_3$. Parametry y_{21} a y_{22} tranzistoru budou jen reálná čísla. Sestavíme admitanční matici obvodu \mathbf{Y} . Ta je součtem admitanční matice pasivních prvků \mathbf{Y}_1 a matice řízeného zdroje \mathbf{Y}_2 . Pro označené uzly obvodu a zvolený referenční uzel platí

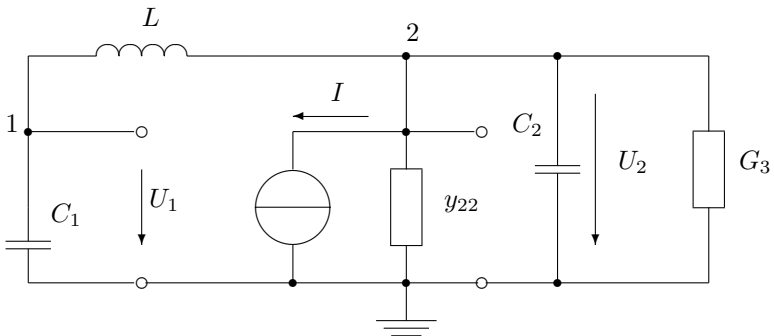
$$\mathbf{Y}_1 = \begin{pmatrix} pC_1 + \frac{1}{pL}; & -\frac{1}{pL} \\ -\frac{1}{pL}; & pC_2 + \frac{1}{pL} + G_3 \end{pmatrix} \quad \mathbf{Y}_2 = \begin{pmatrix} 0; & 0 \\ y_{21}; & y_{22} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{Y} = \begin{pmatrix} pC_1 + \frac{1}{pL}; & -\frac{1}{pL} \\ -\frac{1}{pL} + y_{21}; & pC_2 + \frac{1}{pL} + G \end{pmatrix} \quad \text{kde} \quad G = G_3 + y_{22}$$

¹Pro popis obvodových veličin totiž zde zásadně používáme Laplaceovy obrazy proudů a napětí, jakožto univerzálního popisu jejich časové závislosti.



Obrázek 6.1: Colpittsův oscilátor a jeho ekvivalentní schéma pro střídavý signál.



Obrázek 6.2: Ekvivalentní schéma pro výpočty.

Vypočteme determinant admitanční matice \mathbf{Y} . Podmínky vzniku oscilací určíme z rovnice (6.2). Dostaneme rovnici

$$C_1 C_2 L p^3 + LC_1 G p^2 + (C_1 + C_2)p + y_{21} + G = 0 \quad (6.4)$$

Pro výpočet dosadíme za $p = j\omega$

$$-jC_1 C_2 L \omega^3 - LC_1 G \omega^2 + j(C_1 + C_2)\omega + y_{21} + G = 0$$

Rovnice je komplexní, proto řešíme soustavu dvou rovnic tj. rovnicí pro reálnou část a pro imaginární část. Nejprve z rovnice pro imaginární část vypočteme oscilační kmitočet.

$$\text{Im}(\det \mathbf{Y} = 0) \rightarrow -C_1 C_2 L \omega^3 + (C_1 + C_2)\omega = 0$$

jedno řešení je $\omega = 0$, což je fyzikálně nevýznamné. Nenulové řešení je

$$\omega_r = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{LC_1 C_2}}$$

Dosazením pro dané hodnoty vyjde oscilační kmitočet $f_r = 3200$ Hz. Z rovnice pro reálnou část vypočteme admitanční podmínku vzniku oscilací. Rovnice pro reálnou část bude

$$\text{Re}(\det \mathbf{Y} = 0) \rightarrow y_{21} + G - LC_1 G \omega^2 = 0$$

Po dosazení za $\omega = \omega_r$ vyjde, že rovnice je splněna, pokud platí

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{y_{21}}{G}$$

což je mezní admitanční podmínka vzniku oscilací. Pokud platí tato rovnost, tak v obvodu právě vzniknou (nebo právě zaniknou) oscilace. Pro dané hodnoty vychází $C_1/C_2 = 3$ a $y_{21}/G = 200$. Tedy je zde nerovnost obou poměrů. Jak lze zjistit u dále uvedených kritérií, tak obvod je nestabilní a kmitat bude, protože díky nerovnosti obou poměrů je zde rezerva ve vzniku oscilací.

6.2 Upravený Schurův algoritmus

Původní kritérium stability které formuloval roku 1917 německý matematik I. Schur [45] je náročné na numerický výpočet. Proto se někdy užívá upravený algoritmus na principu rozvoje v řetězový zlomek. Rovnice (6.3) popisuje stabilní obvod tehdy, když v komplexní rovině o souřadných osách σ a $j\omega$ všechny její kořeny leží v levé polorovině mimo osu $j\omega$. Takový mnohočlen $F(p)$ se pak nazývá striktní Hurwitzův polynom. Z definice striktního Hurwitzova polynomu plynou jisté vlastnosti jeho koeficientů. Podle nich je možno už na pohled zjistit, zda polynom může být Hurwitzův:

1. Je-li polynom $F(p)$ striktním Hurwitzovým polynomem, žádný z koeficientů a_i není nulový, nebo záporný. Pokud jsou a_i kladné, ještě to neznamená, že je to Hurwitzův polynom, protože kořeny polynomu mohou být také komplexně sdružené a zrcadlově souměrné podle osy $j\omega$.

2. Polynom jehož kořeny leží jen na ose $j\omega$ má každý druhý koeficient a_i nulový. Takový polynom není striktním Hurwitzovým polynomem.

Kritérium stability vychází z těchto vlastností polynomů a zní:

1. Podíl sudé a liché části polynomu $F(p)$ lze rozvést v řetězový zlomek. Sudá část jsou členy se sudými mocninami p , lichá část jsou členy s lichými mocninami p . V čitateli zlomku je vždy část s nejvyšší mocninou p .
2. Je-li počet konstant získaných rozvojem roven nejvyššímu stupni polynomu n , pak počet kladných konstant je počtem kořenů v levé polorovině, počet záporných konstant je počtem kořenů v pravé polorovině.
3. Je-li rozvoj v řetězový zlomek předčasně ukončen tj. počet konstant je menší než n , pak kořeny posledního dělitele obsahují zbývající kořeny polynomu $F(p)$.
 - (a) Jednoduché (nenásobné) kořeny na ose $j\omega$. Obvod je pak na mezi stability.
 - (b) Dvojice reálných kořenů souměrných dle počátku. Obvod je nestabilní.
 - (c) Čtveřice komplexně sdružených kořenů souměrných zrcadlově podle osy $j\omega$. Obvod je nestabilní.
 - (d) Násobné kořeny na ose $j\omega$. Obvod je nestabilní.

Rozvoj v řetězový zlomek se provádí tak, že seřazené polynomy od nejvyšší mocniny dělíme v jednom kroku a v následujícím kroku dělíme dělitele z předchozího kroku zbytkem po dělení z předchozího kroku a postup opakujeme.

6.2.1 Příklady

Záporné reálné kořeny. Pro daný polynom $F(p) = p^4 + 6p^3 + 13p^2 + 14p + 6$ rozhodnout zda je obvod stabilní nebo ne.

