

Optimalizácia návrhu VCXO - 100 MHz

Murín Martin · Elektrotechnika, Študentské práce

13.02.2012



V tejto práci je rozoberaná problematika preladiateľných kryštálových oscilátorov. Uvažovaním náhradného obvodu piezoelektrického rezonátora s parazitnou sériovou rezonanciou sa značne mení priebeh ladiacej charakteristiky a tým aj linearita preladenia. Dôležitý vplyv na ladiacu charakteristiku majú aj indukčnosti v zapojení a to ako ich hodnoty tak aj parametre náhradných obvodov. Práca obsahuje aj teplotnú závislosť kryštálu a jej vplyv na rezonančnú frekvenciu.

1. Úvod

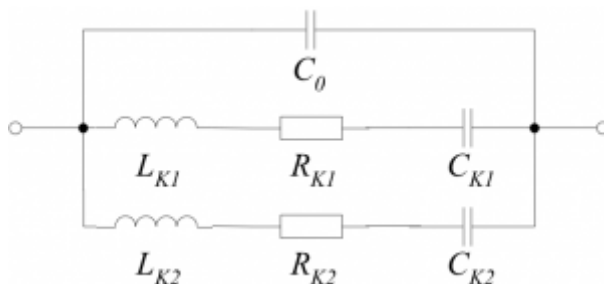
Pri generovaní harmonických priebehov sú často a s výhodami používané kryštálové oscilátory. Dôležitú úlohu plnia aj ich preladiateľné varianty napríklad pri úzkopásmových frekvenčných moduláciách alebo pri lineárnom nastavení frekvencie, zmiešaním s nosným signálom, je zabezpečená široká možnosť ladenia. Základným parametrom, ktorý prispieva k vysokému výskytu piezoelektrických rezonátorov nielen v zapojeniach oscilátorov je ich vysoká kvalita Q . Pri kmitaní zabezpečuje hodnota kvality rezonátora vysokú ako dlhodobú tak hlavne krátkodobú stabilitu. Pri použití sa ukazujú niektoré obmedzenia, ktoré je však možné pri ich poznaní eliminovať. Jedná sa hlavne o problémy s ladiacou charakteristikou, pri prenosných aplikáciách je dôležitá aj otázka teplotnej kompenzácie.

2. Elektrický náhradný obvod piezoelektrického rezonátora

Elektrické vlastnosti piezoelektrickej jednotky je možné vyjadriť náhradným elektrickým obvodom. Pri uvažovaní chovania kryštálu v okolí k -tej frekvencie náhradný obvod obsahuje paralelne zapojenú kapacitu C_0 so sériovým rezonančným obvodom. C_0 predstavuje kapacitu držiaka, ktorá je tvorená kapacitou dielektrika piezoelektrického výbrusu medzi elektródami. C_0 je ako jediný parameter v náhradnej schéme statický [3]. Bezstratový sériový rezonančný obvod je tvorený indukčnosťou L_K a kapacitou C_K . Mechanické kmitanie reprezentujeme elektrickými ekvivalentmi – kmitajúca hmota je symbolizovaná dynamickou indukčnosťou L_K a elasticita materiálu dynamickou kapacitou C_K .

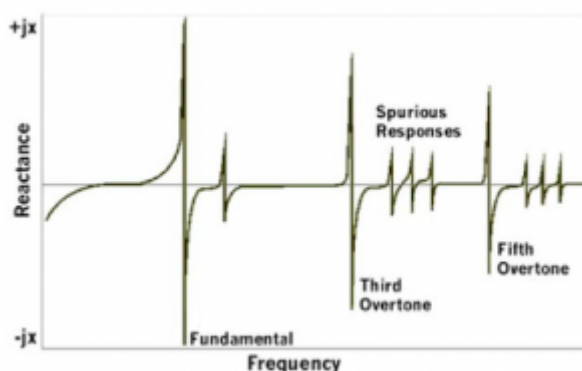
Vďaka stratám, ktoré sú spôsobené vnútorným i vonkajším trením hlavne v mieste uchytenia, nie je náhradný model bezstratový. Tieto straty sa prejavujú ako odpor R_K pripojený k sériovému rezonančnému obvodu [3], rastie aj pri používaní kryštálu na vyšších módoch kmitania. Experimentmi bolo zistené, že pri uvažovaní jedného módu

k-teho sériového rezonančného obvodu, kryštálový rezonátor vykazuje viac ako jednu sériovú rezonanciu. V blízkosti hlavnej sériovej rezonancie sa objavujú parazitné hodnoty frekvencií, ktoré môžu byť popísané v elektrickom modeli ako ďalšie paralelne pripojené sériové rezonančné obvody (obr. 1.).



Obr. 1. Náhradný obvod kryštálovej jednotky pre k-ty mód kmitania s uvažovaním parazitnej sériovej rezonancie

Priebeh impedancie piezoelektrickej jednotky v okolí viacerých sériových rezonancií je vykreslený na obr. 2. V tesnej blízkosti sa pri sebe nachádza sériová rezonancia ω_{KS} a paralelná rezonancia ω_{PS} , za ktorou sa už objavujú parazitné sériové rezonancie.



