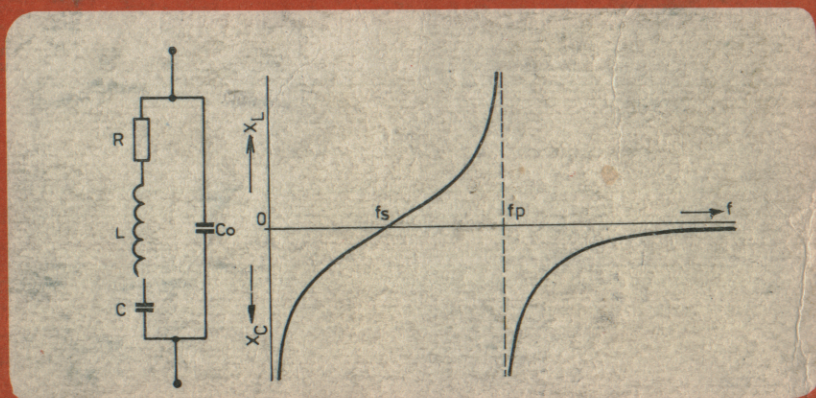


PŘEDNÁŠKY Z AMATÉRSKÉ RADIOTECHNIKY



Petr Novák

OBVODOVÁ TECHNIKA
KMITOČTOVÉ MODULACE

I. díl

ÚV SVAZU PRO SPOLUPRÁCI S ARMÁDOU

PŘEDNÁŠKY Z AMATÉRSKÉ RADIOTECHNIKY

Petr Novák OK1WPN

OBVODOVÁ TECHNIKA KMITOČTOVÉ MODULACE I.

ÚV SVAZU PRO SPOLUPRÁCI S ARMÁDOU

Úvodem	7
1. Krystaly v radioamatérské praxi	8
1.1 Základní vlastnosti krystalů	8
1.2 Úprava kmitočtu krystalů	15
1.3 Změna kmitočtu krystalů vnějšími obvodovými prvky . .	22
2. Řídící oscilátory a kmitočtové ústředny	36
2.1 Rozladované krystalové oscilátory	39
2.2 Plynule laditelné oscilátory LC - VFO	49
2.3 Násobiče kmitočtu	54
2.4 Oscilátory LC na vysokém kmitočtu	60
2.5 Směšovací syntezátory kmitočtu /VFX/	70
2.6 Kmitočtové syntezátory s fázovým závěsem	71
3. Modulátory FM, modulační zesilovače	95
3.1 Základní požadavky, linearita	95
3.2 Využití VCXO pro generování signálu FM	96
3.3 Modulační zesilovače	100
Závěrem	112

Tato publikace navazuje na předchozí práci "Zapojení FM techniky", která vyšla v edici PZAR v roce 1984.

V následujícím výkladu se probírají především vlastnosti základních obvodových prvků /krystalů, filtrů/ a zapojení obvodů pro generování kmitočtů, jejich kmitočtovou modulaci a tím i vytváření žádaného signálu FM.

Díky snaze technické komise rady radiosamatérství ČÚV Svazarmu a edičního odboru ÚV Svazarmu ČSSR bylo umožněno předat touto cestou svazarmovským technikům a konstruktérům ucelený soubor informací a návodů, původně pojatý autorem jako samostatná publikace o kmitočtové modulaci, která se tímto způsobem dostává ke čtenáři po jednotlivých dílech. Bude uspokojením autora i lektora, poslouží-li práce k dalšímu rozvoji této techniky.

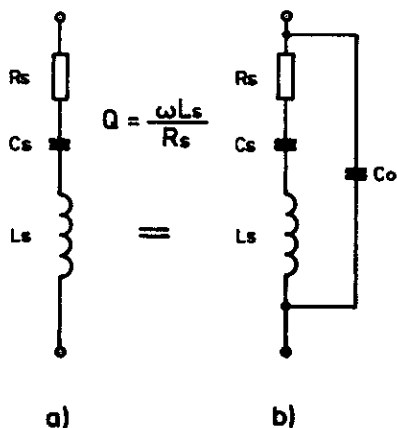
Význam krystalů /křemenných rezonátorů nebo též piezoelektrických krystalových jednotek - PKJ/ je pro jakoukoli oblast sdělovací techniky nesporný. V technice kmitočtové modulace jsou používány ve zdrojích řídicích kmitočtů radiostanic, ve filtrech soustředěné selektivity a často i při demodulaci signálu FM.

1.1 ZÁKLADNÍ VLASTNOSTI KRYSTALŮ

Moderní krystal je destička kruhového či obdélníkového tvaru, vyříznutá a vybroušená z křemenného krystalu /tzv. křemenný výbrus/. Rovina řezu je v určitém stanoveném úhlu orientována ke krystalografickým osám. Podle roviny řezu označujeme jednotlivé typy kódem AT, BT, NT, CT, DT atd. Radioamatér vysílač se těžko setká s jinými typy než AT, zřídka BT a jen velmi málo CT a dalšími, které jsou určeny pro nižší kmitočty. V oblasti kmitočtů nad 1 MHz jednoznačně převládá řez AT. Je to v dnešní době vždy kruhová destička s vakuově napařenými stříbrnými polepy - elektrodami.

Krystal je vlastně sériový laděný obvod - viz náhradní zapojení na obr.1. Navíc má paralelně k vývodům připojenu kapacitu C_0 , což je vlastně kapacita elektrod proti sobě. Hodnotu tohoto prvku náhradního schématu lze snadno změřit na můstku či měřiči kapacit. Obvykle bývá v rozmezí 5 až 10 pF. Na obr.1 je též

uveden vztah pro jakost Q sériového rezonančního obvodu. Na rozdíl od obvodu tvořeného kondenzátorem a cívkou má krystal při stejném rezonančním kmitočtu mnohonásobně vyšší hodnotu L_s /řádově 10 mH až 1 H/. Tomu podle Thompsonova vzorce /samozejmě



a) náhradní sériový obvod

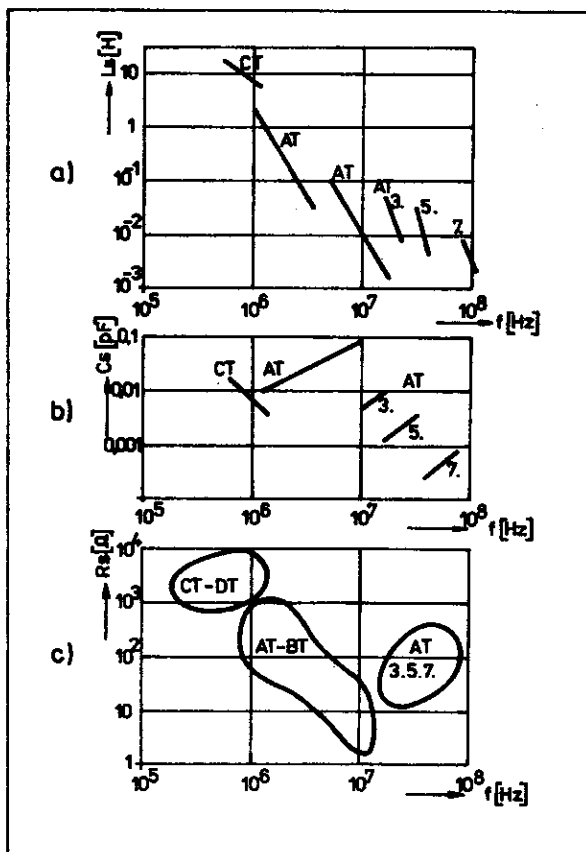
b) doplněný o kapacitu drážku

Obr.1. Náhradní zapojení krystalu

při stejném uvažovaném kmitočtu/ odpovídá úměrné snížení sériové kapacity C_s /zhruba 0,01 až 0,1 pF/. Ztrátový sériový odpor R_s je v rozsahu zhruba 10 až 100 ohmů. Dosadíme-li tyto hodnoty do vztahu pro Q , dostaneme "astronomické" hodnoty řádově od $1 \cdot 10^4$ po 10^6 , což je jakost, která je zcela nedosažitelná nejen obvody LC, ale i dutinovými rezonátory.

Amatér si samozejmě prvky náhradního schématu jen těžko může změřit, nezbyvá tedy než alespoň přibližný odhad. K němu

slouží grafické znázornění na obr.2, což je vlastně souhrn orientačních výsledků z měření na velkém počtu krystalů. Znázorněny



Obr.2. Orientační hodnoty náhradního obvodu krystalu

jsou pouze typy AT, typ CT /např. kalibrační krystal 1 MHz/ je doplněn pouze pro úplnost. Všechny uvedené typy bez výjimky

kmity tloušťkově střižnými kmity. Z obr.2 je zřejmé, že hodnoty L_g a C_g mají poměrně minimální rozptyl. V podstatě jsou dány řezem, kmitočtem a mechanickými rozměry výbrusu. Zájemce najde tyto závislosti vyjádřené pomocí konstant například v knize ing. J. Vackáře "Vysílače I".

Naproti tomu značný rozptyl má sériový ztrátový odpor R_g . Je ovlivněn nejen kvalitou pro výbrus použitého křemenného krystalu a jeho hmotností, ale i provedením elektrod. S hmotností elektrod ztrátový odpor stoupá a výsledkem je mimo pokles kmitočtu též pokles Q a aktivity krystalu. Tento jev je z amatérské praxe znám při intenzivním jódování elektrod krystalů.

Velký vliv na sériový odpor R_g má i provedení držáku, včetně pouzdra. Samozřejmě nejlepší jsou skleněná vakuovaná pouzdra, kdy má krystal nejmenší tlumení /rozumí se tlumení vzduchovým polštářem/. Ale i hermetické kovové držáky mají svůj význam, neboť chrání krystal před dlouhodobým působením ovzduší. Jak známo, sirné produkty, v atmosféře bohužel často silně zastoupené, mají vesměs snahu se ochotně slučovat právě se stříbrnými elektrodami. Norma doporučuje následující typy držáků /jsou vybrány ty, se kterými se amatér nejapíše setká - obr.3/:

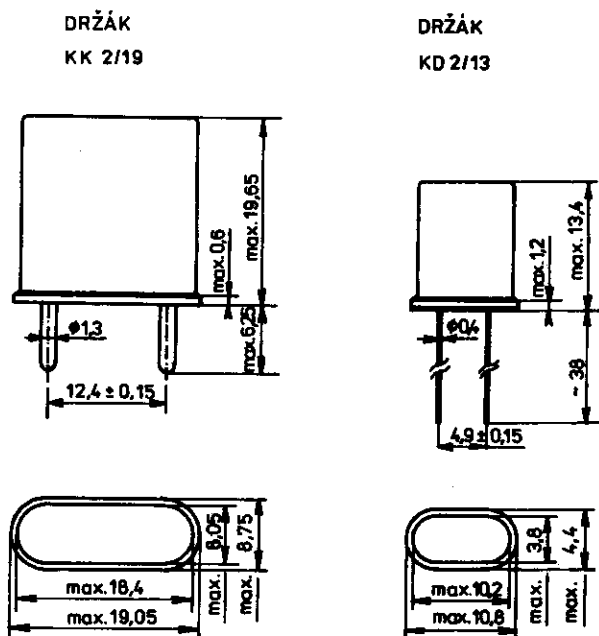
KK 2/19 - kovový hermetický držák, snadno se otevírá. Držák upneme na nožičky do stolního svěráčku. Po dostatečném nahřátí po celém obvodu základny opatrně sejmete plochými kleštěmi klobouček tak, abychom se nedotkli výbrusu.

KD 2/13 - miniaturizovaná obdoba předešlého. Stejný postup.

SD 4/24-9 - skleněný držák, známé baňky průměru 10 mm. Nelze otevírat bez sklářské dovednosti.

S krystaly v pouzdru KK 2/19 se setkáme v radiostanicích Ra-

cek, Boubín. Pouzdro KD 2/13 je v současné době nejrozšířenější. Jsou do něho vkládány krystaly pro modelářské soupravy dálkového ovládání modelů, setkáme se s ním i v některých radiostanicích



Obr.3. Kovové držáky krystalů

Tesla. Z krystalů v tomto pouzdře jsou skládány i filtry PKF 10,7/15A a PKF 9 MHz.

V poslední době používá Tesla všeobecně nové pouzdro SD 2/13, které tvarem i rozměry připomíná KD 2/13, je ale skleněné a tím i méně vhodné pro amatérské zásahy.

Mezi amatéry se dále často vyskytují krystaly z radiostanic RM31, R021 apod. Souhrnně možno říci, že jsou o něco méně kva-

litní než nová řada krystalů, např. typy A... mají poněkud menší aktivitu. Určitou nestabilitu vnáší i základna z bakelitu, proto při jejich montáži, např. do filtrů, používáme raději nízkotavitelnou pájku. Tu nebudeme pracně slévat, ale zakoupíme v kuchyňských potřebách několik tepelných pojistek do tlakových hrnců. Pracuje se s nimi obdobně jako s normální cínovou pájkou, k dostatečnému prohřátí postačí minipáječka.

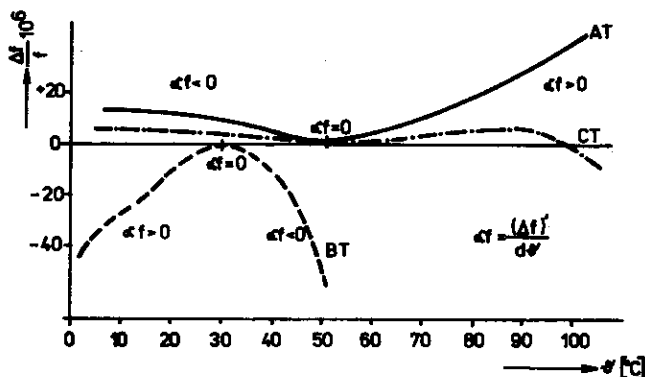
Krystaly typu RM31 otvíráme tak, že je upneme do stolního svěráčku za klobouček základnou v rovině čelistí. Malým šroubovákem potom odehneme /odpáčíme/ zahnuté okraje kloboučku, až se základna zcela uvolní; snažíme se přitom nepoškodit těsnicí vložku. Po povolení svěráčku by měl jít krystal i se základnou lehce vyjmout. Stejně tak ve svěráku krystal uzavíráme. Svěrák je nutný z toho důvodu, že při práci pouze v ruce nám zaručeně šroubovák vjede buď do ruky nebo do krystalu, popřípadě krystal upadne na zem. Výsledný efekt je vesměs negativní.

Ať už jsou názory na kvalitu krystalů typu RM31 jakékoliv, je jisté, že se budou ještě dlouho používat a mnohokrát nám dobře poslouží.

Tolik o mechanické konstrukci držáků. Závěrem, protože to vlastně k mechanice patří, je nutno zdůraznit, že pouzdra krystalů zásadně nenavrtáváme /ať už za účelem foukání jódu či jiným/.

Teplotní vlivy ovlivňují fyzikální vlastnosti krystalu, tedy především vlastní rozměry výbrusu, ale i držáku či elektrod. Tím se mění i jmenovitý kmitočet. Průběh teplotního součinitele v závislosti na teplotě závisí především na řezu výbrusu, názorně tuto závislost ukazuje obr.4.

Řez AT má průběh teplotního součinitele ve tvaru kubické paraboly $\alpha_f = x^3$, BT kvadratický průběh $\alpha_f = x^2$, CT a GT opět kubický s velmi malým teplotním součinitelem v širokém rozsahu. Právě řezy CT a GT jsou proto označovány jako "normálové". Typickou vlastností AT řezu, se kterým se amatér nejvíce setkává,



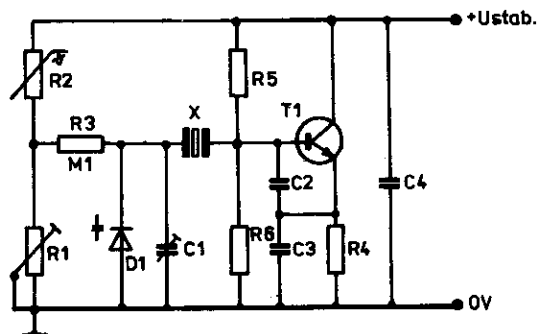
Obr.4. Průběhy teplotních součinitelů řezů AT, BT a CT

je vrchol /inflexe/ paraboly v okolí 55°C , proto se ponejvíce termostaty vytápějí právě na tuto teplotu. Přesto však výrobce vhodnou technologií může vyrábět krystaly, u kterých je v určitém rozmezí průběh tepelného činitele ne sice nulový, ale konstantní v zaručovaném rozsahu. To platí zejména pro teplotu 20°C , pro kterou jsou vyráběny krystaly do radiostanic a filtrů, kde by použití termostatu bylo jistě velmi problematické.

Protože není účelem této kapitoly zabývat se krystaly z hlediska dlouhodobé kmitočtové stability, pomíneme termostaty jakožto věc pro amatérská zařízení nevýhodnou po stránce energetické i rozměrové. Přesto však je nutné se alespoň zmínit o

teplotní kompenzaci pomocí termistoru a varikapu, která se dosud v amatérské technice příliš nerozšířila.

Princip je na obr.5. Teplotně závislý dělič napětí /termistor s rezistorem R1/ řídí varikap, doladující krystal v opačném smyslu teplotní závislosti. Podmínkou je stabilizované napětí a dokonalá teplotní vazba všech součástí oscilátoru, majících



Obr.5. Teplotní kompenzace kmitočtu krystalu termistorem

vliv na kmitočet; tzn. i stabilizátoru napájecího napětí. Nutnost umístění do silnostěnného boxu z hliníku není jistě třeba zdůrazňovat. Praktické výsledky odpovídají středně kvalitnímu termostatu, spotřeba energie je však nepatrná.

1.2 ÚPRAVA KMITOČTU KRYSTALŮ

Je samozřejmé, že jakékoli zásahy do krystalu se snahou změnit jeho kmitočet mohou nepříznivě ovlivnit další vlastnosti, zejména jakost Q /tedy i aktivitu/ a dlouhodobou stabilitu. Amatér je oproti profesionálnímu konstruktérovi v nevýhodě,

protože zpravidla pracuje s výprodejními krystaly, často staršího typu. Metod, jak upravovat kmitočet krystalů, byla již publikována celá řada, jde o to vybrat z nich ty nejosvědčenější.

Kmitočet krystalu můžeme trvale změnit v jistých mezích působením na jeho fyzikální vlastnosti. Pomineme prehistorické metody jako používání karborundových brousek apod. U dnešního krystalu nemáme stejně jinou možnost než působit na stříbrné elektrody. Jak již bylo řečeno, zvětšováním hmoty elektrod kmitočet klesá, protože se zvyšuje i celková hmotnost krystalu. Naopak při ubírání hmoty elektrod kmitočet stoupá.

Elektricky tyto děje znamenají, že při nanášení hmoty elektrod se zvětšuje i sériový ztrátový odpor a tím klesá jakost Q a aktivita, částečně se zhorší i stabilita /viz náhradní schéma/. Evidentně při ubírání elektrod můžeme očekávat zvýšení Q a aktivity. Hmotnost elektrod má tedy vliv na tlumení krystalu.

Předem několik zásad. Veškeré zásahy provádíme na zcela otevřeném krystalu, proto

- na elektrody musíme vidět /žádné navrtávání dírek/
- na krystal se nesahá ani prsty, ani mechanickými nástroji
- zásahy provádíme v tom zapojení, ve kterém má krystal pracovat, tedy třeba v daném přístroji.

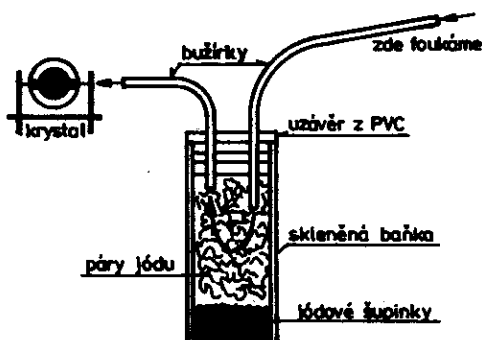
Podle relativní změny kmitočtu použijeme příslušnou metodu, pokud možno výhradně chemickou.

Malé změny kmitočtu: Uvažujeme zde změnu kmitočtu do 0,2 promile, tj. asi 2 kHz na kmitočtech řádově 10 MHz.

Snižování kmitočtu v malých mezích se dosud nejvíce provádí jódováním. Používáme zásadně krystalický jód, žádnou tinkturu. Jódové páry nanášíme na krystal foukáním, proto si z lékovky

nebo zkumavky zhotovíme podle obr.6 jódovačku. Jemným fouknutím nanесeme část jódových par na elektrodu krystalu, přitom pozorně sledujeme čítač, abychom zbytečně "nepřeželi". Pro odpařování jódu stačí zahřívání lékovky v ruce. Zásadně nespěcháme, kmitočet krystalu se částečně "vrací".

Po hodinové přestávce, po kterou necháme krystal kmitat, provedeme poslední jemnou korekci a pomocí elektrického vysoušeče



Obr.6. Jódovačka

vlastů několik teplotních cyklů ofukováním střídavě teplým a studeným vzduchem. Je nutno počítat s vlivem krytu, u zmíněných krystalů okolo 10 MHz snižuje kovový kryt kmitočet asi o 100 až 200 Hz, při uzemnění krytu 300 až 400 Hz. Po ukončení práce nespomente nikdy jódovačku hermeticky dokonale uzavřít, nejlépe do skleničky od dětské výživy /jistě si dovedete snadno představit, co udělá sublimující jód v pracovním stole .../. Kmitočet ještě jednou kontrolujeme druhý den po 24 hodinách, potom lze krystal uzavřít, znovu skontrolovat a doufat, že se vše zdeřilo.

Na jód působí vlivy tepla a světla, nelze ho proto používat u relativně větších změn a už vůbec ne foukáním přes dírky. Velice názorně to dokazují staré krystaly z RM31, které byly již při výrobě zásadně jódovány /proto též různorodá kvalita/. Vybrat z nich několik shodných je velmi obtížné i z většího počtu kusů. Každý krystal dlouhodobě stárne, jódovaný obzvlášť. O stabilnější metodě, elektrochemickém nanášení stříbra, se zmíníme později.

Zvyšování kmitočtu v malých mezích je jedinou mechanickou metodou, kterou lze připustit. Dříve se k tomuto účelu používalo tvrdé gumy nebo i žiletky. Při gumování krystal občas praskl nebo se zašpinil, žiletkou není problém udělat do elektrody rýhu. Nejlepší a doslova profesionální metodou je použití štětečku ze skleněných vláken. Dříve byl vzácný, dnes lze v každém papírnictví zakoupit "škrabátko na tuš". Používá se tak, že při vyvinutí minimálního tlaku jemně oprašujeme obě elektrody krystalu rovnoměrně po celé ploše, za současného sledování posunu kmitočtu a kolektorového proudu příslušného oscilátoru. Kolektorový proud je ostatně vhodné sledovat při jakékoli manipulaci s krystaly, jeho změny jsou úměrné změnám aktivity a tedy i součiniteli jakosti Q .

Větší změny kmitočtu: Požadujeme-li větší trvalou změnu kmitočtu /až 0,5 %/, daří se nám lépe směrem k vyšším kmitočtům. Důvod je jasný - ubíráním hmoty elektrod jakost Q i aktivita spíše vzrůstá. Stříbra je na elektrodách poměrně hodně /zvlášť u typů RM31/ a ze předpokladu rovnoměrného ubírání stříbrné vrstvy je horní hranicí stav, kdy jsou elektrody již vlastně průsvitné, ale ještě vodivé. Nevýhodou všech těchto metod je

nemožnost současného sledování kmitočtu a tedy nutnost jistého odhadu, který lze získat jen cvikem.

Chemická metoda se vlastně podobá procesům při fotografii. Za tím účelem zakoupíme ustalovač UN201 /zelený/ a připravíme asi 30 % roztok thiosíranu - to je ta větší polovina sáčku, tedy krystalický sirnatan sodný.

Krystal ponoříme do roztoku a sledujeme, jak jódová vrstva mizí. V roztoku se rozpouští jak povrchová vrstva jódu, tak i jodiid stříbrný, ba i částečně stříbro, ale to velmi pomalu. Ostatně fotoamatéři znají velmi dobře, jak umí ustalovač vybělit fotopapír, zapomenutý na dně misky. Skutečnost, že ve fotografii jde o jiný halový prvek - brom, na věci nic nemění. Pro krystaly řádově 10 MHz můžeme při tomto prvním kroku počítat se změnou asi 20 kHz, záleží samozřejmě na koncentraci roztoku. Další postup je opět stejný jako ve fotografii - důkladné praní pod tekoucí vodou po dobu 5 minut a posléze řádné vysušení pomocí elektrického vysoušeče vlasů.