Rozvíjíme v řetězový zlomek podíl $(p^4 + 13p^2 + 6)/(6p^3 + 14p)$. Dostaneme postupně

$$(p^4 + 13p^2 + 6) : (6p^3 + 14p) = \frac{1}{6}p$$

Zbytek po dělení je $(32/3)p^2 + 6$. Další krok je

$$(6p^3 + 14p) : \left(\frac{32}{3}p^2 + 6\right) = \frac{18}{32}p$$

zbytek po dělení je $(85/8)p$. Další krok je

$$\left(\frac{32}{3}p^2 + 6\right) : \frac{85}{8}p = \frac{256}{255}p$$

Zbytek po dělení je 6. Další krok je

$$\frac{85}{8}p : 6 = \frac{85}{48}p$$

Zbytek po dělení je nula a tedy je rozvoj v řetězový zlomek ukončen. Po rozvoji byly získány celkem 4 kladné konstanty a stupeň polynomu $F(p)$ je 4. Polynom $F(p)$ popisuje stabilní obvod, protože všechny jeho kořeny leží v levé polorovině. Polynom $F(p)$ lze zapsat v tento řetězový zlomek

$$F(p) = \frac{1}{6}p + \frac{1}{\frac{18}{32}p + \frac{1}{\frac{256}{255}p + \frac{1}{\frac{85}{48}p}}}$$

Komplexně sdružené kořeny. Pro daný polynom $F(p) = p^5 + 2p^4 + 3p^3 + 6p^2 + 4p + 8$ rozhodnout zda je obvod stabilní nebo ne.

Rozvíjíme v řetězový zlomek podíl $(p^5 + 3p^3 + 4p)/(2p^4 + 6p^2 + 8)$. Dostaneme

$$(p^5 + 3p^3 + 4p) : (2p^4 + 6p^2 + 8) = \frac{1}{2}p$$

Zbytek po dělení je nulový a tedy rozvoj je již předčasně ukončen, protože stupeň $F(p)$ je 5. Dále hledáme nulové body polynomu $2p^4 + 6p^2 + 8$. Polynom lze rozložit na součin dvou kvadratických polynomů a pak zjistit jejich kořeny.

$$2p^4 + 6p^2 + 8 = 2(p^2 - p + 2)(p^2 + p + 2)$$

Nulové body jsou

$$p_{1,2} = \frac{1}{2} \pm j \frac{\sqrt{7}}{2} \quad p_{3,4} = -\frac{1}{2} \pm j \frac{\sqrt{7}}{2}$$

Je to tedy čtveřice kořenů komplexně sdružených a zrcadlově souměrných dle osy $j\omega$. Polynom $F(p)$ popisuje obvod nestabilní.

Podmíněná stabilita. Pro obvod na obrázku 6.2 se má rozhodnout kdy je obvod stabilní tj. kdy nenastanou oscilace.

Využijeme pro funkci $F(p)$ polynom vypočtený pro tento obvod v úvodním příkladu na využití admitanční matice.

$$F(p) = C_1 C_2 L p^3 + L C_1 G p^2 + (C_1 + C_2)p + y_{21} + G$$

V řetězový zlomek rozvíjíme podíl lichá část / sudá část polynomu $F(p)$. Dostaneme

$$[p^3 C_1 C_2 L + p(C_1 + C_2)] : (p^2 L C_1 G + G + y_{21}) = \frac{C_2}{G} p$$

$$(p^2 L C_1 G + G + y_{21}) : p(C_1 - C_2 \frac{y_{21}}{G}) = \frac{L C_1 G^2}{G C_1 - C_2 y_{21}} p$$

$$p(C_1 - C_2 \frac{y_{21}}{G}) : (y_{21} + G) = \frac{C_1 G - C_2 y_{21}}{G(G + y_{21})} p$$

Konstanty získané dělením budou kladné když $C_1 G - C_2 y_{21} > 0$. Stupeň polynomu $F(p)$ je 3, konstanty získané dělením jsou 3 a soustava je stabilní a nekmitá když je splněna podmínka

$$\frac{C_1}{C_2} > \frac{y_{21}}{G}$$

6.3 Hurwitzovo kritérium

Kritérium publikoval v roce 1895 německý matematik A. Hurwitz [46]. V roce 1877 publikoval anglický matematik E.J.Routh [47] obdobné kritérium stability. Routhovo i Hurwitzovo kritérium vyjadřují v zásadě totéž, mají pouze rozdílnou formulaci. Proto se někdy uvedené kritérium označuje jako Routh - Hurwitzovo.

Charakteristický polynom $F(p)$ definovaný vztahem (6.3) popisuje chování elektrického obvodu. Z koeficientů a_i , $i = 0 \dots n$, sestavíme určitým způsobem matici \mathbf{R} n tého řádu tak, že v hlavní diagonále jsou prvky $R_{11} = a_1$, $R_{22} = a_2$ až $R_{nn} = a_n$. V každém řádku jsou pak doplněny zbývající koeficienty a_i tak, že mají indexy uspořádané sestupně a zbývající prvky matice \mathbf{R} se doplní nulami. Pak se vypočítají hlavní subdeterminanty matice \mathbf{R} řádu 1 až n . Hurwitzovo kritérium stability zní:

Elektrický obvod je stabilní, když všechny hlavní subdeterminanty matice \mathbf{R} jsou kladné.

Například pro polynom $F(p) = a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0$ bude matice \mathbf{R}

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} a_1; & a_0; & 0 \\ a_3; & a_2; & a_1 \\ 0; & 0; & a_3 \end{pmatrix}$$

a odpovídající subdeterminanty budou

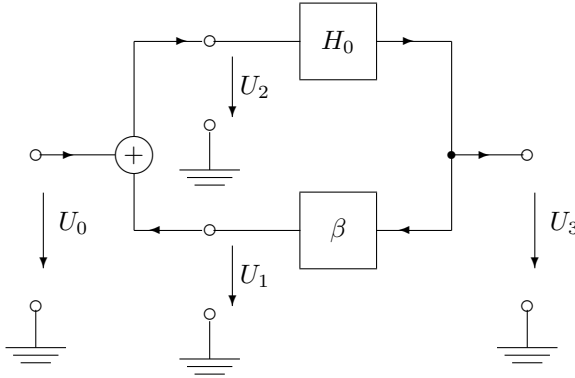
$$\det \mathbf{R}_1 = a_1 \quad \det \mathbf{R}_2 = \begin{vmatrix} a_1; & a_0 \\ a_3; & a_2 \end{vmatrix} \quad \det \mathbf{R}_3 = \begin{vmatrix} a_1; & a_0; & 0 \\ a_3; & a_2; & a_1 \\ 0; & 0; & a_3 \end{vmatrix}$$

6.3.1 Příklad

Podmíněná stabilita. Pro obvod na obrázku 6.2 z úvodního příkladu se má rozhodnout na základě Hurwitzova kritéria, kdy je obvod stabilní tj. kdy nenastanou oscilace.

