

5. Generátory signálov

Generátory signálov sa používajú v každom technicky využiteľnom frekvenčnom pásme. Najdôležitejšími tvarmi generovaných signálov sú harmonické (sinusové), pravouhlé trojuholníkové a pilovité. Hlavnými princípmi používanými pre generovanie signálov sú:

Zosilňovač s kladnou spätnou väzbou v spínacom režime vytvárajúci impulzný priebeh - preklápacie obvody. Iné tvary sa vytvoria pomocou tvarovacích obvodov.

Zosilňovač s kladnou spätnou väzbou s premenným zosilnením pri malom skreslení (LC a RC oscilátory)

Syntetické vytváranie signálov. Perioda požadovaného priebehu je zaregistrovaná v číslicovej pamäti a následná konverzia do analógovej formy sa realizuje v číslicovo analógovom prevodníku. Vyčítavanie údajov sa opakuje s požadovanou frekvenciou. Je možné vytvoriť priebehy ľubovoľného tvaru napr. EKG priebeh Waveletové vlnky a atď.

Vznik oscilácií pri prvých dvoch princípoch je prípadom kladnej spätnej väzby vhodnej len pre jednu frekvenciu podľa kap.4. Prenos otvorenej slučky spätnej väzby je komplexný. Podmienka vzniku oscilácií $|A(\omega_0)\beta(\omega_0)| \geq 1$ je doplnená aj fázovou podmienkou $\text{Arg}\{|A(\omega_0)\beta(\omega_0)| = 0, 2\pi, 4\pi, \dots\}$. Amplitúda kmitov rastie s časom dovtedy, kým sa zosilnenie $A(\omega_0)$ neobmedzí nelinearitou obvodu alebo samostatným regulačným obvodom. Amplitúda sa ustáli vtedy keď prenos otvorenej slučky spätnej väzby klesne na hodnotu $|A(\omega_0)\beta(\omega_0)| = 1$. Pozitívny dopad nelineárnych vlastností elektronického obvodu na stabilizáciu amplitúdy je zaplatený harmonickým skreslením výstupného signálu. Pri plynulom znižovaní zosilnenia nárastom amplitúdy je skreslenie menšie ako v prípade kedy stredná hodnota zosilnenia sa začne znižovať len keď výstupný signál je obmedzený napájacími napätiami. Výstupný signál je obdĺžnikový čo predstavuje maximálne skreslenie signálu.

V generátoroch pravouhlého elektronické obvody pracujú ako spínacom režime ako logické obvody. Frekvencia jednoduchých preklápacích obvodov je určená členmi RC a prahovými hodnotami zapojenia. Frekvenciu oscilátorov harmonického napätia určujú obyčajné rezonančné LC obvody alebo fázu posúvajúce články RC a mechanické rezonátory. Hodnota rezonančnej frekvencie závisí hlavne od pasívnych prvkov v spätnej väzbe. Sinusové generátory majú preto obyčajne lepšiu stabilitu ako generátory pravouhlého signálu.

Samostatnú skupinu tvoria generátory funkcií. Sú zvlášť vhodné pre nízke frekvencie. Generátor vytvára trojuholníkový priebeh preklápacím obvodom. Ostatné požadované tvary sa tvoria z rojuholníkového pomocou tvarovacích obvodov.

V ďalšom sa generátormi pravouhlých priebehov z časových dôvodov nebudeme zaoberať. Čitateľ sa s podrobnosťami môže zoznámiť v predmete Impulzová technika.

5.1 Generátory harmonického signálu

Ako sme už spomenuli harmonické signály možno vyrobiť v oscilátoroch so spätnou väzbou. Na základe toho oscilátor charakterizujú tri časti:

- Zosilňovač s minimálne jedným aktívnym prvkom pôsobiacim na signál zosilnením $A(\omega_0)\beta(\omega_0) > 1$
- Spätnoväzobný blok s frekvenčne selektívnymi vlastnosťami.
- Nelineárny prvok alebo regulačný článok na zabezpečenie konštantnej amplitúdy. dosiahnutie $|A(\omega_0)\beta(\omega_0)| = 1$) Aby harmonické oscilátory dodávali podľa možnosti neskreslené harmonické napätie s konštantnou amplitúdou, je potrebná stabilizácia amplitúdy s minimálnym skreslením. V generátoroch pravouhlého signálu skreslené výstupné napätie má amplitúdu obmedzenú napájaním. Tento obmedzovací efekt zabezpečí splnenie podmienky $|A(\omega_0)\beta(\omega_0)| = 1$ pre základnú harmonickú.

Hranice medzi jednotlivými blokmi sa môžu prelínať. Pri štúdiu vlastností oscilátorov potrebujeme poznať tieto tri parametre.

- Výstupnú frekvenciu (ω_0).
- Amplitúdu výstupného signálu $A(\omega_0)$
- Skreslenie výstupného harmonického napätia je definované výrazom THD (Total Harmonic Distortion)

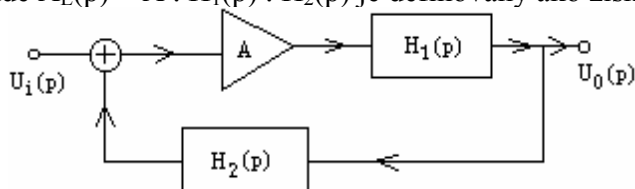
$$THD = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left[\frac{U_{tk}}{U_{t1}} \right]^2}$$

5.1.1 Podmienky pre vznik oscilácií

Prenosová funkcia spätnoväzobného zosilňovača je na obr. 5.1.

$$\frac{U_0(p)}{U_1(p)} = \frac{A \cdot H_1(p)}{1 - A \cdot H_1(p) \cdot H_2(p)} = \frac{A \cdot H_1(p)}{1 - A_L(p)} \quad (5.1)$$

kde $A_L(p) = A \cdot H_1(p) \cdot H_2(p)$ je definovaný ako zisk rozpojenej slučky spätnej väzby.



Obr.5.1 Štruktúra oscilátora

Póly spätnoväzobného zosilňovača sú nuly resp. korene polynómu $1 - A_L(p) = 0$. Rozkladom tejto podmienky dostaneme dve rovnice.

$$\operatorname{Re}\{A_L(\omega_0)\} = 1; \quad (5.2)$$

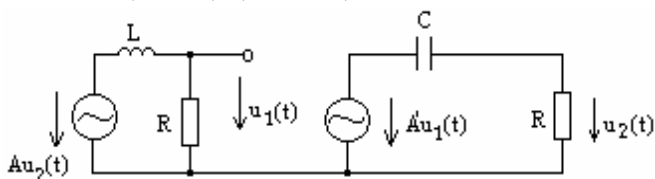
$$\operatorname{Im}\{A_L(\omega_0)\} = 0$$

Najjednoduchšia kombinácia pólov a núl potrebná pre vznik oscilácií je možná pre $A_L(p)$

$$A_L(p) = \frac{A\omega_1 p}{(p + \omega_1)(p + \omega_2)} = 1 \quad (5.3)$$

Obvod s takouto prenosovou funkciou je na obr. 6.2

$$A_L(p) = \frac{A^2 \left(\frac{R}{L}\right) p}{\left(\frac{R}{L} + p\right) \left(\frac{1}{RC} + p\right)} \quad (5.4)$$



Obr. 5.2 Obvod s prenosovou funkciou (5.2)

Potom z podmienok (5.2) dostaneme hodnoty frekvencií a minimálne zosilnenie

$$A = A^2, \omega_1 = R/L, \omega_2 = 1/RC,$$

$$\text{platí } \omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ a } A^2 = 2. \text{ t.j.} \quad (5.5)$$

Iným prípadom môže byť situácia, keď $A_L(p)$ má dvojicu komplexne združených pólov a nulu v počiatku, alebo jeho blízkosti.

