

vání procesů vědeckotechnického rozvoje a zapojení do mezinárodní dělby práce. Umožnit existenci samostatných specializovaných podniků, diferencované formy ekonomického i organizačního propojení výroby s vnitřním i zahraničním obchodem, výzkumem, projekcí atd.; k tomu nedělně patří i právo organizací vstupovat na zahraniční trhy přímo, bez zprostředkování. To vše dále souvisí s nutností podporovat socialistickou podnikavost, omezovat neodůvodněnou monopolizaci a monopolní

tendence a to tak, aby uspokojování potřeb společnosti bylo co nejujímavější.

Osmý a devátý článek ukládá rozpracovat zdokonalování organizačních struktur orgánů státní správy, při čemž je třeba omezovat nadbytečné mezičlánky; uplatňovat principy demokratického centralismu i v dalších sférách a člancích řízení ekonomiky, zejména uvnitř organizací a v územních vztazích.

Desátý článek ukládá zvýšit účinnost vztahů mezi organizacemi s cílem zvýhodnit

postavení odběratelů vůči dodavatelům. Zabezpečovat soulad nabídky s poptávkou v mikrostrukturu např. i širším využíváním výhod mezinárodní dělby práce, zejména socialistické ekonomické integrace. Proto musí být i přehodnoceny obsah a funkce hospodářských smluv a zvětšena účinnost vlivu jejich uzavírání a plnění na konečné výsledky činnosti organizací. Jde o opatření k podstatnému zosílení ekonomického postihu těch, kteří neplní dohodnuté termíny a obsah hospodářských smluv.

(Pokračování)

KRYSTALOVÉ JEDNOTKY A OSCILÁTORY

Josef Pavlovec, promováný fyzik, ing. Jaroslav Šmarar

Účelem následujících kapitol je předložit technické veřejnosti stručný, avšak celkový přehled současného stavu v oblasti krystalových jednotek a krystalových oscilátorů. Jsou probrány ty typy křemenných rezonátorů, s nimiž je možno v současné době počítat při konstrukci elektronických zařízení, i možnosti jejich použití v různých typech oscilátorů.

Bez nároků na odvození či přesné zdůvodnění jsou uvedeny nejdůležitější definice a vztahy potřebné pro specifikaci krystalových jednotek při návrhu oscilátorů a způsob měření jejich náhradních parametrů. Rovněž jsou stručně popsány technologické a pracovní postupy stěžejních operací při výrobě krystalů.

Pro ucelenost problematiky jsou kromě poznatků využitelných v amatérské praxi uvedeny i skutečnosti, související s profesionálním technologickým a měřicím vybavením, nutným při výrobě krystalů a oscilátorů, které je mimo výrobní podnik buď zcela nedostupné, nebo dostupné pouze ve větších kolektivech.

1. Úvod

Přímý piezoelektrický jev byl popsán koncem minulého století bratry Pierrem a Jacquesem Curieovými. V roce 1880 zjistili u krystalu turmalínu a dalších krystalů, nemajících střed souměrnosti, že se po mechanickém stlačení v určitých směrech, které nazvali polárními osami, objeví na koncích těchto os elektrické náboje opačné polarity.

V roce 1881, po teoretické předpovědi německého fyzika Lippmana, bratři Curieové ukázali, že mechanická deformace piezoelektrických krystalů je úměrná intenzitě přiloženého elektrického pole. Jevo byl nazván nepřímým piezoelektrickým jevem.

Piezoelektrický jev byl však využit až ve dvacátých letech našeho století, kdy Američan Cady (a později Pierce) použil křemenné destičky pro buzení a stabilizaci kmitočtu vysokofrekvenčních generátorů. Křemenný krystal se chová jako elektrický rezonanční obvod s velmi malým tlumením. Postupně pak vzniká celé průmyslové odvětví elektroniky, zabývající se výrobou krystalových jednotek a oscilátorů od nejnižších kmitočtů řádu jednotek kHz až po hranici 200 MHz. Relativní změna kmitočtu, kterou se vyznačují současné špičkové typy krystalových oscilátorů, je menší než $1 \cdot 10^{-10}$ za den.

2. Piezoelektrické výbrusy a rezonátory

Vlastnosti krystalové jednotky (a tím i konečné parametry a použití krystalového oscilátoru jako zdroje signálu stabilního kmitočtu) jsou ovlivňovány fyzikálními charakteristikami výchozího krystalického materiálu a způsobem, popř. typem vlastního fyzikálního kmitavého pohybu krystalové destičky.

2.1. Křemenná surovina

Křemen je přírodní krystalický materiál, který má kromě piezoelektrických vlastností velmi stabilní mechanické i chemické vlastnosti. Chemickým složením je to oxid křemíku (kyslíčnick křemičitý) SiO_2 . Ačkoliv zemská kůra obsahuje 14 % tohoto oxidu, vyskytuje se v krystalické formě, vhodné pro užití v elektronice, poměrně vzácně vzhledem k tomu, že základní krystalická surovina musí být prostá fyzik-

kálních defektů, nečistot, prasklin apod. „Praktické“ zdroje surového křemene patřičné kvality a potřebné hmotnosti byly nalezeny pouze na Madagaskaru a v Brazílii.

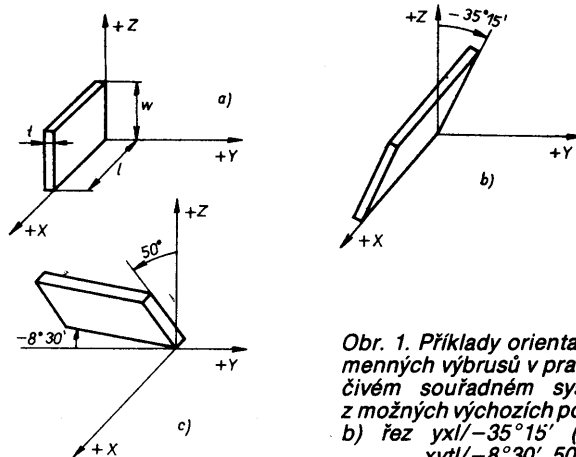
Proto bylo vynakládáno velké úsilí, aby byl „vypěstován“ křemen syntetický. V současné době jsou problémy kolem výroby syntetického křemenného materiálu vyřešeny a to jak z hlediska potřebné kvality, tak z hlediska komerčního.

Křemenné zárodky vhodné orientace jsou umístěny v alkalickém roztoku s křemennou drťí v ocelovém autoklávu a při teplotě 400 °C a tlaku 1000 MPa na těchto zárodkách rostou rychlostí až 1 mm za den homogenní krystaly křemene, jejichž orientace i velikost jsou voleny tak, aby byl při dalším zpracování krystalický materiál optimálně využit.

Světoví producenti syntetického křemene (Japonsko, USA, SSSR) nabízejí dnes materiál, který je srovnatelný s přírodní surovinou a v poslední době ji dokonce svou dokonalostí předčí. V zemích LDS je kvalitní křemen pěstován v Polsku a Bulharsku.

2.2 Kmitý krystalových výbrusů

Křemenný výbrus je destička (popř. tyčinka) daného geometrického tvaru vyříznutá z monokrystalu křemene, která je definovaným způsobem orientována vzhledem k jeho krystalografickým osám. Řez destičky je jednoznačně určen úhly, které svírá výchozí poloha řezu s dvěma osami (obr. 1). Výchozí poloha je taková,



Obr. 1. Příklady orientace a značení křemenných výbrusů v pravotočivém souřadném systému; a) jedna z možných výchozích poloh, řez yx (řez Y), b) řez $yx/ -35^{\circ}15'$ (řez AT), c) řez $xyt/ -8^{\circ}30', 50^{\circ}$ (řez NT)

Tab. 1. Přehled využívaných typů křemenných rezonátorů a jejich základních vlastností

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Č.	Řez	Úhel řezu	Typ kmitu	Rezonanční kmitočet $f = Ka$	Kmitočtové pásmo	Tvar výbrusu	C_0/C_1	R_1 [Ω]	C_1 [fF] (mm, MHz)	L_1 [H] (mm, MHz)	TKf , tepl. průběh
1.	AT $yx/l/\theta$	$\theta = -35^\circ 05'$ až $-35^\circ 25'$	tloušťkově střížný	$1665n/t$	0,8 až 200 MHz	kruhová destička $\varnothing/t < 10$	$250n^2$ ± 20	5 až 120	$0,0762d^2/n^3$	$334n^3/d^2/n^3$	kubická parab. $T_0 = 22^\circ \text{C}$
2.	SC $yxw/l/\varphi, \theta$	$\varphi = +22^\circ$ $\theta = -34^\circ$	tloušťkově střížný	$1808n/t$	5 až 100 MHz	kruhová destička $\varnothing/t < 10$	$700n^2$ ± 90	10 až 150	$0,0195d^2/n^3$	$1303n^3/d^2/n^3$	kubická parab. $T_0 = 90^\circ \text{C}$
3.	BT $yx/l/\theta$	$\theta = +48$ až $+49^\circ$	tloušťkově střížný	$2517n/t$	5 až 15 MHz	kruhová destička $\varnothing/t < 10$	$620n^2$	10 až 120	$0,0254d^2/n^3$	$1000n^3/d^2/n^3$	parabola $T_0 = 0$ až 70°C
4.	CT $yx/l/\theta$	$\theta = -38$ až -39°	plošně střížný	$3070/l$	300 až 1000 kHz	kruh. nebo čtverc. destička	350	1000	$1,08/tf^2 \cdot 10^3$	$23,3t$	parabola $T_0 = 0$ až 50°C
5.	DT $yx/l/\theta$	$\theta = +51$ až $+53^\circ$	plošně střížný	$2070/l$	200 až 500 kHz	kruh. nebo čtverc. destička	400	1000	$0,43/tf^2 \cdot 10^3$	$59t$	parabola $T_0 = 0$ až 50°C
6.	NT $xyt/l/\psi, \theta$	$\psi = -8,5^\circ$ $\theta = \pm 30$ až 50°	ohybový ve směru tloušťky	$4200w/l^2$	10 až 50 kHz	destička $w/l = 0,4$ $t = 0,2$ až 1 mm	900	200 až 2000	$2,42/tf^2 \cdot 10^6$	$1,05 \cdot 10^4 t$	parabola $T_0 = 20$ až 30°C
7.	X+18 xyt/ψ	$\psi = +18,5^\circ$	podélný	$2560/l$	60 až 120 kHz	destička $w/l = 0,2$ až 1 $t = 0,2$ až 1 mm	130	1000	$0,301/tf^2 \cdot 10^3$	$84t$	$-2,7 \cdot 10^{-5}/^\circ \text{C}$ pro 10 až 50°C
8.	X-5° xyt/ψ	$\psi = -5^\circ$	podélný	$2820/l$	50 až 200 kHz	destička $w/l \approx 0,15$ $t = 0,2$ až 1,5 mm	125	1000	$0,383/tf^2 \cdot 10^3$	$66t$	parabola $T_0 = 0$ až 50°C
			ohybový ve směru tloušťky	$5600t/l^2$	0,5 až 10 kHz	bimorfni tyčinka	200	20 000 až 50 000	$2,54/tf^2 \cdot 10^7$	$1000t$	-5 až $-10 \cdot 10^{-6}/^\circ \text{C}$
			ohybový ve směru tloušťky	$5700t/l^2$	2 až 40 kHz	tyčinka $t/w = 0,85$ $t/l < 0,15$	200	5000 až 50 000	$2,5/tf^2 \cdot 10^7$	$1000t$	parabola $T_0 = 20$ až 50°C
			ohybový ve směru šířky	$5000w/l^2$	10 až 100 kHz	destička $w/l \approx 0,15$ $t = 0,2$ až 1 mm	190	200 až 2000	$0,0179/tf^2 \cdot 10^3$	$1,42 \cdot 10^3 t$	-5 až $-18 \cdot 10^{-6}/^\circ \text{C}$
9.	GT $yxlt/\theta, \psi$	$\theta = -51$ až -52° $\psi = +45^\circ$	plošně střížný	$3293/l'$	100 až 350 kHz	obdel. dest. $l/w = 0,859$ $t = 0,2$ až 1 mm	350	100	$1,52/tf^2 \cdot 10^3$	$16,7t$	nulový v rozmezí 0 až 100°C

kdy jsou hrany destičky (l – délka, w – šířka, t – tloušťka) rovnoběžné s osami pravouhlé soustavy os. Destičku, jejíž tloušťka je ve směru osy X, popř. Y, popř. Z, nazýváme výbrusem řezu x, popř. y, popř. z. Směr délky destičky udává obvykle druhé písmeno ve vyznaku řezu. Třetí, čtvrté, případně páté písmeno udává hrany, kolem nichž se destička postupně natáčí o úhly θ, φ, ψ , udávané v patřičném pořadí za lomítkem vyznaku, se znaménkem + při natočení proti směru hodinových ručiček při pohledu proti kladnému směru krystalografické osy, se znaménkem – při natočení ve směru hodinových ručiček. Popsaný způsob orientace a značení je zřejmý z obr. 1 a z tab. 1 a je shodný s doporučením a normami IEEE [7].

V současné době jsou však vžití i dvou-písmenné názvy některých řezů. Vzhledem ke stručnosti jsou tyto názvy použity v popisu obr. 1 a jsou rovněž uvedeny v tab. 1. Ve vyznačení znamének úhlů jednotlivých řezů lze se setkat s různými

způsoby, takže např. řez AT lze najít pod označením $yx + 35^\circ$ nebo $y 55^\circ$.

Piezoelektrický výbrus, jako každé těleso s několika stupni volnosti, může kmitat různými jednoduchými i vázanými typy kmitů. Tyto kmity lze vybudit obráceným piezoelektrickým jevem, vytvořeným střídavým napětím, přiváděným na elektrody nanesené na vhodných plochách výbrusu. Amplituda kmitu bude největší, bude-li kmitočet harmonicky proměnného napětí v rezonanci s vlastními mechanickými kmity krystalového výbrusu, určenými jeho geometrickými rozměry.

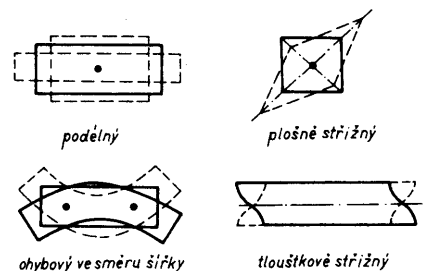
U výbrusů různých řezů lze vybudit čtyři základní typy (módy) kmitů: podélné, ohybové, plošně střížné a tloušťkově střížné, viz obr. 2. Přehled využívaných typů kmitů v širokém rozmezí kmitočtového pásma je uveden v tab. 1.

Rada piezoelektrických výbrusů je používána k různým účelům jak z hlediska volby vlastní kmitočtu, použitím v oscilátorech nebo filtrech, tak z hlediska stability kmitočtu v závislosti na teplotě

a času.

Jednou z veličin charakterizujících křemenný rezonátor je kmitočtová konstanta K_t

$$K_t = f \cdot a \quad (2.1),$$



Obr. 2. Základní módy kmitů

kde f_r je rezonanční kmitočet výbrusu, a je rozměr výbrusu určující kmitočet. Při podélných kmitech je to délka krystalové tyčinky, při rozpínavých (radiálních) kmitech se jedná o průměr kruhové desky nebo strany pravoúhlé desky, při kmitech ve směru tloušťky jde o tloušťku krystalového výbrusu.

Kmitočtová konstanta závisí na specifické hmotnosti křemene a je funkcí elastických konstant; má rozměr [kHz, mm].

Ve sloupci 4 tab. 1 jsou uvedeny kmitočtové konstanty a vztahy pro výpočet rezonančního kmitočtu; kmitočet je ovšem většinou orientační, protože pro jeho přesnou velikost je třeba znát kmitočtovou konstantu v závislosti na konečném geometrickém tvaru a orientaci výbrusu. Tyto závislosti je možno pro jednodušší případy nalézt v odborné literatuře [2], nebo bývají experimentálně odzkoušeny pro určité rozmezí tvarů a orientací.

V sloupci 6 tab. 1 jsou uvedeny používané tvary výbrusů pro různé kmitočtové oblasti. Na základě těchto údajů je možno odhadnout typ kmitů a kmitočtové pásmo nepopsaných nebo neznámých krystalových rezonátorů.

2.3 Stabilita kmitočtu

Krystalový výbrus opatřený elektrodo- vým systémem je nazýván rezonátorem. Jedním ze základních parametrů krystalových rezonátorů je stabilita kmitočtu. Je rozlišována v závislosti na čase a na vnějších podmínkách, z nichž nejpožadovanější je okolní teplota. Mluvíme pak o stabilitě krátkodobé, v intervalech od μ s do desítek sekund, která přímo souvisí s šumovou čistotou v signálu [3], o stabilitě dlouhodobé v intervalech dnů, měsíců, roků a dále o stabilitě teplotní v daném užším či širším teplotním rozmezí.

Časová stabilita kmitočtu se v této kapitole vztahuje na všechny rezonátory kmitající tloušťkově střížně, které se také jeví v tomto smyslu jako nejstabilnější a jejich stálost je předmětem mnoha studií a publikací.

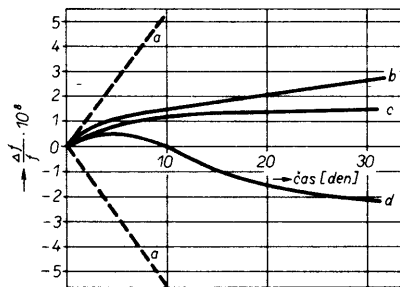
Dlouhodobá stabilita je určována hmotnostními změnami na povrchu krystalového rezonátoru a změnami fyzikálních vlastností tenkovrstvových elektrod, popř. opracovaného povrchu křemenné destičky. Tloušťkově střížně kmitající rezonátor můžeme považovat za mikrováhu. Změna hmotnosti elektrod o 5.10⁻⁹ gramu vyvolá u rezonátoru 10 MHz na základní harmonické změnu kmitočtu 1 Hz, neboli relativní změnu 1.10⁻⁷. Stabilita kmitočtu oscilátorů s kvalitní krystalovou jednotkou 10 MHz pracující na 3. harmonické je zaručována např. 1.10⁻⁹/den, což znamená změnu hmotnosti 1,5.10⁻¹⁰ gramu. Proto první podmínkou stability kmitočtu je minimalizace hmotnostních změn na povrchu rezonátoru, tj. omezení transpozice a migrace hmoty jak na vlastním rezonátoru, tak mezi ním a vnitřním povrchem pouzdra a konstrukcí držáku. Dále je nutné používat inertní atmosféru nebo evakuaci (vyčerpání vzduchu) prostoru držáku, aby nedocházelo ke kontaminaci a chemickým pochodům (oxidaci) na kovové elektrodě.

Čistota výrobních pracovišť bez přítomnosti obzvláště mastných nečistot

a „vůně“ je bezpodmínečnou podmínkou při výrobě jakýchkoli rezonátorů; pracoviště pro výrobu přesných normálových krystalových jednotek předpokládá prostředí s definovanou prašností a bezolejová zařízení při vytváření elektrodo- vých systémů a konečném pouzdření.

Napařování elektrod je spojeno se vznikem mechanického prnutí na povrchu výbrusů, které se s časem i vlivem teploty okolí mění a způsobuje dlouhodobé posuvy i krátkodobě změny kmitočtu. V poslední době jsou proto pro konstrukci velmi přesných jednotek v pásmu 5 až 10 MHz, určených pro normálové standardy kmitočtu, ale i u rezonátorů s požadovaným malým šumem na vysokých kmitočtech (100 MHz) používány nové typy orientací krystalových řezů, tzv. řezy SC, viz tab. 1, u nichž je závislost kmitočtu na povrchovém napětí nulová.

Změny kmitočtu charakteristické pro dlouhodobou stabilitu krystalových rezonátorů mají exponenciální průběh. Typické závislosti pro různé provedení krystalových jednotek jsou na obr. 3.



Obr. 3. Průběh časové stability kmitočtu KJ; a) přerušovanou čarou ohraničená oblast průběhů časové stability kmitočtu do $\pm 5,5 \cdot 10^{-9}$ /den ($\pm 2 \cdot 10^{-6}$ /rok) KJ v rozmezí 5 až 10 MHz na 1. harmonické, elektroda Ag, pouzdrěných pájením nebo impulsním svarem, b) KJ 10 MHz, elektroda Au, skleněné novalové pouzdro, stabilita $+9 \cdot 10^{-10}$ /den, c) KJ 10 MHz, elektroda Au, kovové pouzdro uzavírané studeným svarem, stabilita kmitočtu $+5 \cdot 10^{-10}$ /den, d) KJ 5 MHz, elektroda Al, skleněné novalové pouzdro, stabilita kmitočtu $-7 \cdot 10^{-10}$ /den

Teplotní stabilitu kmitočtu charakterizuje teplotní koeficient kmitočtu (TKf), což je označení pro relativní změnu kmitočtu vztahovanou na 1 °C. Často se rovněž udává jako střední hodnota v daném rozmezí teplot

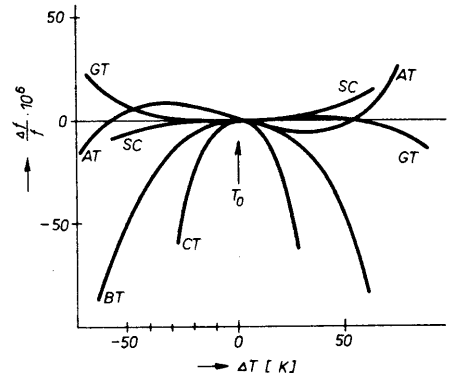
$$TKf = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_{jm} (T_2 - T_1)} \quad (2.2)$$

kde f_{\max} , f_{\min} jsou kmitočty v intervalu teplot $T_2 - T_1$, f_{jm} je jmenovitý kmitočet rezonátoru.