Obr. 2. Priebeh reaktancie piezoelektrického rezonátora

Na zamedzenie vzniku paralelnej rezonancie sa ku kryštálovému rezonátoru paralelne pripája indukčnosť L_p . Hodnota L_p sa navrhne tak, aby tvorila s kapacitou držiaka C_0 sériovú rezonanciu pri hodnote paralelnej kruhovej frekvencii ω_{PS} , ktorá je týmto spôsobom kompenzovaná.

3. Preladenie kryštálového oscilátora

Rezonátory vďaka vysokým hodnotám indukčností L_k a nízkym R_k nadobúdajú hodnoty činiteľa kvality Q rádovo $10^4 \div 10^6$ [4]. Ak ale chceme využiť piezoelektrickú jednotku v preladiateľnej verzii, vyššia kvalita znižuje celkovú možnosť preladenia, ktorú na druhej strane požadujeme pre frekvenčnú stabilitu. Z tohto hľadiska vyplýva nutnosť vybrať takú konfiguráciu obvodu, ktorým bude zabezpečené preladenie kryštálu, aby zmena jeho reaktancie bola čo najväčšia. Zmenu frekvencie preladiateľného obvodu je možné vyjadriť ako:

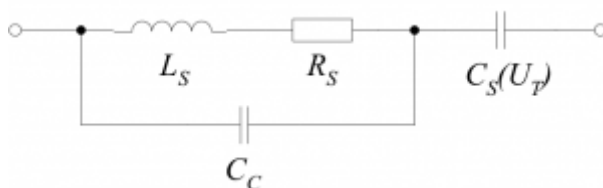
$$\Delta f_{LC} = \frac{S_k}{S_{LC}} \Delta f_k \quad (1)$$

kde Δf_k je celková zmena frekvencie kryštálovej jednotky. S_k a S_{LC} predstavujú strmisti frekvenčnej charakteristiky reaktancie kryštálu a preladiateľného LC obvodu. Strmosť

je popísaná ako deriváciu reaktancie podľa frekvencie v hodnote frekvencie kmitania a závisí od kvality obvodu[4]. Pri kryštály vysoká strmosť vyplýva z jeho využitia medzi sériovou a paralelnou rezonanciou, pre túto časť platia aj hodnoty ekvivalentného obvodu.

3.1 Veľkosť zmeny frekvencie preladiteľného obvodu

Preladiteľná časť oscilátora predstavuje sériový rezonančný obvod zložený z indukčnosti a dvojice varikapov (obr. 3.). Varikapy zabezpečujú elektronické ladenie pripojeným predpätím U_T , zapojením proti sebe dosahujú nižšiu hodnotu kapacity C_s a tým vyššie preladenie. Indukčnosť L_s je realizovaná feritovou cievkou na jadre. V analýze uvažujeme náhradnú schému cievky, v ktorej je zahrnutý odpor R_s a paralelne zapojený kondenzátor predstavujúci vlastnú kapacitu závitov C_c .



Obr. 3. Preladiteľný obvod s modelom reálnej cievky

Impedanciu obvodu je po úprave rovná:

$$Z_{SRO} = \frac{R_s + j\omega L_s}{1 - \omega^2 L_s C_s + j\omega R_s C_c} + \frac{1}{j\omega C_s(U_T)} \quad (2)$$

U ideálnej cievky maximálne preladenie sériového LC obvodu, vychádzajúc z Thomsonovho vzťahu, závisí od jej indukčnosti a kapacity varikapov. Pri uvážení reálnej cievky induktívny charakter je ale znížený sériovým odporom a vlastnou kapacitou. Pre tento prípad nájdeme imaginárnu časť rovnice (2), položíme ju rovnú nule, dostávajúc fázovú podmienku vzniku kmitov. Pre zistenie koreňov musíme riešiť rovnicu:

$$\omega^4 L_s^2 C_c (C_c + C_s) + \omega^2 [R_s^2 C_c (C_c + C_s) - L_s (2C_c + C_s)] + 1 = 0 \quad (3)$$