Obvod s týmito vlastnosťami je na obr. 5.3. Napätie na rezonančnom obvode je určené výrazom. Vodivosť G_T predstavuje výslednú vodivosť paralelne pripojenú k indukčnosti L a kapacite C . V prípade väzby pomocou transformátora je jeho účinok nahradený jeho vstupnou indukčnosťou L (indukčnosť primára) a ideálnym transformátorom s nekonečnou väzobnou indukčnosťou $M \rightarrow \infty$. Jeho prenos je určený len závitovým pomerom $n = N_2/N_1$, kde N_2 je počet závitov sekundáru a N_1 primáru. V prípade druhých dvoch transformátorových väzieb význam závitového pomeru ideálneho transformátora n a vstupnej indukčnosti resp. vstupnej kapacity najde čitateľ v Prílohe 1. Je tvorená vlastnou paralelnou vodivosťou rezonančného obvodu G_{in} a výslednou vodivosťou G pripojenou k sekundáru transformátora. Vsledná vodivosť sekundáru je tvorená pasívnymi prvkami pripojenými na sekundár a vstupnou vodivosťou aktívneho prvku.

$$u_{rez} = \frac{g_m u_i}{Y_{RLC}}; \quad Y_{RLC} = G_T + pC + \frac{1}{pL}; \quad G_T = G_{in} + n^2 G \quad (5.6)$$

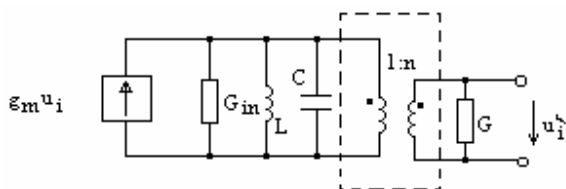
Prenos obvodu s otvorenou slučkou spätnej väzby $A_L(p)$ je určený pomerom napätia na sekundári transformátora k budiacemu napätiu na vstupe napätím riadeného prúdového zdroja g_m .

$$A_L(p) = \frac{u'_i}{u_i} = \frac{nu_{rez}}{u_i} = \frac{ng_m}{Y_{RLC}} = \frac{ng_m}{G_T + pC + \frac{1}{pL}} = \frac{ng_m p \frac{G_T}{C}}{G_T \left(p^2 + p \frac{G_T}{C} + \frac{1}{CL} \right)} \quad (5.7)$$

Po nahradení konštánt výrazmi 2α a ω_0 výraz možno zjednodušiť vzťahom

$$A_L(p) = \frac{u'_i}{u_i} = \frac{\frac{g_m n}{G_T} (2\alpha p)}{p^2 + 2\alpha p + \omega_0^2} \quad \text{kde } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{a } 2\alpha = \frac{G_T}{C} \quad (5.8)$$

Hodnoty núl menovateľa sú $p_{1,2} = -\alpha \pm j(\omega_0 - \alpha) = -\alpha \pm j\beta$



Obr.5.3 Obvod s dvojicou komplexne združených pólov v obvode spätnej väzby

Prúdový zdroj riadený napätím môže byť realizovaný tranzistorom alebo funkčným blokom. Z podmienky maxima zosilnenia, hodnotu rezonančnej frekvencie dostaneme pre nulu dvojčlena v menovateli. Rezonančná frekvencia je daná stredne kvadratickým súčinom koreňov menovateľa (5.8)

$$p_{1,2} = \pm j(\omega_0 - \alpha) - \alpha; \quad \text{za podmienky } \alpha \ll \omega_0; \quad \omega_{rez} \cong \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5.9)$$

potom minimálna hodnota strmosti je

$$g_{m \min} = \frac{G_T}{n} \quad (5.10)$$

Ďalším typom prenosovej funkcie s minimálnou fázou vedúca k osciláciám predstavuje prenosová funkcia Wienovho mostíka

$$A_L(p) = \frac{A(p^2 - 2\alpha p + \omega_1 \omega_2)}{(p + \omega_1)(p + \omega_2)} \quad (5.11)$$

Hodnota rezonančnej frekvencie a minimálneho zosilnenia bude

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad A_{\min} = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2\alpha} \quad (5.12)$$

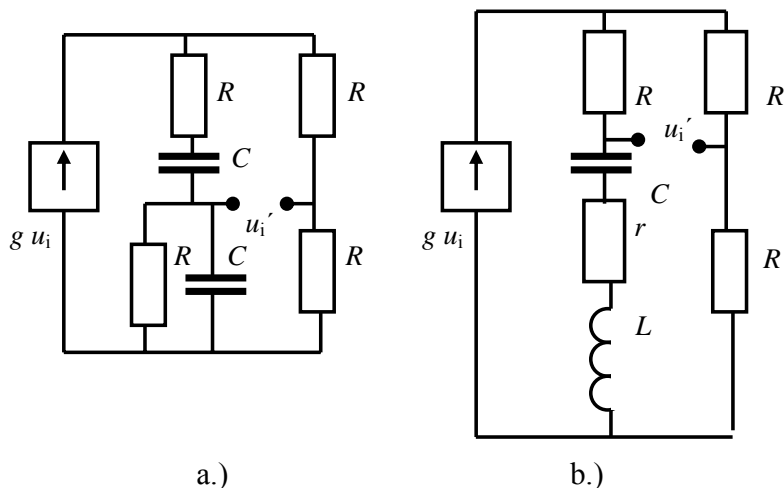
Posledným typom prenosovej funkcie s minimálnou fázou vykazujúca rezonanciu pri frekvencii je prenosová funkcia Meachamovho mostíka

$$A_L(p) = \frac{A(p^2 - 2\alpha_1 p + \omega_0^2)}{(p^2 + 2\alpha_2 p + \omega_0^2)} \quad (5.13)$$

Hodnota rčezonančnej frekvencie a minimálneho zosilnenia je určená výrazmi

$$A_{\min} = \frac{\alpha_2}{\alpha_1} ; \omega_0 = \omega_0' \quad (5.14)$$

Schémy Wienovho a Meachemovho mostíka sú na obr.5.4 .

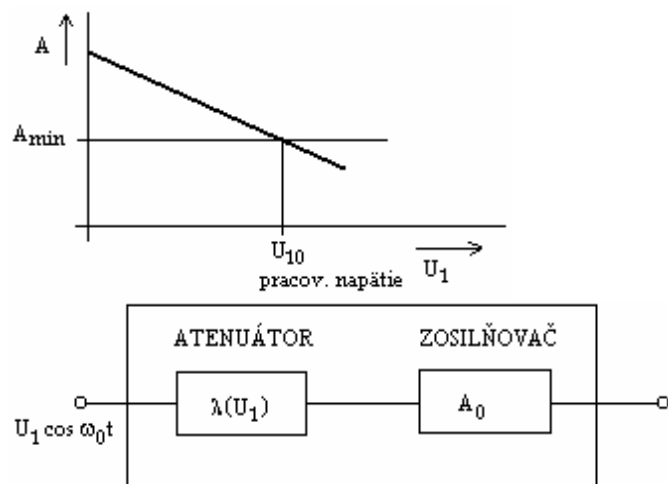


Obr.5.4 a.) Wienov mostík, b.)Meachemov mostík

5.1.2. Mechanizmus obmedzenia amplitúdy.

Po nasadení oscilácii musí sa zosilnenie znížiť tak aby $A_L(j\omega_0)=1$

Potom hodnota zosilnenia A konverguje k veľkosti A_{\min} .



Obr 5.5 Skupinova schéma zosilňovača s riadeným ziskom

V praktických obvodoch je využívaná jedna zo štyroch metód utlmovania amplitúdy alebo ich kombinácie.

- 1) Jeden alebo viac tepelne citlivých rezistorov (termistor, žiarovka, varistor). Výkon signálu U_1 určuje hodnotu útlmu. Tepelná časová konštanta je dostatočne veľká v porovnaní s periódou najnižšej frekvencie. Využíva sa v laboratórnych oscilátoroch s malým skreslením.
- 2) Využitie špičkového detektora na riadenie zisku zosilňovača v slučke spätnej väzby. Zisk musí klesať s rastúcou amplitúdou. Zosilňovač s riadeným ziskom musí mať lineárnu charakteristiku, detektor nie.
- 3) Tretím spôsobom je amplitúdová stabilizácia s využitím nelinearity aktívneho elementu. Záťažou musí byť ladený obvod, ktorý spracuje len oscilačnú frekvenciu a potlačí vyššie harmonické vytvorené nelineárnym prvkom.
- 4) Štvrtým spôsobom je použitie diódového obmedzovača, ktorý obmedzuje amplitúdu výstupného signálu na presnú hodnotu. Rezonančný obvod vyberie len základnú harmonickú.

5.1.3. Frekvenčná stabilita

Veľmi dôležitou vlastnosťou oscilátora je udržanie výstupnej frekvencie nezávisle od zmien teploty, napájacieho napätia záťaže obvodu atď. Neželateľné zmeny frekvencie možno zadeliť do dvoch kategórii:

A. Priame zmeny frekvencie.

Sú spôsobené zmenami parametrov priamo určujúcich rezonančnú frekvenciu ω_0 . Napr. L, C v obvodoch v kapitole 5.1.1. Pre obvod na obr 5.3, 5.4.b

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Relatívna zmena frekvencie spôsobená zmenami parametrov je

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{1}{\omega_0} \left(\frac{\delta\omega_0}{\partial L} \Delta L + \frac{\delta\omega_0}{\partial C} \Delta C \right) = \left| \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \right| = -\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C} \right) \quad (5.15)$$

B. Nepriame zmeny frekvencie.

Sú výsledkom parazitných reaktancií, ktoré spôsobia dodatočné póly a nuly s neznámou polohou. Mnohé z nich sú funkciou teploty a zmien napájacieho napätia. (napr. výstupná kapacita tranzistora...)

