

4. Oscilátory

Zdrojem střídavých napětí akustických, nebo vysokofrekvenčních kmitů jsou v elektronických zařízeních oscilátory. Oscilátory patří mezi základní části elektronických obvodů, které vytvářejí elektrická napětí s požadovanými časovými průběhy.

- 1. Podle principu a druhu použitých součástí rozlišujeme oscilátory ,**
elektromechanické, výbojkové, elektronkové a tranzistorové.
- 2. Podle způsobu zapojení a provedení je rozdělujeme na několik skupin , např.**
oscilátory zpětnovazební, oscilátory řízené krystalem, oscilátory RC, oscilátory relaxační apod.
- 3. Podle použití můžeme oscilátory rozdělit na oscilátory pro**
 - vysílače-vyznačují se vysokou stabilitou,
 - oscilátory pro přijímače-základní zpětnovazební oscilátory s nižší stabilitou
 - pro laboratorní účely, většinou měřicí generátory
- 4. Podle kmitočtu na kterém pracují, rozdělujeme oscilátory na**
 - velmi nízkých kmitočtů od 0 do 25 Hz
 - nízkých kmitočtů-akustických 30 Hz až 20 kHz (15 kHz)
 - vysokých kmitočtů - nad 20 kHz
- 5. Podle časového průběhu kmitů můžeme oscilátory rozdělit na :**
 - zdroje sinusového harmonického kmitání
 - zdroje nesinusového neharmonického kmitání, tzv.relaxační oscilátory.
- 6. Podle výkonu, který musí oscilátor dodávat do zátěže rozdělujeme oscilátory na:**
 - výkonové, pracují s velkým výkonem
 - řídicí , pracují s výkony řádově mW

Oscilátory mohou pracovat s pevným kmitočtem, nebo mohou být přeladitelné. Důležitým požadavkem je stabilita kmitů oscilátoru. Základní oscilátory (zpětnovazební), mají stabilitu cca 10^{-3} až 10^{-4} , stabilní oscilátory mají stabilitu 10^{-5} a více. Například stabilita 10^{-6} znamená odchylku 1 Hz od pracovního kmitočtu 1 MHz, nebo 10 Hz od kmitočtu 10MHz apod.

4.1. Oscilátory sinusové

Každý sinusový oscilátor se skládá ze tří základních částí:

- ze řídicího obvodu**- např. kmitavého obvodu LC, který určuje kmitočet generovaného napětí (proudu)
- aktivního prvku**- např. tranzistorového zesilovače, který dodává energii napájecího zdroje kmitavému obvodu
- z obvodu kladné zpětné vazby**, kterým je energie zdroje do kmitavého obvodu dodávána.

Sinusové oscilátory mohou pracovat jako:

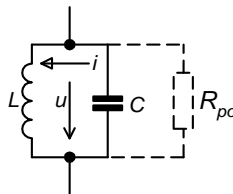
- oscilátory zpětnovazební* – řídicí a aktivní část oscilátoru jsou dva dvojbrany, spojené tak, že tvoří uzavřenou zpětnovazební smyčku
- oscilátory se záporným diferenciálním odporem*, které využívají záporného diferenciálního odporu některých součástek, např. tetrody, Esakiho diody,

4.1.1 Oscilátory LC

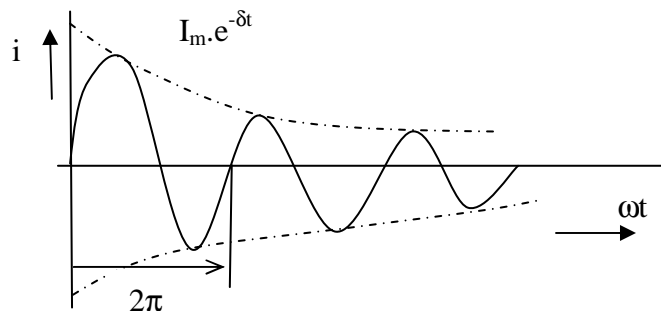
Jsou určeny hlavně pro výrobu vf. signálů. Základním řídicím obvodem je rezonanční LC obvod.

Po zavedení elektrické energie do obvodu LC se tento obvod rozkmitá na svém rezonančním kmitočtu. Pokud by byly součástky ideální, pak by tyto kmity byly netlumené a kondenzátor s cívku by si do neustále předávaly svou energii. Protože se však jedná o reálné součástky L a C, které vykazují určité ztráty, kmitají kmitly tlumenými. Nabijeme-li kondenzátor stejnosměrným proudem na napětí U_c a připojíme-li k němu paralelně cívku, vybije se kondenzátor přes cívku a jeho energie

$W_c = \frac{1}{2}CU^2$ se promění na energii magnetického pole cívky $W_L = \frac{1}{2}LI_m^2$



Obr. 1. Paralelní rezonanční obvod, tlumené kmity, netlumené kmity



obr.2 Tlumené kmitání skutečného rezonančního obvodu

Skutečný rezonanční obvod obsahuje vždy ztrátový odpor R, který způsobuje útlum obvodu. V obvodu vznikají tlumené kmity, které jsou charakteristické exponenciálním poklesem amplitudy cirkulačního proudu I_0 . Útlum je způsoben vznikem tepelné energie v činném odporu obvodu, která se vyžáří do prostoru a představuje nevratný děj. Pokles vzniká při každém průtoku proudu ztrátovým odporem a má za následek pokles amplitudy kmitů a současně i pokles kmitočtu. Velikost tlumení se vyjadřuje činitelem útlumu $\delta = \frac{R}{2L}$. Pro kmitočet tlumeného rezonančního obvodu platí vztah

$$\omega' = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} = \sqrt{\omega^2 - \delta^2}$$

ze vztahu je vidět, že dosáhne-li činitel tlumení hodnoty rovné rezonančnímu kmitočtu obvodu, nebo je i větší, nemůže nastat kmitání obvodu.. Obvod je tzv.přetlumen $\delta \geq \omega_0$ a proud v obvodu má aperiodický průběh.

Aby obvod kmital netlumenými kmity s konstantní hodnotou amplitudy proudu a napětí, je nutné kompenzovat účinek ztrátového odporu obvodu. Říkáme, že obvod se musí odtlumit. Fyzikální význam odtlumení rezonančního obvodu lze vysvětlit tak, že do obvodu zařadíme záporný odpor stejně velké hodnoty jako je odpor tlumící.

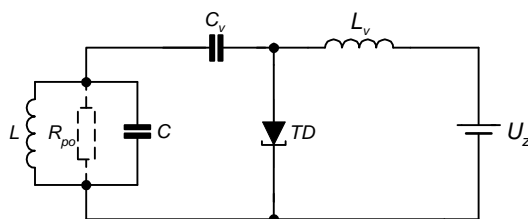
K udržení oscilací je proto zapotřebí zajistit stálou dodávku energie, která bude kmity udržovat. K tomu slouží *aktivní součástka* připojená k obvodu LC. Podle typu aktivní součástky a způsobu zapojení rozlišujeme *dvoupólové oscilátory* využívající prvku se *záporným diferenciálním odporem* a *zpětnovazební oscilátory*.

Dynatronové oscilátory

U *dvoupólových oscilátorů* využíváme součástek se záporným diferenciálním odporem – tunelová dioda, tetroda, apod. Každý obvod LC můžeme charakterizovat rezonančním kmitočtem f_0 a činitelem jakosti

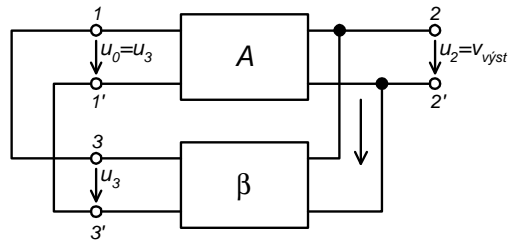
$$Q = \frac{\omega_0 L}{R_s} = \frac{R_p}{\omega_0 L}$$

Tento činitel udává, jak rychle doznívají vlastní kmity obvodu po vybuzení vhodným impulsem. Připojíme-li k takovému obvodu aktivní součástku se záporným diferenciálním odporem, bude se jím kompenzovat ztrátový odpor obvodu LC a tím se bude zvětšovat jeho činitel jakosti. Výsledný reálný odpor může být dokonce záporný, pak bude činitel Q rovněž záporný a amplituda kmitů bude stoupat. Nebude se tak však dít do nekonečna, neboť součástky vykazující záporný diferenciální odpor ho vykazují pouze v určité pracovní oblasti.



Obr. 3. Oscilátor s tunelovou diodou

V případě *zpětnovazebních oscilátorů* jsou ztráty obvodu LC hrazeny prostřednictvím zesilovače s kladnou zpětnou vazbou.



Obr. 4 Zesilovač se zpětnou vazbou

Zpětnovazební oscilátor bude oscilovat pouze za určitých podmínek a ty jsou odvozeny ze vztahu pro výpočet zesílení zesilovače se zpětnou vazbou, kdy platí:

$$A_u^n = \frac{A_u}{1 - \beta A_u}$$

Pokud při určité frekvenci f_0 bude součin $\beta A_u = 1$, poroste zesílení nade všechny meze a ze zesilovače se stane vlivem kladné zpětné vazby oscilátor. Pro dosažení trvalých kmitů oscilátoru musí být splněny dvě podmínky, podmínka amplitudová a podmínka fázová

$$\beta A = 1$$

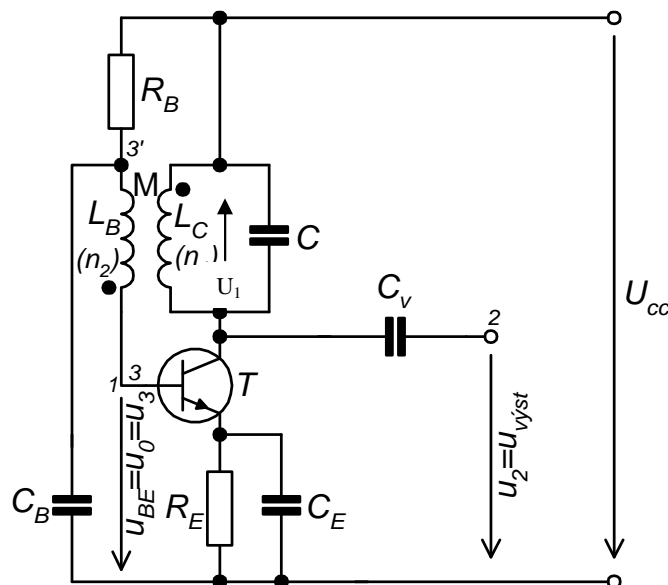
tj. tzv. amplitudová podmínka oscilací

$$\varphi_A + \varphi_\beta = 2\pi$$

tj. tzv. fázová podmínka oscilací

kde φ_A je fázový posun zesilovače
 φ_β je fázový posun zpětnovazebního dvojbranu

Jako příklad zpětnovazebního oscilátoru zde uvedeme Meisnerovo zapojení.