Průběh teplotní závislosti kmitočtu některých krystalových řezů je na obr. 4. Je zřejmé, že při jistých teplotách může být $TKf = 0$. Teplotní závislosti kmitočtu řezů s nulovou TKf lze vyjádřit vztahem

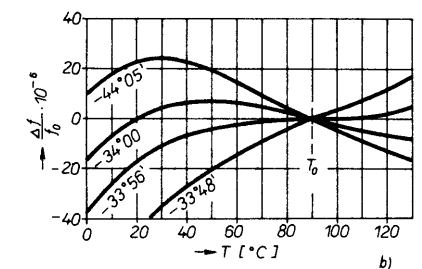
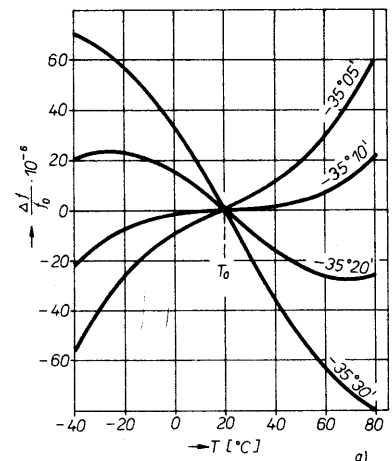
$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{f - f_0}{f_0} = a_1(T - T_0) + a_2(T - T_0)^2 + a_3(T - T_0)^3 \quad (2.3)$$

představujícím parabolou třetího stupně, kde a_1 , a_2 , a_3 jsou teplotní koeficienty 1., 2. a 3. řádu, obecně závislé na elastických vlastnostech a orientaci daného řezu [1].



Obr. 4. Charakteristické průběhy teplotní závislosti kmitočtu některých řezů křemene; CT, BT - $T_0 = 5$ až 60 °C, AT - $T_0 = 22$ °C, SC - $T_0 = 90$ °C, GT - $T_0 \approx 40$ °C

Většina řezů s nulovým TKf má v používaném rozmezí teplot parabolickou závislost určenou velikostí koeficientu a_2 , ($a_3 = 0$). Závislost typu kubické paraboly v běžném rozmezí teplot (-60 až $+120$ °C), kdy $a_3 \neq 0$, mají výbrusy kmitající tloušťkově střížně, obr. 5, řezy AT, SC. Tyto řezy mají v okolí teploty T_0 koeficient $a_2 = 0$ a ve značně širokém teplotním rozmezí (50 °C) kolem této teploty je $TKf < 4 \cdot 10^{-8}/$ °C [4].

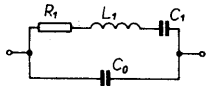


Obr. 5. Teplotní závislost kmitočtu rezonátoru AT, $\varphi = 0^\circ$ (a), rezonátoru SC, $\varphi = 21^\circ 56'$ (b)

Výjimku tvoří skupina rezonátorů řezu GT, kdy, zjednodušeně řečeno, jsou využívány dva vzájemně vázané podélné kmitočty, u nichž je možno poměrem šířky ku délce pravoúhlého výbrusu nastavit kladný a záporný TKf jednotlivých kmitů a výsledný složený plošně střížný kmit má pak TKf kompenzovaný v širokém rozmezí teplot (při 0 až 100 °C je $TKf < 4 \cdot 10^{-8}/$ °C).

3. Elektrický náhradní obvod piezoelektrických rezonátorů

Elektrické vlastnosti piezoelektrického rezonátoru lze vyjádřit elektrickým náhradním obvodem složeným z odporů, kapacity a indukčnosti [1], [2]. Pro sledování vlastností v blízkosti hlavní rezonance bude jeho chování popsáno náhradním obvodem podle obr. 6.



Obr. 6. Náhradní schéma krystalového oscilátoru; R_1 – sériový náhradní odpor, L_1 – dynamická indukčnost, C_1 – dynamická kapacita, C_0 – statická kapacita

Znalost parametrů elektrického náhradního obvodu je důležitá, chceme-li rezonátor použít pro stabilizaci kmitočtu v různých zapojeních oscilátorů, při realizaci velmi selektivních filtrů, případně v dalších aplikacích. Je třeba poznamenat, že v praxi nelze kmitající krystalový rezonátor nahradit příslušným obvodem, protože skutečná cívka s indukčností L_1 danou náhradním obvodem by měla činný odpor mnohem větší než odpovídá odporu R_1 a její vlastní kapacita by v daném kmitočtovém oboru potlačila její indukční charakter. Právě ve vzájemném poměru jednotlivých parametrů náhradního obvodu, který se nedá realizovat kombinací cívek a kondenzátorů, je mimořádný význam použití krystalových rezonátorů v elektrických obvodech.

Sériová větev náhradního schématu popisuje dynamické chování rezonátoru v okolí jeho rezonančního kmitočtu, paralelní větev představuje kapacitu tvořenou dielektrikem krystalového výbrusu mezi elektrodami. Kmitající hmota je symbolizována dynamickou indukčností L_1 , zatímco elasticita je reprezentována dynamickou kapacitou C_1 . Náhradní odpor R_1 představuje tlumení kmitů jak vnější, způsobené upevněním rezonátoru v držáku, atmosférou obklopující výbrus, tak vnitřní, ovlivněné typem kmitů, kvalitou materiálu, teplotou i dalšími vlivy.

Dynamická kapacita a indukčnost jsou funkcemi elastických, piezoelektrických a dielektrických vlastností krystalového řezu, dále závisí na geometrii vlastního výbrusu, tvaru a velikosti elektrod a velikosti harmonických kmitů. Jejich matematické vyjádření vychází z řešení pohybových rovnic s okrajovými podmínkami a je uvedeno např. v [1], [2].

Dynamická kapacita C_1 krystalového rezonátoru je velmi malá ve srovnání s běžným laděným obvodem LC, používaným ve vf technice. Přibližně může být vypočtena pro planoparalelní kruhovou destičku kmitající tloušťkově strižně ze vztahu

$$C_1 = 0,1k_c d_{el}^2 \frac{f_s}{n^3} \quad (3.1)$$

kde C_1 je kapacita ve femtofaradech (1 fF = 10^{-3} pF),
 f_s – rezonanční kmitočet [MHz],
 d_{el} – průměr elektrody [mm],
 n – harmonická kmitočtu (1, 3, 5, 7, ...)
 k – korekční konstanta ($k_c = 1$ pro $n = 1$; 0,85 pro $n = 3$; 0,75 pro $n = 5$ a větší).

Veličiny L_1 a C_1 jsou vzájemně vázány Thomsonovým vztahem

$$L_1 = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 C_1} \quad (3.2)$$

Statická kapacita C_0 může být vypočtena ze vztahu

$$C_0 = 0,02d_{el}^2 \frac{f_s}{n} \text{ [pF; mm, MHz]} \quad (3.3)$$

Tato kapacita může být zvětšena o kapacitu přívodů krystalového držáku.

Důležitou veličinou je poměr C_1/C_0 ; je funkcí elektromechanického koeficientu k , jehož druhá mocnina je poměrem získané energie (amplitudy) kmitů k vložené elektrické energii daného typu kmitů. Elektromechanický koeficient je charakteristickým parametrem každého piezoelektrického materiálu a jeho velikost popisuje účinnost přeměny elektrické energie v mechanickou.

Pro impedance obou větví náhradního obvodu z obr. 6 je možno napsat vztahy

$$Z_0 = jX_0 = -\frac{j}{\omega C_0} \quad (3.4)$$

pro paralelní větev,

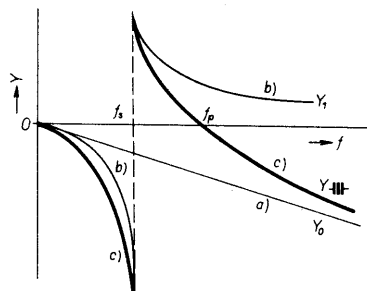
$$Z_1 = R_1 + jX_1 = R_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) \quad (3.5)$$

pro sériovou větev.

Výsledná impedance Z , popř. admittance Y bude,

$$\frac{1}{Z} = Y = \frac{1}{Z_0} + \frac{1}{Z_1} = Y_0 + Y_1 \quad (3.6)$$

Na obr. 7 je znázorněn průběh admittance statické kapacity C_0 a sériové větve pro bezstrátový rezonátor, $R_1 = 0$, na kmitočtu v blízkosti vlastní rezonance. Z průběhu výsledné admittance, křivka c na obr. 7, je zřejmé, že můžeme definovat dva rezonanční kmitočty, kdy bude



Obr. 7. Rozložení rezonancí f_s , f_p bezstrátového elektrického náhradního obvodu krystalového rezonátoru; a) závislost admittance paralelní větve, Y_0 , b) závislost admittance sériové větve, Y_1 , c) závislost admittance Y na kmitočtu

reaktance X nulová. Pro nižší, než z nich, kmitočet sériové rezonance, nezávislý na paralelní větvi, platí

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad (3.7)$$

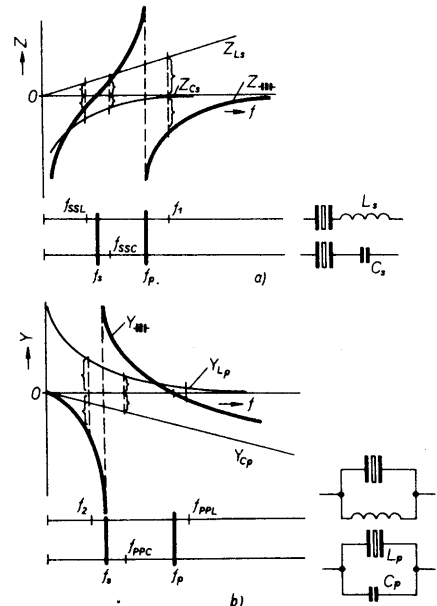
pro vyšší kmitočet paralelní rezonance, podmíněný přítomností statické kapacity, platí

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C}} = f_s \sqrt{1 + C_1/C_0} \quad (3.8)$$

kde $C = (C_0 C_1)/(C_0 + C_1)$ je kapacita sériové kombinace C_1 a C_0 . Důležitým parametrem krystalového rezonátoru je „vzdálenost“ kmitočtů sériové a paralelní rezonance, která je dána vztahem

$$\frac{f_p - f_s}{f_s} \approx \frac{1}{2} \frac{C_1}{C_0} \quad (3.9)$$

a je závislá především na dynamické kapacitě, tj. vedle piezoelektrických vlastností také na geometrickém tvaru výbrusu



Obr. 8. Rozložení rezonancí bezstrátového náhradního obvodu krystalového rezonátoru s přidavnými reaktancemi; a) rezonance se sériovou indukčností a kapacitou, b) rezonance s paralelní indukčností a kapacitou

a velikosti elektrod. Dále může být ovlivněna tzv. zatěžovací reaktancí, tj. reaktancí zapojenou sériově nebo paralelně ke krystalové jednotce. Jak se změní poloha obou rezonancí v těchto případech, je ilustrováno na obr. 8. Podrobnější odvození a vztahy pro výsledné kmitočty jsou v [5]. Na tomto místě uvedeme pouze jednodušší výrazy pro zatěžovací sériovou a paralelní kapacitu C_L

$$f_L = f_{SSC} = f_{PPC} = f_s \left(1 + \frac{C_1}{2(C_0 + C_L)}\right) \quad (3.10)$$

kmitočet je vyšší než původní f_s pro sériovou C_L nebo nižší než původní f_p pro paralelní C_L .

Paralelním nebo sériovým připojením indukčnosti nastává analogický posuv. Sériová indukčnost změní f_s na f_{SSL} , který je nižší než původní f_s , a vzniká další rezonance f_1 nad f_p ; paralelní indukčnost změní f_p na f_{PPL} , který je vyšší než původní f_p , a vzniká další rezonance f_2 pod f_s .

Pro citlivost na změnu C_L platí přibližný vztah

$$S = \frac{1}{f_s} \frac{\Delta f_L}{\Delta C_L} \approx -\frac{C_1}{2(C_0 + C_L)^2} \quad (3.11)$$

z něhož je zřejmé, že pro malé zatěžovací kapacity srovnatelné s kapacitou C_0 bude změna velká a pro velké zatěžovací kapacity, prakticky větší než 100 pF, bude již změna malá. Tuto citlivost lze zvětšit kompenzací statické kapacity C_0 připojením paralelní indukčnosti

$$L_p = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_0} \quad (3.12)$$

Pak místo (3.10) platí pro

$$f_L = f_s (1 + C_1/2C_L) \quad (3.13)$$

a pro citlivost

$$S = -C_1/2C_L^2 \quad (3.14)$$

Dalším důležitým parametrem krystalového

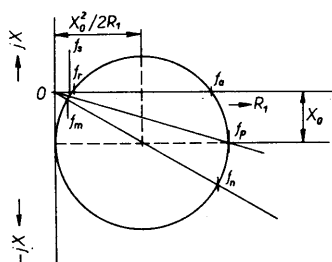
vého rezonátoru je jeho činitel jakosti Q , definovaný vztahem

$$Q = \frac{2\pi f_s L_1}{R_1} = \frac{1}{2\pi f_s R_1 C_1} \quad (3.15).$$

Jakost je mírou aktivity a kmitočtové stability rezonátoru. Pokud se připojením zatěžovací reaktance příliš zvětší vzdálenost obou kmitočtů $f_L - f_s$, jakost se prudce zmenšuje a charakter kmitů již není určován vlastnostmi krystalu, nýbrž stabilitou připojovaných reaktancí. Pro ilustraci uvádíme vztah pro výslednou jakost Q' v závislosti na připojené sériové kapacitě C_L

$$Q' = Q \sqrt{1 - 8\pi^2 f_s^2 C_L^2 R_1^2 (1 + C_0/C_L)^2} \quad (3.16).$$

Elektrické chování piezoelektrického rezonátoru s uvážením ztrát, $R_1 \neq 0$, bývá často popisováno pomocí impedančního nebo admitančního kruhového diagramu [1]. Na obr. 9 je příklad impedančního diagramu v komplexní rovině. V tab. 2 jsou uvedeny typické velikosti parametrů rezonátoru 10 MHz řezu AT.



$$f_m = f_s \sqrt{1 + \frac{1}{2r} \left(1 - \sqrt{1 + \frac{4}{M^2}}\right)} \quad f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C}}$$

$$f_r = f_s \sqrt{1 + \frac{1}{2r} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4}{M^2}}\right)} \quad C = \frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0}$$

$$f_a = f_s \sqrt{1 + \frac{1}{2r} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4}{M^2}}\right)} \quad r = \frac{C_0}{C_1}$$

$$f_n = f_s \sqrt{1 + \frac{1}{2r} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4}{M^2}}\right)} \quad Q = \frac{2f_s L_1}{R_1}$$

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} \quad M = \frac{Q}{r}$$

Obr. 9. Impedanční diagram krystalového rezonátoru; f_s – rezonanční kmitočet při nulové fázi, f_a – antirezonanční kmitočet při nulové fázi, f_m – kmitočet při minimální impedanci, f_n – kmitočet při maximální impedanci, f_p – kmitočet paralelní rezonance, f_s – kmitočet sériové rezonance

Tab. 2. Parametry krystalové jednotky 10 MHz řezu AT; průměr elektrody rezonátoru je 6 mm

L_1	0,0093 H	f_s	10 000 000,000 Hz
C_1	27,2 fF	f_m	9 999 999,467 Hz
R_1	12 Ω	f_r	10 000 000,533 Hz
C_0	7 pF	f_a	10 019 435,832 Hz
r	257	f_n	10 019 436,897 Hz
Q	49 000	f_p	10 019 436,024 Hz
M	191		

Je zřejmé, že rezonanční kmitočty f_s, f_p nejsou jedinými významnými kmitočty reálného krystalového rezonátoru, ale že jsou naopak definovány kmitočty další. Fázevý úhel sériové rezonance reálného krystalu bude

$$\varphi = \arctg \frac{R_1}{X_0} = -\arctg(2\pi f_s R_1 C_0) \quad (3.17).$$

a pro střed kruhového diagramu platí

$$\varphi_M = \arctg(4\pi f_s R_1 C_0) \quad (3.18).$$

Se zvyšujícím se kmitočtem bude se zvětšovat úhel φ_M a rozdíly mezi f_m, f_r, f_s se budou rovněž zvětšovat, zvětšovat se bude i porovnání sR_1 i rezonanční odpor R_r . Mírou těchto rozdílů je tzv. číslo jakosti

$$M = \frac{1}{2\pi f_s C_0 R_1} \quad (3.19).$$

Při kmitočtech kolem 120 MHz může se M zmenšit natolik, že kruhový diagram již neprotne reálnou osu a rezonanční kmitočet f_r nebude nadále reálný.

4. Měření kmitočtu a náhradních parametrů

Vzhledem ke specifičnosti vlastností krystalových rezonátorů je třeba použít i specifické způsoby měření kmitočtu a náhradních parametrů. S výjimkou statické kapacity, kterou lze zjistit obvyklým způsobem na přístrojích pro měření kapacity, se jedná o měření kmitočtu, náhradního sériového odporu (ESR), dynamické indukčnosti, popř. kapacity, metodami více či méně náročnými, komplikovanými či různorodými, při nichž se používá řada přístrojů a zařízení. V zásadě jsou rozlišovány dvě metody měření, obvykle nazývané aktivní a pasivní.

Aktivní metoda využívá určitých definovaných typů oscilátorů (Hegner, Cl-metr), v nichž jsou krystalové jednotky (KJ) rozkmitávány. Pro měření kmitočtu a náhradních parametrů jsou to obvykle oscilátory, v nichž krystal pracuje poblíž své sériové rezonance. Absolutní přesnost kmitočtu sériové rezonance u těchto vybraných oscilátorů obvykle bývá v toleranci $\pm 1,0$ až $1,5 \cdot 10^{-5}$, při pečlivém nastavení oscilátorů a dobře provedeném měření v rozmezí $\pm 5 \cdot 10^{-6}$ (pro měření na různých typech oscilátorů).

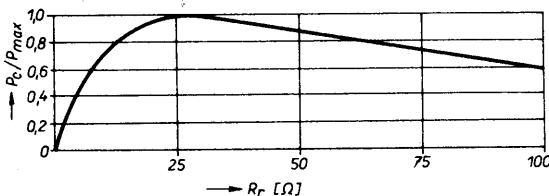
Náhradní (rezonanční) odpor je určován substitucí ekvivalentního odporu takového, při němž je dosaženo téže úrovně výstupního signálu.

Náhradní dynamickou kapacitu je možno získat výpočtem ze vztahu

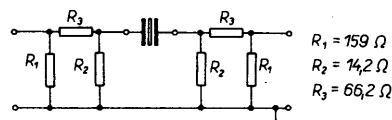
$$C_1 = \frac{\Delta f_1}{\pi f_s} \frac{C_1 - C_2}{1 - \Delta f_1 / \Delta f_2} \quad (4.1).$$

kde $\Delta f_1, \Delta f_2$ jsou rozkladění rezonančního kmitočtu vzhledem k f_s známými kapacitami C_1, C_2 .

Aktivní metoda umožňuje jako jediná přesně sledovat relativní změny kmitočtu řádu 10^{-9} až 10^{-11} . Kmitočet se měří na oscilátorech, umístěných v termostatech, číslicovým čítačem, přičemž přesnost je dána stabilitou kmitočtu používaného normálu (interního nebo externího). Potřebného rozlišení při změnách řádu $10^{-10}, 10^{-11}$ je dosažováno používáním násobičů kmitočtu [3]. Rovněž pro nepřímá měření kmitočtových změn řádu $10^{-12}, 10^{-13}$, tzv. krátkodobé stability kmitočtu v časových intervalech od desítek sekund, kdy se stabilita zjišťuje statickými metodami [3], pracuje krystalová jednotka v aktivním zapojení.