Pre posúdenie vplyvu parazitných pólov a núl na ω_0 uvážime, že pri frekvencii ω_0 je fázový posun prenosovej funkcie $A_L(p) = 2\pi$. Ak parazitné póly a nuly spôsobia dodatočný fáz. posun ($\Delta\Phi$) frekvencia oscilácii sa musí zmeniť o $\Delta\Phi$, čo spôsobí na frekvenciu určujúcim prvku posun o $-\Delta\Phi$ a tým opätovné nastavenie výsledného fázového posunu na nulu. Z toho potom vyplýva, že čím vyššia je zmena $\Delta\Phi$ od $\Delta\omega$ tým vyššia je frekvenčná stabilita. Nepriama frekvenčná stabilita S je určená výrazom

$$S_F = \frac{\Delta\phi}{\Delta\omega/\omega_0} \cong \omega_0 \left. \frac{d\phi}{d\omega} \right|_{\omega = \omega_0} \quad (5.16)$$

To znamená, čím vyššie je SF tým odolnejší je obvod na vplyv zmien parazitných reaktancií. Pri zmene fáze vplyvom parazitných prvkov a pri dostatočne vysokej stabilite frekvenciu určujúceho bloku SF, bude výsledná zmena frekvencie $\Delta\omega$ určená výrazom

$$\Delta\omega = -\frac{\omega_0 \Delta\phi}{S_F} \quad (5.17)$$

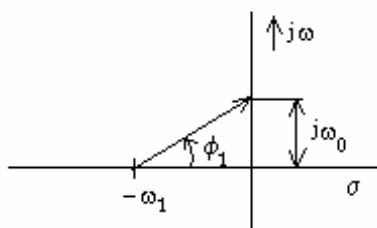
Posúďme frekvenčnú stabilitu S niekoľkých typov oscilátorov.

Nakoľko výsledný fázový posun je súčtom fázových posunov od jednotlivých pólov

$\phi = \Sigma\phi_i$ potom

$$S_F = \omega_0 \sum_{i=1}^n \left. \frac{d\phi_i}{d\omega} \right|_{\omega_0} = \sum_{i=1}^n S_{Fi} \quad ; \quad (5.18)$$

Fázový posun nuly výrazu $(A_L(p)-1)$ na reálnej osi $-\omega_i$ je daný výrazom



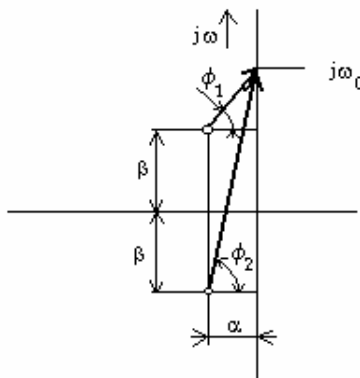
Obr 5.6 Fázový posun od reálnych pólov prenosvej funkcie (5.4)

$$\phi_1 = \text{arctg} \frac{\omega}{\omega_1} \quad \text{kde potom}$$

$$S_{F1} = \omega_0 \left. \frac{d\phi_1}{d\omega} \right|_{\omega_0} = \frac{\omega_0/\omega_1}{1 + (\omega_0/\omega_1)^2} \quad (5.19)$$

Fázový posun dvojice komplexne združených núl je na obr. 5.7..

$$\phi_3 = \phi_1 + \phi_2 = \text{arctg} \frac{\omega - \beta}{\alpha} + \text{arctg} \frac{\omega + \beta}{\alpha} \quad (6.18)$$



Obr. 5.7 Poloha komplexne združených výrazu (5.8)

Potom S_{F3}

$$S_{F3} = \omega \frac{d\phi_3}{d\omega} = \frac{\omega_0}{\alpha} = 2Q_{Tz} \quad (5.20)$$

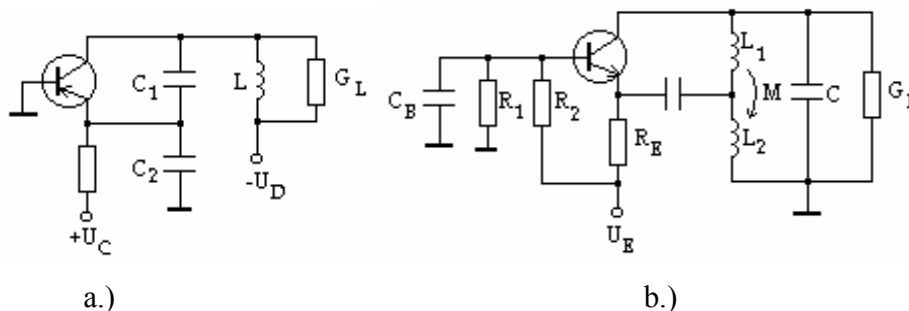
Q_{Tz} predstavuje efektívnu kvalitu núl. Fázový posun pólov na reálnej osi alebo dvojice konjugovaných pólov bude tej istej veľkosti no opačného znamienka. Nepriamy fázový posun môžu spôsobiť reaktancie parazitné aktívneho prvku ale aj jednosmerné blokované kondenzátory, transformátorová väzba (M,C) alebo prítomnosť vyšších harmonických v napätí aktívneho prvku. Čím je vyššie S_F , tým je menej problémov. Jedným záverom týchto vyšetrení je, že pre zabezpečenie stability je potrebná dobrá impedančné oddelenie oscilátora od obvodov. Impedančné oddelenie sa dosiahne nízkou výstupnou impedanciou oscilátora pri vysokej zaťažovacej impedanci. Predstavuje to impedančné neprispôsobenie oscilátora záťaži. Oscilátor s malým vnútorným odporom pripojený na veľkú vstupnú impedanciu zaručí, že zmeny reaktancie záťaže sa neuplatnia vo vlastnostiach oscilátora. Opakom je oscilátor s prúdovým výstupom kedy veľká výstupná impedancia oscilátora pracuje do záťaže s malou impedanciou).

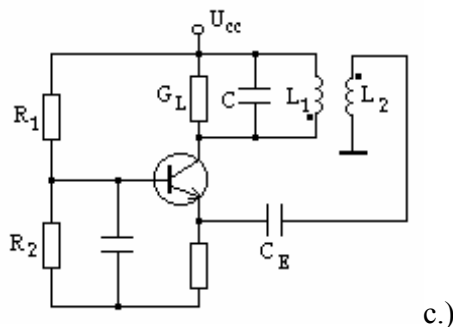
5.2 Príklady oscilátorov harmonického signálu

Samoobmedzujúci jednotranzistorový oscilátor (trojbodové zapojenie).

Základnou charakteristikou tohto typu oscilátora je zosilňovač s jedným aktívnym prvkom a záťažou reprezentovanou paralelným rezonančným obvodom. Prevod na vstup zosilňovača je cez odbočku na jednom z reaktančných prvkov ladenej záťaže. Toto trojbodové zapojenie záťaže možno realizovať pomocou:

- 1) Kapacitného deliča (Colpittsov oscilátor - ekvivalentné pôsobenie ako pri transformátore)
- 2) Induktívneho deliča (Hartleyov oscilátor-autotransformátor)
- 3) Sekundárom transformátora obr.5.8





Obr. 5.8 a.)Colpittsov oscilátor, b.)Hartleyov oscilátor c.)Oscilátor s transformátorovou väzbou

Pre Colpittsov oscilátor obr.5.8. je pracovný prúd emitora

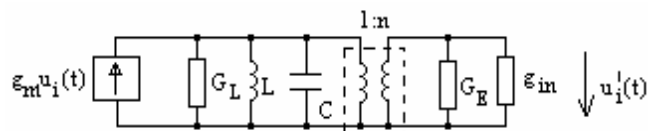
$$I_{EQ} = \frac{U_{EE} - U_{BE}}{R_E} \approx \frac{U_{EE}}{R_E} \quad U_{BE} \approx 0.65(\text{Si}) \approx 0.22(\text{Ge}) \quad (5.21)$$

Dynamická strmosť v zapojení SB je

$$g_m = \alpha \cdot g_{in} = \alpha I_{EQ} / U_T \quad (5.22)$$

Náhradná schéma oscilátora je na obr. 6.9. Indukčnosť spolu so seriovým radením kondenzátorov C_1, C_2 tvorí ladený rezonančný obvod s rezonančnou frekvenciou ω_0 ako záťaž zosilňovača. Kondenzátorový delič možno

nahradiť transformátorom so závitovým pomerom n .



Obr. 5.9 Náhradná schéma pre všetky tri typy oscilátorov z obr.5.8.