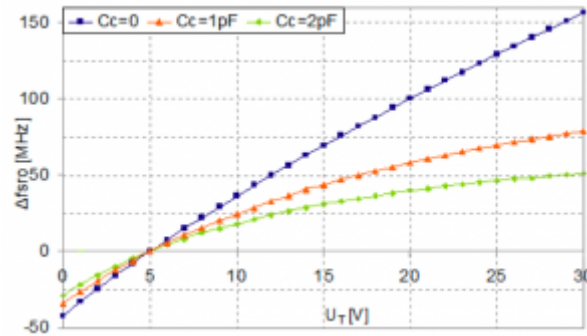
Výsledkom sú dva páry koreňov

$$\omega_{1,2,3,4} = \pm \sqrt{-\frac{R_s^2 C_c (C_c + C_s) - L_s (2C_c + C_s) \pm \dots}{2L_s^2 C_c (C_c + C_s)}} \quad (4)$$

$$\pm \frac{[R_s^2 C_c (C_c + C_s) - L_s (2C_c + C_s)]^2 - 4L_s^2 C_c (C_c + C_s)}{2L_s^2 C_c (C_c + C_s)}$$

ktoré pre namerané hodnoty parametrov sú komplexne združené. Po nájdení funkcie (4), využijeme numerickú analýzu. Menením ladiaceho napätia U_T sa získajú diskkrétne hodnoty kapacít varikapov a k nim prislúchajúce hodnoty frekvencií. Po takomto numerickým priblížením je možné reprezentovať obvod ako lineárny (4). Zostrojením grafu je získaná ladiaca charakteristika preladiteľného obvodu. Pri simulácii bol uvážený model cievky s parazitnou vlastnou kapacitou a verzia náhradnej schémy bez kapacitných strát. Výsledky ukazujú značný rozdiel vo veľkosti preladenia v závislosti

od paralelnej kapacity C_c (obr. 4.).

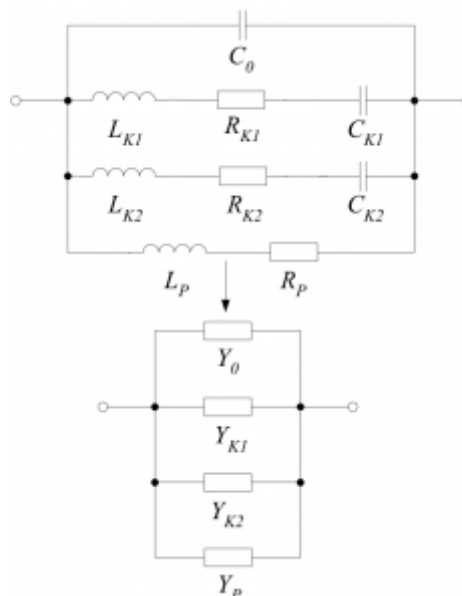


Obr. 4. Zmena frekvencie preladiateľného obvodu pre rôzne hodnoty vlastnej kapacity cievky C_c

3.2 Frekvencia piezoelektrického rezonátora

Celkovú frekvenčnú charakteristiku kryštálového oscilátora určuje ladiaca charakteristika preladiateľného obvodu a samotného kryštálového rezonátora. Kryštál musí kompenzovať impedanciu vloženú nastavovacím obvodom. Ak preladiateľný obvod nie je zapojený alebo je v rezonancii, možno frekvenčnú závislosť kryštálu zjednodušiť určiť pri zanedbaní odporu R_s podľa obr. 5. Ku kryštálu oproti obr. 1. je navyše pridaná vetva s náhradným modelom cievky, ktorá zamedzuje vzniku paralelnej rezonancie. Jej parazitnú kapacitu závitov môžeme pripočítať, ku kapacite držača. Vďaka topológii obvodu je pre určenie frekvencie vhodnejšie pracovať s admitanciami. Celkovú admitanciu získame ako súčet paralelne radených čiastkových vetiev. Takouto úvahou možno úpravou dostať výraz pre celkovú susceptanciu kryštálu, pre ktorú platí:

$$B_v = \omega C_0 + \frac{\omega C_{K1}(1 - \omega^2 L_{K1} C_{K1})}{(1 - \omega^2 L_{K1} C_{K1})^2 + (\omega R_{K1} C_{K1})^2} + \frac{\omega C_{K2}(1 - \omega^2 L_{K2} C_{K2})}{(1 - \omega^2 L_{K2} C_{K2})^2 + (\omega R_{K2} C_{K2})^2} - \frac{\omega L_p}{R_p^2 + (\omega L_p)^2} \quad (5)$$



Obr. 5. Model kryštálu pre zistenie koreňov

Ak v tomto prípade pracujeme s admitančnou funkciou tak platí, že čitateľ funkcie predstavuje póly reaktančnej závislosti a menovateľ nuly reaktancie. K prechodu k celkovej reaktancii by bolo potrebné nájsť spoločného menovateľa a roznásobiť medzi sebou jednotlivé zložky rovnice (5). Ďalej by nasledovalo otočenie funkcie, získanie celkovej reaktancie. Úprava ponecháva korene reaktančnej funkcie v nezmenenom tvare, na výpočet koreňov možno použiť menovateľ susceptancie, ktorý je už takmer rozložený:

$$\begin{aligned} & [(1 - \omega^2 L_{K1} C_{K1})^2 + (\omega R_{K1} C_{K1})^2] \cdot \\ & [(1 - \omega^2 L_{K2} C_{K2})^2 + (\omega R_{K2} C_{K2})^2] [R_p^2 + (\omega L_p)^2] = 0 \end{aligned} \quad (6)$$

