

SBORNÍK PŘEDNÁŠEK O PŘIJÍMAČÍCH PRO VKV PÁSMO

Kolín 17. - 19. května 1974

Obsah :

Ing. Ivan Bukovský : Konvertory

Pavel Šír, OKI AIY : Konvertory pro 144 MHz

Jiří Vaňourek, OKI DCI : Konvertor pro 432 MHz

Ing. Jan Franc, OKI VAM : Konvertor pro 1296 MHz

Ing. Vlad. Mašek, OKI DAK : Konvertor pro 1296 a
2304 MHz

Pavel Šír : Podmínky šíření VKV

Obsah o ...

SBORNÍK PŘEDNÁŠEK O PŘIJÍMAČÍCH PRO VKV PÁSMO

Kolín 17. - 19. května 1974

Konvertory pro amatérská pásma VKV.

Úvod.

Příjem na VKV amatérských pásmech, jež mají vzhledem k pracovním kmitočtům relativně úzký rozsah, je v praxi téměř výlučně řešen použitím konvertorů. Jedná se o typy s pevným a z důvodů stability krystalem řízeným oscilátorem. V tomto pojednání se zaměříme na některé všeobecně platné zásady koncepce a realizace těchto "standardních" typů konvertorů a jejich variant.

1.0 Volba mezifrekvenčního kmitočtu.

Mf kmitočet, na kterém se kmitočtovou transpozicí směrem dolů amatérské VKV pásmo ladí, bývá dán v našich podmínkách především typem přijímače, který k tomu účelu máme k dispozici. Pro amatéra je mnohdy rozhodující i hodnota krystalu, který by byl použitelný tak, aby při vynásobení dal s přijímaným signálem žádaný mf kmitočet.

Volba není jednoduchá. Existují totiž protichůdné požadavky. Především obyčejně požadujeme, aby mf pásmo, na kterém budeme ladit, bylo na stupnici přijímače co nejvíce rozestřeno, čímž bude dosaženo co největší kmitočtové rozlišovací schopnosti. Nejlepší je pak, budou-li souhlasit celistvé MHz na mf kmitočtu se začátkem VKV pásma. Umožňuje to také využít veliké výhody možnosti odečítání na původní cejchované stupnici přijímače bez přepočtu; /počet kHz od začátku VKV pásma = počtu kHz od celistvé hodnoty MHz *Stupnice*/. V mnohých případech používáme přijímače se stupnicemi velmi dokonale provedenými. Pokud by nebyly využity tak, že budou dílkově souhlasit i při použití konvertoru, ochuzujeme se o velmi cennou vlastnost, používat přijímač s konvertorem jako značně přesný vlnoměr.

Dosud vysloveným požadavkům vyhovuje např. mf pásmo 4 - 6 MHz, které bývá v našich podmínkách velmi často používáno. Často se vyskytuje požadavek využít ještě nižší mf kmitočet např. 1 až 3 MHz pro RX typu MWeC/. Vlivem malé selektivity ve vf zesilovači prakticky dochází při velmi nízkém mf kmitočtu ke zhoršování reálné citlivosti přijímače. Děje se tak např. pronikáním rušení z nežádoucího zrcadlového pásma, které je vzdálené o 8 - 12 MHz od pásma žádaného při mf kmitočtu 4 - 6 MHz. Při obvyklém typu konvertorového směřování je toto zrcadlové pásmo položeno níže, než přijímaný signál a spadá do kanálů letecké služby. Možno prakticky doložit, že potlačení zrcadlového pásma bývá v běžné konstrukci v provedení s pásmovým filtrem mezi vf zesilovačem a směšovačem 16 - 20 dB pro dosud diskutovaný případ mf.

Měření vf rozmítaným generátorem by nám potvrdilo, že šíře pásma vf obvodů na 145 MHz, sejmutá od anténního vstupu ke směšovači, je u obvyklého provedení zesilovače vždy větší, než 6 - 10 MHz pro pokles na

3 dB. Známe sice prostředky, jak získat větší selektivitu, např. ihned na vstupu použitím zvláštního provedení dvojité laděného obvodu, např. provedením popsaným v AR 1/59 a v AR 1/62. To však vždy znamená ztrátu na šumovém čísle. /Zvýšená selektivita se platí útlumem a ten se rovná číselně ztrátě š.č./

Vraťme se však k optimální volbě mf kmitočtu. Jak z hlediska zrcadlové selektivity, tak z hlediska nutnosti vyhnout se proniku silných krátkovlnných rozhlasových a TV stanic lze za optimální hodnoty prvního mf kmitočtu považovat oblast od 25 do 42 MHz. Vztahuje se to na konvertory amatérských pásem 145 MHz, 433 MHz i 1296 MHz. Na pásmu 1296 MHz, eventuelně i 2200 MHz by mf kmitočet měl být vyšší. Avšak dosud reálné řešení konvertorů s diodovým směšovačem na vstupu, nutí zajistit šumové číslo mf zesilovače velmi nízké, a to lze docílovat snadno pouze na relativně nízkých kmitočtech, to je asi na několik desítek MHz. Vychodiskem z problému vyhovět oběma dosud vytčeným požadavkům, to jest jak možnosti přesného ladění na mf 4 až 6, nebo 3 až 1 MHz, tak i zabezpečení dostatečné zrcadlové selektivity, je řešení blokového schématu konvertoru podle obr. 1. Viz obr. 1.

Jde o konvertor s dvojitým směšováním, který používá jednu širokopásmovou mf pevnou - na vysokém kmitočtu v doporučené oblasti, a druhou nižší mf laditelnou v rozsahu dostupného přesného a selektivního komunikačního přijímače. Jednou z předností tohoto řešení je i to, že k dvojitému směšování je použit kmitočet jediného krystalového oscilátoru. Výběr hodnoty krystalu je omezen tím, aby vznikla žádaná druhá mezifrekvence. Jsou zde však možnosti ve využití takových hodnot krystalů, které se zdánlivě k žádnému konvertoru s jednoduchým směšováním nehodí. Hodnota první mezifrekvence totiž může být necelistvá, protože teprve doplňkem s kmitočtem krystalu dává celistvý žádaný produkt. Blokové schéma podle obr. 1 lze realizovat pouze s jediným elektronkovým, nebo polovodičovým prvkem navíc oproti klasickému řešení. Některé další klady a nedostatky této koncepce budou zhodnoceny v závěru.

2.0 Volba krystalu - kmitočtový plán.

O kmitočtového plánu konvertoru vedle již odůvodněné volby 1. mezifrekvence nám zbývá určení vhodné hodnoty piezoelektrické krystalové jednotky /PKJ/.

Přihlížíme k těmto zásadám :

- a/ Základní kmitočet oscilátoru, ze kterého vyjdeme, by měl být co nejvyšší. K výslednému směšovacímu kmitočtu se pak dostáváme nejnižším koeficientem násobení a je i minimální počet nežádoucích kombinačních kmitočtů.

- b/ Nejvhodnější jsou to kmitočty PKJ, ze kterých se dostáváme na výsledný požadovaný směšovací kmitočet vhodně rozloženými násobícími skoky. Za takové požadujeme násobky 2x, 3x, méně v hodné již 5 x a zcela nevhodný je násobek 7x. Lichý násobek 3x se snažíme využít k přirozenému vynásobení již v oscilátoru zapojením vynucujícím kmitání na svrchním mechanickém násobku základního kmitočtu PKJ.
- c/ Vyšší koeficienty násobení volíme na počátku násobícího řetězu, nižší např. 2x ponecháváme na poslední stupně, kde je třeba udržet výkonovou úroveň.
- d/ Již v počátečních stupních násobení dbáme na dobrou selektivitu proti nežádáným sousedním násobkům, nejlépe pásmovými filtry. Příklad proniku sousedních násobků viz obr. 2.

2.1 Návod na určení přesné hodnoty výchozího kmitočtu :

Pro klasický jednoduchý konvertor není třeba dále rozvádět, protože kmitočtový plán je jednoduchý a přehledný. Potřebnější je uvést, jak volit kmitočet oscilátoru pro konvertor s dvojitým směšováním podle blokového schematu obr. 1.

Základní kmitočet oscilátoru f_x se určí podle vzorce /1/ :

/1/
$$f_x = \frac{f_s - MF_2}{n+1} \quad \text{/MHz/} \dots \text{ platí pro kladné ladění, při kterém stoupajícimu kmitočtu vstupnímu síťu } f_s \text{ odpovídá stoupající kmitočet laditelné mezifrekvence } MF_2 \text{; směšovací kmitočet = heterodynový ; } f_h < f_s$$

n = volitelný celkový koeficient násobení, za který dosazujeme postupně výhodné násobky, to je 2, 3, 4, 5, 6, 8, 9, 10, 12, 15, 16, 18, 20, čímž obdržíme celou řadu hodnot použitelného kmitočtu iaxukýriez dy,

MF_2 = hodnota středu druhé, to je laditelné mezifrekvence, která podle našeho přání odpovídá středu přijímaného pásma f_s .

MF_1 = hodnota středu první, to je pevné mezifrekvence, není ve vzorci obsažena a kontrolujeme, zda pro vhodný násobek "n" bude v doporučené kmitočtové oblasti, to je od 25 so 42 MHz $MF_1 = f_x + MF_2$.

Při výjimečných požadavcích, např. při extrémně nízkém MF_2 /3 ± 1 MHz/ bude nutno z praktických důvodů připustit dolní mez MF_1 10 MHz, přičemž horní mez nebude vhodná nad 30 MHz. Toto se však týká speciálně pásma 2 m, i když kompromisní realizace není vyloučena ještě na 70 cm.

Nelze-li přirozenou tvorbou kmitočtů podle vztahu /1/ nalézt vhodný kmitočet oscilátoru f_x vzhovující dostupnému krystalu, možno volit dle vzorce /2/ :

/2/
$$f_x = \frac{f_s - MF_2}{n-1} \quad \text{/MHz/} \text{ platí pro kladné ladění směšovací kmitočet } f_h > f_s, \text{ čímž je poněkud znevýhodněn násobící řetěz.}$$

Je patrné, že zde se uplatní např. ty hodnoty PKJ, které by podle vzorce /1/ nebyly použitelné při vypuštění násobků 7, 11, 13 atd. Lze tedy říci, že stejného účinku docílíme s mnohem větší paletou hodnot PKJ, než při klasickém řešení.

Ustoupíme-li od požadavku "kladného" ladění na komunikačním přijímači a připustíme možnost ladění "obráceného" než je cejchování stupnice, avšak při zachování souhlasu celistvých MHz a dílků, rozšíří se možnosti kmitočtového plánu o základní kmitočty f_x dle vzorce /3/ a /4/.

/3/ $f_x = \frac{f_s + MF \cdot 2}{7n+17}$ /pro $f_h < f_s$ /

/4/ $f_x = \frac{f_s + MF \cdot 2}{n-1}$ /pro $f_h > f_s$ / ... /MHz/

Požadavek obráceného ladění je někdy i výhodný a stanovíme jej jako přímání, je-li nutné na komunikačním přijímači přepínat rozsah a chceme-li, aby exponovanější část pásma byla laděna vcelku a pouze zbytek byl přepínán. /Tento požadavek se vyskytoval speciálně pro RX typu M^{ve}C v dobách, kdy provoz se soustřeďoval v dolní části pásem/.

Vypočtená hodnota kmitočtu oscilátoru f_x , která splňuje optimální hodnoty MF 1 a MF 2 nemusí být základním kmitočtem PKJ. Vedle zmíněné již možnosti užití mechanického násobku, může být kmitočet na hodnotu f_x dílčím způsobem vynásoben. Rozšíří se tak využití nízkých hodnot kmitočtů PKJ, avšak zde je již třeba další kontrola, aby násobky nepadly do zesilovaných pásem.

V příloze 1. jsou uvedeny pro informaci tabulky některých aplikací popisovaného dvojího směřování pro pásmo 145 MHz a 432 MHz.

3.0 Problematika krystalového oscilátoru.

Samotný krystalový oscilátor pokud pracuje jako elektronkový stupeň a bylo nutné využívat různě aktivní výbrusy PKJ, a to i na jejich svrchních kmitočtech, přinášelo to dosti problémů. To proto, že elektronky nebyly pro toto použití tak vhodné, jako dnes zcela dostupné a levnější křemíkové vf tranzistory.

Rozdíly spočívají především v těchto bodech :

- 1/ Elektronka neskýtá takovou rezervu strmosti $\frac{\Delta I_{c_1}}{\Delta E_{c_1}}$ oproti značně vyšším hodnotám strmosti $\frac{\Delta I_c}{\Delta E_b}$ u tranzistorů, což rozhoduje o možnosti snadného rozkmitání obvodu s krystalem, např. 32 MS u OC 170 proti 12 mS u E88CC.
- 2/ Rezerva ve strmosti, tedy i v možnosti rozkmitání dovoluje volnou vazbu s obvodem, což je ve prospěch stability, nebo naopak umožňuje realizovat některé méně aktivní zapojení se svrchním kmitočtem PKJ, bez nebezpečí vysazování oscilací.

- 3/ Výkon v obvodu krystalového oscilátoru s tranzistorem je pouhou volbou napájecího ss napětí snadno udržitelný až o řád nižší, než možno dosáhnout s elektronkou bez dalšího opatření, to např. obvody automatické stabilizace k tomu účelu používaným. Je to důležité u nových vysoce aktivních PKJ, které mohou být v obvodu s elektronkou často i zničeny. Přitom však lze získat dostatečné napětí pro eventuelní spolupráci s elektronkovými stupni.
- 4/ Signál tranzistorového oscilátoru se snadno dosahuje bez jakékoliv hlukové /brumové/ modulace, kterou u elektronek velmi často vnáší střídavé žhavení. /Projevuje se to ovšem až po velkém stupni násobení např. pro konvertory 23 cm pásma./
- 5/ Zcela vynikající vlastnosti by měly pro oscilátory tranzistory FET.