Následuje kontrola kmitočtu a kolektorového proudu v daném oscilátoru. Je-li dosažená změna nedostatečná, je nutno krystal znovu najódovat pomocí jódovačky a celý postup opakovat. Jódujeme pravidelně po celé ploše elektrod, přívodním páskům se vyhneme. Rovnoměrné nanášení jódu lze odhadnout podle změny barvy nanesené vrstvy. Vytvořená vrstva i z částí sloučeného stříbra se opět smyje v roztoku atd., postup lze opakovat až do úplného zmizení polepů a tím i znehodnocení krystalu. Lze dosáhnout změny asi 200 kHz pro krystaly kolem 10 MHz.

Popsaná metoda je poměrně účinná a pro krystaly bezpečná, pro větší požadované změny však přesto pomalá. Zde se nabízí

použít metodu elektrochemickou. Jde vlastně o galvanické odleptávání nebo leštění. Krystal se nejdříve zbaví povrchové vrstvy chemickou metodou popsanou výše v koncentrovanějším roztoku thiosíranu. Tím dosáhneme naprosto čistých elektrod. Nyní si připravíme slabý roztok /asi 3 krystalky thiosíranu na 1 del vody/, spojíme obě elektrody krystalu. Na elektrody připojíme kladný pól baterie, záporný přes miliampérmetr na versatilku, jejíž tuhu používáme větším či menším ponořením do roztoku jako proměnný odpor. Volíme raději menší proud do 5 mA, který nám spolu s malou koncentrací zaručí rovnoměrnost leptání. Přesto je leptání poměrně rychlé, až 50 kHz za 1 minutu. Proto, než získáme praxi, je lépe postupovat po krátkých časových intervalech. Následuje důkladné praní a sušení jako u čistě chemické metody.

V souvislosti s elektrochemickým odleptáváním byl skoušen i opecný postup, tj. galvanické nanášení stříbra. Je to možné, pokud se smíříme s tím, že kmitočet směrem dolů nelze posunout v tak velkých mezích; klesá jakost Q i aktivita. To platí ostatně i o jódování; nanášení stříbra má však výhodu ve větší stálosti nanesené vrstvy. Jako nevýhodné se ukázalo použití starého ustalovače; vyloučené stříbro bývá černé a nestabilní. Pokud se chceme vyhnout použití jedovatých kyanidových lázní, jde to nejlépe ve slabém roztoku dusičnanu stříbrného /lapis/. Krystal připojíme na záporný pól, jako kladný pól /anodu/ použijeme stříbrný drátek. Dusičnan rozpustíme raději v destilované vodě, proudovou hustotu volíme opět malou. Předpokladem úspěchu je čistý povrch elektrod, které před operací zbavíme povrchové

vratky opět v roztoku thiosíranu, řádně vypereme a ještě za mokra vložíme do dusičnanu.

Tolik tedy o alchymii v oboru krystalů. Jisté je, že popsané postupy rozšiřují naše možnosti co do výběru potřebných krystalů, kterých mezi amatéry nebude nikdy dost. Na rozdíl od mechanických metod jde o způsoby pro krystal bezpečné a stabilní.

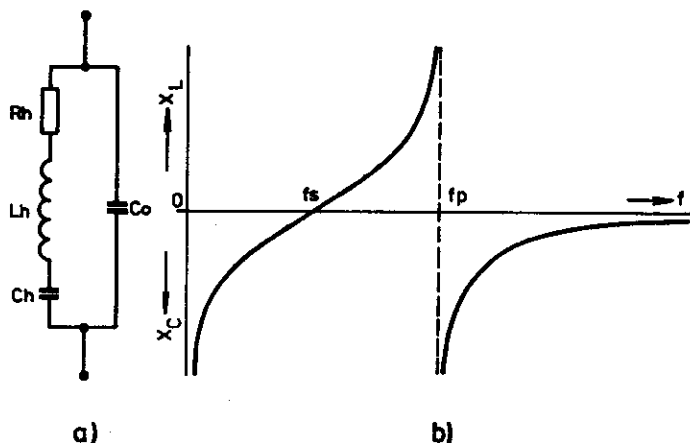
Na závěr alespoň zmínku o poměrně mladé metodě zvyšování kmitočtu krystalů pomocí koronárního výboje, což je způsob používaný v profesionální praxi. Přiblížení vodiče se střídavým vysokým napětím /nejlépe vyššího kmitočtu/ ke krystalu vzniká na povrchu elektrod koronární výboj, postupně odnášející jednotlivé ionty stříbra. V amatérských podmínkách je nejprůhodnější a také nejbezpečnější použít zdroje vysokého napětí z černobílého televizoru /asi 18 kV/. Volíme takové zapojeníkušebního oscilátoru, při kterém je jedna elektroda krystalu uzemněna /Clapp, Pieros/. Oscilátor byl sice vyzkoušen s tranzistory /dokonce i unipolárními J-FET/, přesto však vzhledem k bezprostřední blízkosti vysokého napětí by byla možná vhodnější elektronková verze. Z tranzistorových zapojení lze doporučit oscilátory, které budou uvedeny v další kapitole na obr.16 a 17. Kondenzátory zapojené v sérii s krystalem musí být dimenzovány na co nejvyšší napětí, protože oddělují aktivní prvek od obvodu vn. Usměrňovač vn z televizoru vyjme, napětí vytvářející koronu musí být střídavé.

Výhodou popsané metody je možnost přímého sledování změny kmitočtu krystalu čítačem připojeným na výstup oscilátoru. Kmitočet krystalu stoupá poměrně zvolna, takže jej lze nastavit s dostatečnou přesností.

Nejdůležitější pro amatérskou praxi je však skutečnost, že pomocí koronárního výboje lze upravovat kmitočet krystalů ve skleněných pouzdrech bez nutnosti jejich otvírání. V případě častějšího používání se vyplatí zhotovit si jednodušový přípravek. Použijeme vn transformátor z vyřazeného televizního přijímače /vlastně modernizovaný Teslov transformátor/ s příslušným spínacím tranzistorem a budícím obvodem.

1.3 ZMĚNA KMITOČTU KRYSTALŮ VNĚJŠÍMI OBVODOVÝMI PRVKY

Na kmitočet krystalového oscilátoru lze v jistých malých mezích působit změnou reaktance v obvodu krystalu. Předem je nutno osvětlit si některé další pojmy. Náhradní schéma /viz obr.1/ si znázorníme v obvyklejším vyjádření na obr.7a/. Protože krystal má obvykle více rezonancí, hovoříme obecně o h -té vlastní



Obr.7a/ Náhradní obvod pro h -tou vlastní rezonanci

7b/ Průběh reaktance v okolí h -té vlastní rezonance

rezonanci - to má význam především pro harmonické výbrusy. Průběh reaktance je obecně na obr.7b/. Vidíme, že na ose kmitočtu jsou vyjádřeny dva význačné body: f_s - tj. sériová rezonance a f_p - paralelní rezonance. Přitom sériová rezonance je vždy kmitočtově nižší než paralelní. Rozdíl těchto kmitočtů si můžeme představit tak, že při sériové rezonanci uvažujeme pouze sériový obvod L_h, C_h, R_h . Při paralelní rezonanci uvažujeme i vliv kapacity elektrod a držáku C_o , která je pak vlastně zapojena v sérii s C_h , tím zmenšuje celkovou kapacitu obvodu a důsledkem je poněkud vyšší paralelní rezonance f_p . Z této skutečnosti vyplývá i závěr, že kmitočet harmonického krystalu není zcela přesným násobkem základního kmitočtu, často publikovaný bez dalšího vysvětlení. Pro vyšší kmitočty bude mít totiž kapacita C_o reaktanci podstatně odlišnou. Z výše uvedeného vyplývají dva základní vztahy:

$$\text{sériová rezonance} \quad f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_h \cdot C_h}}$$

$$\text{paralelní rezonance} \quad f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_h \cdot \frac{C_h \cdot C_o}{C_h + C_o}}}$$

kde výraz $\frac{C_h \cdot C_o}{C_h + C_o}$ je evidentně sériovou kombinací kapacit C_h a C_o .

Pro úplnost zopakujeme vztah pro činitel jakosti

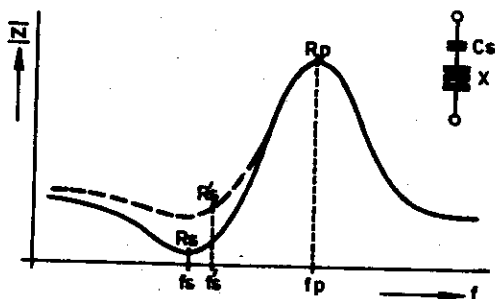
$$C_h = \frac{2\pi f_s L_h}{R_h}$$

Z reaktančního průběhu na obr.7b/ si můžeme znázornit závislost absolutní hodnoty impedance $|Z|$ na kmitočtu /viz obr.8/. Odpor

R_s při sériové rezonanci má velmi malou hodnotu

$$R_s = \frac{2\pi f_s L}{Q}$$

Protože se nyní zaměříme na krystaly pracující na své základní kmitočtu, označování indexem "h" nebudeme až na další



Obr.8. Vliv sériového kondenzátoru C_s

používat. Přidáním sériového kondenzátoru C_s /přičtením jeho reaktance/ se zvětší sériový odpor složeného obvodu na R_s' ; kmitočet f_s na f_s' . Protože ostatní prvky $/L/$ náhradního schématu se nemění, musí se částečně zmenšit Q . Zapojení sériového kondenzátoru zvyšujeme tedy kmitočet f_s krystalu.

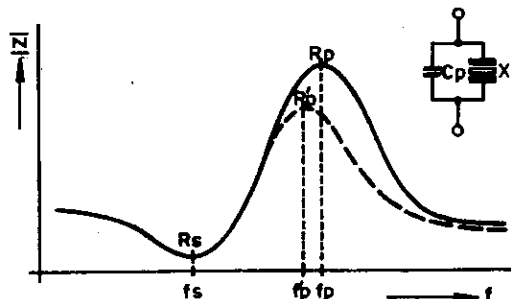
Stejně či obdobně můžeme tedy podle reaktančního průběhu z obr.7b/ vyšetřit chování krystalu v oblasti paralelní rezonance na obr.9. Odpor R_p při paralelní rezonanci má velmi vysokou hodnotu

$$R_p = 2\pi f_p L Q$$

Přidáním kondenzátoru C_p /paralelní spojení reaktancí/ zmen-

ší se R_p na R'_p . Kmitočet f_p se sníží na f'_p a opět částečně poklesne Q .

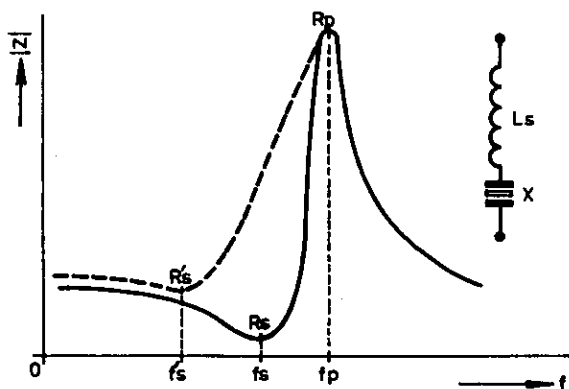
Shrneme-li oba tyto případy, lze říci, že velikost doladění Δf je u sériového kondenzátoru omezena jeho nejmenší kapacitou C'_g a u paralelního jeho největší kapacitou C'_p , kterou lze s ohledem na pokles činitele jakosti Q připustit.



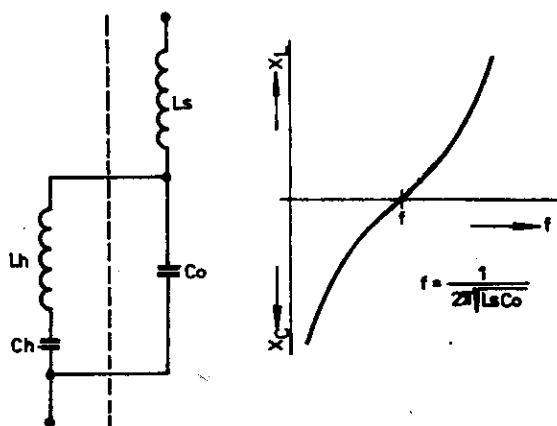
Obr.9. Vliv paralelního kondenzátoru C_p

Výše uvedené vlivy jsou všeobecně známé a mnohokrát popsány v odborné literatuře. Z hlediska impedančního průběhu však popisují chování krystalu pouze v úzké kmitočtové oblasti mezi f_s a f_p , kde má reaktance kladný průběh. Strmost křivky $|Z|$ je v této oblasti též značná, v každém případě mimo možnost rozumného grafického znázornění.

Dále se budeme zabývat oblastí kmitočtů nižších než f_s , kde má reaktance záporný, kapacitní charakter. V této oblasti má i průběh $|Z|$ menší strmost a tedy i změny Q budou menší při větším dosažitelném přeladění Δf . Princip znázorňuje obr.10. Sčítají se dvě induktivní kladné reaktance, X_Q a X_L . Transformace sériového odporu R_s na R'_s je obdobná jako v předešlých přípa-



Obr.10. Vliv sériové indukčnosti L_s



Obr.11. Náhradní obvod s L_s - dva sériové obvody

dech, s tím, že rozdíl $f_g - f'_g$ je větší. Můžeme si to znázornit též jinak /viz obr.11/. Připojením sériové indukčnosti ke krystalu vznikly vlastně dva sériové laděné obvody $L_h C_h$ a $L_g C_o$.

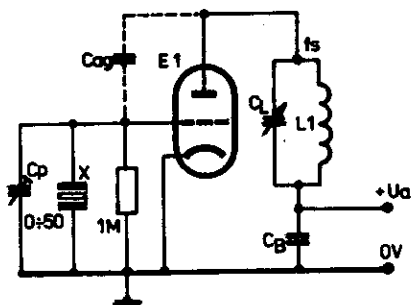
Ovlivňování kmitočtu krystalu nastane, teprve když bude obvod $L_g C_o$ naladěn na kmitočet nižší než je sériová rezonance krystalu, tedy do záporné oblasti reaktance. Z toho je možno stanovit podmínku minimální indukčnosti sériové cívky L_g

$$L_{\min} = \frac{1}{\omega_g^2 C_o}$$

V praxi postupujeme tak, že indukčnost volíme ještě o něco větší, dokud nedojde k podstatnému zhoršení Q /počátek vysazování zkušebního oscilátoru/. Velký vliv zde má i nastavení optimálního pracovního bodu a zpětné vazby. Cívka má mít pokud možno maximální Q , malou vlastní kapacitu, dále je nutno omezit přídavné parazitní montážní kapacity na minimum. Ledit můžeme samozřejmě cívku, ale spíše to lze provést sériovým otočným kondenzátorem, který vlastně zmenšuje kapacitu C_o pomocného obvodu. Protože jsme již uvedli, že kapacita C_o běžných krystalů je asi 5 až 10 pF, je požadavek minimální počáteční kapacity ladícího kondenzátoru evidentní a proto se přes nevýhody menšího činitele jakosti Q setkáme spíše s varikapem.

Celý princip pak nazýváme "taháním kmitočtu"; celkem oprávněně, protože přídavný sériový obvod $L_g C_o$ skutečně nutí krystal pracovat na nižším kmitočtu. Cívku L_g nazýváme fázovací cívka - toto označení opět odpovídá skutečnosti, protože při znázornění vektory v komplexní rovině jde vlastně o natáčení vektoru kladné reaktanční složky /induktivní/ a její vektorový součet s denou reaktancí krystalu pro kmitočty nižší než f_g .

Pomocí obr.11 jsme si tedy vysvětlili chování krystalu pro kmitočty nižší než f_s , dále v intervalu $f_s - f_p$ při doladování shora i zdola. Zbývá popsat doladování v oblasti kmitočtů vyšších než f_p , což je převou lahůdkou z praktického hlediska, neboť jde o exkurzi do dávné radioamatérské historie. Zapojení bylo používáno v elektronkové éře /jako vůbec všechna zapojení využívající paralelní rezonance krystalu byla typická pro elektronky, neboť předpokládají vysoké vstupní impedance/ a označováno jako TPTG /tuned plate-tuned grid, tj. laděná anoda - laděná mřížka/. Elektronkové éře dodnes zůstalo poplatné označování krystalů, neboť kmitočet na nich uvedený platí pro paralelní rezonanci s předepsanou pracovní kapacitou 20 nebo 50 pF. V případě sériové rezonance je tato výslovně uváděna.

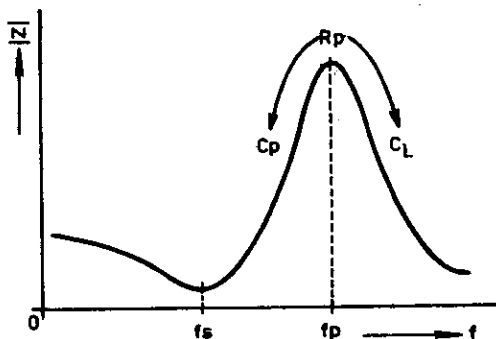


Obr.12. Oscilátor TPTG

Zapojení TPTG je v původní podobě na obr.12. Používaly se zásadně triody, protože v podstatě šlo o Millerův oscilátor doplněný laděným okruhem v anodě. Tento typ oscilátoru ke své funkci předpokládá určitou velikost vnitřní kapacity C_{ag} /Millerova

kapacita/, typickou pro triody. V případě pentod se tato kapacita musela doplňovat vně elektronky jako přídavná a v oscilátoru TPTG působila jako vazební prvek, přes který byl krystal "tahán" laděním výstupního obvodu. Rozumí se samozřejmě, že výstupní obvod pracoval na jmenovitém kmitočtu krystalu.

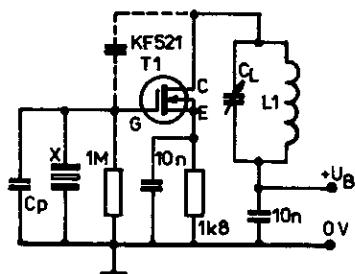
Princip, analogický obr.9, je na obr.13. Ladění od paralelní rezonance dolů se provádělo paralelním kapacitním trimrem ke



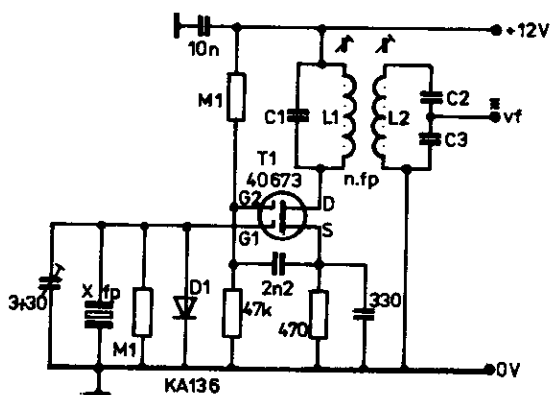
Obr.13. Ladění krystalu v oscilátoru TPTG

krystalu, ladění nahoru zmenšováním kondenzátoru C_L , tedy přeladováním anodového obvodu k vyšším kmitočtům. Ladění mělo svůj charakteristický průběh - se zmenšováním kapacity C_L kmitočet stoupal, až v určitém bodě došlo k "utržení" krystalu se synchronizace a k novému nasazení kmitů bylo nutno se kondenzátorem C_L vrátit daleko zpět na kmitočet paralelní rezonance f_p . To ostatně platí i pro "fázovací cívku" z obr.10.

Pro ty, kteří s trochou nostalgie vzpomenu nyní zašlých dob elektronkové slávy, uvádíme jako odškodnění zapojení na obr.14. Zapojení TPTG využívá tranzistoru řízeného polem; lze



Obr.14. Obdobá zapojení TPTG
s unipolárním tranzistorem

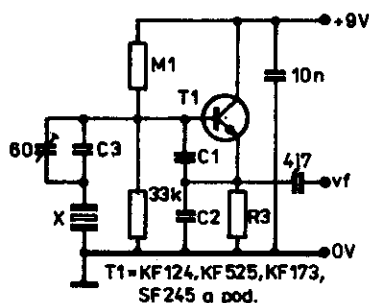


Obr.15. Millerův oscilátor s násobením kmitočtu

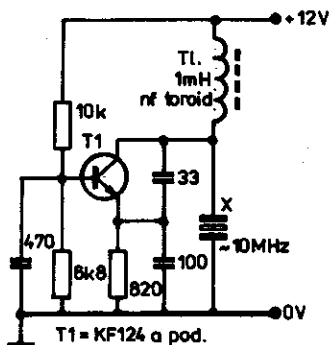
vyzkoušet s uvedeným MOS, ale i s typem J-FET. Posléze důkaz o tom, že radioamatéři nestárnou, podává zapojení na obr.15. Autor -- jistý Miller ...

Probrali jsme tedy postupně všechny tři důležité oblasti reaktenčního průběhu krystalu a můžeme shrnout a uvést praktické příklady.

1. Oblast kmitočtů okolo f_p využívá paralelní rezonance krystalu, který je zde vlastně paralelním laděným obvodem. Požadavek minimálního tlumení /zachování Q/ vede tedy k použití aktivního prvku s vysokou vstupní impedancí. Užití unipolárních tranzistorů bylo již naznačeno. U bipolárního tranzistoru lze zvýšení vstupní impedance báze dosáhnout pouze v zapojení se společným kolektorem /emitorový sledovač, obr.16a/ a dále v zapojení se společnou bází, které dosahuje vysoké impedance v obvodu kolektoru /obr.16b/.



a)



b)

Obr.16a/ Krystal AT v paralelní rezonanci, zapojení SC, Clapp

16b/ Krystal AT v paralelní rezonanci, zapojení SB, Clapp

Doporučená zapojení bipolárních tranzistorů pro krystaly AT v paralelní rezonanci uvádí obr.16a/. Nutno připomenout, že hodnoty vysoké impedance, typických pro unipolární typy, resp. elektronky, nelze jednoduše dosáhnout a krystal je zde více tlumen. Sériová kombinace C_1 , C_2 , C_3 , spolu s připojeným kapacitním trimrem, tvoří doporučenou pracovní kapacitu krystalu. Zvětšování kapacity trimru ladíme krystal dolů pod f_p /viz obr.9/. Další stupeň je navázán pouze velmi malou kapacitou, aby bylo ovlivňování oscilátoru co nejmenší. Často je nutno použít dobrý oddělovací stupeň.

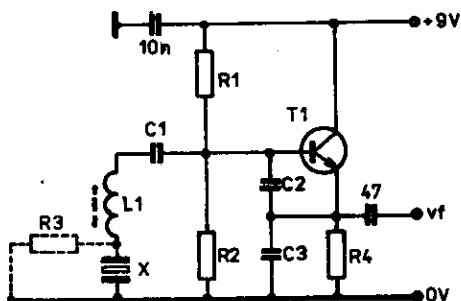
2. Oblast kmitočtů v okolí f_p využívá sériové rezonance, krystal je zde zapojen jako sériový laděný obvod. Protože impedance sériového laděného obvodu v rezonanci je velmi malá /zvláště u krystalu/, nejsou na vstupní impedanci aktivního prvku zvláštní nároky. Proto je zde běžné využití bipolárního tranzistoru a to je také důvodem velké obliby tohoto zapojení v poslední době. Krystal je minimálně ovlivňován jak aktivním prvkem /rozdíl impedancí je několik řádů/, tak i zátěží. Proto se často můžeme setkat s odběrem signálu z kolektoru nebo se zařazením kolektorového obvodu LC, laděného na násobek oscilačního kmi-

Tabulka 1.

f [MHz]	R_3 [Ω]	C_1 [pF]	C_2 [pF]	C_3 [pF]
0,95 - 3	3300	220	220	0 - 680
3 - 6	3300	150	150	30 - 120
6 - 10	2200	150	150	30 - 120
10 - 18	1200	100	100	30 - 120
18 - 21	680	68	33	30 - 120

točtu. Zde je vhodnější použít pásmovou propust. Oscilátor je zapojení typu Clapp s jeho typickými vlastnostmi.