Riešenie pre kruhové frekvencie je nezávislé pre každú zložku. Dostaneme tak korene, ktoré zavádza hlavná vetva sériovej rezonancie piezoelektrickej jednotky, parazitná sériová rezonancia a jeden pár koreňov vnáša aj vetva na kompenzáciu kapacity držiača:

$$\omega_{1,2,3,4} = \pm \sqrt{\frac{R_{K1}^2 C_{K1} - 2L_{K1} \pm R_{K1} \sqrt{C_{K1}} \sqrt{R_{K1}^2 C_{K1} - 2L_{K1}}}{2L_{K1}^2 C_{K1}}} \quad (7)$$

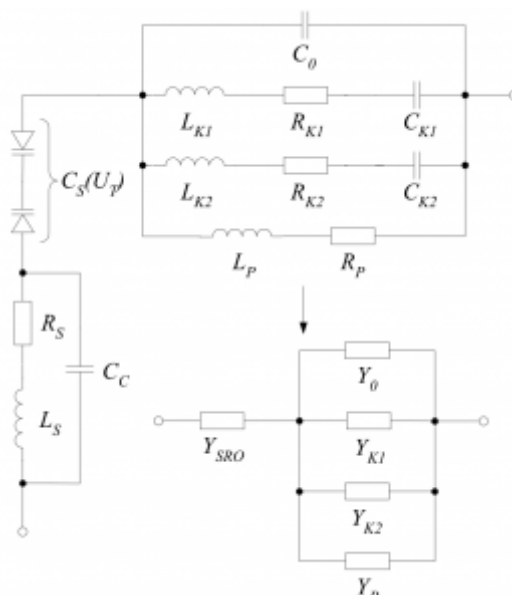
$$\omega_{5,6,7,8} = \pm \sqrt{\frac{R_{K2}^2 C_{K2} - 2L_{K2} \pm R_{K2} \sqrt{C_{K2}} \sqrt{R_{K2}^2 C_{K2} - 2L_{K2}}}{2L_{K2}^2 C_{K2}}} \quad (8)$$

$$\omega_{9,10} = \mp \frac{R_p}{L_p} \quad (9)$$

Oscilátor pre správnu činnosť by mal kmitať tesne za jedným z koreňov vetvy hlavnej sériovej rezonancie. Pri určitých podmienkach ale frekvencia môže preskočiť do okolia iného koreňa. Tieto preskoky by mali byť zamedzené.

3.3 Veľkosť zmeny frekvencie piezoelektrického rezonátora pripojením preladiateľného obvodu

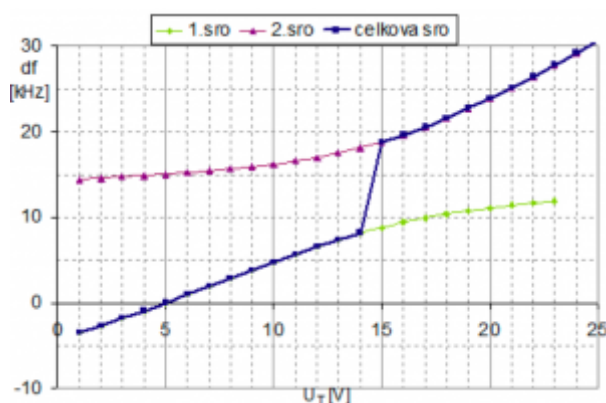
Reaktancia preladiateľného obvodu je nenulová ak na varikape je iné ako základné ladiace napätie ($U_T \neq 5V$). Rezonančné frekvencie kryštálového rezonátora a nastaviteľného obvodu sú odlišné. Túto situáciu možno modelovať sériovým pripojením reaktancie (susceptancie), ktorú vnáša preladiateľný obvod (obr. 6.).



Obr. 6. Model preladovania piezoelektrického rezonátora s dvomi módmí kmitania sériovým rezonančným obvodom

Schéma s pridanými svorkami ladiaceho napätia a oddeľovacími rezistormi predstavuje bázu impedanciu zapojenia kryštálového oscilátora. Pri odvodení takejto štruktúry obvodu by sme mali použiť impedanciu preladiteľného obvodu (2), upraviť ju do admitančného tvaru a zlúčiť s admitanciou kryštálu (5). V tomto prípade sa ale nedá použiť uvedené zjednodušenie a je potrebné roznásobovanie. Problém je vhodnejšie riešiť výpočtovou technikou.

Využitím tabuľkového súboru sme získali celkovú závislosť ladenia kryštálového oscilátora od napätia na varikape. Na obr. 7. sú zobrazené tri krivky: ladiaca charakteristika pre primárny rezonančný obvod, tá istá závislosť pre parazitný sériový rezonančný obvod a celkové rozladenie. V okolí 15 V je možné pozorovať zmenu frekvencie v dôsledku uvažovania parazitného obvodu a preladenia frekvencie na jeho hodnoty kmitania.