Nebudou zde uváděny rozdíly mezi zapojeními oscilátorů; pro tranzistory je publikováno v přístupné literatuře dosti příkladů. V souvislosti s probíraným tématem výhodnost tranzistorů, byla zdůrazněna jako úvod k jednomu z požadavků, který nám zbývá na krystalový oscilátor pro konvertory. Tímto požadavkem je možnost jemného dotážení kmitočtu PKJ na žádanou hodnotu pro dosažení souhlasu stupnice přijímače. Dotážení v širších mezích umožňuje pouze oscilátor, který má velkou rezervu v aktivitě, a to je oscilátor tranzistorový. Na obr. 3 je typické zapojení umožňující doladění. V daleko menším rozsahu jsou doladitelné krystalové oscilátory kmitající na mechanickém násobku, než ty, které pracují na základním kmitočtu. Viz obr. 3.

4.0 Problémy směšovačů konvertoru .

Pro konvertory s dvojitým směšováním jsou tyto problémy snad nejzávažnější a to jak z hlediska zabezpečení velké dynamiky zpracovaných signálů, tak z hlediska výskytu nežádoucích produktů a navázání oscilátoru. V předchozích kapitolách bylo zdůrazněno, jak selektivita obvodů násobičů má zabezpečit, aby ze základního oscilátoru byl vybrán pouze konečný žádaný směšovací kmitočet f_h . Jinak by ke směšování mohlo docházet i se subnásobky f_h/n a to by rozmnožilo počet event. nežádoucích příjmů. Nežádoucí příjmy s násobky výsledného směšovacího kmitočtu $n \cdot f_h$ vzniknou už principiálně na charakteristice směšovacího prvku. Avšak v přivedeném f_h tyto násobky být nesmí, nebo pouze silně potlačené, protože to by opět vedlo ke snížení směšovacího zisku a zvýšení šumu. Proto v příkladech hodnotných konvertorů vidíme vždy řetěz násobiče zakončen pásmovým filtrem. Z jeho sekundáru je třeba dopravit na mřížku směšovací elektronky /eventuelně na bázi tran-

zistoru/vhodné budící napětí, při kterém je dobrá směšovací účinnost a to i z hlediska velké dynamiky vstupních signálů. Vazba nesmí narušovat propustnou charakteristiku vř signálových obvodů, ani odnímat zesílenou energii signálu před směšovačem.

Pro buzení 1. směšovače jsou již praxí ustálené způsoby vazby, které kompromisně výše uvedeným požadavkům vyhovují. Zaměříme se a zhodnotíme 2 hlavní typy, viz obr. A/ b/ c/.

a/ vazba do katodového/resp tranzistorového/ obvodu vazební indukčnosti.

b, c/ Vazba do mřížkového /resp. bázového/ obvodu induktivně, b/ nebo malou kapacitou c/.

Viz obr. a/ b/ c/.

Způsob a/ by byl vhodný až do KV, avšak na VKV, to je od 2 m pásma se tato vazba stává nevýhodnou. Na katodu /emitor/ musí být dodáno napětí určité velikosti / u obvyklých elektronek 1,5 - 2,5 Vef u tranzistorů 0,1 - 0,2 Vef/ a protože katoda představuje malý vstupní odpor, znamená to dodat na kmitočtu fh určitý výkon. Mimoto indukčnost v katodě Lk se projevuje jako tlumení vstupního signálového obvodu. Překročí-li určitou hodnotu /např. více vazebních závitů volně vázaných na obvod fh/ způsobí naopak odtlumení signálového obvodu eventuelně až přes hranici stability. Tečkovaně je naznačen princip vzniku kladné vazby, který je v podstatě Colpittsovým oscilátorem na vyznačeném kapacitním děliči. Zvlášť markantně se toto nežádoucí odtlumení projevuje u tranzistoru na VKV, protože jsou zúčastněny jeho větší kapacity a větší strmost. Častý je vznik oscilací mimo pásmo fs a fh, a to na decimetrových kmitočtech, kdy Lk je velkou reaktancí a přívody k mřížce, nebo anodě tvoří laděné linky.

Zapojení b/ c/ tyto nedostatky nemají. Signálový obvod ještě napomáhá poněkud vytransformovat nahoru, přiváděné napětí fh a tím potřebný převedený výkon pro směšování je menší. Jeho potřebná velikost však stoupá s kmitočtovým odstupem, to jest s velikostí $f_s - f_h = f_{MF}$. Pak se fh příliš vzdaluje od rezonance obvodu fs a ten pak tolik ne-transformuje přiváděné napětí Ufh.

Induktivní odbočka /nebo vazební závit/ umožňuje přivést signál ze vzdálenějšího místa zapojení nízkoimpedanční linkovou vazbou, zatím co přímá kapacitní vazba c/ toto neumožňuje. Vzhledem ke své jednoduchosti je kapacitní vazba výhodná, sousedí-li obvody prostorově blízko sebe.

Při volbě v konkrétním případě rozlišujeme i mezi tím, zda směšovací signál f_h je níže, než přijímaný f_s ($f_h < f_s$), pak je vhodná spíše induktivní vazba, je-li výše, tj. $f_h > f_s$ je vhodná vazba malou kapacitou C_v . Při dodržení tohoto pravidla lze dopravit potřebné napětí U_{fh} při relativně volnější vazbě, než kdyby se k němu nepřihlédlo. Nebo jinak využito: při daném stupni navázání možno snížit výkon násobičů a také krystalového oscilátoru a omezit tak jejich přímé nežádoucí vyzařování. Toto vyzařování ve spojení s hlavním přijímačem, bývá často příčinou rušivých záznamů v laděném MF pásmu.

Na schemech směšovače obr. 4 vidíme žádoucí zapojení kondenzátoru C_a , který usnadňuje kmitočtu f_s a f_h cestu zkratově proti zemi a zejména i vyšším harmonickým $n f_h$, které v anodovém obvodu cirkulují. V případě, že by v anodovém obvodu byla pro tyto kmitočty značná impedance, opět, zejména u triodového směšovače, je tu nebezpečí rozkmitávání. Druhým průvodním jevem by bylo šíření zesíleného f_h přes rozptylovou kapacitu C_p zifrekvenčního filtru do dalšího směšovače, kde jeho přítomnost i jako zbytku je zcela nežádoucí, nemá-li docházet k dalším parazitním produktům směšování. Z tohoto důvodu vyplývá logicky, že tento MF filtr nesmí být vázán kapacitní vazbou, kterou známe z běžných filtrů 465 KHz.

Druhý směšovač konvertoru s dvojitým směšováním představuje větší problém, než první. Žádáme od něj lineární zesílení, bez parazitních produktů, značně zesíleného signálu - vlastně celého pásma, které je přítomno, jsou-li v činnosti stanice na více kmitočtech. Teprve hlavním přijímačem budou selektivně laděny.

Teorie nám říká, že lineárně transponovat signál na jiný kmitočet bude u směšovače možné jediné tehdy, jestliže amplitudy přijímaného signálu f_s budou téměř zanedbatelně malé oproti amplitudě heterodynu f_h . Zde v reálném řešení můžeme zůstat pouze v zajetí kompromisů. Jsme však ve velké výhodě s elektronkami oproti bipolárním tranzistorům, neuvažujeme-li dosud nedostupné, avšak výhodné po hem řízené tranzistory. Proto jsme se až dosud tolik nezabývali dnes již v této oblasti neperspektivní elektronkou, abychom její o 20 dB větší dynamiku v převodní amplitudové charakteristice využili v konvertoru s dvojitým směšováním. Zbývá jen její vlastnosti v pozici druhého směšovače plně využít, a to je i obvodový problém. Jako směšovací signál bude nyní použit signál základního oscilátoru f_{osc} . Je třeba jej odejmout z oscilátoru tak, aby bylo zamezeno jakékoliv

ovlivňování jeho kmitočtu zesílenými přijatými signály.

Toto nutno zabezpečit jak co se týče jeho stability, tak se do eventuelní superposice cizích signálů k jeho kmitočtu a jejich injektivání dále do řetězu násobiče. Zde může být na γ místě použití směšování multiplikativního. U toho jsou signály přiváděny na různé řídicí elektrody, ať už jsou to dvě mřížky směšovací elektronky, nebo hradla "dual - Fet" tranzistoru. Aditivní směšování je možné také, ale pouze přichází-li signál oscilátoru přes účinný separátor. Příklad takového řešení je např. na obr. 5 s použitím dvojité elektronky ECF 82. Viz obr. 5.

Zapojení je použito v konvertoru s dvojitým směšováním pro pásmo 23 cm, který popisuje OK 1 VAM /poprvé uveřejněno ve "VKV Technice" 1967 č. 9/10/. Signál od krystalového oscilátoru sejmutý z bodu, kde je největší napětí, je přiveden v amplitudě $3V_{eff}$ přes $C=10pF$ na C_1 triody ECF 82. Katodový sledovač pracuje s přenosem cca 0,9, protože pracuje prakticky naprázdno. Signál ke směšování je přiveden na G_1 pentody přes $C_v=4,7 pF$. Zde opět se uplatní ještě dosti vysoká impedance vstupního mř obvodu, takže na G_1 je dostatečně vysoká amplituda ke směšování $2,7 V_{eff}$. V použitém příkladu nelze tomuto zapojení vutknout žádný teoretický nedostatek, protože předcházející stupeň je kaskoda a teprve před ní je směšovač. Není nebezpečí zpětného šíření f osc.

Středem našeho zájmu v tomto pojednání je pásmo 2 m, kde by tomuto druhému směšovači předcházel první směšovač. Pak je nutné se varovat zpětného proniku fosc z mřížky pentody ECF 82 přes mř filtr na anodu předcházejícího směšovače. Tam by se setkal proniknuvší fosc se zbytky fh, což by dalo předpoklad ke vzniku dalších nežádoucích postranních pásem. Proto zde se jeví dokonalejší zavést oddělený signál oscilátoru na jinou, než signální mřížku, tedy multiplikativní princip. V tranzistorové verzi zde bude na místě vyvážený diodový směšovač samozřejmě s doplňujícími tranzistory zabezpečujícími oddělení signálu a vyrovnávající útlum v diodách. V této kapitole byly probrány jen některé aspekty na směšovače konvertorů, a to hlavně z hlediska praxe a některých zkušeností. Další rozvedení ze stejného hlediska by si zasluhovaly zvláštnosti pásem 70 cm, 23 a 12 cm.

5.0 Výstupní obvody.

U většiny jednodušších konvertorů následuje za prvním směšovačem propojení s laditelnou mezifrekvencí, to jest s krátkovlnným přijímačem.

Používá se více variant zapojení tohoto obvodu, všechny však by měly splnit několik základních požadavků :

- 1) Vf obvod směšovače musí představovat již na primární straně zkrat vůči zemi pro všechny kmitočtové složky mimo stanovené pásmo laditelné mezifrekvence.
- 2) Žádné harmonické ani kombinační kmitočty oscilátorů i přijatého silného signálu, na které bývá výstup každého směšovače bohatý, se nesmějí šířit po spojovacím vedení směrem k laditelnému přijímači.
- 3) Směšovač má být pro mf kmitočet zatížen tak velkým rezonančním odporem, aby zisk směšovacího stupně byl co největší. To je nutné, má-li být příspěvek šumu připojeného laditelného přijímače co nejmenší. Mimoto směšovač s větším rezonančním odporem pro mf se stává pro převod amplitud přijímaného signálu lineárnější.
- 4) Výstupní vazební obvod konvertoru musí přenášet rovnoměrně celé přeladované mf pásmo, což se v praxi projeví rovnoměrnou hladinou šumu, slyšitelnou při přeladování po pásmu, pokud použitý přijímač je ovšem také rovnoměrně citlivý.
- 5) Výstupní obvod konvertoru včetně stupně, ze kterého odebírá signál, musí být celý důkladně stíněn. Je nutné zamezit vzniku rušivých nežádoucích stanic, nebo rušení z mezifrekvenčního laděného pásma. ▽ ▽
- 6) Spojení mezi konvertorem a laditelným přijímačem by mělo být provedeno vedením o malé impedanci /50-150 ohmů/. To pak dovozuje rozvod signálu i do přiměřené vzdálenosti od konvertoru, např. ke dvěma přijímačům, nebo libovolnému druhu přijímače s nízkoimpedančním vstupem. Pletivo kabelu vždy musí být souosým způsobem uzeměno na obou koncích, což ovšem nejlépe splní správně montované koaxiální konektory.

Praktická poznámka : Zde se např. dobře osvědčují konektory

6AF 28000 - pevná část a 6AF 895 41 - kolík.

Aby výše uvedených 6 zásad bylo vyčerpávajícím způsobem splněno, ukazuje se nezbytným používat i na výstupu konvertoru pásmový filtr. Jedna z praktických variant je nesymetrický mf filtr

s nestejným tlumením primáru a sekundáru $Q_1 > Q_2$ přičemž Q_2 určuje požadované pásmo propustnosti, v našem případě 2 MHz.

Bude-li laděno v pásmu 3 až 5 MHz ... střed MF 2 = 4 MHz.

$Q_2 = MF2/B = 4/2 = 2$. Viz obr 6.