Obr. 5. Meisnerův oscilátor se společným emitorem

Zpětnovazební člen β je tvořen laděným obvodem $L_C C$ v kolektoru tranzistoru induktivně vázaným s vinutím v bázi L_B . Smysl vinutí vyznačený tečkami je volen tak, aby napětí v bodě 2 a v bodě 3 měla navzájem opačnou fázi a byla tedy při zapojení SE splněna fázová podmínka oscilací. Označíme-li napětí na rezonančním obvodu U_1

Činitel zpětné vazby β
$$\beta = \frac{n_2}{n_1} = \frac{U_0}{U_1}$$

Pro přenos zesilovače platí

$$A_u = -y_{21} \cdot R_p$$

kde R_p je v našem případě impedance rezonančního obvodu, takže

$$A_u = -y_{21} \frac{R_p}{1 + jQF}$$

Fázová podmínka oscilací bude splněna na kmitočtu, při kterém jsou napětí v bodech 2 a 3 otočena právě o 180° . Tímto kmitočtem je rezonanční kmitočet obvodu LC, při němž je poměrné rozladění $F=0$ a tedy přenos

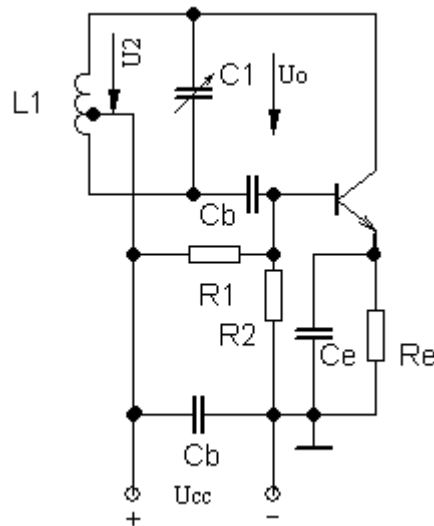
$$A = -y_{21e} R_p$$

Dosazením tak získáváme amplitudovou podmínku oscilací pro tento konkrétní popisovaný obvod

$$\beta A = -y_{21e} R_p \cdot -\frac{n_2}{n_1} = y_{21e} R_p \frac{n_2}{n_1} = 1$$

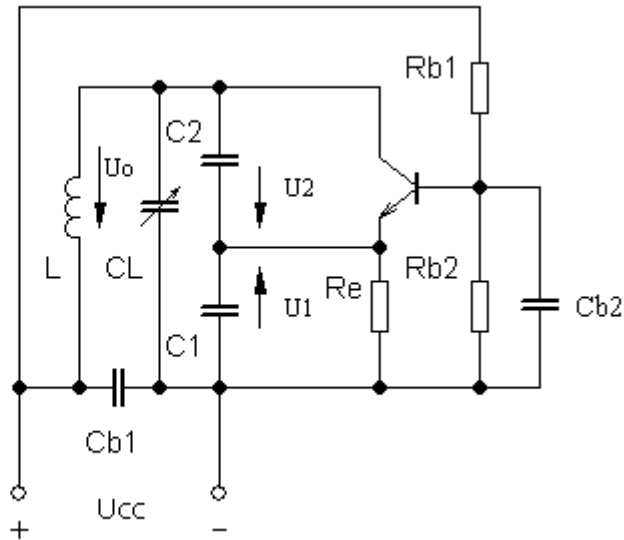
Často se můžeme setkat *s tříbodovými zapojeními oscilátorů*.

Tříbodové oscilátory mají buď indukční, nebo kapacitní část rezonančního obvodu upravenou jako dělič napětí, který je ve třech bodech připojen k zesilovači.



Obr. 6. Zapojení obvodu LC u Hartleyova oscilátoru (tříbodové zapojení)

Hartleyův oscilátor obr. 6 je oscilátor LC v tříbodovém zapojení, který má dělič vytvořený rozdělenou cívku oscilačního obvodu. Kmitavé napětí, které se v rezonančním obvodu vytvoří, je děličem rozděleno na dvě části. Část napětí z odbočky cívky připojená přes vazební kondenzátor C_b na bázi tranzistoru se přičítá k napětí U_{be} , je tranzistorem zesilována a v obvodu zpětné vazby je přiváděna z kolektoru do oscilačního obvodu. Toto napětí nahrazuje ztráty oscilačního obvodu a oscilátor kmitá netlumenými kmity. Předpětí báze tranzistorového zesilovače se uskutečňuje děličem R_1 a R_2 .



Obr. 7. Zapojení obvodu LC u Colpittsova oscilátoru (tříbodové zapojení)

Colpittsův oscilátor je oscilátor v tříbodovém zapojení s kapacitním děličem v řídicím obvodu. Pro střídavá napětí je báze tranzistoru uzemněna. Emitorový rezistor R_e je zařazen paralelně k malému vstupnímu odporu tranzistoru, takže neovlivňuje tlumení řídicího rezonančního obvodu. Kolektor je napájen přes cívku řídicího obvodu, tedy sériově. Blokovací kondenzátor C_{b1} uzavírá obvod pro střídavé kmitočty, na kmitočet rezonančního obvodu nemá vliv.

Kmitočtová podmínka- stanovení rezonančního pracovního kmitočtu oscilátoru, je dána vztahem:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \left(\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} + C_L + C_r \right)}}$$

kde C_r je rozptylová kapacita obvodu

Vstupní napětí U_1 odebíráme z kapacity děliče C_1 a po zesílení se napětí U_2 dostává na kapacitu děliče C_2 . Výstupní elektroda zesilovače-kolektor- je připojena k opačnému konci rezonančního (řídicího) obvodu, než ke kterému je připojena báze- vstupní elektroda. Tím je splněna podmínka kladné zpětné vazby.

Kmitočtová stabilita oscilátorů LC

Stabilita kmitočtu generovaného napětí se udává poměrnou odchylkou kmitočtu ΔF v určitém časovém intervalu.

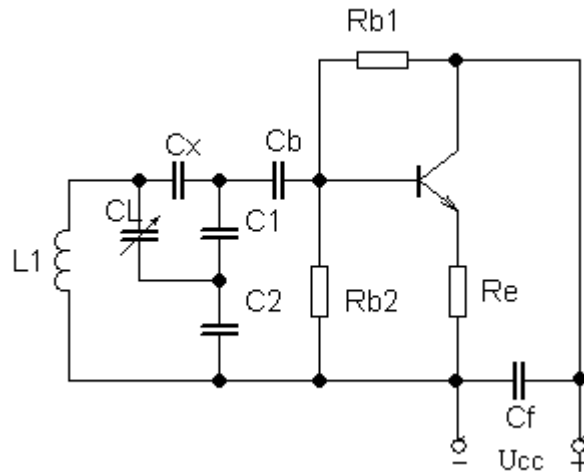
$$\Delta F = \frac{\Delta f}{f_0}$$

Oscilátory LC mají v základním zapojení kmitočtovou stabilitu maximálně 10^{-3} . Stabilita kmitočtu závisí na řadě vlivů, např. mechanické změny v ladícím obvodu oscilátoru (mrtvý chod při ladění), změny teploty, změny parametrů tranzistorů.

Tyto změny se projevují nejvíce u oscilátorů v obvodu budiče vysílačů, kde požadavky na stabilitu jsou podstatně vyšší. Nežádoucí změny kmitočtu LC oscilátorů jsou malé, když řídicí

(oscilační) obvod má velký činitel jakosti Q , tranzistor pracuje s velkou efektivní strmostí S_{ef} a zesilovací stupeň vykazuje malé změny vstupní a výstupní kapacity. Nežádoucí změny kmitočtu jsou přímo úměrné kmitočtu f_0 , je tedy vhodné pokud oscilátor pracuje na nižším kmitočtu. Na potřebnou hodnotu se kmitočet oscilátoru zvyšuje násobením kmitočtu v násobičích.

Mezi stabilní LC oscilátory patří např. Clappův oscilátor, nebo oscilátor Vackářův. Oba oscilátory jsou odvozeny od Colpittsova zapojení, jejich výhodou je větší přeladitelnost. Pro příklad si uvedeme Vackářovo zapojení s přeladitelností 2,5 : 1



Obr.8. Zapojení obvodu LC u Vackářova oscilátoru (tříbodové zapojení)

Pro tranzistorový Vackářův oscilátor platí:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L_1}{\frac{1}{C_L} + \frac{1}{C_2}}}}$$

Příklady na procvičení 1 :

1) Vypočítejte rezonanční kmitočet LC obvodu je-li $L = 1\mu\text{H}$ a $C = 10\text{ pF}$. Při výpočtu zanedbáme ohmický odpor vinutí cívky.

řešení- řešení úlohy vychází z rezonanční podmínky $X_L = X_C$. Z tohoto výrazu vyjádříme úpravou rezonanční kmitočet f_r .