Vyjde se z determinantu admitanční matice, upraveného na polynom

$$F(p) = C_1 C_2 L p^3 + L C_1 G p^2 + (C_1 + C_2) p + y_{21} + G$$



Obrázek 6.3: Odvození Nyquistova kritéria stability.

Z koeficientů polynomu se sestaví Hurwitzova matice

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} C_1 + C_2; & G + y_{21}; & 0 \\ C_1 C_2 L; & LC_1 G; & C_1 + C_2 \\ 0; & 0; & C_1 C_2 L \end{pmatrix}$$

Vypočítají se příslušné hlavní subdeterminanty a ty musí být kladné, aby obvod byl stabilní. $\det \mathbf{R}_1 = C_1 + C_2 > 0$ to je splněno vždy.

$$\det \mathbf{R}_2 = \begin{vmatrix} C_1 + C_2; & G + y_{21} \\ C_1 C_2 L; & LC_1 G \end{vmatrix} = LC_1(GC_1 - y_{21}C_2) > 0$$

To bude splněno když platí $GC_1 - y_{21}C_2 > 0$.

$$\det \mathbf{R}_3 = \begin{vmatrix} C_1 + C_2; & G + y_{21}; & 0 \\ C_1 C_2 L; & LC_1 G; & C_1 + C_2 \\ 0; & 0; & C_1 C_2 L \end{vmatrix} = C_1 C_2 L \det \mathbf{R}_2 > 0$$

$\det \mathbf{R}_3$ byl získán rozvojem podle 3. řádku. Podmínka bude splněna když bude splněno $\det \mathbf{R}_2 > 0$, což bude když

$$\frac{C_1}{C_2} > \frac{y_{21}}{G}$$

a obvod bude stabilní a nebude kmitat.

6.4 Nyquistovo kritérium

Toto kritérium formuloval roku 1932 švédský elektrotechnik H. Nyquist [48]. Kritérium je použitelné pro obvody se zpětnou vazbou což jsou například oscilátory, zesilovače, regulátory. Odvození vychází z obecného blokového schématu obvodu se zpětnou vazbou na obrázku 6.3. Zde H_0 označuje blok se zesilovacím

prvkem, β je blok s pasivním obvodem označovaný jako zpětnovazební člen, + označuje sčítací uzel, není to jen prosté vodivé propojení vodičů. U_0 je vstupní napětí, U_3 je výstupní napětí. Zpětnovazební člen přivádí jistou část výstupního napětí zpět na vstup zesilovače. Pro sčítací uzel a pro zesílení zesilovacího prvku H_0 a pro přenos zpětnovazebního členu β jsou definovány vztahy

$$U_2 = U_0 + U_1 \quad U_3 = H_0 U_2 \quad U_1 = \beta U_3 \quad (6.5)$$

Pak pro výstupní napětí U_3 lze z uvedených vztahů odvodit

$$U_3 = H_0(U_0 + U_1) = H_0(U_0 + \beta U_3) \quad (6.6)$$

Ze vztahu (6.6) plyne

$$U_3 = \frac{H_0}{1 - \beta H_0} U_0 = H U_0 \quad \text{kde} \quad H = \frac{H_0}{1 - \beta H_0} \quad (6.7)$$

Vztah (6.7) se nazývá Blackův vztah, publikoval roku 1934 americký elektrotechnik H.S. Black [49] pro zesilovač se zpětnou vazbou. H je celkové zesílení obvodu se zpětnou vazbou. Ve vztahu (6.7) ve jmenovateli může být plus nebo mínus podle toho zda je zaveden sčítací nebo rozdílový člen na vstupu, což je dáno zvyklostmi aplikačního oboru (regulační technika, sdělovací technika). Podle působení β pak celkové zesílení H může nabývat různých hodnot. Definuje se, že pokud zpětná vazba působí tak, že zpětnovazební signál zmenšuje výstupní veličinu zesilovače, jde o zpětnou vazbu zápornou, pokud působí tak, že zpětnovazební signál podporuje vznik výstupní veličiny jde o zpětnou vazbu kladnou. Z toho plyne, že pokud platí $H < H_0$ tak jde o zpětnou vazbu zápornou, pokud platí, že $H > H_0$ jde o zpětnou vazbu kladnou. Při kladné zpětné vazbě může nastat stav, že platí

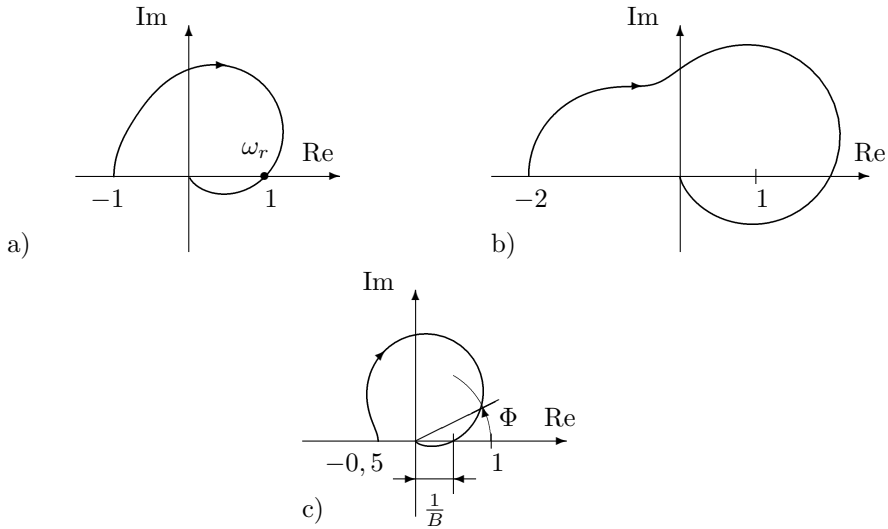
$$1 - \beta H_0 = 0 \quad (6.8)$$

jde o mez nestability a takzvanou obecnou podmínku vzniku oscilací. Zde, jak plyne ze vztahu (6.7), je pro nulové U_0 na vstupu, nenulové U_3 na výstupu, což znamená, že se v obvodu mohou trvale udržet netlumené kmity i když je buzení obvodu na vstupu nulové. Rovnice (6.8) je obecně komplexní, protože zpětnovazební člen β obsahuje impedance, případně i H_0 může být komplexní. Proto se rovnice (6.8) řeší jako soustava dvou rovnic pro proměnnou $p = j\omega$

$$\text{Re}(1 - \beta H_0 = 0) \quad \text{Im}(1 - \beta H_0 = 0) \quad (6.9)$$

Zpravidla se nejprve z rovnice pro imaginární část vypočítá oscilační kmitočet ω a pak po jeho dosazení se řeší rovnice pro reálnou část, ze které plyne amplitudová podmínka vzniku oscilací. Dle rovnic (6.9) lze také formulovat podmínky vzniku oscilací, že celkový fázový posun signálu musí být nulový tj. fázový posun zpětnovazebního členu se právě kompenzuje fázovým posunem zesilovacího členu a zesílení zesilovacího prvku musí právě kompenzovat útlum zpětnovazebního členu ($H_0 = 1/\beta$).