Do odporu R_2 soustředíme veškeré tlumení obvodu, jehož reaktanční prvky můžeme zde považovat za bezztrátové, neboť Q_1 naprázdno jest řádově několik desítek, tedy $Q_1 > Q_2$; R_2 pak může být přímo rovno přizpůsobovacímu odporu pro kabel a vstup přijímače tedy $R_2 = 75$ ohmů, prakticky však s ohledem na ztráty v primáru $R_2 = 82$ ohmů.

$$\text{Pak je už dáno } C_2 = \frac{1}{2\pi f B R_2} = \frac{1}{6,28 \cdot 2 \cdot 10^6 \cdot 82} = \frac{1}{1230} \cdot 10^{-6} = 815 \text{ pF}$$

Po zaokrouhlení bude sekundár v praxi laděn 1000 pF a tlumen 82 ohmy. Bezindukční zapojení C_2 zaručí dobré splnění výše uvedeného požadavku 2/ to jest zkratovat vyšší harmonické kmitočty. Proti subharmonickým kmitočtům jest zde transformátorová vazba WM, jejíž hodnota se zmenšuje s poklesem kmitočtu mimo pásmo. Mírně nadkritickou vazbou se rozšíří pásmo filtru tak, že pro celé 2 MHz bude propustnost rovnoměrná ± 1 dB. Viz obr. 7 a.

Laděním transformátoru na nesymetrický průběh ve vhodném sklonu, jak naznačeno na obr. 7 b, c, možno předkorigovat průběh citlivosti připojeného laditelného přijímače tak, aby výsledná slyšitelnost vlastního šumu konvertoru byla po celém pásmu rovnoměrná.

Tato možnost předkorekce pouhým pohnutím společného ferritového jádra, kterým je nesymetrický výstupní MF trafo laděn, je velmi žádoucí. Většině přijímačů je totiž typický pokles v zesílení na nízkých kmitočtech /ladící kondenzátor se zavírá/.

Praktické provedení MF filtru vyžaduje poněkud pozornosti. Indukčnost L_1 může být na bakelitové kostřičce /křížově vinutá/, má-li být dosaženo rezonance s $C = 15$ pF na 4 MHz/ a těsně vedle na posuvném prstýnku asi 11 závitů sekundárního vinutí s možností přisunout obě cívky těsně k sobě. Viz obr. 9.

Laděním sekundáru je totiž fixní, protože jeho Q je nízké. Při ožiování je nejlépe C_2 nahradit zčásti proměnným ladícím kondenzátorem. Teprve po dosažení kombinace polohy jádra u primáru, posuvu sekundáru a polohy C_2 na vyhovující tvar propustné křivky podle vf rozmítače se C_2 nahradí definitivním pevným kondenzátorem ekvivalentní kapacity. Samozřejmě je, že volíme bezindukční typ s ohledem na žádoucí zkratování vf kmitočtů. Máme také na mysli, že kryt snižuje vazbu, a proto konečnou kontrolu nutno provést s použitím krytu.

6.0 Všeobecné hodnocení.

V předešlých kapitolách byly diskutovány dílčí funkční části konvertoru. Nyní se dotkneme ještě problematiky konvertoru jako celku. Komunikační přijímač, sloužící jako laditelná mezifrekvence pro konvertor bude mít většinou šumové číslo větší než 10 kTo, někdy i mnohonásobně větší. Má-li vlastní šum soustavy konvertor - přijímač pocházet pouze z konvertoru, musí a tedy hladina šumu dána pouze vlastnostmi tohoto konvertoru, musí být zajištěno :

- a) Možnost snížení vř zisku přijímače tak, že jeho šum není slyšitelný, nebo jen nepatrně.
- b) V konvertoru zabezpečen dostatečný zisk, který bude zapotřebí větší, než o kolik bylo sníženo zesílení přijímače, aby poklesl jeho šum.
- c) Zisk konvertoru není žádoucí zvyšovat tak, aby již amplitudou šumu z konvertoru byly přetěžovány mf zesilovací stupně přijímače.

Kvantitativní měřítka ke správným relacím - viz obr. 10.

Z diagramu obr. 10 vidíme, že šumově horší přijímač, např. F_p 20 dB /což je běžné u Lambdy V. na vyšších podrozsazích/, vyžaduje u konvertoru s dobrým šumovým číslem F_k /např. na 2 m pásmu $F_k = 3$ dB/ i dosti vysoké zesílení A_k , nemá-li dojít ke zhoršení dosaženého šumového čísla o 0,1 dB, tj. asi 2 % /Zde v uvedeném příkladě požadovaný zisk konvertoru $A_k > 33$ dB /.

Diagram je sestaven ze základního vztahu pro výsledné šumové číslo v kaskádě řazených čtyřpolů $F_{\text{výsl.}} = F_1 + F_2 / A_v$, což pro

naše označení je $F_{\text{výsl.}} = F_k + F_p / A_k$ a po úpravě :

$$A_k = \frac{F_p - 1}{F_{\text{výsl.}} - F_k}$$

Zatímco diagram na obr. 10 se hodil pro rozhodnutí o požadovaném zisku konvertoru předem, pro praktické ohodnocení již stávajících sestav je užitečný diagram - viz obr. 11.

Z diagramu je vidět, že projevili se připojením konvertoru ke komunikačnímu přijímači stoupnutím šumu pouze o 6 dB a bude-li ten mít např. š.č. $F_p = 20$ dB, znamená to, že soustava bude mít výsledné šumové číslo o 1,3 dB horší, než by bylo dosaženo na samotném konvertoru. To by znamenalo, že na 2m pásmu dosaži-

telné šumové číslo 3 dB by se nedostatečným ziskem zhoršilo na 4,3 dB.

Oproti tomu lze však vyslovit pravidlo, že jestliže šum komunikačního přijímače stoupne po připojení konvertoru více než o 18 dB, musí být zisk konvertoru snížen, aby se zamezilo zahlcování a vzniku křížové modulace v přijímači.

Poznatky o skládání příspěvků šumů nutno aplikovat i na jednotlivé části schematu samotného konvertoru. Signál ze vstupu musí být zesílen do 1. směšovače tak, aby se jeho šum téměř neuplatnil, a to musí být podstatná část celkového zesílení, protože směšovače vykazují značný šum, zvláště elektronkové. Z toho důvodu volíme raději triodu, jejíž šum je menší tudíž méně se uplatní a nenutí stupňovat vstupní zesílení. To se pak vítaným způsobem projeví na prodloužení amplitudové linearity. U konvertoru s dvojitým směšováním nutno mezi prvním a druhým směšováním docílit také přiměřené zesílení přes pásmový filtr MF1. Jinak by se nám šumem projevil ještě i druhý směšovač. Jak bylo v předchozích kapitolách naznačeno, je z jiných důvodů vhodné volit jej jako multiplikativní, a ten se oproti aditivnímu projevuje nadměrným šumem.

To jsou dosud nezdůrazněná hlediska skladby konvertoru s dvojitým směšováním, aby po stránce šumové jeho vlastnosti nebyly horší, než u konvertoru jednoduchého.

Rozbory o potřebě dostatečného celkového zesílení A_k při méně citlivém komunikačním přijímači nám nepřímo dokazují jednu kladnou stránku konvertoru s dvojitým směšováním, která spočívá v jeho vyšším dosažitelném zesílení, neboť zde máme nejméně o jeden stupeň navíc. U klasického konvertoru, kde by se ukázala nutnost pro méně citlivý přijímač zesílení zvýšit; museli bychom stejně tento stupeň přidat.

V tabulce 1 /v dodatku/ jsou zrekapitulovány výhody a nevýhody dvou variant konvertorů probíraných v tomto pojednání.

V tabulce 2 /v dodatku/ jsou údaje pro kmitočty oscilátorů vhodné pro konvertory s dvojitým směšováním.

7.0 Závěr.

Pojednání navázalo na sérii článků "Amatérské VKV konvertory" uveřejněnou v AR č. 4,5 a 6, ročník 1963. Největší pozornost byla nyní věnována rozboru obvodových řešení vhodných přede-

Tabulka 1.

Porovnání vlastností dvou alternatív konvertoru s jedním základním oscilátorem

Vlastnost	1/ Standardní konvertor s jedním směšováním	2/ Konvertor s dvojným směšováním	Poznámka
Citlivost /šumové číslo/	Dosažitelné nejllepší	Dosažitelné nejllepší	Podle použité elektrony nebo tranzistoru a zapojení vstup.obvodů
Potlačení zrcadl.přijmu	Pro nízkou mf nedostatečné	Při vhodném pozložení mf kmitočtů velmi dobré	V případě 2/ možnost výskytu dvou zrcadlových kmitočtů
Kombinační a vlastní nežádoucí příjmy	Riziko výskytu je malé, zvláště při vysokém kmitočtu	Riziko výskytu je větší zvláště při nevhodném zapojení.	Lze dosáhnout individuálně stejné vlastnosti obou konv.
Zesílení	Omezené a často nepostačující /v průměru kolem 20 dB/	Snadněji dosažitelné značné /až 40 dB /	Druhý směšovač v případě 2/ lze ovládat AVC
Amplitudová dynamika do meze zehlcení	Dosažitelná velmi dobrá	. snadno dosažitelné v rozsahu jako v případě 1/	Závisí hlavně na provedení druhého směšovače.
Možnost libovolné transpozice	Omezená zrcadlovým příjmem	Rozsah volby transpozice mnohonásobně větší	Týká se dosažitelné rozlišovací schopnosti na MF
Stabilita	Dobrá při nevystupňovaném zesílení	Dobrá i při velkém zesílení	Týká se jednotlivých stupňů v celku.
Náročnost obvodů	Malá, pokud nejsou použity pásmové filtry	Stejná jako v případě 1/ s pásmovými filtry	Oživení se v případě 2/ snadno rozloží na etapy.
Kryštaly	Výběr z omezených hodnot z kmitočtů	Rozšířená volba řady možných kmitočtů.	V případě 2/ lze volit pro různé kombinace MF 1 a MF 2

Tabulka 2 A

Kmitočty zákl. oscilátoru f_x konvertoru s dvojitým směšováním

pro pásmo 144 - 146 MHz alternativy A, B. /údaje v MHz/.

$f_h^A : f_s$ koef. násobení	$MF_2 = 4-5-6$	$MF_2 = 3-4-5$	$MF_2 = 2-3-4$	$MF_2 = 1-2-3$	$f_h^B : f_s$ koef. násobení
1	70,0000	70,5000	71,0000	71,5000	3
2	*46,6666	47,0000	47,3333	47,666	4
3	35,0000	35,2500	35,5000	35,7500	5
4	28,0000	28,2000	28,4000	28,6000	6
5	23,3333	23,5000	23,6666	23,8333	
6	20,0000	20,1428	20,2857	20,4285	8
	17,5000	17,6250	17,7500	17,8750	9
8	15,5555	15,6666	15,7777	15,8888	10
9	14,0000	14,1000	14,2000	14,30000	
10	12,7272	12,8181	12,9090	13,0000	12
12	10,7692	10,8461	10,9230	11,0000	
	10,0000	10,0714	10,1428	10,2142	15
	9,3333	9,40000	9,46666	9,53333	16
15	8,75000	8,81250	8,87500	8,93750	
16	8,23529	8,29411	8,35294	8,41176	18
18	7,36842	7,42105	7,47368	7,52631	20
20	6,66666	6,71428	6,76190	6,80952	
+ 46,6666					

Tabulka 2 b

Kmitočty zákl. oscilátoru fx konvertoru s dvojitým směšováním
pro pásmo 432 - 434 MHz alternativy A, B./údaje v MHz/.

A $f_h < f_s$ koef. násobení	$MF_2 = 4-5-6$	$MF_2 = 3-4-5$	$MF_2 = 2-3-4$	$MF_2 = 1-2-3$	B $f_h > f_s$ koef. násobení
4	85,6000	85,8000	+86,0000	86,2000	6
5	71,3333	71,5000	71,6666	71,8333	
6	61,1428	61,2857	61,4285	61,5714	8
	53,5000	53,6250	53,7500	53,8750	9
8	47,5555	47,6666	47,7777	47,8888	10
9	42,8000	42,9000	43,0000	43,1000	
10	38,9090	39,0000	39,0909	39,1818	12
12	32,9230	33,0000	33,0769	33,1538	
	30,5714	30,6428	30,7142	30,7857	15
	28,5333	28,6000	28,6666	28,7333	16
15	26,7500	26,8125	26,8750	26,9375	
16	25,1764	25,2352	25,2941	25,3529	18
18	22,5263	22,5789	22,6315	22,6842	20
20	20,3809	20,4285	20,4761	20,5238	

+ 86,0000

vším pro pásmo 145 MHz. Na vyšším pásmu 433 MHz v souvislosti s rozšířením televize do IV a V TV pásma bylo umožněno docílovat nově zavedenými tranzistory a součástkami tak radikálního zlepšení citlivosti, že elektronky v tomto směru již nemohou konkurovat. Principy týkající se dvojího směřování zůstávají v obecné platnosti i pro vyšší pásma. Obvodové prvky by si však zaslouhovaly samostatné pojednání.

8.0 Literatura.

S probíranou problematikou vedle již jmenované, úzce souvisí tato použitá literatura :

- Navrátil : Šumové vlastnosti VKV spojovacích prostředků a jejich vliv na spojení. AR č. 2/1960.
- The effect of Converter Gain on Receiver Noise Figure. QST Oct. 1964.
- Jordán : Vlastní příjmy VKV přijímačů. AR č. 11/1965.
- Fadrhosn : Křížová modulace v KV přijímači. AR č. 3 a 4/1966.
- Obermajer : Koncepce jakostního KV přijímače. AR č. 1,2,3/1965.
- Rambousek : Amatérská technika velmi krátkých vln. Nakl. "Naše vojsko" 1961.

MAN Koudelny 42 41516 / 63

Zpracoval : ing. Ivan Bukovský

Konvertory pro 2 m .