Kmitočet bude vždy nižší než údaj na krystalu /viz rozdíl $f_p - f_s$ /. Rezistor R3 tlumí vedlejší parazitní rezonance a není vždy nutný. Zmenšováním kapacity C1 lze posouvat kmitočet vzhůru nad f_s /dle obr.8/. Dalším zvětšováním indukčnosti L1 nad uvedenou hodnotu přechází zapojení ve VX0, který bude popsán dále. Clappovo zapojení pro sériovou rezonanci je na obr. 17.



Obr.17. Krystal AT v sériové rezonanci, zapojení SC, Clapp

Obě výše uvedené pracovní oblasti /1. 1,2/ využívají ke změně kmitočtu pouze interval $\langle f_p - f_s \rangle$, který je velmi úzký. Dosažitelné rozladění Δf bude vždy menší než tento interval. Platí zde vztah

$$\Delta f \langle f_p - f_s \rangle = \frac{f_p}{2 \frac{C_o}{C_h}}$$

kde C_o je kapacita elektrod a držáku, C_h aktivní kapacita náhradního schématu. Pro AT řez je jejich poměr 200 až 300. Jak

Tabulka 2.

f [MHz]	$R1$ [k Ω]	$R2$ [k Ω]	$R3$ [Ω]	$R4$ [Ω]	$C1$ [nF]	$C2, C3$ [pF]	$L1$ [μ H]
0,95 - 1,65	68	33	-	2200	4,7	680	42,5
1,6 - 2,5	68	33	-	2200	4,7	680	16,5
2,5 - 4	68	33	560	1500	4,7	220	16,5
4 - 6	15	6,8	560	1500	1	270	8,5
6 - 10	15	6,8	560	1500	0,15	220	4,5
10 - 15	15	6,8	560	680	0,1	220	2
15 - 21	15	6,8	560	680	0,1	100	1

Pozn.: Indukčnost $L1$ je udána pro prázdnou cívku bez jádra. Materiál doladovacího jádra volíme podle pracovního kmitočtu.

již bylo uvedeno, dosažitelná změna nebude větší než 0,2 promile.
Hodnoty součástí pro zapojení na obr.16a/ a 17 jsou v tabul-
kách 1. a 2.

2. ŘÍDÍCI OSCILÁTORY A KMITOČTOVÉ ÚSTŘEDNY

Každý FM transceiver pracující na principu směšování vyžaduje a také obsahuje především část, potřebnou k jednoznačnému určení pracovního kmitočtu nebo kanálu. Jde o kmitočtovou ústřednu nebo místní oscilátor. Tento tzv. generátor řídicího kmitočtu pro FM zařízení bývá řešen jako:

- 1/ Krystalový oscilátor s příslušným řetězem násobičů /obvykle trofejní zařízení jako VXW010, VKN101 atd./
- 2/ Stabilní /víceméně/ VFO s řetězem násobičů /Boubín/
- 3/ Rozladovaný krystalový oscilátor /VXO/, nebo napětím rozladovaný krystalový oscilátor /VCXO/
- 4/ Oscilátor LC přímo na požadovaném vysokém kmitočtu
- 5/ Směšovací VFO /VFX, Super VFO/
- 6/ Kmitočtový syntezátor, tj. převážně složitější obvodové řešení využívající fázového nebo kmitočtového závěsu, často s číslicovou tvorbou pomocných kmitočtů, s možností připojení číslicové stupnice.

Další systémy bývají buď kombinací předěšlých, nebo využívají poněkud odlišných principů - zde nutno připomenout perspektivní systém číslicově-analogového doladování /DAFC/.

Každý způsob má své výhody i nevýhody. Po stránce stability, což je vlastnost především požadovaná, jsou nejvýhodnější způsoby 5 a 6. Způsob 1 je též stabilní, ale z amatérského hlediska velice neekonomický vzhledem k potřebě značného počtu krys-

talů; proto se s ním setkáme spíše v případě úpravy inkurantních radiostanic.

Hledisko stability generátorů kmitočtu bylo až do nedávné doby dominantní. Teprve v poslední době stále více vystupuje do popředí otázka spektrální a šumové čistoty těchto generátorů jakožto omezujícího faktoru při dosažení maximální citlivosti a intermodulační odolnosti VKV přijímačů. Z tohoto hlediska, včetně požadavku jednoduchosti, by tedy bezpochyby nejlépe vyhověl volně kmitající oscilátor LC /VFO/ přímo na požadovaném kmitočtu, kdyby u něho bylo možné dosáhnout vyhovující stability. O možnostech v tomto směru se zmíníme později, nyní se pokusíme seřadit zdroje kmitočtu podle spektrální, resp. šumové čistoty:

- 4/ Oscilátor LC napájený z dokonale filtrovaného a bezšumového zdroje.
- 2/ VFO s násobiči za předpokladu použití nízkošumových prvků a alespoň jednoduchých pásmových propustí mezi správně přizpůsobenými stupni.
- 3/ VKO nebo VCKO se stejnými předpoklady jako 2/.
- 1/ Krystalový oscilátor /CO/ s násobiči opět se stejnými předpoklady.
- 5/ Směšovací VFX. Opět platí zásada pásmových propustí, dále směšování na nízké výkonové úrovni a pokud možno s lineárními prvky. S výhodou lze využít vyvážených zapojení s unipolárními tranzistory.
- 6/ Kmitočtový syntezátor s fázovým závěsem, ovšem zde jsou velké rozdíly, takže při splnění jistých předpokladů může v žebříčku postoupit i o několik míst. Současná

součástková základna umožňuje konstrukci kvalitních syntetizérů při relativní jednoduchosti.

Vraťme se ale k zapojením nejjednodušším, vhodným pro nenáročný provoz FM. Na šumovou čistotu oscilátoru má vliv i jeho napájení a blokování. Např. jednoduchý stabilizátor se Zenerovou diodou produkuje intenzivní šum. Je proto nutno používat složitější stabilizátory a blokovat i filtrovat kvalitními kondenzátory. Při špičkových požadavcích je nutno též velmi uvážlivě koncipovat člen určující kmitočet /laděný okruh/ po stránce kvality součástek.

Dále je velmi výhodné osazovat oscilátory tranzistory J-FET /malý šum, vysoký vstupní odpor/. Vazba oscilátoru na delší, obvykle oddělovací stupeň též hraje svou roli; lépe než běžnou kapacitní vazbu je použít volnou induktivní vazbu.

Zejména u krystalových oscilátorů se stává, že se ve výsledném signálu mohou vyskytnout i jiné kmitočty kromě požadovaného /tj. mnohovlnnost krystalových rezonátorů/. To nejmenší, co můžeme v praxi učinit, je kontrola signálu jakéhokoli oscilátoru vhodným osciloskopem. Na stínítku kontrolujeme sinusový průběh signálu.

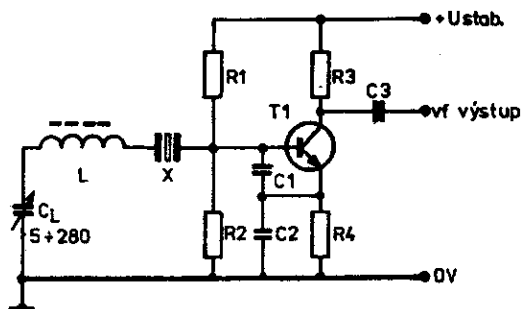
U oscilátorů LC /VFO/ se optimální průběh signálu nastavuje stupněm kladné zpětné vazby, a to i za cenu snížení amplitudy.

U krystalových oscilátorů, jmenovitě v zapojení pro sériovou rezonanci /viz obr.17/ má zásadní význam velikost tlumivého rezistoru R_3 paralelně ke krystalu. Jeho volbou lze nejen potlačit parazitní rezonance, ale i zdůraznit požadovaný harmonický kmitočet v případě harmonických oscilátorů.

2.1 ROZLAĐOVANÉ KRYSTALOVÉ OSCILÁTORY

Krystalové oscilátory, popsané v předcházející kapitole, pracují na pevném, předem zvoleném kmitočtu a během provozu se jejich kmitočet nemění.

V některých případech je však potřebné kmitočet krystalového oscilátoru v určitém rozmezí měnit, ať už pro účely získání stabilního řídicího kmitočtu nebo pro vytváření kmitočtové modulovaného signálu.

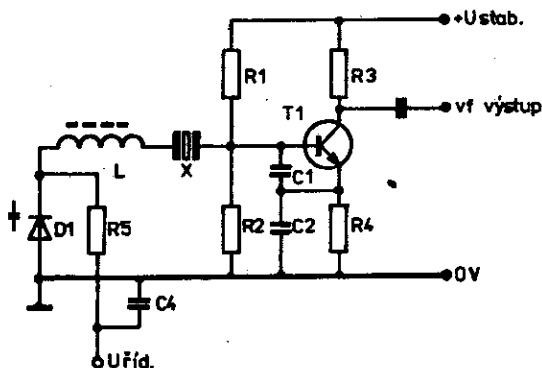


Obr.18. Ladění VXC otočným kondenzátorem

VXO /zkratka z angl. variable x-tal oscillator/ je rozlaďovaný krystalový oscilátor /viz obr.18/. Zpravidla bývá laděn otočným kondenzátorem. Ladění indukčností je též možné, ale po mechanické i elektrické stránce obtížnější.

VCXO /z angl. voltage control ed x-tal oscillator - napětím řízený krystalový oscilátor/ je krystalový oscilátor, jehož kmitočet je řízen přivedeným řídicím napětím. Z obr.19 je zřejmé, že úlohu ladícího kondenzátoru převzela kapacitní dioda -

varikap. VCXO je též možné použít jako zdroj řídicího kmitočtu. Zásadní význam má však využití VCXO pro generování kmitočtové modulovaného signálu.

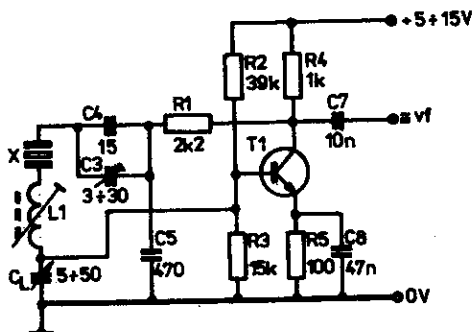


Obr.19. Ladění VCXO varikapem

Oba způsoby používají principu tzv. "tahání kmitočtu krystalu". I když se tento termín zdá poněkud slangový, je používán běžně v odborné literatuře.

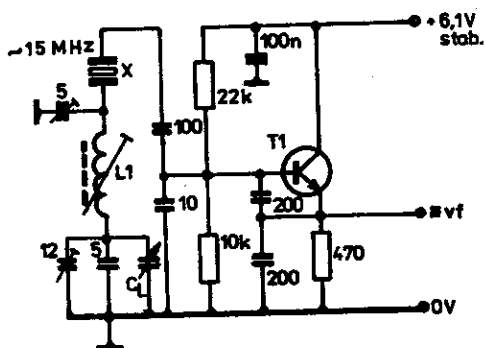
Zapojení VXO nebo VCXO vychází v podstatě ze zapojení pro sériovou rezonanci /obr.17/ s tím, že sériová "fázovací cívka" L1 má podstatně zvětšenou indukčnost. Tato zapojení nalézají pro svou jednoduchost velkou oblibu nejen u amatérů, ale i u profesionálních výrobců. Příklad jednoduchého VXO je na obr.20. "Fázovací cívka" L1 má pro 15 až 6 MHz indukčnost 3 až 20 μH /čím vyšší kmitočet, tím menší indukčnost/. Vztah pro výpočet minimální indukčnosti byl uveden v předešlé kapitole, stejně tak požadavek vysokého Q a minimálních rozptylových parazitních kapacit. Při experimentech s různými krystaly je nutno měnit,

případně zcela vypustit zpětnovazební dělič $R1/C5$. Stejně tak je vhodné, snažíme-li se o dosažení co možno největšího rozladění, nalést experimentální i optimální pracovní bod tranzistoru.



Obr.20. Příklad VXC se zpětnou vazbou z kolektoru

Dalším známým zapojením VXO /pochází od profesionálního výrobce amatérských zařízení/ je zapojení na obr.19, použité v SSB transceivrech IC202 /144 MHz/ a IC402 /432 MHz/. Schéma na obr.21 je zjednodušeno /je vypuštěn obvod rozladění přijímače



Obr.21. VXO transceivru IC 202 /IC 402/

proti vysílači - RIT/. V případě FM by obvodu RIT bylo bezpochyby možno využít k modulaci. Použité krystaly pracují na základním kmitočtu přibližně 15 MHz. Při násobení devíti docházíme k výslednému kmitočtu 133,3 MHz /transceiver používá mf kmitočet 10,7 MHz/. Výsledné přeladění na 133,3 MHz je 200 kHz, na základním kmitočtu je to tedy 22,2 kHz. Paralelní kapacity k ladícímu kondenzátoru C_L jsou využity pro nastavení souběhu se stupnicí. Kapacitní trimr 5 pF u krystalu částečně linearizuje průběh ladící křivky. Induktivnost L_1 je 6 až 7 μ H, to je hodnota poměrně nízká, předpokládající kapacitu elektrod krystalu C_0 asi 15 pF. Všeobecně se uvádí, že "tahací" krystaly používané profesionálními výrobci jsou poněkud "jiné", s jinými hodnotami prvků náhradního schématu.

Pro porovnání jsou uvedeny typické hodnoty "tahacího" krystalu 10,7 MHz, používaného pro radiostanice Tesla řady VR:

$$L_g = 4,6 \text{ mH} \quad C_g = 48 \text{ fF} \quad R_g = 6,25 \Omega \quad C_0 = 10 \text{ pF}$$

Oproti tomu krystaly 10,7 MHz, použité ve filtrech PKF 10,7/15 A mají hodnoty podstatně odlišné:

$$L_g = 22,2 \text{ mH} \quad C_g = 10 \text{ fF} \quad R_g = 20 \Omega \quad C_0 = 3 \text{ pF}$$

Na první pohled je zřejmý rozdíl mezi statickou kapacitou C_0 elektrod. K vysvětlení funkce si představme krystal jako kondenzátor, jehož dielektrikum je tvořeno vlastním křemenným výbrusem. Ovlivňování dielektrika vnějším napětím přiloženým na elektrody bude úměrné ploše elektrod. Zvětšení plochy elektrod však znamená zvýšení jejich hmotností. To je kompenzováno menší tloušťkou výbrusu a změnou jeho průměru.

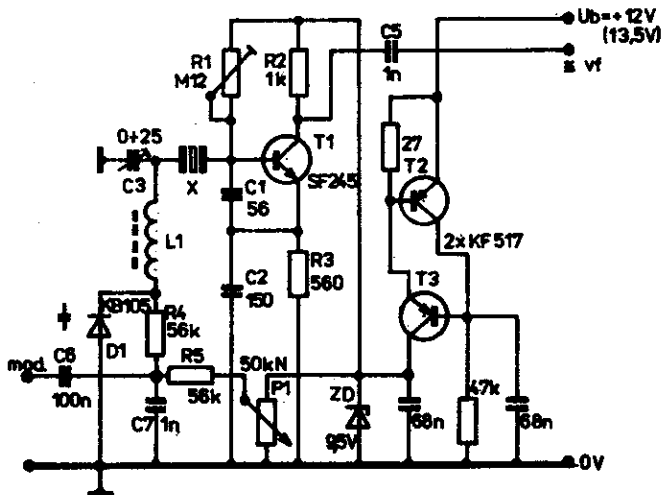
Tomuto zjištění odpovídají i výsledky porovnávacích měření. Miniaturní krystaly 10,7 MHz projevují daleko menší ochotu k "tahání" vzhledem ke své minimální kapacitě, dané nepatrným průměrem elektrod. Podobně se chovají i oscilační krystaly v nových skleněných miniaturních pouzdrech SD 2/13. Větší starší krystaly v pouzdrech SD 4/24-9, KK 2/19 a některé /ne všechny/ v pouzdrech KD 2/13 mají již větší kapacitu kolem 5 pF a skutečně jsou pro "tahání" o něco vhodnější. Poměrně stabilních výsledků lze však dosáhnout se starými typy krystalů s RM31 a RO21, které mají vesměs kapacitu C_0 téměř 10 pF. Záleží samozřejmě na jmenovitém kmitočtu krystalu, přesto však velikost statické kapacity C_0 může při výběru krystalů pro "tahání" sloužit jako základní vodítko. Rozhodující pro použitelnost zvoleného typu krystalu bude však vždy praktický experiment.

Amatér si obvykle moc vybírat nemůže; musí použít krystal, který je mu dostupný a dosáhnout s ním maximum. To respektuje i zapojení, použité v transciervu TRP-3 /obr.22/.

Vzhledem k velkému požadovanému přeladění je nutno splnit požadavek minimálních montážních kapacit. Proto bylo zvoleno zapojení s varikapem. I když není vhodné používat varikapy v oblastech, kdy ladící napětí klesá pod hranici 2,5 V, přesto je využito i této rezervy k dosažení co možno největšího přeladění.

Při použití typu KB109 s velkou strmostí a relativně vysokým Q lze základní požadavek na šíři přeladovaného pásma splnit. Vliv na celkové rozladění, ve kterém krystal pracuje synchronně /je "tahán"/, má i správné nastavení pracovního bodu tranzistoru oscilátoru a trimru C3. V původní verzi bylo použito harmonického krystalu 36 MHz z trofejní radiostanice Racek.

Jde o harmonický krystal se základním kmitočtem 12 MHz v pouzdru KK 2/19. Zde nutno zdůraznit, že jakýkoli, tedy i harmonický krystal, musí mít "fázovací cívku" rezonující s C_0 na základním kmitočtu, jedině pak je "tahán". Pro nastavování lze doporučit následující postup:



Obr.22. VCO transceivru řady TRP

1. Zvolíme vhodný krystal. Není nutno příliš uvažovat o sériové či paralelní rezonanci, resp. o kmitočtu na krystalu uvedeném, protože ten se připojením sériové indukčnosti stejně sníží. Budeme-li mít štěstí, podaří se nám získat krystal, jehož násobek bude odpovídat kmitočtu asi 145,5 MHz. Ten potom po připojení "fázovací cívky" poklesne přibližně do pásmu vstupů převáděčů a nebude vyžadovat přílišné nastavení. V ostatních případech platí zásada, že je lépe použít kmitočtově nižší krystal,

jehož kmitočet chemicky zvýšíme, než krystal s kmitočtem snižovaným jódem.

2. Změříme co nejpřesněji statickou kapacitu elektrod C_0 . Výpočtem určíme minimální indukčnost "fázovací cívky". Skutečná indukčnost bude o něco vyšší. Např. pro zmíněné krystaly s Rakka vychází $L_{\min} = 25 \mu\text{H}$, použije se zvýšení na $30 \mu\text{H}$. Pro jiné krystaly bude samozřejmě i indukčnost jiná.

3. Praktické zhotovení fázovací cívky - lze doporučit dva způsoby.

První, méně pracný, použijeme tehdy, neklademe-li extrémní důraz na miniaturizaci. Použijeme kostičku průměru 5 mm a požadovanou minimální indukčnost navineme pokud možno do jejího středu. To je proto, aby konce vinutí měly minimální montážní kapacitu a samozřejmě se počítá s co nejkratšími přívody ke krystalu i varikapu; vše vzdušné, žádný plošný spoj. Vinutí musí být vzdáleno od přepážek a částí, které by zvyšovaly parazitní kapacity, z téhož důvodu není vhodný stínící kryt. Zastroubováním dolaďovacího jádra pak máme možnost indukčnost "fázovací cívky" pohodlně zvyšovat až na hodnotu potřebnou k požadovanému přeladění. Pro nejvíce používané krystaly v kmitočtové oblasti 6 až 15 MHz bude vhodné feritové jádro z hmoty N1 nebo NO5; lze dosáhnout Q asi 80 při poměrně malém počtu závitů. Postačí vodič $\varnothing 0,1 \text{ mm CuL}$.

Druhý případ, použitý právě u transceivru TRP, kde je vše směřováno do nejmenšího prostoru, je poněkud pracnější. "Fázovací cívka" je navinuta na feritovém středním jádru /"čince"/ z mf transformátorů. Jádro je z hmoty N1 a montážní kapacity jsou u tohoto provedení minimální vzhledem k jeho rozměrům /při

činiteli jakosti Q okolo 80/. Potíž je v tom, že přesné nastavení indukčnosti je nutno provádět přidáváním či ubíráním závitů zkusmo a obvykle přímo v daném oscilátoru, což vyžaduje jistou trpělivost. Vhodné je jádro navinout plné, převléci je těsně kouskem bužírky PVC a drátek spod ní postupně po jednom závitě vytahovat a zkracovat.

Změnou indukčnosti, případně přeladováním kondenzátorem u VXO a kapacitní diodou u VCXO se snažíme dosáhnout stavu, kdy je kmitočet synchronizován krystalem. Vypadnutí ze synchronizace poznáme snadno - obvykle to bývá při příliš velké indukčnosti a kmitočet potom "skočí" až o několik MHz níže.

Požadovanou šířku přeladění ovlivní též nastavení pracovního bodu oscilátoru a trimru C3. Kmitočet sledujeme nejlépe na čítači. V této fázi nás zatím nezejímá absolutní kmitočtová poloha, ale pouze rozsah přeladění. Můžeme počítat s maximem asi 0,5 % jmenovitého kmitočtu krystalu, u vyšších kmitočtů to jde lépe než u nižších.

4. Drží-li krystal synchronizaci v požadované šířce přeladění, nebo máme-li i malou rezervu, zajistíme cívku stearinem a pomocí již popsaných chemických metod dotáhneme krystal a tím i celé pásmo do požadovaného kmitočtového rozsahu. U krystalů v kovových pouzdrech nutno počítat s vlivem uzemnění pouzdra, má vliv na kmitočet i šířku přeladění.

Popsané řešení s indukčností na feritovém jádře dobře vyhoví pro požadavky provozu FM, v případě provozu SSB se nároky zvyšují.

Otázka stability VXO nebo VCXO: V případě provozu FM na převáděcích je prakticky ověřeno, že kmitočtová odchylka 2,5 kHz

od středu kanálu nespůsobí slyšitelnou újmu na srozumitelnosti. To vede na stabilitu asi $15 \cdot 10^{-6}$, což je přibližně stabilita běžného krystalu v doporučeném zapojení bez jakéhokoli přeladování. Zde není třeba zvyšovat tak přísně dlouhodobou stabilitu jako u komerčních radiostanic, které pracují na pevně přidělených kanálech, často ve ztížených provozních podmínkách.

V amatérském provozu jde o stabilitu krátkodobou, vstaženou na dobu jednoho spojení. Při jisté benevolenci předpokládáme, že trvá 20 minut. Uvedenému požadavku vyhovují popsaná VFO či VCFO bez úprav, ba s určitou rezervou. Pro provoz SSB je ovšem požadavek přísnější /stabilita musí být lepší o jeden řád/. Tomu musí odpovídat konstrukce oscilátoru po mechanické i elektrické stránce.

Především je nutná dokonalá stabilizace napájecího napětí, a to zejména u VCFO, který se napětím ladí. Stabilizátor, který je velmi málo citlivý na změny napětí baterie, je též na obr. 22. V případě malých odběrů plně nahradí MAA723. Rozdíl mezi napětím baterie a Zenerovy diody ZD má být v každém případě alespoň 2,5 Voltů.

Problém teplotní stability kmitočtu je o něco složitější. Předně musíme vzít v úvahu, že teplotní součinitel α_x běžného krystalu řezu AT je vždy záporný v oblasti teplot 0 až 50° C. Zapojením cívky s výrazně kladným teplotním činitelem α_L /zejména v případě feritového jádra/ do série s krystalem působí obě nestability ve stejném smyslu, tj. se stoupající teplotou kmitočet krystalu klesá a indukčnost se zvětšuje. Vzdátnost indukčnosti v leděném okruhu pochopitelně odpovídá i další pokles kmitočtu.