Výsledná kapacita a závitový pomer n je určený vzťahmi

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}; \quad n = \frac{C_1}{C_1 + C_2}; \quad g_{in} = g_m / \alpha; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Prenos napätia rozpojenej slučky spätnej väzby pri rezonančnej frekvencii ω_0 musí splňovať podmienku

$$\frac{u_i^{\circ}(t)}{u_i(t)} = g_m \frac{n}{G_L + n^2(G_E + g_m / \alpha)} > 1 \quad (5.23)$$

g_m / α je vstupná vodivosť aktívneho člena a $n^2(G_E + g / \alpha)$ je výsledná vodivosť záťaže po prepočte na primár. Odtiaľ dostaneme podmienku pre strmosť tranzistora

$$g_m > \frac{G_L + n^2 G_E}{n(1 - n / \alpha)} \quad (5.24)$$

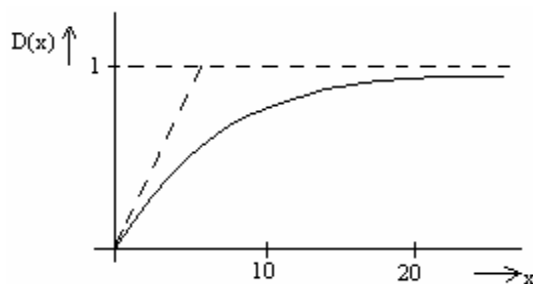
ktorá zabezpečí, že amplitúda oscilácii rastie dovtedy pokým nelinearity tranzistora zredukujú zosilnenie na jednotku, kedy sa úroveň oscilácii stabilizuje. Hľadáme amplitúdu U_i jej ustálenia za predpokladov:

- 1.) Nedôjde ku kolektorovej saturácii
- 2.) Kvalita Q pasívneho rezonančného obvodu je dostatočne vysoká, že pre výstupný signál druhé a vyššie harmonické môžeme zanedbať.
- 3.) Kapacitný transformátor môžeme nahradiť ideálnym.

Je jasné, že model pre veľký signál bude identický s malosignálovým modelom no diferenciálna strmost' g_m bude nahradené strednou strmost'ou $G_m(x)$ závislou od amplitúdy kap.2.3.4 .

$$G_m(x) = -\frac{g_m 2I_1(x)}{xI_0(x)} \left[1 + \frac{\ln I_0(x)}{R_E I_{EQ}} U_T \right] = \frac{G_L + n^2 G_E}{n(1 - n/\alpha)} \quad (5.25)$$

Z charakteristiky pre $G_m(x)$ dostaneme pre známe hodnoty prvkov pravej strany hľadanú hodnotu x z výrazu na ľavej strane. To umožní určiť normovanú amplitúdu x ustáleného harmonického signálu.

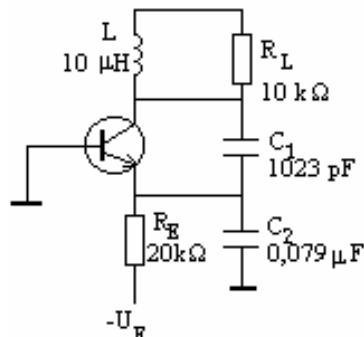


Obr.5.10 Závislosť statickej strmosti od amplitúdy bipolárneho trnaistora v oscilátore podľa obr.5.9

Splnenie predpokladu dostatočne vysokej kvality zhodnotíme kontrolným výpočtom

$$Q = \frac{\omega_0 C}{n^2 \left[G_E + \frac{G_m(x)}{\alpha} \right] + G_L} \quad (5.26)$$

Príklad: Určite výstupné napätie $u_0(t)$ pre obvod na obr. 6.11



Obr. 5.11 Colpittsov oscilátor

Riešenie: Parametre náhradného obvodu sú

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = 1000 \text{ pF}; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 10^7 \text{ rad/sec}$$

$$n = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{1}{80}; \quad I_{EQ} = \frac{10 - 0,7V}{20 \cdot 10^3} = 0,465 \text{ mA}$$

$$g_m = \frac{I_{EQ}}{U_T} = \frac{1}{56 \Omega}; \quad Q = \omega_0 C \cdot R_L = 100$$

Znamená to, že $Q \gg 1$; $n < 1$. Potom z rovnice pre strednú strmosť dostaneme $G_m(x) = 0,488 g_m$. Z rovnice (5.25) grafu obr. 5.10 pre $I_{EQ} R_E = 9,3 \text{ V} \cong \infty$ dostaneme $x = 3.5$ t.j. $U_i = U_1 = x U_T = 99 \text{ mV}$ Napätie na vstupe kapacitného deliča je rovné

$$U_t = U_i \cdot \frac{1}{n} = 7,9 \text{ V}$$

Odtiaľ výstupné napätie je

$$u_0 = 10 \text{ V} + 7,9 \cos 10^7 t$$

Za predpokladu malého harmonického skreslenia môžeme prúd emitora opísať opísať Fourierovým radom kap.2.3.4.

$$i_E(t) = I_{EQ} \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2I_n(x)}{I_0(x)} \cos \omega_0 t \right] \quad (5.35)$$

Pre k-tú harmonickú výstupného napätia U_{tk} platí $U_{tk} = |Z_{11}(j\omega_0)| I_{EK}$, kde I_{EK} je amplitúda k-tej harmonickej emitrového prúdu. Impedancia rezonančného obvodu pre základnú harmonickú je

$$Z_{11}(j\omega_0) = \frac{1}{(G_L + n^2(G_E + G_m(x)/\alpha))} \doteq \frac{1}{G_L}$$

Impedancia rezonančného obvodu pre k-tu harmonickú je vlastne impedancia kondenzátora

$$|Z_{11}(jk\omega_0)| = \frac{1}{j\omega_0 kC - j\frac{1}{\omega_0 Lk}} = \frac{k}{k^2 - 1} \cdot \frac{1}{\omega_0 C}$$

Pomer k-tej harmonickej výstupného napätia ku hodnote jeho základnej harmonickej je

$$\frac{U_{tk}}{U_{t1}} = \frac{I_k(x)}{I_1(x)} \cdot \frac{G_L k}{\omega_0 C (k^2 - 1)} \quad (5.36)$$

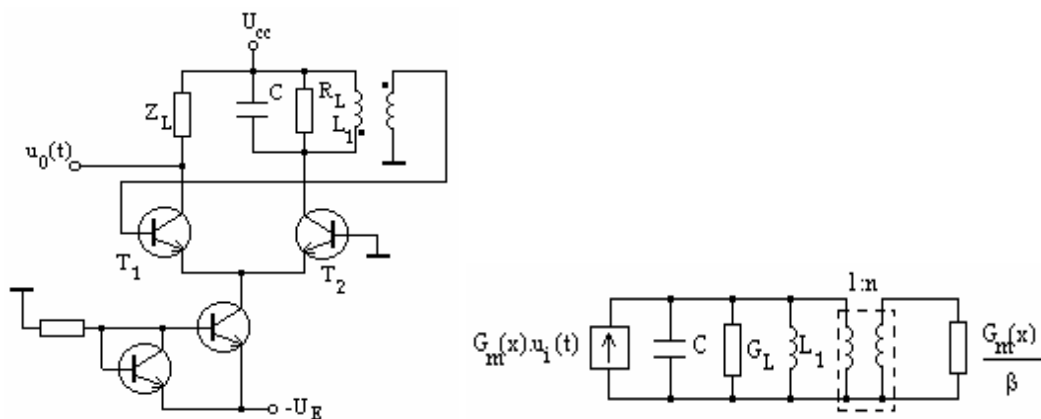
Potom koeficient harmonickej skreslenia THD (total harmonic distortion)

$$THD = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left[\frac{U_{tk}}{U_{t1}} \right]^2} \cong \frac{1}{Q} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left[\frac{k}{k^2 - 1} \right]^2 \left[\frac{I_k(x)}{I_1(x)} \right]^2} \quad (5.37)$$

$$\text{kde } Q = \frac{G_L}{\omega_0 C}$$

Samooobmedzujúci oscilátor s diferencným zosilňovačom

Diferenčný zosilňovač môže byť použitý namiesto tranzistora v schéme podľa obr.5.12



Obr.5.12 a.) Oscilátor s diferencným zosilňovačom b.) jeho náhradná signálová schéma

Pre hodnoty parametrov obvodu platí (kap.2.3.5)

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad n = \frac{M}{L_1} \ll 1; \quad Q \cong \frac{\omega_0 C}{G_L} > 10 \quad (5.38)$$

Výsledná zaťažovacia impedancia je daná paralelným zapojením vodivosti G_L a na primár prepočítanou vstupnou vodivosťou diferencného stupňa

$$G_{\text{vysl.}} = G_L + n^2 \frac{G_m(x)}{\beta} \quad \text{kde} \quad x = \frac{U_i}{U_T} \quad (5.39)$$