Výraz $1 - \beta H_0$ se označuje jako vratný rozdíl F , a výraz βH_0 se označuje jako přenos rozpojené smyčky zpětné vazby. Vyneseme-li do komplexní roviny výraz βH_0 pro kmitočet $p = j\omega$ jako parametr, získáme Nyquistův diagram podle kterého lze posoudit stabilitu obvodu. Nyquistovo kritérium stability zní



Obrázek 6.4: Různé případy Nyquistových diagramů.

Obepíná-li v komplexní rovině graf funkce βH_0 bod 1 na reálné ose je obvod nestabilní. Prochází-li tímto bodem je obvod na mezi stability. Neobepíná-li tento bod je obvod stabilní.

Nyquistovo kritérium je vlastně jen grafickým vyjádřením rovnice (6.8). Výhoda Nyquistova diagramu je v názornosti a v tom, že poskytuje i kvantitativní informace o stabilitě, nevýhoda je v náročnosti na numerický výpočet.

Pro různé hodnoty parametrů lze získat různé typy Nyquistových diagramů znázorněných na obrázku 6.4. Pro obvod na mezi stability jsou splněny podmínky vzniku oscilací. Tomu odpovídající Nyquistův diagram je na obrázku 6.4a). Křivka prochází bodem 1 na reálné ose. Na křivce je vyznačen oscilační kmitočet pro parametr křivky $\omega_r = 1$. Na obrázku 6.4b) je křivka nestabilního obvodu. Obvod se chová jako oscilátor. Křivka obepíná bod 1 na reálné ose. Třetí případ je na obrázku 6.4c). Jedná se o Nyquistův diagram stabilního obvodu. Bod 1 na reálné ose leží vpravo od křivky. Obvod nekmitá a mohl by to být třeba diagram zesilovače. Pro kvantitativní posuzování stability se definují pojmy jako fázová bezpečnost Φ a amplitudová bezpečnost B , které jsou vyznačeny na obrázku 6.4c). Úhel Φ je úhel mezi reálnou osou a průsečíkem Nyquistovy křivky s jednotkovou kružnicí o poloměru $|\beta H_0| = 1$, a B je velikost $1/|\beta H_0|$ při kmitočtu kdy Nyquistova křivka protne reálnou osu.

6.4.1 Příklad

Rozbor podmíněně stabilního obvodu. Pro obvod na obrázku 6.2 stanovíme podmínky vzniku oscilací a sestavíme Nyquistovy diagramy pro podmínky kdy je obvod stabilní, na mezi stability a nestabilní.

Pro řešení je vhodné překreslit zapojení z obrázku 6.2 podle schématu 6.3. Dostaneme tak schéma na obrázku 6.5a). Zesilovač je zde znázorněn řízeným zdrojem s vodivostí G a zpětnovazební pasivní člen je připojen paralelně k tomuto zdroji. Pro proud I řízeného zdroje platí definice $I = y_{21}U_1$, Pro vlastní výpočet je potřeba obecně rozpojit zpětnou vazbu v takovém místě, aby tím nebyla ovlivněna žádná obvodová veličina. To je možné určitě vždy v místě naznačeném čárkovaně. Je to právě mezi vstupní a výstupní branou řízeného zdroje. Je to možné proto, že vazba mezi napětím U_1 na vstupu řízeného zdroje a mezi proudem I na výstupu řízeného zdroje je čistě matematická a není zprostředkována žádným jiným obvodovým prvkem a společným spojovacím vodičem v daném místě neteče proud. Dostaneme tak schéma na obrázku 6.5b).

V tomto schématu je potřeba vypočítat napětí U_1 . Obvod lze řešit metodou uzlových napětí. Dostaneme soustavu rovnic

$$\begin{pmatrix} G + pC_2 + \frac{1}{pL}; & -\frac{1}{pL} \\ -\frac{1}{pL}; & pC_1 + \frac{1}{pL} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_2 \\ U_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -I \\ 0 \end{pmatrix}$$

kde $I = y_{21}U_1$. Podle definice platí $I = H_0U_1$ a tedy $H_0 = y_{21}$. Platí také $U_1 = \beta I$. Řešením soustavy rovnic vypočítáme U_1 . Potom pro β platí po dosazení za U_1

$$\beta = \frac{U_1}{I} = \frac{-1}{LC_1C_2p^3 + GC_1Lp^2 + (C_1 + C_2)p + G}$$

Dosadíme do rovnice $1 - \beta H_0 = 0$ za H_0 a β a dostaneme

$$LC_1C_2p^3 + GC_1Lp^2 + (C_1 + C_2)p + G + y_{21} = 0$$

Po dosazení za $p = j\omega$ dostaneme rovnici

$$-jLC_1C_2\omega^3 - GC_1L\omega^2 + j(C_1 + C_2)\omega + G + y_{21} = 0 \quad (6.10)$$

Řešením imaginární části rovnice (6.10) dostaneme rovnici pro kmitočet oscilací

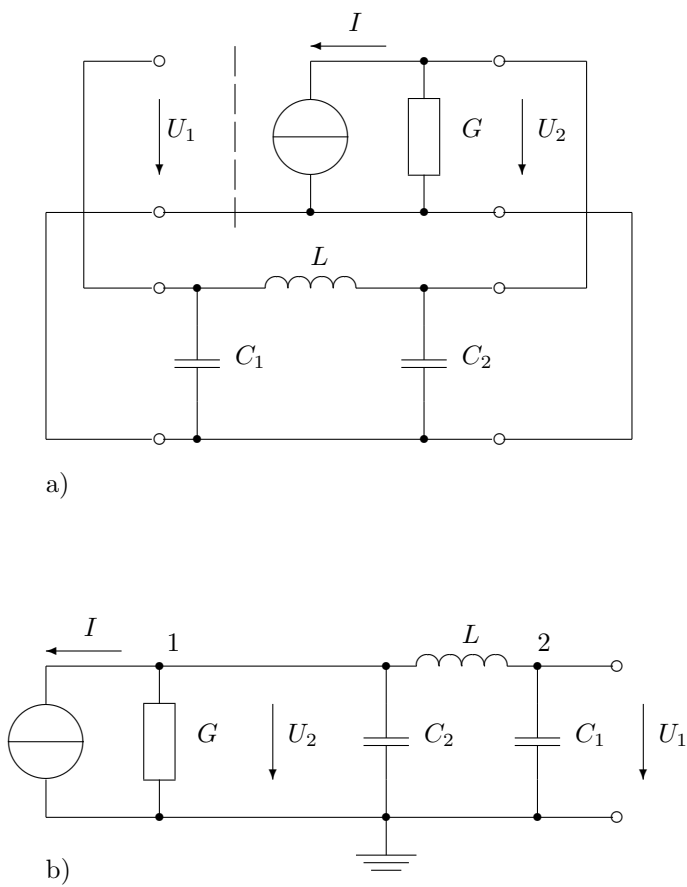
$$-LC_1C_2\omega^3 + (C_1 + C_2)\omega = 0$$

