

Technologické aspekty návrhu napätím preladiateľných kryštálových oscilátorov v pásme VHF

Murín Martin · Elektrotechnika, Študentské práce

19.10.2012



Článok sa zaoberá zaujímavou časťou zameriavajúcou sa na generovania elektrických kmitov a to preladiateľnými kryštálovými oscilátormi. V úvode sú popísané základné informácie, ktorým je potrebné porozumieť pri návrhu týchto zapojení a vhodné aspoň poznať pri ich používaní. Nasledujúce časti sa zaoberajú vytvoreným úpravám, ktoré zlepšujú vlastnosti predkladaného obvodu. Ďalej sú v texte bližšie popísané požiadavky na indukčnosti v zapojení.

Navrhnutá samonosná cievka s ladením mosadznou skrutkou predstavuje vhodné riešenie, ktoré spĺňa prísne kritéria na doladenie frekvencie oscilátora. Priblížené je meranie kvality a nájdená chyba merania pri zanedbaní parazitných prvkov. Kvôli možnosti vybudenia aj pasívnych zmiešavačov bol vykonaný rozbor transformátorového stupňa, nasledovalo praktické overenie záverov získaných analýzou a nakoniec bol zistený činiteľ väzby vytvorených vzoriek. Zvýšený výkon oscilátora rozšíri jeho možnosti využitia.

1. Úvod

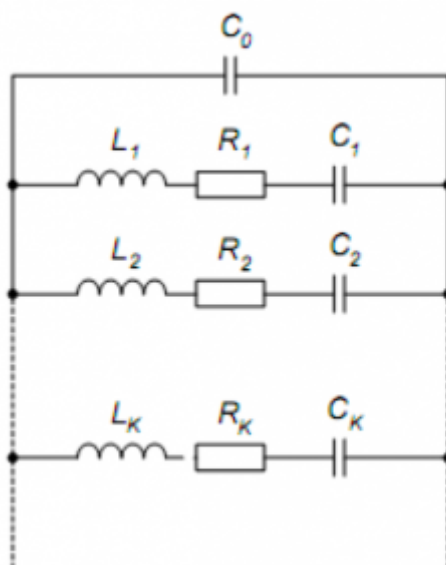
Oscilátory už od počiatkov rádiotechniky zohrávali dôležitú úlohu. Ich význam sa znásobil rozšírením heterodynovej koncepcie prijímačov. Lokálny oscilátor zmiešavacieho stupňa často určuje základné parametre systému. Podobne pri syntezátoroch frekvencie je prvým predpokladom správnej funkčnosti najmä stabilita referenčného oscilátora.

Požiadavku na stabilitu generovaného signálu vo väčšine prípadov spĺňajú kryštálové oscilátory. Hlavným znakom týchto zapojení je vysoký činiteľ kvality piezoelektrického výbrusu. Takto vysokú kvalitu a z nej úmernú stabilitu rezonátorom zloženým zo sústredených indukčností a kapacít nie je možné dosiahnuť. V špecifických prípadoch požadujeme od stabilného oscilátora aj spojitú a lineárnu zmenu frekvencie, vtedy použijeme napätím preladiateľný kryštálový oscilátor (VCXO).

2. Základné informácie o kryštáloch

Piezoelektrický rezonátor je vytvorený presným rezom dnes takmer výlučne synteticky narastených kryštálov. Odlišné vlastnosti výbrusov sa dosahujú smerom rezu voči kryštalografickým osiam vzniknutého materiálu. Najviac využívaný je AT rez, ktorého výhodou je jednoduchšie vyhotovenie voči iným druhom, taktiež vykazuje plochú

teplotnú závislosť hlavne v okolí bodu mrazu. Iný vysokofrekvenčný rez SC je síce ťažšie zhotoviteľný, ale vyniká teplotnou stabilitou v širokom rozsahu teplôt [2]. Základný mód týchto typov výbrusov leží v oblasti od stoviek kHz po asi 200 MHz. Tieto výbrusy kmitajú hrúbkovo strižnými kmitmi. Kryštály pre vyššie frekvencie na základnom móde sú už technologicky ťažšie zhotoviteľné, nakoľko so zvyšovaním frekvencie sa znižuje hrúbka výbrusu. Takýto kryštál sa stáva veľmi náchylným nielen na pády ale aj na otrasy. Existuje podobne aj celá rada nízkofrekvenčných rezonátorov rôznych parametrov so základným módom kmitania od jednotiek kHz po stovky kHz.



Obr. 1. Obecná náhradná elektrická schéma piezoelektrického rezonátora

Kryštály sa veľmi často používajú aj na vyšších módoch. Rezonancia však vznikne len na nepárnych vyšších módoch, ktoré sú iba približne násobkom základného módu kmitania. Párne módy nie sú vybuditeľné vzhľadom na okrajové podmienky. Elektrické vlastnosti piezoelektrickej jednotky môžeme vyjadriť náhradným elektrickým obvodom (obr. 1.). Pri uvažovaní chovania kryštálu v okolí k -tej rezonancie náhradný obvod obsahuje paralelne zapojenú kapacitu C_0 so sériovým rezonančným obvodom. C_0 predstavuje kapacitu držiaka - je tvorená kapacitou dielektrika piezoelektrického výbrusu medzi elektródami. C_0 je ako jediný parameter v náhradnej schéme statický. 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 [2].