Pre určenie prenosu musíme uvažovať model diferenčného zosilňovača pre veľký signál charakterizovaný statickou strmost'ou $G_m(x)$.

$$\frac{U_i^{\hat{A}}}{U_i} = \frac{nG_m(x)}{G_L + n^2 G_m / \beta} \stackrel{!}{=} 1 \quad (5.40)$$

Odtiaľ dostaneme podmienku pre strmost' $G_m(x)$

$$G_m(x) = \frac{4a_1(x)g_m}{x} = \frac{G_L}{n[1 - n/\beta]} \quad (5.41)$$

Pomocou závislosti pre členy výstupného signálu z diferenčného zosilňovača na obr.2.16 kap.2.3.5. určíme hodnotu x . Pre takú hodnotu x určíme pomer k -tej harmonickej napätia U_{tk} na výstupnom rezonančnom obvode k amplitúde jeho základnej harmonickej U_{t1} . Koeficient harmonickeho skreslenia THD je obdobne určený ako v predchádzajúcom prípade s tým, že vo výstupnom signále sa môžu vyskytovať len nepárny harmonické $k=(2n+1)$.

$$\frac{|U_{tk}|}{|U_{t1}|} = \frac{a_k(x) |Z_{11}(jk\omega_0)|}{a_1(x) |Z_{11}(j\omega_0)|} \quad (5.42)$$

Hodnota impedancií pre jednotlivé harmonické je pomocou vzťahov (5.44) a (5.45) pre $k=1$

$$|Z_{11}(jk\omega_0)| = G_L + n^2 \frac{G_m(x)}{\beta} = G_L + \frac{G_L n}{\beta(1 - n/\beta)} \stackrel{\bullet}{=} G_L$$

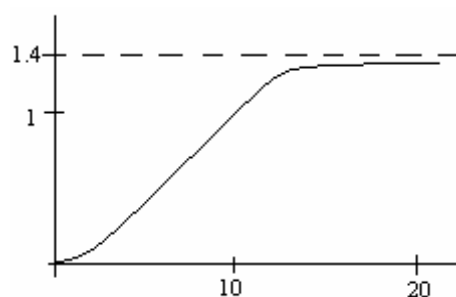
a pre obecné $k=(2n+1)$

$$Z_{11}(jk\omega_0) = \frac{2n+1}{\omega_0 C [(2n+1)^2 - 1]}$$

Potom koeficient harmonickeho skreslenia THD

$$THD = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{U_t(2n+1)}{U_{t1}} \right]^2} = \frac{1}{Q} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{2n+1}{(2n+1)^2 - 1} \right]^2 \left[\frac{a_{2n+1}(x)}{a_1(x)} \right]^2} \quad (5.43)$$

Závislosť skreslenia THD na veľkosti hodnoty $x = U_1/U_T$ je na Obr.5.13



Obr. 6.13 Závislosť skreslenia THD na amplitúde vstupného signálu

Příklad: Určte výstupné napätie $u_0'(t)$ pre obvod na obr. 6.12.

Ak $C = 1000 \text{ pF}$, $L_1 = 10 \text{ mH}$, $M = 0.2 \text{ mH}$, $R_L = 5 \text{ k}\Omega$; $\beta = 100$, Prúd $(U_E - U_{BE})/R = 4 \text{ mA}$. Plochy emitorov su zhodne $S_{E1} = S_{E2}$; $U_{CC} = 10 \text{ V}$;

$$n = \frac{M}{L_1} = 0,02 \ll 1; \quad \omega_0 = 10^7 \text{ rad/s};$$

V dôsledku zhodnosti plôch emitorov sa prúdy cez T_1, T_2 rozdelia rovnomerne

$$Q = \omega_0 CR_L = 50; \quad I_{E2} = I_{E1} = 2 \text{ mA}$$

Amplitúdu vstupného signálu určíme z podmienky pre ustálenú hodnotu strednej strmosti (5.44)

$$G_m(x) = \frac{4a_1(x)g_m}{x} = \frac{G_L}{n(1-n/\beta)} \cong \frac{G_L}{n}$$

Dynamická strmost' je

$$g_m = \alpha \frac{g_{in}}{2} = \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{I_E}{2} \cdot \frac{1}{U_T} \cong \frac{1}{52}$$

Odtiaľ hodnota $G_m(x) = 0.01$

Z obr. 2.17 dostávame $x = 4,2$ Hodnota odpovedajúceho vstupného napätia je $U_i = 4,2 \cdot 26 \text{ mV} = 109,2 \text{ mV}$. Potom napätie na rezonančnom obvode bude

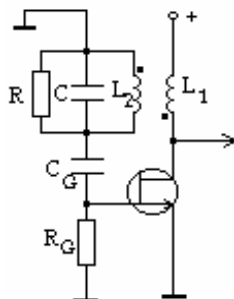
$$U_{r1} = \frac{U_i}{n} = \frac{x U_T}{n} = 5,45 \text{ [V]}$$

Z toho potom výstupné napätie možno opísať funkciou

$$u_0'(t) = 10 \text{ V} + 5,45 \cos 10^7 t$$

Z grafu Obr.5.13 dostaneme koeficient harmonického skreslenia THD pre $x = 4.2$ a kvalitu $Q = 50$ rezonančného obvodu $\text{THD} = 0.0013 = 0.13 \%$

Samoobmedzujúci JFET oscilátor



Obr.5.14.Samoobmedzujúci JFET oscilátor

Oscilátor s ladeným obvodom na vstupe FET tranzistora je najužívanejším zapojením samolimitujúceho FET oscilátora z týchto dôvodov. Prednosťou tohto usporiadania práve pri unipolárnych tranzistoroch je:

1. Vysoký vstupný odpor nerozladí rezonančný obvod $G_L \rightarrow 0$ a $Q = \omega_0 CR_G$ kde $R_G \in (1 \text{ M}\Omega, 10 \text{ M}\Omega)$. Kvalita Q obvodu je potom maximálne možná.

2. Transformačný pomer je určený pomerom $n = M / L_2 \ll 1$. Tento transformačný prevod spôsobí nárast prevodu zaťažovacej impedancie do rezonančného obvodu

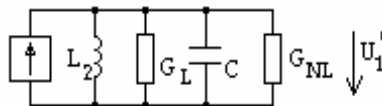
$$Z_2 = Z_{zat} \left[\frac{L_2}{M} \right]^2$$

To umožní, že ani zmeny záťaže hlavne kapacitného alebo induktívneho charakteru neovplyvnia vlastnosti rezonančného obvodu.

3. Malá amplitúda výstupného napätia potláča "Millerov efekt". Tento efekt predstavuje zosilnením násobený účinok parazitnej kapacity kolektorom a hradlom na vstupný kapacitný prúd $C_{vst} = C(1 + A)$. Použitie kondenzátora C_Q s p-n priedchodom zabezpečuje nabitie kondenzátora s narastajúcou amplitúdou. To zvyšuje záporné predpätie rovné amplitúde a znižuje strmosť FET-u

$$G_m(U_1) = \frac{2I_{DSS}}{U_P^2} (U_P - U_b) = \frac{2I_{DSS}}{U_P^2} (U_P - U_1)$$

Za predpokladu $Q \gg 1$ uvažujeme len základnú harmonickú i_D cez transformátor. Náhradný obvod je obr. 6.15



obr. 6.15 Náhradný obvod samoobmedzujúceho JFET oscilátora

Ekvivalentný zaťažovací odpor R_{ekv} určíme ako účinok zaťažovacieho odporu R_G preklenutého paralelne zapojeným P-N priedchodom hradla J-FETu.

Predstavuje to prípad paralelného usmerňovača a určenie odporovej náhrady z hľadiska energetickej rovnováhy kap.3.2 vzťah (3.22)

$$R_{ekv} = \frac{R_G}{3} \quad (5.44)$$

Pomocou podmienok pre vznik oscilácií (5.2) určíme ω_0 a G_m .

$$\text{Im}\{A_L(j\omega_0)\} = 0 \quad \rightarrow \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}} \quad (5.45)$$

Z podmienky pre reálnu časť a vzťahu (5.50) pre náhradný obvod

Obr.5.15 určíme

$$\frac{G_m(U_1)}{\left(G_L + \frac{3}{R_G}\right) \frac{1}{n}} = \frac{\frac{2I_{DSS}}{U_P^2} (U_P - U_1)}{\left(G_L + \frac{1}{3R_G}\right) \frac{1}{n}} = 1, \text{ kde } n = \frac{M}{L_2} \quad (5.46)$$

Úpravou dostaneme výraz pre neznámu hodnotu amplitúdy kmitov.

$$U_1 = U_P \left[1 - \frac{L_2 U_P}{2MI_{DSS}} \left(G_L + 3 \frac{1}{R_G} \right) \right] \quad (5.47)$$

Pre väčšie amplitúdy napätia $U > U_P/2$ kedy dochádza k uzatváraniu tranzistora. Ustálenú hodnotu strednej strmosti určíme z rovnice (5.47)

$$G_m(U_1) = \left(G_L + \frac{3}{R_G} \right) \frac{1}{n} \quad (5.48)$$

Odpovedajúcu hodnotu napätia U_1 pre dosiahnutie takejto strednej strmosti $G(U_1)$ odčítame z obr.2.9. kap.2.3.3. Aj tu je splnené, že jednosmerné predpätie hradla je tvorené špičkovou hodnotou U_1 kondenzátora.