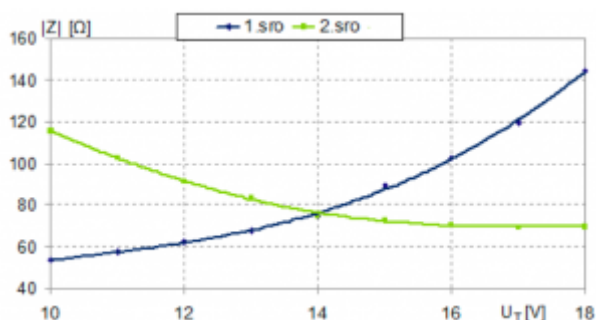


Obr. 7. Zmena frekvencie kryštálového oscilátora ladením napätia na varikapoch, jej náhly skok a preladenie na krivku parazitnej rezonancie

Ak je obvod piezoelektrickej jednotky v rezonancii, modul impedancie sa rovná náhradnému odporu R_{K1} alebo pri parazitnej rezonancii R_{K2} . To platí pre prípad ak ladiace napätie $U_T=5V$, kryštál aj sériový preladiteľný obvod majú totožnú hodnotu rezonančnej frekvencie. Ak ale vnáša nastaviteľný obvod ladiacu reaktanciu, pre výslednú rezonanciu sa musí kryštál preladiť, aby vykompenzoval celkovú imaginárnu

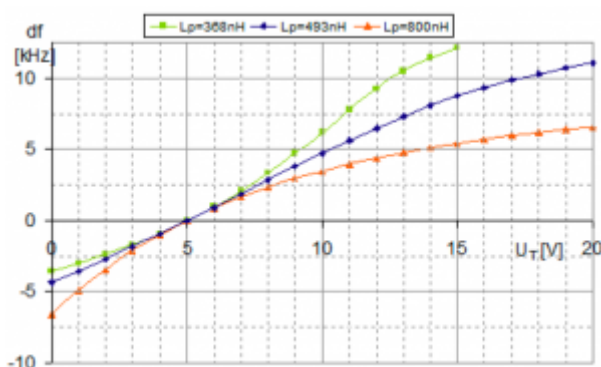
zložku impedancie na nulu.

Ladením kryštálu sa zvyšuje modul impedancie v dôsledku oddiaľovania sa kryštálu od svojej vlastnej sériovej rezonancie. Pri určitom ladiacom napätí je absolútna hodnota impedancie vetvy základnej sériovej rezonancie vyššia ako pre vetvu parazitnej sériovej rezonancie. V okolí tohto bodu dôjde k preladeniu oscilátora na krivku zodpovedajúcu ladeniu pre parazitný sériový rezonančný obvod. Na obr. 8. je zobrazený vzťah medzi modulom impedancie jednotlivých vetiev kryštálu a ladiaceho napätia.



Obr. 8. Závislosť modulu impedancie kryštálu od ladiaceho napätia pre základný aj parazitný obvod

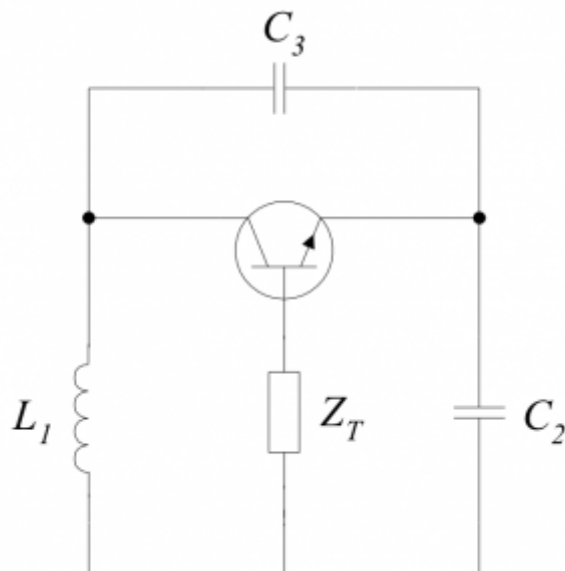
Ladiaca charakteristika na obr. 7. bola odsimulovaná pre vykompenzovaný kryštálový rezonátor. Uvážením rôznych hodnôt kompenzačnej indukčnosti L_p môžeme získať závislosti preladenia oscilátora. Ak indukčnosť L_p nie je pripojená, alebo jej hodnota je vysoká, kryštál je podkompenzovaný, preladenie je obmedzené existenciou paralelnej rezonancie. Ak nastane opačný prípad, indukčnosť je nižšia ako pri vykompenzovaní, závislosť ladenia vykazuje vyššie zvlnenie, skok na parazitnú rezonanciu nastane pri nižšom napätí. Takéto správanie vykazuje prekompenzovaný stav (obr. 9.).