Dosadíme za indukční a kapacitní reaktanci $X_L = j\omega L$ a $X_C = \frac{1}{j\omega C}$

platí $j\omega L = \frac{1}{j\omega C}$ rovnici převedeme do reálného tvaru a upravíme $\omega^2 = \frac{1}{LC}$

potom $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ a $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ tento výraz se nazývá *Thomsonův vztah*

po dosazení za $L = 1 \cdot 10^{-6}\text{ H}$ a $C = 10 \cdot 10^{-12}\text{ F}$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{1 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^{-12}}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{10 \cdot 10^{-18}}} = \frac{1}{2\pi \cdot 3,16 \cdot 10^{-9}} = 0,050 \cdot 10^9 = 50\text{ MHz}$$

2. Vypočítejte indukčnost rezonančního obvodu s těmito parametry : $f = 98\text{ MHz}$, $C = 50\text{ pF}$.

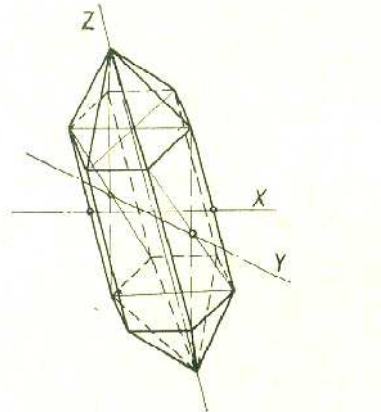
řešení- při výpočtu použijeme upravený výraz z př.1 $\omega^2 = \frac{1}{LC}$

z rovnice vyjádříme indukčnost L $L = \frac{1}{\omega^2 \cdot C} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (9,8 \cdot 10^7)^2 \cdot 5 \cdot 10^{-11}} = 52,8\text{ nH}$

Z příkladu č. 2 je vidět jaké hodnoty indukčností se používají v pásmu VKV rozhlasu. Indukčnost 52,8 nH je realizována několika závitů Cu vodiče na průměru 3 mm. Doladění obvodu se provádí přiblížením, nebo oddálením závitů takovéto cívky. Jádrem cívky je vzduchové.

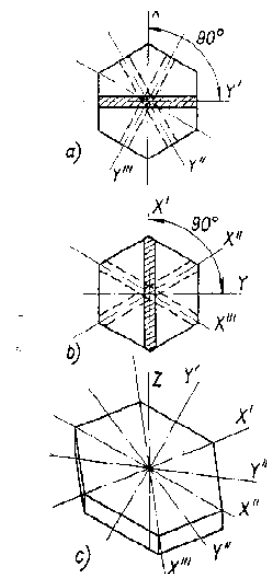
4.1.2 Oscilátory krystalové

Oscilátory řízené krystalem jsou kmitočtově velmi stabilní oscilátory. Z tohoto důvodu se používají ve vysílačích, kde požadavek na stabilitu kmitočtu je velmi důležitý. Řídící člen-rezonanční obvod – je tvořen piezoelektrickým rezonátorem, což je destička vhodně vyříznutá z křemene, nebo jiného piezoelektrického krystalu, např. turmalínu. Tyto krystaly krystalují v šesterečné soustavě.



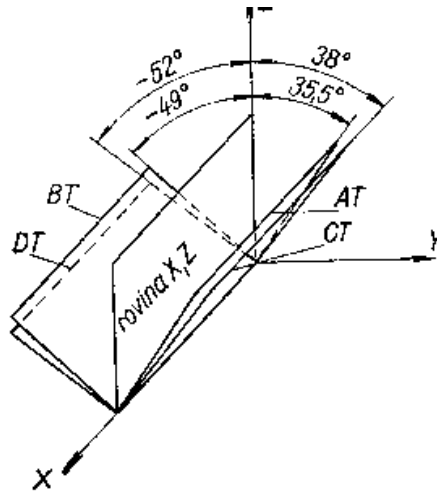
obr.9 Orientace os křemenného krystalu

Krystal má tři druhy os, a to osy elektrické $X' X'' X'''$, osy mechanické $Y' Y'' Y'''$ a optickou osu Z. Ve směru optické osy Z působí krystal pouze lom a polarizaci světla, proto nemá tato osa pro oscilátory význam. U krystalů nás zajímá pouze piezoelektrický jev, který spočívá v tom, že přivedeme-li na krystalový výbrus ve směru osy X střídavé napětí, vytvoří se v rytmu kmitočtu tohoto napětí mechanické kmity ve směru osy Y a opačně, působíme-li silou, namáháním, na krystal ve směru osy Y, vytvoří se na výbrusu ve směru osy X elektrický náboj. Krystalový výbrus, destička z krystalu vybroušená, má určitý vlastní kmitočet, který závisí na jejím rozměru, při kterém se vytváří největší hodnota náboje . viz obr. 10.



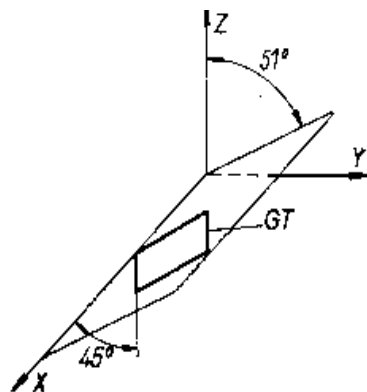
obr. 10 Řezy křemenným výbrusem: a) výbrus kolmý na osu X, b) výbrus kolmý na osu Y, c) výbrus kolmý na osu z

Krystalový výbrus vykazuje také kmitočtovou závislost na teplotě, která závisí na sklonu výbrusu k příslušné ose krystalu. Nejpoužívanější jsou výbrusy, které svírají s rovinou XZ kladný, nebo záporný úhel, jak je vyznačeno na obr.11



obr.11 Krystalové výbrusy orientované k rovině XZ

Tyto výbrusy označujeme jako řezy AT, BT, CT, DT a GT. Nejmenší teplotní závislost má řez typu GT, který je vyznačen na obr. 12



obr.12 Výbrus GT s nejmenší kmitočtovou závislostí na teplotě

Krystalové výbrusy mají obvykle tvar čtvercových, obdélníkových, nebo kruhových destiček, popřípadě pro nižší kmitočty i tyčinek. Podle tvaru destičky může výbrus kmitat příčně (transversálně), podélně (longitudinálně), nebo složitějšími kmity, např. stříhově, ohybově a torzní.

Vlastní kmitočet výbrusu pro příčné kmitání je dán přibližným vztahem

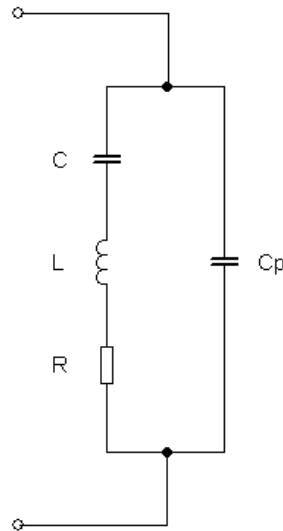
$$f_{0p} = \frac{2870}{d} \quad [\text{kHz; mm}] \quad \text{kde } d \text{ je tloušťka výbrusu}$$

Pro podélně kmitající výbrus platí vztah

$$f_{0d} = \frac{2700}{l} \quad [\text{kHz; mm}] \quad \text{kde } l \text{ je délka výbrusu}$$

Pro oscilátory s vysokým kmitočtem (stovky MHz) se používají vyšší harmonické kmity krystalů –výbrusů- z *turmalínu* (*křemičitan hlinitobromitý*). Pro krystalové přenosky a mikrofony se používají buď umělé materiály na bázi keramiky , např $BaTiO_3$ –(titaničitan barnatý), nebo přírodní materiály Siegnettova sůl (podvojný síran sodnodraselný)

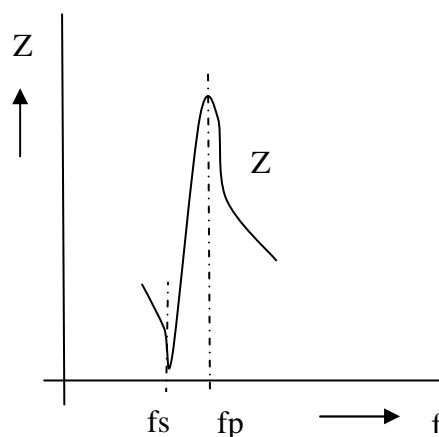
Krystalový výbrus opatřený vývodními elektrodami má stejné elektrické vlastnosti jako obvod složený ze sériového rezonančního obvodu RLC (s vysokou jakostí) a paralelně řazeného kondenzátoru C_p , který představuje kapacitu připojovacích elektrod.



obr. 13 Náhradní(elektrické) schéma krystalového výbrusu

Pro představu si uvedeme konstanty obvodu tvořeného křemennou destičkou 20 x 20 mm o tloušťce $d= 2,87$ mm, jejíž rezonanční kmitočet je cca $f_0 = 1$ MHz.

Takovýto výbrus má hodnoty: $C= 56,6 \cdot 10^{-3}$ pF, $L = 447$ mH, $R = 15,8 \Omega$. Činitel jakosti tohoto obvodu $Q = 175\ 450$. Vzhledem k takto vysokému činiteli jakosti, tvoří výbrus velmi selektivní rezonanční obvod.



obr.14 Impedanční charakteristika piezoelektrického rezonátoru

Na obr. 14 vykazuje impedance dva lokální extrémny. Při zvyšování kmitočtu se impedance rezonátoru zmenšuje, při kmitočtu f_s je nejmenší a pak postupně roste až do kmitočtu f_p , kdy dosahuje svého maxima.. Oba kmitočty jsou velmi blízké, rezonátor při nich vykazuje

analogické vlastnosti jako má sériový rezonanční obvod (f_s) a paralelní rezonanční obvod (f_p)

Rezonanční kmitočty náhradního obvodu rezonátoru jsou dány rovnicemi:

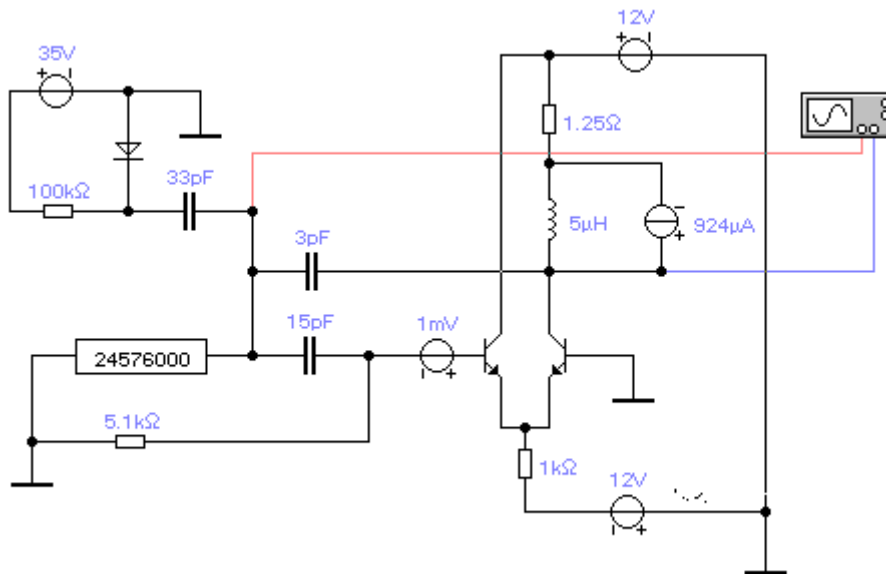
$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{LCCp}{C + Cp}}}$$