Príklad: Určte amplitúdu a frekvenciu oscilátora zapojeného podľa obr.5.14

Parametre obvodu sú $L_2 = 10 \mu\text{H}$, $M = 1 \mu\text{H}$, $C_G = 10 \text{pF}$, $R_G = 3 \text{M}\Omega$, $R = 50 \text{k}\Omega$, $U_P = -4 \text{V}$, $I_{DSS} = 4 \text{mA}$.

Riešenie:

Rezonančná frekvencia je $\omega_0 = 10^8 \text{r./s.}$ Kvalita rezonančného obvodu je

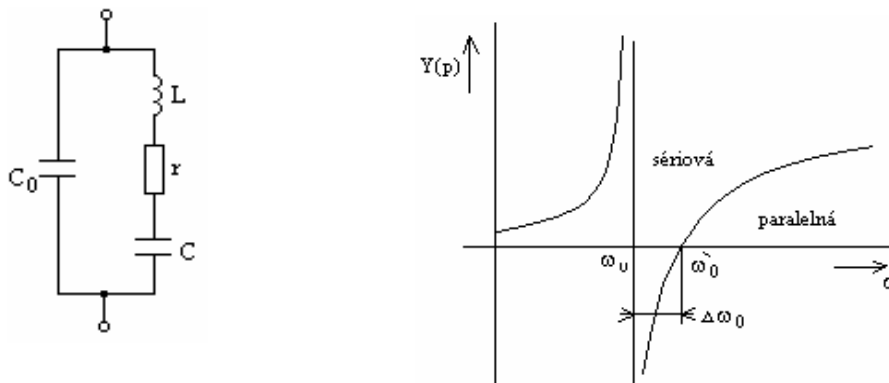
$$Q = 47,5 > 10$$

Po dosadení hodnôt prvkov obvodu do vzťahu (5.47) dostaneme hodnotu vstupného napätia $U_1 = 4,42 \text{V}$. To ale signalizuje, že dochádza k uzatváraniu tranzistora. Z rovnice (5.48) určíme požadovanú hodnotu $G_m(U_1)$ pre tento prípad jej hodnota je: $G_m(U_1) = 2,1 \cdot 10^{-4}$. Potom z grafu pre strednú strmosť v závislosti od budiaceho signálu zo simulačného programu Pspice alebo merania dostaneme $U_1 / U_P = 1,67$ keď $G_m(U_1) / 2I_{DSS} = 0,105$. Výsledná hodnota amplitúdy $U_1 = 6,67 \text{V}$. Výstupné napätie je určené výrazom

$$u_i(t) = 6,67 \text{V} \cos 10^8 t$$

6.7. Oscilátory riadené kryštálom

Prednosťou mechanických kryštálových rezonátorov je cca 1000x vyššia kvalita ako pri konvenčných LC rezonančných obvodoch, a tým aj vyššia stabilita frekvencie. Rôzne rezy kryštálových rezonátorov sa líšia tepelnou závislosťou obr. 6.17.



Obr. 5.17 Náhradná schema rezonančného obvodu a priebeh jeho admitancie

Pre vodivosť kryštálu platí:

$$Y(p) = \frac{pC_0 \left[p^2 + p \frac{r}{L} + \left[1 + \frac{C}{C_0} \right] \omega_0^2 \right]}{p^2 + p \frac{r}{L} + \omega_0^2} \quad (5.49)$$

Rezonančná frekvencia ω_0 seriovej rezonancie a jej kvalita Q_L je

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC}; Q_L = \frac{\omega_0 L}{r} \quad (5.50)$$

Z dôvodov mechanických rozmerov bežné frekvencie kryštálov sú 20MHz. Sériový rezonančný mód sa najčastejšie využíva v spätnej väzbe alebo skratuje vstupný odpor tvoriaci pracovný bod. Pól $Y(p)$ (t.j. nula $Z(p)$) je nezávislá na C_0 . Sériová rezonancia je preto nezávislá na paralelnej kapacite rezonančného obvodu. Poloha nuly $Y(p)$ (paralelná rezonančná frekvencia) od polohy pólu $Y(p)$ sériová rezonančná frekvencia) sa líši na frekvenčnej osi o $\Delta\omega = \omega_0 C / 2C_0$. Sériová kapacita spôsobí posun pólov $Y(p)$ (sériová rezonancia) z hodnoty ω_0 na

$$\omega_0' = \sqrt{\frac{C + C_0 + C_x}{C_0 + C_x}} \omega_0 \quad (5.51)$$

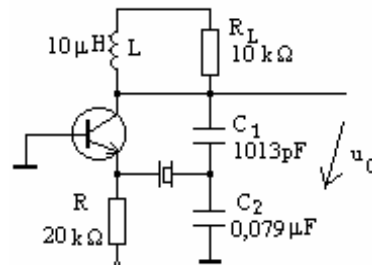
To ovplyvní rozostup medzi pólmi a nulami z hodnoty

$$\Delta\omega_0 = \omega_0 C / 2C_0 \text{ na hodnotu } \Delta\omega_0' = \frac{\omega_0}{2C_0} \frac{CC_x}{(C_0 + C_x)} \quad (5.52)$$

Rozostup pólov a núl môže narásť pridaním paralelnej indukčnosti L_s . Oscilátory s unipolárnymi tranzistormi využívajú paralelnú rezonanciu kryštálu nula $Y(p)$ (pól $Z(p)$) v zapojení podobnom Hartleyovmu, Colpittsovmu.

Príkladom využitia sériovej rezonancie kryštálového rezonátora je jednotranzistorový samoobmedzujúci oscilátor obr. 6.18. Indukčnosť s paralelne pripojenou kapacitou

$C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$ tvorí paralelný rezonančný obvod ako zaťažovaciu impedanciu. Signál odpovedajúci sériovej rezonancii kryštálu je privedený na vstup tranzistora.



Obr. 6.18 Oscilátor využívajúci sériovú rezonanciu kryštálu

Zavedme si parametre oscilátora.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \text{sériová rezonancia kryštálu}$$

Transformačný pomer kapacitného deliča n a výsledná kapacita C je určená

$$n = \frac{C_1}{C_1 + C_2}; C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

V rezonancii vystupuje kryštál ako rezistor r . Znamená to, že prenos rozpojenej slučky je určený odporom R_L a deliacim pomerom n kapacitného deliča, musí kompenzovať útlm deliča tvoreného odporom r v sérii s výsledným vstupným odporom $R_E / (R_E g_{inSB} + 1)$. Hodnota vstupného odporu je určená predovšetkým vodivosťou g_{inSB} . Z toho vyplýva dôležitý záver. Vstup oscilátora je napájaný prúdovo. Analýzou oscilátora sa určí odpovedajúci priebeh napätí na výstupe. Prúd emitora je určený vzťahom

$$i_E = I_{ES} e^{u_{EB}/U_T} = I_{EQ} + I_{E1} \cos \omega t \quad (5.53)$$

Časovo premenná zložka emitrového prúdu je určená rezonančným obvodom dôsledku prúdového napájania vstupu. Vďaka jeho vysokej kvalite a prúdovému napájaniu emitora bude táto zložka určená základnou harmonickou. Odpovedajúci priebeh vstupného napätia bude určený funkciou.

$$u_{EB} = U_T \ln \frac{I_{EQ}}{I_S} + U_T \ln \left(1 + \frac{I_{E1}}{I_{EQ}} \cos \omega t \right) \quad (5.54)$$