Obr. 9. Krivky ladiacej charakteristiky primárneho rezonančného obvodu pre rôzne hodnoty indukčnosti L_p

4. Teplotná kompenzácia

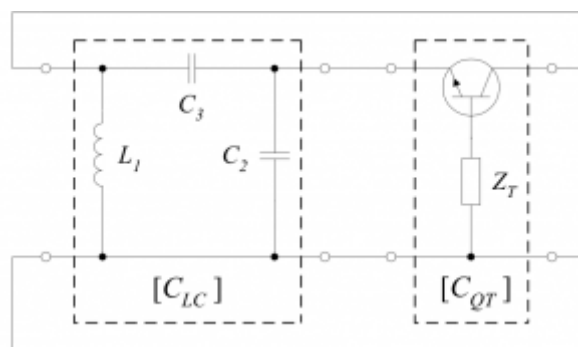
Pre návrh teplotne kompenzovaného oscilátora je potrebné poznať kvalitatívne správanie oscilátora, teda zistiť aká je závislosť frekvencie celého zapojenia oscilátora od teploty. Na obr. 10. je zobrazená náhradná schéma použitá pri výpočte. Jedná sa o modifikované zapojenie podľa Colpittsa, v ktorom je do bázy tranzistora pridaný obvod obsahujúci kryštálový rezonátor a prvky umožňujúce preladenie (obr. 6.).



Obr. 10. Náhradná schéma preladiateľného oscilátora s kryštálom pripojeným do bázy tranzistora

V tomto prípade bude nápomocná práca [5], ktorej cieľom bolo zistiť nielen teplotnú závislosť frekvencie, ale aj vzťahy medzi náhradnými parametrami kryštálu a teplotou. Použitelnosť pre túto prácu tkvie hlavne v tom, že merania boli uskutočnené na sérii kryštálov, ktoré budú použité aj v prekladanom riešení.

V tomto postupe je využitá metóda riešenia pomocou štvorpólov. Pre zistenie frekvencie obvodu, ktorý je zapísaný v maticovej podobe, využijeme metódu determinantu sústavy podľa [6]. Obvod rozdelíme na dvojbran spätnej väzby a aktívneho prvku (obr. 11.). Pre nižší počet prevodov medzi rôznymi sústavami parametrov pri úprave spätnoväzobného štvorpólu, včleníme impedanciu tvorenú piezoelektrickým rezonátorom a pomocnými prvkami kryštálu do štvorpólu aktívneho prvku. Pre možnosť použitia parametrov tranzistora v zapojení so spoločnou bázou bol otočený vývod kolektora s emitorom, keďže prechod emitor-báza je pre spoločnú bázu vstupný.



Obr. 11. Úprava náhradnej schémy oscilátora pre použitie metódy determinantu sústavy

Takáto sústava je radená kaskádne, pre výslednú maticu bude platiť:

$$[C] = [C_{LC}][C_{QT}] \quad (10)$$

Po úpravách dostaneme kaskádnú maticu slučky spätnej väzby v podobe:

$$[C_{LC}] = \begin{bmatrix} \frac{C_2+C_3}{C_3} & \frac{1}{j\omega C_3} \\ \frac{C_2+C_3+(j\omega)^2 L_1 C_2 C_3}{j\omega L_1 C_3} & \frac{1+(j\omega)^2 L_1 C_3}{(j\omega)^2 L_1 C_3} \end{bmatrix} \quad (11)$$

Ako aktívny prvok v zapojení je použitý tranzistor KF190. Pri výpočte sme použili podrobnejšie parametre jeho ekvivalentu BFX89. V jeho katalógu sú určené rozptylové parametre jednotlivých frekvencií pre zapojenie so spoločným emitorom. Tieto parametre premeníme na admitančné parametre, pre ktoré platí rovnosť neurčitej matice všetkých troch zapojení tranzistora. Admitančnú maticu pre spoločný emitor môžeme upraviť na neurčitú maticu a následne z nej vypísať parametre pre zapojenie so spoločnou bázou. Aby sme mohli sčítať matice tranzistora a bázovej impedancie ako sériové radenie štvorpólov, potrebujeme previesť admitančnú maticu na maticu impedančnú. Po takýchto transformáciách výsledná impedančná matica pre aktívny dvojbran nadobudne tvar:

$$[Z_{QT}] = [Z_Q] + [Z_T] = \begin{bmatrix} z_{11SB} + Z_T & z_{12SB} + Z_T \\ z_{21SB} + Z_T & z_{22SB} + Z_T \end{bmatrix} \quad (12)$$

Pre kaskádne radenie prevedieme impedančnú maticu na c-parametre:

$$[C_{QT}] = \begin{bmatrix} \frac{z_{11SB}+Z_T}{z_{21SB}+Z_T} & \frac{\Delta z}{z_{21SB}+Z_T} \\ \frac{1}{z_{21SB}+Z_T} & \frac{z_{21SB}+Z_T}{z_{21SB}+Z_T} \end{bmatrix} \quad (13)$$