Vďaka stratám, ktoré sú spôsobené vnútorným i vonkajším trením hlavne v mieste uchytenia, nie je náhradný model bezstratový. Tieto straty sa prejavujú ako pripojený náhradný odpor R_k k sériovému rezonančnému obvodu. Odpor R_k rastie aj pri používaní kryštálu na vyšších módoch kmitania. Parametre sériového rezonančného obvodu sú dynamické veličiny. Pre celú frekvenčnú oblasť je náhradná elektrická schéma tvorená paralelne radenými rezonančnými obvody, ktoré sú zložené z parametrov R_k , L_k a C_k spolu s kapacitou držiaka C_0 . Priebeh impedancie jednotky v okolí viacerých sériových rezonancií je vykreslený na obr. 2. V tesnej blízkosti sa pri sebe nachádzajú sériová rezonancia ω_{KS} a paralelná rezonancia ω_{PS} , za ktorou sa už objavujú parazitné sériové rezonancie. Je ich možné definovať vzťahmi [7]:

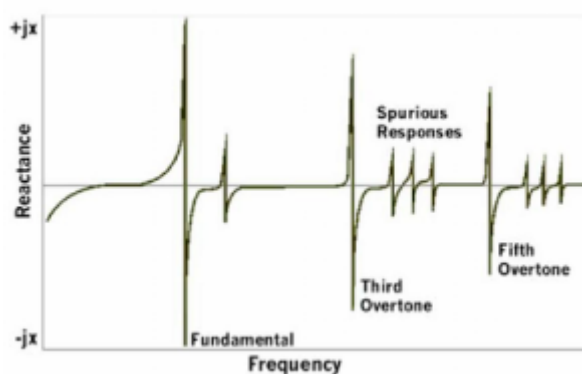
$$\omega_{KS} = \frac{1}{\sqrt{L_K C_K}} \quad (1)$$

$$\omega_{PS} = \frac{1}{\sqrt{L_K \frac{C_0 C_K}{C_0 + C_K}}} = \omega_{KS} \sqrt{1 + \frac{C_K}{C_0}} \quad (2)$$

Dôležitým parametrom je vzdialenosť medzi sériovou a paralelnou rezonančnou frekvenciou (2). Tento vzťah hovorí o možnosti preladenia piezoelektrického rezonátora.

$$\frac{\omega_{KP} - \omega_{KS}}{\omega_{KS}} = \frac{\Delta\omega_K}{\omega_{KS}} = \frac{C_K}{2C_0} \quad (3)$$

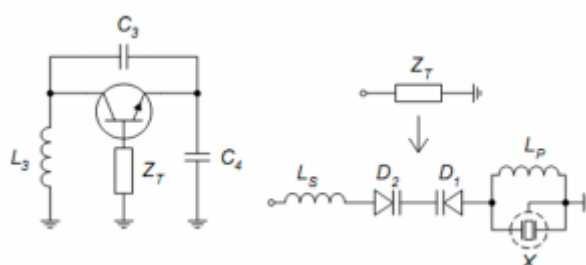
Experimentmi sa zistilo, že pri uvažovaní jedného módu k-teho sériového rezonančného obvodu, kryštálový rezonátor vykazuje viac ako jednu sériovú rezonanciu. V tesnej blízkosti hlavnej sériovej rezonancie sa nachádzajú parazitné sériové rezonančné frekvencie, ktoré môžu byť popísané elektrickým modelom ako ďalšie paralelne pripojené sériové rezonančné obvody.



Obr. 2. Charakteristika reaktancie s uvažovaním parazitných rezonancií

3. Modifikované Colpittsovo zapojenie

V našom prípade sa obvod skladá z jednostupňového Colpittsovho oscilátora, pričom kryštálový rezonátor je zaradený v bázevej impedancii Z_T (Obr. 3). Hodnoty LC prvkov Colpittsovho oscilátora vyberajú mód kmitania piezoelektrického výbrusu. Impedancia Z_T je okrem kryštálu zložená zo sériového rezonančného obvodu zabezpečujúceho preladenie. Použitie rezonančného obvodu, ktorý je ladený varikapmi, umožňuje maximalizovať ladiacu charakteristiku [6]. Protitaktné zapojenie dvojice varikapov linearizuje priebeh ladenia [1]. Signál je na výstup vedený cez oddelovací stupeň, jeho zaradením je znížený vplyv záťaže na oscilácie. V tomto prípade je tvorený jednotranzistorovým stupňom v zapojení so spoločným emitorom. Dvojitou filtráciou je znížená fluktuácia spôsobená možným zvlnením napájacieho napätia.



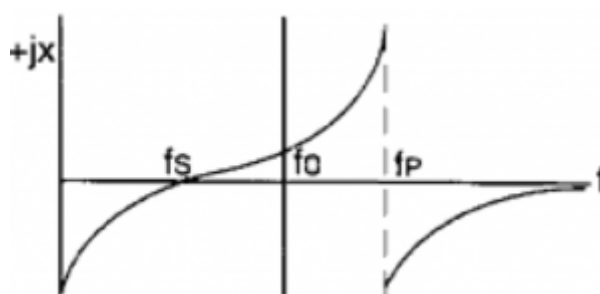
Obr. 3. Náhradná schéma oscilačného obvodu a bázevej impedancie pre striedavé

signály

Aby takéto zapojenie spĺňalo stále zvyšujúce sa požiadavky na kvalitu generovaného signálu je potrebné venovať niektorým parametrom zvýšenú pozornosť. Najdôležitejším vlastnostiam týkajúcim sa ladiacej charakteristiky - najmä veľkosti preladenia a linearite boli venované predchádzajúce články [1]. Riešenia niektorých ťažkostí ale neboli úplne dotiahnuté.

4. Požiadavka presnosti naladenia na sériovú rezonanciu kryštálu

Aby bola dosiahnuté maximálne ladenia, ktoré je vplyvom nežiaducich parametrov súčiastok možné, je potrebné sa priblížiť k žiadanej sériovej rezonancii kryštálu. Toto nastavenie sa nazýva výberom módu kmitania piezoelektrického rezonátora a je vykonané hlavným Colpittsovým oscilátorom (Obr. 3), ako bolo uvedené vyššie. Nakoľko kapacity sú menené len výberom zo štandardizovanej rady, celú presnosť naladenia zabezpečuje indukčnosť L_3 . Ak by sa sériová rezonančná frekvencia kryštálu značne odlišovala od rezonancie výberového Colpittsovho oscilátora ($f_s - f_0$), kryštál by už aj pri základnom ladiacom napätí pracoval v oblasti odchýlenej od svojej sériovej rezonancie (Obr. 4). Toto by malo za následok zníženie celkovej možnosti preladenia, problémy s preskokom na parazitnú rezonanciu by nastali pri nižších ladiacich napätiach [1].