Obr. 12. Závislost zatížení rezonátoru na jeho odporu

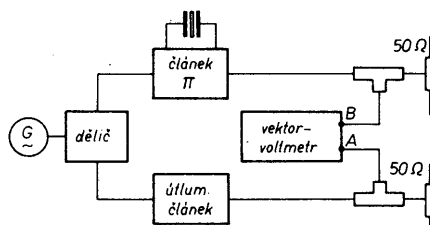


Obr. 10. Článek Π ; $R_1 = 159 \Omega$, $R_2 = 14,2 \Omega$, $R_3 = 66,2 \Omega$

4.1 Pasivní měření

V okolí sériové rezonance (ale také v okolí paralelní rezonance) se nalézají tři blízké charakteristické kmitočty, viz kapitola 3; chyba při záměně je úměrná velikosti vztahu $C_0 / (2C_1 Q^2)$. Určit přesně sériovou rezonanci f_s měřením je velmi obtížné, avšak fáze impedančního vektoru se mění v oblasti sériové rezonance velmi rychle a kmitočet f_r lze měřením nulové fáze určit velmi přesně.

Krystal je zapojen v odporovém článku Π (obr. 10) konstruovaném tak, aby byl bez parazitních indukčních a kapacitních složek a měl nulový fázový posuv v celém kmitočtovém pásmu do 100 případně 120 MHz. Odporů R_1 až R_3 se volí tak, aby pro uspořádání podle obr. 11, kdy je



Obr. 11. Uspořádání pro pasivní měření krystalových rezonátorů do 100 MHz

vstupní i výstupní impedance článku Π 50 Ω , byla zátěž krystalového rezonátoru souměrná a to 12,5 Ω . Pak bude při nulovém fázovém posuvu mezi kanály A a B vektorvoltmetru správně měřen kmitočet f_r . Sériový kmitočet f_s je pak možno vypočítat ze vztahu

$$\frac{f_r - f_s}{f_s} = \frac{1}{2Q} \arctg(2\pi f_s R_1 C_0) \approx \frac{r}{2Q^2} \quad (4.2).$$

Tento rozdíl je pro rezonátor 10 MHz na základním kmitočtu asi $2 \cdot 10^{-8}$, pro rezonátor 120 MHz na 5. harmonické kolem $5 \cdot 10^{-7}$.

V uspořádání podle obr. 11 je možno zjišťovat sériový rezonanční odpor (ESR, který bude prakticky totožný s náhradním sériovým odporem R_1) tak, že změříme napětí U_B na kanálu B s vloženým zkratem namísto rezonátoru, a napětí U_{BK} při nulové fázi s vloženým rezonátorem. Pak v uvedeném uspořádání platí

$$R_r = 25 \left(\frac{U_B}{U_{BK}} - 1 \right) \quad (4.3)$$

Je-li rezonanční odpor 25 Ω , je možno vypočítat zatížení krystalové jednotky ze vztahu

$$P_{\max} = (U_B / 57,8)^2 \quad [\text{mW}; \text{mV}] \quad (4.4).$$

Pro jiné R_r se mění zatížení P_c podle obr. 12.

Dynamickou kapacitu lze zjistit rozladěním dvěma sériově zařazenými zatěžovacími kapacitami C_{L1} a C_{L2} . Pak platí

$$C_1 = \frac{2 \Delta f_1 \Delta f_2 (C_{L1} - C_{L2})}{f_r (\Delta f_2 - \Delta f_1)} \quad (4.5).$$

Dynamickou indukčnost je možno vypočítat ze vztahu

$$L_1 [\text{H}] = \frac{(R_1 + 25) \text{tg } \varphi}{2\pi (f_{+q} - f_{-q})} \quad (4.6);$$

pro rozladění Δf odpovídající změně fáze (fázovému offsetu) $\pm 45^\circ$ se vztah zjednoduší na

$$L_1 = \frac{R_1 + 25}{2\pi \Delta f} [\text{H}; \Omega, \text{Hz}] \quad (4.7).$$

Pasivní měření je především určeno pro vysokofrekvenční krystalové jednotky tj. pro krystaly řezu AT, u nichž je přesnost dána chybou v určení fázového úhlu a pohybuje se obvykle v mezích 5 až $10 \cdot 10^{-7}$ /stupeň. Pro odpory R_1 větší než 200 Ω se zvětšuje výkon rozptýlený na KJ a je obtížné nalézt nulovou fázi, pro odpory větší než 400 Ω se rezonance již určit nedá.

Z obr. 9 je zřejmé, že bude-li pro vyšší kmitočty nebo velkou statickou kapacitu C_0 reaktance X_0 příliš malá (tj. bude platit $X_0 < 2R_1$), reaktance náhradního obvodu nebude nikdy nulová a kmitočty f_+ , f_- nebudou mít význam, charakter obvodu bude čistě kapacitní. Rovněž výpočet náhradních parametrů z fázového offsetu bude pro malé jakosti M ($M < 8$) zatížen chybou větší než 10 %.

Pro měření krystalových jednotek vyšších kmitočtů, tj. nad 100 až 120 MHz, podle kvality odporového článku Π , je třeba statickou kapacitu kompenzovat. Kapacita se obvykle kompenzuje připojením paralelní indukčnosti ke krystalu, vyladěné se statickou kapacitou C_0 přibližně do blízkosti rezonance krystalu. Pak je možno ze vztahu (4.3) vypočítat rezonanční odpor R_{P0} této kombinace na kmitočtu mimo rezonanci krystalu a R_1 se získá ze vztahu

$$R_1 = \frac{R_{P0} R_0}{R_{P0} - R_0} \quad (4.8),$$

kde R_0 je odpor při nulové fázi na kmitočtu krystalu. Tento způsob kompenzace je časově náročný a neumožňuje zjistit další dynamické parametry podle fázového offsetu.

V poslední době je užíváno zapojení podle obr. 13, umožňující měřit kmitočty a počítat náhradní parametry až do kmitočtu 500 MHz [6], [9]. Obvod se kompenzuje místo indukčností proměnnou kapacitou. Stávající článek Π je doplněn dalším článkem Π se sériové proměnnou kapacitou ve druhé větvi. Přívod v kanálu B je rozvětven hybridním obračecem fáze (180°) a za krystalem opět spojen. Pokud v uspořádání nahradíme proměnnou kapacitu dvěma opačně pólovými varikapky, je možno kompenzaci spojitě ovládat i digitálně.

Postup měření: Do měřicího přípravku se vloží kalibrační odpor 25 Ω s malou paralelní kapacitou 2 až 5 pF a kompenzační kapacitou se naladí minimum napě-

tí kanálu B. Výstupní napětí U_{B25} by mělo být pro zvolené zatížení krystalu poloviční než napětí U_B

$$U_{B25} = U_B/2 \quad (4.9).$$

Pak zapojíme krystal a generátor naladíme asi 100 kHz pod kmitočet, na němž se má měřit. Kompenzační kapacita se vyladí na minimum výstupní amplitudy, která by měla být v soulase s nulovou fází. Nakonec se vyladí generátor v oblasti rezonance krystalu na nulovou fázi, čímž se zjistí kmitočet f_r a napětí U_{BK} . Pak platí vztahy (4.3) až (4.6) pro výpočet náhradních parametrů.

5. Technologie zhotovení krystalových jednotek

Prvořadou důležitostí při zhotovování krystalových rezonátorů má druh průmyslového způsobu výroby. Konečnému použití je totiž podřízen celkový výběr technologií. Rezonátory s aplikací ve spotřební elektronice, barevných televizorech, mikroprocesorech, charakterizované malými výrobními náklady při hromadné výrobě, se pronikavě liší výběrem surovin a způsobem výroby od stabilních jednotek pro radiokomunikace nebo zvlášť stabilních krystalů pro kmitočtové standardy. Ceny konečných výrobků se pak pohybují od desítek korun až k desítkám stovek za krystalovou jednotku.

Pro dotvoření celkové informace o KJ bude v této části stručně popsán přehled způsobů zpracování rezonátorů v jednotlivých fázích výroby s přihlédnutím k jejich použití.

Postup výroby je možno rozdělit na tři části: předvýrobu, montáž a kontrolu parametrů.

5.1 Předvýroba

Výběr suroviny a dělení křemenných monokrystalů. Převážná část piezoelektrických rezonátorů je dnes vyráběna z křemene. Používání ve vodě rozpustných materiálů je prakticky již minulostí a využívání nových typů monokrystalů (jako lithium niobátu a tantalátu, berlinitu, germanium vizmutu) je teprve v počátcích. V současné době jsou z 90 % používány syntetické křemenné monokrystaly pěstované hydrotermální syntézou. Zbytek suroviny je přírodní křemen, používaný hlavně tam, kde je nedostatek kvalitního syntetického materiálu.

Přírodní monokrystaly se vybírají po jejich opískování a leptání v kyselině fluorovodíkové nebo v roztoku kyselého fluoridu amonného, které zviditelní rozhraní optických a elektrických srůstů a tím vymezi části použitelné pro další zpracování.

U syntetických materiálů je kvalita suroviny jednak výrobem přímo udávána (a to jakostí Q a množstvím mřížkových poruch přípustných pro zaručovanou kvalitu v kubickém centimetru), jednak je

užitečné vymežit pomocí infračervené spektroskopie oblasti se zvýšenou koncentrací inkluzí a vyladit je z dalšího zpracování.

Vybrané monokrystaly se tmelí (vhodně orientované) na podložky a dělí se na pilách na bloky. Bloky se rozřezávají na destičky buď diamantovými řeznými kotouči na pilách nebo v poslední době na katrech ocelovými planžetami a vodní suspenzí brusiva.

Kontrola a korekce orientace. V průběhu řezání i po jeho ukončení je nutno přesně dodržet a kontrolovat orientaci bloků a destiček vzhledem ke krystalografickým osám. Ke zjištění orientace se používají rentgenové goniometry, u nichž se zpravidla využívá monochromatického záření $K\alpha_1$, mědi o vlnové délce $\lambda = 0,15418$ nm, které dopadá na vhodnou mřížkovou rovinu orientované destičky a odráží se pod úhlem θ , daným Braggovou rovnicí

$$k\lambda = 2d \sin \theta, \quad (5.1),$$

kde k je celé číslo, d vzdálenost mřížkových rovin. Odražené záření je indikováno Geiger/Müllerovým detektorem.

Aby bylo možno stanovit polohu mřížkové roviny a tím i roviny řezu destičky, kontroluje se orientace ve dvou směrech, zpravidla na sebe kolmých, a ze zjištěných údajů je možno výpočtem stanovit směr a úhlovou velikost korekčního broušení.

Orientace bloků se obvykle upravuje ručně, přičemž zkušený pracovník při průběžné kontrole na goniometru vhodným tlakem dobrušuje na otáčivém brusném talíři bloky požadovaným způsobem. Orientace destiček se upravuje na korektoru úhlů, kdy je pro jednotlivé kusy definovaným způsobem natáčen držák destičky proti diamantovému kotouči, který kyvavým pohybem přejezdí podél ní a broušením koriguje rovinu destičky.

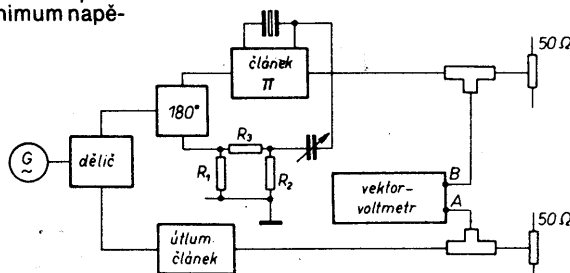
Podle typu krystalové jednotky je vyžadována přesnost orientace v tolerancích $\pm 10''$, $30''$, $1'$, $2'$, $5'$ a to buď jako odklon roviny řezu destičky od jedné osy (přičemž odklon od druhé může být mnohem větší, např. $\pm 10'$), nebo obě odchylky jsou požadovány ve stejné přísných tolerancích.

Kontrola a úprava orientace jsou práce velmi náročné na pečlivost, na čistotu prostředí a měřených polotovarů, zkušenost pracovníků, z hlediska přesnosti obzvláště na konstrukci a spolehlivost goniometrů a korektorů. Na výsledcích orientace závisí v převážné míře teplotní průběh kmitočtu krystalových jednotek.

Opracování povrchu výbrusů. Povrch výbrusů se postupně brousí brusivý se zmenšující se velikostí zrn, případně po konečném jemném broušení se povrch opticky nebo chemicky leští, aby bylo dosaženo požadovaných rozměrů, popř. tloušťky výbrusu.

Povrch se brousí na optických brusných strojích. Výbrusy jsou přitmeleny na rovných křemenných deskách. V poslední době se však přechází na planetové broušení s výbrusy volně uloženými v ozubených maskách, planetách, obíhajících a otáčejících se mezi dvěma ocelovými rovinnými deskami.

Optické leštění, nutné pro dosažení kvalitního povrchu velmi stabilních KJ s rezonátory na vyšších harmonických, se provádí na optických strojích, popř. na planetových bruskách pomocí oxidu žele-



Obr. 13. Uspořádání pro pasivní měření krystalových rezonátorů do 500 MHz

zitého nebo ceričitého. Při tom se vytváří tzv. křemičitý gel, který v poslední fázi leštění zaplňuje povrchové nerovnosti a vytváří transparentní, opticky dokonale povrch.

Při chemickém leštění v tzv. selektivních leptacích lázních se postupně vyrovnává relief jemně broušeného povrchu a odstraňují se nežádoucí narušené vrstvy, povrch se blíží transparentnímu a z hlediska své stability představuje maximum dosažitelnosti.

Při postupném broušení se odstraňují narušené vrstvy po předchozím opracování hrubším brusivem. Obvykle se používá tento postup: broušení brusivem se zrněním ~30 µm, odbroušení tloušťky 50 µm z každé strany brusivem ~20 µm, odbroušení 25 µm brusivem ~10 µm a konečné odbroušení 12 µm brusivem 5 až 7 µm. Před chemickým leštěním je vhodné použít ještě jemnější konečné brusivo s velikostí zrn 3 až 5 µm. Při optickém leštění se „odlešťuje“ tloušťka kolem 3 µm, při chemickém leštění se odleptává i 15 až 20 µm z každé strany výbrusu.

Optické leštění je operace poměrně zdlouhavá, vyžaduje zkušené pracovníky, je tedy nákladná. Chemické leštění je z hlediska konečných parametrů stability kmitočtu velmi příznivé, časově méně náročné, ale vyžaduje dodržovat přísnou technologickou kázeň. Podmínkou dokonalého optického a zvláště chemického leštění je konečné jemné broušení bez jakýchkoli povrchových škrábů. Proto je tak nutné čisté prostředí s definovanou prašností.

Vedle planoparalelních výbrusů kruhových a pravouhlých jsou pro nižší kmitočty tloušťkově střížně kmitajících rezonátorů používány výbrusy silně fasetované, plankonvexní nebo i čočkovité (bikonvexní). Tyto úpravy zajišťují soustředění kmitů do centrální oblasti, nezávislost tlumění na okrajovém uchycení a tím zvýšení Q . Kulové plochy se brousí a leští buď ručně nebo strojně v kovových miskách, jednotlivě pro každý výbrus. Vedle individuálního fasetování se v současné době používá i hromadné omílání v otáčivých podélných válcích s brusivem.

Při vytváření těchto ploch je podmínkou zachování osy kulové plochy rovnoběžné s osou výbrusu kolmo k tloušťce destičky a to s přesností 2'.

Ze všech těchto skutečností je zřejmé, že zhotovení dokonale leštěného plankonvexního výbrusu s orientací v toleranci 20" bude velmi nákladné a v porovnání s cenou výbrusu broušeného na planetových bruskách, hromadně fasetovaného, s orientací ±3', půjde přinejmenším o řádový rozdíl.

5.2 Vytváření elektrod, montáž, nastavení, pouzření

Elektroodový systém se dnes nejčastěji vytváří vakuovým napařením kovových vrstev na výbrus. Výbrusy jsou umístěny ve vhodné tvarovaných maskách v napařovací aparatuře a při dosažení vakua 10^{-4} až 10^{-6} MPa (podle typu rezonátoru) se odpaří zlato, stříbro nebo hliník (záleží rovněž na typu a konečném určení rezonátoru), případně vhodná kombinace těchto či dalších ušlechtilých kovů.

Po pokovení se rezonátory zpravidla temperují při teplotách v rozmezí od 200 do 350 °C, v závislosti na užitém kovu a tloušťce, čímž se dosahuje stabilizace

kovové vrstvy. Temperování často probíhá současně s vypalováním vodivého tmelu, jímž se upevňují rezonátory do držáků a vodivé spojují s jeho vývody.

Po montáži se měří a nastavuje rezonanční kmitočet, popřípadě u nízkofrekvenčních rezonátorů také parametry dynamické indukčnosti. Kmitočet a indukčnost u ní rezonátorů se nastavují dobršením na patřičné rozměry, případně úpravou velikosti elektrody.

U rezonátorů vysokofrekvenčních, kmitajících tloušťkově střížně, se změny kmitočtu dosáhne zvětšením hmotnosti elektrody. V minulosti se toho dosahovalo umístěním rezonátoru do prostoru sjódovými parami, kde se vytvářela vrstvička jodidu stříbrného. V současné době se kmitočet upravuje téměř výlučně individuálním napařením příslušného kovu na plochu elektrody ve vakuu. V obou případech následuje po této kalibraci kmitočtu temperování, které stabilizuje pokovenou část elektrod.

Krystaly se kalibrují za současného měření kmitočtu a přesnost nastavení bývá obvykle ± 1 až $1,5 \cdot 10^{-5}$. Indukčnost u ní rezonátorů lze nastavit od 2 do 10 % podle typu KJ.

Na konečné nastavení kmitočtu má však podstatný vliv i způsob pouzření. Dnes se jedná o uzavírání vesměs vakuově těsné a buď do kovových pouzder nebo do skleněných kulatých či plochých baněk. Kovové držáky jsou v převážné většině buď typu HC s drátovými nebo kolíkovými vývody, viz tab. 3, a jsou uzavírány buď pájením víčka cinovými pájkami nebo jeho přivařením impulsním odporovým svarem, příp. tlakovým studeným svarem. Vnitřní prostor je plněn inertním (netečným) plynem s definovanou vlhkostí nebo je evakuován. Skleněná pouzdra jsou jednak rozměrovými ekvivalenty plochých kovových pouzder HC, jednak mají formu skleněného válce

různého průměru. Skleněný výlisek s drátovými nebo kolíkovými vývody je s baňkou spojován buď roztavením v plameni kyslík – zemní plyn nebo vysokofrekvenčním ohřevem přes kovový pásek zalísovaný ve spodku držáku za současného (případně následného) vyčerpání vzduchu z prostoru pouzdra.

Způsob pouzření (a typ pouzdra) je závislý na požadované stabilitě kmitočtu. Pokud bychom seřadili technologie pouzření podle tohoto požadavku, pak by KJ s nejmenší stabilitou kmitočtu byly pouzřeny impulsním odporovým svarem, následovalo by spojení cinovými pájkami, pak zátav skla plamenem, vř zátav a konečně špičkových parametrů stability kmitočtu se dosáhne použitím studeného tlakového svaru kovového pouzdra (viz obr. 3).

6. Krystalové oscilátory

V současné době se ve světě každoročně vyrábějí milióny oscilátorů pracujících na kmitočtech od desítek kHz až po stovky MHz. Bez krystalových oscilátorů, zajišťujících potřebnou stabilitu kmitočtu nosných vln, není myslitelný provoz radiových komunikací. Krystalové oscilátory s velkou stabilitou kmitočtu ve funkci tzv. hodinových nebo taktovacích (clock) oscilátorů koordinují časové diagramy komunikačních systémů.

Kmitočtové standardy jsou využívány jako reference v čítačích kmitočtu, v digitálních systémech, mikroprocesorových zařízeních, časových etalonech, radiolokaci, měřicích fyzikálních veličin.

Krystalové oscilátory jsou dnes potřebné ve většině nových elektronických zařízení investiční i spotřební elektroniky, avšak v neposlední řadě i v přístrojích radioamatérské praxe.

Tab. 3. Držáky používané pro KJ

	Základní rozměry ▲ technologie k.p. TESLA HK	Označení držáku				
		odporový zátav	pájený zátav	studený zátav	skleněný vř zátav	skl. zátav-plamen
1		vývod kolíky HC-48/U dráty HC-51/U	KK 2/19 HC-6/U	HC-36/U	SD 2/19	
2		kolíky HC-50/U dráty HC-49/U	HC-25/U	HC-42/U		SD 2/13
3						HC-45/U
4						SD 2/L-9 SD 4/L-9 (tužkový)
5						SD 4/L-22 (Noval)
6		TO-8				

Existuje velké množství druhů krystalových oscilátorů (KO), které je možno rozdělit do několika skupin podle různých kritérií.