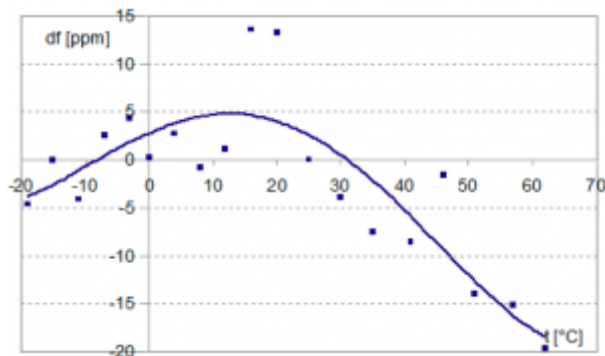
Δz predstavuje determinant sústavy, po úprave rovný:

$$\Delta z = (z_{11SB}z_{22SB} - z_{12SB}z_{21SB}) + Z_T(z_{11SB} + z_{21SB} - z_{12SB} - z_{21SB}) \quad (14)$$

Použitím argumentovej podmienky vzniku oscilácií podľa [6], úpravou na spoločného menovateľa a presunom menovateľa na druhú stranu dostane podmienka tvar:

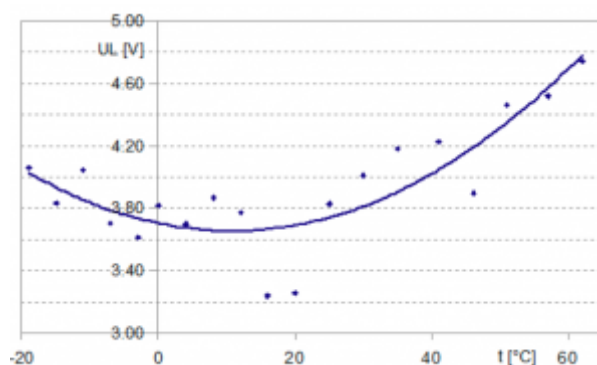
$$0 = 1 - c_{11} - c_{22} = (j\omega)^2 L_1 C_3 (z_{21SB} + Z_T) - (j\omega)^2 L_1 (C_2 + C_3) (z_{11SB} + Z_T) - (j\omega) L_1 - [j\omega (C_2 + C_3) + (j\omega)^3 L_1 C_2 C_3] \Delta z - [1 + (j\omega)^2 L_1 C_3] (z_{22SB} + Z_T) \quad (15)$$

Posledným neznámom členom v (14) je frekvenčná závislosť bázovej impedancie Z_T . Pri analýze nebol bratý do úvahy iba parazitný rezonančný obvod. Z tohto dôvodu je ručné vyjadrenie Z_T zdĺhavé a na rad prichádza niektorý z počítačových nástrojov. Využili sme program SNAP, ktorý analyzuje obvod a výstup je zo značnej miery symbolický. V tomto štádiu bolo riešenie problému pre náročnosť hľadania koreňov prenechané prostrediu Matlab. Ako výstup dostaneme z Matlabu hodnoty rezonančných frekvencií pre jednotlivé teploty. Zistené body fluktuujú v dôsledku využitia presne nameraných hodnôt vo výpočte podľa [5]. Vypočítané body sú aproximované polynómom štvrtého stupňa (obr. 12.).



Obr. 12. Závislosť zmeny frekvencie kryštálového oscilátora od teploty okolia

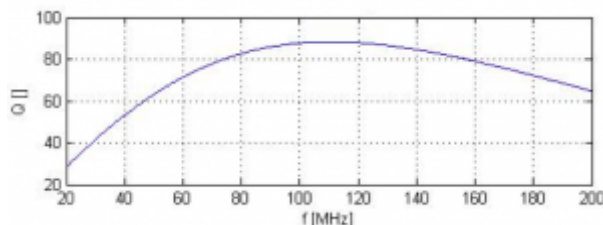
Ak poznáme správanie sa obvodu v závislosti od teploty, úloha je teraz postavená opačne: je potrebné meniť hodnotu niektorého prvku, na ktorom bude dochádzať k úprave frekvencie, ktorá je požadovaná a rovnaká pre všetky teploty. Ako najvhodnejší bol vybratý kondenzátor Colpittsovoho oscilátora zapojeného medzi kolektorom a emitorom tranzistora, na ktorého vývodoch je pomerne vysoké jednosmerné predpätie. Variakap tu pripojený bude pracovať v plochej časti volt-faradovej charakteristiky. Pribeh ladiaceho napätia je zobrazený na obr. 13.