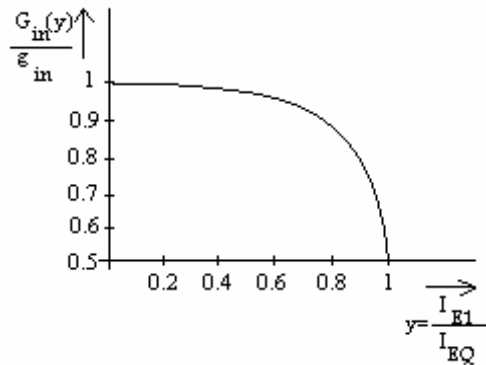
Ak posledný člen rozložíme do Fourierovho radu amplitúdy 1. a 2. harmonická napätia u_{EB} bude

$$U_{EB1} = U_T \left[\frac{2}{y} (1 - \sqrt{1 - y^2}) \right]; U_{EB2} = U_T \left[\frac{1}{y^2} (y^2 - 2 + 2\sqrt{1 - y^2}) \right] \quad (5.55)$$

kde $y = I_{E1}/I_{EQ}$

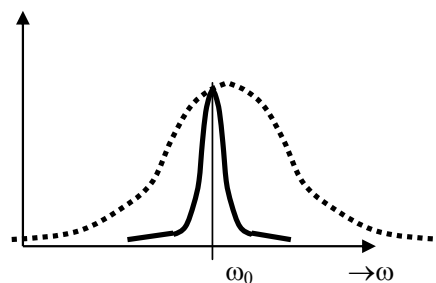
Pre tento prípad definujeme strednú vstupnú konduktanciu $G_{in}(y)$ pre veľký signál obr. 6.19

$$G_{in}(y) = \frac{I_{E1}}{U_{EB1}} = \frac{I_{EQ}}{U_T} \frac{y^2}{2(1-\sqrt{1-y^2})} = g_{inQ} \left(1 - \frac{y^2}{4}\right) \quad (5.56)$$



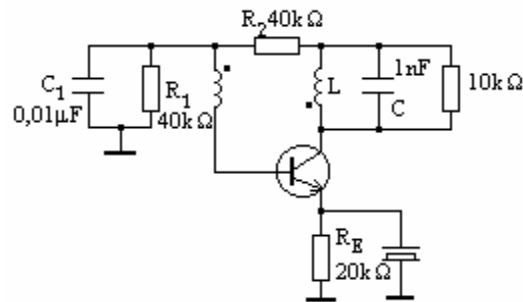
Obr.5.19. Pomer strednej a diferenciálnej strmosti oscilátora na Obr.5.18

V obvode obr.5.18 je rezonančná frekvencia určená dvoma rezonančnými obvodmi. Prvá rezonančná frekvencia je určená obvodom L s paraleln zapojeným kapacitným deličom reprezentovaný jeho výslednou kapacitou C. Druhá rezonančná frekvencia je určená sériovou rezonančnou frekvenciou kryštálového rezonátora. Výsledná rezonančná frekvencia oscilátora bude určená kryštálovým rezonátorom. Je to spôsobené tým, že jeho kvalita je o niekoľko rádov vyššia ako rezonančného obvodu obr.5.20.



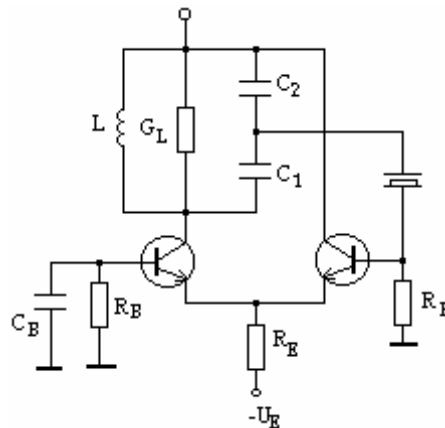
Obr.5.20 Výsledný účinok rezonančnej charakteristiky záťaže a kryštálového rezonátora

Ďalším príkladom oscilátora kde presná hodnota rezonančnej frekvencie je určená kryštálovým rezonátorom je na obr.5.21. Kryštálový rezonátor vyradí spätnoväzobný účinok emitorového odporu R_E ktový mimo rezonančnú frekvenciu znižuje zosilnenie pod hodnotu potrebnú pre nasadenie oscilácií.



Obr.5.21 Oscilátor s kryštálovým rezonátorom zvyšujúcim zosilnenie pre rezonančnú frekvenciu

Na obr. 5.22 je iná modifikácie oscilátorov s kryštálom. Predstavuje modifikáciu oscilátora s diferenčným zosilňovačom. Signál z výstupu oscilátora je privádzaná kryštálovým rezonátorom na vstup diferenčnej dvojice. Pri tomto sa uplatní sériová rezonancia kryštálu. Podobne ako v predchádzajúcich prípadoch kryštál má dominantný účinok na definovanie rezonančnej frekvencie oscilátora.



Obr.5.21 Oscilátor s diferenčným stupňom a kryštálovým rezonátorom v spätnej väzbe

6.8 Mostíkové oscilátory

Mostíkové zapojenia frekvenčne závislých dvojpólov umožňuje vytvárať pár komplexne združených pólov s vysokou kvalitou v prenosovej funkcii. Budeme uvažovať dva základné mostíky .

- Meachamov mostík. Tento mostík vykazuje vysokú kvalitu a tým vysokú stabilitu frekvencie.
- Wienov mostík. Prednosťou tohtomostíka je, že je preladiteľný v širokom frekvenčnom rozsahu, väčšom ako LC oscilátory. Jeho frekvenčná stabilita je porovnateľná s LC obvodom s dostatočne vysokou kvalitou Q.

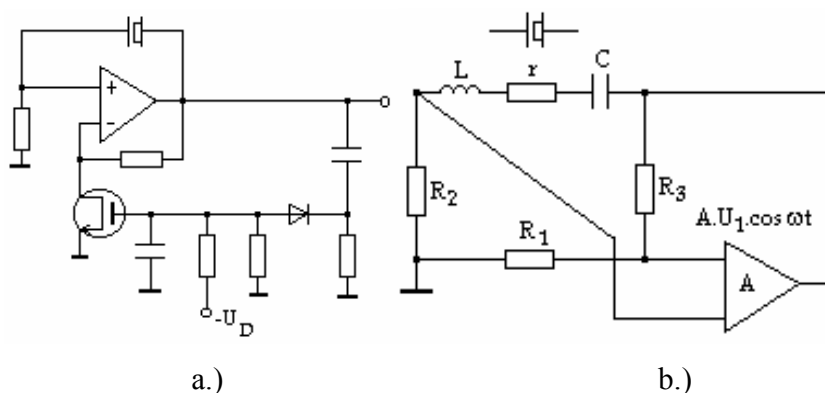
Oscilátory s mostíkmi obsahujú mostík, ako frekvenciu určujúci spätnoväzobný člen. Základnými blokmi sú:

- lineárny zosilňovač

- b) mostík vyvažujúci obvod alebo element
 c) Pre odber signálu uvažujeme zosilňovač s vysokým vstupným odporom

Meachemov mostík: Príklady jeho zapojenia sú ukázané na obr.5.22. V zapojení obr. 6.22.a.) je ukázaný spôsob stabilizácie amplitúdy riadením zisku pomocou poľom riadeného tranzistora v režime napätím riadeného odporu. Stabilizácia amplitúdy zmenou zosilnenia A_L je vytváraná znižovaním odporu R_1 v dôsledku rastu amplitúdy U_1 . Amplitúdu ustálených kmitov určíme tak, že z rovnice (5.74) určíme požadovanú veľkosť odporu R_{1SS} pre $A_L=1$. Časová konštanta usmerňovača $C_B R_B$ na výstupe sa potlačí skreslenie vplyvom spätnej väzby. Nakoľko riadiace napätie hradla je nezáporné je potrebný poľom riadený tranzistor v obohatovanom móde.

V zapojení obr. 6.22.b.) sú ukázané náhradné prvky obvodu Meachemovho oscilátora.



Obr.5.25 Využitie Meachemovho mostíka v oscilátore

Wienov mostík Pri použití Wienovho mostíka (obr.5.26) ako frekvenčne závislej spätnej väzby je

prenosová funkcia $A_L(p)$ je určená výrazom z úvodu kapitoly. Ten pre konkrétne hodnoty prvkov nadobúda tvar

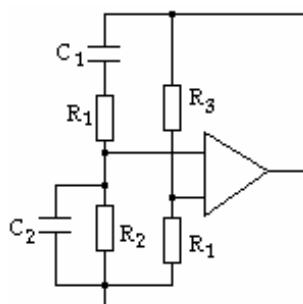
$$A_L(p) = \frac{R_1 A}{R_1 + R_3} \cdot \frac{p^2 + p \left(\frac{1}{R_4 C_4} + \frac{1}{R_2 C_2} - \frac{R_3}{R_1 R_4 C_2} \right) + \frac{1}{R_4 R_2 C_2 C_4}}{p^2 + p \left(\frac{1}{R_4 C_4} + \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_4 C_2} \right) + \frac{1}{R_4 R_2 C_2 C_4}} \quad (5.57)$$

Napät'ový zosilňovač je predstavovaný napätím riadeným napät'ovým zdrojom. V špeciálnom prípade je oscilátor charakterizovaný hodnotami prvkov. $R_2 C_2 = R_4 C_4 = R_4 C_2 = 1/\omega_0$

Z podmienky $A_L(j\omega_0)=1$ dostaneme podmienku pre zosilnenie A a veľkosť kvality komplexne združených núl Q_z

$$A = \frac{3(R_3 + R_1)}{R_3 - 2R_1}; Q_z = \frac{A - 3}{9} \quad (5.58)$$

Stabilizácia amplitúdy je možná blokom podobným zapojeniu na obr.5.25 alebo s využitím svetlocitlivého prvku ak sa požaduje malé skreslenie. Vysoká preladiteľnosť nastaviteľná viacerými prvkami a absencia indukčnosti je jednou z výhod tohto typu oscilátora. Je vyvážená nižšou stabilitou frekvencie.