Vliv indukčnosti není v celém přeladovaném rozsahu stejný. Indukčnost se projevuje na dolním konci rozsahu, kdy je krystal nejvíce "odtažen". V blízkosti sériové rezonance /na horním konci rozsahu/ převládá zase vliv krystalu a indukčnost se uplatňuje minimálně. Zeela zákonitě se nabízí možnost teplotní kompenzace kmitočtu analogické oscilátorům LC. Zapojení však příliš možností ke kompenzaci nedává, protože vlastní rezonanční kapacita okruhu je tvořena statickou kapacitou krystalu C_0 . Zbývá jediná možnost, a to provedení teplotní kompenzace kapacitního děliče $C1/C2$ použitím materiálu N750 /U/. Tato přibližná kompenzace už je pro provoz FM dostatečná. U vzorku bylo dosaženo změny kmitočtu 150 Hz/20 minut, a to na základním kmitočtu 12 MHz. Při vyšších nárocích je nutné podrobně vynést křivku teplotní závislosti a detailní kompenzaci provést vhodnou volbou kondenzátorů v kapacitním děliči. Na rozdíl od oscilátorů LC se kompenzace neprovádí na středním kmitočtu, ale na dolním konci kmitočtového rozsahu. Pro účely kompenzace se jeví vhodná i metoda "elektronické kompenzace kmitočtu", která bude popsána v dalším textu.

Další, dnes stále více sledovanou vlastností u oscilátorů, je spektrální, resp. šumová čistota oscilačního kmitočtu. Po této stránce si V XO vedou velmi dobře. Ve VCXO se poněkud více projevuje vliv šumu varikapu.

V časopise CQ-DL byl uveřejněn test zařízení IC-402, doplněný spektrogramy kliků, jednotónové i dvoutónové zkoušky [1]. Přesto, že základem tohoto zařízení je verze pro pásmo 145 MHz IC-202 a pásmo 432 MHz se získává směřováním, potlačení nežádoucích produktů v okolí základního kmitočtu je vynikající.

Autor testu DL 1 EU zdůrazňuje bohaté využívání pásmových propustí, od oscilátoru přes násobiče až po směšovače. Toto budiž zásadou i při amatérské konstrukci.

2.2 PLYNULE LADITELNÉ OSCILÁTORY LC - VFO

S použitím VFO se setkáváme výhradně v amatérských konstrukcích. Důvodem je spravidla to, že vhodný krystal nebývá vždy běžně dosažitelný.

V zásadě rozlišujeme dva způsoby. Při prvním je základní kmitočet VFO násoben řetězem násobičů až do oblastí požadovaného řídicího kmitočtu. V tomto případě je i základní nestabilita VFO násobena příslušným koeficientem násobení kmitočtu.

Druhý způsob je využití VFO v kmitočtových ústřednách na principu kmitočtové syntézy. Zde obvykle nedochází k násobení základní nestability. V dalším se zaměříme na první způsob, který je z hlediska celkové stability kmitočtu máročnější.

Na stabilitu kmitočtu VFO mají hlavní vliv:

- 1/ změny teploty
- 2/ stabilita napájecích napětí
- 3/ stabilita mechanické konstrukce
- 4/ ovlivňování kmitočtu VFO změnou zátěže

Vliv působení změn teploty na oscilátor LC je znám. Každá, i sebedokonaleji provedená cívka má teplotní součinitel indukčnosti α_L vždy kladný. To znamená, že se vzrůstem teploty se rozměry a tím i indukčnost cívky zvyšují. Tím výsledný kmitočet laděného obvodu oscilátoru klesá. Pro eliminaci tohoto jevu se používá teplotní kompenzace kmitočtu oscilačního obvodu. Prin-

cip tkví v tom, že do rezonančního okruhu se zapojí kondenzátor, který má opačný /záporný/ teplotní součinitel α_C . Pak se vzhledem teploty velikost kapacity tohoto kondenzátoru klesá a výsledný kmitočet obvodu tudíž stoupá. Můžeme tedy dosáhnout stavu, kdy obě teplotní odchylky působí na kmitočet laděného okruhu v opačném smyslu a zůstávají v poměrně širokém teplotním rozmezí v rovnováze.

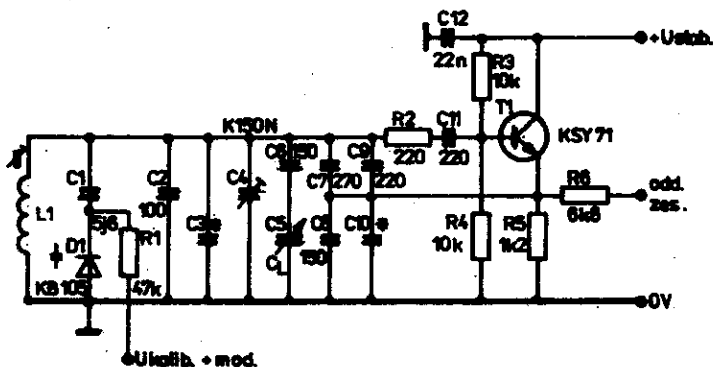
V praxi je, jako obvykle vše složitější. Musíme si uvědomit, že kladný teplotní součinitel cívky je dán teplotní roztažností hmoty cívky. Ta se však projevuje i u ostatních součástek oscilátoru. S teplotou se mění např. i rozměry plošného spoje, vzdálenost stěn stínícího krytu od součástek a spojů atd. Důsledkem je změna kmitočtu obvodu, jejíž velikost nelze předem ani odhadnout.

Protože změny teploty působí samozřejmě i na polovodiče, a to nejen ve vlastním oscilátoru, ale např. i ve stabilizátorech napájecího napětí, můžeme předpokládat, že výsledná závislost kmitočtu oscilátoru na teplotě bude mít charakter křivky značně složitě. Důležité je, aby průběh této křivky byl vždy spojitý a bez výrazných nepravidelností. Křivka se tedy nesmí nikde přetrhnout, poskočit a po určité době náběhu má být její průběh téměř lineární - jedině potom má teplotní kompenzace smysl.

Je zřejmé, že na stabilitu kmitočtu má podstatný vliv robustní a pevná mechanická konstrukce oscilátoru, která musí mít nejen dostatečnou tuhost, ale i dobrou tepelnou vodivost. Z těchto důvodů je vhodné VFO vestavět do silnostěnné krabičky z tepelně dobře vodivého materiálu. Krabička musí být dobře zakrytovaná a utěsněna, aby se zamezilo volnému proudění vzduchu.

Jednotlivé součástky oscilátoru nereagují na změny teploty stejně rychle, a to je právě příčina nepřavidelností ve výsledné křivce tepelné stability. Dobrá tepelná vazba a též tepelná setrvačnost mají tedy přinejmenším stejný vliv na stabilitu kmitočtu jako mechanická pevnost konstrukce.

Příkladem relativně dobré mechanické konstrukce je VFO transceivru Boubín. Zde je zásadním problémem jen obtížnost kmitočtové kompenzace, která by správně měla být prováděna individuálně, pro každý kus svlášť. To je však u dané koncepce /fixně sadané kompenzační kapacity/ při sériové výrobě těžko myslitelné.



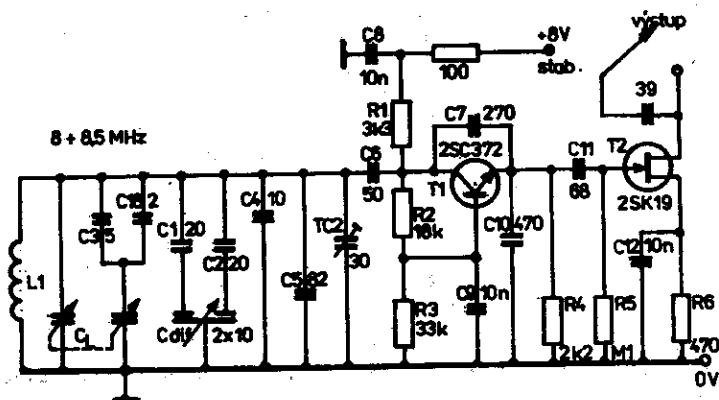
Chr.23. WFO transceiver Beutlin 78

svláště uvědomíme-li si, že individuální zkouška kompenzace trvá i zkušenému pracovníkovi několik hodin. Schéma VPO transeceivru Boubín 78 je na obr.23.

Sledování provozu mnoha exemplářů tohoto transformátoru se došlo k závěru, že s rostoucí teplotou kmitočet klesá. To svědčí o tom, že základní kompenzace není dostatečná, že je oscila-

tor "nedokompenzován". Původní pevná rezonanční kapacita oscilačního okruhu je složena z kondenzátorů $C2 = 100 \text{ pF}$ stabilit N 047 a paralelního kompenzačního $C3$, složeného ze tří kusů: $C51$ a $C52$ po 10 pF , $C53$ $6,8 \text{ pF}$, vše typy Negatit N750. Celková pevná kapacita je tedy 127 pF . Chceme-li změnit kompenzaci, musíme provést "přerozdělení" této složené kapacity při zachování její jmenovité hodnoty, aby nedošlo k velkým rozdílům v souběhu stupnice. Pokuše byl stanoven kompenzační poměr $C2 = 82 \text{ pF}$ Stabilit NO47 /JJa/ a $C3 = 47 \text{ pF}$ Negatit N750 /JUd/. Uvedená úprava znamená zlepšení stability VFO transceivru Boubín přibližně o jeden řád /desetinásobně/.

Dosažení vyhovující teplotní stability není bez problémů ani pro světově známé výrobce. Schéma VFO populárního transceivru



Obr.24. VFO transceivru FT221R

YAESU FT221-R je na obr.24. Na rozdíl od Boubínu není použito násobení a VFO pracuje též na nižším kmitočtu, a to v rozsahu

8 až 8,5 MHz. Obvod parametrické stabilizace kmitočtu je poměrně komplikovaný. Hrubá kompenzace je určena kondenzátory C4 a C3 se záporným teplotním součinitelem. Jemné, individuální nastavení kompenzace se provádí diferenciálním kondenzátorem Cdif, který má v sérii se statory zařazeny dva kondenzátory 20 pF, z nichž C1 má velký záporný teplotní činitel, C2 pak nepatrný teplotní činitel blízky nule. Optimálním nastavením diferenciálního kondenzátoru lze proto teplotní závislost změn kmitočtu eliminovat téměř ideálně. Toto nastavení se provádí již ve výrobě.

V důsledku stárnutí součástek je nutná vždy po určité době /asi jeden rok/ kontrola a nové nastavení diferenciálního kondenzátoru. Pokud je tato kontrola opomenuta, nesmí nás udivit, že zařízení vykazuje posun kmitočtu až 5 kHz/hod. Ani relativně dobře zpracovaná konstrukce není tedy prosta všech problémů. Kmitočtová kompenzace VFO teoreticky vyhovuje pouze pro jediný kmitočet /obvykle uprostřed ladícího rozsahu/, pro ostatní kmitočty je nutný jiný poměr kompenzačních kapacit. Ovšem i tento jev lze redukovat, jak opět naznačuje obr.24. K zavedení podílu kompenzačních kapacit /C3, C18/ se při ladění v daném kmitočtovém rozsahu využívá druhá sekce ladícího kondenzátoru CL.

Napájecí napětí VFO musí být stabilizováno pokud možno ve dvou stupních. Zásadně nestačí stabilizace pouze Zenerovými diodami. I když se může zdát, že stabilizátor s MAA723 může díky svým dobrým vlastnostem napájet více obvodů, je to pravda pouze u zařízení s malým výkonem. Lépe je dodržovat zásadu, že VFO má mít svůj vlastní oddělený stabilizátor. Dobré jsou typy řady MAA78..., nejlepší jsou speciální nízkoshumové stabilizátory

/Tesla MAC 01/. Skutečnost, že i stabilizátory napětí mají svůj vliv na celkovou křivku závislosti kmitočtu na teplotě, byla již uvedena; navíc je třeba uvažovat i jejich vlastní šum.

Velice problematické je použití VFO v přenosných transceivrech napájených z baterií, kde se nepříznivě projevuje pokles kapacity článků. Stejně tak se VFO příliš nehodí pro mobilní provoz, kdy ke změnám napětí vozidlové baterie během jízdy přistupují i značné teplotní výkyvy uvnitř vozidla. Plynulé ladění vůbec je z praktického hlediska pro provoz v automobilu nevhodné.

Mechanická konstrukce musí mít nejen nezbytnou tuhost a kompaktnost, ale i dobrou tepelnou vazbu všech částí, ovlivňujících kmitočty. Příklad praktického řešení bude uveden v dalším textu.

Shrňme-li uvedené požadavky, je zřejmé, že aplikace VFO v praxi není zdaleka prostá nejruznějších obtíží a mnohdy přináší daleko více komplikací než jiná obvodová řešení. Jde tedy o jednoduchost pouze zdánlivou.

2.3 NÁSOBIČE KMITOČTU

Všechny dosud probrané oscilátory, ať už jde o XO, VXO, VCXO či VFO jsou někdy používány ve spojení s řetězem násobičů kmitočtu. Násobením základního oscilátoru získáme vysoký řídicí kmitočet v oblasti 135 MHz nebo přímo 145 MHz. Podíl výsledného a základního kmitočtu je celé číslo a nazýváme jej činitelem násobení n .

Je-li základní oscilátor kmitočtově modulován, je činitelem

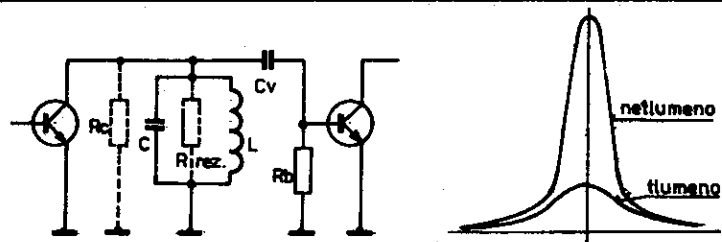
n násoben i původní kmitočtový závih. Stejně tak u přeladovaných základních oscilátorů je násoben i ladící rozsah. Násobení má negativní vliv na výslednou absolutní stabilitu, protože kmitočtová odchylka základního oscilátoru se vlivem násobení též zvětšuje n - krát. Relativní stabilita se zachovává.

Násobiče kmitočtu jsou vlastně vysokofrekvenčními zesilovači třídy C, u nichž volbou předpětí měníme úhel otevření a tím i obsah harmonických kmitočtů v kolektorovém proudu. Maximu požadovaného harmonického kmitočtu odpovídá vždy určité předpětí zesilovače, tj. určitý úhel otevření θ . V amatérských podmínkách nastavujeme předpětí násobičů obvykle zkusmo tak, aby požadovaný harmonický kmitočet měl maximální amplitudu.

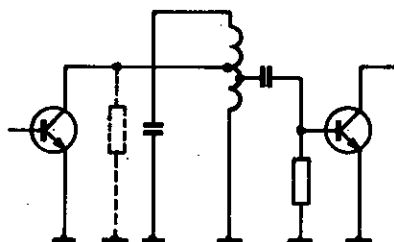
Často se však zapomíná na ostatní přítomné kmitočty. Protože násobiče jsou zároveň i zesilovači, zesílí ochotně i nežádoucí kmitočty. Řetězem násobičů tak procházejí všechny kmitočty od základního až po příslušný výstupní harmonický kmitočet, které mohou spoluvytvářet nežádoucí kombinační produkty.

Potlačení nežádoucích produktů je možné pouze důsledným zařazováním selektivních obvodů mezi jednotlivé stupně řetězu násobičů. Obvody musí dostatečně potlačit všechny kmitočty kromě požadovaného, nesmí být tedy tlumeny nesprávně připojenými aktivními prvky. Náhorné porovnání různých způsobů vazeb mezi stupni násobičů je na obr.25. Je zřejmé, že nejlepších výsledků je možno dosáhnout s dvouobvodovou /nebo i víceobvodovou/ pásmovou propustí, proto jí v praktických konstrukcích dáváme vždy přednost.

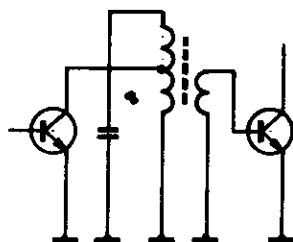
Důležitost selektivity nebyla plně doceněna ani při koncepci násobičů v transceivru Boubín /obr.26/, takže tento transceiver



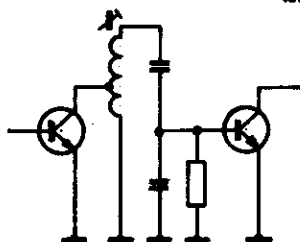
a) Kapacitní vazba - nevhodný způsob, laděný obvod je tlumen připojeními paralelními impedancemi, zejména při velké hodnotě C_v



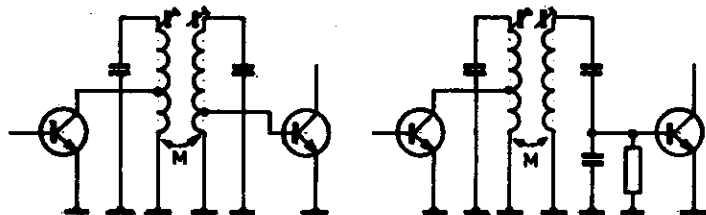
b) Kapacitní vazba z odbočky - vhodnější



c) Induktivní vazba transformátorem - vhodné

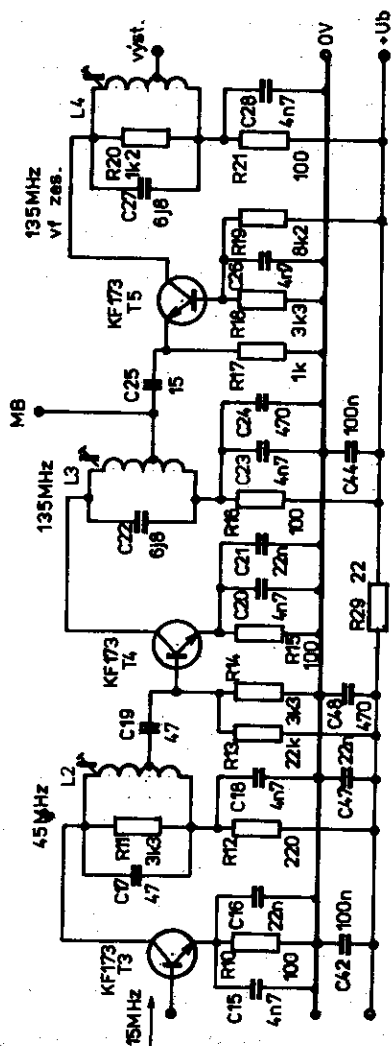


d) Vazba kapacitním děličem - vhodná



e) Vazba pásmovou propustí - nejvhodnější

Obr.25. Náhorné porovnání způsobů vazeb mezi stupni násobičů



trpí nejen parazitními emisemi, ale i parazitními příjmy. Základní příčiny si ukážeme na schématu. Kolektory tranzistorů T3 a T4 nejsou umístěny na odbočkách, ale na živých koncích laděných obvodů; navíc je obvod v kolektoru T3 uměle zatlumen rezistorem R11. Důvodem byl požadavek konstantní amplitudy signálu v potřebném ladicím rozsahu. Správně by zde měl být zařazen alespoň dvouobvodový pásmový filtr. Tranzistor T5, zapojený jako vř zesilovač se společnouází, sice dosažení vysoké impedance v kolektoru umožňuje, přesto však zde místo pásmového filtru nacházíme tlumící rezistor R20. Příliš vhodné nejsou ani kapacitní vazby mezi stupni /C19 a C25/, byť umístěné na odbočkách vinutí. Lépe je používat vazby induktivní.

Důsledná aplikace pásmových filtrů je důležitá zejména v případech, kdy základní oscilátor je řízen krystalem, často v harmonickém zapojení. Snad nejjednodušší koncepci při zachování alespoň minimální selektivity představuje zapojení násobičů z transceivru TRP na obr.27, resp. původní konstrukce minitransceivru SM7EY [2]. Protože krystalový oscilátor může kromě základního kmítočtu produkovat i kmítočty nežádoucí, je ihned v kolektoru zařazena selektivní odtlumená pásmová propust na kmítočtu 36 MHz. Její šířka vyhovuje i pro přeladění výsledného převáděčového pásma. Kolektor zdvojovače T2 je připojen na odbočku a další zdvojovač T3 je na předchozí stupeň navázán volnou induktivní vazbou L5. Zapojení T3 se společnouází umožňuje dosažení vyšší impedance v kolektoru. Koncový stupeň je opět optimálně přizpůsoben induktivní vazbou L7. Předností konstrukce je, že všechny indukčnosti jsou samonosné a veškeré ladění se provádí roztahováním závitů cívek, nastavení vazby

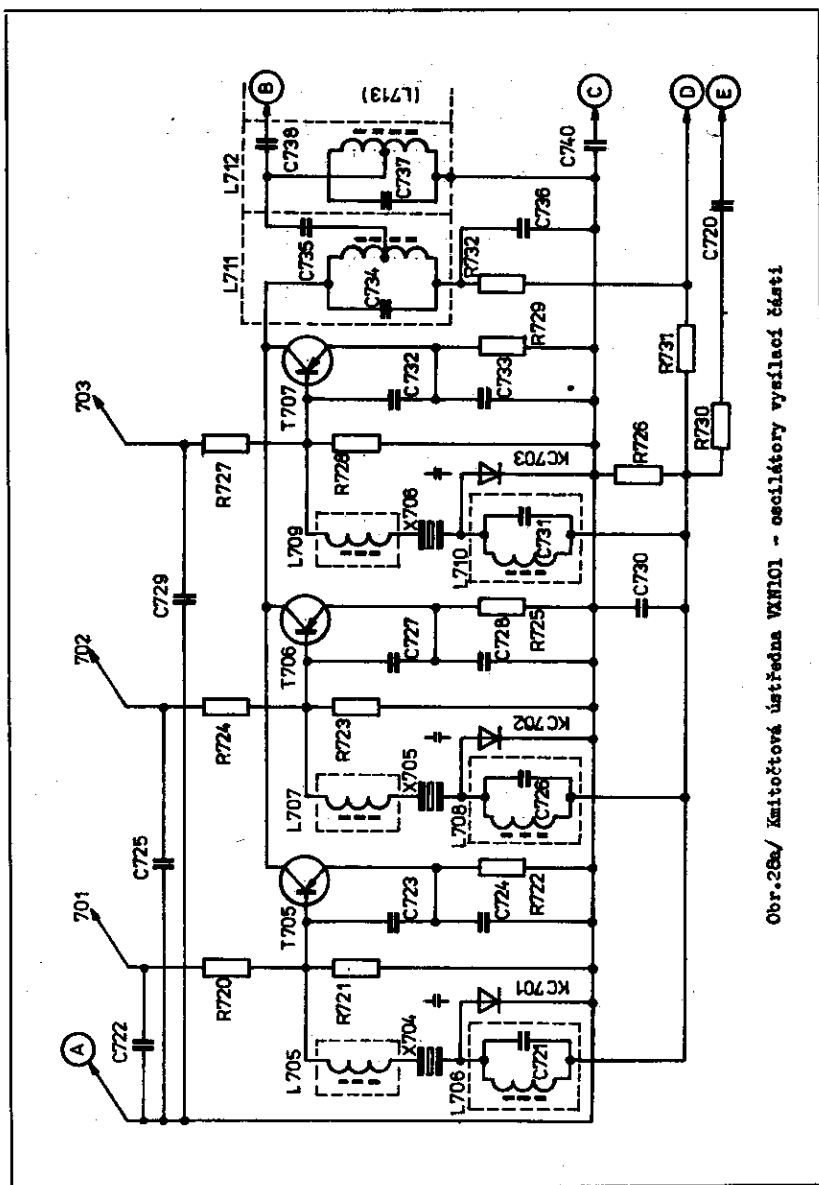
pak jejich vzájemným přibližováním. Konstrukce je proto velice levná a materiálově dostupná. S minimálními změnami se s ní můžeme setkat i v zapojení dalších amatérských transceivrů, jako např. "Mazák", "Šmudla" atd.

S důsledným uplatněním pásmových filtrů v řetězech násobičů se setkáváme u profesionálních radiostanic. Na obr.28 je kmitočtová ústředna vozidlové radiostanice VKN 101. Bezprostředně za oscilátory vysílací částí je zařazena tříobvodová pásmová propust s požadovanou šífkou pásma, následující násobič T708 je v zapojení se společnou bází. Poslední stupeň T709 je opět impedančně přizpůsoben v obvodu báze i kolektoru.