Paralelní rezonanční kmitočet je vždy vyšší než sériový. Velmi důležitým parametrem piezoelektrického rezonátoru je *činitel jakosti Q*. Pro jeho hodnotu platí

$$Q = \frac{\omega_s L}{R} \quad \text{Největších hodnot se dosahuje u rezonátorů z krystalického křemene.}$$

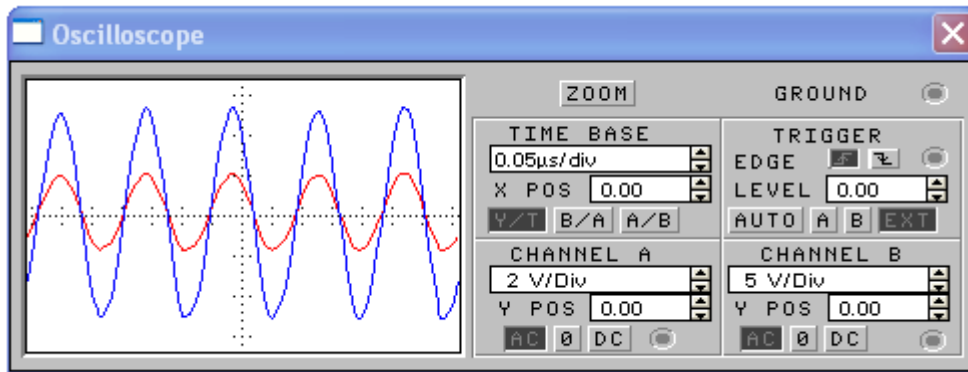
Další velice důležitou vlastností je změna parametrů rezonátoru s teplotou a s časem. Tuto závislost definuje *teplotní součinitel kmitočtu k_f*

$k_f = \frac{\Delta f_s}{f_s} \cdot \frac{1}{\Delta v}$ *Teplotní součinitel udává poměrnou změnu sériového rezonančního kmitočtu, při změně teploty o 1 °C.*



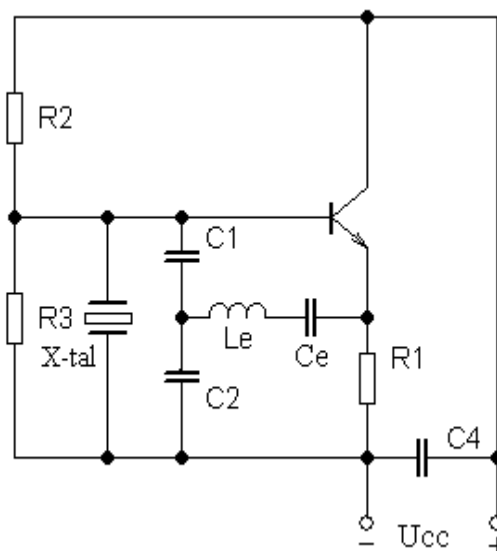
obr.15 Krystalový oscilátor s diferenciálním zesilovačem-krystal pracuje s kmitočtem 24,576 MHz

Na obr.15 je schéma zapojení krystalového oscilátoru s diferenciálním zesilovačem se symetrickým napájením $\pm 12V$. Kmitavé napětí z krystalové jednotky je přivedeno na bázi prvního tranzistoru se stejnosměrným předpětím 1 mV. V důsledku změny napětí na bázi dochází ke změně kolektorového, emitorového proudu, tím se mění proud tranzistoru T_2 a v obvodu kolektoru vzniká zpětnovazební napětí, které se přes $C= 3pF$ přivádí zpět na řídicí člen. Na obr. 16 je oscilogram napětí generovaného oscilátorem



obr.16 Časový průběh napětí u krystalového oscilátoru $f_0 = 7,14 \text{ M}$

Na obr. 17 je uvedeno zapojení krystalového oscilátoru „Tritet“, který je upravenou verzí oscilátoru v Piercově zapojení



obr.17 Tranzistorový oscilátor „ Tritet“

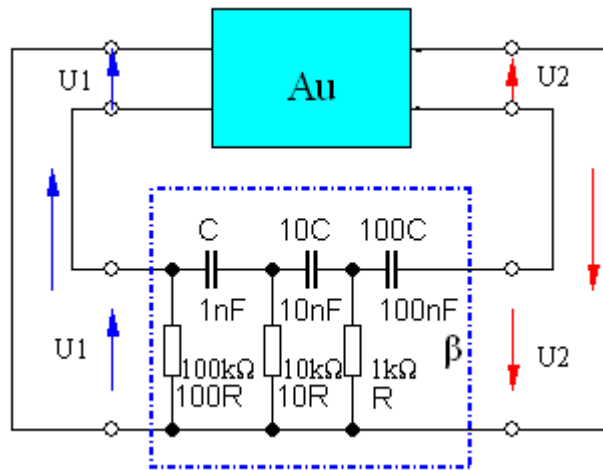
Oscilátor Tritet má v obvodu zpětné vazby sériový rezonanční obvod L_e, C_e , který je naladěn na pracovní kmitočet f_0 . Pro každý jiný kmitočet je impedance L_e, C_e komplexní a mnohem ,větší ,takže při jiném kmitočtu než f_0 nevznikají oscilace.

4.1.3 Oscilátory RC

U všech oscilátorů se zpětnou vazbou, je kmitočet definován parametry použitých obvodů LC, nebo parametry krystalu.. V elektronických zařízeních, např. v oboru měřících generátorů se používají oscilátory, které nemají kmitavý obvod a přesto jsou schopny vyrábět harmonické průběhy s velmi malým tvarovým zkreslením a s poměrně dobrou kmitočtovou stabilitou. Jsou to zpětnovazební oscilátory, které mají v obvodu kladné zpětné vazby zařazeny členy RC, proto se jim říká oscilátory RC.

V praktických aplikacích se nejčastěji používají *RC oscilátory s kaskádním dvojbranem*, který je tvořen buď derivačními, nebo integračními články a *oscilátory s Wienovým článkem* v obvodu zpětné vazby. V některých aplikacích se používají další typy RC článků, např. články typu T, dvojité články T, přemostěné články T.

Oscilátory s kaskádním dvojbranem se nazývají také oscilátory s posunem fáze.



obr.18 Oscilátor RC s kaskádním dvojbranem

a) Nejjednodušší oscilátory RC mají v obvodu zpětné vazby kaskádní dvojbran, složený z kaskády tří článků RC. Články mohou být zapojeny buď jako články derivační, toto je případ na obr.18, nebo jako články integrační. Aktivní dvojbran RC oscilátoru je tvořen jednostupňovým zesilovačem, který má fázový posun $\varphi_A = \pi$. Fázová podmínka oscilací však předpokládá, že celkový fázový posun obou dvojbranů (zesilovače, kaskádního dvojbranu) musí být $2k\pi$. Proto fázový posun zpětnovazebního dvojbranu β je pak dán vztahem

$$\varphi_\beta = 2k\pi - \varphi_A = \pi (2k - 1) \quad \text{pro } k = 1,2,\dots$$

Nejpoužívanější kaskádní dvojbran se skládá z článků s odstupňovanými hodnotami R a C, viz. obr.18. Každý z článků má časovou konstantu $\tau = 100 RC$, což splňuje podmínku nezávislosti článků, vzájemně se nezatěžují. Fázový posun přenášeného signálu s úhlovým kmitočtem ω každého článku je definován vztahem

$$\varphi = \arctg \frac{1}{\omega\tau} \quad \tau = 100 RC$$

Protože všechny články mají stejný fázový posun $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3$, je možné fázový posun celého dvojbranu vyjádřit vztahem

$$\varphi_{\beta} = 3 \operatorname{arctg} \frac{1}{\omega_0 \tau} \quad \text{potom} \quad \operatorname{arctg} \frac{1}{\omega_0 \tau} = \frac{\varphi_{\beta}}{3} = \frac{\pi}{3} \quad \text{a} \quad \frac{1}{\omega_0 \tau} = \operatorname{tg} \frac{\pi}{3} = \sqrt{3}$$

$$\frac{1}{\sqrt{3} \cdot \tau} = \omega_0 = 2\pi f_0 \quad \text{a oscilační kmitočet} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{3} \cdot \tau} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{3} \cdot 100RC}$$

Napěťový přenos aktivního dvojbranu, který musí vyrovnat útlum kaskádního dvojbranu určíme z amplitudové podmínky

$$\beta A_U = 1 \quad \text{potom} \quad A_u = \frac{1}{\beta} \quad \text{modul přenosu jednoho článku} \quad \beta = \frac{1}{2}$$

$$\text{pak pro přenos tří článků} \quad \beta_c = \beta^3 = \left(\frac{1}{2}\right)^3 = \frac{1}{8}$$

K rozkmitání obvodu je třeba zesilovače se zesílením $A_U = 8$

Mimo zpětnovazebního dvojbranu s odstupňovanými hodnotami C a R se jako zpětnovazební dvojbrany používají kaskádní články složené rezistorů a kondenzátorů stejných hodnot, platí

$$R_1 = R_2 = R_3 \quad \text{a} \quad C_1 = C_2 = C_3$$

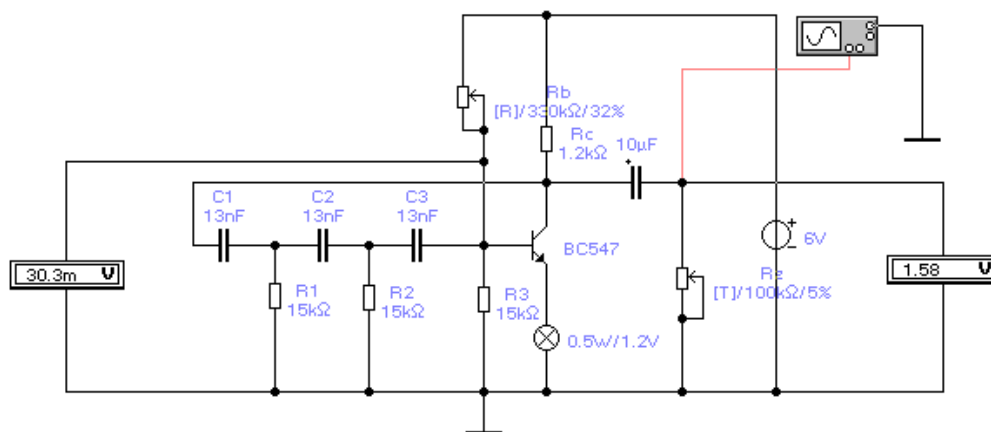
Tyto články se však navzájem zatěžují, útlum kaskádního dvojbranu je podstatně větší a proto je zapotřebí většího zesílení aktivního dvojbranu- zesilovače.