- Rozdělení podle kmitočtového rozsahu:
 - KO nízkofrekvenční (10 kHz až 1000 kHz),
 - KO vysokofrekvenční (1 MHz a výše).
- Rozdělení podle stability kmitočtu (obvykle se rozumí dlouhodobá stabilita kmitočtu):
 - KO velmi stabilní, $\Delta f/f < 1 \cdot 10^{-9}/\text{den}$,
 - KO se zlepšenou stabilitou $\Delta f/f = \pm 1 \cdot 10^{-7}/\text{rok}$,
 - KO standardní, $\Delta f/f = \pm (1 \text{ až } 2) \cdot 10^{-6}/\text{rok}$.
- Rozdělení podle způsobu teplotní stability kmitočtu:
 - KO bez termostatu – standardní (SPXO – single package crystal oscillator),
 - KO teplotně kompenzované (TCXO – temperature control crystal oscillator),
 - KO termostatované (OCXO – oven control crystal oscillator).

- Rozdělení podle speciálního použití:
 - KO s kmitočtem napětově řízeným pro přímou kmitočtovou modulaci nebo pro fázové závěsy (VCXO – voltage control crystal oscillator),
 - KO několikakanálové,
 - KO miniaturního hybridního provedení (MXO – miniature crystal oscillator).

Pro zhotovení KO je možno vybírat ze značného množství známých zapojení, avšak z hlediska praktických zkušeností je vhodné používat pouze několik základních.

Znalosti vlastností KJ jsou při návrhu KO nutné. Oscilátor tvoří uzavřený smyčkový systém, složený ze zesilovače a zpětnovazebního obvodu s KJ. Amplituda oscilací se zvětšuje až do stavu, kdy nelinearita systému zmenší smyčkový zisk a amplituda se ustálí na konstantní velikosti. Kmitočty oscilátoru se ustálí tak, aby fázový posuv v uzavřené smyčce byl 0° nebo 360° . KJ, která má reaktanční charakter (reaktance je závislá na kmitočtu, viz obr. 9), má pak ve zpětné vazbě dominující vliv na kmitočty oscilátoru v porovnání s jeho ostatními obvodovými prvky. Je proto důležité udržet těmito prvky konstantní reaktanci KJ na daném kmitočtu a tak zajistit jeho co největší stabilitu. Vlastní kmitočty oscilátoru se nastaví tak, aby KJ s připojenými reaktancemi obvodových prvků vykazovaly potřebný fázový posuv. Druhou podmínkou oscilací je zisk větší než jedna ve smyčce.

7. Kmitočtová stabilita oscilátoru

Pojem „kmitočtová stabilita“ má široký obsah. Ve svém nejšeobecnějším významu znamená stupeň stability kmitočtu oscilátoru za určitých podmínek. V souvislosti s krystalovými oscilátory rozeznáváme několik různých druhů kmitočtové stability:

- kmitočtová stabilita závisící na změnách vnějších podmínek jako je teplota, napájecí napětí, zatěžovací impedance, tlak, gravitace, záření atd.,
- dlouhodobá stabilita kmitočtu, dlouhodobý posuv kmitočtu vlivem „stárnutí“ KJ,
- krátkodobá kmitočtová stabilita, zahrnující kmitočtové změny způsobené fluktuacemi fáze.

Dále sem patří pojem kmitočtová přesnost (termín přesnost nastavení

kmitočtu), který znamená skutečný kmitočty oscilátoru.

Číselně se kmitočtová stabilita vyjadřuje jako poměr rozdílu kmitočtu při mezích okolních vlivů ku jmenovitému kmitočtu. Okolní vlivy pak nazýváme parametrem stability.

7.1 Stabilita kmitočtu ovlivněná vnějšími podmínkami

Vliv okolní teploty na kmitočty oscilátoru je dán především kmitočtovými změnami samotné krystalové jednotky (viz kap. 2). K těmto změnám dále přistupují teplotní změny hodnot obvodových součástek oscilátoru. Projevují se vždy, jde však o míru jejich vlivu vzhledem k druhu (jakosti) oscilátoru. U standardních oscilátorů bude tento vliv jistě větší než u normálního kmitočtového etalonu. Ostatní vlivy, jako je změna napájecího napětí nebo změna zatěžovací impedance na kmitočty oscilátoru, působí přes reaktanční změny napětově závislých prvků nebo přes změnu reaktančních složek budícího prvku (tranzistor, FET, dioda). Obecně řečeno vliv je tím větší, čím je těsnější vazba obvodu na KJ.

7.2 Dlouhodobá stabilita kmitočtu

Tento pojem vyjadřuje změny kmitočtu oscilátoru během dlouhodobého provozu.

Změny kmitočtu jsou způsobeny kromě vlastní KJ i dlouhodobou změnou hodnot jednotlivých součástek obvodu oscilátoru (kondenzátory, termistory, tranzistory, varikapky...). Z této veličiny jsou vyloučeny krátkodobé posuvy kmitočtu a náhodné fluktuace. Doba, po kterou se dlouhodobá stabilita vyhodnocuje, je 1 den, 1 týden, 10 dní, měsíc, rok.

7.3 Krátkodobá kmitočtová stabilita

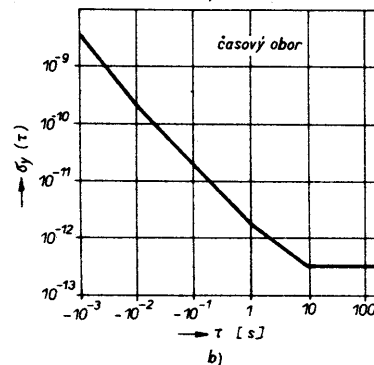
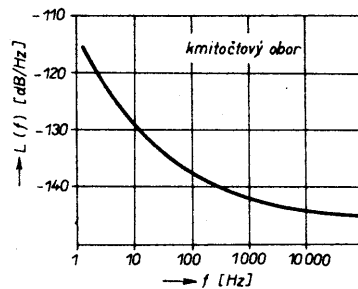
Pojem „krátkodobá kmitočtová stabilita“ se vztahuje na změny kmitočtu oscilátoru, které jsou výsledkem vzájemného působení požadovaného signálu a nežádoucích složek nebo šumu; neuvažují se změny kmitočtu vlivem stárnutí nebo okolní teploty.

Krátkodobá kmitočtová stabilita se určuje buď v časové doméně (oblasti) jako okamžitá relativní odchylka kmitočtu během krátkého časového intervalu (10^{-4} až 100 sekund) nebo jako fázový šum v doméně (oblasti) kmitočtové, jako poměr signál-šum v určité kmitočtové vzdálenosti od nosné (ofset), pro jedno postranní pásmo (vyjadřuje se v dB/Hz – ofset 100 Hz, 1 kHz, ...).

Krátkodobá stabilita se v časové doméně zjišťuje statistickými metodami v zásadě tak, že se změří n vzorků kmitočtu během průměrovacího času τ a spočítá se standardní odchylka ze vztahu

$$\sigma_n^2(\Delta f) = \frac{1}{n-1} \left[\sum_{i=1}^n (f_i)^2 - \frac{1}{n} \left(\sum_{i=1}^n f_i \right)^2 \right]$$

Propracovanou metodou zjišťování krátkodobé stability, normalizovanou v IEC, je tzv. Allanova variace (rozptyl). Spočívá ve změření N následujících dvojic kmitočtu během určitého časového intervalu. Kmitočtová stabilita se vypočítá ze vztahu



Obr. 14. Fázový šum (a) a krátkodobá stabilita (b) krystalového oscilátoru

$$\sigma_y(\tau) = \sqrt{\frac{1}{2N} \sum_{i=1}^N (f_{2i} - f_{2i-1})^2}$$

kde τ je měřicí čas pro každý kmitočty s vyloučením mrtvého času mezi čtením, N je počet měřených párů kmitočtu.

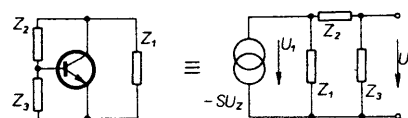
Mezi krátkodobou stabilitou v časové a kmitočtové oblasti existuje korelace [3]. Intervalu $\tau = 0,1$ s odpovídá fázový šum na ofsetu 10 Hz, $\tau = 0,01$ s odpovídá fázový šum na ofsetu 100 Hz. Z jednoho údaje lze usuzovat na druhý a naopak. Typické průběhy těchto závislostí jsou na obr. 14. Podle jakosti oscilátoru a z výrobních důvodů se někdy zaručuje pouze jeden typ krátkodobé stability. Oscilátory pro radiokomunikace mají zaručovaný parametr krátkodobé stability v doméně časové nebo obojí.

8. Základní vlastnosti krystalových oscilátorů

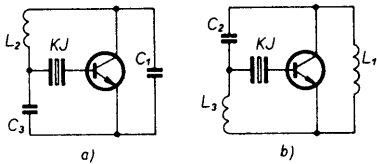
8.1 Hlavní skupiny krystalových oscilátorů

Krystalový oscilátor je obvod, ve kterém je použita krystalová jednotka jako velmi jakostní selektivní člen. Podle toho, do kterého místa oscilátorového obvodu je zapojena, rozeznáváme zhruba tři skupiny krystalových oscilátorů.

Do 1. skupiny patří oscilátory, v nichž je krystalová jednotka zapojena místo jedné ze tří impedancí čtyřpólu (obr. 15), upravující fázové poměry obvodu tak, aby kmital. Tato zapojení nazýváme tříbodová a krystal v nich kmitá na kmitočtu mezi



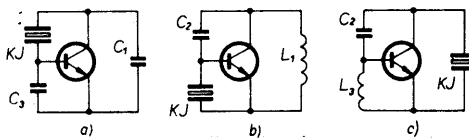
Obr. 15. Náhradní obvod oscilátoru



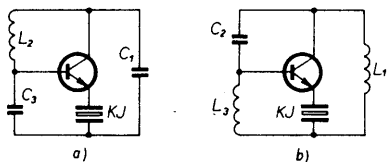
Obr. 16. Třibodové zapojení oscilátoru

sériovou a paralelní rezonanci [8]. Charakter jeho impedance je vždy indukční, nikoli činný (viz obr. 16). Zapojení podle obr. 16a se nazývá „třibodové kapacitní“, zapojení podle obr. 16b, c „třibodové indukční“, všeobecně se těmto oscilátorům říká „oscilátory pro paralelní rezonanci“, což je však poněkud nepřesné.

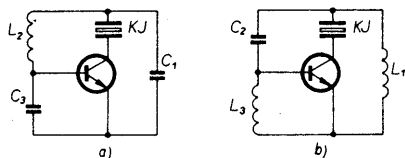
Do 2. skupiny patří oscilátory, u nichž se KJ vkládá do obvodu záporné zpětné vazby. Svým velmi selektivním charakterem pak určuje průběh kmitání (obr. 17, 18, 19). Oscilátor kmitá na kmitočtu mini-



Obr. 17. Oscilátor s KJ v obvodu záporné zpětné vazby v bázi



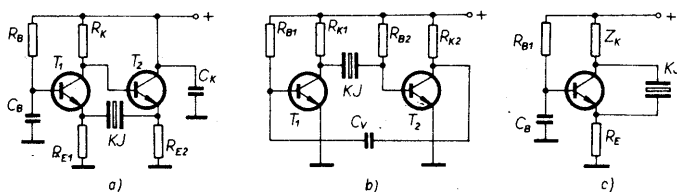
Obr. 18. Oscilátor s KJ v obvodu záporné zpětné vazby v emitoru



Obr. 19. Oscilátor s KJ v obvodu záporné zpětné vazby v kolektoru

málního odporu KJ, tj. v blízkosti sériové rezonance, prakticky v sériové rezonanci KJ. Tyto oscilátory kmitají i tehdy, nahradíme-li KJ činným odporem (rezistorem) – ekvivalentním ESR.

Ve 3. skupině se krystal vkládá do obvodu kladné zpětné vazby. Zapojení bývají obvykle dvoutranzistorová, mohou být však i jednotranzistorová, (obr. 20). KJ v nich rovněž kmitá na „sériové rezonanci“, přesně řečeno v blízkosti sériové rezonance na kmitočtu minimálního odporu KJ.



Obr. 20. Oscilátory s KJ v sériové rezonanci v obvodu kladné zpětné vazby; a) oscilátor Butlerův, b) oscilátor Hegnerův, c) oscilátor „1/2 Butler“

8.2 Podmínky kmitání

Podmínky kmitání lze odvodit ve velmi zjednodušené formě z náhradního schématu (obr. 15), v němž zanedbáváme všechny parazitní impedance. To si při jednoduchém rozboru krystalového oscilátoru můžeme dovolit, protože neznáme přesné parametry náhradního obvodu KJ. Pro vyšší kmitočty též neplatí úplně přesné náhradní schéma KJ tak, jak bývá uváděno. Proto je celkem zbytečné pokoušet se o přesný výpočet. Naopak nelze také, na základě přesného výpočtu a určení náhradních parametrů KJ, zhotovit požadovaný krystal. Početními metodami se dnes však zjišťují jiné, velice důležité zákonitosti. Nejdůležitější z nich jsou různé citlivosti kmitočtu oscilátoru na změny hodnot jednotlivých prvků (tzv. citlivostní a toleranční analýza). Z nich se pak dají určovat přímo vlivy na stabilitu oscilátoru.

V praktickém návrhu se tedy spokojíme se stanovením amplitudové podmínky kmitání, podle které se vybere vhodný tranzistor a dva zbyvajících prvky v přenosovém čtyřpólu. Podmínky kmitání jsou tyto: a) podmínka vyrovnání fáze: imaginární část přenosu rozpojené smyčky oscilátoru

$$-\operatorname{Im} A(j\omega)\beta(j\omega) = 0;$$

z této podmínky lze určit přibližně kmitočet oscilátoru; b) podmínka amplitudová: reálná část přenosu rozpojené smyčky oscilátoru

$$|A(\omega) \cdot \beta(\omega)| \cong 1.$$

V případě obr. 15 platí pro přenos:

$$\beta(j\omega)A(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = -Y_{21} \frac{Z_1 Z_3}{Z_1 + Z_2 + Z_3}$$

8.3 Metody návrhu

V profesionální praxi se užívají zhruba tři metody návrhu, z nichž každá má svou výhodu i nevýhodu. Pro přehled je zde uvedeme [10]. První metoda je experimentální – vyžaduje nalézt a přizpůsobit obvod oscilátoru tak, aby vyhověl zadání. Jedná se prakticky o velké množství laboratorních zkoušek různých typů oscilátorových obvodů. Metoda předpokládá značnou praxi a velké zkušenosti.

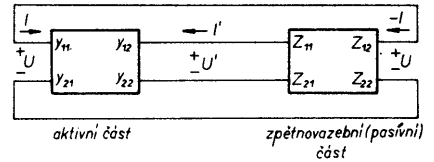
Druhá metoda používá výpočet oscilátoru použitím parametrů Y jako představitelů aktivních prvků a parametrů Z jako reprezentantů zpětnovazební (pasivní) části obvodu [10]. Z obr. 21 lze určit soustavu rovnic, jejichž řešení je podmíněno komplexní rovnicí

$$y_{21}Z_{21} + y_{11}Z_{22} + y_{22}Z_{11} + y_{12}Z_{12} + \Delta y \Delta Z + 1 = 0,$$

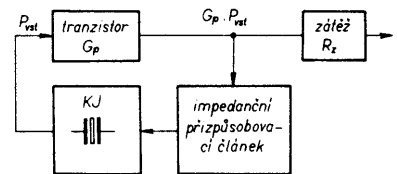
$$\text{kde } \Delta y = y_{11}y_{22} - y_{21}y_{12},$$

$$\Delta Z = Z_{11}Z_{22} - Z_{21}Z_{12},$$

z níž po oddělení reálné a imaginární části vyplývají amplitudová a fázová podmínka kmitání.



Obr. 21. Oscilátor: blokové zapojení



Obr. 22. Model oscilátoru pro řešení pomoci výkonových poměrů

Třetí metoda návrhu využívá analýzy výkonového zisku (Power Gain Method of Design) [10]. Podmínka fázová je vzata experimentálně a výkonový zisk tranzistoru musí dostatečně dotovat výstupní výkon, výkonové ztráty a vstupní výkon tranzistoru (obr. 22)

$$(P_{vst}G_p) = P_{vyst} + P_{vst} + P_{zt},$$

kde P_{vst} je vstupní výkon tranzistoru, P_{vyst} výstupní výkon na vnější zátěži,

P_{zt} všechny výkonové ztráty v oscilátorovém obvodu,

G_p výkonový zisk tranzistoru.

Návrh spočívá v určení výkonového zisku tranzistoru a výpočtu zpětnovazební části článku z výkonových poměrů.

8.4 Výběr tranzistorů

Tranzistory pro oscilátory se vybírají podle

- teplotních požadavků,
- kmitočtových požadavků,
- požadavku výstupního výkonu,
- vstupní, výstupní a zpětné impedance,
- výkonového zisku,
- šumu (nízkofrekvenčního, bílého),
- stálosti parazitních reaktancí.

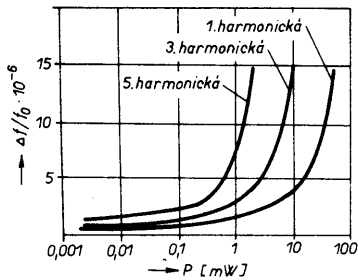
Používají se jak bipolární tranzistory, tak tranzistory řízené polem, ale i integrované obvody, zejména logické. Rozhodující pro výběr je mezní kmitočet f_T tranzistoru, ten ovlivňuje fázový posuv tranzistoru ve smyčce při pracovním kmitočtu. Je žádoucí vybírat tranzistor s mnohem vyšším mezním kmitočtem, než je pracovní kmitočet oscilátoru. Ne vždy je možné tento požadavek dodržet. Požaduje-li se oscilátor s malým šumem neboli s velkou krátkodobou stabilitou, pak se volí kompromis a použije se tranzistor s nižším f_T . Rovněž je nutné minimalizovat vliv parazitních reaktancí na obvod KJ. Proto je žádoucí užívat tranzistory s malými vstupními a výstupními kapacitami.

8.5 Buzení krystalu v oscilátoru

Tímto pojmem se rozumí výkon rozptýlený na KJ při kmitání. Velikost buzení KJ v oscilátoru ovlivňuje dlouhodobou stabilitu, krátkodobou stabilitu, pracovní kmitočet a v neposlední řadě schopnost nasazování oscilací. Jedná se tedy o velmi důležitý parametr. Zjišťuje se tak, že se vypočítá výkon z naměřeného ví proudu krystalem a jeho odporu podle vztahu

$$P = I^2_{\text{v}} R.$$

V katalogu výrobců KJ jsou udávány max.



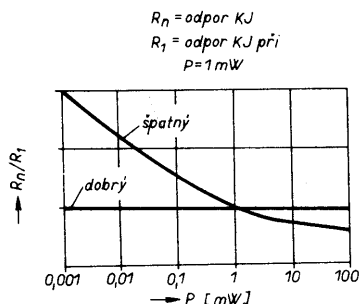
Obr. 23. Relativní změna kmitočtu KJ v závislosti na úrovni buzení

výkony, které jednotlivé typy KJ mohou bez poškození poskytnout.

Horní hranice budicí úrovně je přibližně 10 mW. V závislosti na harmonickém módu, velikosti elektrod a mechanických vlastnostech křemenné destičky je průběh kmitočtu v závislosti na buzení na obr. 23.

Praktická velikost buzení KJ v oscilátoru se volí pokud možno co nejmenší. Platí zásada, čím menší buzení, tím lepší dlouhodobá stabilita. Avšak i zde se volí kompromisy, protože krátkodobá stabilita i šum jsou lepší při větším buzení.

V činnosti KJ v oscilátoru se projevuje nepříjemný jev, u nás známý pod pojmem „nakmitávání“. V zahraničí je tento jev znám pod pojmem „second drive of level“. Znamená to, že krystalový oscilátor, který není dlouho v činnosti (např. je ve skladu) se po zapnutí nerozkmitá. KJ vyžaduje k rozkmitání větší buzení, které lze po nasazení oscilací několikanásobně zmenšit. Je to vlastnost KJ, která nemá závislost ESR na buzení konstantní, ESR se u ní zvětšuje při zmenšování buzení (obr. 24). Příčiny jsou dnes známy –



Obr. 24. Závislost náhradního odporu KJ na úrovni buzení

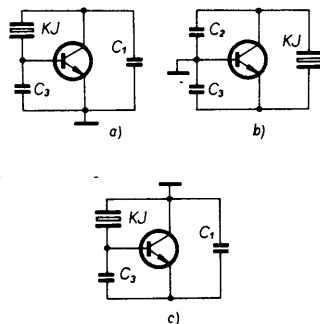
špatná adheze elektrod nebo špatná jakost povrchu rezonátoru, původ je tedy v technologii výroby KJ. Vliv tohoto jevu lze eliminovat použitím automatiky v řízení budicího stupně oscilátoru. Při zapnutí je KJ 5 až 10× více buzena, po nakmitnutí se automaticky buzení zmenší. U jednodušších oscilátorů, u nichž není možné použít automatiku, musí být na KJ větší výkon.

V tab. 4 jsou uvedeny doporučené budicí úrovně KJ v oscilátorech.