Řešení $\omega = 0$ neuvažujeme (to je pro stejnosměrné veličiny). Nenulový kmitočet je pro

$$\omega_r = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{LC_1C_2}}$$

Z reálné části rovnice (6.10) dostaneme rovnici

$$-GC_1L\omega^2 + G + y_{21} = 0$$



Obrázek 6.5: Příklad na Nyquistovo kritérium stability.

a po dosazení za $\omega = \omega_r$ dostaneme z této rovnice amplitudovou podmínku pro vznik oscilací

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{y_{21}}{G}$$

Pro sestavení Nyquistova diagramu je potřeba nejprve vypočítat součin βH_0 . Z již vypočtených vztahů dostaneme

$$\beta H_0 = \frac{-y_{21}}{LC_1 C_2 p^3 + GC_1 L p^2 + (C_1 + C_2)p + G}$$

po dosazení za $p = j\omega$ a rozdělení na reálnou a imaginární část dostaneme

$$\operatorname{Re}(\beta H_0) = \frac{\omega^2 LC_1 G y_{21} - y_{21} G}{(-\omega^2 LC_1 G + G)^2 + [-\omega^3 LC_1 C_2 + \omega(C_1 + C_2)]^2} \quad (6.11)$$

$$\operatorname{Im}(\beta H_0) = \frac{\omega y_{21}(C_1 + C_2) - \omega^3 LC_1 C_2 y_{21}}{(-\omega^2 LC_1 G + G)^2 + [-\omega^3 LC_1 C_2 + \omega(C_1 + C_2)]^2} \quad (6.12)$$

Vypočtené hodnoty rovnic (6.11) a (6.12) pro různé hodnoty parametru ω vytvoří křivku v komplexní rovině. Pro hodnoty ze zadání úvodního příkladu $L = 33$ mH, $C_1 = 300$ nF, $C_2 = 100$ nF, $y_{21} = 0,1$ S, $G = 5 \cdot 10^{-4}$ S vycházejí koeficienty rovnic (6.11) a (6.12) jako extrémně malá čísla, což je právě častý případ pro praktické hodnoty součástí. Pak mohou i hodnoty výrazů (6.11) a (6.12) vycházet jako extrémně malá či velká čísla a může dojít při takových výpočtech k potížím s vhodným zobrazením grafu či výpočtu hodnot. Proto je vhodné upravit koeficienty tak, aby výsledky vycházely v oblasti přiměřených malých čísel při zachování kvalitativního charakteru diagramu. K tomu je možné použít metodu kmitočtového a impedančního normování, které převede původní hodnoty obvodových prvků na vhodnou velikost. Zvolíme normalizační hodnotu odporu $R_0 = 2000 \Omega$ (převratná hodnota G), a normalizační kmitočet $f_0 = 3200$ Hz (kmitočet oscilací). Vypočteme normované hodnoty obvodových prvků dle vztahů:

$$g = GR_0 \quad l = \frac{2\pi f_0 L}{R_0} \quad c = R_0 C 2\pi f_0 \quad Y_{21} = y_{21} R_0 \quad (6.13)$$

zde Y_{21} označuje normovanou hodnotu y_{21} . Pak dostaneme

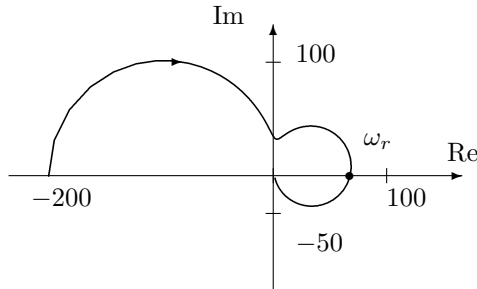
$$g = 1 \quad l \doteq 0,33 \quad c_1 \doteq 12 \quad c_2 \doteq 4 \quad Y_{21} = 200 \quad (6.14)$$

Po dosazení normovaných hodnot do (6.11) a (6.12) dostaneme:

$$\operatorname{Re}(\beta H_0) = \frac{792\omega^2 - 200}{(1 - 4\omega^2)^2 + (16\omega - 16\omega^3)^2} \quad (6.15)$$

$$\operatorname{Im}(\beta H_0) = \frac{3200\omega - 3160\omega^3}{(1 - 4\omega^2)^2 + (16\omega - 16\omega^3)^2} \quad (6.16)$$

Nyquistův diagram vypočtený pro různé hodnoty ω je na obrázku 6.6. Na křivce je vyznačen i oscilační kmitočet ω_r , který má normovanou hodnotu rovnu jedné. Pro vykreslení diagramu jsou použity normované hodnoty $\omega = 0$ až 2.



Obrázek 6.6: Nyquistův diagram obvodu.

6.5 Michajlovovo - Leonhardovo kritérium

Toto kritérium uveřejnil roku 1938 A.V. Michajlov [50] a později ho zdokonalil roku 1944 A. Leonhard [51]. Pro charakteristický polynom $F(p)$ se sleduje celková změna úhlu kterou opíše bod na křivce $F(p)$ v komplexní rovině pro proměnnou $p = j\omega$ pro hodnoty kmitočtů ω od nuly do nekonečna. Podle Michajlovova - Leonhardova pravidla je obvod stabilní tehdy, když celková změna tohoto úhlu je rovna $\Delta\varphi = n\pi/2$, kde n je nejvyšší stupeň polynomu $F(p)$. Je-li tato změna menší než $n\pi/2$ je obvod nestabilní. V komplexní rovině vynášíme na reálnou osu $\text{Re}F(j\omega)$, na imaginární osu vynášíme $\text{Im}F(j\omega)$. Pravidlo lze formulovat také tak, že obvod je stabilní je-li počet průchodů křivky $F(j\omega)$ kvadranty roven n . Je-li menší je obvod nestabilní. Průchod počátkem souřadnic se nepočítá.

Polynom $F(p)$ lze zapsat pomocí kořenů p_i jako

$$F(p) = a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} \cdots a_0 = (p - p_n)(p - p_{n-1}) \cdots (p - p_1) \quad (6.17)$$

kde $p_i = \sigma_i + j\omega_i$. Jednotlivé součiny v závorkách vztahu (6.17)a) představují komplexní čísla a při užití exponenciálního zápisu komplexního čísla platí

$$F(p) = A_n \cdots A_1 \exp(\varphi_n + \cdots \varphi_1) \quad (6.18)$$

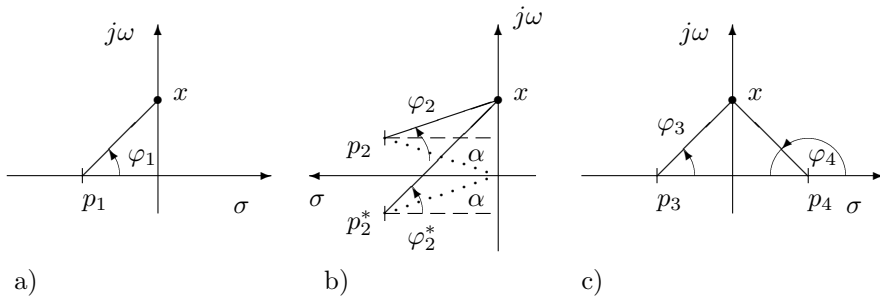
kde A_i jsou velikosti a φ_i jsou úhly komplexních čísel.