V takovém případě je oscilační kmitočet dán vztahem

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{6} \cdot RC}$$

a potřebné zesílení zesilovače má hodnotu $A_U = 29$

Pro názornost si ukážeme zapojení a funkci RC oscilátoru s derivačními články ve tvaru horní propusti, se stejnými hodnotami R a C prvků. Obvod je vytvořen v simulačním programu Electronics Workbench, viz obr. 19

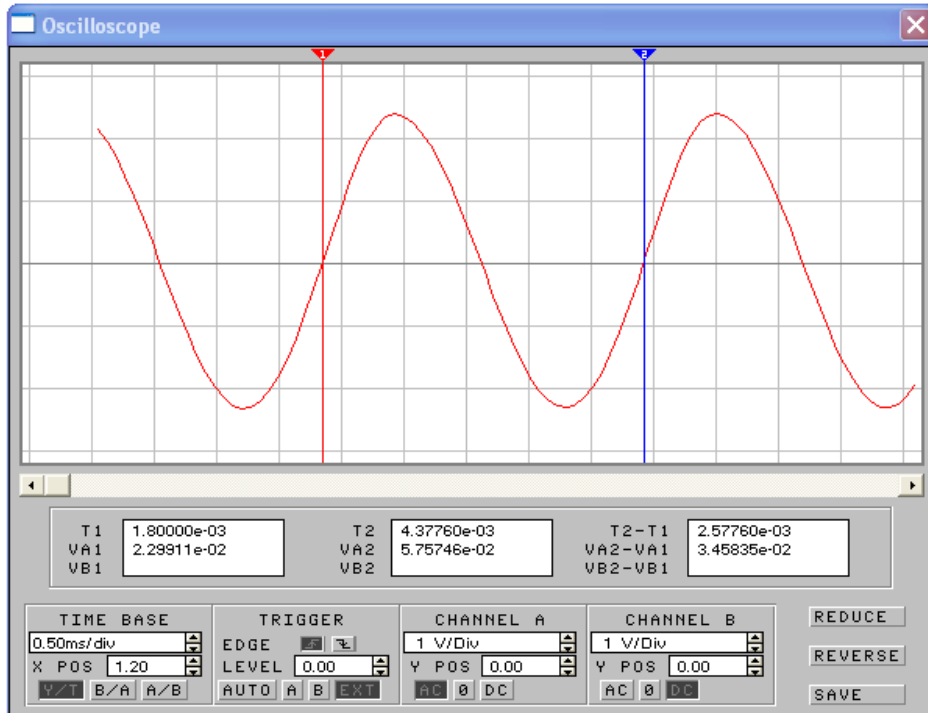


obr.19 Zapojení tranzistorového oscilátoru RC s posuvem fáze

Text slouží pouze pro vnitřní potřeby SOŠ a SOU Hradební 1029, Hradec Králové
vytvořil: ing. Jáchym Vacek

Na obr. 19 je simulační model RC oscilátoru s hodnotami $R_1 = R_2 = R_3 = R = 15 \text{ k}\Omega$
 $C_1 = C_2 = C_3 = C = 13 \text{ nF}$

$$\text{Oscilační kmitočet } f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{6} \cdot RC} \quad \text{tj. } f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{6} \cdot 1,5 \cdot 10^4 \cdot 1,3 \cdot 10^{-8}} = 333,3 \text{ Hz}$$



obr. 20 Oscilogram časového průběhu napětí generovaného RC oscilátorem na obr.19

Z časového průběhu kurzorů 1 a 2 určíme dobu periody jednoho kmitu. Perioda je rozdíl $T_2 - T_1$ tedy 2,577 ms. Pro kmitočet platí

$$f_0 = \frac{1}{T_2 - T_1} = \frac{1}{2,577 \text{ ms}} = 388 \text{ Hz}$$

při porovnání obou vypočítaných údajů je vidět chyba 55 Hz , tj. asi 16,5 %. Chyba je dána čtením údajů na osciloskopu ale podstatný vliv má fázová charakteristika, která vykazuje pro $f = f_0$, malou strmou a proto mohou malé odchylky fázového posunu v zesilovači značně ovlivnit oscilační kmitočet..

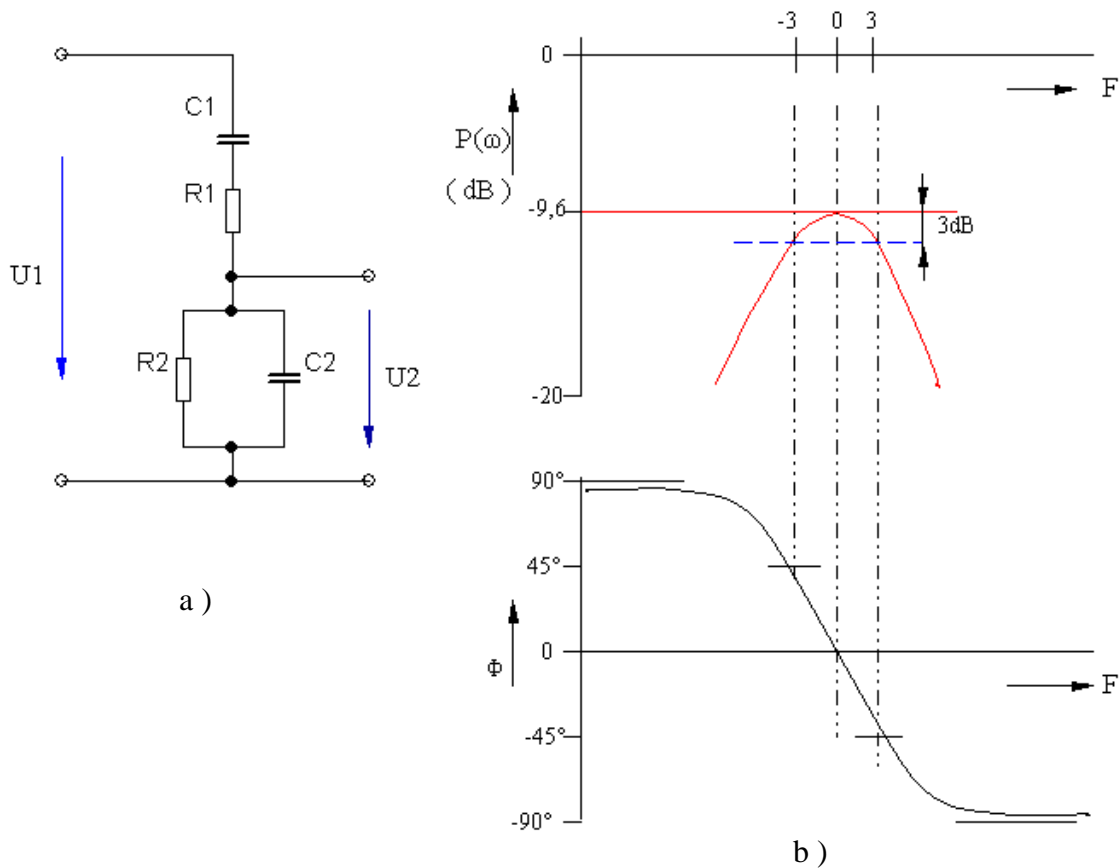
Z údajů ve schématu na obr. 19 můžeme určit zesílení aktivního dvojbranu z hodnoty vstupního a výstupního napětí. $U_{\text{vst.}} = 33,3 \text{ mV}$, $U_{\text{výst.}} = 1,58 \text{ V}$

$$A_U = \frac{1,58 \text{ V}}{0,0333 \text{ V}} = 47$$

Stabilitu amplitudy kmitů zajišťuje nelineární odpor-žárovka- v obvodu emitoru tranzistoru. Na odporu žárovky vzniká záporná zpětná vazba, která upravuje zesílení zesilovače tak, aby nevznikalo tvarové zkreslení generovaných kmitů.

b). Můstkové oscilátory RC- oscilátory s Wienovým dvojbranem

Wienův dvojbran je pásmovou propustí. Patří mezi selektivní články RC, které vykazují při kritickém kmitočtu extrém.



obr.21 Wienův článek; a) schéma zapojení, b) útlumová a fázová charakteristika

Pro řešení článku si nejdříve vyjádříme impedanci sériového zapojení Z_1 a impedanci paralelního zapojení Z_2

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \quad Z_2 = \frac{R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}$$

pro přenos článku platí $P(\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{1}{1 + \frac{Z_1}{Z_2}}$ (čitatele i jmenovatele dělíme Z_2)

po dosazení a úpravě dostaneme přenosovou funkci $P(\omega)$ v komplexním tvaru

$$P(\omega) = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j\left(\omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2}\right)}$$

úpravou této rovnice dostaneme *rovnici útlumové charakteristiky- absolutní hodnotu přenosu*

$$|P(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}\right)^2 + \left(\omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2}\right)^2}}$$

z rovnice vyjádříme *rovnici fázové charakteristiky* $\varphi = -\arctg \frac{\text{Im}}{\text{Re}}$

kde Im je imaginární část výrazu komplexního přenosu a Re je reálná část výrazu komplexního přenosu. Potom rovnice fázové charakteristiky

$$\varphi = -\arctg \frac{\omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2}}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}}$$