Obr. 4. Priebeh reaktancie kryštálu v okolí jedného módu a jeho odchýlenosť od f_s pri nesprávnom doladení

Ako ďalší krok po presnom vybratí módu kryštálu nasleduje kompenzácia paralelnej frekvencie rezonátora f_p paralelne pripojenou cievkou L_p (Obr. 3). Jej indukčnosť sa nastaví tak, aby pri paralelnej rezonancii náhradných prvkov kryštálu vytvorila s týmito hodnotami rezonanciu sériovú.

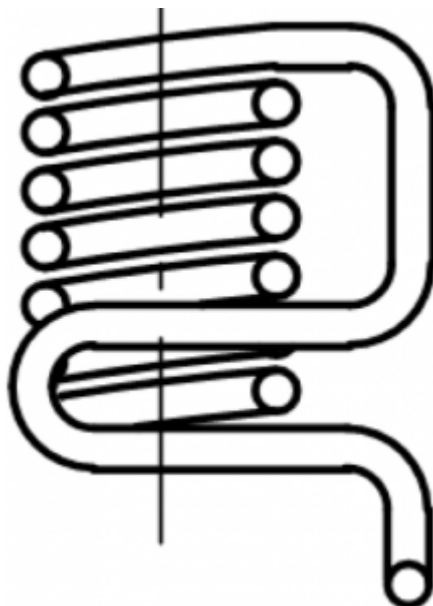
5. Návrh a realizácia cievky Colpittsovho oscilátora

Od tejto indukčnosti požadujeme veľmi presné naladenie na hlavnú sériovú rezonančnú frekvenciu kryštálového rezonátora. Ak uvažujeme verziu pre 100 MHz, odchýlka pre oscilátor so skratovanou bázou bez zaradeného kryštálu (Obr. 3) by nemala presiahnuť 10 kHz. To predstavuje presnosť naladenia $\Delta f = 10^{-4}$, čo už nie je jednoduché dosiahnuť.

Na získanie takto precízneho ladenia boli už od začiatku zaoberania sa problematikou vytvorené rôzne verzie. Prvou bola klasická konštrukcia na kostričke. Pre žiadanú indukčnosť bolo potrebné navinúť 2,5 závit. Na doladovanie pri tejto variante bola použitá mosadzná skrutka, ktorá bola zakrúcaná do vlozenej bužírky v osi cievky.

Problémom takejto koncepcie bolo práve hrubé ladenie skrutky, ktorá mala veľké stúpanie. Ďalšou variantou boli pokusy s planárnou cievkou. Popri prednostiach, ktoré sme s takýmto druhom cievky získali, ako vyššia kvalita alebo reprodukovateľnosť, zavážili jej nevýhodné vlastnosti pre takýto druh zapojenia. Najväčším nedostatkom bol vznik väzby medzi touto cievkou zaberajúcou značnú plochu a ostatnými indukčnosťami v zapojení, kedy pri niektorých ladiacich napätiach dochádzalo k nesprávnej činnosti so značným zhoršením spektra výstupného signálu.

Pri návrhu dosiaľ tretej verzie bola snaha uspokojivo riešiť tento problém, vrátiac sa ku koncepcii so solenoidom. Nakoľko ale indukčnosť so zvyšujúcim sa polomerom rastie, upustili sme od navíjania cievky na kostičku. Samonosnou verziou sme mohli dosiahnuť menší priemer a na požadovanú indukčnosť väčší počet závitov. Väčší počet závitov bol volený hlavne preto, aby nastavenie indukčnosti bolo jemnejšie. Táto výhoda bola ale vyvážená zmenšením pomeru polomeru r ku dĺžke cievky l . Najvýhodnejším pomerom je $r/l = 2,46$, pri takejto konštrukcii cievka dosahuje najvyššiu kvalitu [3]. V tomto prípade bol na navíjanie použitý vodič o priemere $\phi 0,5\text{mm}$, ktorého hrúbka na jednej strane dovoľovala navíjať samonosnú verziu, na druhej ale ešte umožňovala dodatočnú zmenu dĺžky cievky.

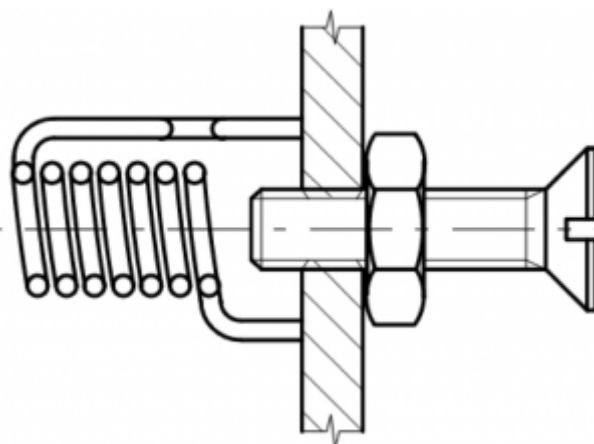


Obr. 5. Náskres vytvorenej cievky Colpittsovho obvodu

Väčšina samonosných cievok je osadená v polohe, keď os cievky je rovnobežná s doskou plošných spojov. V tomto prípade by to ale bolo nepraktické, keďže potrebujeme vytvoriť doladovanie, ktoré by rovnobežne s plošným spojom bolo náročné na výrobu. Ak teda cievka bude kolmá na plošný spoj, bude potrebné vytvoriť ohyb pri vedení vodiča z posledného závitov, inak by sa pri ťažení cievka nakláňala na stranu (Obr. 5). Takouto zmenou je dosiahnuté hrubé ladenie.

Keďže mosadzné jadro použité pri prvej verzii vykazovalo pre tento prípad priaznivý vplyv pri zmene indukčnosti, bolo využité aj v tejto variante. Bola použitá skrutka s metrickým závitom M2. Mosadz pri zasúvaní nepatrne znižuje indukciu magnetického poľa, spolu s malým stúpaním M2 je naladenie želané presné. Aby sa pri zakrúcaní skrutka nepohybovala v smere rovnobežnom so svojou osou a nenakláňala sa, bol do plošného spoja narezaný závit ako aj z opačnej strany plošného spoja priletovaná

mosadzná matica (Obr. 6). Toto zabezpečuje výhodný pomer medzi ľahkým chodom závitů a samovoľným posunutím skrutky.