Polynom $F(p)$ může mít kořeny rozložené určitým způsobem. Pro kořeny p_i ležící v otevřené levé polovině, což je například kořen $p_1 = \sigma_1$ na obrázku 6.7. Pokud se kmitočet ω bude měnit od nuly do nekonečna, tak se úhel φ bude měnit od nuly do $\pi/2$. a tedy celková změna úhlu je $\Delta\varphi = \pi/2$, což lze zapsat pro $p = j\omega$ jako

$$(\sigma_1 + j\omega) \quad \varphi_1 = \arctan \frac{\omega}{\sigma_1} \quad \Delta\varphi_1 = \frac{\pi}{2} - 0 = \frac{\pi}{2}$$

Případ komplexně sdružených kořenů $p_2 = \sigma_2 + j\omega_2$ a $p_2^* = \sigma_2 - j\omega_2$ ležících v otevřené levé polovině je na obrázku 6.7b). Pro P_2 bude platit

$$(\sigma_2 + j(\omega - \omega_2)) \quad \varphi_2 = \arctan \frac{\omega - \omega_2}{\sigma_2} \quad \Delta\varphi_2 = \frac{\pi}{2} - (-\alpha)$$



Obrázek 6.7: Odvození Michajlovova - Leonhardova kritéria stability.

Kde $-\alpha$ je úhel pro nulový kmitočet. Pro P_2^* bude platit

$$(\sigma_2 + j(\omega + \omega_2)) \quad \varphi_2^* = \arctan \frac{\omega + \omega_2}{\sigma_2} \quad \Delta\varphi_2^* = \frac{\pi}{2} - \alpha$$

Celkový příspěvek změny úhlu od dvojice komplexně sdružených kořenů je tedy

$$\Delta\varphi_{p2} = \Delta\varphi_2 + \Delta\varphi_2^* = \pi$$

Na obrázku 6.7c) je případ kořenů $p_3 = \sigma_3$ a $p_4 = -\sigma_3$ zrcadlově souměrných podle imaginární osy. Pro p_3 platí

$$(\sigma_3 + j\omega) \quad \varphi_3 = \arctan \frac{\omega}{\sigma_3} \quad \Delta\varphi_3 = \frac{\pi}{2} - 0 = \frac{\pi}{2}$$

Pro p_4 platí

$$(-\sigma_3 + j\omega) \quad \varphi_3 = -\arctan \frac{\omega}{\sigma_3} \quad \Delta\varphi_3 = -\frac{\pi}{2} - 0 = -\frac{\pi}{2}$$

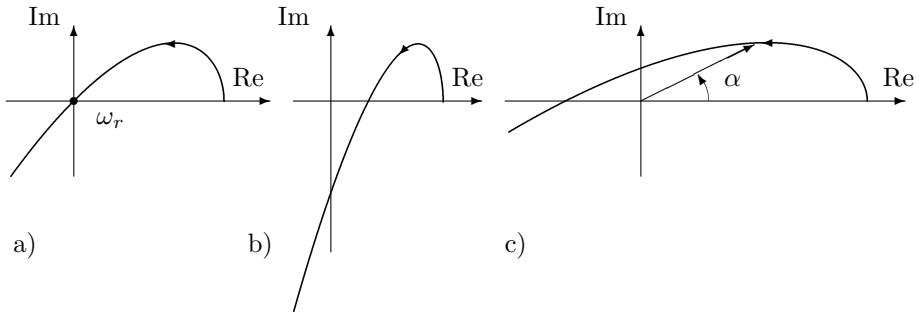
$$\Delta\varphi_{p3,4} = \Delta\varphi_3 + \Delta\varphi_4^* = 0$$

Celkový příspěvek změny úhlu od kořenů p_3 a p_4 je tedy nulový. Lze tedy říci, že příspěvky změn úhlů od kořenů ležících v pravé polorovině se odečítají od příspěvků kořenů ležících v levé polorovině. Na obrázku 6.7c) je naznačen kořen $p_0 = j\omega_0$ na imaginární ose. Pro něj platí, že

$$j(\omega - \omega_0) \quad \varphi_0 = \arctan \frac{\omega - \omega_0}{0} = \frac{\pi}{2} \quad \text{pro všechny } \omega$$

a tedy celková změna úhlu je $\Delta\varphi_0 = \pi/2 - \pi/2 = 0$. Kořeny na imaginární ose tedy k celkové změně úhlu nepřispívají. Z tohoto rozboru je zřejmé, že pokud je n kořenů vlevo od imaginární osy je celková změna úhlu $n\pi/2$. Pokud některé kořeny leží na imaginární ose nebo vpravo, tak tato změna je menší než $n\pi/2$.

Na obrázku 6.8 jsou uvedeny různé případy jak může vypadat křivka v v případě Michajlovova - Leonhardova kritéria. Pokud bychom uvažovali například rovnici třetího řádu $n = 3$ tak na obrázku 6.8a) je křivka která prochází



Obrázek 6.8: Různé případy křivek na Michajlovovo - Leonhardovo kritérium stability.

jen dvěma kvadranty a počátkem souřadnic obvod je na mezi stability. Celková změna úhlu α je jen π při změnách kmitočtu od nuly do nekonečna. Je zde vyznačen bod na křivce odpovídající oscilačnímu kmitočtu ω_r . Na obrázku 6.8b) je křivka která patří nestabilnímu obvodu. Jde tedy o oscilátor. Celková změna úhlu je menší než π . Na obrázku 6.8c) je případ kdy křivka prochází třemi kvadranty a obvod je stabilní, nekmitá. Křivka může popisovat zesilovač. Celková změna úhlu je $3\pi/2$. Je zde také vyznačen úhel α , který opisuje bod na křivce při postupné změně kmitočtu od nuly do nekonečna.

6.5.1 Příklad

Rozebíráme podmíněně stabilní obvod. Pro obvod na obrázku 6.2 stanovte kdy je obvod stabilní, na mezi stability a nestabilní na základě Michajlova - Leonhardova kritéria.