Z rovnice přenosu v komplexním tvaru určíme kritický kmitočet f_0 Wienova článku, při kterém je přenos článku reálný a maximální. Z této podmínky vyplývá, že Im část $P(\omega)$ má hodnotu 0, tedy

$$\omega_0 C_2 R_1 - \frac{1}{\omega_0 C_1 R_2} = 0 \quad \text{z toho} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad \text{a} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Maximum přenosu, které při tomto kritickém kmitočtu nastane je dáno reálnou částí rovnice komplexního přenosu a představuje útlum článku. Přenos článku při kmitočtu f_0

$$P(f_0) = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}} \quad \text{protože v praktických zapojeních se nejčastěji používají články, kde}$$

$$R_1 = R_2 = R \quad \text{a} \quad C_1 = C_2 = C \quad \text{dostaneme po dosazení} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{a přenos} \quad A(f_0) = \frac{1}{3}$$

$$\text{přenos v dB má pak hodnotu} \quad A(f_0) \text{dB} = 20 \log \frac{1}{3} = -9,54 \text{dB}$$

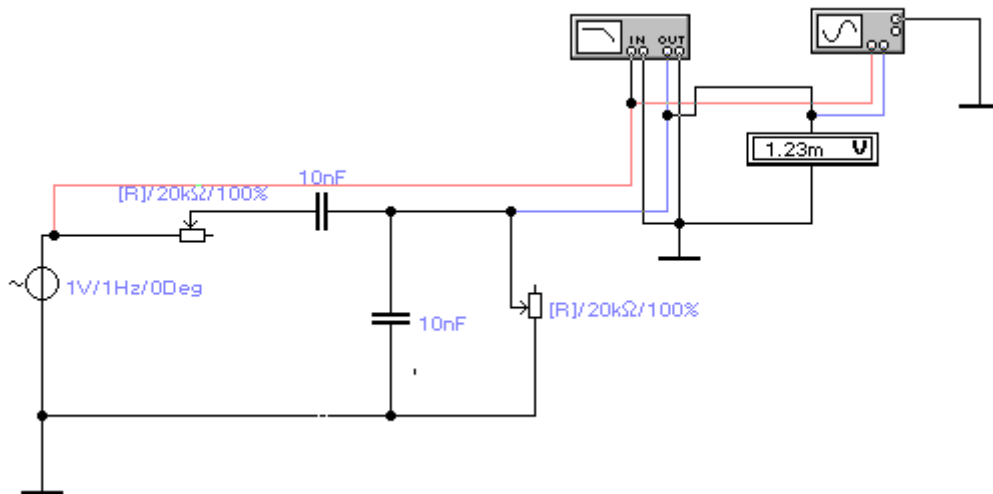
Praktické znázornění Wienova článku je zobrazeno na obr.22. Článek se skládá z rezistorů o hodnotě $20\text{k}\Omega$ a kondenzátorů s hodnotou 10 nF . Kritický kmitočet článku je

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot 1 \cdot 10^{-8} \cdot 2 \cdot 10^4} = 796\text{ Hz}$$

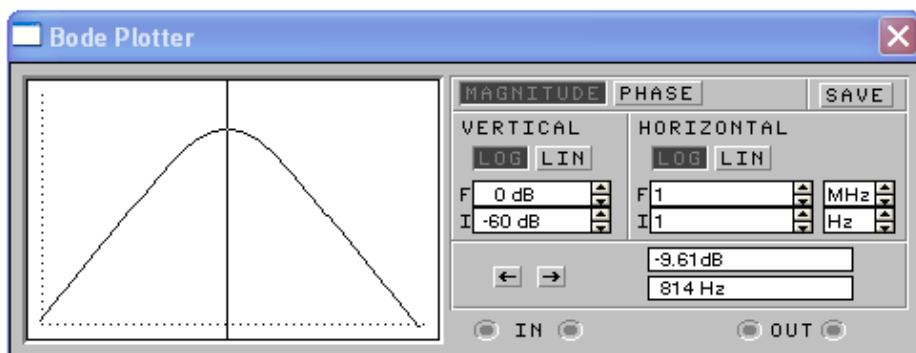
na zobrazovači Bode Plotteru je hodnota 814 Hz . Při

tomto kmitočtu je přenos článku $-9,61\text{ dB}$. Pokud bychom nastavili přesně hodnotu přenosu $-9,54\text{ dB}$, pak by kmitočet odpovídal vypočítané hodnotě.

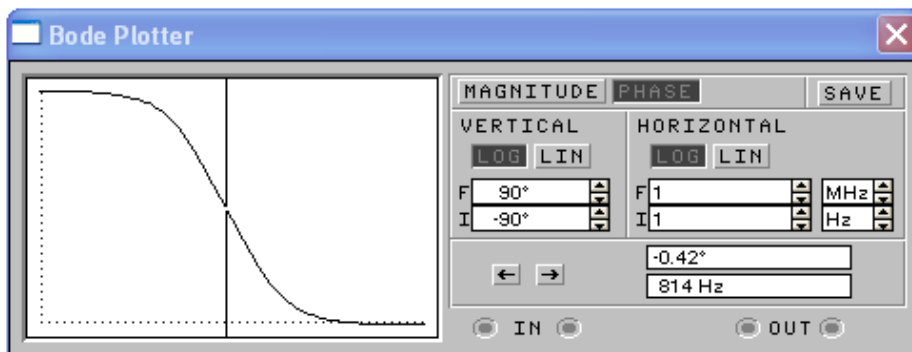
Na obr.22 c je znázorněna fázová charakteristika, při nastaveném kmitočtu 814 Hz vykazuje článek fázový posun $-0,42^\circ$, při hodnotě 0° opět bude souhlasit vypočítaný kmitočet.



a)

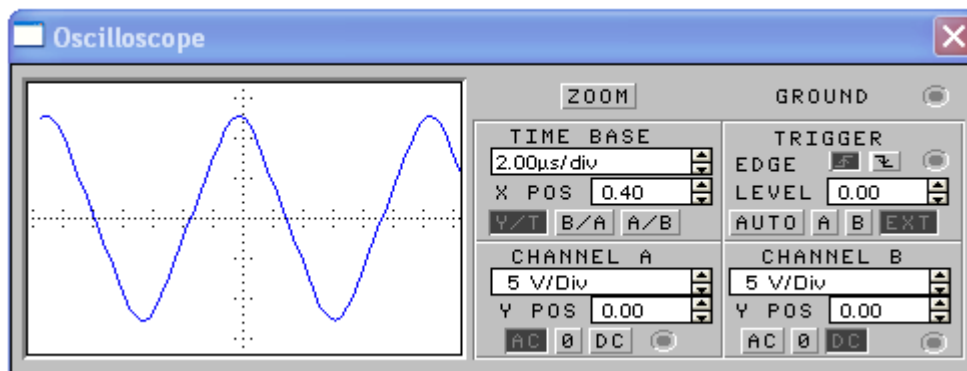
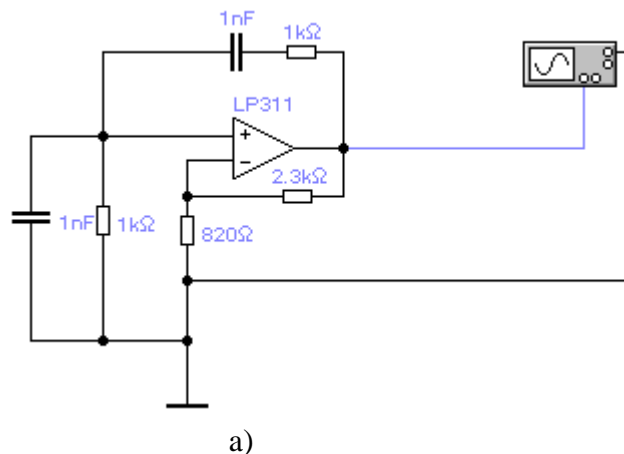


b)



c)

obr.22 Model Wienova článku v programu Electronics Workbench a) základní zapojení s měřícími obvody, b) amplitudová charakteristika, c) fázová charakteristika



obr. 23 Model zapojení RC oscilátoru s Wienovým článkem v obvodu zpětné vazby neinvertujícího OZ
a) schéma zapojení ; b) časový průběh výstupního signálu

Na obr.23 a) je zapojení RC oscilátoru s operačním zesilovačem. Obvod je velice citlivý na nastavení přenosu zesilovače, pro vyrovnání základního útlumu Wienova článku 9,54 dB je potřebné zesílení neinvertujícího zesilovače dáno vztahem:

$A_u = 20 \log X$ - pro známou hodnotu A_u vypočítáme hodnotu potřebnou velikost zesílení

$$X = 10^{\frac{9,54}{20}} = 2,99 \quad \text{potřebné zesílení } 2,99 \text{ nastavíme děličem v obvodu zpětné vazby}$$