Obr. 6. Nákres cievky osadenej v plošnom spoji spolu s ladiacou skrutkou

Pred praktickou realizáciou bolo potrebné aspoň kvantitatívne určiť indukčnosť navrhovanej cievky. Pri návrhu bol použitý jeden z jednoduchých vzťahov:

$$L_1 = \frac{\mu_0 N^2 \pi (R+a)^2}{l} K \quad (4)$$

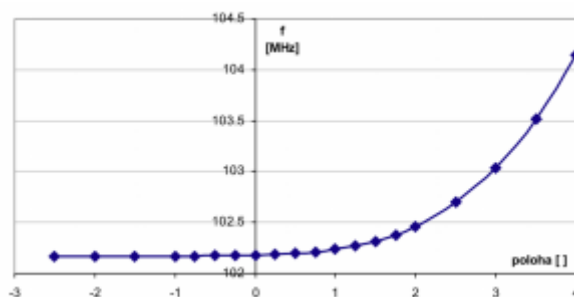
Tento vzťah platí pre vzduchovú cievku, s predpokladom podstatnej väčšiny magnetického toku sústreďeného vo vnútri cievky. L predstavuje celkovú dĺžku cievky, R jej polomer, a priemer vodiča, N zas počet závitov. Vzťah modeluje cievku s konečnými rozmermi pomocou Nagaokiho koeficientu K , ktorý upravuje výraz podľa pomeru r/l . Vo veľkom počte prípadov takáto aproximácia postačuje, pričom rozdiel od skutočnej hodnoty je menší ako 1% [3]. Aby sme uvážili indukčnosť prívodov využijeme aproximačný vzťah [4]:

$$L_2 = 2l \left\{ \ln \left[\frac{2l}{a} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{a}{2l}} \right) \right] - \sqrt{1 + \frac{a}{2l}} + \frac{\mu_0}{4} + \frac{d}{2l} \right\} \quad (5)$$

Celková indukčnosť bez mosadznej skrutky bude rovná približne súčtu týchto dvoch čiastkových výsledkov a pre navrhnuté rozmery získa hodnotu $L_{VYP} = 82.2$ nH. Pred tým, ako takáto cievka bola osadená priamo v obvode oscilátora bolo vytvorených niekoľko exemplárov na overenie správnosti úvah, zmeranie dosiahnutej indukčnosti, ako aj funkčnosti po mechanickej stránke. Po navinutí bola cievka priletovaná ku plošnému spoju aj s narezaným závitom a maticou, aby bol uvážený aj vplyv týchto prvkov.

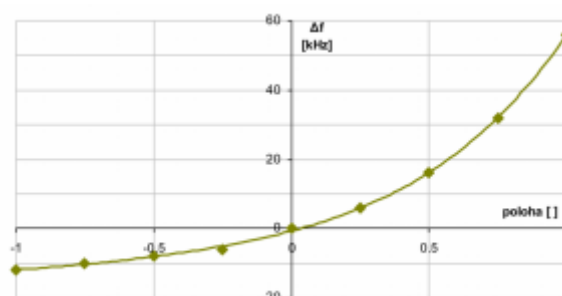
Na vzorke bez ohybu na roztiahnutie závitů bola na merači kvality BM4096 zistená indukčnosť pri naladovaní skrutkou v rozsahu $L_{NAM} = 79,9$ až 87 nH a fiktívnu kvalitu (pomer strát ku reaktancii tvorenej nielen indukčnosťou, ale aj vlastnou kapacitou) v rozsahu od $Q_F = 130$ pre cievku bez vloženej skrutky, cez $Q_F = 125$ pre skrutku na úrovni vinutia, až po $Q_F = 95$ pre skrutku 2,5 otáčky vo vinutí. Následne sme pristúpili k použitiu cievky v zapojení VCXO. Jemným ladením bolo možné pohodlne nastaviť frekvenciu vnútri požadovaného intervalu. Pri takomto nastavovaní bola zmeraná závislosť frekvencie oscilátora bez kryštálu (so skratovanou bázou oscilačného tranzistora) od polohy mosadznej skrutky. Pri experimentoch neboli zistené väzby

medzi ostatnými indukčnosťami, čo bolo necnosťou plošnej varianty. Pre samonosnú cievku preto nebolo potrebné použiť kryt, ktorý by znižoval jej kvalitu.



Obr. 7. Frekvencia oscilátora so skratovanou bázou v závislosti od zasunutia skrutky vzduchovej cievky

Ak mosadz nepresahuje plošný spoj, ovplyvňovanie magnetického poľa je minimálne. Kladné polohy, pri ktorých je skrutka čiastočne nad plošným spojom znižujú indukčnosť vo vyššej miere. Z grafu vychádza, že čím bližšie dokážeme hrubo naladiť cievku, tým dosiahneme lepšie výsledky. Presné nastavenie je možné hlavne v rozmedzí jednej otáčky na obe strany (Obr. 8). Zmena frekvencie je asi 10 kHz na celú štvrtinu otáčky závit, v tomto rozmedzí je teda možné doladenie presnejšie ako bolo stanovené kritériom.

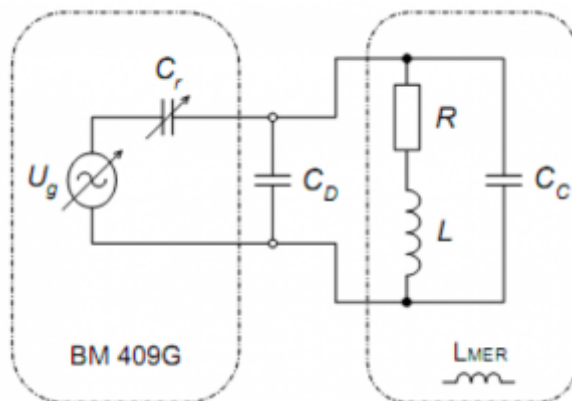


Obr. 8. Detail zmeny frekvencie v závislosti od naladenia samonosnej cievky

Podľa obr. 7 je indukčnosť nižšia ako potrebná pre rezonanciu na 100 MHz, pridali sme preto dodatočné kapacity rovnomerne k obom kondenzátorom na obr. 3 čím činiteľ spätnej väzby ostal nezmenený.