Obr. 13. Závislosť napätia na varikape kompenzačného obvodu od teploty pre konštantnú frekvenciu

5. Praktická realizácia

Zapojenie vychádza z predošlých verzií vytvorených na katedre. V tomto vyhotovení obsahuje navyše obvod teplotnej kompenzácie zostavený z termistora, štyroch odporov, varikapu a pre väčšie preladenie dodatočného kondenzátora [7]. Zvýšená pozornosť bola venovaná indukčnosti L_3 hlavného rezonančného obvodu, so zreteľom na minimalizáciu strát bola vybraná planárna konfigurácia oproti feritovej cievke. Nevýhodou takejto indukčnosti je oproti verzii s jadrom vyššia vlastná kapacita, v tomto prípade ale nehrá takú dominantnú úlohu ako pri cievke použitej na preládovanie kryštálu. Problémom je aj nutnosť tienenia, vzhľadom na rušenie pre väčšiu plochu cievky. Pri návrhu boli vytvorené verzie so štvorcovou aj kruhovou štruktúrou. Kvalita navrhutej štvorcovej planárnej cievky je naznačená na obr. 14.



Obr. 14. Frekvenčná závislosť kvality štvorcovej planárnej cievky

Usporiadanie planárnej indukčnosti neumožňuje doladovanie cievkou. Toto je ale potrebné pre nastavenie frekvencie. Na doladenie bol využitý varikap teplotnej kompenzácie, ktorý mení kapacitu medzi emitorm a kolektorom tranzistora. Pretože kompenzačné teplotné napätie a doladovacie napätie majú spoločný zdroj, nie je možné ich jednoducho sériovo spočítať. Ak teplotné napätie ovplyvňuje potenciál na katóde varikapu a doladovacie napätie necháme meniť potenciál na anóde, teda na emitrovom odpore, dôjde k zmene kapacity varikapu v závislosti od oboch napätí.

Druhá verzia je podobná, iba z rozdielom, že doladovacie napätie je privedené na bázu tranzistora, následne ovplyvňuje prúd a tým aj napätie na emitore. Potrebná je iba vyššia ohmická hodnota trimra. Pretože na probléme je stále pracované, merania ešte neboli vykonané. V čase odovzdania tohto príspevku je dokončované osadzovanie dosky plošného spoja a prebieha oživenie ako základného obvodu oscilátora tak aj celkového zapojenia s pripojenou báзовou impedanciou.

6. Zhodnotenie

Pri návrhu preladiateľného oscilátora je potrebné uvažovať niektoré kritické vlastnosti, vo vzťahu hlavne k ladiacej charakteristike. V prvom kroku je dôležitý výber kryštálu, pre túto aplikáciu je vhodné využiť rezonátory so vzdialenými parazitnými rezonanciami, čím môže byť frekvenčný preskok aspoň posunutý k vyšším ladiacim predpätiam. Ďalším podstatným bodom je kompenzácia piezoelektrického rezonátora, v opačnom prípade je buď znížená veľkosť preladenia alebo sa zhoršuje linearita a k frekvenčnému skoku dochádza pri nižších ladiacich napätiach.

Zvýšená pozornosť by mala byť venovaná konštrukcii cievky obsiahnutej v preladiateľnom obvode, a to hlavne z pohľadu minimalizácie vlastnej kapacity. Možnosti stability kryštálových rezonátorov môžu byť naplno využité len pri teplotnej kompenzácii, aj jednoduchá kompenzácia použitá v tejto práci zlepší hodnoty krátkodobej stability frekvencie.

Odkazy na literatúru

1. Kudják, Vladimír - Brezovič, Zdenko, et. al. "VCXO Tune Characteristics with Two Resonator Model of the Quartz". In: Rádioelektronika 2006, Bratislava, April 25-26, 2006.
2. Kudják, Vladimír - Brezovič, Zdenko - Murín, Martin, et. al. "A Two-Resonator Quartz Model for Advanced PC-Supported Design for a VCXO". In: Rádioelektronika 2011, Brno, April 19-20, 2011.
3. Zelenka, Jiří, et. al. "Piezoelektrické rezonátory a jejich použití". Praha : Academia, 1983. 257 pp.
4. Baláž, Igor, et. al. "Riadenie frekvencie krištálových oscilátorov". In: Elektrotechnický

- časopis, 1973, Vol. 24, Num. 3, pp. 129-143.
5. Brezovič, Zdenko – Kudják, Vladimír, et. al. "Extraction Parameters of Quartz Equivalent Circuit in Matlab". In: Rádioelektronika 2007, Brno, April 24-25, 2007. pp. 385-388.
 6. Baláž, Igor, et. al. "Teória obvodov III.: 2. časť. 2. vydanie". Bratislava: ESSTU, 1994, 223 pp.
 7. Schodowski, S., et. al. "A new approach to high stability temperature compensated crystal oscillator". 24th Annual Symposium on Frequency Control. 1970. pp.200. Actualized: 2005-12-05.

Spoluautorom článku je doc. Ing. Vladimír Kudják, PhD., Fakulta elektrotechniky a informatiky, Slovenská technická univerzita, 812 19 Bratislava, Slovenská republika

Práca bola prezentovaná na Študentskej vedeckej a odbornej činnosti (ŠVOČ 2011) v sekcii Rádioelektronika a získala Cenu Dekana, ISBN 978-80-227-3508-7