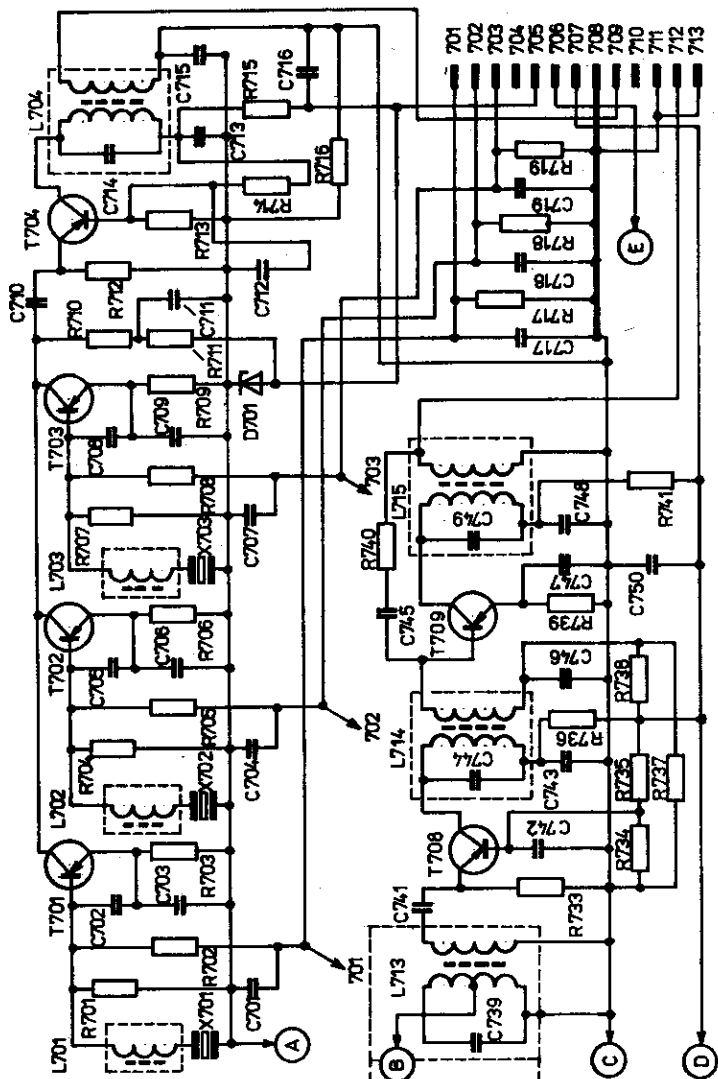
Všechny výše uvedené příklady dokumentují skutečnost, že i relativně méně důležitá část radiostanic, se jakou jsou považovány násobiče kmitočtu, vyžaduje při návrhu a konstrukci jistou uvážlivost a pečlivost. Jen tak lze předejít následným /a přitom zbytečným/ potížím s nežádoucími kmitočty. Na selektivitě se v žádném případě šetřit nevyplácí a zkušenost potvrzuje, že je vždy lépe v tomto ohledu požadavky ještě poněkud přehnat. Pravidlo, že méně je někdy více, zde rozhodně neplatí.

2.4 OSCILÁTORY LC NA VYSOKÉM KMITOČTU

I když problém stability řídicího oscilátoru je dnes běžné řešit pomocí kmitočtových syntezátorů, je použití jednoduchého oscilátoru LC přímo na pracovním kmitočtu v oblasti VKV pro mnohé konstruktéry věcí velice lákavou. O výhodách tohoto způsobu z hlediska šumové a spektrální čistoty jsme se již zmínili, zbývá stěžejní otázka stability.



Obr.26a/ Kmitočtové ústředna VAV101 - oscilátory vysílací části

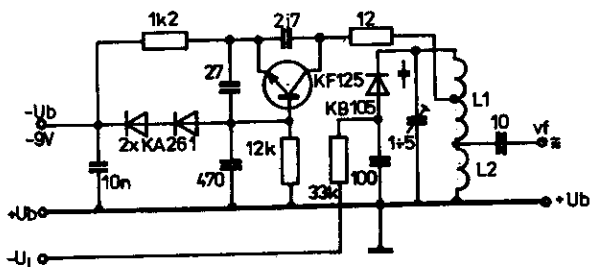


Záleží vždy na tom, jak vysoko "položíme laťku". Samozřejmě pro SSB provoz jsou nároky vysoké, pro FM však zhruba o 1 řád menší. Vyjádřeno stručně: krátkodobá stabilita pro SSB bude např. 250 Hz za půl hodiny, u FM postačí 2,5 kHz za stejný čas. Oscilátory se stabilitou dostatečnou pro FM provoz jsme uměli dělat již s elektronkami, není tedy důvodu pochybovat o úspěchu ani v dnešní době.

Povšimněme si tedy několika základních řešení. To nejjednodušší bude asi vhodné pro ty, kteří si chtějí zhotovit pouze přijímač pro poslech provozu na převáděcích. Takový přijímač lze řešit jako konvertor k rozhlasovému přijímači. Není ani nutné využívat FM, pro detekci úzkopásmové FM postačí naladění na bok křivky a využijeme přímo krátkovlnného rozsahu přibližně na 10,7 MHz /nebo jiný kmitočet bez rušení/. Jako velmi vhodná pro tento účel se ukázala konstrukce podle [3]. Při minimálních úpravách, spočívajících hlavně ve využití plného rozsahu ladícího napětí, zmenšení indukčností a pečlivého nastavení souběhu, byla tato jednotka na původním plošném spoji použita ve spojení s rozhlasovým přijímačem jako přehledový přijímač od 65 do 150 MHz. Stabilita oscilátoru byla zejména v pásmu 145 MHz při poslechu převáděčů velmi dobrá; stručně charakterizováno - naladěný převáděč se udržel bez nutnosti doladění po dobu asi půl hodiny. Samozřejmě je nutno zdůraznit, že přijímač byl provozován ve stálé pokojové teplotě bez otevírání okna spod., napájecí i ladící napětí bylo pečlivě stabilizováno.

Lze předpokládat, že při použití pouze úzkého ladícího rozsahu pro pásmo 145 MHz budou výsledky ještě o něco lepší a pro napájecí a ladící napětí bude možno použít jediný stabilizátor.

Odpadnou i komplikace se souběhem, protože vstupní obvod i pásmovou propust je v tomto případě možno realizovat s pevným nalaďením, varikap zůstane pouze v obvodu oscilátoru. Zapojení samotného oscilátoru je na obr.29. Varianta oscilátoru se společnou bází /mezi amatéry vysílači známá jako Swan VFO/ je pro vyšší kmitočty vhodnější než obligátní Clapp se společným kolektorem.



Obr.29. Oscilátor jednoduchého konvertoru FM

Výhodné je galvenické uzemnění studeného konce cívky oscilačního obvodu, bez blokovacího kondenzátoru. Pracovní bod je nastaven pomocí dvou křemíkových diod. Teplotní závislost diod je přibližně inverzní k teplotnímu driftu tranzistoru. Trimmer v laděném obvodu je levný skleněný typ 1 až 5 pF; slouží zároveň jako pájecí opěrný bod pro živý konec cívky a pro varikap. Přesto, že se zapojení se společnou bází vyznačuje vysokou kolektorovou impedancí, je kolektor zapojen na odbočku cívky L1, tím se dále zmenší ovlivňování laděného obvodu tranzistorem. Cívka L1 je navinuta na obvyklém tělísku $\varnothing$ 5 mm drátem $\varnothing$ 0,63 mm CuU a má 5 závitů, odbočka je na 1,5 závitu od dolního konce, jádro NO1.

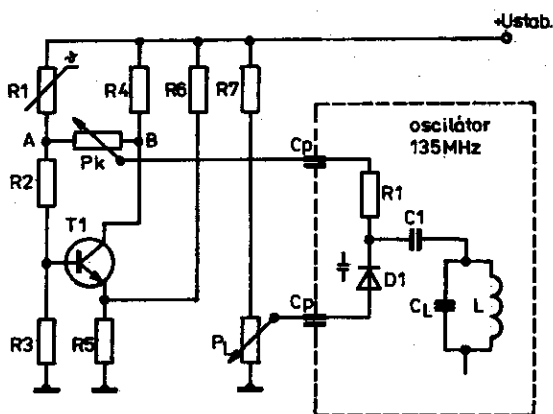
Cívka L2 je umístěna mimo tělísko - stejný vodič jako pro L1 délka 15 mm zformovaný do jednoho závitů; s cívkou L1 tvoří induktivní dělič pro výstupní napětí. Blokovací kondenzátor v bázi je miniaturní slídkový. Ostatní kondenzátory jsou keramické, z hmoty Stabilit N 047 /J/. Kondenzátor 10 nF může být libovolný keramický typ, na stabilitu oscilátoru nemá výrazný vliv. Všechny rezistory jsou s kovovou vrstvou /např. TR151, TR191/. Byl vyzkoušen i tranzistor SF245, který má i v oscilátorovém zapojení dobré šumové vlastnosti. S výhodou lze uvedené zapojení řešit tranzistory typu PNP /BF414, BF451, BF479/, je ovšem nutno obrátit polaritu diod. Výhoda takového řešení je v možnosti uzemnění záporného pólu napájecího zdroje.

Zajímavé řešení stabilního VFO na kmitočtu 135 MHz předkládá pramen [4]. Základní myšlenkou je využití elektronické teplotní kompenzace, o které jsme se zmínili již v souvislosti s krystalovými oscilátory. Autorem je Y25AA. Princip elektronické kompenzační jednotky je na obr.30.

Termistor R1 spolu s rezistory R2 a R3 vytváří teplotně závislý dělič napětí; napětí v bodě A bude tedy funkcí teploty a bude se s rostoucí teplotou zvyšovat. Stejně tak se bude zvyšovat napětí na bázi tranzistoru. Ten působí jako invertor, takže na jeho kolektoru v bodě B dostáváme průběh přesně opačný - napětí zde s rostoucí teplotou klesá.

Nastavením běžce kompenzačního potenciometru P_K mezi body A a B můžeme tedy najít takový stupeň kompenzace, který přesně odpovídá změně kmitočtu s teplotou. Na běžci kompenzačního potenciometru dostáváme teplotně závislé protinapětí, působící na varikap v opačném smyslu než ladící napětí z potenciometru P_L .

Autor připomíná, že při nalezení přesné teplotní závislosti by bylo možno uvažovat i o tandemovém spojení obou potenciometrů, samozřejmě s rozdílným odporem jednotlivých drah.



Obr.30. Princip elektronické teplotní kompenzace

Zajímavé je i vlastní provedení oscilátoru. Je to sice opět typ Clapp, ale v zapojení SE. Zpětná vazba je z kolektoru. To dává značné možnosti v mechanickém provedení, jak uvidíme dále. Základem úspěchu je totiž právě mechanická konstrukce, která zcela jednoznačně vyžaduje dokonalou tepelnou vazbu všech součástí ovlivňujících kmitočty. Týká se to nejen vlastního oscilátoru, ale i druhého stabilizátoru napětí, oddělovacího stupně, samozřejmě termistoru včetně elektronického kompenzátoru atd. Není proto použito spojové desky, ale klasické vzdušné montáže na robustní základní desce z hliníku tloušťky 5 mm.

Nabízí se otázka, jak získat příslušné průchodkové kondenzátory malých kapacit, které jsou použity v rezonančních obvo-

dech právě kvůli dobré tepelné vazbě s podložkou. Zde je možno použít trubičkové keramické kondenzátory staršího provedení /samořejmě Stabilit/, které se zapájají za vnější páskové přívody do otvorů v mosazném plechu tloušťky 0,5 mm; rozměr plechu i otvory musí být slícovány a svrtány se základní deskou předem. Plech se na několika místech přitáhne k základní desce šroubky M2, tepelnou vazbu zlepšíme tenkou vrstvou silikonové vazelíny.

Původní konstrukce předpokládá umístění do silnostěnné elektroinstalační krabice ze stříkané hliníkové slitiny, která je zřejmě v NDR běžně k sehnání. V našich podmínkách bude nutno použít rukodělnou výrobu, výhoda však bude v tom, že budeme navrhovat krabičku oscilátoru podle rozměrů celého transceivru a ne naopak.

Skutečné zapojení popisovaného VFO je na obr.31. Kondenzátory kapacitního děliče C3, C4 jsou pro zvýšení tepelné vazby rozděleny na menší kondenzátory. Stejně tak sériová kapacita variakapu C2, resp. blokování emitoru. Vývody kondenzátorů tak vytvářejí řadu pevných pájecích bodů. Zvláštní pozornost je věnována laděnému obvodu. Rezonanční kapacita C1 je inkurantní do ladovací trimr na keramice, známý z SK10 apod. /dva terčíky s jemným závitem/. Je použit pro svou vynikající mechanickou stabilitu a možnost upevnění bez velkých parazitních kapacit. Cívka L1 má indukčnost 190 nH, jsou to 4 závity drátu Ø 0,8 mm CuAg. Vnější průměr cívky je 11,3 mm, délka 5 mm. Přívod k C1 má délku 5 mm, přívod na straně C3 15 mm.

Autor zdůrazňuje nutnost upevnění bez zbytečných montážních kapacit, cívka je proto na svém obvodu držena dvěma keramickými montážními uhelníky ve vzdálenosti asi 8 mm od základní desky,

a zajištěna zakápnutím lepidlem Epoxy. Důležité je nastavení základní teplotní kompenzace kondenzátorem C5 na střed rozsahu kompenzačního potenciometru. Celkově má C5 být 14 až 16 pF a složí se ze dvou kondenzátorů, z nichž jeden má záporný teplotní činitel, druhý je normální Stabilit NO47. Výsledný teplotní činitel bude záležet na poměru obou kapacit této kombinace.

Vazba na oddělovací stupeň je realizována velmi volně kapacitním děličem 2,2/8,2 pF. První oddělovač je proveden obdobně jako oscilátor, s těsnou tepelnou vazbou. Princip kompenzačního stupně byl již popsán. Všechny vf tranzistory jsou SF245. Mají z běžných typů relativně dobré šumové vlastnosti a malou zpětnovazební kapacitu. Tranzistor kompenzátoru SC237 je obdobný našemu KC147.

Ve schématu nejsou uvedeny jednotlivé stabilizátory, ani způsoby přepínání ledícího napětí /půlení pásma, odskok 600 kHz, ofset apod./. Jejich výhody či nevýhody musí každý zvážit sám, případně si opatřit originální pramen [4].

Řada detailů by jistě šla ještě vylepšit - např. použít cívkou vpalovanou do keramiky, zmenšit rozsah a tím i vliv varikapu sériovým kondenzátorem a nikoli napětím atd. Uvedený popis je míněn spíše jako námět než návod.

Ještě několik slov o výsledcích dosažených autorem Y25AA. V originálním prameni [4] uvádí, že při dlouhodobém provozu /přes 24 hodin/ a změnách teploty 13 až 18° C byla výsledná změna kmitočtu menší než ± 600 Hz. Náběh po zapnutí trvá 3 minuty. Potom je dosaženo krátkodobé stability lepší než 250 Hz za 20 minut /drift kolem středního kmitočtu/. Tato stabilita je pro běžný SSB provoz zcela dostatečná, což autor zdůvodňuje

tím, že teprve při odchylce 250 Hz klesá srozumitelnost SSB signálu na 80%. Dále je zdůrazňována nezávislost na změnách napájecího napětí a zátěže, stejně tak i mechanická stabilita, ověřená při mobilním provozu. Spektrální a šumová čistota je hodnocena jako velmi dobrá, bohužel nejsou uvedeny podrobně naměřené výsledky.

Tolik tedy o zajímavém řešení VFO na kmitočtu 135 MHz. Není nutno obzvlášť zdůrazňovat, že dosažená stabilita, postačující pro SSB, je pro FM zcela vynikající. Mnohý čtenář možná namítne, že komplikace spojené s mechanickým řešením lze snáze obejít použitím jednoduchého fázového závěsu. Není to tak docela pravda. Snaha o dosažení vysokých šumových parametrů oscilátorů nutí dnes konstruktéry řešit i VCO fázových závěsů s co nejvyšší stabilitou, umožňující velmi volnou vazbu servosmyčky; používají se i relativně pomalé elektromechanické systémy k do ladování VCO. A konečně uvedená elektronická kompenzace, spolu s koncepcí mechanické konstrukce, je jistě dobře využitelná i pro VFO na nižších kmitočtech. Tím se dostáváme k další skupině oscilátorů.

2.5 SMĚŠOVACÍ SYNTÉZÁTOŘY KMITOČTU /VPX/

Tento způsob používá k tvorbě vysokého řídicího kmitočtu přímé směřování; obvykle směrem vzhůru, tzn. že z nižších pomocných kmitočtů se sčítáním skládá kmitočet výsledný.

Základním nedostatkem přímé syntézy je vznik nežádoucích produktů při směřování. Při praktické konstrukci je nutno používat

v cestě signálu poměrně komplikované filtry a uvážlivě volit výchozí kmitočty.

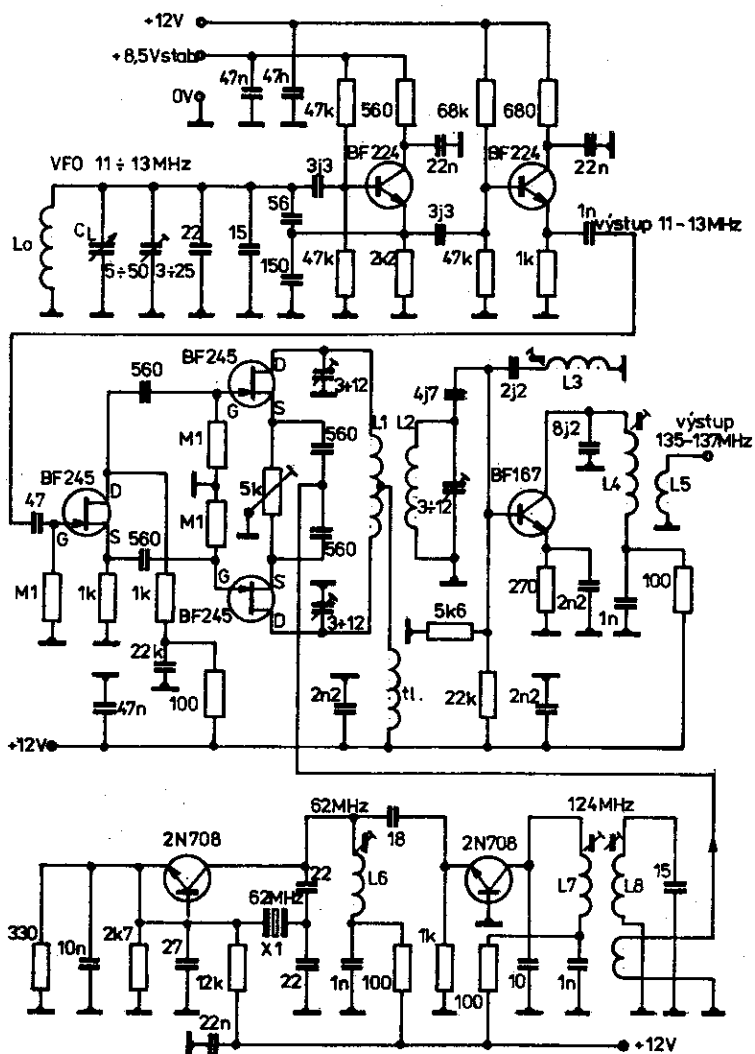
Příkladem amatérského řešení je tzv. Super VFO /VFX/ s plynulým laděním na obr.32. Zapojení bylo používáno spíše v technice AM a je uvedeno pouze pro úplnost.

2.6 KMITOČTOVÉ SYNTÉZÁTORY S FÁZOVÝM ZÁVĚSEM

Tímto způsobem je dnes řešena většina kmitočtových ústředěn. Porovnání kmitočtů fázovým detektorem se spravidla provádí na jiném kmitočtu než pracovním. Výběr pomocných kmitočtů lze uskutěčnit tak, aby případné nežádoucí produkty bylo možno potlačit jednoduchou filtrací. Typickým znakem je postup od vyšších kmitočtů k nižšímu, na kterém se teprve provádí fázové porovnání. Proto je tato metoda označována též starším termínem kmitočtová /frekvenční/ analýza. Základní pojmy si vysvětlíme na skupinovém schématu obr.33.

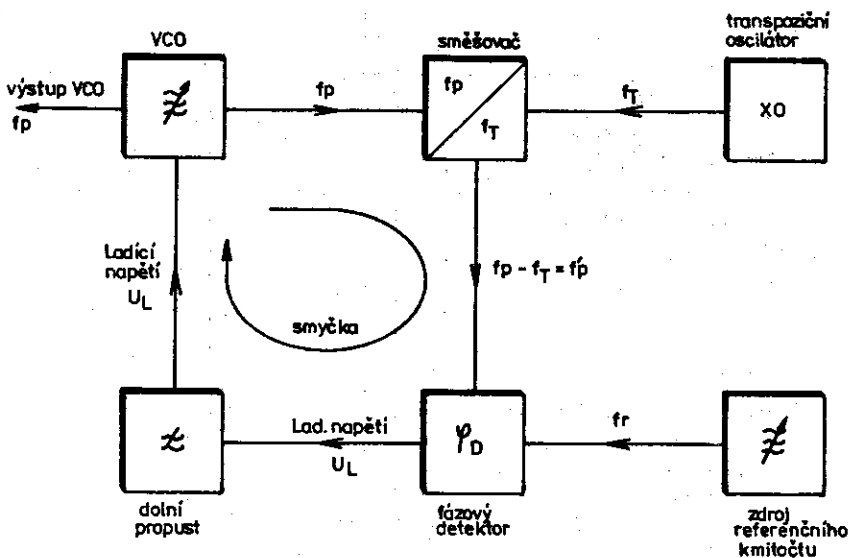
Napětím řízený oscilátor /VCO/ pracuje na "vysokém" /např. 135 MHz/ pracovním kmitočtu f_p . Směšováním se signálem f_t z pomocného transpozičního oscilátoru XO vzniká rozdílový kmitočet f'_p . Ten je porovnáván ve fázovém detektoru se stabilním referenčním kmitočtem f_r . Na výstupu fázového detektoru je stejnoměrné ladící napětí, jehož velikost je úměrná rozdílu fáze kmitočtů f'_p a f_r . Toto napětí po průchodu dolní propustí dolaďuje kmitočet VCO tak, aby rozdíl fází kmitočtů f'_p a f_r byl nulový /nebo alespoň konstantní, např. 90°/.

Z vyobrazení je patrné, že postupující signál vytváří uzav-



Obr.32. Super VFO / VFX / DJ5HD

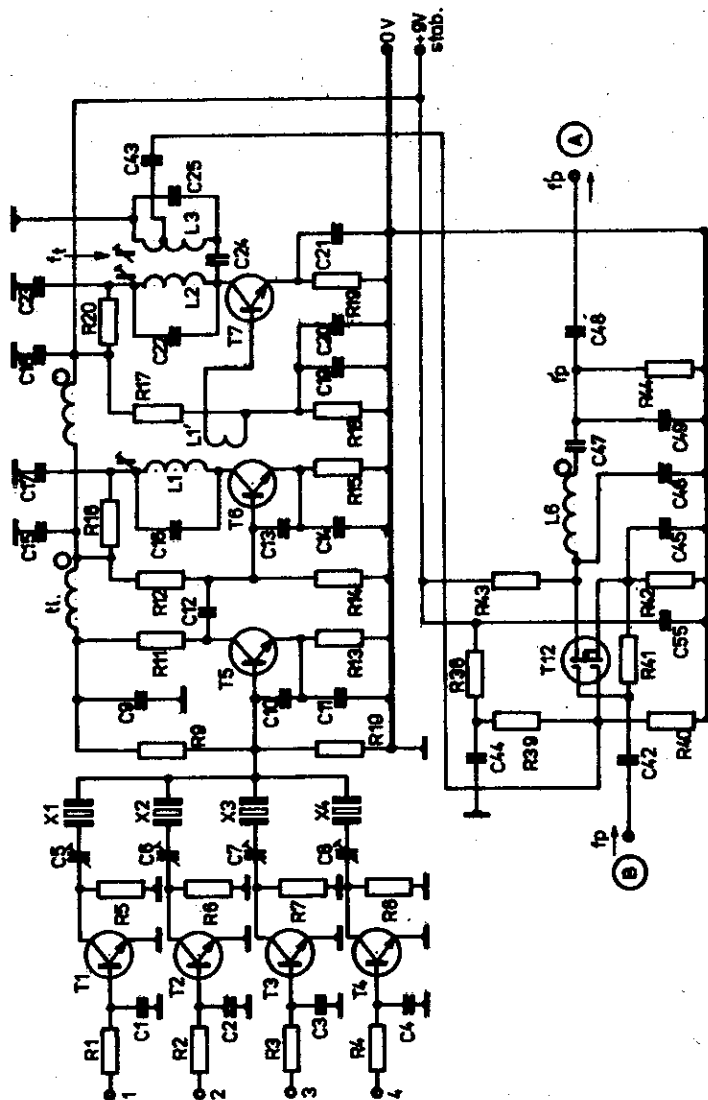
řenou smyčkou. Z toho anglický název "phase locked loop" - PLL, čili fázově uzavřená smyčka.