6. Vplyv držiaka pri meraní kvality

Merače kvality, ktoré môžu po prepočte merať kapacity i indukčnosti, typu Tesla BM 409G a jemu podobné sú stále používané pre svoje priaznivé vlastnosti a široké frekvenčné pásmo merania. Vstupné meracie svorky ale nie sú prispôbené na meranie štandardizovaných rozstupov (0,1 inch). Preto sa často používa držiak, ktorý ale nie je ideálny a jeho vplyv možno nahradiť paralelne pripojenou kapacitou C_D k meranému objektu (Obr. 9).



Obr. 9. Meranie kvality s uvážením vplyvu držiaka

Problémom hlavne pri meraní na vyšších frekvenciách môže byť neuváženie tejto kapacity. V prvom priblížení vplyva táto reaktancia na rezonančnú frekvenciu celého meracieho systému. Otázkou je veľkosť účinku na nameranú hodnotu kvality. Uvažujme zaradenie kapacity držiaka do meraného objektu, teda všetky prvky mimo meracieho prístroja budú zlúčené:

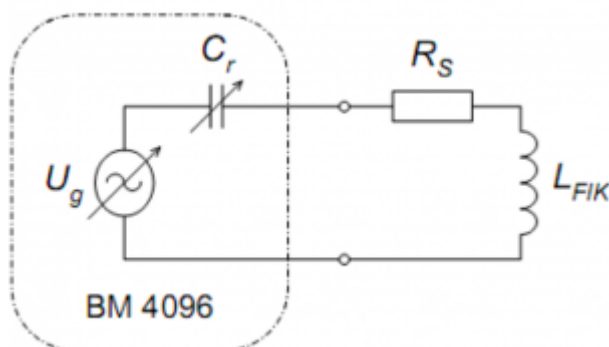
$$Z = \frac{\frac{R+j\omega L}{j\omega(C_C+C_D)}}{R+j\omega L + \frac{1}{j\omega(C_C+C_D)}} \quad (6)$$

Po nájdení spoločného menovateľa, násobením konjugovanou hodnotou získame impedanciu zloženú so sériovo radeného odporu a fiktívnej indukčnosti, ktorá zahŕňa celú reaktanciu meraného objektu (obr. 10):

$$R_S = \frac{R}{[1-\omega^2 L(C_0+C_D)]^2 + [\omega R(C_0+C_D)]^2} \quad (7)$$

$$L_{FIK} = \frac{L - R^2(C_0+C_D) - \omega^2 L^2(C_0+C_D)}{[1-\omega^2 L(C_0+C_D)]^2 + [\omega R(C_0+C_D)]^2} \quad (8)$$

Vzťah (8) ukazuje mieru odchýlky indukčnosti zmeranej prístrojom od jej skutočnej hodnoty. Ak tento vplyv nezahrneme, dopustíme sa nepresnosti aj pri určení reálnej kvality cievky, ktorú získame z fiktívnej kvality. Z merača dostaneme fiktívnu kvalitu, keďže na jeho vstup pôsobí ako samotná indukčnosť cievky tak aj kapacita držiaka a vlastná kapacita cievky.



Obr. 10. Náhradná schéma merania kvality zahrňujúca parazitné kapacity fiktívnou indukčnosťou

Predpokladajme dva odlišné prípady pri vyhodnotení merania: v prvom prípade kapacitu držiaka zahrnieme do meraného objektu (podľa (8)). Druhou verziou bude situácia, kedy o tejto kapacite vieme, pri výpočte s rezonančnou frekvenciou ju aj uvažujeme, ale pri samotnej kvalite ju zahrnieme k meraciemu prístroju. Takéto meranie ale úplne nevystihuje meraný objekt nakoľko predpokladáme menšiu fiktívnu indukčnosť, ako je v skutočnosti pripojená.

$$Q_{F1} = \omega_r \frac{L - R^2(C_0 + C_D) - \omega_r^2 L^2 (C_0 + C_D)}{R} \quad (9)$$

$$Q_{F1} = \omega_r \frac{L - R^2 C_C - \omega_r^2 L^2 C_C}{R} \quad (10)$$

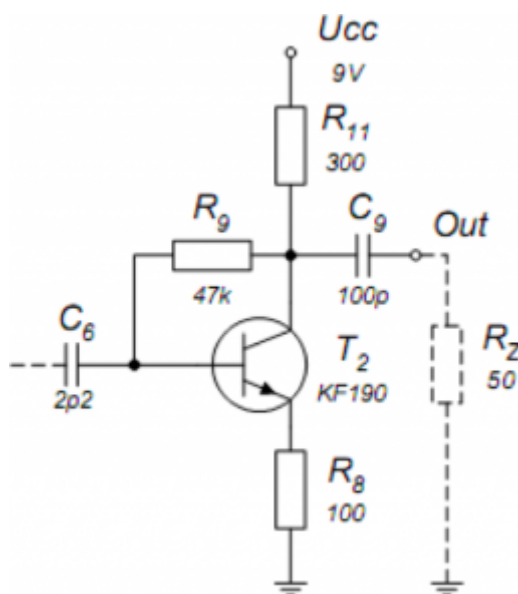
Ich rozdielom a následnou úpravou získame výsledný výraz pre absolútnu chybu vyhodnotenia merania:

$$\Delta Q_F = Q_{F2} - Q_{F1} = \frac{\omega_r C_D}{R} (\omega_r^2 L^2 + R^2) \quad (11)$$

Vzťah ukazuje lineárny nárast rozdielu kvalít od veľkosti kapacity držiaka, ale až kubický pre rezonančnú frekvenciu. Pri odpore klesajúcom k nule kvalita teoreticky rastie nad všetky medze. Ak $L=0$ kvalita nebude nulová ale zmeria sa paralelná kvalita všetkých kapacít. Tento vplyv sa objaví pri frekvenciách rádu stoviek MHz, kde už samotné meranie síce nepatrí medzi najpresnejšie, na druhej strane ďalšie vnášanie systematických chýb do merania je nežiaduce.