Konvertor je zařízení, pomocí kterého se mění kmitočty. Znamená to tedy, že těmito měniči kmitočtu lze lineárně převést vysoký kmitočet na nižší, kde se dál zpracuje. Základem takového konvertoru je směšovač, ve kterém se přijímaný kmitočet smíchá s pomocným oscilátorovým kmitočtem. Za směšovačem se vybere potřebný produkt, který se v dalších obvodech dále zesiluje a směšuje.

U přijímačů pro 144 MHz je několik způsobů, které se dnes používají. Ihned na začátku je třeba rozlišit o jakou koncepci přijímače půjde. Podle toho vlastně bude celý konvertor vypadat. Stále používané jsou ještě la ditelné přijímače v pásmech KV. Konvertor k nim bude řízen krystalem, /nebo několika přepínatelnými krystaly/. Je-li MF kmitočet pevný, ladí se oscilátor v konvertoru. U jednodušších nenáročných přijímačů se dělá oscilátor LC přímo na kmitočtu o MF nižším, než je přijímaný kmitočet. Jde o velmi jednoduché, ale koncepčně správné konstrukce, kde se bere spíš ohled na velikost než na nějakou stabilitu. Je-li takovýto přijímač dobře udělán, mnohdy je srovnatelný i s dokonalým přijímačem. Tím, že oscilátor dává do směšovače vlastně jen jeden čistý kmitočet, odpadávají všechny nežádoucí příjmy. Jeden takový přijímač je na obr. 1 Jde se přes 10,7 MHz, kde je samokmitající směšovač. Poslední MF je 455 kHz, o této perspektivní koncepci bude dále ještě psáno.

Jak již bylo řečeno, nabízí se často zhotovit konvertor k nějakému kvalitnímu krátkovlnnému přijímači. Provedení bude opět záviset na kmitočtu, kde se bude MF ladit /Viz předchozí kapitulu/. Je-li kmitočet vyšší - /zhruba nad 10 MHz/, dělá se v konvertoru jedno směšování. Je-li kmitočet nízký /např. 1 - 3 nebo 3 - 5 MHz/, MWeC E 10 AK, dělá se směšování dvojí. Podle předchozí kapitoly je možné, vypočítat krystal, který oba kmitočty poskytne současně bez jediného "hvizdu" na stupnici. Při použití nízkého MF kmitočtu se vystavujeme nebezpečí, že si budeme vlastně poslouchat šum ze "zrcadla" /díky malé selektivitě vstupních obvodů./. Přesto ale bylo zhotoveno již mnoho konvertorů k EK 10 s jedním směšováním s celkem uspokojivými výsledky.

Na několika příkladech jsou uvedeny konvertory od těch malých, nejjednodušších, až k těm složitějším a na součástky i nastavení náročnějším.

Na obr. 2 je jednoduchý konvertor k přijímači 28 - 30 MHz. Je osazen germaniovými tranzistory. Oscilátor je díky vysokému krystalu osazen jen jedním tranzistorem, oscilátorové napětí je vedeno do emitoru, signál do báze směšovače. VF zesilovač je osazen též jedním tranzistorem; tranz. typu AF 102, AF 106, AF 139 mají v tomto zapojení dobrou stabilitu a malý šum. Příznivě též působí pásmový filtr mezi VF zesilovačem a směšovačem.

Další velmi jednoduchý konvertor je na obr. 3. Je určen MF přijímači v rozsahu 27 - 29 MHz. Pro dostatečně velkou oscilátorovou injekci, která se vede spolu se vstupním signálem do báze směšovače, jsou v oscilátorovém dílu dva tranzistory. Krystal 13 MHz kmitá na třetí harmonické, tj. na 39 MHz. Násobič opět ztrojuje na 117 MHz. Vstupní zesilovač je v obvyklém zapojení. Tento konvertor může být osazen např. typem AF 114 - AF 116 - AF 102, AF 139 a obstojně poslouchat s OC 170. Je ale třeba brát v úvahu, že konvertory takto provedené nemají zvlášť dobré vlastnosti ohledně křížové modulace, parazitních příjmů a zpracování silných signálů. Podstatné zlepšení přinese použití pásmových filtrů, jak ve vstupních obvodech, tak i na oscilátorových stupních. Je velmi důležité, aby do směšovače přicházel s oscilátoru či posledního násobiče jen jeden čistý kmitočet. Jinak je nebezpečí, že přijímač bude doslova poslouchat všechno možné; toto je obzvlášť důležité v místech, kde jsou silná VF pole, jako v blízkosti TV nebo VKV vysílačů. Takový jednoduchý konvertor je na obr. 5 a je ho možné doporučit.

Je osazen křemíkovými tranzistory BF 155, které jsou vysokofrekvenční a nízkošumové, určené pro VF zesilovače v pásmu 200 - 400 MHz. Výběr tranzistorů pro vstupy konvertorů je většinou omezen tím, co konstruktér sežene. Je požadován nízký šum a vysoké zesílení. Tomu vyhovují jak dobré germaniové, tak i křemíkové tranzistory. Vzpomeneme-li si o několik roků zpět, byly to výhradně germaniové prvky, kterými byly vstupy osazovány. S rozšířením IV. a V. pásma a s potřebou větší tepelné stability však přišly desítky druhů křemíkových vysokofrekvenčních tranzistorů, které jsou určeny jako anténní nízkošumové zesilovače až na 900 MHz. Takové nejznámější jsou např. BFY 90, BF 357, BF 378, BFW 92, které mají Ft větší, než 1,3 GHz. Jedním z nejlepších tranzistorů, který se začíná rozšiřovat v konzumní radiotechnice je BFR 90 a BFR 91 /Ft = 5000 MHz/. Těmto

moderním tranzistorům dokonce výrobce předepíše zapojení s uzeměným emitorem. Velmi důležitý parametr je totiž průchozí /zpětnovazební/ kapacita / - C₁₂ e/, která u zesilovače zavádí zpětnou vazbu a způsobí kmitání. Tyto moderní tranzistory ji mají malou:

Máme-li takovýto kvalitní tranzistor, použijeme jen na vstup 2 m konvertoru. Ale co když ne? Není nic ztraceno, poněvadž ani naše VF tranzistory nejsou bez šancí. Ukázalo se, že tranzistory typu KF 525, KF 125, KF 173 a KF 167 poslouží stejně dobře a poněkud horší šumové číslo lze takovému tranzistoru klidně odpustit, zvláště, provedeme-li nějakou tu finanční kalkulaci. Aby bylo dovršeno nejlepšího šumového čísla a dokonalé stability, je třeba VF stupeň zapoját s ohledem na zmíněnou větší průchozí kapacitu. Velmi často používané je takzvané mezizapojení, které toto řeší a lze ho opravdu doporučit. Ukázalo se jako spolehlivé, jednoduché a hlavně snadno zhotovitelné. Šumově nejlepší a finančně jenpříznivější vyšlo osazení tranzistorem AF 239. Přímou vynikající výsledky dalo zapojení neutralizovaného VF zesilovače s tranzistorem KF 525 /KF 125/ šumové číslo bylo jen 1,7 KTo. Viz obr. 4.

Směšovače pro konvertory.

Na směšovače v konvertorech jsou též vysoké nároky. Na těchto a dalších stupních se tvoří takzvané křížová modulace. /definice a vznik křížové modulace je popsán v předchozí kapitole/. Její zmenšení na snesitelnou míru lze částečně provést pečlivým nastavením pracovního bodu směšovače a hlavně vstupního signálu. Zde záleží na charakteristikách tranzistorů a obyčejné /bipolární/tranzistory, tu nevycházejí tak příznivě, jako tranzistory typu Fet a Mosfet, jejichž převodní charakteristika má přísně kvadratický průběh. Tak se stalo používání Mosfetu nejen na směšovačích, ale i jinde v obvodech přímo šlágrem. Mají opravdu řadu výhod a problémy křížové modulace řeší, ovšem nelze toto brát jako "všelék" a není-li všechno ostatní v přijímači v pořádku, nepomůže ani ten nejlepší Mosfet. To, že je často vidíme na vstupu u konvertorů není kvůli křížové modulaci. S Fetou - a hlavně s dvou"gejitovými" chráněnými Mosfety se totiž velmi snadno pracuje. Jejich průchozí kapacita je jen 0,08 pF, což je přímo zanedbatelné, takže je-li zesilovač s nimi proveden jen trochu "řemeslně", nedojde k nestabilitám a kmitání. Další obrovskou výhodou je snadné řízení AVC.

Jejich vysoký vstupní odpor a výstupní srovnatelný s elektronkou usnadňuje celou konstrukci. Takřka bez zkreslení zpracovávají různé úrovně signálu, mají vysoké zesílení a malý šum. Není tedy divu, že ty nejmodernější konstrukce jsou jimi osazeny od začátku až do konce a obyčejné tranzistory ze signálové cesty zmizely úplně. /Tranzistory typu Fet se nesmějí dávat do "mezizapojení". Jejich charakteristika by pak už nebyla kvadratická./

Moderní jednoduchý konvertor.

Na obr. 6 je jednoduchý konvertor s Fetem na směšovači. Vstup je v osvědčeném mezizapojení s AF 239. Ve spojení KV přijímačem prokázal konvertor velmi dobré vlastnosti.

Konvertor s dvojitým směšováním.

Na dalším obrázku č. 7 je konvertor s dvojitým směšováním /k MWEC/, který je osazen jednoduchými Fety i na vstupu, a to z důvodu vhodné polaroty řízení. Tranzistory typu BF 244 a BF 245 nejsou již v dnešní době moderní a pro vstupní obvody 2 m přijímačů zvláště vhodné. Bez přístrojů je jeho dokonalé nastavení / a hlavně stejné zesílení po celém 2 MHz širokém pásmu / velmi pracné. Šumové číslo lepší než 4 KTo se těžko dělá, není-li výběr z většího množství Fetů. Lepší vlastnosti má vstup podle obr. 8, obzvláště, je-li nastaven na úzký kousek pásma. /Takto je zhruba proveden vstup převaděče OK Ø A, který má s 2 N 4416 opravdu vynikající vlastnosti./ Je to vlastně obdoba kaskady s elektronkami, v elektrodě G druhého stupně je možné řízení. Stupeň, který má uzemněnou elektrodu S, musí mít neutralizaci, protože průchozí kapacita těchto jednoduchých Fetů je asi kolem 0,85 pF při $U_{ds} = 20$ V. Celek se velmi těžko nastavuje bez měřících přístrojů. Podle sluchu je to přímo nemyslitelné, protože nastaví-li se stupeň např. na začátku pásma, chybí zesílení na konci. V takovémto případě je wobler a šumový generátor nezbytný. Směšovače u popsaného konvertoru jsou osazeny Mosfety se dvěma elektrodami G. Do G_1 přichází signál, do G_2 oscilátorové napětí. Tyto Mosfety jsou pro směšovače opravdu nejvhodnější, protože jsou od sebe oba signály odděleny a neovlivňují se. Výrobce je pro směšovače přímo doporučuje. Nejdůležitější je správné nastavení oscilátorové injekce. Zvláště u prvního směšovače. Zvýšením oscilátorového napětí nad optimální hodnotu roste sice zisk směšovače a zlepšuje se jeho intermodulační odělnost, ale zároveň se zhoršuje jeho šumové číslo.

Naopak, snižováním injekce se zlepšuje šumové číslo /ale jen do určité hodnoty osc. napětí/, ale zároveň s tím rychle klesá směšovací zisk a intermodulační odolnost. Protože se na celkovém šumovém čísle přijímače podílejí i následující stupně konvertoru i mF zesilovače, není uvedená závislost někdy tak zřetelná, a je proto třeba velikost osc. napětí nastavit zkusmo na hotovém přijímači. Takovou praktickou zkoušku na odolnost protikřížové modulaci můžeme improvizovat i doma. Není-li k dispozici signální generátor s proměnným výstupním napětím, použijeme vlastní 2 m vysílač, u kterého regulujeme VF výkon. Na přijímači si naladíme nějakou slabou stanici /naoř. některý z VKV majáků/ a rušivý signál produjeme zmíněným generátorem nebo 2m vysílačem. Pak už jenom zjišťujeme, jak ovlivňuje tento rušivý signál /naladěný do blízkosti našeho sledovaného signálu/ jeho úroveň. Přitom můžeme experimentovat se směšovačem. Tato zkouška je vlastně velmi zevrubná, poněvadž nemáme ani jeden ze signálů prakticky definován. Tímto způsobem se však dají přijímače porovnávat.

Při praktickém navrhování konvertoru je otázkou, kolik VF stupňů tedy vlastně před směšovač dát. Teorie říká, že zesílení před směšovačem nesmí být velké. Dva zesilovací stupně se sice postarají o vysoké zesílení, ale takový přijímač není právě nejodolnější proti křížové modulaci. Rušivý signál přichází pak na G_1 směšovače mnohdy silnější, než je oscilátorové napětí na G_2 . Prakticky se to projeví jako zvyšování šumu přijímače, ve kterém mizí slabé signály. Proto lze doporučit před směšovač jeden zesilovací stupeň, který má přiměřené zesílení a hlavně malý šum. Můžeme udělat odděleně některý z doporučených z předzesilovačů, kterým pak v případech potřeby /zlepšené podmínky, MS nebo pod./, konvertor zlepšíme. Jak křížová modulace vadí, je nejlépe vidět při nějakém závodě v terénu, kdy např. na sousedním kbpci - jeden km vzdáleném, je umístěna další stanice s 10 W vysílačem a 10-prvkovou anténou. Při vzájemném nasměrování se objeví na vstupu konvertoru napětí řádu desítek milivoltů. Jak potom vypadají slabé signály, které mají napětí pod 0,1 mikrovolt, to si asi každý dovede představit.