Pro určení vhodné funkce $F(p)$ využijeme polynomu z rovnice (6.4).

$$F(p) = C_1 C_2 L p^3 + LC_1 G p^2 + (C_1 + C_2)p + y_{21} + G$$

Dosadíme za $p = j\omega$

$$F(j\omega) = -jC_1 C_2 L \omega^3 - LC_1 G \omega^2 + j(C_1 + C_2)\omega + y_{21} + G$$

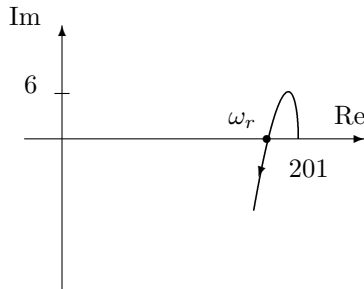
Pro nakreslení grafu rozdělíme $F(j\omega)$ na reálnou a imaginární část.

$$\text{Re } F(j\omega) = y_{21} + G - LC_1 G \omega^2$$

$$\text{Im } F(j\omega) = (C_1 + C_2)\omega - C_1 C_2 L \omega^3 \quad (6.19)$$

Obdobně i zde je pro zobrazení grafu vhodné s ohledem na výpočty použít normované hodnoty obvodových prvků vypočtené v příkladu na Nyquistovo kritérium. Dostaneme tak

$$\text{Re } F(j\omega) = 201 - 4\omega^2$$



Obrázek 6.9: Výsledná křivka obvodu.

$$\operatorname{Im} F(j\omega) = 16\omega - 16\omega^3 \quad (6.20)$$

Pro hodnoty normovaného kmitočtu $\omega = 0$ až 1,2 je vykreslena křivka na obrázku 6.9

6.6 Imitanční kritérium

Imitanční kritérium je založeno na myšlence, že libovolný oscilátor lze rozložit na dva dvojpóly dle obrázku 6.10a). Dvojpól P představuje pasivní část obvodu tj. ztrátový rezonanční obvod a dvojpól A obsahuje zbytek obvodu tzv. aktivní dvojpól. Úkolem aktivního dvojpólu je kompenzovat ztráty vznikající v dvojpólu P, čili dodávat energii skutečnému rezonančnímu obvodu aby mohl kmitat. Podle toho zda se jedná o sériový nebo paralelní kmitavý obvod lze rozložit dvojpóly P a A na případy znázorněné na obrázcích 6.10b) a 6.10c). Rozlišují se tzv. mezní a počáteční podmínky vzniku oscilací. Počáteční podmínky jsou v obvodu v okamžiku připojení napájecího zdroje k obvodu. Mezní podmínky jsou takové, které charakterizují ustálený periodický stav kmitajícího oscilátoru.

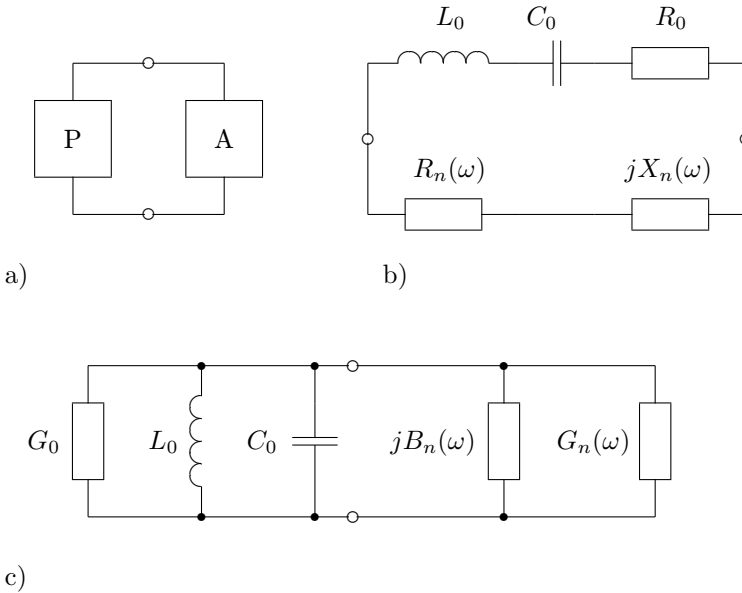
V případě obrázku 6.10b) lze mezní podmínky pro sériový kmitavý obvod zapsat jako

$$Z(j\omega_r) = 0 \quad (6.21)$$

kde $Z(j\omega_r)$ je ekvivalentní impedance smyčky při kmitočtu oscilací ω_r . Tuto rovnici pro komplexní impedanci lze rozložit na dvě rovnice pro reálnou a imaginární část impedance jako

$$R_0 + R_{\text{ne}}(\omega_r) = 0 \quad (6.22)$$

$$\omega_r L_0 - \frac{1}{\omega_r C_0} + X_{\text{ne}}(\omega_r) = X_0 + X_{\text{ne}}(\omega_r) = 0 \quad (6.23)$$



Obrázek 6.10: Princip imitanciálního kritéria.

kde parametry $R_{ne}(\omega_r)$ a $X_{ne}(\omega_r)$ jsou ekvivalentní parametry aktivního dvojpólu příslušné ustálenému periodickému stavu, které závisí na ω a amplitudě oscilací. Počáteční podmínky oscilací lze vyjádřit jako

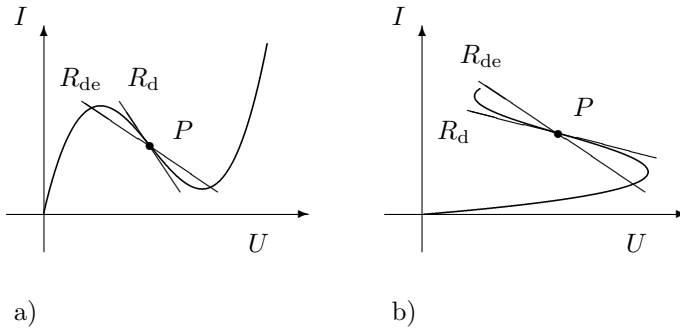
$$R_0 + R_n(\omega) < 0 \quad (6.24)$$

$$X_0(\omega) + X_n(\omega) = 0 \quad (6.25)$$

kde index n označuje počáteční hodnoty ekvivalentních parametrů. Nerovnost (6.24) znamená, že na počátku vzniku oscilací převládá v obvodu záporný odpor, ten způsobí rozkmitání a pak se podmínky v aktivním obvodu mění dynamicky tak, že hodnota odporu zvyšuje až do dosažení rovnosti (6.22), což znamená periodicky se měnící ustálený stav. Převládnout hodnota ztrátového odporu nemůže, protože to by znamenalo zánik netlumených kmitů. Z rovnice (6.23) se stanovuje kmitočet oscilací ω_r , a z rovnice (6.22) se určuje potřebný záporný odpor aktivního prvku pro udržení netlumených kmitů. Rovnice (6.23) je tzv. fázová podmínka vzniku oscilací tj. že celkový fázový posun v obvodu musí být nulový, a rovnice (6.22) je tzv. amplitudová podmínka vzniku oscilací, tj. že celkové zesílení v obvodu musí být nulové.

Pro paralelní rezonanční obvod a schéma na obrázku 6.10c) lze analogicky napsat rovnici pro oscilace

$$Y(j\omega_r) = 0 \quad (6.26)$$



Obrázek 6.11: Charakteristiky součástek se záporným diferenciálním odporem. Je vyznačen klidový pracovní bod P a polohy přímk se záporným diferenciálním odporem.

kde $Y(j\omega_r)$ je celková admitance obvodu na kmitočtu ω_r mezi svorkami. Tuto rovnici lze rozepsat pro reálnou a imaginární část jako

$$G_0 + G_{ne}(\omega_r) = 0 \quad (6.27)$$

$$\omega_r C_0 - \frac{1}{\omega_r L_0} + B_{ne}(\omega_r) = B_0 + B_{ne}(\omega_r) = 0 \quad (6.28)$$

Počáteční podmínky vzniku oscilací lze pak vyjádřit jako

$$G_0 + G_n(\omega) < 0 \quad (6.29)$$

$$B_0 + B_n(\omega) = 0 \quad (6.30)$$

Imitanční metoda je výhodná tam, kde v náhradní impedanci Z_n aktivní částí obvodu převládá záporný odpor a pasivní část P obsahuje všechny prvky rezonančního obvodu. Prakticky lze použít imitanční metodu na oscilátory obsahující prvek který má na své voltampérové charakteristice oblast se záporným diferenciálním odporem. Teoreticky je možno nahlížet i na jiné oscilátory, třeba zpětnovazební, z pohledu imitančního kritéria, ale rozbor by byl velmi složitý a nepraktický.