7. Možnosti zvýšenie výkonu

Aby sme rozšírili použitie oscilátora pristúpili sme k zvýšeniu výstupného výkonu. Hlavným dôvodom je možnosť jeho zapojenia ako lokálneho oscilátora aj pre diódové zmiešavače, ktoré pre svoju správnu činnosť vo väčšine prípadov vyžadujú výkon +7dBm, čo na 50Ω predstavuje 500mV. Svetoví výrobcovia deklarujú výkon signálu aspoň 8dBm. Zvýšenie výkonu so sebou ale prináša zhoršenie vlastností ako potlačenie vyšších harmonických, zaťaženie oscilačného obvodu, alebo prúdový odber, ktorý sme sa snažili nezvyšovať.



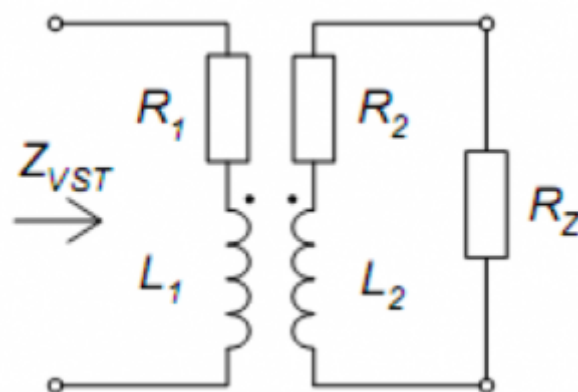
Obr. 11. Oddel'ovací tranzistorový stupeň pred úpravou zvyšujúcou výstupný výkon

Možnosti úpravy oscilátorom dodávaného výkonu spočívajú v úprave oddelovacieho stupňa (Obr. 11). Prvou voľbou je zmena tranzistora voľbou iného typu s vyšším prúdovým zosilňovacím činiteľom pre pracovnú frekvenciu. Túto zmenu sme ale nevyužili nakoľko sme sa snažili upraviť jednu z vytvorených verzií a priamo meraním posúdiť vhodnosť zmeny. Nasledujúcou možnosťou je zvýšiť dodávaný výkon oscilačného stupňa. Toto ale nie je veľmi schodná cesta, pretože zväčšovaním väzbovej kapacity C_6 sa vo zvýšenej miere pripočíta parazitná reaktancia tvorená oddelovacím obvodom ku oscilačnému.

Ďalšou variantou je vyradiť alebo zmenšiť vplyv zápornej prúdovej sériovej väzby blokováním rezistora R_8 . Zmenšením spätnej väzby medzi inými sa ale zníži odstup výkonu prvej harmonickej signálu od jej násobkov. V kolektore je ako pracovný odpor zapojený rezistor s veľkosťou 300Ω , pričom prúdová spätná väzba ešte zvyšuje výstupnú impedanciu. Ak je zaťažovacia impedancia 50Ω , pri prenose napätia vznikne na kolektorovom odpore veľký úbytok striedavého signálu. Pristúpili sme preto k zámene pracovného odporu R_{11} za vf transformátor (Obr. 14).

8. Analýza transformátora

Pred samotnou realizáciou pristúpime k analýze transformačného stupňa. Pri výpočte uvažujeme indukčnosti vinutí a ich náhradné odpory, ktoré zahrňujú aj straty vo feritovom toroide (Obr. 11). Pri našom snažení nás bude zaujímať za akých podmienok možno na transformáciu zaťažovacieho odporu použiť vzťah $R_{VST} = p^2 \cdot R_Z$ [7].



Obr. 12. Model transformátora pre výpočet vstupnej impedancie

Pre obvod na obr. 12 môžeme prúdy v primárnom a sekundárnom obvode vyjadriť vzťahmi:

$$U_1 - I_1(R_1 + j\omega L_1) + j\omega M I_2 = 0 \quad (12)$$

$$I_2(R_2 + R_Z + j\omega L_2) + j\omega M I_1 = 0 \quad (13)$$

M predstavuje vzájomnú indukčnosť, ktorá hovorí o kvalite väzby definovanej činiteľom väzby k :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (14)$$

Vyjadrením prúdu v sekundárnej vetve z (13) a jeho dosadením do rovnice (12) po úpravách nájdeme vstupnú reaktanciu v zložkovom tvare:

$$R_{VST} = R_1 + \frac{(\omega M)^2(R_2 + R_Z)}{(R_2 + R_Z)^2 + (\omega L_2)^2} \quad (15)$$

$$L_{VST} = L_1 - \frac{L_2(\omega M)^2}{(R_2 + R_Z)^2 + (\omega L_2)^2} \quad (16)$$

Ak fiktívna kvalita indukčnosti je väčšia ako $QF \geq 5$ bude v menovateli vzťahov platiť nerovnosť

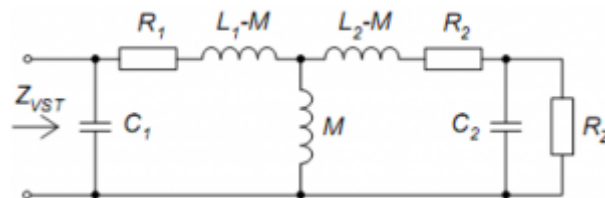
$$\text{Formula does not parse} \quad (18)$$

$$L_{VST}|_{R_Z=0} = L(1 - k^2) \quad (19)$$

Ak meranie vykonáme na merači kvality, tak z rezonančnej frekvencie a nastavenej kapacity vypočítame L_{VST} a z odčítanej kvality R_{VST} . V rovniciach sa ale nachádzajú 3 neznáme, preto je potrebné zmerať primárne vinutie, ktoré nie je ovplyvnené sekundárnym (bude zapojené naprázdno), a zistiť jeho parametre L_1 a R_1 . Po úprave je možné získať výsledný činiteľ väzby:

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{VST}}{L}} \quad (20)$$

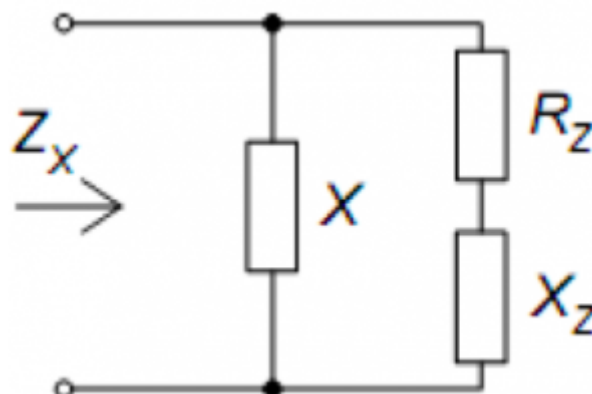
Ak činiteľ väzby sa bude približovať $k \rightarrow 1$ vstupná reaktancia bude klesať k nule a reálna časť sa bude približovať ideálnemu transformačnému vzťahu. Pri pracovných frekvenciách oscilátora už zohrávajú úlohu aj parazitné kapacity závitov, preto náhradný model (Obr. 12), rozšírime pričom sme transformátor prepočítali na T-článok pomocou impedančnej matice.



Obr. 13. Priechková štruktúra pre presnejšie vyjadrenie vstupnej impedancie

Postup tohto výpočtu je naznačený na obr. 14, kde výhodne využijeme v priečných vetvách čisté reaktancie. Pre celkovú impedanciu môžeme napísať:

$$Z_X = \frac{(R_Z + jX_Z)jX}{R_Z + jX_Z + jX} = \frac{-X_Z X + jR_Z X}{R_Z + j(X_Z + X)} = \frac{A + jB}{C + jD} \quad (21)$$

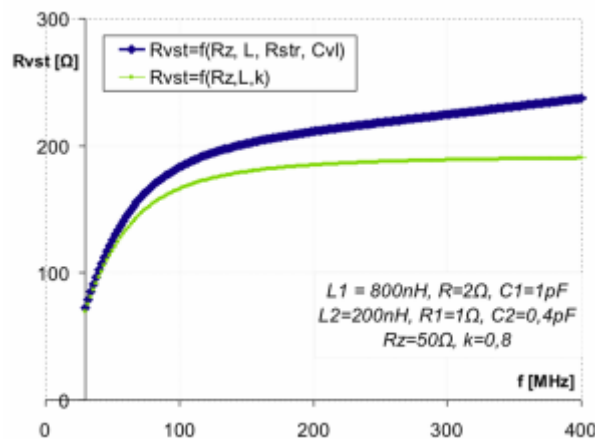


Obr. 14. Čiastkový krok pri výpočte štruktúry na obr.13

Násobením konjugovanou hodnotou dostaneme vzťah rozložený na reálnu a imaginárnu zložku:

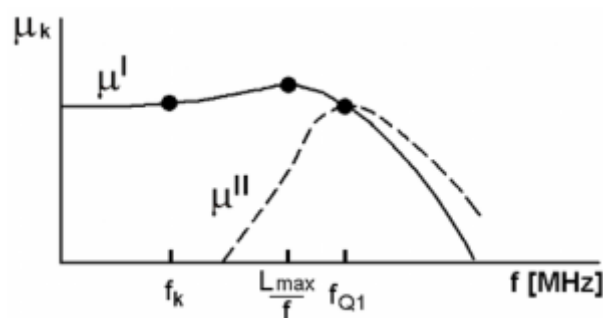
$$Z_X = \frac{AC+BD}{C^2+D^2} + j\frac{BC-AD}{C^2+D^2} \quad (22)$$

Ďalším krokom by bolo použitie získanej Z_X spolu s nasledujúcim paralelne radeným reaktívnym prvkom. Takýto postup je vhodný pre počítačový program. Preto sme mohli vypočítať vstupnú impedanciu pre viacero frekvencií s pohodlným menením prvkov modelu.



Obr. 15. Závislosť transformovaného odporu vytvorená výpočtom pre namerané parametre feritového jadra N01

Analýza nezahrňuje frekvenčnú závislosť feritu a na vysokých frekvenciách je zapríčinená iba uvážením vlastných kapacít závitov. Pre nízke frekvencie nie je splnená podmienka (17), transformovaný odpor nezodpovedá ideálnemu vzťahu. Druhá krivka vykresľuje transformáciu odporu modelom na obr. 12.



Obr. 16. Príklad priebehu komplexnej permeability feritového materiálu

Frekvenčnú závislosť feritu často opisuje komplexná relatívna permeabilita. Reálna časť hovorí o indukčnosti cievky vytvorenej na ferite, imaginárna o jej stratách:

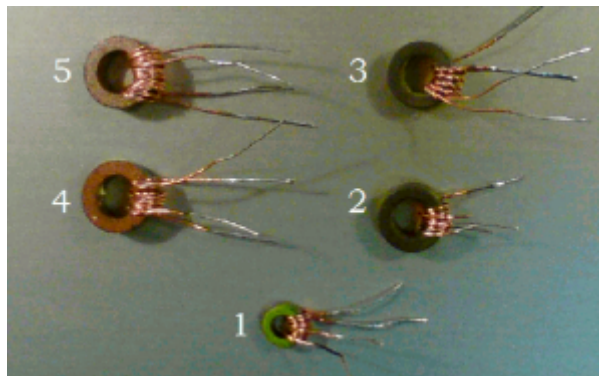
$$\mu_k = \mu' + \mu'' = \frac{L}{L_0} + j\frac{R}{\omega L_0} \quad (23)$$

Symbol L_0 označuje indukčnosť bez feritového jadra[8]. Obr. 16 naznačuje 3 významné body: frekvenciu f_k do ktorej je indukčnosť až na jednotky percent konštantná, L_{\max}/f frekvenciu maximálnej hodnoty μ' a f_{Q1} definuje bod, kde kvalita obvodu klesne na

hodnotu $Q = 1$. Za touto hranicou už použitie daného feritu stráca význam. Aby sme určili činiteľ kvality (Tab. 1) navinuli sme niekoľko toroidov (obr. 17) na rozmeroch jadra T4 a T6,3 s rôznym počtom závitov na materiáloch N1 a NO1. Po navinutí primárneho vinutia sme hneď naň navinuli sekundárne v snahe dosiahnuť vysoký stupeň väzby.