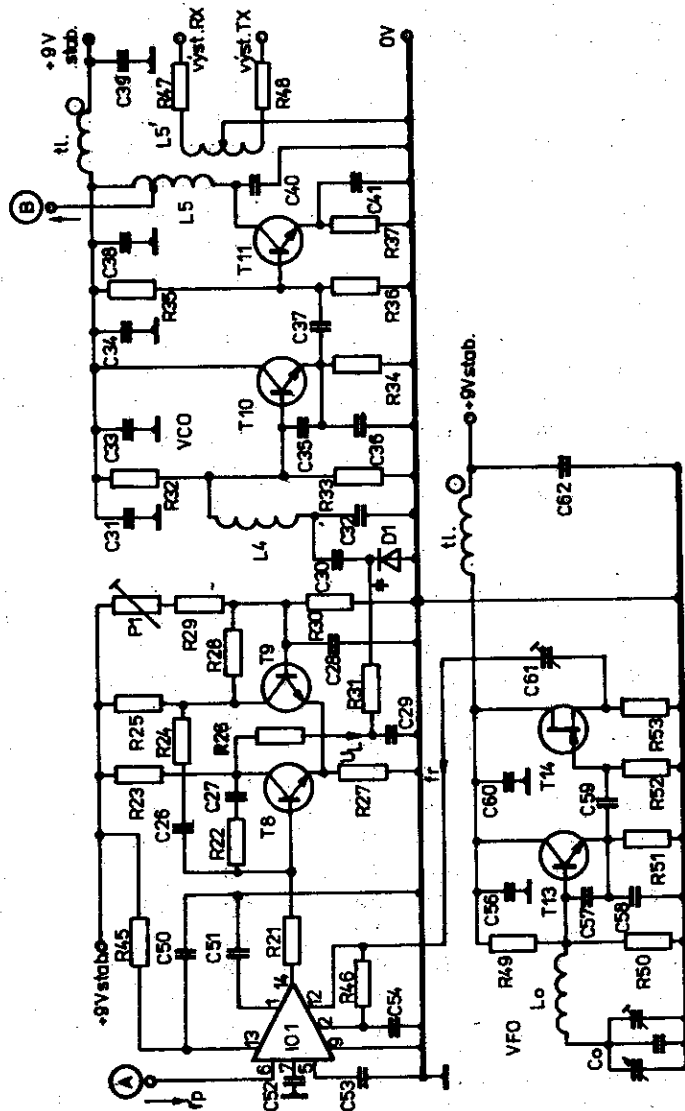
Obr.33. Skupinové schéma jednoduchého fázového závěsu s transpozicí kmitočtu

Jednou z prvních kmitočtových ústředen na principu fázového závěsu, uveřejněných v naší radiosamatérské literatuře, bylo tzv. zapojení FA-1 od OK1DAP. Jeho modifikace podle OK2JI je na obr. 34a/ a 34b/.

Transpoziční kmitočet f_t je získáván násobením kmitočtu krystalového oscilátoru, osazeného tranzistorem T5 ve stupních násobičů T6 a T7. Pásmové propust /L2, L3/ na výstupu řetězu násobičů potlačuje všechny ostatní kmitočty kromě transpozičního f_t . Pracovní kmitočet f_p z VCO je s kmitočtem f_t směšován v tran-



Obr. 34a/ Kmitočtová ústředna OR2J1 - 4-tat transpozice kmitočtu



Obr. 34b/ Kmitočtová ústředna OK2J1 - fázový závěr, VCO a VFO

Seznam součástek k obr.34a/, b/

R1	- 3k9	R15	- 560R	R29	- 18k	R43	- 1k2
R2	- 3k9	R16	- 120R	R30	- 18k	R44	- 1k
R3	- 3k9	R17	- 12k	R31	- 12k	R45	- 100R
R4	- 3k9	R18	- 2k7	R32	- 39k	R46	- 1k
R5	- 5k6	R19	- 560R	R33	- 22k	R47	- 33R
R6	- 5k6	R20	- 2k7	R34	- 560R	R48	- 33R
R7	- 5k6	R21	- 10k	R35	- 10k	R49	- 27k
R8	- 5k6	R22	- 390R	R36	- 3k9	R50	- 33k
R9	- 68k	R23	- 3k3	R37	- 1k	R51	- 1k5
R10	- 18k	R24	- 22k	R38	- 1k	R52	- 56k
R11	-820R	R25	- 3k3	R39	- 4701	R53	- 560R
R12	- 18k	R26	- 4k7	R40	- 47k	P1	- 6k8
R13	-820R	R27	- 2k7	R41	- 100k		
R14	- 2k7	R28	- 68k	R42	- 1k		

C1,2,3,4	- 6n8	C22	- 5p6	C35	- 68	C49	- 5p6
C5,6,7,8	- 10/40	C23	- 6n8	C36	- 3k9	C50,52	- 47n
C9	- 22n	C24	- 1p	C37	- 4p7	C51	- 100n
C10	- 82	C25	- 10p	C38	- 2n2	C53,54	- 47n
C11	- 180	C26	- 10M	C39	- 6n8	C55	- 100n
C12,13	- 100n	C27	- 150n	C40	- 5p6	C56	- 10n
C14	- 6n8	C28	- 1M	C41	- 2n2	C57	- 680
C15	- 22n	C29	- 1n	C42,43	- 12	C58	- 390
C16	- 22	C30	- 39	C44	- 1n	C59	- 68
C17,18	- 3n3	C31	- 22n	C45	- 6n8	C60	- 10n
C19	- 6n8	C32	- 10p	C46	- 5p6	C61	- 10/40
C20	- 2n2	C33	- 2n2	C47	- 6n8		
C21	- 3n3	C34	- 6n8	C48	- 56		

D1 - KB1050

T1,2,3,4 - spínací /např. KSY62/

T5,6,10,11 - KF525

T13	- BF224, BF184, SF245
T7	- KSY71
T8,9	- KC509
T14	- BF245C
T12	- 40673
IO1	- MAA661

Krystaly X1,2,3,4 upravené B100 a B000 z RM31

Všechny indukčnosti jsou vinuty na cívkových tělíscích $\varnothing$ 5 mm

- L_1 - 8,5 závitů drátem $\varnothing$ 1 mm CuAg, délka vinutí 16 mm. Jádru NO1P.
 - L_1' - 1 záv. drátu $\varnothing$ 0,5 mm v silik. bužírce mezi závity L_1 .
 - L_2 - 6 záv. drátem $\varnothing$ 1 mm CuAg, délka vinutí 10 mm, jádro NO1P.
 - L_3 - stejná jako L_2 , odbočka na prvním závitu od stud. konce.
 - L_4 - 5,5 záv. drátem $\varnothing$ 1 mm CuAg, délka vinutí 11 mm, jádro NO1P.
 - L_5 - 5,5 záv. drátem $\varnothing$ 1 mm CuAg, délka vinutí 12 mm, jádro NO1P.
 - L_5' - 2 x 1 závit drátem $\varnothing$ 0,5 mm v silik, bužírce mezi závity L_5 .
 - L_6 - 18 závitů drátem $\varnothing$ 0,4 mm CuLH na toroidu $\varnothing$ 10 mm z hmoty N1 /asi 30 μ H/.
- tlumivky t1 - asi 20 záv. drátem $\varnothing$ 0,35 mm CuLH na toroidu $\varnothing$ 6 mm z hmoty N1 /možno použít i nf materiály H22, H11, H6/.

Kmitočtový rozvrh:

Mf kmitočet - 6670 kHz /krystaly B10 z RM31/

VCO: 150,67 až 152,67 MHz

VFO: 8,57 až 9,57 MHz

Kmitočty krystalů a vynásoběných transpozičních kmitočtů:

1. B000 - 7894 kHz x 18 = 142,1 MHz - rozsah 144 až 145 MHz
2. B100 - 7950 kHz x 18 = 143,1 MHz - rozsah 145 až 146 MHz
3. B000 - 7916 kHz x 18 = 142,5 MHz - odskok 600 kHz
4. B000 - 7900 kHz x 18 = 142,2 MHz - odskok 900 kHz

Kmitočty krystalů jsou chemicky posunuty.

zistoru T12, na výstupu směšovače získáváme kmitočet f_p' , který prochází ještě dolní propustí L6, C46, C49, která potlačuje kmitočty nad 10 MHz. Pro směšování volíme co nejnižší úroveň signálu. Signál ze směšovače je totiž v bodě A přiváděn na vstup omezovacího zesilovače MAA 661 se ziskem 60 dB, který snadno zajistí potřebný rozkmit pro fázový detektor. Se stejným ziskem ovšem zpracuje i nežádoucí kmitočty - proto je kladen důraz na čistotu transpozičního signálu f_t ještě před směšováním na T12 /viz propust L2, L3/.

Pro fázové porovnání je využit koincidenční detektor obažený v IO MAA661. Referenční kmitočet f_r z plynule laděného VFO je přiváděn na vývod 12. Na výstupu 14 integrovaného obvodu je výstupní napětí fázového detektoru U_{reg} . Filtr smyčky je řešen jako aktivní s diferenciálním zesilovačem T8/T9 a dvojitým členem RC R22/C27/R21.

Protože koincidenční detektor MAA661 pracuje výhradně jako fázový a má úzké pásmo zachycení, je zapojení doplněno rampovací /"chytací"/ obvodem. Při ztrátě fázové synchronizace dojde k "rozbalancování" diferenciálního zesilovače, který pak pracuje jako multivibrátor. Napětí na kolektoru T8 má pak tvar pily a prolaďuje VCO tak dlouho, dokud nedojde k dosažení synchronizace /člen RC R24/C26/.

Velmi důležité z praktického hlediska je, aby kondenzátory v obvodu regulační smyčky /zejména v aktivním filtru/ byly kvalitní. Vyhnete se použití blokovacích kondenzátorů s nelineárním dielektrikem /TK 782, TK 783/.

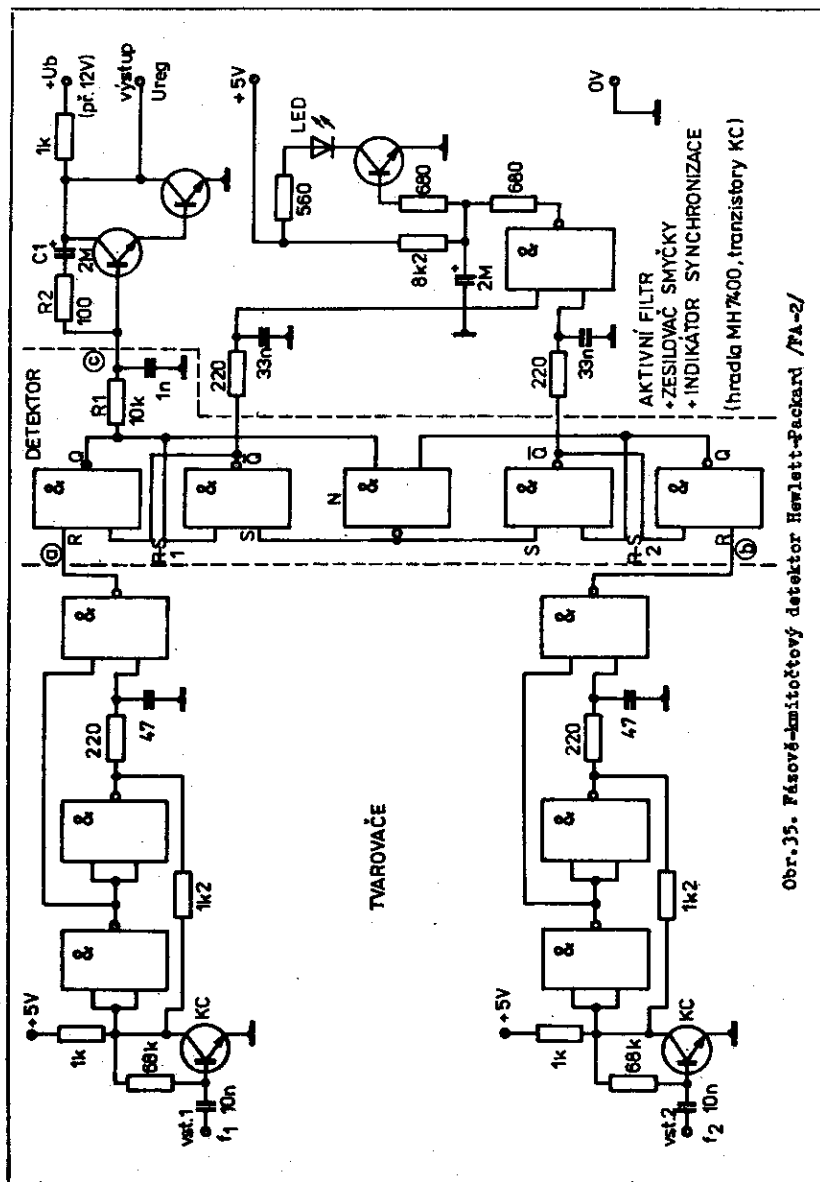
Určitý kvalitativní předěl znamená v technice fázových závěsů zavedení fázové kmitočtového detektoru. Např. fázové -kmi-

točtový detektor Hewlett - Packard byl v naší radioamatérské literatuře popsán pod označením PA-2. Schéma zapojení je na obr.35.

Vstupní porovnávané signály f_1 a f_2 jsou po zesílení tvarovány ve Schmittově obvodu, spojeném s monostabilním obvodem vytvářejícím krátké impulsy s log. úrovní L a dobou trvání řádově stovky ns. Ty jsou přiváděny na vstupy vlastního detektoru /body a, b/. V podstatě se jedná o dva klopné obvody R-S, nastavované vstupními impulsy a nulované společně v okamžiku, kdy se na jejich výstupech objeví úroveň H. Obvod, který dostal vstupní L impuls jako první, překlopí a na jeho výstupu bude H až do příchodu impulsu L na druhý obvod. Ten se tímto impulsem též překlopí, ale vzápětí se oba obvody zpětně vynulují hradlem N. Na jejich výstupech Q a $\bar{Q}$ jsou tedy buď jen krátké impulsy, nebo obdélníkový signál s proměnným impulsním poměrem. Po odfiltrování složek vstupních kmitočtů je na výstupu detektoru C /na integračním kondenzátoru ln/ stejnosměrné napětí úměrné rozdílu fáze vstupních signálů. Jsou-li různé i jejich kmitočty, zapojení pracuje jako kmitočtový detektor s tím výsledkem, že obvod s vyšším vstupním kmitočtem dává větší výstupní napětí. Další předností je, že nedochází k nežádoucí synchronizaci na harmonických /subharmonických/ kmitočtech a lze tak pracovat v širším kmitočtovém rozsahu /až 1 : 2/.

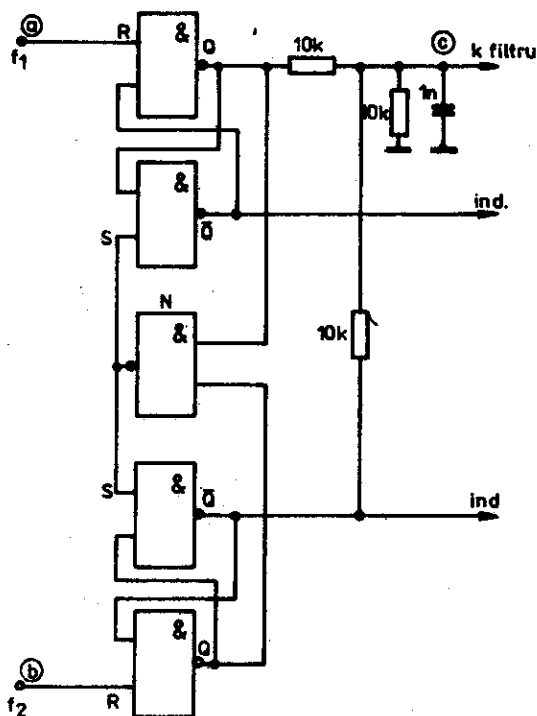
Za detektorem následuje zesilovač a aktivní filtr se dvěma tranzistory v Darlingtonově zapojení. Filtr pracuje s tzv. "dvojitou" časovou konstantou, určenou členem $R1/C1/R2$. Z doplňkových výstupů detektoru je řízen indikační obvod. Dioda se rozsvítí při ztrátě synchronizace.

Určitým problémem, vyplývajícím z použití TTL obvodů, je



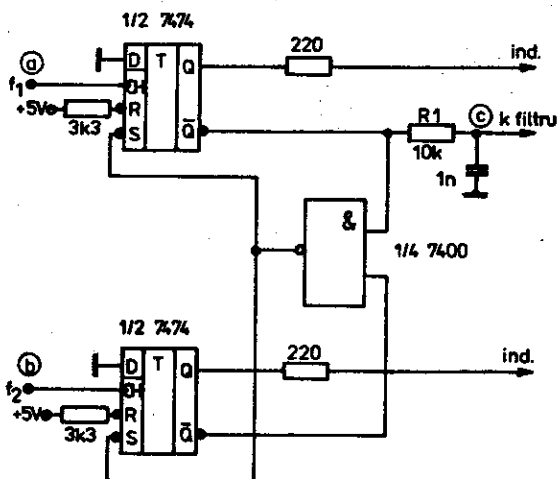
Obr. 35. Pásmově-limityčtový detektor Hewlett-Packard /PA-2/

relativně vysoká výkonová složka impulsů, která se projeví formou rušení do obvodu regulační smyčky. Tento jev lze omezit snížením šířky impulsů před filtrem na minimum, tj. pracovat v režimu, kdy je v ustáleném stavu rozdíl fází vstupních kmitočtů blízký nule /oproti původnímu provedení, udržujícímu ustálený stav při rozdílu fází asi 90° /. Rozdílu fází okolo nuly bude odpovídat tedy i podstatně menší šířka impulsů. Vlastní úprava detektoru spočívá pouze v přidání dvou rezistorů k původnímu schématu zapojení a je naznačena na obr.36.



Obr.36. Úprava fázově-kmitočtového detektoru H-P

Klopné obvody R-S sestavené z NAND hradel lze u detektorů nahradit využitím klopných obvodů D, jak naznačuje obr.37.

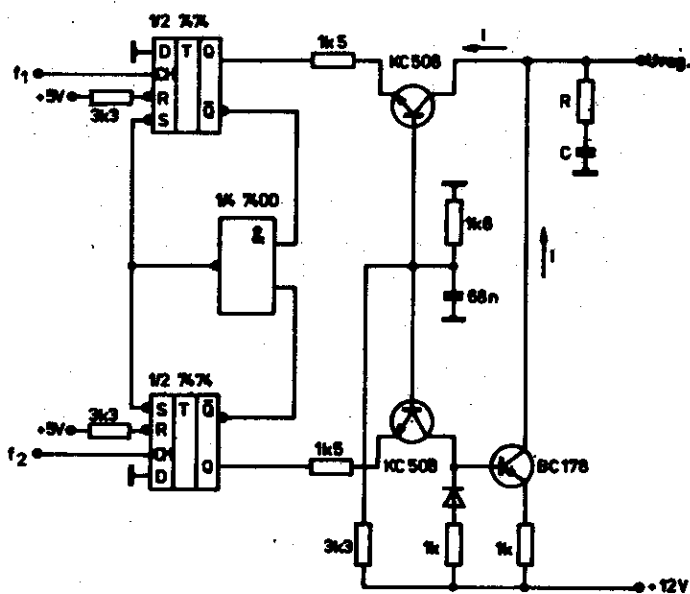


Obr.37. Fázově-kmitočtový detektor s klopnými obvody D

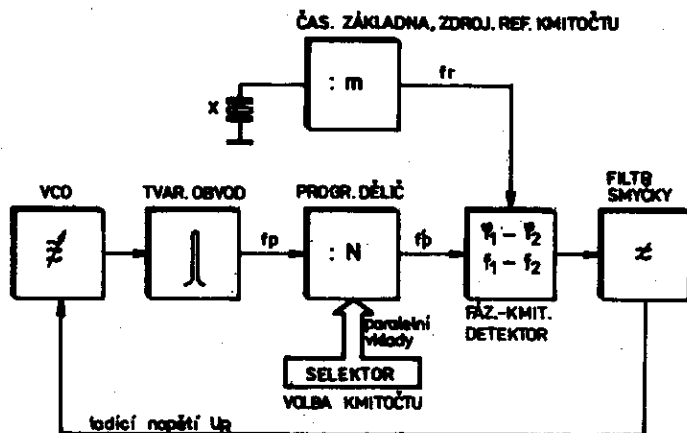
Na obr.38 je zapojení detektoru se zdroji napětí s aktivním filtrem s operačním zesilovačem, kterým je nahrazen integrační člen. Potenciometrem P_0 se nastavuje stav, při kterém jsou oba kmitočty porovnávány při nulovém fázovém rozdílu.

Nabíjení a vybíjení kondenzátoru korekčního členu lze též řídit pomocí zdrojů proudu. Příklad takto pojatého zapojení je na obr.39. Vyvážené zapojení potlačuje soufázové rušivé složky v obvodu regulační smyčky, a patří mezi detektory, využívající tzv. "čerpání náboje".

Pro techniku kmitočtové modulace mají největší význam kmitočtové syntezátory s číslicovou volbou požadovaného kmitočtu /kanálu/. Základní princip je na skupinovém schématu obr.40.



Obr. 39. Fázově-kmitočtový detektor se zdroji proudu



Obr. 40. Skupinové schéma fázového závěsu s programovatelnými děliči

Časová základna vytváří impulzy o stabilním porovnávacím kmitočtu f_p . Signál z VCO je tvarovací obvodem upraven na číslicový a přiveden do programovatelného děliče, jehož dělicí poměr N lze jednotkou volby kmitočtu zvolit jako potřebné celé číslo. Výsledný signál f_p' je porovnáván se signálem f_r ve fázové kmitočtové detektoru a získané ladící napětí U_{reg} doladuje VCO tak dlouho, až je dosaženo shody $\varphi_1 = \varphi_2$. Programovatelný dělič může pracovat jako dekadický, to znamená, že příslušnými ovládacími prvky /přepínači/ v jednotce volby kmitočtu můžeme postupně nastavovat jednotky, desítky, stovky kHz resp. MHz až do kmitočtové hranice dané vlastnostmi děliče. Můžeme však vybírat i pouze předem zvolená čísla N pomocí diodové matice nebo speciálně upravených přepínačů. Toto řešení je právě vhodné pro radiostanice FM - volba kanálů.

Při praktické konstrukci jsme často omezení mezním kmitočtem použitých děličů, takže nelze přímo zpracovávat signál VCO na vysokém kmitočtu. V takovém případě je možné převádět signál VCO do nižší polohy směřováním se signálem transpozicičního oscilátoru, podobně jak bylo naznačeno na obr.33. Další možností je předdělení signálu pomocí rychlé děličky /prescaler/.

Použití TTL obvodů přináší nemalé potíže z důvodů značné úrovně rušení vnášeného do obvodu regulační smyčky. V případě kanálové volby, kdy referenční kmitočet zůstává konstantní, lze toto rušení omezit tím, že filtr řešíme jako výřezový, laděný na referenční kmitočet f_r . Nejschůdnější cestou je použití dvojitého článku T. Je třeba dbát též na vhodné stínění a blokování, aby se rušivé impulzy nemohly šířit jinou cestou, např. po přívodech napájení. Relativně značný odběr omezuje použití ob-

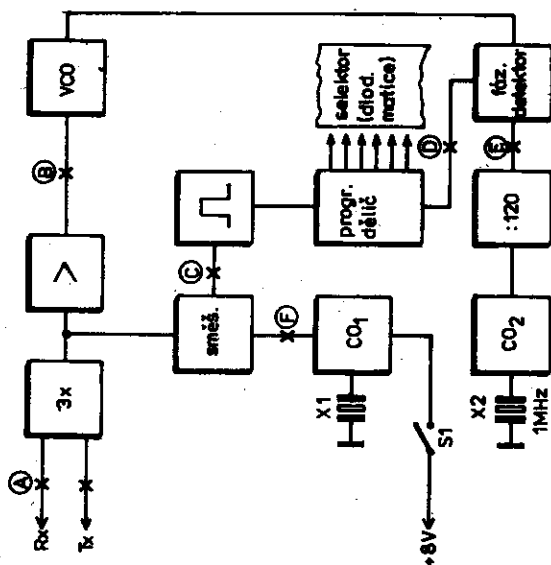
vodů TTL na stacionární, nanejvýš pak vozidlové radiostanice. Do lehkých přenosných stanic se vůbec nehodí.