Jak již bylo řečeno, vzniká křížová modulace nejen na prvním směšovači, ale * i v dalších stupních. Některé typy vhodných směšovačů určených pro zpracování silných signálů jsou na obr.9.

Jak ale řešit přijímač dál? Jako nejvýhodnější se ukázala koncepce popsaná na začátku tohoto článku, to je převedení signálu z dvoumetrového pásma pomocí proměnného oscilátoru na pevnou mezifrekvenci kolem 10,7 MHz a ihned za směšovač zařadit krystalový filtr široký asi 15 kHz.. Ten zadrží nežádoucí rušivé signály, takže k dalšímu zpracování vlastně odchází jen 15 kHz široký kousek pásma. Jestliže má filtr dostatečně potlačení a zůstává nejselektivnějším členem v přijímači /při jednom směšování/ další LC obvody v mezifrekvenčním zesilovači se už na celkové selektivitě mnoho nepodílejí. Zkušenosti však ukázaly, že je lépe za tímto filtrem směšovat na nějaký nízký kmitočet /0,5 = 1 MHz/, a tam udělat potřebnou konečnou selektivitu pro jednotlivé druhy provozu. Tím vlastně máme přijímač zase s dvojitým směšováním, ale poněkud v dokonalejší koncepci. Na nízkém kmitočtu se totiž celý MF zesilovač lépe dělá. Jako selektivní prvek byl odzkoušen elektromechanický filtr i soustředěná selektivita, a to i pro SSB a CW. Jestliže by se zmíněný krystalový filtr za směšovačem měl použít jako hlavní selektivní prvek, jsou na něj vysoké nároky, to znamená, že velké potlačení, potřebná šířka a tvar. Toto je však podomácku těžko proveditelné, kdežto například soustředěnou selektivitu na 700 kHz lze naladit jen podle S-metru a na tvaru krystalového filtru za směšovačem v tu chvíli nezáleží. Na obr. 10 /příloha/ je kompletní schéma 2. m přijímače, zhotoveného podle všech předchozích zásad. Protože se jedná o přijímač určený pro práci v terénu a pro mobilní provoz, je lecos opět řešeno kompromisem, např. MF zesilovač pro CW, SSB a AM je tentýž - přepínají se jen nízkofrekvenční výstupy z detekcí a různá AVC. Pro frekvenční modulaci je ale část zesilovače řešena odděleně. Z praktických důvodů je MF zesilovač pro SSB, CW a AM osazen Mos-fety se dvěma elektrodami G. Pro SSB je použito velmi účinného AVC, které je odvozeno z nF signálu.

Za zmínku stojí ještě proměnný oscilátorový signál v rozsahu 133,3 - 135,3 MHz. Přímou ideální je tento signál brát z tzv. "frekvenčního analyzátoru", z kterého vychází jen jeden stabilní kmitočet. Vynásobení nějakého nižšího proměnného oscilátoru se nedoporučuje z důvodu menší stability a možnosti přivedení dalších nežádoucích kmitočtů do směšovače. V popsaném přijímači je použito jedné z mála bezpečných verzí VFXu - to znamená, smíchání laděného osc. 18,3 - 20,3 MHz s krystalovým kmitočtem 115 MHz.

Vybraný kmitočet 133,3 MHz e - 135,3 MHz je filtrován celkem dvěma pásmovými filtry a zesilován jedním zesilovačem ve třídě A. Na tento díl přijímače by bylo právě potřeba wobleru, aby injekce byla po celých dvou MHz stejná. Vlastnosti přijímače se ještě zlepší, přidáme-li do soustředěné selektivity MF zesilovače několik dalších obvodů. Zmenší se šum a přijímač bude ještě selektivnější. /Nutno ale přidat i jeden zesilovací tranzistor/. Budeme-li chtít provozovat přijímač na 12 V, / a to je asi nejnižší napětí, které z praktických důvodů připadá v úvahu/, je třeba vše nastavovat při 11,5 V. Jedná se hlavně o stabilizátor a některé pracovní body. A nakonec - nezapomeňte zajistit přijímač proti přepětí a přepólování napájecího zdroje !

Zpracoval Pavel Š í r OK 1 AIY.

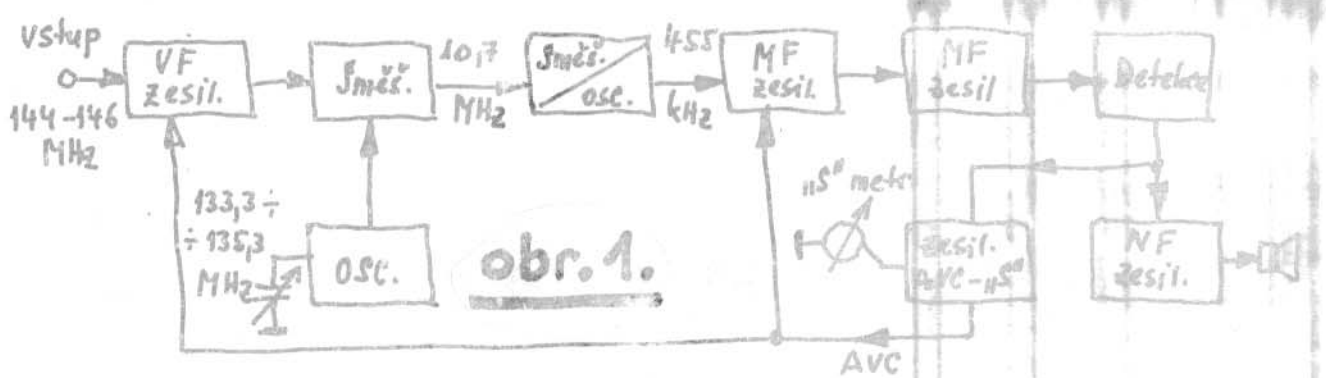
KONVERTOR PRO 70 cm.

=====

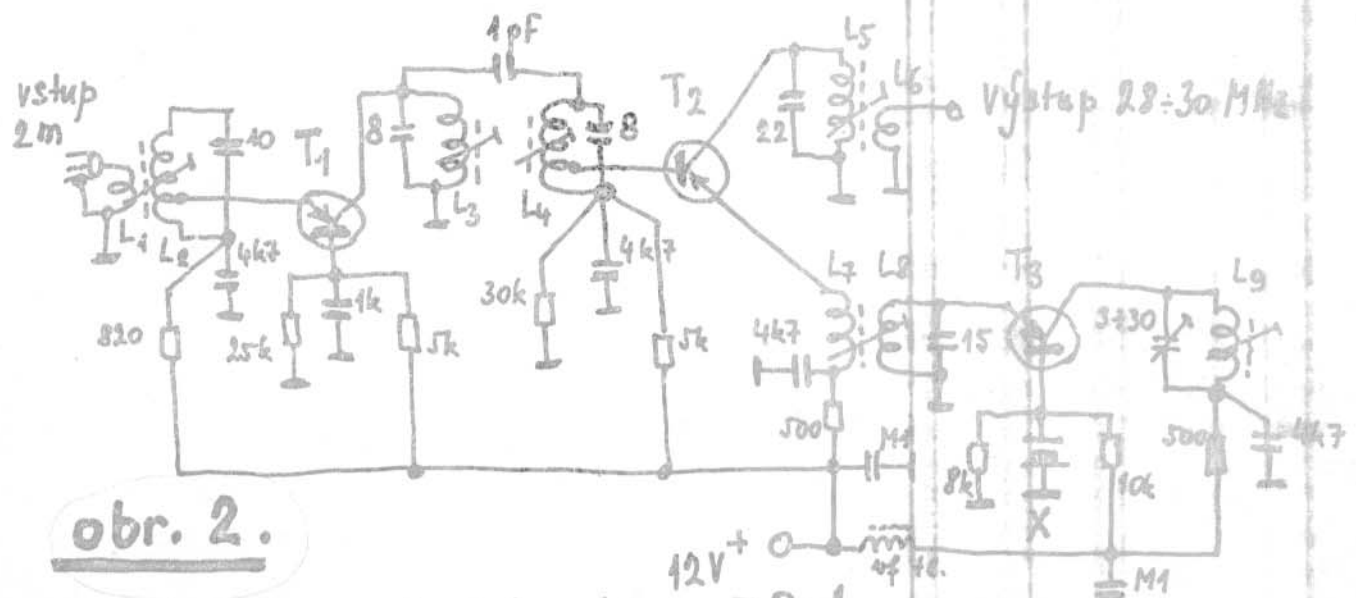
Tento článek by měl poukázat na jednoduchý a účelný konvertor na 70 cm pásmo.

Pro snadné mechanické provedení jsem volil materiál cuprextit,, který je mechanicky i elektricky vyhovující, zvláště po nastříbření. /není podmínkou/. Přepážky mezi dutinami jsou z oboustranného cuprextitu.

V zapojení /viz schéma/ není nic neobvyklého. Vstup a směšovač jsou osazeny AF 239 v standardním zapojení, kondenzátory "C" /220pF/ jsou terčíkového provedení. Vzhledem k dosažení minimální indukčnosti přívodů jsem jeden z vývodů odletoval, a takto upravené kondenzátory jsou přiletovány k tyčím nebo přepážkám. Oscilátor je mám na tištěném spoji s 15 MHz krystalem, od něhož jsem uvedl jen schéma, vzhledem k různosti krystalů a MF kmitočtů. Krystal kmitá v seriovém zapojení na 45 MHz. Vhodnost odboček připojení krystalu a vazby na další stupeň jsou v tabulce jen informativně /nastaví se pokud možno na co nejnižší odbočku/. Další dva ztrojovače jsou v obvyklém zapojení. Za zmínku stojí : Zapnutím oscilátoru se změní proud směšovače o několik desetin mA, nejvhodnější asi 0,1 mA. Velikost oscilátorového napětí lze měřit při nastavování u dutiny č. IV např. vlnoměrem BW 335 /pět dílků na stupnici/. Vazba oscilátoru a vstupu se směšovačem se definitivně nastaví až při celkovém měření.



obr. 1.



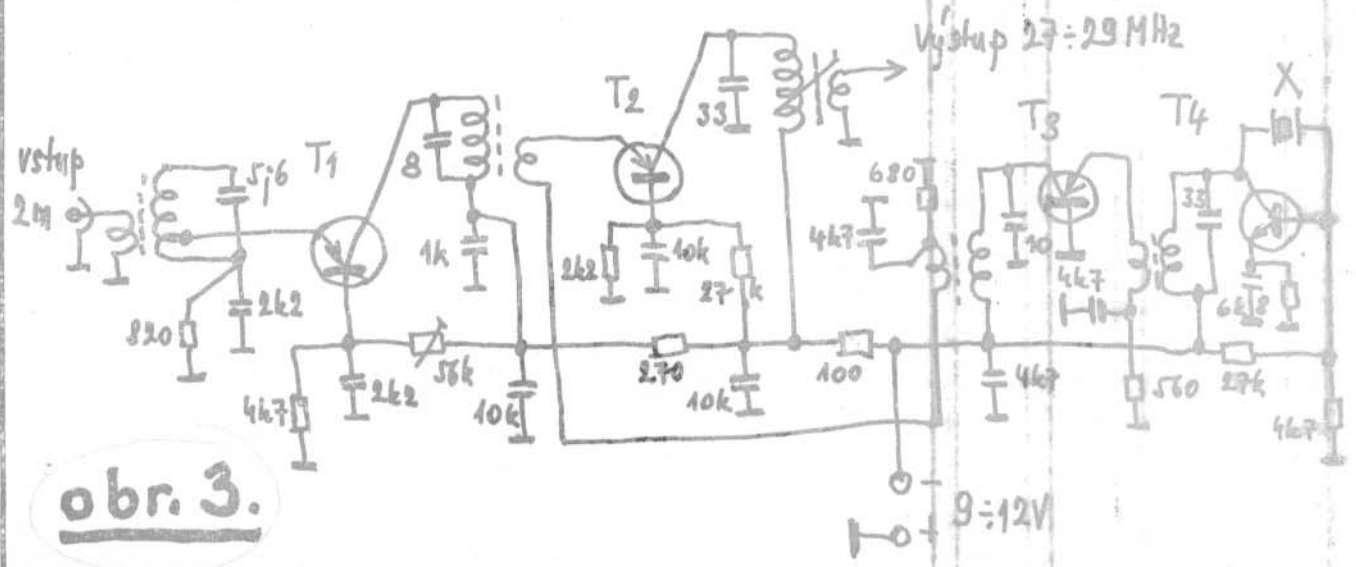
obr. 2.