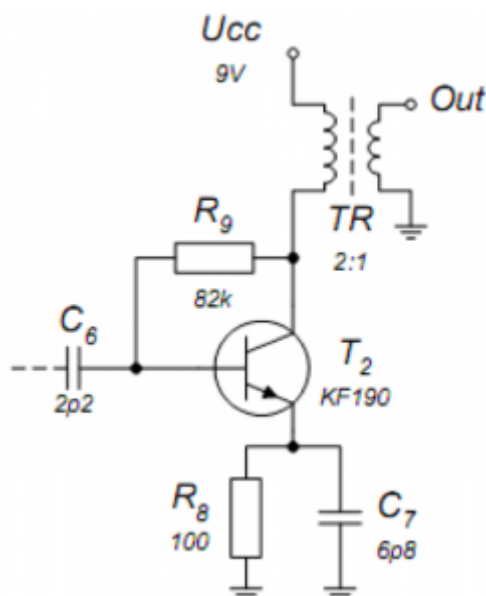
Tab. 1. Namerané hodnoty kvality sekundárneho vinutia a činiteľa kvality

por. číslo	mat./rozmer	f_r [MHz]	N []	Q2 []	k []
2	N1/T6.3	19	10	10	0.968
1	N1/T4	23	6	9.5	0.940
5	N01/T6.3	48	10	70.5	0.800
5	N01/T6.3	75	10	185	0.857
4	N01/T6.3	100	7	170	0.786



Obr. 17. Výber z navinutých a zmeraných transformátorov

Po analýze feritového transformátora sme pristúpili k jeho samotnému použitiu ako zaťažovacieho odporu.

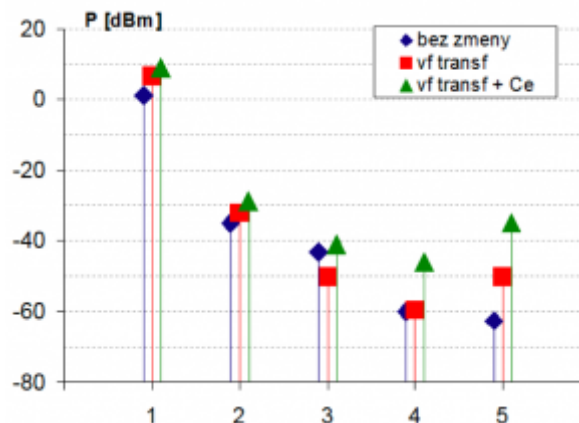


Obr. 18. Konečná podoba oddelovacieho stupňa

Potrebné bolo poopraviť pracovný bod zvýšením bázového odporu R_9 , keďže napätie na ňom dosiahlo hodnotu napájania zmenšenú iba o predpätie báza emitor. Tento rezistor sme ponechali zapojený na kolektore aby vplyv striedavej napäťovo paralelnej zápornej spätnej väzby zostal zachovaný. Po tejto úprave sme získali výkon 6,5 dBm čo

je o 7 dB viac ako v prípade kolektorového odporu. Zaujímavé je aj potlačenie druhej harmonickej, ktoré sa v tomto prípade zvýšilo čo potvrdzuje správnosť použitia transformátora, pretože bez neho bol stupeň neúmerne zaťažený vstupnou impedanciou 50Ω spektrálneho analyzátoru.

Pri vyšších frekvenciách je výkon harmonických vyšší najmä kvôli zmenšeniu spätných väzieb. Tu sa uplatní predpoklad, že u nezmenených jednosmerných pomeroch pri zvýšení výstupného výkonu sa zhorší linearita obvodu. Aby sme získali výkon vyšší ako požadovaný pre pasívne zmiešavače v malej miere sme blokovali emitorový odpor získavajúc výsledný výkon 9 dBm. Potlačenie druhej harmonickej dosiahlo hodnotu 37,7 dB.



Obr. 19. Výkony jednotlivých harmonických pre rôzne úpravy oddelovacieho stupňa

9. Zhodnotenie

Príspevok sa snažil posunúť riešenie niektorých problémov týkajúcich sa návrhu ale najmä konštrukcie napätím preladiteľných kryštálových oscilátorov. Pre potreby veľmi presného ladenia cievky Colpittsovoho oscilátora bola navrhnutá indukčnosť síce so zložitou konštrukciou ale s výslednými požadovanými vlastnosťami. Verifikácia riešenia bola vykonaná ako pre samostatnú cievku tak aj pre 2 rozdielne verzie oživeného plošného spoja VCXO. Pre zlepšenie univerzálnosti oscilátora bola vykonaná analýza vysokofrekvenčného transformátora, ktorý bol následne použitý pri zvýšení výstupného výkonu.

10. Odkazy na literatúru

1. Kudják, V. - Brezovič, Z., "VCXO Tune Characteristics with Two Resonator Model of the Quartz", Rádioelektronika 2006, Bratislava, 2006, pp. 5-8
2. Pavlovec, J. - Šramar, J., "Kryštálové jednotky a oscilátory", Amatérské rádio: Rada pro konstruktéry, 1987, ročník 36, číslo 2, str. 42-61.
3. Langford-Smith, F., et. al., "Radiotron Designer's Handbook", 4th Edition, Radio Corporation of America, New Jersey, 1956
4. Grover, F. W., "Inductance Calculations", Dover Phoenix Edition, 2004, pp.147
5. Kudják, V. - Brezovič, Z., "Elektronické prvky a obvody", STU Bratislava, 2006
6. Baláž, I., "Riadenie frekvencie kryštálových oscilátorov", Elektrotechnický časopis, 1973, ročník 24, číslo 3, str. 129-143.
7. Baláž, I., "Teória obvodov III. : 2. časť", 2. vydanie, Bratislava: ESSTU, 1994, 223 str.
8. Erben, J., "Mění se indukčnost na feritových toroidech s kmitočtem?", Radioamatérské

souvislosti, 2005, no.3

Spoluautorom článku je Vladimír Kudják, Fakulta elektrotechniky a informatiky, Slovenská technická univerzita, Ilkovičova 3, 831 02 Bratislava, Slovenská republika