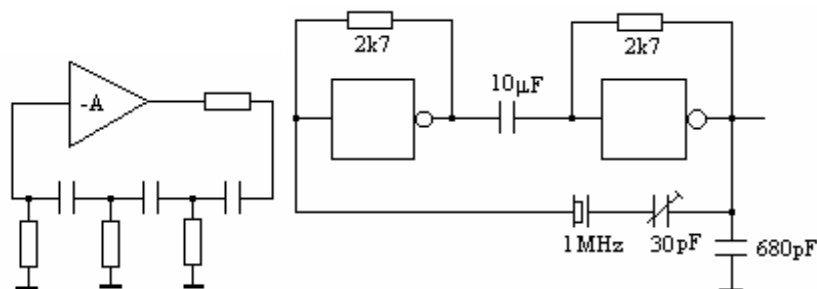


Obr.5.26 Oscilátor s Wienovým mostíkom v spätnej väzbe.

6.9 RC oscilátory:

RC oscillatory sa vytvoria aj spätnou väzbou kde v každom RC člene nastane fázový posun o 60° . Tým sa zmení záporná spätná väzba na kladnú pre frekvenciu kde dochádza k takémuto posunu fáze. Podobný princíp sa využíva aj monostabilných oscilátoroch vytvorených z logických obvodov. Tie ale musia byť vysokým vstupným odporom privedené do stredu prevodovej charakteristiky, kedy sa chovajú ako invertujúce zosilňovače s vysokým ziskom.

Oscilátory tohto typu sa vyznačujú slabou stabilitou frekvencie a vyžaduje súčasnú zmenu vlastností RC členov.



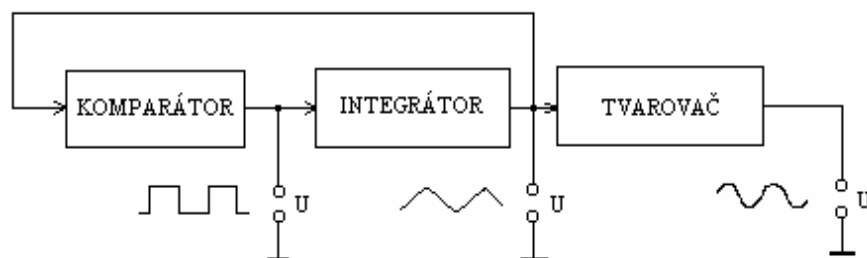
Obr.5.27 RC oscillatory

6.10 Funkčné generátory:

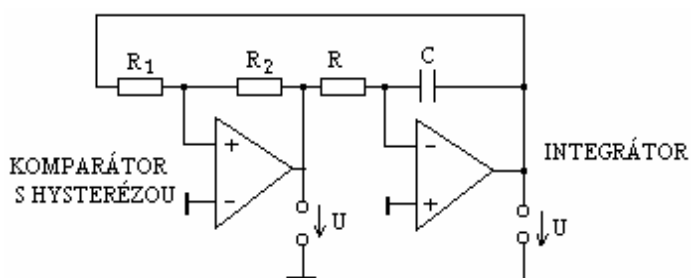
Toto označenie sa ujalo pre oscilátory pozostávajúce z generátora pilovitého priebehu a následného tvarovacieho obvodu ktorý konvertuje periodický trojuholníkový priebeh na sínusový signál.

Genrátor trojuholníkového napätia je tvorený integrátorom, na ktorého vstupe sa mení napätie medzi dvoma krajnými hodnotami $\pm U_0$. Okamihy prepnutia sú určené

dosiahnutím dvoch hraničných medzí $\pm U_{\max}$ na výstupe integrátora. Nadobudnutia hraničných stavov je určené komparátorom s hysteréziou. Jeho prenosová charakteristika je na obr.5.29.



a.)

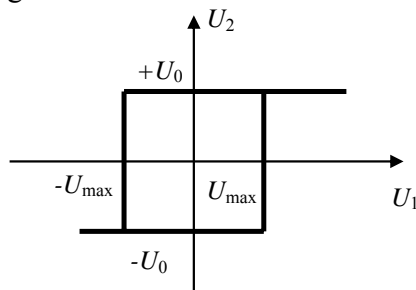


b.)

Obr.5.28 a.) Skupinová schéma funkčného generátora. B) Realizácia generátora trojuholníkového napätia pomocou dvoch operačných zosilňovačov.

Zhodné absolútne hodnoty napätí na vstupe integrátora zabezpečia, strmosť oboch strán trojuholníkového napätia je rovnaká ale s opačným znamienkom. Zhodné hodnoty špičkových napätí v kladnej aj zápornej polvlne sú zabezpečené presným nastavením prahových napätí vstupe $\pm U_{\max}$ komparátora s hysteréziou. Zmenou odporu R , kapacity C a hlavne vstupným napätím U_0 sa mení frekvencia trojuholníkového napätia.

Možnosť plynulej zmeny frekvencie zmenou vstupného napätia je hlavnou výhodou, ktorá sa využíva v napätím riadených oscilátoroch (NRO). Tie sú kľúčovým prvkom v obvodoch fázového závesu (kap.8.) ako aj v obvodoch anaógovo číslicového rozhrania (kap.12.). ďalšou výhodou je, že popri trojuholníkovom a harmonickom výstupnom signále je možné získať aj signal obdĺžnikového tvaru.

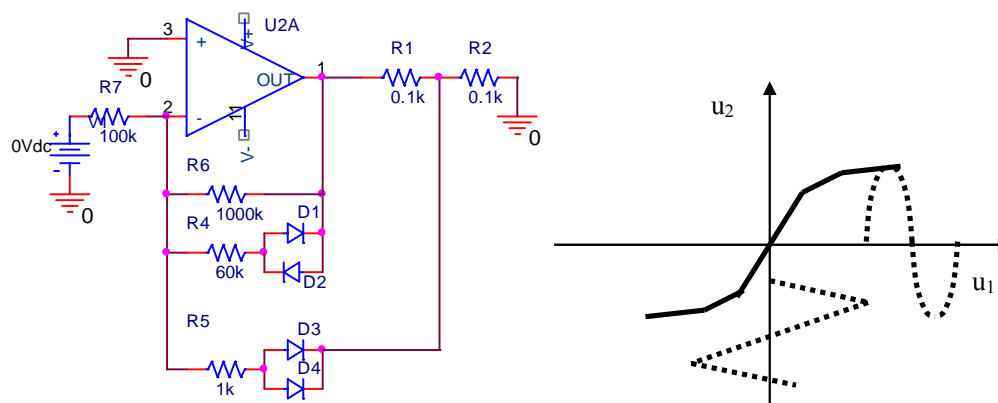


Obr.5.29. Hysterézna charakteristika komparátora

Tvarovací obvod ktorý mení zosilnenie podľa prenosovej charakteristiky s dvoma bodmi zlomu je na obr.5.30.

Diferenciálne zosilnenie reprezentované strmou prenosovej charakteristiky sa postupne znižuje. V prvom úseku je zosilnenie A_1 určené pomerom

$$A_1 = \frac{R_6}{R_7}$$



Obr.5.30 Tvarovací obvod a prenosová charakteristika s tvarovaním trojuholníkového napätia na sinusový

V druhom úseku ktorý sa otvorí keď výstupné napätie prekoná prahové napätie diód D_1, D_2 . Strmosť A_2 v tomto úseku je určená výrazom

$$A_2 = \frac{R_6 \parallel R_4}{R_7} \quad (5.59)$$

Strmosť A_3 v poslednom úseku je určená výrazom

$$A_3 = \frac{R_6 \parallel R_4 \parallel R_5}{R_7} \quad (5.60)$$

Zlomové napätia na výstupe sú určené prahovými napätiami. Prvý zlom nastane keď $u_{2,I} > 0,6V$. Zlom na výstupnom napätí $u_{2,II}$ medzi úsekmi 2 a 3 je určený výrazom

$$u_{2,II} \frac{R_2}{R_2 + R_1} > 0,6V \quad (5.61)$$