- $L_1 = 1 \text{ zdv. na } L_2$
- $L_2 = 5 \text{ zdv.}$
- $L_3, L_4 = 6 \text{ zdv.}$
- $L_5 = 15 \text{ zdv}$
- $L_6 = 2 \text{ zdv. na } L_5$

- $L_7 = 2 \text{ zdv. na } L_8$
- $L_8 = 4 \text{ zdv.}$
- $L_9 = 15 \text{ zdv.}$

všechny cívky na kostřičce $\phi 5 \text{ mm}$ jádro N01

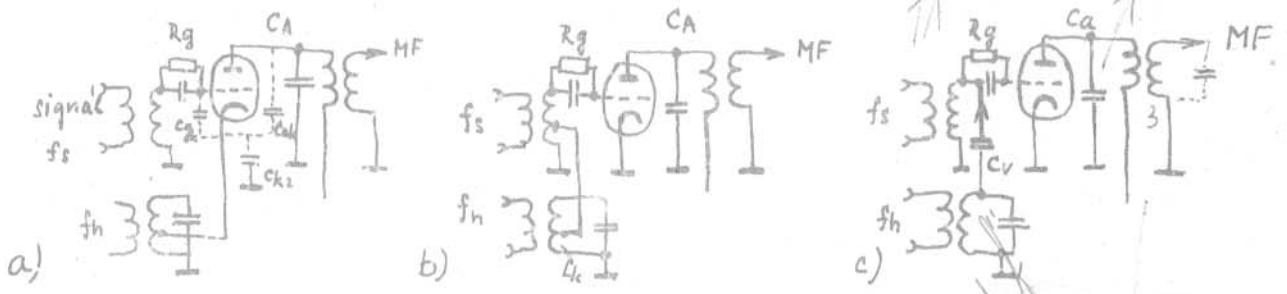
- $X = 38,666 \text{ MHz}$
- $T_1 = \text{AF102, AF106, AF139}$
- $T_2 = T_3 = \text{AF114, AF106, OC171}$



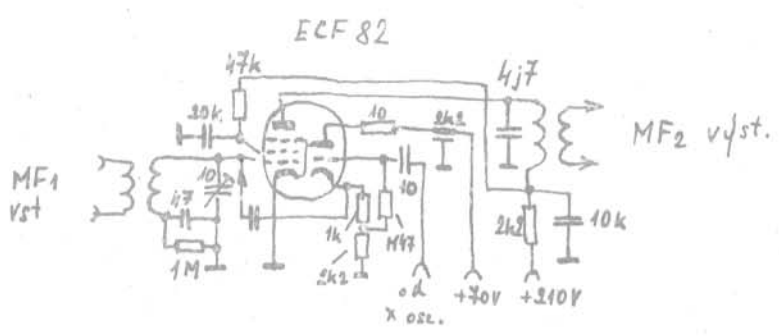
obr. 3.

- $T_1 \div T_4 = \text{AF114, AF102, OC171}$

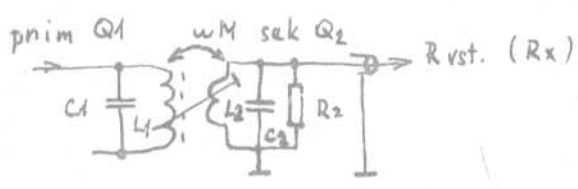
$X = 13 \text{ MHz}$



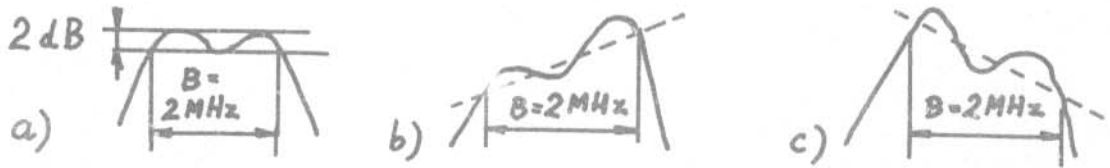
obr. 4 a, b, c



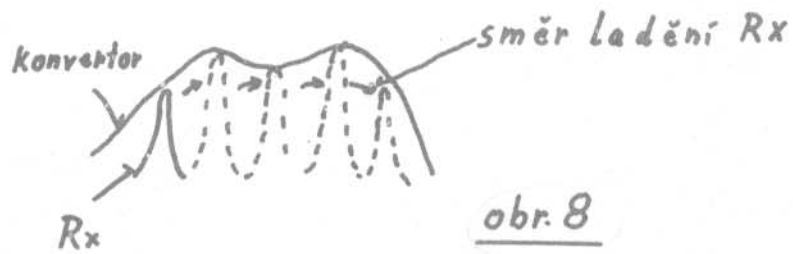
obr. 5



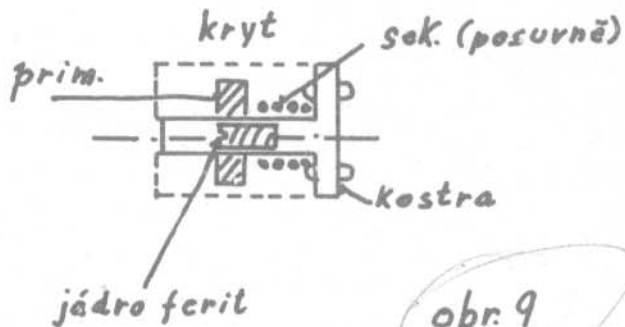
obr. 6



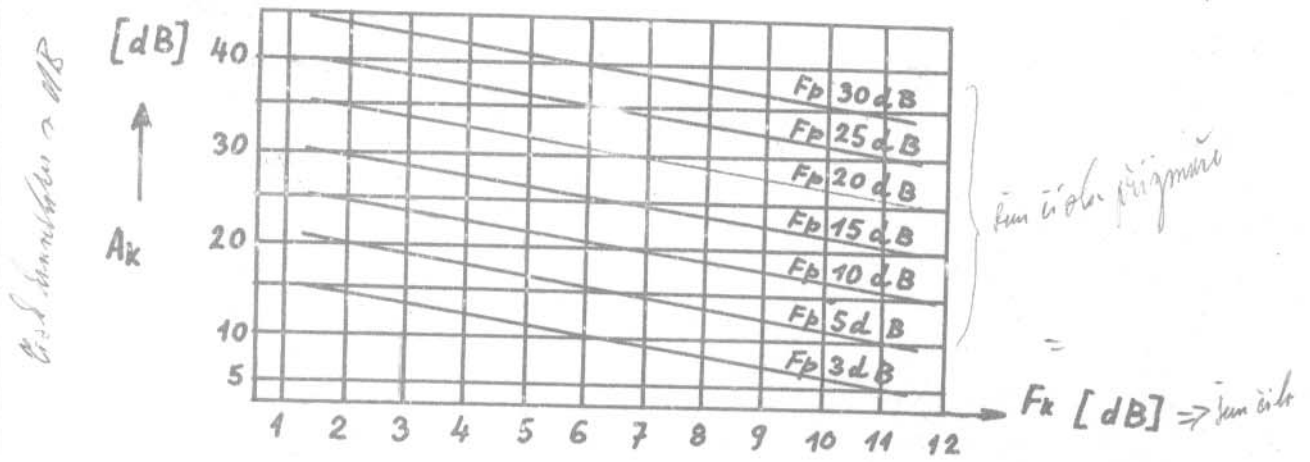
obr. 7



obr. 8

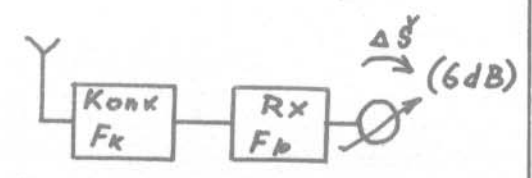
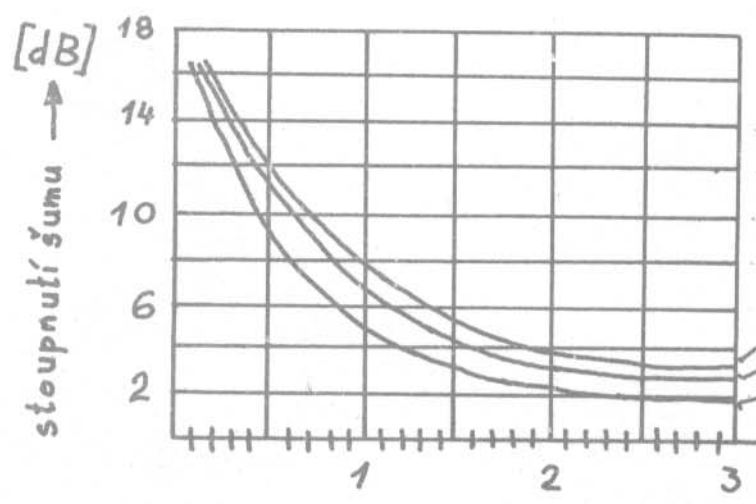


obr. 9



obr. 10

\Rightarrow při připojení souvratného
mnohých stupňů od cca 40 dB



$F_s = \text{š.č. soustavy} = F_k + \Delta F$

$F_p \geq 20 \text{ dB}$
 $F_p = 10 \text{ dB}$
 $F_p = 5 \text{ dB}$
 ΔF zhoršení [dB]

obr. 11

Nevhodné vazby mohou způsobit kmitání směšovače nebo podstatné zhoršení šumového čísla. Kolektor je pro vstup a oscilátorový kmitočet blokován kondenzátorem s co nejkratšími vývody ve směšovací dutině pro odstranění náchvlnosti ke kmitání. Dále se vede MF koaxiálním kablíkem do zesilovače. Paralelní odpor a kapacitní děliče u laděných obvodů jsou nutné vzhledem k dosažení požadované šíře pásma. Celý MF Zesilovač je na tištěném spoji, který není uveden vzhledem k různým součástkovým možnostem a různosti MF kmitočtů.

Součástky jsou voleny co $\dot{\bar{z}}$ nejdostupnější, aby konvertor byl snadno realizovatelný pro většinu amatérů.

Zpracoval Jiří Vaňourek, OK1 DCI.

KONVERTOR PRO 1296 MHz S DVOJÍM SMĚŠOVÁNÍM.

Konstrukční uspořádání vstupního obvodu a obvodu posledního násobiče oscilátoru je zřejmé z obrázků. Obvod je celý z Ms plechu o síle 1 mm, pájený stříbrem a celý postříbřený. Nejdůležitější rozměr je vnitřní délka, která je 108 mm. /Obvody ladí \pm 40 MHz kolem 1296 MHz./. Uprostřed této délky pod všemi středními vodiči koaxiálů / \varnothing 6 mm / jsou otvory \varnothing 4,5 mm, na které jsou z vnější strany připájeny rozříznuté matice M4. Rozříznuté matice lehce stiskneme, čímž vymezíme vůli ladících šroubů /M4/, na jejichž koncích jsou přichyceny terče z Ms plechu \varnothing 15 mm. Terč má v sobě vyříznut zvit M4 jen druhým postupovým závitníkem. Postříbřený terč je na šroub našroubován tak, aby šroub nevyčníval a potom důlčíkem zajištěn proti nevhodnému uvolnění. /Zapájení cínem se ukázalo technologicky nevhodné, protože kopeček cínu ubírá zbytečně na rozsahu ladění. /Většina otvorů v bocích rezonátorů jsou na kótě 13 /vnitřní míra./

Vstupní konektor by neměl do rezonátoru vůbec zasahovat, pouze jeho vnitřní vodič asi 5 mm hluboko. Z něho je vyvedený Cu pásek široký 2 mm / $t=0,3$ mm/ a připájený 7 mm od kraje rezonátorů /viz detail/.

Směšovací dioda je upevněna v desce bezindukčního kondenzátoru, jehož kapacita je 30 pF. Sestavení kondenzátoru je vidět na výkrese, spojení obstarávají dva šrouby M3, které zároveň drží střední vodiče rezonátorů. Pod jednou vložkou z izolační hmoty je očko pro vývod cívky I. MF. Dielektrikem kondenzátoru je teflonová nebo polypropylenová folie $t=0,3$ mm / $\epsilon = 2$ /. Pro připojení druhého pólu diody je použito pero z americké oktalové patice, /UY1N/ - upevnění viz obrázek. Pero po ztvarování tvoří smyčku vyhnutou do vstupního koaxiálního hlvodu.

Vstup násobiče /viz výkres/ tvoří šroub M2 s očkem, ke kterému je připojena cívka s jedním závitem. Šroub je zašroubován do matice, které je připájena k bezindukčnímu kondenzátoru z jedné strany a z druhé strany k držáku diody zhotovenému opět z pera patice pro UY1N. Dotahováním šroubu se mění kapacita a dolaďuje se rezonanční obvod pásmového filtru násobiče. Druhý pól diody je přichycen k střednímu vodiči /viz výkres/. Matička M2 je připájena k objímce. Nezapomeňte, že při pájení nebo manipulaci v obvodech diod je nutné nejdříve odpojit jeden pól diody a i dotyk rukou je nutno vést tak, abychom se dotýkali zároveň chassis. Jinak může snadno dojít ke zničení diody.

Konvertor je umístěn na chassis 140 x 160 mm, které je z jedné strany otevřeno. Rozložení důležitých součástí je vidět z obrázku.

Cívky L4 a L5 jsou 15 mm nad chassis. Cívka L6 je 8 mm nad chassis, cívka L7 je izolovaného drátu ve tvaru šroubovnice. Vychází od držáku diody násobiče /10 mm nad chassis/, svou polovinou se téměř dotýká cívky L6 a zbytek cívky pokračuje na průchodkový kondenzátor pod cívkou L6. První mf zesilovač je rozdělen přepážkami dle obrázku.

Všechny cívky byly nastavovány za studena pomocí GDO /v tabulce jsou uvedeny některé počáteční hodnoty, ze kterých se vycházelo - označeny hvězdičkou./

U pásmových filtrů /L8, L9, L12, L13/ se postupovalo tak, /sekundární vinutí jsou navinuta na folii z ~~xxxx~~ polypropylénu, filmu a pod./, že se co nejvíce od sebe vzdálily a obvody, které se právě nenastavovaly se rozpojily. Primární vinutí se doladují jádrem, L9 vlastní kapacitou elektronky, L13 pomocí trimru, L15 změnou kondenzátoru při odpojeném odporu 82 ohmu. Používáme rezonanční metody. Signál 4 MHz /střed pásma/ se přivede na g1 ECF82 /odpojí se L13, C/, odpojí se C u L14 na sekundární vinutí se připojí EV-metr a zjišťuje se rezonance. Primární cívka se doladí feritovým jádrem / při odpojeném odporu a kondenzátoru na sekundáru pásmového filtru/ na střed pásma. Všechny kapacitní trimry jsou skleněné nebo keramické, protože hrníčkové nejsou stabilní.