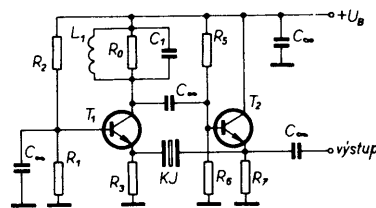
Vliv závislosti buzení na změnu kmitočtu existuje a projevuje se hlavně u vf oscilátorů s miniaturními KJ (držák „L“, HC45). Čím menší je průměr krystalového výbrusu, tím větší je i závislost. Přesnost nastavení kmitočtu KJ se vždy udává pro určité buzení. V tranzistorových oscilátorech se za „normální“ budicí úroveň považuje výkon 0,1 mW. Z těchto důvodů je žádoucí udržovat konstantní buzení KJ v oscilátoru, v praxi toho lze dosáhnout zavedením automatiky do obvodu oscilátoru.

Tab. 4. Doporučené budicí úrovně KJ v oscilátorech

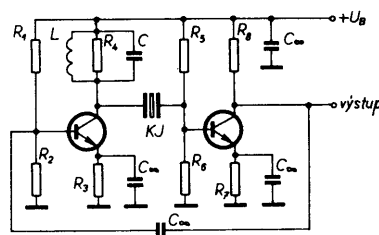
Kmitočet	Držák	Overton	Buzení
1 až 10 MHz	L	1	0,5 až 2 mW
	H	1	
	L	3	
	H	3	
	H	5	
	NOVAL NOVAL	3 5	
10 až 30 MHz	L	1	1 mW
	H, TO-8	1	1 mW
	L	3	0,5 mW
	H	3	0,5 mW
40 až 200 MHz	H	5	0,5 mW
	L	3	1 mW
	L	5	1 mW
	HC-45	3	200 μW
	HC-45	5	200 μW



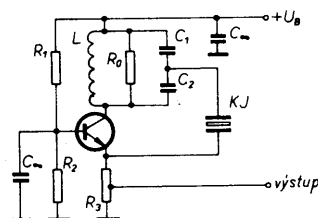
Obr. 25. Základní zapojení oscilátoru typu Pierce (a), Clapp (b), Colpitts (c)



Obr. 26. Základní schéma oscilátoru typu Butler



Obr. 27. Základní schéma oscilátoru typu Hegner



Obr. 28. Základní schéma oscilátoru typu „1/2 Butler“, s uzemněnou bází

8.6 Oscilátorové obvody

Je několik základních oscilátorových obvodů, které mají obvykle názvy podle jmen svých objevitelů. Oscilátor Pierceův, Colpittsův a Clappův jsou obvodově stejné, rozdíl je pouze v bodě uzemnění tranzistoru (obr. 25) a ve vlastnostech, kterými se tyto typy od sebe liší.

Pierceův oscilátor má střídavě uzemněný emitor, Colpittsův kolektor a Clappův bázi.

Dalšími klasickými typy jsou oscilátory Butlerův a Hegnerův (obr. 26, 27). Jsou to dvoustupňové oscilátory pro sériovou rezonanci. Oscilátor Butlerův má i jednoduší modifikaci a nazývá se buď „1/2 Butler“ nebo „oscilátor v sériové rezonanci s uzemněnou bází“ (obr. 28).

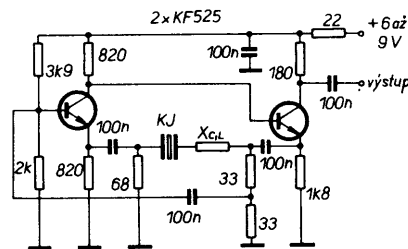
V tab. 5 je podán v souhrnu přehled různých typů oscilátorů s jejich základními vlastnostmi a doporučeními.

9. Nízkofrekvenční oscilátory

9.1 Oscilátory se sinusovým výstupem

Mezi klasická zapojení nízkofrekvenčních oscilátorů patří oscilátory Hegnerův, Butlerův a Pierceův. Vzhledem k velkému náhradním sériovým odporům KJ (kΩ) se doporučují dvoutranzistorová zapojení. Nízkofrekvenční KJ jsou rozměrově větší, jejich teplotní charakteristika závisí na typu řezu (CT, DT, GT) a je poměrně nevýhodná. Výroba nf KJ je na ústupu. Dnes se prakticky v nových aplikacích nepoužívají, signály nízkých kmitočtů se získávají z vysokofrekvenčního krystalového oscilátoru dodatečným dělením kmitočtu. Pro úplnost budou uvedena dvě osvědčená zapojení nf oscilátoru.

Na obr. 29 je zapojení typu Butler, v němž je KJ zapojena mezi emitory. Pro KJ kmitající na vyšší harmonické (over-



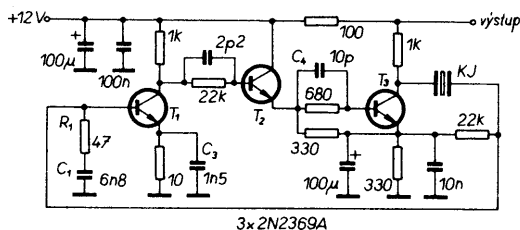
Obr. 29. Butlerův oscilátor se zápornou zpětnou vazbou ($f = 100 \text{ kHz}$ až 1 MHz)

ton) se používá místo rezistoru R_3 silně zatlučený obvod LC. První stupeň oscilátoru pracuje se zápornou zpětnou vazbou. Báze je uzemněna přes část pracovního odporu KJ. Tím se značně zmenšuje nezávislost na parametrech tranzistoru a zlepšují se kmitočtové stability.

Kmitočtový rozsah: 100 kHz až 10 MHz.
Napětová stabilita: $\pm 1 \cdot 10^{-7} / 10 \% \Delta U_B$.
Klidový proud: 5 mA při 6 V.
Reaktance X: L, C.

Na obr. 30 je zapojení nf oscilátoru převzaté z Elektronischau 8/84. Opět se

Obr. 30. Nf oscilátor – modifikace Hegnerova oscilátoru ($f = 1 \text{ kHz až } 10 \text{ MHz}$)



R_1, C_1 tvoří kmitočtově závislou zpětnou vazbu, jejíž velikost se volí podle velikosti náhradního odporu krystalu.
Kmitočtový rozsah: 1 kHz až 10 MHz – 1. harmonická,
Klidový proud: 15 mA při 12 V, pracuje od 7 V.
Kmitočtová stabilita: $\pm 1.10^{-7}/10 \% \Delta U_B$.

3x 2N2369A

9.2 Hradlové oscilátory

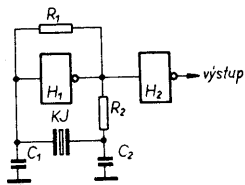
jedná o zapojení více než s jedním tranzistorem a se zápornou zpětnou vazbou. KJ

je ve větvi kladné zpětné vazby, jde o modifikaci Hegnerova oscilátoru.

Mezi nízkofrekvenční oscilátory se řadí i tzv. hradlové oscilátory (gate oscilla-

Tab. 5. Přehled oscilátorů a jejich vlastností

Typ oscilátoru	Doporučený kmitočtový rozsah	Relativní stabilita kmitočtu	Výstupní výkon	Tvar signálu	Oscilační aktivita při velkých parazitních kapacitancích a induktancích	Oscilační aktivita mimo kmitočtové pásmo bez přeladování oscilátoru	Návrh zapojení	Poznámka
hradlový (gate)	16 kHz až 20 MHz	malá	střední	pravoúhlý	dobrá	velká	středně obtížný	doporučený pro logické úrovně v aplikacích s malými nároky na stabilitu
Pierce	100 kHz až 20 MHz	velká	střední	sinus. špatný pro nf, lepší pro vf nad 3 MHz	velmi dobrá	velká	jednoduchý	doporučený v případě, že KJ nemusí být z jedné strany zemněna, nemožnost zemnění dolaďovacího prvku
Colpitts	1 až 100 MHz	střední	střední	sinus. zkreslený	dobrá	velká	středně obtížný	doporučený v případě zemnění KJ nebo dolaďovacího prvku z jedné strany, praktická jednoduchost, snadnost dolaďování a modulace kmitočtu, snadnost připojování kompenz. obvodů
Clapp	2 až 20 MHz	větší než střední	střední	sinus. zkreslený	dobrá	velká	středně obtížný	totéž co Colpitts, nevhodný pro malá napájecí napětí
impedančně invertující Pierce	20 až 100 MHz	velká	malý	sinus. dobrý	dostí značná	malá	obtížný	doporučený pro nejnáročnější aplikace, kde nelze vykompenzovat parazitní indukance dolaďovacích nebo spínacích prvků
Hegner	1 kHz až 1 MHz	střední	velký	sinus. dobrý	velmi dobrá	velká	jednoduchý	dnes se prakticky nepoužívá, pouze v měřicích oscilátorech pro zkoušení KJ
Butler	10 kHz až 30 MHz	velká	velký	sinus. dobrý	velmi dobrá	velká u aperiodického, malá u laděného	středně obtížný	doporučený pro oscilátory střední třídy i pro normály, vhodný pro speciální účely (VCXO, TCXO, fázové závěsy), dobrá možnost modulace a kompenzace
1/2 Butler oscil. se SB	20 až 150 MHz	střední	velký	sinus. dobrý	špatná	malá	středně obtížný	dodnes doporučovaný výhradně pro oscilátory VHF. Nutno udržet co nejmenší parazitní indukance a kapacitance
Butler emitorový sledovač	20 až 200 MHz	velká	střední	sinus. dobrý	velmi dobrá	velká	jednoduchý	dnes doporučovaný pro aplikace VHF, pracuje bez parazitních oscilací, malá výstupní impedance



Obr. 31. Základní zapojení nízkofrekvenčního hradlového oscilátoru

tors), které jsou zdrojem signálu logických úrovní. Tyto oscilátory mají všeobecně menší stabilitu než dosud probrané oscilátory tranzistorové, nicméně pro svoji jednoduchost se uplatňují zejména v číslicových obvodech. Obvykle se u nich teplotní kompenzace nebo stabilizace nepoužívá. Jako budicí člen se používají hradla TTL nebo pro nízkofrekvenční aplikace (100 kHz) i hradla CMOS.

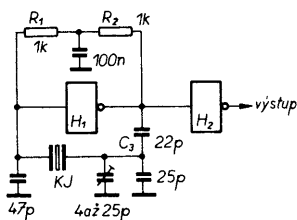
Základní zapojení nf hradlového oscilátoru je na obr. 31. Na výstupu hradla H₁ je rezistor R₂, který upravuje výstupní impedanci. Tato kombinace hradla a rezistoru odpovídá tranzistoru v Pierceově oscilátoru. Hradlo dodává nutný zisk a obrací fázi o 180°. Článek sestavený z kondenzátorů C₁ a C₂ a KJ posouvá fázi o dalších 180°, čímž jsou splněny požadavky na vznik oscilací. KJ spolu s kondenzátory C₁ a C₂ kmitá na paralelní rezonanci.

Jednohradlový oscilátor se však může snadno rozkmitat parazitními kmity. Náchylnost k parazitním oscilacím se projevuje zejména při větších odporech KJ nebo při vyjmutí krystalu z oscilátoru. Často je velmi obtížné úplně vyloučit možnost vzniku těchto samovolných oscilací. Obvykle je nutné vybrat jiné hradlo na čipu. Zapojení podle obr. 31 je vhodné do kmitočtu 1 MHz.

Součástky obvodu pro nf hradlový oscilátor CMOS s IO 4049 podle obr. 31:

Kmitočet	R ₁ [MΩ]	R ₂ [kΩ]	C ₁ [pF]	C ₂ [pF]
200 kHz	22	12	120	24
500 kHz	15	10	82	20
1 MHz	10	8,2	68	18

Pro vyšší kmitočty je na hradlu větší fázové zpoždění, proto je nutné nahradit rezistor R₂ kondenzátorem C₃, rovněž je nutné použít obvody TTL (obr. 32).

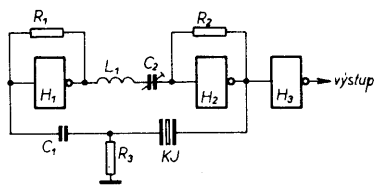


Obr. 32. Zapojení pro oscilátor v pásmu 18 až 20 MHz

Nebezpečí vzniku vlastních oscilací je značné, zvláště při malých kapacitách kondenzátoru C₁. Je nutné zkoušet obvod s krystalem s maximálním ESR a kapacitu C₁ vhodně vybrat.

Dvoustupňové hradlové oscilátory, přestože mají menší stabilitu než jednohradlové, se používají pro malý počet vnějších součástek (obr. 33). Obvod L₁, C₁ potlačuje vliv nežádoucích kmitů. V případě, že nehrozí nebezpečí parazitního rozkmitání, se vynechává.

Krystal kmitá v blízkosti sériové rezonance. Pro nižší kmitočty se C₁ a R₁ rovněž vynechávají. Všeobecně jsou však tyto oscilátory náchylnější k parazitním oscilacím. Napěťová stabilita je 1 až



Obr. 33. Základní zapojení dvoustupňového hradlového oscilátoru

3.10⁻⁶/ΔU = 0,1 V a je asi 2× horší než u jednostupňového oscilátoru.

V tabulce jsou uvedeny součástky v hradlového oscilátoru s IO 54LS04.

Kmitočet	R ₁ [Ω]	R ₂ [kΩ]	R ₃ [kΩ]	C ₁ [pF]	C ₂ [pF]	L ₁ [μH]
10 MHz	680	0,680	100	470	20	15
20 MHz	680	2,2	100	100	10	12

10. Vysokofrekvenční oscilátory

Hlavní místo mezi krystalovými oscilátory v současnosti mají vysokofrekvenční oscilátory. Postupným vývojem a zvyšováním pracovního kmitočtu KJ se zkoušela zapojení nízkofrekvenčních oscilátorů pro účely vysokofrekvenční. Proto se do této kategorie vedle oscilátorů Colpittsova a Clappova řadí též oscilátory Pierceův a Butlerův. Pro kmitočtové pásmo VHF se obvykle používá modifikace oscilátoru Butlerova, ale také oscilátory Pierceův a Colpittsův.

V kmitočtovém pásmu 1 až 30 MHz se doporučují zapojení oscilátoru podle Pierce, Colpittse, Clappa a Butlera. Je to pásmo tzv. normálových oscilátorů o kmitočtech 2,5 MHz, 5 MHz a 10 MHz. V této stati budou uvedena doporučená zapojení jednotlivých typových představitelů a zdůrazněny některé aspekty pro jejich návrh a konstrukci.

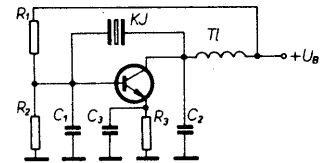
10.1 Oscilátor Pierceův

Principiální schéma oscilátoru je na obr. 34. Základní fázový posuv 180° se získává na článku složeném z C₁, C₂ a KJ.

Krystal spolu s C₁ a C₂ tvoří rezonanční obvod. Kapacity kondenzátorů C₁ a C₂ určují vstupní a výstupní impedanci tranzistoru a volí se co největší, pokud to dovolí zisk tranzistoru. Kritická podmínka určující kapacitu je C₁ = C₂ = 2C_L, kde C_L je mezní zatěžovací kapacita KJ. KJ má indukční charakter a kmitá v paralelní rezonanci. Aby se minimalizoval vliv tranzistoru, musí platit

$$|X_1| \ll \frac{1}{g_{11}}, \quad |X_2| \ll \frac{1}{g_{22}}$$

Prakticky se volí kapacity C₁ a C₂ tak, aby oscilátor kmital s dva až třikrát větším náhradním odporem KJ, než je jeho skutečný.

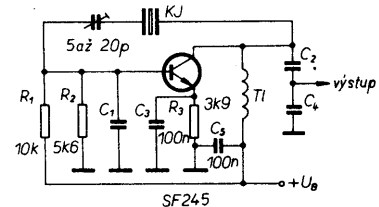


Obr. 34. Základní zapojení oscilátoru typu Pierce

Další podmínkou je, aby

$$|X_1| \cong \text{ESR}$$

Kapacita kondenzátorů C₁ a C₂ je omezena ziskem smyčky, z toho tedy vyplývá nutnost používat tranzistor s co největším zesílením. KJ je zatěžována kapacitně, je odtlumována záporným „odporem“ C₁ a C₂, který je k ní paralelně připojen. Činitel jakosti Q_{KJ} není podstatně zmenšován, proto má tento oscilátor vynikající stabilitu. Všeobecně je stabilita tohoto oscilátoru o 0,0002 až 0,0005 % horší než stabilita samotné KJ. Nevýhodou je, že amplituda oscilací je citlivá na proud bázi tranzistoru. Na obr. 35 je uvedeno typické zapojení Pierceova oscilátoru pro základní harmonickou KJ.



f [MHz]	C ₁ [pF]	C ₂ [pF]	C ₄ [pF]
1 až 3	470	270	2 000
3 až 10	330	150	1 500
10 až 30	180	47	330

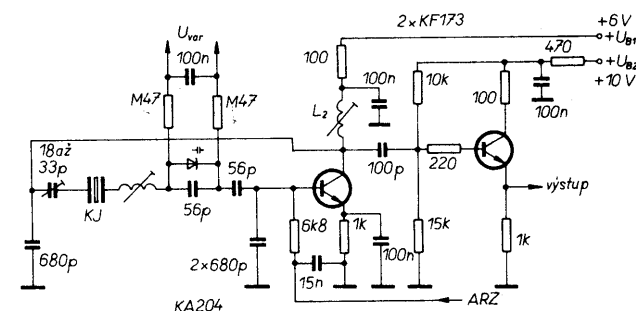
Obr. 35. Zapojení oscilátoru typu Pierce pro základní harmonickou KJ

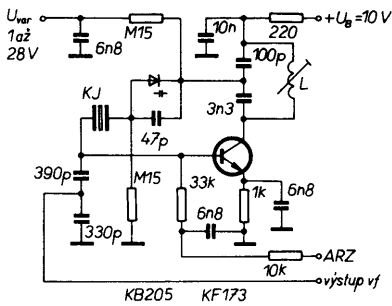
K získání stabilnějšího signálu se používá Pierceův harmonický oscilátor. Mód harmonické je buď 3,5 nebo 7. Oscilační podmínky jsou vytvořeny pouze pro požadovanou harmonickou, pro nižší harmonické módy KJ není splněna fázová podmínka kmitání. Laděný obvod v kolektoru je naladěný mezi žádanou a nejbližší nižší harmonickou. Na požadovaném kmitočtu má charakter kapacitní, na nižší harmonické indukční. Ekvivalentní kapacita je

$$C_2 = \frac{1 - (f/f_0)^2}{\omega^2 L}, \quad \text{kde } f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_2}}$$

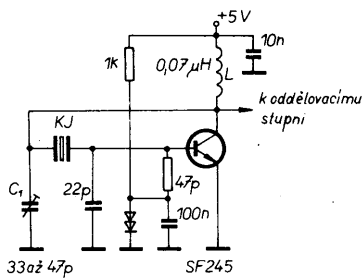
Na následujících obrázcích jsou zapojení harmonických oscilátorů až do pásma VHF [11]. Na obr. 36 je normálový oscilátor 5 MHz, na obr. 37 harmonický oscilátor 20 až 30 MHz, na obr. 38 oscilátor VHF, 100 MHz.

Obr. 36. Normálový oscilátor 5 MHz typu Pierce s oddělovačem. KJ pracuje na 5. harmonické. Hrubě lze oscilátor ladit změnou indukčnosti cívky L₁ (1.10⁻⁶), jemně varikapem (1.10⁻⁷). Obvod L₂C₁ je laděn na kmitočet asi 3,6 MHz

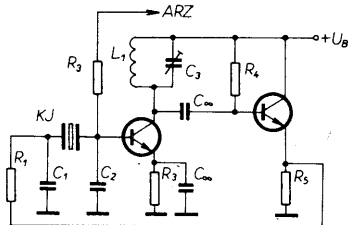




Obr. 37. Normálový oscilátor 20 až 40 MHz typu Pierce



Obr. 38. Pierceův harmonický oscilátor pro VHF (100 MHz). KJ na 5. harmonické, LC₁ rezonuje na 70 až 80 MHz



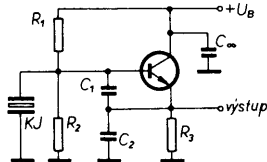
Obr. 39. Zapojení harmonického oscilátoru typu Pierce se zvýšenými nároky na krátkodobou kmitočtovou stabilitu

Vlastnosti oscilátoru se zlepšují přidáním emitorového sledovače, obr. 39. Laděný obvod L₁, C₃ je naladěný na rezonanční kmitočet f₀. Zapojení má větší zisk, což umožňuje použít velké kapacity kondenzátorů C₁ a C₂.

Shrnutí: Pierceův oscilátor patří mezi oscilátory s nejlepší krátkodobou stabilitou. Zatížení KJ v obvodu je kapacitní, takže se její činitel jakosti nezměňuje. Zapojení je však poněkud složitější, nevýhodou je, že žádný pól KJ nemůže být uzemněn a že je nutná dokonalá stabilizace bazového proudu tranzistoru.