Možnost schůdného amatérského řešení nabízí teprve využití logických obvodů CMOS s malou spotřebou a tudíž i nepetrnou úrovní rušení. Jediným omezujícím faktorem je všeobecně nižší hranice kmitočtů, ve které tyto obvody mohou pracovat. Tento nedostatek však lze řešit konverzí na nižší kmitočty podobně jako u již uvedených příkladů.

Příkladem úspěšné aplikace dostupných CMOS obvodů je kmitočtová ústředna karlovarského transceivru "Vřídlo" v úpravě OKLAFQ uvedená na obr.41 až 45. Z důvodů využití inkurantních krystalů a snadnějšího zpracování výsledných kmitočtů obvody CMOS nepracuje ústředna přímo na vysokém kmitočtu 135 MHz, ale na jeho třetině, tj. 45 MHz. Požadovaný řídící kmitočet v oblasti 135 MHz se získává násobením kmitočtu VCO ve strojovači T10. Stejně tak se násobí ladící rozsah VCO, modulační zdvih a ladící krok kanálového rastru. Původnímu rastru 25 kHz bude tedy odpovídat třetinový krok 8,333 kHz a duplexnímu odstupu 600 kHz odpovídá 200 kHz. Podle tohoto výchozího zadání pracuje ústředna následujícím způsobem:

Transpoziční signál o kmitočtu $43,76\bar{6}$ MHz, generovaný krystalovým oscilátorem T2 /násobený T3/, je směřován se signálem VCO ve směšovači T4. Signál VCO v kmitočtovém rozsahu $44,76\bar{6}$ až $45,08\bar{3}$ MHz je tak převeden na pomocný porovnávací kmitočet f'_p v rozsahu 1,000 až 1,275 MHz, snadno zpracovatelný obvody CMOS. Pomocný signál f'_p je zesílen tranzistorem T5 a pro zpracování v číslicových obvodech upraven tvarovačem T6, T7.

Upravený pomocný signál f'_p je veden na vstup číslicové čas-



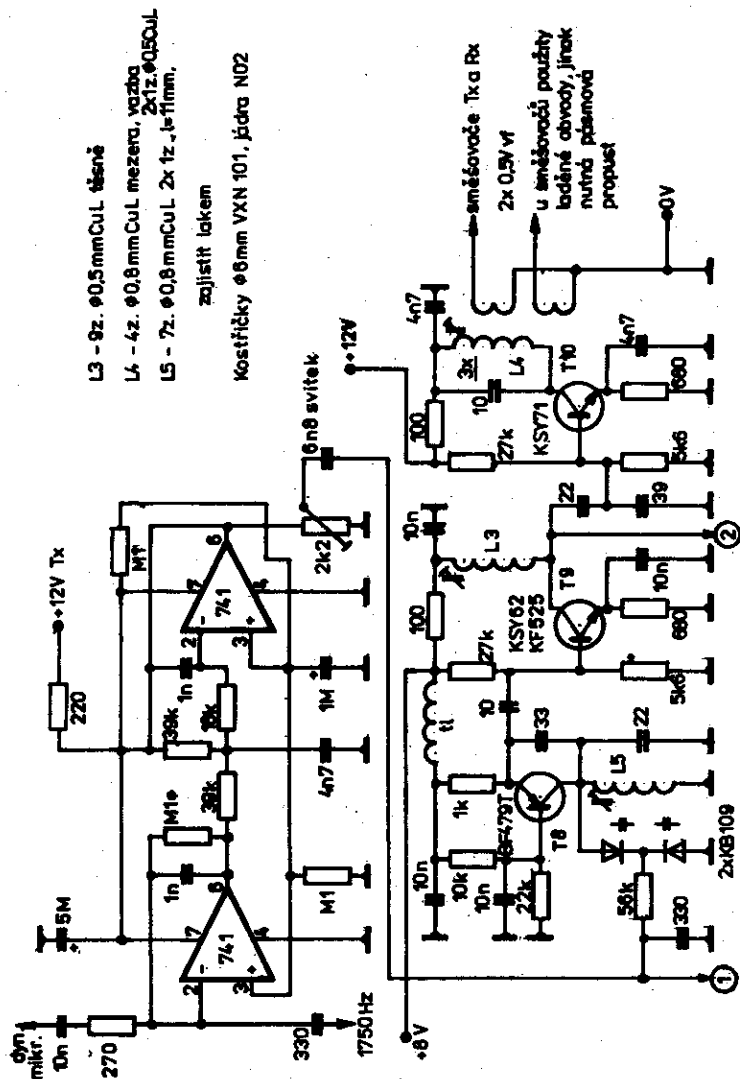
KMITOČTY V JEDNOTLIVÝCH BODECH:

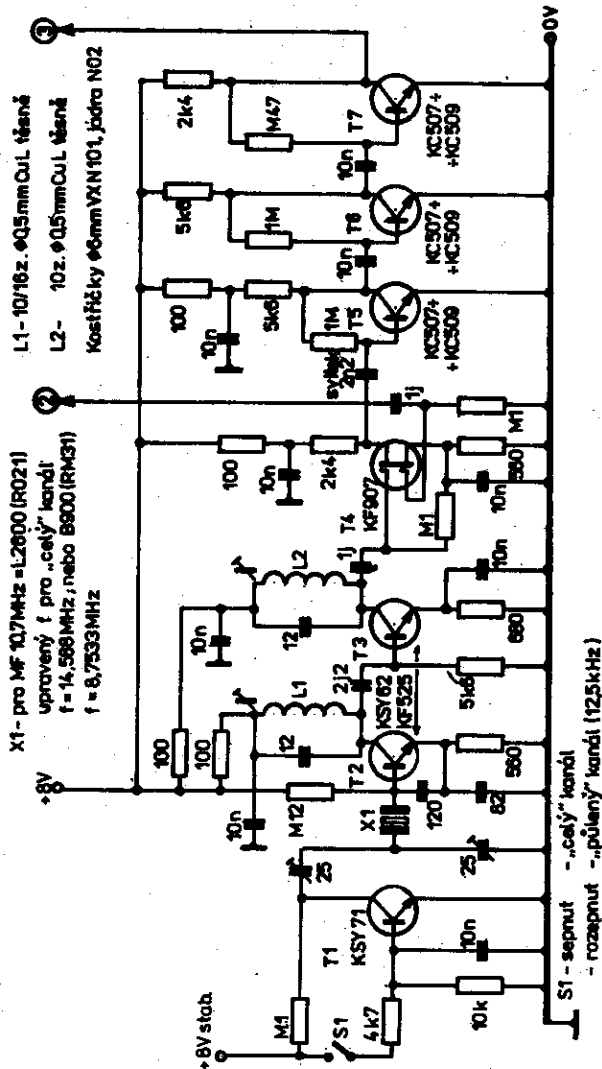
	Ⓐ	Ⓑ	Ⓒ	Ⓓ
R φ Tx	134,3 MHz	44,766 MHz	1,0 MHz	120 8,333 kHz
R φ Rx	134,9 MHz	44,966 MHz	1,2 MHz	144

Ⓔ — 8,333 kHz

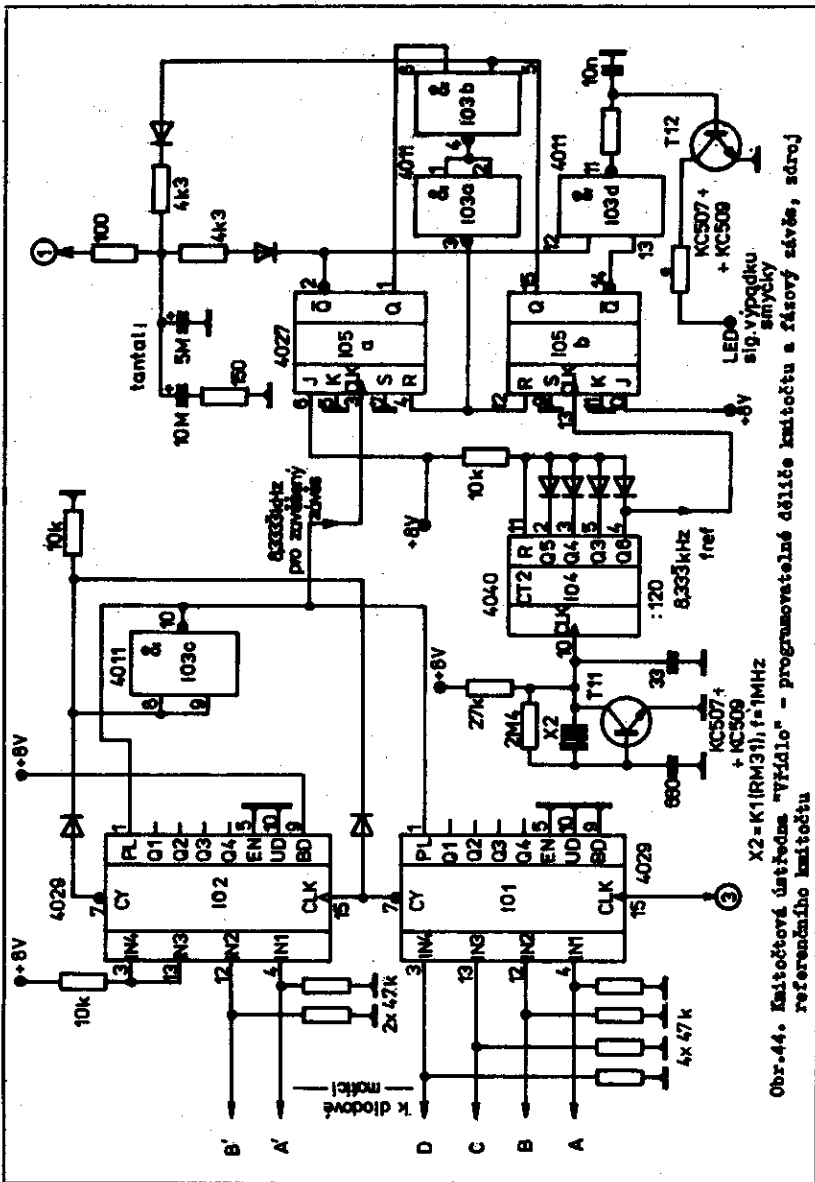
Ⓕ — 43,766 MHz celý kanál
43,770 MHz půlený kanál

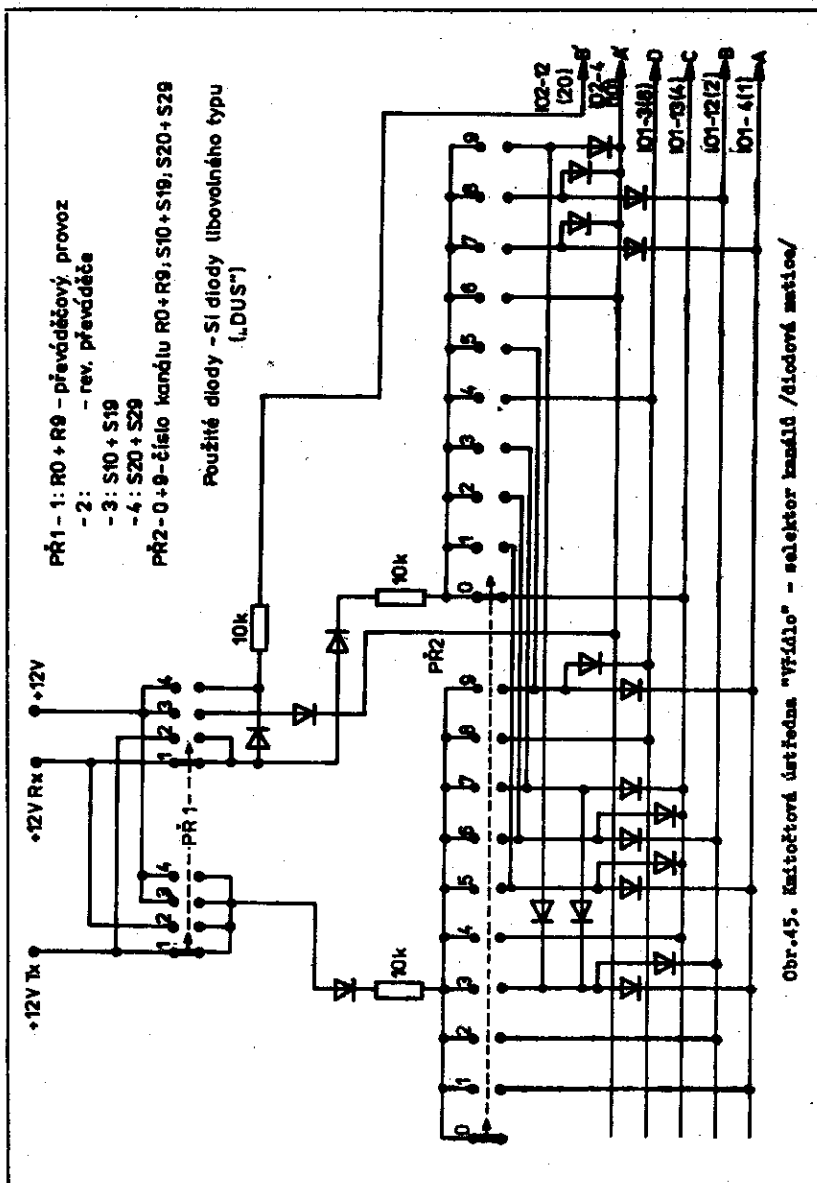
Obr. 41. Skupinové schéma kmitočtové ústředny transceívru "Výřilo" v úpravě OK2AFQ





Obr. 43. Kmitočtová distekce „výřalo“ - část transpozice kmitočtu a tvarová signálu





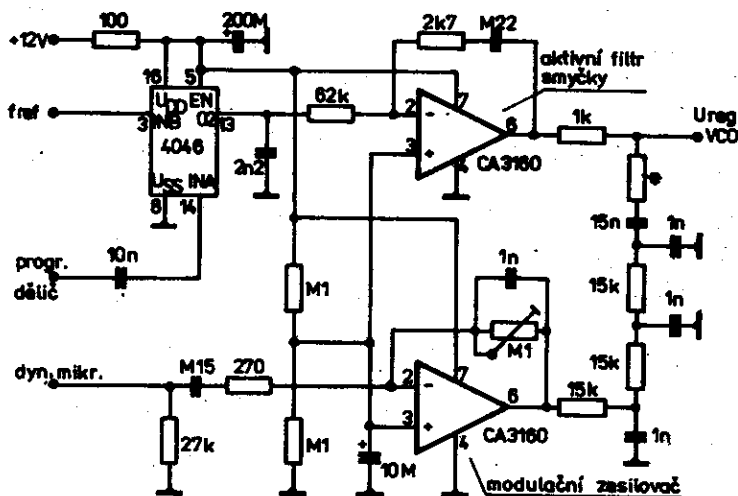
ti - bod 3. Programovatelný dělič je osazen integrovanými obvody CMOS typu MHB4029, z nichž první, IO1, pracuje jako dekadický, IO2 jako binární čítač. Předvolba vstupů /DATA/ se provádí pro jednotlivé kanály diodovou maticí s přepínačem.

Na obr.45 naznačená diodová matice je nakreslena ve stavu přepnutí na začátek rozsahu, tj. 1,000 MHz /kanál R0/. Použití diodové matice v dané koncepci se jeví z amatérského hlediska jako nejméně výhodná, rozhodně snadnější než opatření vhodného přepínače v kódu BCD. Diodová matice určuje pro daný rozsah příslušný dělicí poměr v rozmezí $N = 120 - 153$ /R0 TX až R9 RX/. Programovatelný dělič tak dělí pomocné kmitočty f_p' odpovídající požadovaným kanálům na kmitočet kanálového kroku 8,333 kHz. Tato hodnota musí být tedy zvolena jako referenční kmitočet f_r pro porovnání ve fázově-kmitočtovém detektoru.

Zdrojem stabilního referenčního kmitočtu je časová /lépe řečeno kmitočtová/ základna /tj. obr.44/, ve které je požadovaný referenční kmitočet 8,333 kHz získán dělením s krystalem 1 MHz. Dělicí poměr dvanáctistupňové binární děličky CD4040 je v tomto případě zvolen $N = 120$. Samozřejmě postačí i sedmistupňová dělička Tecla MHB4024 a s rezervou pak MHB4020, se kterou se nám značně rozšiřují možnosti co do výběru řídicího krystalu časové základny. Zdaleka není nutno volit "celé" hodnoty kmitočtu krystalu, které jsou nespolehlivě dostupné. Lépe je trochu přemýšlet a využít domácích zásob.

Na výstupu základny získáme tedy kmitočet f_r - referenční, na výstupu programovatelného děliče kmitočet f_p' - porovnatelný. Stejně jako u všech fázových závěsů jsou oba kmitočty přivedeny na vstupy fázově-kmitočtového detektoru. Zde použitý detektor

je modifikací známého zapojení Hewlett - Packard /FA-2/ s obvody J-K typu CD4027. Je zřejmé, že obdobný detektor lze snadno realizovat i s našimi obvody D typu MHB4013. Ještě vhodnější je aplikovat fázový závěs MHB4046 /obr.46/.



Obr.46. Příklad aplikace fázového závěsu MHB4046

Na výstupu detektoru 1 je smyčka filtrována členem RC s dvojitou časovou konstantou. Tím je omezeno rušení referenčním kmitočtem do obvodu smyčky; smyčka je však zároveň natolik pomalá, že umožňuje přímou superpozici modulačního napětí /přivedení modulačního napětí do obvodu varikapu/. Doporučuje se dodržet předepsané součástky v obvodu regulační smyčky, jde o mnohokrát ověřené provedení. Je to důležité proto, aby byla zajištěna základní stabilita regulační smyčky VCO.

Popsaná kmitočtová ústředna se vyznačuje vysokou spektrální

čistotou a její realizace je z amatérského hlediska poměrně náročná. Během doby došlo k některým zjednodušujícím úpravám /obr.45/, spočívajícím v omezení počtu diod v matici při současném rozšíření počtu kanálů. Přesun celého rastru na tzv. poloviční kanály "x" lze provést nejnázorněji změnou kmitočtu transpozicičního oscilátoru, jak též naznačuje obr.43.

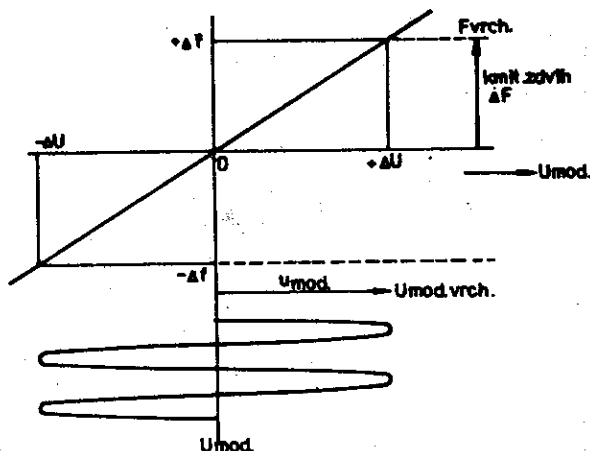
Jednoznačná volba kanálů je zvláště výhodná u mobilních zařízení, kdy je nutno počet ovládaných a sledovaných prvků omezit na minimum.

Popisem kmitočtové ústředny "Vřídlo" OK 1 AFQ se uzavírá kapitola o zdrojích řídících kmitočtů amatérských FM radiostanic. Modernější řešení s využitím speciálních integrovaných obvodů pro kmitočtové syntezátory bude pro amatéry běžně dostupné po rozšíření sortimentu integrovaných obvodů typů CMOS a ECL.

3. MODULÁTORY FM, MODULAČNÍ ZESILOVÁČE

3.1 ZÁKLADNÍ POŽADAVKY, LINEARITA

Úkolem jakéhokoliv kmitočtového modulátoru je převést změny modulačního napětí na odpovídající změny kmitočtu /obr.47/. Tato závislost má být lineární. Maximální /vrcholové/ hodnotě modulačního napětí odpovídá tedy maximální kmitočtový zdvih ΔF .



Obr.47. Závislost kmitočtu kmitočtově modulovaného oscilátoru na přiváděném modulačním napětí

V současné době se ke generování signálů úzkopásmové FM používá téměř výhradně přímá kmitočtová modulace pomocí varikapů. Závislost kapacity varikapu na přiloženém napětí U_R v závěrném

směru ovšem není lineární. Lineární není ani závislost kmitočtu na kapacitě laděného obvodu /podle Thompsonova vztahu/ a oba průběhy se vzájemně kompenzují pouze částečně. Pro praxi je vždy směrodatné nalezení této závislosti měřením a je zřejmé, že výsledný průběh se od idealizovaného na obr.47 vždy liší. Důsledkem je větší či menší zkreslení přenášeného signálu.

Modulování oscilátorů LC: Nejjednodušším případem je modulace oscilátorů LC /VFO, VCO/. Zde je kapacita varikapu pouze malým zlomkem celkové kapacity oscilátorového obvodu. Pro získání požadovaného kmitočtového zdvihu se používá pouze malá část převodní křivky napětí/kmitočet, kterou lze ještě považovat za lineární. Velký význam má nalezení optimálního stejnosměrného předpětí /pracovního bodu/ pro varikap. Typickým příkladem je zapojení VFO Boubín /viz obr.23/.

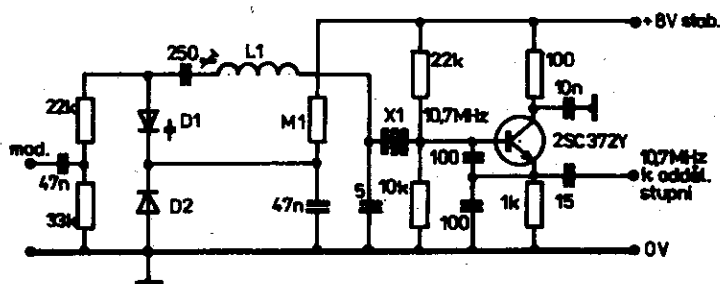
3.2 VYUŽITÍ VCXO PRO GENEROVÁNÍ SIGNÁLU FM

Skutečností, že kmitočet VCXO lze řídit přiváděným napětím, se u jednoduchých přístrojů FM využívá k přímé modulaci. Ani zde není závislost změny kmitočtu na změně ladícího napětí varikapu zcela lineární a v některých případech je nutno nelinearitě alespoň částečně kompenzovat.

U transceiverů řady TRP, kde je kladen důraz na jednoduchost, se přimodulovává přímo ladící varikap /viz obr.22/. Potřebné modulaci napětí je velmi malé a mění se v ladícím rozsahu v poměru přibližně 3 : 1. Ke kompenzaci lze do jisté míry použít druhou dráhu ladícího potenciometru /tendemový potenciometr/, nebo řízení zdvihu jiným potenciometrem.

Velmi často se u různých transceivřů s mezifrekvenčním kmitočtem 10,7 MHz moduluje přímo oscilátor 10,7 MHz, který po směšování s kmitočtovou ústřednou vytvoří vysílací kmitočet. Duplexní odstup 600 kHz v tomto případě vytváří kmitočtová ústředna.

Velice známým zařízením u nás je transceivř YAESU FT221R, jehož VCXO pro 10,7 MHz je na obr.48. Předpětí varikapu je určeno napájecím napětím, dioda D_2 má za úkol kompenzovat teplotní



Obr.48. VCXO 10,7 MHz transceivřu FT221R

drift varikapu. Krystal je "tažen" cívkou L_1 na rozladění asi 20 kHz. Žádná další opatření pro linearizaci převodní křivky použita nejsou a zřejmě to nevedí nikomu, kdo na FT221 vysílá, ani tomu, kdo ho poslouchá.