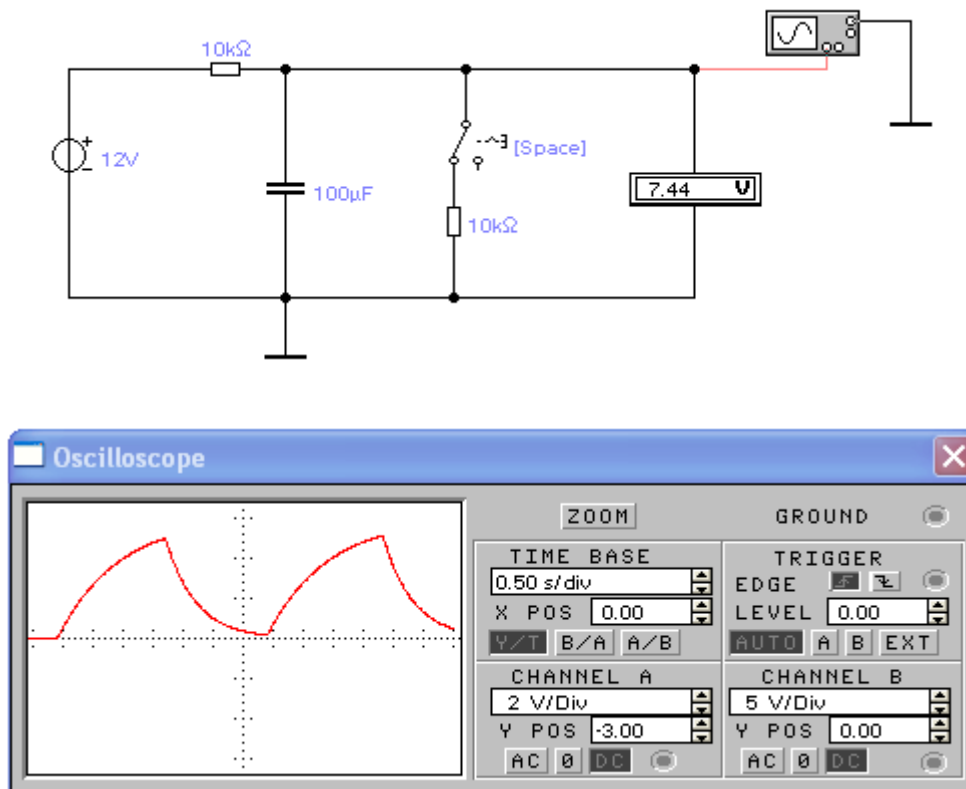
$$\text{Pro neinvertující zesilovač platí } A_u = 1 + \frac{R_{zp}}{R_1} = 1 + \frac{2,3k\Omega}{0,82k\Omega} = 3,8$$

Kmitočet oscilátoru neodpovídá podmínce $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$, vzhledem ke skutečným hodnotám parametrů operačního zesilovače se od teoretického kmitočtu liší. Obvod je velmi citlivý na nastavení zesílení, neboť při velkém zesílení dochází ke tvarovému zkreslení generovaných kmitů a při zesílení menším než hodnota 2,99 kmitů nenastanou.

4.1.4 Relaxační oscilátory

Relaxační oscilátory pracují jako generátory nesinusových kmitů. Střídavá napětí s nesinusovým průběhem se používají v měřicí technice, regulaci, v přenosu dat, v televizní technice a pod.

Nejjednodušším generátorem nesinusových kmitů je **RC integrační článek** buzený ze zdroje stejnosměrného napětí. Po připojení napětí se kondenzátor nabíjí podle exponenciální závislosti postupně až na napětí buďícího zdroje. Za dobu 1τ , tj. za dobu kterou určíme z kapacity kondenzátoru a odporu rezistoru se kondenzátor nabije na 63% celkového napětí zdroje. Za dobu 5τ se nabije na plné napětí zdroje. Pokud zařadíme paralelně ke kondenzátoru vybíjecí člen, bude se kondenzátor při sepnutí spínače vybíjet až na nulovou hodnotu. Spínací prvek může být realizován doutnavkou, která má určitou hodnotu zápalného napětí, při které se její vnitřní odpor zmenší prakticky na nulovou hodnotu. Poklesne-li napětí na kondenzátoru na hodnotu zhášecího napětí, její vnitřní odpor se zvýší na nekonečně velkou hodnotu a kondenzátor se znovu nabíjí. Na výstupu takového obvodu vzniká pilové napětí s amplitudou, která odpovídá rozdílu $\Delta U = U_{z\acute{a}p.} - U_{zh\acute{a}š.}$. Tento obvod můžeme simulovat v programu Electronics Workbench a doutnavku nahradit mechanickým spínačem. Na osciloskopu uvidíme průběh napětí při rozepnutí spínače $U_C < U_{z\acute{a}p.}$ a následně při sepnutém spínači kdy $U_C > U_{zh\acute{a}š.}$. Celý průběh je vidět na obr.24



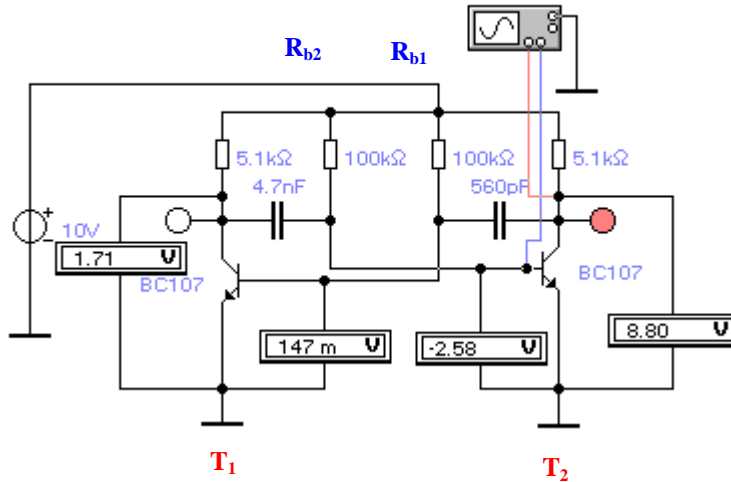
obr. 24 Model generátoru pilových kmitů s mechanickým spínačem vybíjení kondenzátoru

časová konstanta nabíjecího a vybíjecího obvodu je stejná a určíme ji ze vztahu

$$\tau_n = R.C = 1.10^4 \cdot 1.10^{-4} = 1s$$

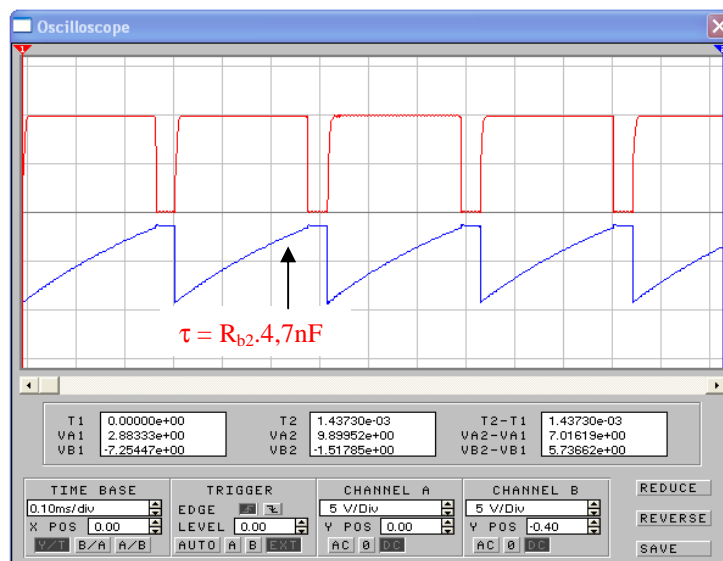
Astabilní multivibrátor

Astabilní multivibrátor je generátor pravoúhlých průběhů-kmitů. Astabilní multivibrátor patří mezi regenerativní obvody a může být realizován buď součástkou se záporným diferenciálním odporem, nebo jako obvod s kladnou zpětnou vazbou. Základní zapojení astabilního multivibrátoru, využívá kapacitní vazbu mezi kolektorem a bází v obvodu dvoustupňového zesilovače, v zapojení SE viz obr.25.



obr.25 Astabilní multivibrátor

Pro posouzení chování astabilního multivibrátoru použijeme údaje měřících přístrojů v modelu multivibrátoru. Vzhledem k hodnotám napětí voltmetrů, které udávají napětí U_{ce} na obou tranzistorech je vidět, že tranzistor T_1 je otevřený-teoreticky se jeho pracovní bod nachází na mezi saturace $U_{ce} = 1,71$ V. Tranzistor T_2 je téměř v uzavřeném stavu, jeho $U_{ce} = 8,8$ V, což signalizuje LED dioda v obvodu kolektoru. Nasycení tranzistoru T_1 je zajištěno odporem v bází R_{b1} , přes který se na bázi T_1 přivádí kladné napětí zdroje. Kondenzátor $4,7nF$ je nabíjen ze zdroje stejnosměrného napětí přes odpor R_{b2} v obvodu $+U_{cc}$, R_{b2} , $4,7$ nF, cT_1 , eT_1 , $-U_{cc}$. Záporné napětí $U_{BE} T_2$ se postupně snižuje s časovou konstantou $\tau = 100k\Omega \cdot 4,7$ nF, až dosáhne hodnoty otevírací úrovně a tranzistor T_2 se otevře a přejde do saturačního stavu. Časová konstanta otevření T_1 je $470\mu s$.



obr.26 Časový průběh napětí na bázi (spodní část grafu) a na kolektoru (horní část grafu) tranzistoru T_2

Při otevírání tranzistoru T_2 se současně snižuje napětí na bázi T_1 (dosahuje záporné hodnoty) a ten přechází do uzavřeného stavu. Po dosažení nasycení tranzistoru T_2 , se začíná nabíjet kondenzátor 560pF v obvodu: $+U_{cc}$, R_{b1} kondenzátor 560pF , cT_2 , eT_2 , $-U_{cc}$ s časovou konstantou $56\mu\text{s}$, T_1 se opět otevírá, pokles napětí na cT_1 způsobí snížení napětí na bT_2 a tento se opět zavře. Protože RC obvody v obvodu zpětné vazby obou tranzistorů mají různé kapacity, nejsou časové konstanty stejné a stav otevření tranzistoru T_2 je dán poměrem časových konstant. Tranzistor T_2 je v uzavřeném stavu cca 8x delší časový úsek než tranzistor T_1 , což je velmi dobře vidět na horní části grafu. Časový průběh napětí na kolektoru T_2 vykazuje obdélníkový signál s nestejnou střídou. Obdélníkový průběh napětí na cT_2 a následný pokles napětí, definují periodu obdélníkového průběhu, ze které můžeme určit kmitočet časových průběhů astabilního multivibrátoru.