Voltampérové charakteristiky součástek se záporným diferenciálním odporem lze rozdělit na dva typy. Charakteristika typu N (připomíná písmeno N) viz obr. 6.11a) a charakteristiku typu S (připomíná písmeno S) viz obr. 6.11b). Charakteristiku typu N má například tunelová dioda, tetroda. Charakteristiku typu S má například jednopřechodový tranzistor (UJT), diac, tyristor, triac, termistor, doutnavka. Také existují různá zapojení s tranzistory, která mají charakteristiku N nebo S. Na obrázku 6.11 směrnice tečny v pracovním bodě P určuje hodnotu záporného diferenciálního odporu R_d . Směrnice přímk R_{de}

procházející pracovním bodem P označuje tzv. ekvivalentní diferenciální odpor R_{de} , definovaný vztahem

$$R_{de} = \frac{U_{1m}}{I_{1m}} \quad (6.31)$$

kde U_{1m} a I_{1m} jsou amplitudy základní harmonické oscilací. Velikosti amplitud oscilací jsou právě omezeny ostrými ohyby charakteristik - za nimi se totiž mění hodnota diferenciálního odporu v daném bodě tečny k charakteristice ze záporné na kladnou. Při počátku vzniku oscilací jsou amplitudy kmitů malé a tedy polohy obou přímek splývají R_{de} se příliš neliší od R_d . Při dosažení ohybů na charakteristikách, či jejich překročení jsou rozdíly R_{de} a R_d větší.

U součástek s charakteristikou N se při rozkmitání obvodu hodnota R_{de} snižuje, protože dle obrázku 6.11a) platí

$$R_{de} < R_d \quad (6.32)$$

R_{de} je tedy zápornější než R_d . Z rovnic (6.27) a (6.29) pro paralelní obvod plyne, že

$$G_n < G_{ne} \rightarrow R_n > R_{ne} \quad (6.33)$$

což odpovídá kvalitativně rovnici (6.32) a tedy součástka s charakteristikou N může rozkmitat jen paralelní rezonanční obvod. Principiální zapojení je na obrázku 6.12a).

U součástek s charakteristikou S se při rozkmitání obvodu hodnota R_{de} zvyšuje, protože 6.11b) platí

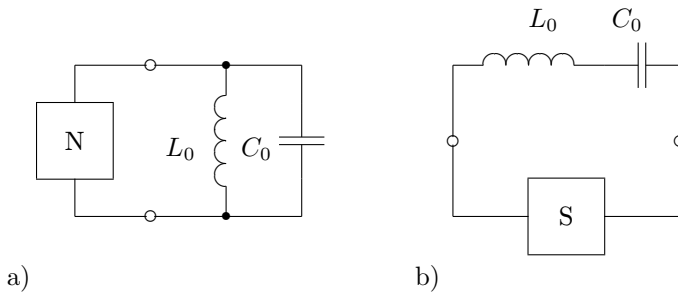
$$R_{de} > R_d \quad (6.34)$$

R_{de} je tedy méně záporné (kladnější) než R_d . Z rovnic (6.22) a (6.24) pro sériový obvod plyne, že

$$R_n < R_{ne} \quad (6.35)$$

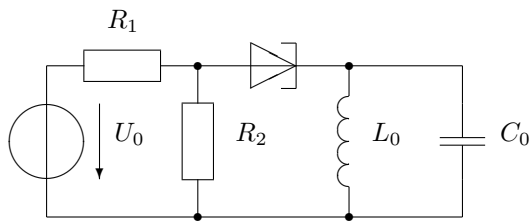
což odpovídá kvalitativně rovnici (6.34) a tedy součástka s charakteristikou S může rozkmitat jen sériový rezonanční obvod. Principiální zapojení je na obrázku 6.12b).

Klidový pracovní bod P (z hlediska stejnosměrného proudu) na charakteristice musí být určen jednoznačně zatěžovací charakteristikou napájecího zdroje. Tato zatěžovací charakteristika musí protínat charakteristiku součástky jen v jednom bodě, protože bod P na části se záporným R_d je nestabilní a pokud zatěžovací přímka zdroje protíná charakteristiku prvku nejen v bodě P ale i jiných bodech, tak skutečný pracovní bod se přemístí do jednoho z těchto bodů (ty jsou stabilní, protože tam je kladný R_d) a obvod kmitat nebude. Proto napájecí zdroj pro obvod typu N musí mít charakter napětového zdroje tj. malý vnitřní odpor. Musí platit $R_i \leq |R_d|$. Zdroj pro napájení obvodu typu S musí mít charakter proudového zdroje tj. velký vnitřní odpor. Musí platit $R_i \geq |R_d|$. Proto obvody typu S jsou zpravidla napájeny ze zdroje vyššího napětí (desítky až stovky V) s velkým odporem (desítky až stovky $k\Omega$) v sérii. Kmitočet oscilací

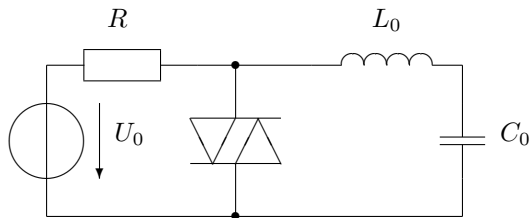


Obrázek 6.12: Principiální zapojení typů obvodů N a S a rezonančních obvodů.

zpravidla nebývá vysoký desítky až stovky kHz. Obvody typu N jsou napájeny ze zdroje malého napětí (jednotky voltů) s malým odporem (jednotky až desítky Ω). Kmitočet oscilací bývá zpravidla vyšší až do stovek MHz. Maximální dosažitelný kmitočet plyne, ale z fyzikální povahy součástek. Příklad praktického zapojení oscilátoru se součástkami s charakteristikou N a S je na obrázku 6.13. Tunelová dioda dříve velmi oblíbená se dnes již sériově nevyrobí. Důvodem je nutnost použití napájecího zdroje velmi malého napětí cca desetiny voltu, realizovaného zpravidla pomocí odporového děliče z malých odporů cca desítky a jednoty ohmů, to že amplituda a výkon oscilací jsou malé a součástka má malou odolnost v závěrném směru. Amplituda je v oblasti mV, výkon v oblasti mW a kmitočet oscilací bez problémů stovky MHz.



a)



b)

Obrázek 6.13: Příklad zapojení oscilátorů se záporným diferenciálním odporem.
a) s tunelovou diodou, b) s diakem.