10.2 Oscilátor Colpittsův

Principiální schéma oscilátoru je na obr. 40. Střídavě uzemněný je kolektor a KJ kmitá mezi sériovou a paralelní rezonancí podle velikosti zatěžovací kapacity. Největší rozdíl vzhledem k Pierceově oscilátoru je ve vlivu bazového děliče na KJ. U Colpittsova oscilátoru je více zatížena KJ bazovým děličem, což má za následek zmenšení efektivního činitele jakosti KJ a smyčkového zisku. Za jistých



Obr. 40. Základní zapojení oscilátoru typu Colpitts

podmínek se zvětšuje možnost vzniku relaxací. Oba problémy mohou být redukovány použitím tranzistorů řízených polem (FET).

Kapacita kondenzátorů C₁ a C₂ se volí opět pokud možno co největší, aby se potlačil vliv parazitních reaktancí tranzistoru. Vztah pro určení maximální zatěžovací kapacity C_L je

$$C_{L \max} = \frac{1}{2\omega_0} \sqrt{\frac{g_{21e}}{ESR}}$$

kde C_{L max} = C₁C₂/C₁ + C₂ je zatěžovací kapacita,

g_{21e} ESR

strmost tranzistoru, ekvivalentní sériový odpor KJ.

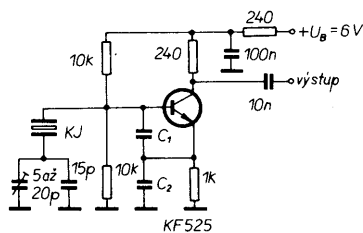
Orientačně lze uvést i závislost C_L na kmitočtu:

f [MHz]	1 až 2	2 až 5	5 až 10	10 až 15	15 až 20	25
C ₁ , C ₂ [pF]	1000	470	330	220	100	47

Oscilátor nejlépe pracuje, je-li C₂ = (2 až 3) C₁.

Pro KJ, které mají větší ESR, je nutné volit kapacity kondenzátorů menší a naopak. Buzení KJ je nepřímo úměrné kapacitám C₁ a C₂.

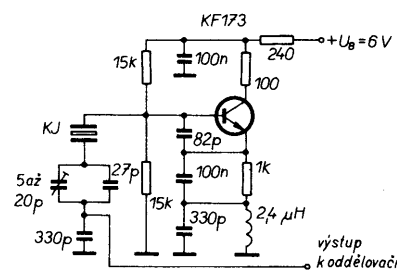
Minimální kapacita kondenzátorů C₁ C₂ je dána mezní zatěžovací kapacitou KJ. Jsou-li kapacity kondenzátorů C₁ a C₂ dostatečně velké, lze zařadit do série s KJ reaktanční prvek C_s nebo L_s, kterým lze jemně nastavit kmitočet oscilátoru. Praktické zapojení oscilátoru Colpitts pro pásmo 10 až 25 MHz je na obr. 41.



Obr. 41. Oscilátor typu Colpitts pro pásmo 10 až 25 MHz, KJ na základní harmonické

Parametry oscilátoru:
 výstupní efektivní napětí: 200 až 300 mV, nesinusové,
 stabilita v oboru teplot -40 až +70 °C: +2.10⁻⁵,
 napěťová stabilita (±10 % U_B): 1 až 2.10⁻⁶,
 úroveň buzení KJ (podle druhu KJ a ESR): 1 až 5 mW.

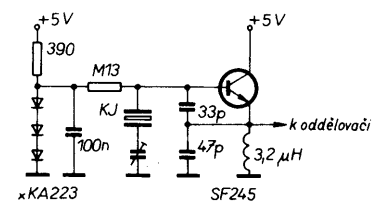
Vyšší kmitočty nebo lepší stabilita se získávají použitím harmonického oscilátoru. Žadané harmonické kmitočty se budí laděným obvodem (místo kondenzátoru C₂, podobně jako u Pierceova oscilátoru). Obvod se ladí na kmitočet mezi žádanou a nejbližší nižší harmonickou. Pro nižší kmitočty má tento obvod indukční charakter a oscilátor nemůže kmitat. Zapojení harmonického oscilátoru je na obr. 42. V některých případech lze použít aperio-



Obr. 42. Harmonický oscilátor 10 MHz typu Colpitts. KJ na 3. harmonické

dický oscilátor, avšak KJ musí mít na žádané harmonické (obvykle třetí) menší odpor než na základní. Toto zapojení je pro svoji jednoduchost velmi oblíbené zvláště v amatérské praxi, avšak ne každý krystal splňuje výše uvedenou podmínku.

Colpittsův oscilátor se v poslední době prosazuje až do oblasti kmitočtu VHF, tj. do 100 MHz, zejména pro svoji jednoduchost [11]. Příkladem je zapojení na obr. 43.

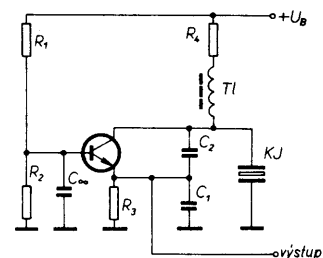


Obr. 43. Oscilátor VHF typu Colpitts pro 100 MHz

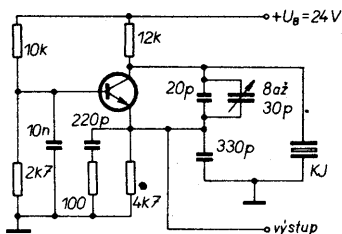
Shrnutí: U Colpittsova oscilátoru se volí co největší kapacita kondenzátorů děliče. Pro dobrou krátkodobou stabilitu oscilátoru je nutné volit co největší odpory rezistorů děliče báze nebo napájecího rezistoru obvodu báze, aby byla KJ co nejméně zatěžována. Oscilátor nejlépe pracuje, je-li C₁ = (2 až 3) C₂. V praktickém zapojení je možné jeden pól KJ uzemňovat.

10.3 Oscilátor Clappův

Oscilátor Clappův je třibodový oscilátor se střídavě uzemněnou bází tranzistoru. KJ pracuje s indukčním charakterem v paralelní rezonanci. Zpětnovazební členek složený z kapacitního děliče C₁ a C₂ a KJ posouvá fázi o 180°, tranzistor též o 180°. Kapacity kondenzátorů děliče se opět volí co největší, jako u předchozích typů. Všeobecně platí, že kapacita C₁ a C₂ by měla být taková, aby v obvodu ještě kmital krystal s 2 až 3× větším ESR, než ve skutečnosti má. Principiální zapojení Clappova oscilátoru je na obr. 44. Největší nevýhodou oscilátoru je relativně malá výstupní impedance tranzistoru, která značně zmenšuje činitel jakosti KJ. Je



Obr. 44. Základní zapojení oscilátoru typu Clapp



Obr. 45. Oscilátor Clappův pro 3 až 20 MHz

nutné volit odpor rezistoru R_4 co největší, popř. použit k oddělení vř. tlumivku. Tato úprava se používá při menším napájecím napětí.

Na obr. 45 je praktické zapojení oscilátoru s těmito vlastnostmi:

zatěžovací kapacita: $C_L = 30$ pF,	
úroveň buzení: podle KJ 1 až 3 mW,	
napěťová stabilita (pro $\pm 10\%$ U_B):	
2.10 ⁻⁶	při 3 MHz,
1.10 ⁻⁶	5 MHz,
4.10 ⁻⁷	10 MHz,
6.10 ⁻⁷	20 MHz.

Shrnutí: Clappův oscilátor musí pracovat s velkým napájecím napětím, aby bylo možno použít napájecí rezistor R_4 s velkým odporem. Stabilita oscilátoru je dobrá, pokud je splněna tato podmínka. Kmitočtové pásmo oscilátoru je 2 až 20 MHz. Z těchto důvodů má oscilátor omezené použití.

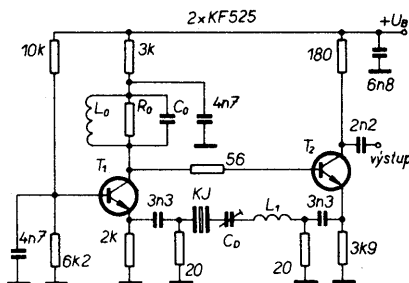
Provoz tříbodových oscilátorů v sériové rezonanci

V tříbodových oscilátorech mohou být provozovány KJ v okolí sériové rezonance. Umožňuje to indukčnost zapojená v sérii s KJ, kterou se odladuje provozní kmitočet směrem k nižším hodnotám. Toto uspořádání má své výhody i nevýhody. Mezi výhody patří, že krystal pracuje v okolí sériové rezonance, při které je většinou vyráběn a je na ni ve výrobním podniku nastavován. Také reaktanční prvky X_1 a X_2 oscilátoru mohou být větší, takže zisk tranzistoru může být menší. Nevýhodou je náchylnost k samovolným oscilacím přes sériovou indukčnost a statickou kapacitu KJ a případné skoky na parazitní kmity KJ. Je-li indukčnost poměrně velká, mohou nastat oscilace na vedlejší větvi KJ přes C_0 . Náchylnost k samovolným oscilacím lze do jisté míry zmenšit vykompenzováním C_0 paralelní indukčností a zmenšením Q tohoto paralelního obvodu rezistorem.

10.4 Butlerův oscilátor

Butlerův oscilátor patří k nejkvalitnějším oscilátorům s velmi univerzálním použitím. KJ pracuje v sériové rezonanci s minimálním odporem. Existuje několik modifikací oscilátoru, které umožňují funkci oscilátoru v širokém kmitočtovém pásmu (10 kHz až 200 MHz). Obvod KJ pracuje v článku Π , přičemž větve jsou tvořeny rezistory s malými odpory, v podélné větvi je KJ. Článek Π je připojen k oscilátoru v místech s malou impedancí. Zapojením obvodu KJ lze vytvořit speciální typy oscilátorů, např. oscilátor pro kmitočtovou modulaci, pro fázový závěs, nebo zapojit obvod KJ s teplotní kompenzací atp.

Na obr. 46 je zapojení oscilátoru pro základní harmonickou v pásmu 6 až 30 MHz. Laděný obvod v kolektoru 1. tranzistoru vyrovnává fázový posuv



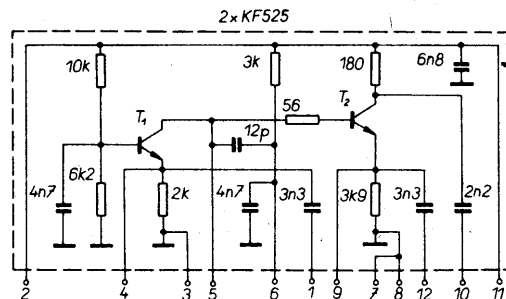
Obr. 46. Butlerův oscilátor pro pásmo 6 až 30 MHz; L_1, C_0, L_0, C_0, R_0 laděny na f_0 , R_0 je tlumivý rezistor 1200 až 3000 Ω podle ESR KJ

tranzistorů. Obvodem LC lze teplotně vykompenzovat vlastní obvod oscilátoru. Činitel jakosti se volí malý, obvod je úmyslně ztlumen. Čím větší je poměr $Q_{KJ} : Q_{LC}$ obvodu, tím je oscilátor stabilnější. Zisk ve smyčce se nastavuje tak, aby v oscilátoru kmital krystal s 3x větším ESR, než má ve skutečnosti. Nastavuje se velikostí tlumení (R_{TL}) a pracovními zatěžovacími rezistory článku Π .

Parametry uvedeného oscilátoru:	
napájecí napětí:	6 až 15 V,
napěťová stabilita pro $U_B \pm 10\%$:	$\pm 5.10^{-7}$,
výstupní impedance:	200 Ω ,
teplotní stabilita: podle TK KJ,	
klídkový proud při $U_B = 9$ V:	3 mA,
výstupní napětí:	200 mV.

Pozn.: Oscilátor se vyrábí jako hybridní integrovaný obvod pod označením WQK030, viz obr. 47, a je ve výrobním programu TESLA Hradec Králové a EL-TON Nové Město nad Metují.

Obr. 47. Schéma hybridního integrovaného obvodu WQK030. Představuje aktivní část oscilátoru typu Butler

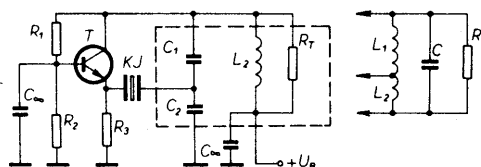


Shrnutí: Oscilátor Butler je velmi výkonný krystalový oscilátor s velkou stabilitou, vhodný pro široké kmitočtové pásmo. Výhodou je, že KJ pracuje v sériové rezonanci s minimálním ovlivňováním činitele jakosti okolními prvky. Oscilátor má univerzální použitelnost. Nevýhodou je větší složitost obvodu, žádný vývod KJ nelze zemnit. Ve spojení s doladovacími prvky má pak sklon k samovolným oscilacím.

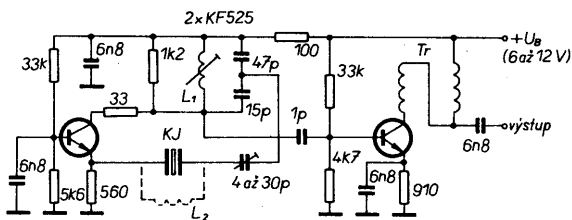
1. Pro optimální ziskové podmínky by měl platit vztah:

$$\left(\frac{C_2}{C_1} + 1\right)^2 = \frac{R_T}{R_{vst} + ESR}$$

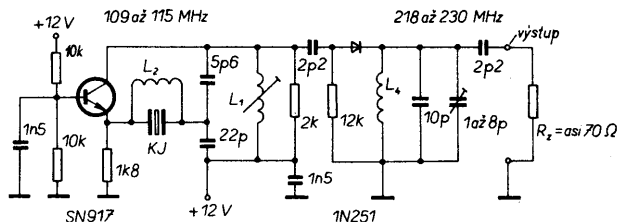
2. Kapacity kondenzátorů C_1 a C_2 zvolit tak, aby KJ pracovala na sériové rezonanci při naladění obvodu LC na maximální vř. napětí (rezonanci). Fázový posuv tranzistoru posouvá pracovní kmitočet oscilátoru pod sériovou rezonanci KJ. Tento posuv se koriguje zmenšováním C_2 a C_1 , přičemž poměr C_2/C_1 zůstává nezměněn. Je však nutné udržovat dostatečný odstup kapacit kon-



Obr. 48. Základní schéma oscilátoru se společnouází (SB), tzv. „1/2 Butler“



Obr. 49. Oscilátor SB v pásmu 40 až 100 MHz s oddělovacím stupněm



Obr. 50. Oscilátor SB s násobičem kmitočtu na 218 až 230 MHz

denzátorů C_1 a C_2 od parazitních kapacit zapojení a tranzistoru. Na sériovou rezonanci se dostaneme při použití kondenzátoru v sérii s KJ.

3. Podmínka se týká zabránění vzniku parazitních oscilací. Všeobecně se jedná o dva typy nežádoucích oscilací:

- oscilace přes kapacitu C_0 KJ. Je-li příliš velká, pak od určitého kmitočtu je nutná její kompenzace paralelní indukčností,
- oscilace vlivem vnitřní zpětné vazby tranzistoru, která může být příčinou parazitních oscilací. Tyto oscilace mohou skokem měnit amplitudu výstupního signálu při ladění obvodu LC. Tyto oscilace se odstraňují zmenšením odporu tlumivého rezistoru R_T , popřípadě i zmenšením odporu emitorového rezistoru. Též použití vhodného typu tranzistoru může omezit vliv parazitních oscilací.

Oscilátor s uzemněnou bází se používá též s indukční vazbou (odbočka na cívce). Nevýhoda tohoto způsobu spočívá v tom, že laděním cívky se mění činitel vazby laděného obvodu na KJ. V praxi lze využít indukční vazbu do kmitočtu 40 MHz. Při vyšších kmitočtech se využívá výhradně kapacitní vazby.

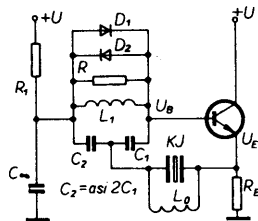
Na obr. 49 a 50 jsou praktická zapojení oscilátorů s těmito parametry:

- kmitočet: 80 MHz,
- napájecí napětí: 9 V/3 mA,
- výstupní efektivní napětí: 100 mV/50 Ω ,
- stabilita napěťová ($U_B \pm 3\%$): $< 2 \cdot 10^{-7}$,
- stabilita zatěžovací $R_z \pm 50$: $< 3 \cdot 10^{-7}$,
- oddělovací stupeň s širokopásmovým výstupním linkovým transformátorem pro zátěž 50 Ω .

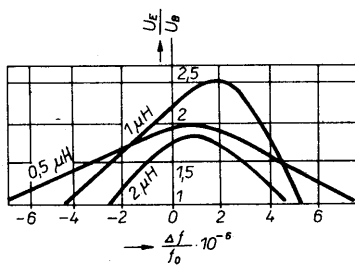
Shrnutí: Oscilátor „1/2 Butler“ je jednoduchý oscilátor pro kmitočtové pásmo 20 až 150 MHz. Je náchylný na parazitní oscilace, zvláště při ladění. Z těchto důvodů vyžaduje velice dobře navržený a optimalizovaný krystal. Vyžaduje dobrou stabilizaci kolektorového proudu. Stabilita oscilátoru je dosti dobrá, má poměrně velký kmitočtový rozsah. Dnes je však považován za nejhorší ze čtyř uvedených typů oscilátorů VHF [11].

10.6 Oscilátor Butler – emitorový sledovač

Tento oscilátor patří mezi oscilátory VHF [11], u nichž KJ kmitá v okolí sériové rezonance. Na rozdíl od oscilátoru se SB nemá parazitní ani samovolné oscilace. Má dobrou kmitočtovou stabilitu a snad-



Obr. 51. Základní schéma oscilátoru Butler – emitorový sledovač



$$C_2 = \text{konst.} = 330 \text{ pF}$$

L_1 [μH]	C_1 [pF]
0,5	167 až 260
1,0	60 až 100
2,0	25 až 4,7

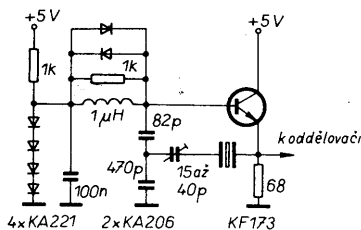
Obr. 52. Závislost smyčkového zisku na kmitočtu při dané kapacitě kondenzátoru C_2 . Oscilátor je rozladován změnou kapacity kondenzátoru C_1 .

no se ladí. Principiální schéma je na obr. 51. KJ je zapojena ve větvi záporné zpětné vazby z emitoru tranzistoru do laděného obvodu v bází. Zisk emitorového sledovače je 1 pro hlavní rezonanci, pro parazitní rezonance je < 1 , takže se nemohou vybudit. Protože KJ je v záporné zpětné vazbě, zaručuje dobrou stabilitu smyčkového zisku.

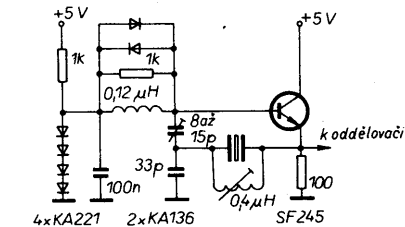
Kapacita kondenzátoru C_2 se volí dvakrát větší než kapacita kondenzátoru C_1 . Tvoří kapacitní zátěž pro KJ, takže se nezmenšuje efektivní činitel jakosti KJ.

Kapacita C_2 má být taková, aby reaktance C_2 byla rovna nebo menší, než je ESR KJ.

Cívka L_1 (spolu s kondenzátorem C_1) je laděna na kmitočet sériové rezonance KJ. Tento laděný obvod kompenzuje fázový posuv KJ s kapacitní zátěží C_2 a zároveň zajišťuje, že je smyčkový zisk asi 2. Diody D_1 a D_2 omezují oscilační amplitudu, udr-



Obr. 53. Oscilátor Butler-emitorový sledovač 20 MHz



Obr. 54. Oscilátor Butler-emitorový sledovač 100 MHz

žují konstantní úroveň buzení, zamezují úplnému zavírání a saturaci tranzistoru a zajišťují sinusový signál na KJ bez jakýchkoli špiček.

Závislost zisku U_B/U_E jako funkce rozladění obvodu kondenzátoru C_1 závisí na poměru L_1/C_1 pro maximální zisk (obr. 52).

Zapojení oscilátoru pracujícího na kmitočtu 20 MHz a 100 MHz je na obr. 53 a 54. Pro jednotlivá kmitočtová pásma je nutné vybrat vhodný tranzistor.

Shrnutí: Oscilátor Butler – emitorový sledovač má dobrou kmitočtovou stabilitu a pracuje velmi dobře bez parazitních oscilací. Má malou výstupní impedanci. Je vhodný pro vysoké kmitočty více než ostatní oscilátorové obvody, protože jeho zesilovač pracuje pouze se ziskem jedna.