Data indukčnosti :

- L1* - 35 záv. drát \varnothing 0,3 mm CuH, vinuto křížově na \varnothing 5 mm, délka vinutí 4 mm.
- L2 - 12 záv. drát \varnothing 0,3 mm CuL na \varnothing 5 mm, délka vinutí 3,6
- L3 - 6 záv. drát \varnothing 0,6 mm CuL na \varnothing 5 mm, délka vinutí 11 mm
- L4 - 4,5 záv. drát \varnothing 1 mm CuL na \varnothing 7 mm, délka vinutí 7 mm, vinuto samonosně,

- L5 - 3 záv. drát \varnothing 0,8 mm CuL na \varnothing 7 mm, délka vinutí 3 mm, vinuto samonosně.
- L6 - 1,5 záv. drát \varnothing 1,2 mm Cu na \varnothing 15 mm, délka vinutí 3, vinuto samonosně.
- L7 - 1 záv. drát \varnothing 0,8 mm CuPVC na \varnothing 8 mm, samonosně
- L8⁺ - 20 záv. drát \varnothing 0,22 CuH na \varnothing 10 mm, délka vinutí 3 mm, vinuto křížově.
- L9⁺ - 30 záv. drátem \varnothing 0,22 CuH na \varnothing 10 mm, délka vinutí 4 mm, vinuto křížově.
- L10 - 75 záv. drát \varnothing 0,2 mm CuL na \varnothing 5 mm, délka vinutí 15 mm
- L11⁺ - 35 záv. drát \varnothing 0,3 mm CuH na \varnothing 5 mm, délka vinutí 4 mm, vinuto křížově.
- L12⁺ - jako L11
- L13⁺ - jako L11
- L14 - 160 záv. drát \varnothing 0,1 mm CuH na \varnothing 5 mm, délka vinutí 5 mm, vinuto 2x křížově, former v krytu 15 x 15 mm.
- L15 - 12 záv. drát \varnothing 0,3 mm CuH na \varnothing 5 mm, délka vinutí 2 mm, vinuto křížově.

Vstupní signál se přivádí na nesymetrický vstup 75 ohmů koaxiálním konektorem. Vazba je přímá na odbočku, nastavená s ohledem na šumové a výkonové přizpůsobení. Vazba se směšovací diodou je induktivní /viz mechanické sestavení/ a rovněž vazba z filtrační dutiny oscilačního signálu se směšovačem je induktivní.

Mf signál je odváděn přes pásmový filtr na 1. kaskádového zesilovače. Cívka L8 je v rezonanci s bezindukčním kondenzátorem 30 pF, který zároveň tvoří obvod pro oscilační kmitočet 1328 MHz. Není vhodné použít větší kondenzátor, protože by již nešla nastavit optimální vazba. Cívka L9 rezonuje se vstupní kapacitou elektronky. Obvody L8, L9 tvoří pásmový filtr, a tím jsou vytvořeny předpoklady pro minimální zrcadlový i interferenční poměr. Kaskádový zesilovač je osazen E88CC se seriovým napájením a stabilizací pracovního bodu. Neutralizace je provedena cívkou L10. Vazba mezi oběma stupni je π -článkem. Kapacity π -článku jsou složeny ze vstupních a výstupních kapacit elektronek a přidavných kapacit vnějších. Tyto dva kondenzátory /s co nejkratšími přívody/ slouží zároveň jako antiparazitní /pro potlačení kmitů na vysokých kmitočtech./.

Výstup z kaskodového zesilovače je proveden též pásmovým filtrem. Pentoda ECF82 je aditivní směšovač, trioda je oddělovací stupeň oscilátoru, což má mimo jiné ten vliv, že mf signál neproniká do oscilátoru, nezesiluje se a také se nenásobí. Tyto problémy nevznikají u konvertorů s jedním směšováním. Používání harmonických však vyžaduje vložit do mřížky katodového sledovače pásmový filtr pro kmitočet oscilátoru.

Pásmový filtr v anodě je řešen jako $Q \rightarrow \infty$; $Q = \theta$ /viz mechanický popis a výkres/ s kritickou vazbou. Výsledná útlumová charakteristika všech pásmových filtrů je nastavená vazbami tak, aby v šíři pásma ± 1 MHz od středu pásma 1297 MHz byla nerovnoměrnost menší než 2 db.

Oscilátor pracuje s piezokeramickou jednotkou v seriové rezonanci. Cívka je naladěna na kmitočet 27,681 MHz, který je shodný s třetí harmonickou /overtone/. Z mřížky oscilační elektronky se odebírá napětí pro druhý směšovač a pomocí děliče z kondenzátoru 10 pF a koaxiálního kabelu přes katodový sledovač na g1 pentody. Potřebné napětí na g1 je 3 V vf. Násobiče tvoří další triodové systémy. Za zmínku stojí násobič z 221,5 na 443 MHz, který je oboustranně induktivně vázán. Výstup z tohoto násobiče je opět pásmový filtr. Osa cívek je kolmá k rovině chassis. Sekundární cívka tvoří jednozávitovou šroubovici mezi vstupem do dýchového násobiče a průchodkovým kondenzátorem 5 pF. /viz mechanický detail/. Doladění se provádí cívkou a dotahováním šroubku. Diodový násobič je citlivý na úhel otevření, a proto se potřebný odpor /kolem 1 K/ nastaví potenciometrem /při použití měřicího přístroje například Avomet I/. Přístroje s větším vnitřním odporem příliš ovlivňují pracovní bod a musí se s nimi počítat a po vypojení z obvodu nahradit odporem. V našem případě pro 500 uA směšovacího proudu bylo třeba 2 mA budicího proudu na 433 MHz.

Zpracoval Ing. Jan Franc, OK1 VAM.

Tranzistorový konvertor 1296 MHz /Konvertor 432 + 1296 MHz/.

V různé literatuře bylo v minulých letech popsáno několik tranzistorových konvertorů na pásmo 1296 - 1298 MHz, které byly různě složité obvodově a konstrukčně.

V následující přednášce bych chtěl pohovořit o tranzistorovém konvertoru pro 1296 MHz, případně o verzi na pásma 432 + 1296 MHz současně, který jsem konstruoval s ohledem na dosažení co nejvyšší kmitočtové přesnosti a stability, dobré citlivosti /min.šum. čísla/ a minimálního výskytu nežádoucích příjmů vzhledem k používání konvertoru na různých místech /kótách/.

Proto obsahuje násobící řetězec oscilátoru konvertoru /obr. 1/ pásmové filtry na rozdíl od běžných jednoduchých LC obvodů. Jsou použity kastříčky \varnothing 5,5 mm v min. AL krytech. Naladění obvodů je běžné. Odpořem M1 u T1 /KF 125/ nastavíme klid. proud asi 1 - 1,5 mA, který se při buzení zvýší asi na 3 mA. Proud T2 /KSY62B/ je asi 3 ... 4 mA, proud T3 /KSY62B/ okolo 4 ... 5 mA. Proud T4 je okolo 8 mA.

Místo násobení na směš. Si diodě lze použít násobení varicapem /BA 110 apod./, viz obr. 3, pro použití 1 N 914, KA 206 a pod. typů je výkon tranz. T4 malý ! Bylo dosaženo proudu směšovací diodou jen několik desetin mA maximálně !

Cívka L 9 se ladí roztahováním a stlačováním na maximální výstup na 1269 MHz v součinnosti s kond. 0,5/4,5 pF v desetinně násobící diody a kol. obvodem T4. Odpor trimrem^{3K3/} nastavíme takový proud, abychom dosáhli maxima proudu směš. diodou.

Protože prostřední dutina ladí velmi ostře, je vhodné použít pro naladění buď vlnoměru nebo improvizované sondy /viz obrázek č. 4/, kterou zasuneme do příslušné dutiny rezonátoru poblíž jednoho uzeměného konce střední tyče a natočíme na max. výchylku mikroampérmetru.

Oscilátor je na zvláštní krabičce, která současně obsahuje termostat, nastavený na teplotu asi 45 - 50° C. Přesný kmitočet /17.625,0 MHz/ je nastaven zhruba jódováním nebo lépe odškrobáváním Ag z krystalu a přesně /při ustálené teplotě v termostatu/ pomocí kapacitního děliče. Jemné dostavení přesného

kmítočtu lze provést i změnou teploty termostatu.

Nepoužijeme-li termostatu, lze oscilátor napájet přímo přes propojovací koaxiální kabel /viz obr. 5/.

Napájení /+12 V/ lze přivádět po žíle koaxiálního kabelu přes Tl_2 /na obrázku čárkovaně-/ a v tom případě lze vypustit Tl_1 a C_{v1} a upravit vstupní obvod /L1/ násobiče konvertoru.

MF zesilovač /obr 10/ - 27 .. 29 MHz - obsahuje opět pásmové filtry, které vytváří dobrou propustnou křivku mf zesilovače, viz obr. 8 a obr. 9,, zajišťující, že do mf přijímače se nedostanou jiné signály, než z pásma okolo 28 MHz. Velikostí kapacity mezi bází a emitorem T2/KF 125/, lze v určitých mezích měnit celkové zesílení mf zesilovače podle citlivosti mf přijímače. Zesílení musí být jen tak velké, aby šumové číslo mf přijímače neovlivňovalo vstupní citlivost konvertoru, ale nemá být příliš vysoké, aby byl mf přijímač při plné citlivosti zahlcen šumem z konvertoru. Naladění obvodu L1 a proud T1 /AF 139/ dosti silně ovlivňují šumové číslo konvertoru a jejich nastavení je třeba věnovat náležitou pozornost. Optimální je nastavování na slabý signál přímo s používanou anténou, protože šumový generátor na kmítočtu 1,3 GHz již většinou nemá jen reálný výst. odpor 75 ohmů. Cívka L1 je mírně rozladěna směrem k nižším kmítočtům a optimální proud T1 /AF 139/ je okolo 0,5 0,6 mA.

Zesilovač ladíme takto:

Místo diody /směšovací/ zapojíme na 10. závit L1 sig. generátor a výstup zatížíme odporem 75 ohmů /TR 112/. Paralelně k odporu 75 ohmů připojíme hrotovou sondu voltmetru /BM 388 E, BM 289/, nebo improveizovanou sondu /GA 205 a Avomet II/. Signální generátor \pm naladíme na 28 MHz a zjistíme, zda obvody L2 až L5 ladí okolo 28 MHz. V opačném případě změním pevné kondenzátory u těchto cívek /kapacity je nutno přesně měřit !/. Potom ztlumíme L3 sériovým obvodem RC / R = 1K, C = 330 pF/ a naladíme L2 na maximální výstupní výchylku. Tlum. obvod zapojíme paralelně k L2 a naladíme L3 na maximum. Totéž opakujeme u L4 a L5. Zkontrolujeme tvar prop. křivky v celém pásmu a případně jemně doladíme.

Napájecí zdroj /obr. 14/ umožňuje napájet konvertor jak ze sítě 220V, tak z akumulátoru, který se při provozu ze sítě dobíjí. Tranzistor GC 500 slouží jako zdroj konst. proudu /asi 10 mA/ pro zener. diodu v bázi KF 507. Ochranný odpor 56 ohmů v kolektoru KF 507 snižuje napětí U_{C1} tohoto tranzistoru a tím i jeho ztrátový výkon. Napětí zener. diody má být asi 13,5 V, chceme-li v bodě A obdržet při zapojeném konvertoru napětí okolo 12,5 V. Případně lze zener. napětí, resp. napětí báze KF 507 upravit zapojením diody /KA 501 apod./ do série s 7 NZ 70, je-li její napětí nízké. Vzhledem k tolerancím zener. napětí našich diod /13,5 16,5 V pro 7 NZ 70/, může obstarání diody s potřebným napětím činit určité obtíže. Z Lze použít též typ KZZ 76 nebo KZ 724, snížíme-li proud diodou, odpor 51 ohmů v emitoru GC 500 zvýšíme na 82 ...100 ohmů.

Transformátor /síťový/ nemusí mít sekundární napětí právě 19 V , ale nedoporučuji vyšší napětí, protože by bylo nutné upravit hodnoty řady součástek. Též při napětí nižším než 15 V jetřeba snížit ochranný odpor 5 ohmů v kolektoru KF 507 a samozřejmě upravit hodnotu odporu R_n pro dobíjení akumulátoru. Dobíjecí proud nemůže být příliš vysoký, nejsou-li patřičně síťový transformátor a hodnotavstup. elektrolytu /1G/ dimenzovány.

Doporučuji dobíjení proud asi okolo 0,1 A max.

Chladicí žebírko na KF 507 není nutné.

Diody D1 až D5 a odpor R_n /asi 100 ohmů/ zajišťují tyto možnosti provozu :

- 1/ Možnost trvalého připojení akumulátoru, který při výpadku sítě automaticky přebírá napájení konvertoru a termostatu
- 2/ D3 a R_n při provozu ze sítě trvale dobíjí Aku . V případě, že by se Aku nabil na vyšší napětí, než napětí v ebodě A /+ 12,5 V/ + U_{D5} , začne napájet konvertor a přes diodu D4 přestane téci proud. Tento stav však hevadí.

Nastavení termostatu závisí pouze na skutečné hodnotě termistoru /NRN-1-2K2/. Podlé ní upravíme velikost odporu 4,3 k-ohmy. Termistor lze použít i jiného typu, je třeba dát ale pozor na to, aby se procházejícím proudem nezahříval. Proud

termistoru je určen jeho odporem při stabilizované teplotě a napěťovým úbytkem na přechodech b-e tranz. KC 507 a KU 611, který činí asi 1,2 V při dosažení ustálené teploty. V našem případě je proud asi 0,8 ... 0,9 mA, což odpovídá výkonu $1,2 \times 0,8 \dots 0,9 / \text{mW} \approx 1 \text{ mW}$ na termistoru. Uvedený proud musí při tom být podstatně větší než proud báze tranz. KC 507 v ustáleném stavu, kdy tranzistor KU 611 dodává jen takový proud, aby byly kryty tepelné ztráty termistatu. U popisovaného termistatu je proud báze KC 507 v ustáleném stavu více, než 100 x, nižší než příčný proud termistoru, t.zn., že tepelné ztráty jsou minimální. Indikaci obstarává žár. Ž 1, která v ustáleném stavu zhasne.