Modulovaný VCXO 10,7 MHz nepoužívají pouze profesionální výrobci v zahraničí, ale i v tuzemsku. Tesla Pardubice v řadě VR20 používá nekonvenční řešení s tranzistorovou verzí Buttlera oscilátoru. Pro toto zapojení se objednávají speciální krystaly s parametry vhodnými pro "tahání" /zvýšená statická

padě modulace/ varikapem, jehož pracovní bod je dán Zenerovou diodou. Takto se získá převodní modulační křivka, byť s určitou nelinearitou. Ke kompenzaci této nelinearity slouží indukčnost L_2 , která tvoří se statickou kapacitou krystalu C_0 paralelní rezonanční obvod. Jeho vhodným naladěním se vytvoří ke křivce dané indukčností L_1 křivka inverzní. Zkreslení modulace se tak kompenzuje na hodnotu menší než 2 %. Výpočet celého složeného obvodu je obtížný, v každém případě předpokládá znalost všech hodnot náhradního zapojení krystalu. Proto pro orientaci uvádíme konkrétní provedení obou indukčností podle informací výrobce:

Obě cívky mají 95 závitů drátem $\varnothing 0,06$ mm na cívkovém tělísku QA 261 45 $\varnothing 5,5$ mm, jádro N01.

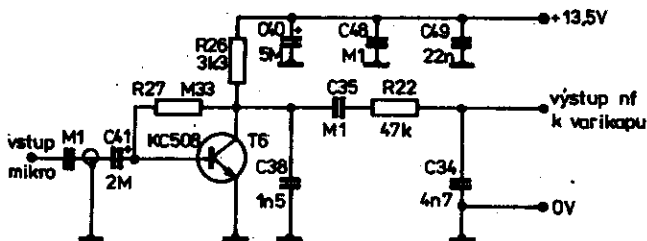
Postup ladění je následující: Body A se skratují a cívka L_3 se naladí na maximální výstupní signál. Zkrat se odstraní a cívkou L_1 se nastaví rozladění krystalu. Při rozladování pochopitelně střední kmitočet klesá /až o 20 kHz, proto se objednávají krystaly speciálně pro toto zapojení/. Cívkou L_2 se nastaví linearity modulační křivky, dlužno ovšem podotknout, že její vliv částečně zmenšuje šířku synchronní oblasti krystalu, který pak má snahu se kmitočtově "utrhávat". V tom případě je nutno zvýšit zpětnou vazbu zmenšením rezistoru R_{zp} , případně zvětšením či úplným vypuštěním tlumivého rezistoru R_t . Nevylučuje se ani možnost změny poměru děliče C_1/C_2 ; určitá rezerva je i ve změně předpětí varikapu. Ještě údaj o L_3 - její indukčnost je 15 μ H.

V každém případě je vhodné využít základní myšlenky této konstrukce a pokusit se o linearizaci modulační křivky pomocí paralelní indukčnosti ke krystalu i v případě jednodušších VCXO. Popsaný složený obvod používal výrobce už u řady radio-

stanie typu VX. Od typu VR22 se používá VCXO ve formě hybridního integrovaného obvodu.

3.3 MODULAČNÍ ZESILOVAČE

V teoretické části publikace [5] jsme si ukázali, jak spolu souvisí zdvih, maximální modulační kmitočet a celková šířka vysílaného pásma. Pokud vycházíme z předpokladu, že závislost kmitočtu na napětí je lineární /viz obr.47/, musí všechny požadované parametry zajistit modulační zesilovač.



Obr.50. Modulační zesilovač transceivru Boubín 78

Nejjednodušším modulačním zesilovačem je prostý mikrofonní předzesilovač např. z transceivru "Boubín" obr.50. Nevelké zesílení asi 15 dB nestačí při původně dodávaném mikrofону pro dosažení požadovaného zdvihu. Osvědčilo se lépe jako mikrofon používat modrou dynamickou vložku "Temír" nebo telefonní sluchátko typu 4 FE 562 10. Uvedené elektroakustické měniče mají tzv. "telefonní" kmitočtovou charakteristiku, takže šíře nf pásma vychází optimální. V uvedeném zapojení jsou vyšší kmitočty omezeny též kondenzátory C38 a C34. Přenos nízkých kmitočtů

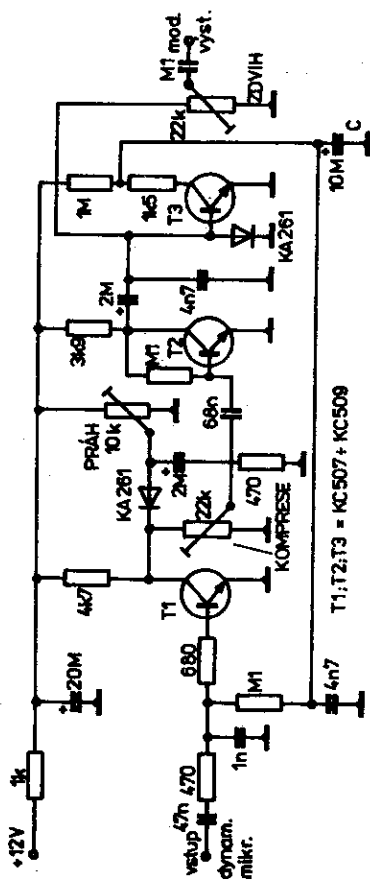
je tlumen zvolenou velikostí vazebních kondenzátorů 100 nF, které zajišťují alespoň částečnou preemfázi signálu.

V technice kmitočtové modulace má důležitý význam nepřekrošení předepsaného maximálního zdvihu. Tento požadavek lze řešit dvěma způsoby.

Prvním způsobem je použití kompresoru dynamiky modulačního signálu, druhým použití omezovače dynamiky /v amatérské praxi je nazýván "ořezávač" modulačních špiček - clipper/.

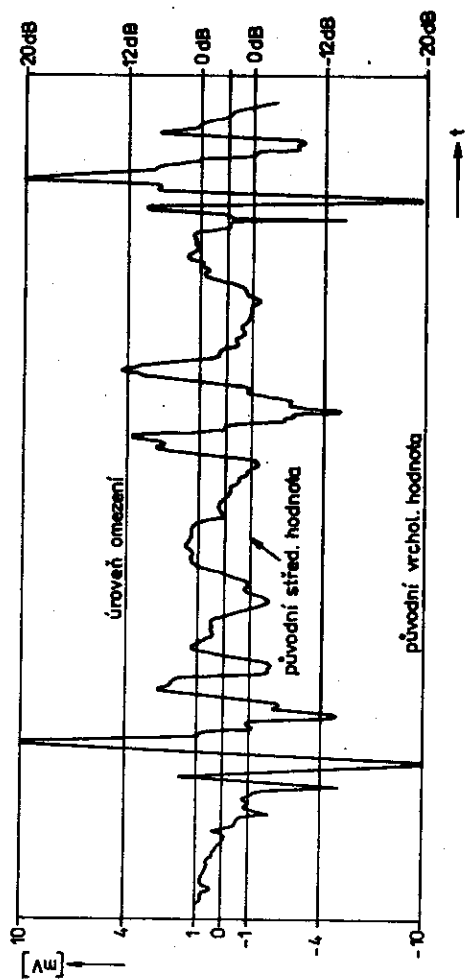
Kompresor dynamiky nastavuje automaticky stále stejnou průměrnou úroveň výstupního nf signálu pro různé velikosti napětí z mikrofону. Nevýhodou kompresoru je skutečnost, že při delších pauzách mezi slovy se "vynořuje" hluk pozadí, dokonce i šum vstupního tranzistoru. Tyto jevy působí nevhodně nastavená odpadová konstanta, je proto účelné doplnit kompresor obvodem, který zajišťuje určitý minimální "práh" přenášených signálů, nebo použít gradientní mikrofon. Zapojení, upravené OKLEAP, je na obr.51. I po úpravě však přetrvává tzv. "polykání" prvních slabik, dané náběhovou konstantou. Protože u uvedeného jednoduchého zapojení spolu náběhová i odpadová konstanta souvisí, je nutný určitý kompromis daný volbou kapacity elektrolytického kondenzátoru C.

Statistickému hodnocení můžeme podrobit i časový průběh hovorového signálu. Při časovém rozvinutí hovorového signálu /obr. 52/ zjistíme, že amplituda špiček přestupuje průměrnou střední hodnotu /1 mV/ o cca 20 dB. Doba, po kterou je okamžitá amplituda vyšší o 20 dB než tato průměrná hodnota, je jen statistickou trváním celého hovoru. Součet všech časových intervalů, v nichž amplituda přestoupí průměrnou úroveň o 12 dB, tvoří jen 1 % tr-



Obr. 51. Kompresor dynamiky s prahovým obvodem

střední hodnota $\pm 1\text{mV} - 0\text{dB}$
 úroveň omezení $\pm 4\text{mV} - 12\text{dB}$
 původní vrchol. hodnota $\pm 10\text{mV} - 20\text{dB}$



Obr. 52. Časové rozvinutí hovorového signálu

vání hovoru. Během 30 % doby hovoru je amplituda řeči 20 dB pod průměrnou střední hodnotou. Je tedy jasné, že omezením špiček hovorový signál na srozumitelnosti neztratí, i když určitá stráta věrnosti je logicky pozorovatelná. S rostoucím omezením hovorového signálu stoupá poměr průměrné střední hodnoty k vrcholové, čili pro konstantní povolenou maximální amplitudu /tedy i maximální zdvih/ roste s omezením signálu jeho výkon. Říkáme, že se hovorový signál "energeticky vyplní".

Omezení signálu má za následek vznik nových harmonických, ale též intermodulačních kmitočtů, proto je nutno za omezovač zařadit dolní propust se zlomovým kmitočtem asi 2,4 kHz a poklesem větším než 18 dB/okt. Omezení šíře nf pásma zabrání rozšíření spektra signálu FM a tím i rušení sousedních kanálů.

Protože větší část špiček hovorového signálu spadá do oblasti vyšších kmitočtů /zv. formantů/, má omezení vliv i na jejich poměrné rozšíření. Tím je energetický vliv vyšších kmitočtů v celkovém signálu zdůrazněn a dochází v podstatě automaticky k preemfázi, jejíž účinek se sčítá s preemfází zavedenou členy RC v modulačním zesilovači před omezením.

Takto "upravený" hovorový signál prokazuje zvýšení hovorové srozumitelnosti asi o 6,5 dB.

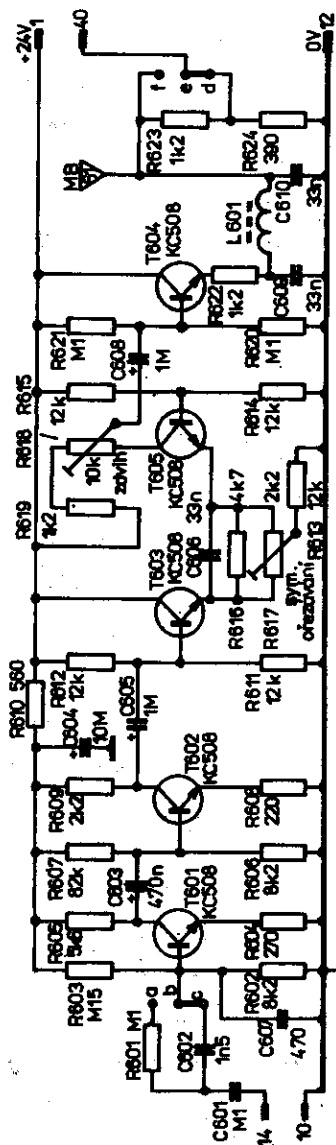
Vzhledem k omezení dynamického rozsahu signálu se ovšem zvyšuje relativní úroveň hluků /pozadí/ stejně jako u řízeného kompresoru. Je proto nutno používat tzv. gradientní mikrofony, které jsou necitlivé na hluk pozadí a je třeba do nich hovořit velice zblízka. Základně se nehodí tzv. "HiFi" mikrofony. Příliš vhodné není ani oblíbené telefonní sluchátko 4 FE 562 10. Lepších výsledků lze dosáhnout s modrou dynamickou vložkou "Temír"

a zejména s gradientní vložkou MMD510 Tesly Val. Meziříčí. Vůbec nejlepší je použití sovětské dynamické vložky DEMŠ. Tyto vložky jsou používány v řadě radiostanic VR Tesly Pardubice s vynikajícími výsledky.

Úpravy hovorového signálu omezováním se u profesionálních radiostanic používá již dlouho. Příkladem je modulační zesilovač radiostanice VXW 100, osazený ještě germaniovými transistory /obr.53/. Přes jednoduchost zapojení plní všechny uvedené funkce dobře.

Modernější zesilovač pro mikrofon DEMŠ je zesilovač radiostanice VR20 /obr.54/ již s křemíkovými transistory. Vstupní signál asi 90 mV na vstupu 14 předpokládá použití mikrofonního předzesilovače se ziskem 20 dB, který je umístěn v ovládací skřínce. Propojkami a-b-c se volí přesměry dle požadované provozní varianty /vozidlová nebo základnová radiostanice, resp. retranslace/. Rozdílový zesilovač T603/T605 plní funkci omezovače amplitudy /"ořezávače" špiček/. Symetrie omezení se nastavuje trimrem R613. Vhodným nastavením lze dostatečně kompenzovat nelinearitu modulační křivky /varikapu ve VCXO/. Výstupní napětí a tedy i zdvih se nastavuje trimrem R618. Emitorový sledovač T604 slouží k přizpůsobení dolní propusti L601/C609/C610. Poměrně velké výstupní napětí asi 0,7 V je nutné pro modulaci VCXO 10,7 resp. 15,2 MHz.

Některé prvky zapojení obr.54 /rozdílový zesilovač/ přivádějí na myšlenku využití operačního zesilovače. Toto řešení je právě z amatérského hlediska ideální. Vysoké zesílení, samostatné omezení a snadná možnost úpravy kmitočtové charakteristiky předurčují tyto obvody k využití v modulačních zesilovačích.



vstup 14 : = 90 mV

bod b (báze T801) : = 5 mV

báze T802 : = 50 mV

báze T803 : = 330 mV

báze T804 : = 1V

MB61

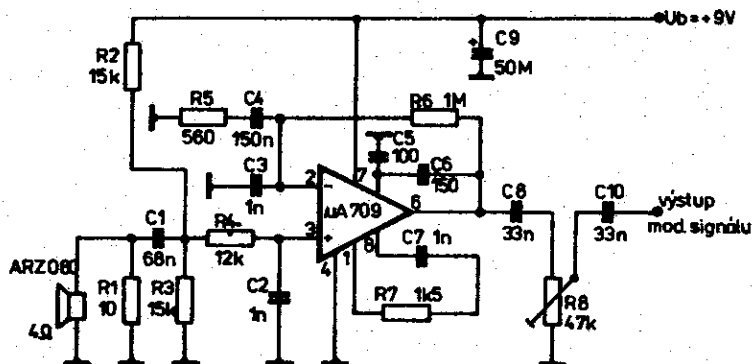
propoj. b - c : přemítáze +8dB/dk

propoj. a - b : bez přemítáze

propoj. d - e - f : dla požad. výst. mod. napětí

Obr. 54. Modulační zesilovač VR20

Základní zapojení na obr.55 je použito v transceivru TRP. Předpětí /umělý střed napájení zesilovače v asymetrickém zapojení/ je určeno děličem R2/R3. Jako mikrofon se používá reproduktor, je tudíž nutné jeho nežádoucí rezonance tlumit rezistorem R1. Základní preemfáze je dána velikostí kapacit C1 a C8.



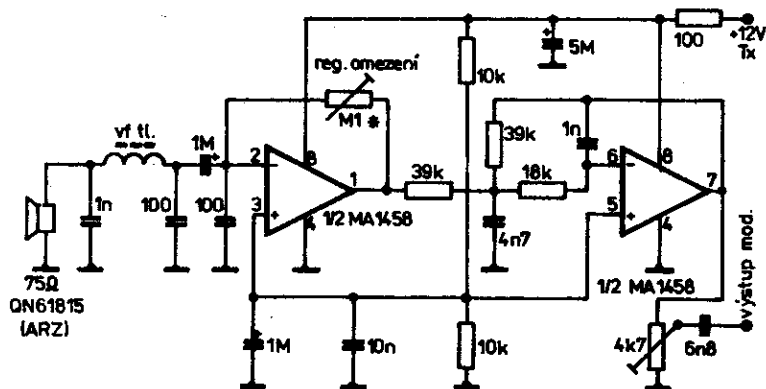
Obr.55. Modulační zesilovač transceivru TRP

Je ovlivněna i celkovou kmitočtovou charakteristikou. Tato je určena především členem R5/C4 v obvodu invertujícího vstupu /záporná zpětná vazba/, ale i kompenzačním členem R7/C7 a děličem C5/C6. Úroveň omezení je možné měnit rezistorem R4 - protože však na výstupu není z prostorových důvodů zeřazena účinná dolní propust, nedoporučuje se volit příliš vysoký stupeň omezení /nejvýše do 10 dB/ a rozšiřovat tak vysílané spektrum.

Rozkmit výstupního napětí nemůže přesáhnout hodnotu napájecího napětí. Vstupy jsou proti účinku vf blokovány kondenzátory C2, C3, zdvih se nastavuje až na samotném výstupu /trimr R8/.

Ještě výhodnější pro využití v modulátorech je operační ze-

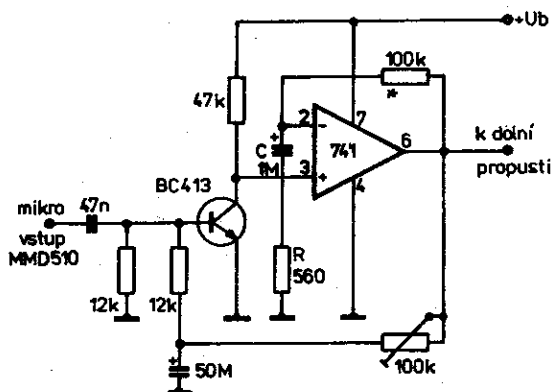
silovač MAA741 nebo dvojice těchto operačních zesilovačů MA1458. První OZ plní vlastní funkci modulačního zesilovače a omezovače, druhý OZ je zapojen jako aktivní dolní propust. Modulátor na obr.56 je použit v transceivru OKIAFQ "Vřídlo".



Obr.56. Modulační zesilovač transceivru "Vřídlo"

Když používáme obzvláště necitlivé gradientní mikrofony s malým výstupním napětím, může se stát, že i plné zesílení operačního zesilovače nestačí pro požadovanou úroveň omezení. Potom je možné před operační zesilovač zařadit jeden zesilovací stupeň v tzv. "hladovém" zapojení /obr.57/. Tranzistor musí být nízkofrekvenční a především nízkosumový. Trimrem 100 kΩ se nastaví předpětí báze tak, aby na výstupu OZ byla přesně polovina napájecího napětí. Zisk a tedy i úroveň omezení se řídí velikostí zpětnovazebního rezistoru 100 kΩ /ve schématu označen hvězdičkou/. Změna zesílení OZ se projeví též jako posunutí kmitočtové charakteristiky, které lze upravit volbou kapacity C u vý-

vodu 2. Vstup musí být ošetřen proti pronikání vf signálu zařazením blokovacích kondenzátorů a vf tlumivky.



Obr.57. Zapojení předzesilovacího stupně pro gradientní mikrofon

Experimentování s modulačními zesilovači je zajímavé a pro mnohé poučné. Vzhledem k tomu, že v podstatě všechny zásady lze dělat zkusmo, lze dát na adresu věčných "mikrofonních výměnkářů" jednu dobrou radu: Nezkoušejte nikdy různé úpravy modulace přímo v provozu na převaděči. Když už to musí být, použijte volný přímý kanál. Nejlepší ovšem je, ještě než modulační signál pustíte na varikap a posléze do éteru, ověřit si provedení zásah nahrávkou vlastního hlasu na magnetofon. Teprve až se vám váš hlas bude líbit /co do komunikační účinnosti/, můžete bez obav vysílat. /Viz naučný slovník, heslo His Masters Voice./

Na závěr kapitoly o modulačních zesilovačích ještě dvě technické připomínky. Na kmitočtovou charakteristiku celé modulační cesty, zejména na preemfázi, mají vliv i konstanty RC v obvodu

stejnoseměrného předpětí varikapu, proto je volíme co možno malé. Především blokovací kondenzátor v obvodu předpětí by neměl mít v praxi vyšší kapacitu než 1 nF.

Druhá připomínka se týká regulace maximálního zdvihu. Při komunikaci přes převáděč v mezních podmínkách, kdy je procházející signál již na prahu šumu, dochází vlivem umlčovače převáděče k "roztrhání" signálu, které se v praktickém provozu projeví "kockáním". Jak už častokrát bylo uvedeno, má spektrum úplného signálu FM své minima a maxima, dále při daném zdvihu pro některé kmitočty nosná vlna úplně vymizí /Besselovy nuly/.

Výsledkem jsou amplitudové změny, na které reaguje umlčovač převáděče zmíněným "kockáním". V tomto případě částečně pomůže zúžení vysílaného spektra, redukce jeho maxim a minim - čili zmenšení zdvihu. U jednoduchých radiostanic bez úpravy signálu kompresorem či omezovačem /TRP, Boubín/ toho dosáhneme snadno oddálením mikrofону od úst a rovnoměrnou tichou modulací bez výrazných hlasových akcentů. Tedy pravý opak návyku operátorů z DX KV pásem, kde se při slabém signálu doslova křičí.

Tento způsob však není příliš účinný pro upravované modulace. V takovém případě je třeba mít možnost snížit zdvih potenciometrem umístěným na ovládacím panelu. Stojí za povšimnutí, že většina známých profesionálních transceiverů /ICOM, YAESU, KENWOOD/ tuto možnost má. Je ovšem nutno provést základní nastavení úrovně z modulátoru tak, že maximálnímu povolenému zdvihu bude odpovídat horní doraz ovládacího potenciometru - to z důvodů dodržení povolených podmínek.

Regulace zdvihu při komunikaci v mezních podmínkách a práci přes vzdálený převáděč umožní tak dokončit řadu spojení na úrovni šumu.

V první části Obvodové techniky kmitočtové modulace byly probrány prvky generátorů kmitočtů a modulační obvody.

Další část této práce bude opět součástí edice PZAR a bude pojednávat o přijímacích traktech zařízení pro FM. Způsob zpracování bude stejný a umožní technikům Svazarmu zvládnout postupně problematiku zařízení pro FM.

Autor touto cestou děkuje spolupracovníkům z technické komise RR ČUV Svazarmu za pomoc při určení skladby práce a pracovníkům edičního odboru ÚV Svazarmu ČSSR za pečlivé technické zpracování publikace.

SEZNAM LITERATURY

- [1] Schwarzbeck G.: IC202S, IC402 - Testbericht DL1BU, CQ-DL 3/1979
- [2] Novák P.: Převáděčové minitransceivry, RZ 5, 6, 7-8/1980
- [3] Kryška L.: Jednotka VKV třídy Hi-Fi s velkou přeladitelností, AR 7/1974
- [4] Liess W.: Ein 135 MHz VFO, Funkamateurl 5, 6/1980
- [5] Daneš J. a kol.: Amatérská radiotechnika a elektronika II, kapitola Základní poznatky o kmitočtové modulaci, Naše vojsko 1987

ÚČELOVÁ EDICE ÚV SVAZARMU

Řídí Nina Erbenová

Knižnice zájmové, branně technické a sportovní činnosti

PŘEDNÁŠKY Z AMATÉRSKÉ RADIOTECHNIKY

OBVODOVÁ TECHNIKA KMITOČTOVÉ MODULACE I.

Vydal ústřední výbor Svazu pro spolupráci s armádou v Praze
roku 1987 jako svoji 2831. publikaci, 116 stran, 57 obrázků.
prostřednictvím podniku ČO ČSTV Sportpropag

Napsal Petr Novák

Obrázky nakreslil ing. Jiří Štěpán

Návrh obálky František Prouza

Odpovědná redaktorka PhDr. Lenka Lukavská

Grafická úprava Miloslav Torn

Technický redaktor Jindřich Běhal

Náklad 5 000 výtisků. Publikace je vydána pro vnitřní potřebu
Svazarmu a rozšiřuje se bezplatně.

Vytiskla Modela, podnik ÚV Svazarmu, závod 18, Hronov