11. Způsoby zlepšování teplotní stability kmitočtu oscilátorů

Dosud uvedené typy oscilátorů poskytují kmitočtovou stabilitu danou možností vlastního krystalu. Oscilátorový obvod stabilitu krystalu nesmí zhoršovat, ale zároveň sám o sobě ji nemůže zlepšovat. Největší vliv na stabilitu oscilátoru má teplota okolí, která ve výše zmíněných obvodech působí přímo na KJ. Je několik způsobů, kterými se zlepšuje teplotní stabilita oscilátorů:

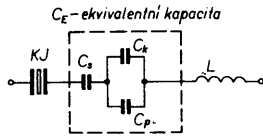
- teplotní optimalizace, 2) teplotní kompenzace, 3) teplotní stabilizace.

11.1 Optimalizace teplotního průběhu kmitočtu KJ

Teplotní optimalizace se používá pro zlepšování kmitočtové stability v určitém rozmezí teplot u miniaturních oscilátorů. Existuje jistá teoretická hodnota dosažitelné stability KJ řezu AT (viz tab. 6). Vlivem výrobních tolerancí je praktická stabilita horší.

Tab. 6.

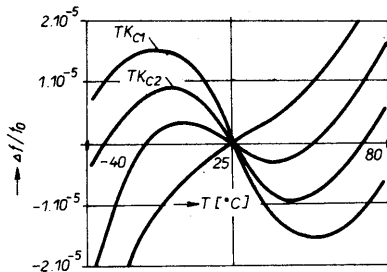
T [$^{\circ}\text{C}$]	0 až 50	-10 až 70	-25 až 70	-40 až 70	-60 až 80
$\frac{\pm \Delta f}{f_0} \cdot 10^{-6}$	1,0	2,5	4,2	7,6	18



Obr. 55. Zapojení obvodu pro teplotní optimalizaci KJ

Teplotní optimalizace spočívá v rektifikaci kmitočtové teplotní charakteristiky KJ [4]. Zapojí-li se kondenzátor s lineárním teplotním průběhem kapacity (teplotním koeficientem) v sérii s KJ, „natáčí se“ kmitočtová charakteristika v závislosti na teplotě tak, jako by se měnila orientace řezu křemenného výbrusu. Při zápornějším teplotním koeficientu kapacity se natáčí charakteristika KJ tak, jako by se zmenšoval úhel řezu KJ. Obvodové zapojení je na obr. 55. Sériovým kondenzátorem o vhodném TK_C lze tedy dosáhnout teoretické stability podle tab. 6.

Vzhledem k tomu, že neexistuje kondenzátor s plynule proměnným TK_C , používá se řešení podle obr. 56. Požadovaná



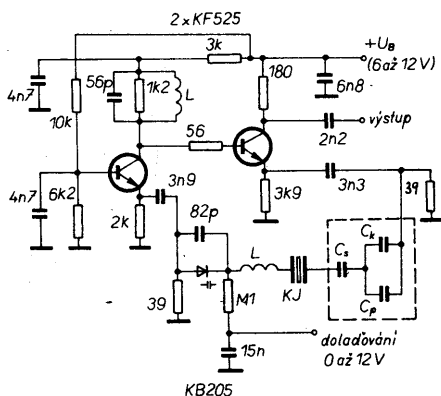
Obr. 56. Znázornění relativního natáčení teplotní charakteristiky KJ v závislosti na teplotním koeficientu kapacity C_k

velikost TK_C sériového kondenzátoru se získá složením tří kondenzátorů s různými teplotními koeficienty a určitými kapacitami. Vychází se z dané kapacity zatěžovacího kondenzátoru, která je pro konfiguraci tří kondenzátorů vždy stejná.

Cím je kapacita menší, tím je regulace kmitočtu strmější. V tab. 7 jsou uvedeny praktické kapacity C_k , C_s a C_p a výsledný teplotní koeficient kombinace.

Tab. 7.

	C_k [pF]	C_s [pF]	C_p [pF]	TK_{Ck}	TK_{Cs}	TK_{Cp}	$TK_{Ck}TK_{Cs}TK_{Cp}$		
Stabilit	0	3,9	3,9	5,6	10	15	27	47	0
Stabilit	0	0	150	150	100	68	56	39	0
$TK_m \cdot 10^{-4}$	-15	-13	-11	-10	-8	-6	-4	-2	0

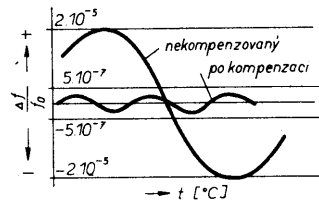


Obr. 57. Zapojení teplotně optimalizovaného oscilátoru

Jak je vidět, tímto způsobem se získá kondenzátor o dané kapacitě asi 27 pF s teplotním koeficientem v jemných skocích. Přidáním sériové indukčnosti do obvodu KJ se zajistí provoz oscilátoru v sériové rezonanci KJ. Tím odpadá starost s kalibrací krystalu při nastavování kmitočtu oscilátoru (obr. 57).

11.2 Teplotní kompenzace. Oscilátory TCXO

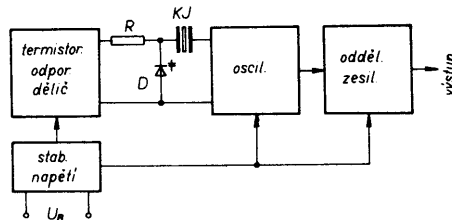
Teplotní kompenzace je metoda, kterou se zlepšuje kmitočtová stabilita v určitém rozmezí teplot tam, kde je žádoucí malá spotřeba oscilátoru. Lze dosáhnout zlepšení oproti samotnému krystalu až o dva řády, tedy na $\pm 5 \cdot 10^{-7}$ v intervalu teplot -40 až 80 °C. Průběh kompenzace je na obr. 58. Oscilátory se nazývají TCXO



Obr. 58. Kmitočtová charakteristika KO před a po teplotní kompenzaci

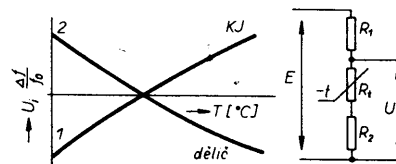
(teplotně kompenzovaný krystalový oscilátor) a kompenzace je u nich provedena varikapem a teplotně závislým odporovým děličem. Teplotní charakteristika kmitočtu oscilátoru s KJ je kompenzována takovým napětím přiváděným na varikap, který vyvolává kmitočtové opačné změny, než jaké má KJ.

Blokové schéma oscilátoru TCXO je na obr. 59. Odporový dělič je složen z rezistorů a termistorů, jejichž odpory se určují

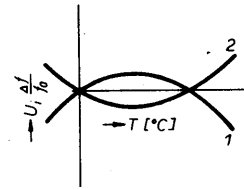


Obr. 59. Blokové schéma teplotně kompenzovaného krystalového oscilátoru

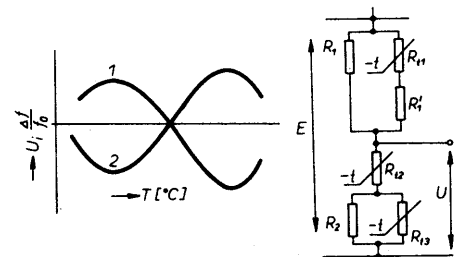
individuálně optimalizačním výpočtem z naměřených kmitočtových charakteristik KJ. Jako oscilátor se obvykle používá zapojení podle Colpittse, u něhož se vloží varikap D mezi KJ a zem. Podle tvaru kmitočtové charakteristiky KJ se stanoví zapojení odporového děliče. Obecně platí, že počet termistorů je vždy o jeden větší, než je počet vrcholů na charakteristice KJ. Na obr. 60 až 62 jsou tři tvary kmitočtové závislosti KJ na teplotě, jim odpovídající a požadovaný průběh napětí na varikapu a zapojení teplotně závislého děliče.



Obr. 60. Monotonní charakteristika KJ (1). Odpovídající kompenzační dělič napětí a jeho průběh napětí (2)



Obr. 61. Parabolická charakteristika KJ (1). Odpovídající kompenzační dělič a jeho průběh napětí (2)



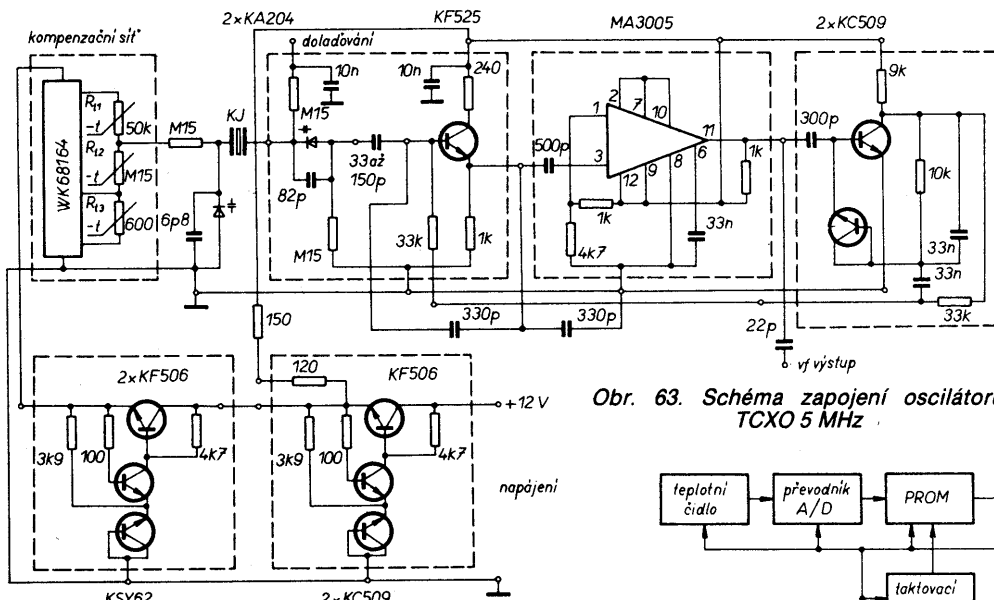
Obr. 62. Teplotní charakteristika KJ se dvěma vrcholy (1). Odpovídající kompenzační dělič napětí a jeho průběh napětí (2)

Teplotně závislý dělič lze navrhovat dvěma metodami. Především se vychází z daných termistorů, z nichž každý kompenzuje určitý úsek teplotního oboru. Odpor termistorů se od sebe liší zhruba o řád. Požaduje se od nich dostatečná strmost a co největší dlouhodobá stabilita.

První metoda stanovení odporu rezistorů spočívá v optimalizačním výpočtu na základě měření v teplotní komoře. Měří se tyto veličiny v závislosti na teplotě a) odpor všech termistorů, b) napětí zdroje pro napájení děliče, c) kompenzační napětí řídicího varikapu. Hodnoty těchto veličin v závislosti na teplotě dávají vstupní data pro výpočet. Výpočet je složitý a bez použití počítače prakticky nemožný. Tímto způsobem lze získat oscilátory se stabilitou $5 \cdot 10^{-7}$.

Druhá metoda spočívá v modelování odporového děliče v průběhu teplotního měření oscilátoru. Jednotlivé „odporové“ kombinace pracují v určitém úseku teplot, proto lze k určení odporů rezistorů použít substituci. K daným termistorům se v určitých teplotních úsecích připojuje odporová dekáda, kterou se nastavuje kmitočtet oscilátoru na požadovanou velikost. Opakovaným měřením a korekcemi stanovených odporů lze sestavit definitivní dělič. Oscilátory zhotovené tímto způsobem mohou mít stabilitu až $1 \cdot 10^{-6}$. Tato druhá metoda vyžaduje, aby všechny ostatní prvky oscilátoru (KJ, varikap, napájecí zdroj, dělič) měly co nejvyšší tolerance vzhledem k požadovaným jmenovitým hodnotám.

Praktická ukázka zapojení oscilátoru TCXO je na obr. 63. Zapojení je typu



Obr. 63. Schéma zapojení oscilátoru TCXO 5 MHz

Colpitts, KJ pracuje na základní harmonické. Oscilátor má oddělovací stupeň, vlastní zdroj pro napájení odporového děliče, obvod pro doladění kmitočtu a obvod automatické regulace úrovně buzení KJ. Oscilátory TCXO se obvykle zhotovují v kmitočtovém pásmu do 30 MHz, protože KJ musí pracovat na základní harmonické vzhledem k potřebnému dostatečně velkému rozlaďování.

Dosud popisovaná kompenzace byla analogová. V poslední době zasahuje digitalizace i do oboru krystalových oscilátorů a zlepšuje teplotní stability až na $\pm 5 \cdot 10^{-8}$.

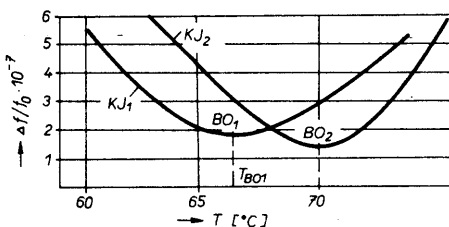
Principů digitální kompenzace je několik včetně použití mikroprocesoru. Přestože lze tímto způsobem zlepšit stabilitu zhruba o řád, jejím rozšíření zatím zabráňují výhody běžné analogové kompenzace. Jsou to především malá spotřeba a malé rozměry oscilátoru TCXO. Obvody digitální kompenzace mají v provedení TTL velkou spotřebu, v provedení CMOS jsou příliš složité. Na obr. 64 je blokové znázornění oscilátoru s digitální kompenzací KJ.

11.3 Teplotní stabilizace kmitočtu oscilátorů

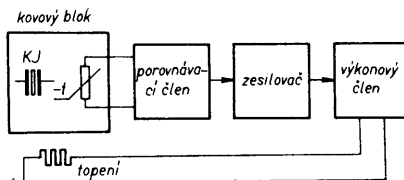
Teplotní stabilizace kmitočtu se používá v oscilátorech pro nejvyšší nároky na kmitočtovou stabilitu. Označují se OCO. Princip spočívá v tom, že KJ nebo obvod celého oscilátoru se umístí do termostatovaného prostoru. Teplota termostatu se nastaví na tzv. bod obrátu teplotní charakteristiky KJ (obr. 65). Termostat zmenšuje vliv změn okolní teploty a tím redukuje kmitočtovou změnu KJ. Podle jakosti termostatu lze získat stabilitu kmitočtu oscilátoru řádu od 10^{-7} až 10^{-10} v rozmezí teplot 0 až 60 °C. U normálových oscilátorů (sekundárních normálů) se termostatuje celý obvod vlastního oscilátoru, aby se vyloučil teplotní drift všech součástek. Zároveň se tak stabilizují jejich hodnoty i dlouhodobě.

Energetická spotřeba celého oscilátoru je řádu jednotek W. V době náběhu teploty po zapnutí je 3 až 5× větší. Oscilátory jsou dimenzovány na trvalý provoz. Ustálení kmitočtu oscilátoru v řádu $< 1 \cdot 10^{-8}$ trvá několik hodin až dní.

Obr. 64. Digitálně kompenzovaný krystalový oscilátor



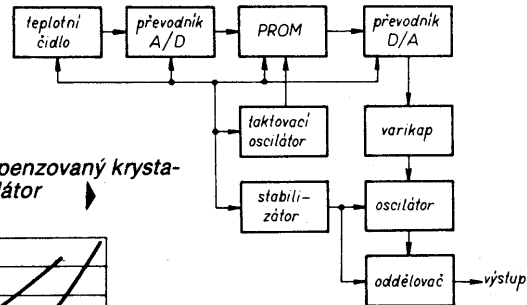
Obr. 65. Znárodnost bodu obrátu na teplotní charakteristice krystalu (BO₁, BO₂ – body obrátu KJ₁ a KJ₂, TBO₁ – teplota bodu obrátu KJ₁)



Obr. 66. Blokové schéma termostatu

K udržení konstantní teploty termostatu pro velmi stabilní oscilátory se používá výhradně proporcionální regulace. Je stejnosměrná nebo střídavá. Platilo tvrzení, že střídavá regulace je přesnější, neboť chyby způsobené teplotním driftem střídavého zesilovače jsou zanedbatelné proti ss zesilovači. Dnes se však používá výhradně ss regulace s využitím monolitických operačních zesilovačů, jimiž se obvody regulace velmi zjednoduší.

Blokové schéma termostatu je na obr. 66. Kovový blok, v němž je umístěn krystal nebo celý obvod oscilátoru, by měl být konstruován tak, aby jeho teplota byla stejná, tzn. s nulovým gradientem, ve směru axiálním. Tepelná kapacita je dána určitým objemem bloku a druhem materiálu. Pro tyto účely se používá měď nebo hliník. Rozhodující veličinou pro návrh termostatu je rychlost tepelné odezvy, tj. za jakou dobu po přiložení určitého výkonu dosáhne teplota kovového bloku 2/3 teploty konečné. Kromě zpoždění způsobeného časovou konstantou tepelné kapacity a tepelného odporu (závisí na materiálu, objemu a povrchu) se připojuje ještě zpoždění vlivem

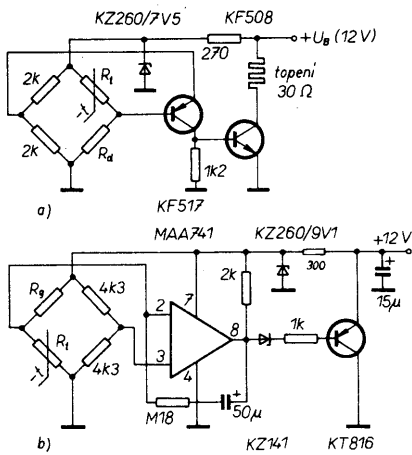


- izolace vodičů,
- přechodu tepelné energie na čidlo,
- času potřebného na ohřátí samotných vodičů topení.

Rozhodující je zpoždění b), které závisí na typu čidla, na jeho umístění v kovovém bloku, na izolaci mezi vinutím a kovovým blokem a na průběhu vodičů. Experimentálně se zjistilo, že nejmenšího zpoždění se dosahuje perličkovými termistory zapuštěnými do drážky těsně pod zdroj tepla (0,25 s). Vzhledem ke značnému teplotnímu gradientu mezi vinutím a blokem je tento systém však neuspokojivý. Maximální „servozisk“ s měděným blokem bývá až asi 100. Aby se dosáhlo lepšího zisku, musí se experimentovat jednak s topením, jednak s umístěním čidel, tvarem kovového bloku a s tepelnou izolací. V poslední době se používá kombinace vinutí a přímého ohřevu výkonových tranzistorů umístěných na povrchu termostatu nebo se používá dvojitý ohřev. Lze získat činitel jakosti termostatu 500 až 1000 (tzn., že změna okolní teploty o 1 °C způsobuje změnu teploty v termostatu o 0,001 °C). Tyto údaje jsou charakteristické pro špičkové normálové oscilátory.

Termistor jako snímač teploty v porovnávacím členu se zapojuje do obvodu můstku diferenčního zesilovače nebo odporového děliče. Od porovnávacího členu se vyžaduje určitá citlivost. S největší citlivostí pracuje snímač zapojený v diferenčním zesilovači, dále pak v můstkovém zapojení. Snímač, zapojený v odporovém děliči, se používá při střídavé regulaci. Na obr. 67 a 68 jsou ukázký ss a střídavých regulátorů termostatu vhodné pro oscilátory OCO. Činitel jakosti termostatu podle obr. 67a o objemu asi 2 cm² je asi 50. Na vytápění se podílí kromě vinutí i koncový tranzistor, který je spolu se zesilovačem zapuštěn v kovovém bloku, tím je tepelně stabilizován.

Na obr. 67b je regulátor teploty s operačním zesilovačem. Jako topného článku se využívá ztrátového výkonu koncového tranzistoru, který je připojen na kovový blok malého termostatu. Perličkový termistor se umísťuje do malé dírký těsně pod topným tranzistorem. Prostor pro



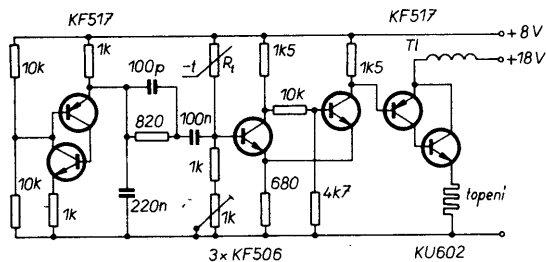
Obr. 67. Obvody stejnosměrné regulace termostatu; a) tranzistorový regulátor termostatu, R_d k nastavení teploty, b) regulátor termostatu s operačním zesilovačem, R_g k nastavení smyčkového zisku regulátoru

termistor se vyplňuje teplotně vodivým tmelem. Tímto uspořádáním lze dosáhnout činitele jakosti termostatu až 300. Obvod lze ještě zjednodušit použitím obvodu MAA723, který obsahuje i referenční zdroj pro napájení porovnávacího členu. Velikost zisku se nastavuje zpětnou vazbou odporem R_g tak, aby se po zapnutí topný proud po třech kyvech ustálil na konstantní velikosti. Teplota termostatu se nastavuje odporem rezistoru R_d . Menšímu odporu odpovídá vyšší teplota termostatu. Postup při nastavování bodu obratu KJ spočívá ve změření teplotní závislosti kmitočtu oscilátoru. Časové intervaly teplotní změny musí být konstantní. Místo rezistoru R_d se připojí odporová dekáda. Postupným zmenšováním odporu dekády se zvyšuje teplota termostatu. V ustáleném stavu se změří kmitočet oscilátoru. Po zjištění křivky v okolí extrému (minimum kmitočtu u řezu AT) se extrapolací vybere rezistor R_d takového odporu, který je shodný s odporem dekády v termostatu. Pokud se termostatuje pouze KJ, je nutno i v obvodu oscilátoru teplotně vykompenzovat prvky, které souvisí s bezprostředním řízením KJ. Využívá se k tomu recipročních charakteristik reaktančních prvků.