Pro stanovení kmitočtu použijeme vztah $f = \frac{1}{t_1 + t_2}$, kde $t_1 = 0,69 \tau_1$ a $t_2 = 0,69 \tau_2$

$$\tau_2 = 56\mu\text{s} \quad ; \quad \tau_1 = 470 \mu\text{s} \quad \text{potom } t_1 = 0,69 \cdot 470 \cdot 10^{-6} = 32,43 \cdot 10^{-5} \text{ s}$$

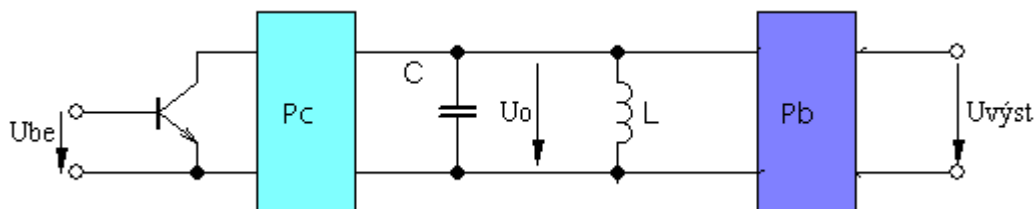
$$t_2 = 0,69 \cdot 56 \cdot 10^{-6} = 3,864 \cdot 10^{-5} \text{ s}$$

následně vypočítáme kmitočet $f = \frac{1}{32,43 \cdot 10^{-5} + 3,864 \cdot 10^{-5}} = 2755 \text{ Hz}$

Střída: U napětí pravoúhlých průběhů se kromě amplitudy, opakovací frekvence, doby kmitu (periody), strmosti hran (časové konstanty) a šířky impulsu (případně mezery) udává také tzv. střída (impulsní poměr). Tento poměr vyjadřuje vzájemný vztah mezi šířkou impulsu a dobou kmitu (periody) případně mezi šířkou impulsu a šířkou mezery.

Příklady na procvičení 2 :

1. Odvoďte podmínku oscilace pro zpětnovazební LC oscilátor. Při odvozování podmínky budeme vycházet z blokového schématu obr.27, které se skládá z tranzistoru jako aktivního členu oscilátoru, z rezonančního LC obvodu jako řídicího členu a ze dvou transformátorů s převodovými poměry p_c a p_b , které zajišťují impedanční přizpůsobení tranzistoru a rezonančního obvodu.



obr. 27 Blokové schéma LC oscilátoru

Impedance Z_0 rezonančního obvodu v rezonanci se směrem k výstupnímu obvodu tranzistoru transformuje s druhou mocninou transformačního poměru p_c na zatěžovací impedanci Z_z transformátoru a platí:

$$Z_z = \frac{Z_0}{p_c^2} \quad \text{podle základního vztahu} \quad p_c = \sqrt{\frac{Z_0}{Z_z}}$$

napět'ové zesílení tranzistoru je dáno vztahem

$$A_u = S \cdot Z_z = S \frac{Z_0}{p_c^2} \quad \text{kde } S \text{ je efektivní strmost tranzistoru}$$

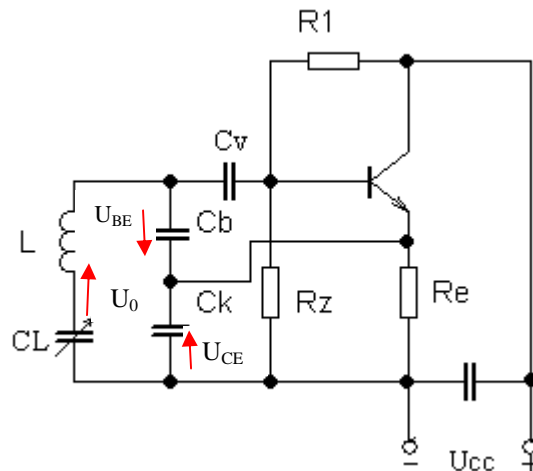
Průchodem proudu transformátorem s poměrem p_c se napětí zvýší na napětí, které má rezonanční obvod, potom

$$u_0 = u_{CE} \cdot p_c = S \frac{Z_0}{p_c^2} \cdot u_{BE}$$

Toto napětí převádíme v oscilátoru zpět na vstup tranzistoru, a proto musí být splněna podmínka $u_{výst} = u_B$

potom podmínka oscilace je $S \cdot Z_0 = p_c \cdot p_B$

2. Clappův oscilátor obr.28 má pracovat v rozsahu frekvencí 3,5 až 3,8 MHz. Použitá cívka má indukčnost $L = 30 \mu\text{H}$ a činitel jakosti $Q = 200$. Efektivní strmost tranzistoru $S = 5 \text{ mAV}^{-1}$ Střídavé napětí báze v dynamickém režimu $u_{BE} = 0,3 \text{ V}$ a střídavá složka napětí na kolektoru $u_{CE} = 3 \text{ V}$



obr. 28 Clappův oscilátor

V uvedeném zapojení vypočítejte: a) mezní hodnoty výsledné ladící kapacity C_0
b) potřebné velikosti transformačních poměrů p_B a p_C
c) hodnoty kapacit kondenzátorů C_b a C_k
d) změnu dolního mezního kmitočtu při změnách parazitních kapacit C_{be} a C_{ce} o 1 pF

řešení- a) Nejprve vypočítáme pomocí Thomsonova vztahu velikost ladící kapacity C_0

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} \quad \text{potom hledaná kapacita je dána úpravou vztahu pro rezonanční}$$

podmínku

$$C_0 = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L}$$

pro zadaný kmitočet $f_0 = 3,8 \text{ MHz}$ vypočítáme velikost kapacity $C_{0 \text{ min}}$

$$C_{0 \text{ min}} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 3,8^2 \cdot 10^{12} \cdot 30 \cdot 10^{-6}} F = 58,5 \text{ pF}$$

pro zadaný dolní kmitočet $f_0 = 3,5 \text{ MHz}$ je kapacita

$$C_{0 \text{ max}} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 3,5^2 \cdot 10^{12} \cdot 30 \cdot 10^{-6}} F = 68,9 \text{ pF}$$

b) Pro určení potřebné velikosti transformačních poměrů použijeme řešení z příkladu 1.

podmínka oscilace $S \cdot Z_0 = p_C \cdot p_B$ **(1)**

pro transformační poměry v uvedeném zapojení platí: $p_C = \frac{U_0}{U_{CE}}$; $p_B = \frac{U_0}{U_{BE}}$

U_{CE} střídavá složka kolektorového napětí

U_{BE} střídavá složka napětí na bázi

U_0 amplituda střídavého napětí na rezonančním obvodu při rezonanci

$$\frac{p_C}{p_B} = \frac{\frac{U_0}{U_{CE}}}{\frac{U_0}{U_{BE}}} = \frac{U_{BE}}{U_{CE}} = \frac{0,3V}{3V} = 0,1 \quad \text{(2)} \quad \text{potom } p_C = 0,1 p_B \quad \text{dosadíme-li do rovnice (1)}$$

dostaneme $0,1 p_B^2 = S \cdot Z_0$

Impedance rezonančního obvodu při rezonanci je

$$Z_0 = 2\pi f L Q = 2\pi \cdot 3,8 \cdot 10^6 \cdot 30 \cdot 10^{-6} \cdot 200 = 143,2 \text{ k}\Omega$$

Z podmínky oscilace (1) vypočítáme transformační poměr p_B

$$\frac{p_C}{p_B} = 0,1 = \frac{1}{10} \quad \text{potom } \frac{p_B}{p_C} = 10 \quad \text{a} \quad p_C = \frac{1}{10} p_B \quad p_B \cdot p_C = p_B \cdot \frac{1}{10} p_B = p_B^2 \cdot \frac{1}{10}$$

potom $p_B^2 \cdot \frac{1}{10} = S Z_0$ a $p_B = \sqrt{10 S Z_0} = \sqrt{10 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 143,2 \cdot 10^{-3}} = 84,6$

protože $p_C = \frac{1}{10} p_B$ pak $p_C = \frac{p_B}{10} = \frac{84,6}{10} = 8,46$

c) Kapacity kondenzátorů kapacitního děliče C_B a C_K určíme pro horní mezní kmitočet zadaného kmitočtového pásma oscilátoru $f_0 = 3,8 \text{ MHz}$. Pro zapojení Clappova oscilátoru platí;

z rovnice (2) vyplývá pro transformační poměr p_C, p_B

$$p_C = \frac{U_0}{U_{CE}} = \frac{C_K}{C_0} \quad \text{a} \quad p_B = \frac{U_0}{U_{BE}} = \frac{C_B}{C_0}$$

$$\text{potom } C_K = C_0 \cdot p_C = 58,5 \text{ pF} \cdot 8,46 = 495 \text{ pF}$$
$$C_B = C_0 \cdot p_B = 58,5 \text{ pF} \cdot 84,8 = 4950 \text{ pF}$$

Kapacitu ladícího kondenzátoru C_L určíme tak, aby výsledná kapacita sériové kombinace C_B , C_L a C_K odpovídala požadované hodnotě výsledné ladící kapacity C_0 . Pro řešení použijeme

$$\text{vztah } \frac{1}{C_0} = \frac{1}{C_B} + \frac{1}{C_L} + \frac{1}{C_K} \quad \text{potom } C_0 = \frac{C_B \cdot C_L \cdot C_K}{C_B \cdot C_L + C_L \cdot C_K + C_B \cdot C_K} \text{ z této rovnice}$$

vyjádříme hodnotu ladící kapacity $C_L = 67,24 \text{ pF}$

d) Původní výsledná ladící kapacita obvodu n_1 horním kmitočtu oscilátoru je $58,5 \text{ pF}$. Uvažované parazitní-mezielektrodové kapacity tranzistoru jsou paralelně připojeny ke kondenzátorům děliče. Po zvětšení parazitních kapacit bude hodnota $C_B = 4951 \text{ pF}$ a $C_K = 496 \text{ pF}$. Ladící kapacita C_L svoji hodnotu nemění. výsledná ladící kapacita obvodu C_0 je dána sériovou kombinací kondenzátorů C_K , C_B , C_L . Po dosazení nových hodnot vyjde výsledná ladící kapacita $C_0 = 58,513 \text{ pF}$ a oscilátor bude kmitat na kmitočtu $f_0'' = 3,798 \text{ MHz}$, tzn. na kmitočtu asi o 2 kHz nižším, než je původní kmitočet bez uvažování změny

parazitních kapacit. poměrné rozladění oscilátoru je $\delta = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{2000}{3,8 \cdot 10^6} = 5,3 \cdot 10^{-4}$