Normálový oscilátor podle obr. 69 obsahuje několik samostatných obvodů, které zabezpečují splnění požadavků na maximální kmitočtovou stabilitu.

Dále následuje stručný přehled základních principů pro normálové oscilátory:

1. Fázový šum se zmenšuje s rostoucí úrovní buzení rezonátoru, avšak zhoršuje se dlouhodobá stabilita.
2. S rostoucí úrovní buzení se zvyšují nároky na stabilizaci amplitudy oscilací.



Obr. 68. Obvod regulátoru termostatu se střídavou regulací

3. Aktivní prvky oscilátoru musí mít v ustálených pracovních podmínkách malý šum. Tranzistor musí pracovat ve třídě A, aby se nezmenšovala jakost Q KJ.
4. Činitel jakosti Q KJ musí být co největší. Volbou zapojení oscilátoru je nutné zajistit co nejmenší zmenšení Q KJ v obvodu.
5. Stabilizace amplitudy buzení obvodem ARZ je zdrojem zhoršování krátkodobé stability. Je nutné účinně zmenšit tento vliv na krátkodobou stabilitu pomocnými obvody s malým šumem, zejména použitím Schottkyho diod, zdrojem referenčního napětí s malým šumem a stabilizátorem pro napájení celého oscilátoru s malým šumem.
6. Je třeba zabezpečit, aby se nedegradoval signál oscilátoru s dobrými spektrálními šumovými vlastnostmi v dalších stupních.
7. Konstrukční návrh se musí zaměřit též na zmenšení parazitních přenosů, sklonu k nakmitávání, musí se zabezpečit dokonalé uzemnění, filtrace napájení a stíněním zmenšit účinně vliv pronikání vř polí.

Oscilátor podle blokového schématu obsahuje dva termostaty, vnitřní a vnější, se samostatnými teplotními regulátory TR_1 a TR_2 . Obvody termostatů jsou napájeny ze samostatného zdroje napětí. Oscilátorová část je napájena z vlastního stabilizátoru. KJ je umístěna ve vnitřním termostatu, obvody oscilátoru a oddělovacího stupně jsou vestavěny v prostoru vnějšího termostatu. Stabilizace amplitudy a úroveň buzení KJ je zajišťována obvodem ARZ. Pracovní bod oscilačního tranzistoru se řídí regulačním napětím smyčky ARZ podle amplitudy oscilací. Tato smyčka usnadňuje nasazování oscilací.

Výhodnější způsob regulace buzení, který nezanáší do oscilátoru šum, je použití omezovacích diod připojených paralelně k výstupnímu laděnému obvodu oscilátoru. Zisk stupně se tak mění podle velikosti amplitudy a není šumově ovlivňován obvod KJ. Obvod oscilátoru je typu Pierce s KJ pracující na 5. harmonické. Kmitočet se nastavuje hrubě změnou indukčnosti v rozsahu $1 \cdot 10^{-6}$, jemně pak varikapem v rozsahu $1 \cdot 10^{-7}$. Signál z oscilátoru do oddělovače se odebírá z obvodu KJ, kde je naprosto čistý. Na výstupu oddělovače se upravuje na výkonovou úroveň podle potřeby.

Nastavování normálového oscilátoru je velmi pracné a vyžaduje jistý technologický čas k zachycení počátečního náběhu kmitočtu a teprve pak je možné nastavit KJ do bodu obratu a měřit potřebné parametry.

12. Speciální typy krystalových oscilátorů

Do této skupiny oscilátorů patří obvody, které využívají vlastnosti KJ, nazývané rozladitelnost. Podle typu KJ lze oscilátory rozladovat v rozsahu 100 až 1000 ppm. Rozladitelnost a stabilita jsou však protichůdné požadavky. Rozladitelnost je primárně určena dvěma vlastnostmi:

1. Reaktanční charakteristikou KJ v závislosti na kmitočtu.
 2. Reaktanční charakteristikou rozladující součástky v závislosti na napětí.
- Oscilátor lze rozladovat v zásadě v okolí sériové rezonance směrem k paralelní rezonanci při použití kondenzátoru v sérii s KJ jakožto rozladovacího prvku. Tato metody se využívá prakticky ve všech oscilátorech k přesnému nastavení na požadovaný kmitočet, k vymezování stárnutí KJ, popř. k fázovému závěsu oscilátoru. Stabilita oscilátoru při dostatečně stabilní rozladovací kapacitě nebo vř varikapu se podstatně nezmenšuje.

Chceme-li rozladovat oscilátor směrem pod sériovou rezonanci KJ, použije se sériová indukčnost v obvodu KJ. V tomto případě se zmenšuje stabilita oscilátoru, neboť toto uspořádání zmenšuje efektivní jakost Q KJ.

Spojením obou metod (cívka a kondenzátor v sérii s KJ) lze rozladovat oscilátor symetricky do sériové rezonance. Tato metoda se používá u oscilátorů pro přímou kmitočtovou modulaci, VCXO [5]. Velikost rozladění je nepřímo úměrná poměru C_0/C_1 u KJ (podle náhradního schématu). Ze vztahu pro paralelní rezonanci

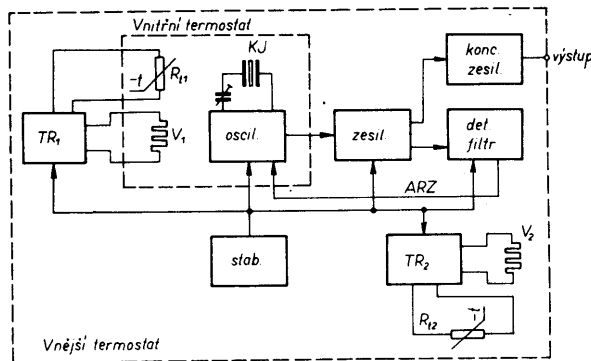
$$f_a = f_s \left(1 + \frac{C_1}{2C_0}\right)$$

je vidět, že čím bude poměr C_0/C_1 menší, tím větší bude rozladění. Poměr C_0/C_1 závisí na kmitočtu a na harmonickém módu KJ.

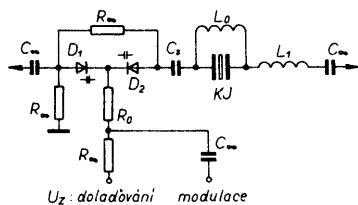
V tab. 8 je ukázán poměr C_0/C_1 pro základní a harmonické KJ. Z této tabulky

Tab. 8.

Kmitočet [MHz]	Harmonický mód	C_0/C_1
0,2	1.	400
2,0	1.	270
7	1.	230
10	1.	220
12,5	1.	200
20	1.	200
25	1.	180
31	3.	2500
50	3.	3000
60	3.	3500
50	5.	6200
60	5.	6500



Obr. 69. Blokové schéma normálového oscilátoru s dvojitým termostatem; TR_1 – teplotní regulátor, V_1, V_2 – topná vinutí



Obr. 70. Zapojení obvodu KJ pro přímou kmitočtovou modulaci

je vidět, že KJ na základním módu mají největší použití pro VCXO. Praktické omezení je do 25 MHz.

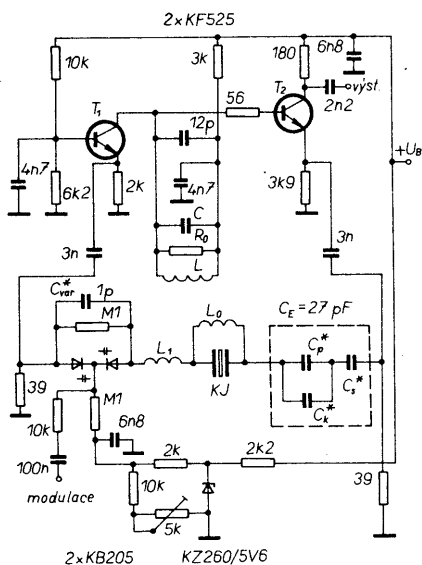
Základní zapojení obvodu KJ pro oscilátory VCXO pro kmitočtovou modulaci je na obr. 70. Jako proměnné kapacity jsou použity dva varikapky v sérii s cívkou. Paralelní cívka ke KJ linearizuje statickou kapacitu C_0 KJ. Dva varikapky se používají ke zlepšení strmosti, zmenšení vlivu parazitních kapacit mezi KJ a varikapem. Sériová indukčnost bývá někdy též složena ze dvou cívek.

Tento obvod KJ lze připojit do oscilátoru pro provoz v sériové rezonanci nejlépe do článku Π na malou vstupní a výstupní impedanci.

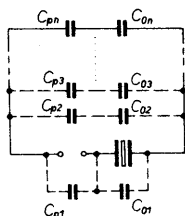
Zapojení celého oscilátoru VCXO je na obr. 71. Obvod KJ je vložen do oscilátoru Butler, který má fázový posuv 180° . Nerovnoměrný fázový posuv tranzistoru je dokompenzován laděným obvodem v kolektoru T_1 . Výstup oscilátoru je z kolektorového obvodu emitorového sledovače. Obvod KJ pracuje v sériové rezonanci se zatěžovacími odpory s malou impedancí. Obvod lze teplotně vykompenzovat teplotně závislými prvky v obvodu KJ (C_s a L_1). Kmitočtový rozsah obvodu je 5 až 25 MHz, výstupní napětí ≈ 150 mV, kmitočtový zdvih $\approx \pm 5$ kHz při modulačním efektivním napětí 2 V.

12.1 Několikakanalové oscilátory

Někdy je žádoucí použít v jednom oscilačním obvodu větší počet krystalů k zís-



Obr. 71. Zapojení oscilátoru VCXO v pásmu 6 až 25 MHz



Obr. 72. Náhradní schéma přepínače kanálů několikakanalového oscilátoru; C_0 – statická kapacita KJ, C_{p1} až C_{pn} – parazitní kapacity kontaktů

kání různých kmitočtů. Problém lze řešit buď výměnami KJ (krystalové objímky) nebo použít oscilátor s přepínacím mechanismem. První způsob je z hlediska elektrického bezproblémový, druhý způsob přináší potíže s rostoucím kmitočtem a počtem přepínaných kanálů vzhledem k parazitním kapacitám a indukčností vlastního přepínače.

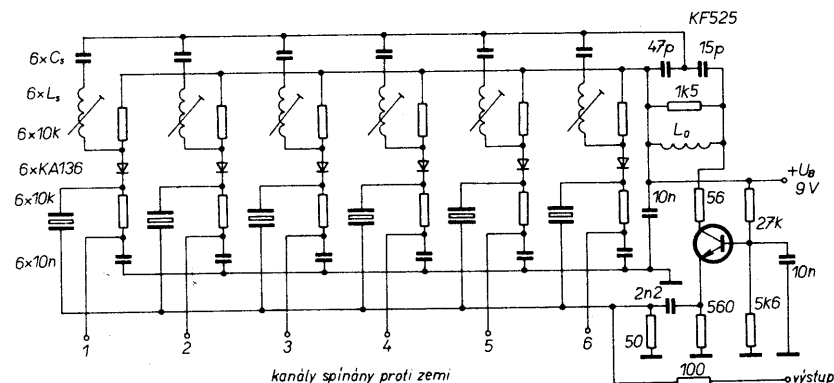
Z těchto důvodů je nutno zvažovat vhodnost použití určitého typu oscilátoru a za druhé minimalizovat zmíněné parazitní reaktance.

V každém případě každý přepínač má mezi elektrodami parazitní kapacity (způsobující přeslechy), které se v oscilátoru přičítají ke statické kapacitě právě pracujícího krystalu. To má za následek větší zatěžování KJ, zmenšování aktivity a zvětšený sklon k parazitním oscilacím přes kapacitu C_0 (projevuje se hlavně v zapojení oscilátoru se SB), obr. 72. Ke zmírnění těchto negativních vlivů se používají speciální přepínače s malými kapacitami s teflonovým dielektrikem, s co nejkratšími přírady konstruovanými pro montáž do desek s plošnými spoji.

Lze též použít spínací diody, popřípadě diodové dvojice a kanály přepínat ss napětím dálkově. Je nutné (obr. 73) vybrat vhodný typ s minimálním spínacím odporem a kapacitou. Všeobecně lze konstatovat, že přepínat KJ nad 100 MHz v praxi nelze, způsobuje to vzájemná závislost jednotlivých kanálů, jednotlivé kanály se při připojování dalších rozladí. Rostou požadavky na individuální kalibraci KJ, popř. je nutné použít v každém kanálu sériový rezonanční obvod, který zajišťuje ladění KJ oběma směry. V poslední době se potřeba několikakanalových oscilátorů „obchází“ použitím kmitočtové syntézy. Tam, kde se vyžaduje větší spektrální čistota, se používá několik jednokanalových miniaturních oscilátorů.

13. Sortiment KJ a KO

V následujících tabulkách (tab. 9 a 10) jsou uvedeny informativní údaje o sou-



Obr. 73. Šestikanalový harmonický oscilátor v pásmu 40 až 100 MHz s šířkou pásma 0,5 MHz

časném perspektivním výrobním sortimentu KJ a KO, vyráběném v k. p. TESLA Hradec Králové. Uváděny jsou i zaokrouhlené cenové relace, které byly převzaty z [9]. Podrobnější technickou specifikaci jednotlivých parametrů KJ a KO, včetně úplného výrobního sortimentu, najde zájemce v katalogích [12], [13], nebo pro jednotlivé KO v podnikových Q-normách, které si lze vyžádat v odbytovém oddělení TESLA Hradec Králové.

Závěr

V článku jsme se snažili přiblížit širší veřejnosti „tajemnou“ problematiku krystalových jednotek a jejich aplikací. Jsme si vědomi toho, že nelze uspokojit všechny zájmy, zároveň však víme, že české literatury o krystalech není mnoho a o krystalových oscilátorech ještě méně. Náročnějším zájemcům o tuto problematiku nezbývá než obtížně shánět zahraniční literaturu.

Literatura

- [1] Petržílka, V. a kol.: Piezoelektrina a její použití. Nakladatelství ČSAV: Praha 1960.
- [2] Zelenka, K.: Piezoelektrické rezonátory. Academia: Praha 1983.
- [3] Šojdr, L.: Měření fázového šumu v blízkosti nosného kmitočtu. Slab. obzor 43 (1982), č. 9, s. 424.
- [4] Pavlovec, J.: Rektifkace teplotní závislosti kmitočtu oscilátorů s PKJ. Slab. obzor 40 (1979), č. 10, s. 463.
- [5] Pavlovec, J.: Frekvenční rozladování krystalových oscilátorů. Slab. obzor 42 (1981), č. 8, s. 378.
- [6] IEC Publ. 444: Measurement of quartz crystal unit parameters by zero phase technique in a PI network.
- [7] IEEE Standard on Piezoelectricity. Sonics and Ultrasonics, březen 1984, Vol. SU-31, č. 2.
- [8] Altsüller, G. B.: Kvarceva stabilizace frekvence. Svjaz: Moskva 1974.
- [9] Ceník velkoobchodních cen, obor 371 – součásti pro elektroniku. VC-7/41, II. díl, FMEP, 1985.
- [10] Frerking, M. E.: Crystal Oscillator Design and Temperature Compensation. VNR 1978, USA.
- [11] Matthys, R. J.: Crystal Oscillator Circuits for UHF. R. F. Design 6 (1983), č. 3, s. 62, USA.
- [12] Piezoelektrické krystalové jednotky. Katalog TESLA Hradec Králové 1984.
- [13] Krystalové oscilátory. Katalog TESLA Hradec Králové 1983.

Tab. 9.

Č.	Řez	Kmitočet [kHz]	Harm.	Držák 1)	Číslo výrobku	Cena [Kčs]	Poznámka
1	X-5°	4,5 až 12	1	4	31810-31823	200-250	ohybový kmit ve směru tloušťky ohybový kmit podélný kmit
2	NT	12 až 40	1	4	31840-31852	165-230	
3	X-5°	50 až 160	1	4	31880-31907	150-250	
4	GT	100	1	spec.	10020	900	plošně střížný; výroba ukončena v roce 1982
5	GT	300 až 600	1	1	51110-51111	90-140	plošně střížný
6	AT	1000	1	1	21710	186	bikonvexní výbrus
7		2000 až 20 000	1	1	51130-51172	70-130	
8		20 000 až 75 000	3	1	51190-51213	110	
9		75 000 až 120 000	5	1	51230-51251	110	
10	AT	3579, 545	1	2	21500	89	prozatím pouze diskretní kmitočty; jiné kmitočty nutno zadat přes TR TESLA Hradec Králové
		4000; 4194, 304	1	2	21600; 21627	70; 50	
		4433, 619	1	2	21581	59	
		6000; 8867, 238	1	2	21191; 21591	60; 56	
11	AT	8000 až 120 000	1, 3, 5	2	51510-51582	70-90	držák HC-49/U držák SD 2/13
12		8000 až 160 000	1, 3, 5, 7	2	41310-41480	50-100	
13	AT	5000 až 26 000	1	6			prozatím pouze pro KO vyráběné v TESLA Hradec Králové
14	AT	5000	5	5	20440	571	držák „Noval“; určeno pro kmitočtové normály
		10 000	5	5	20860	298	
15	SC	5000	3	5	21890		držák „Noval“; výroba od r. 1988
		10 000	3	5	21800		

1) údaj se vztahuje k číslu držáku v tab. 3

Tab. 10.

Č.	Typ	Kmitočet [MHz]	Rozměry [mm]	Cena [Kčs]	Č. výrobku	Podniková norma	Poznámka
1	OCXO	5,0	170×123×87	18 000	90800	Q-913	termostatovaný normál standardního provedení; výroba od r. 1974 term. normál standardního provedení, se zaručovanou krátkodobou stabilitou; výroba od r. 1984 term. normál s KJ řezu SC, se zaručovanou velkou krátkodobou stabilitou; výroba od r. 1988
2		10,0	72×72×97	14 200	90461		
3		5,0	87×88×73		90801	Q-929	
4		10,0			90900		
5	OCQO	5,0	69 × 52 × 40	983	90780		term. oscilátor; výroba od r. 1976
6	DTXO	20 až 30	91×58×58	3900	90540	Q-914	oscilátor s dvojitým termostatem; výroba od r. 1975
		38, 38,9			90541		
7	TCCXO	5; 6,4	36×22×13	1160 1140 750	90840 90841 90842	Q-916	teplotně optimalizovaný oscilátor; výroba od r. 1983
8	TCXO 2	5,0	45×45×19	4240	90850	Q-922	teplotně kompenz. oscilátor s termistorovým děličem pro teploty -55 až 85 °C; výroba od r. 1985
9	TCXO 3	6,4;	35×28×11	3000	90890	Q-923 Q-925 Q-921	teplotně kompenz. oscilátor s termistorovým děličem pro teploty -25 až 70 °C; výroba od r. 1986
		8,867238			90920		
		9,0			90880		
10	VCXO 1	6,2 až 25,9	36×22×13	1200 až 1600	90480 až 90487	Q-915	řada diskretních kmitočtů; napěťově řízený oscilátor, zdvih ±5 kHz; výroba od r. 1984 zdvih ±10 kHz ss napětím; výroba od r. 1986
11		12,66			90450		
12	MXO 1	47 až 101	25×12×11	634	90820	Q-917	miniaturní osc. typu SPXO, vhodný pro klíč. provoz; pouzdro DIL; 1986 miniat. osc. typu SPXO v pouzdře TO-8; vhodný pro klíč. provoz; 1986 miniat. osc. se směšovačem; 1986
13	MXO	6,4	∅ 15, výška 7	467	90870		
14	MIXO	10,7; 21,4; ±0,1; ±0,45	∅ 15, výška 7	487	90860		
15	SPXO 1	100	25×12×11	630	90827		miniat. osc. v pouzdře DIL; 1986
16	OCXO	40 až 100	45 × 25 × 50	4239	90410		miniat. termostatovaný oscilátor se zvýšenou stabilitou, výroba od r. 1987