Napájecí zdroj i termostat je dimenzován a navržen tak, aby bylo možné jej využít i pro konvertor 432 MHz.

V tomto případě jsou oba oscilátory /pro konvertor 432 i 1296 MHz na jedné desce /viz obr. 11/ a umístěny v tomtéž termistatu. Spojovací koax. kabel je rozšířen o další kabel /5-žilový/ s min. 5-pól. koncovkami, který zajišťuje propojení napájení termistatu, indikace topení a přepínání 432 - 1296 MHz.

Úpravy zapojení jsou zřejmé z následujících schemat - viz obr. 12, 13 a 14.

Přepínače 432 - 1296 MHz je běžný páčkový typ.

Oba oscilátory /15 MHz i 17.625 MHz/ běží trvale, přepínají se pouze jejich výstup. Podobně se přepínají pomocí diod GA 205 i vstupy obou násobících řetězců v oscilátorech konvertorů 432 a 1296 MHz.

Takto konstruovaný konvertor 432 a 1296 MHz sice neumožňuje současný poslech na obou pásmech, ale používáme-li antény na obě pásma na jednom stožáru, nemá tato okolnost /nevýhoda/, žádný ~~význam~~ význam, protože přechod z jednoho pásma na druhé znamená pouhé přepnutí páčkového přepínače.

Přináší to úsporu jednoho termistatu za cenu několika diod, odporů a blok. kondenzátorů.

Konvertor 432 MHz se neliší od provedení OK1 DCI /viz sborník přednášek ze semináře UHF techniky 1971 a též nyní i RZ/, pouze v násobícím řetězci opět obsahuje pásmové propusti, na výstupu je dokonce 3-obvodový filtr /lx LC a pásm. propust s dutin. rezonátory/.

Kdo chce uspořít materiál, nemusí používat mezi násobící pásmové filtry, zapojení konvertoru 432 MHz lze pak převzít od citovaného konvertoru pouze s malou změnou v zapojení T1 /KF 125/, týkající se obvodu L1 a částečně L2.

Pro konvertor 1296 MHz je uveden příklad jedné-úchého zapojení násobícího řetězce na schematu obr. 15. Bližší údaje nemohu sdělit, jde pouze o ideové schema, ale pro údaje cívek lze prakticky použít stejných hodnot jako v popsáném zapojení s pásmovými filtry.

Cívky lze použít tytéž, jako v konv. s pásmovými filtry. Protože výkon oscilátoru je právě postačující, lze pro vytvoření rezervy v budicím výkonu nás. diody nebo varicapu použít ještě další zesilovač na 432 MHz, který bude vhodné zapojit se spol. bází pro T5 /KSY71/. Pro vybraný T5 /KSY71, f_2 600 MHz/ lze použít též zapojení se společným emitorem. Hodnoty lze použít stejné jako u T4, včetně vazeb. kond. do báze.

Uvedená zapojení konvertorů pro 1296 MHz, respektive 432 + 1296 MHz se možná budou zdát složitá, ale mohu říci, že tato práce se vyplatí, protože při dobré mech. konstrukci získáme po pečlivém nastavení konvertor na obě nejčastěji užívaná UHF pásma, na který nemusíme prakticky "šáhnout", za který lze zapojit téměř libovolný ~~пккpxkxkx~~ přijímač 27..29 MHz. běžné kvality, a který umožňuje ve spojení s přesným a stabilním /nebo cejchovaným/ nef. přijímačem i náročná dx spojení na předem dohodnutých kmitočtech.

Použité kmitočty nejsou samozřejmě podmínkou, ovšem při jejich změně bude třeba přepočítat kapacity ujednotlivých obvodů, pro větší změnu kmitočtů změnit i indukčnosti.

Plošné spoje pro konvertor neuvádím, protože jsou určeny jedinečně pro zmíněné min. Al. kryty s kostřičkami \varnothing 5,5 mm, které nejsou běžně k dostání. Pro informaci je na obr. 2 přibližné rozložení součástí.

Zpracoval Ing. Vlad. Mašek, OK1 DAK.

C í v k y konvertoru 1296 MHz OK 1 DAK. (obrázek čís. 1)
=====

L1 - 30 záv. \emptyset 0,4 CuL, L = 14 mm na \emptyset 5 mm, odbočka na 8. závitu Al kryt 14x14 mm

$$Q_0 = 85/C=60pF$$

$$L = 1,4 \text{ uH} \dots 3 \text{ uH}$$

/"Železové jádro nebo ferit NO2/

L2, L3 - 8,75 záv. na \emptyset 5,5 mm \emptyset 0,5 CuS, jádro ferit NO2 /NO1/
odbočka na 3,75 záv.

Al kryt min. 10 x 11 mm /Tesla - Pardubice /

$$L = 0,35 \dots 0,525 \text{ uH} \text{ s krytem, } Q_0 = 100/30 \text{ MHz}$$

L4, L5 - 5,2 záv. \emptyset 0,8 CuL, odbočka na 2. závitě na \emptyset 5,5 mm,
jádro ferit NO2 /NO1/.

L6, L7 - 4,5 záv. \emptyset 0,8 CuSn na \emptyset 5,5 mm vinuto, samonosné
l = 8 mm, vývody 2 x 5 mm.

odbočka pro kolektor na L6 je 0,8 záv. od lad.kond.

odbočka pro naz. kond. je 3 záv. od země na L7.

vzdálenost os 8...10 mm/cívky s vedle sebe/.

L8 - 2,5 záv. \emptyset 1,0 mm CuAg na \emptyset 5,5 mm vinuto, samonosná
odbočka pro kolektor 1,8 záv. od země l = 8 mm vývody.min.
odbočka pro výstup 0,4 záv. od země

L9 - totéž jako L8, ale 3 záv. s min. vývody, l=9 mm

Data cívek z obrázku čís. 10.

T1 - asi 5 záv. \emptyset 0,3 mm CuL na \emptyset 1,5 mm.

L1 až L5 jsou na kostřičkách \emptyset 5 mm s feritovým jádrem NO2
nebo se "železovým" jádrem.

L1 - 15 závitů \emptyset 0,315 mm CuL těsně, odbočky /zkroucený drát/
na 5. a 10 závitě. / $Q_0 = 85/27 \text{ MHz}$, L = 0,8 ... 2 uH/

L2 až L5 - 26 závitů \emptyset 0,315 mm, CuL těsně, odbočka ve středu
vinutí /zkroucený drát/

$$/Q_0 = 80/ 28 \text{ MHz při } C = 17 \text{ pF, } L = 1,4 \dots 3,0 \text{ uH/}$$

Konstrukce konvertoru 2304 MHz je velmi podobná konvertoru pro pásmo 1296 MHz. Na vstupu konvertoru je pouze jednoduchý obvod /obr. č. 1/ pro dosažení min. šumového čísla, a proto bylo přihlédnuto při návrhu násobičů na co největší spektrální čistotu pomocného kmitočtu 2277 MHz /pro mf 27 ... 29 MHz/. Z tohoto důvodu jsou použity pásmové propusti mezi jednotlivými stupni, dokonce 3-obv. propust na kmitočtu 47 MHz /T1/. Viz obr. č. 2. Použití mf 27 ... 29 MHz na tomto pásmu je ovšem při jed. vstupním obvodu kompromisní řešení, protože lze sice dosáhnout nižšího šumového čísla mf zesilovače než při mf např. 144 - 146 MHz, ale na druhé straně vzniká nebezpečí vzrůstu šumového čísla od zrcadlového kmitočtu /zejména při silně zatíženém vstupním obvodu/ a od šumového a případně i harmonického spektra pomocného kmitočtu. Toto nebezpečí nelze podceňovat, protože jeho působení nemusí být zdaleka evidentně patrné a zdánlivě dobrý konvertor je silně znehodnocen co se týče vst. citlivosti, resp. šumového čísla. Bližší popis tohoto je v textu o konvertoru 1296 MHz. Bohužel nebyl zatím čas zabývat se bližším zkoumáním příčin a jejich odstraněním.

Obvody násobičů jsou jinak běžné, použití pásmových propustí není nutností, konvertor je pak součástkově podstatně méně náročný. K nastavení obvodů lze použít laděného měřiče pole /GDO/ až do 190 MHz, kmitočty 380 a 759 MHz lze indikovat selektivně absorbním vlnoměrem "číslo /který se ale již, bohužel, nevyrábí/ nebo podobně konstruovaným vlnoměrem /viz starší čísla AR/. V nejhorším můžeme použít i pomocné sondy /viz konvertor 1296 MHz/ za předpokladu, že cívky jsou navinuty přesně podle návodu nebo můžeme dostatečně přesně změřit jejich indukčnost a též použít ker. kond. změříme /např. na Q-metru apod. - pozor na značně velké tolerance vůči údaji na kondenzátoru/. Naladění obvodů varicapového násobiče je nejobtívnější, protože lze prakticky využít jen pomocné sondy a nebo indikovat proud směš. diody, protéká-li ovšem již nějaký /ladění výstupního obvodu oscilátoru - 2277 MHz je velmi "ostré"/. Ladění je velmi pracné, proto byl "vyhozen"

zpočátku "idler" obvod a zatím nebyl navrácen. Přitom použití keram. dolaď. trimry /0,3/1 pF/ dovolují jen málo protočení /ztrácí se u nich velmi rychle el. kontakt řroubu na armaturu a výměna není při řádném zaletování nijak jednoduchá/ Proto opět doporučuji použití nízkotavitelné pájky, i když její el. odpor je větší, než v cínu. Obtížnost naladění násobiče spočívá především v tom, že použitý varikap má při vývodech 2x1,5 mm vlastní indukčnost již asi 6 uH, takže na ind. vlastních ladicích obvodech zbývá jen několik uH. Pak jsou obvody 2. a 3. harmonické silně vzájemně vázány a jejich rychlé naladění je bez rozmítače /vobleru/ prakticky nemožné. Z těchto důvodů, i když byly obvody dostatečně přesně vypočítány, byl při prvních zkouškách obvod 2. harm. odstraněn a varikap byl obalen těsně Cu fólií, zaletovanou s na zemnicí přívod /též z Cu fólie - viz obrázek/. Tím bylo dosaženo jakéhosi koax.provedení varikapu a naladění násobiče se podařilo bez jakýchkoli pomocných měř. přístrojů, pouze s indikační diodovou smvčkou ve výst. dutině oscilátoru /při zkouškách nebyly ještě kompletní dutin. rezonátory a tudíž zmíněná indikace nahrazovala směš. diodu/. Na závěr jen tolik, že provedení násobiče nelze považovat za konečné, konstrukce byla silně časově omezena /podzim 73/ a bude ještě podrobena dalšímu vývoji v nejbližší době na druhém kusu téhož konvertoru. Vazební smyčka směš. diody a s ní souvisící ust. kap. vazba ve vstupní dutině nebyla měněna, nelze proto tvrdit, že je optimální, ale příliš se od optimální hodnoty /při použití Si směš. diody/ lišit nebude, což potvrdilo spojení na 243 km /OK1KIR/p - OK1 WFE/p /. Velikost této vazby, můžeme-li druhou vazbu, tj. na zdroj signálu měnit, ovlivňuje jen prac. jakost a tedy i účinnost přenosu výkonu vst. obvodu. Což ovšem sougisí s citl. /šmň. číslem/ konvertoru, jak bylo již uvedeno.

Proudy tranzistorů násobičů konvertoru 2304 MHz /přibližně/:

- T1 - KF 125 - $I_e = 4,3 \text{ mA}$
- T2 - KSY 62 B - $I_e = 4,2 \text{ mA}$ Napětí zdroje 12,3 V
- T3 - KF 173 - $I_e = 7,5 \text{ mA}$ -----
- T4 - KSY 71⁺ /2N5179 apod s $f_T = 16 \text{ Hz}$ / - $I_e = 15..18 \text{ mA}$
u KSY 71 asi 10 mA
- T5 - 2 N 3866 /KT11/ - $I_e = 25 \text{ mA}$ /min. 20 mA/
- D1 - U = 0,5 V na 10 Hz tj $U_{dp} = - 4,3 \text{ V}$
 $U_{\bar{a}} = 0,3 \text{ V}$ na 10 Hz tj $U_{dp} = - 2,5 \text{ V}$

Proud směš. diodou asi 1,3 1,8 mA pro opt. šum.
číslo /měřeno na sér. odporu 120 ohmů - viz schema /.

Odběr celého konvertoru :

12,3 V/60 mA násobiče včetně mf zesilovače 13 mA oscilátor

73 mA
=====

Proud T 5 by neměl být nižší než 25 mA, jinak rychle klesá
výst. výkon násobiče, a tím i proud směšovací diody !

Cívky násobičů konvertoru 2304 MHz

L1 - $f = 15 - 812,5 \text{ MHz}$ - $n = 33$ záv. $\emptyset 0,315 \text{ mm}$ CuL, $l=12 \text{ mm}$
LC = 101 na kostřičce $\emptyset 5 \text{ mm}$, Al kryt 14x14
mm laděno ferocart.j. nebo ferit N1
L = 1,95 ... 2,95 H
Qo = 80/15,8 MHz
Odbočka na 10. záv.-zkroucené dráty

L2, L3, L4 - $f = 47.4 \text{ MHz}$ - všechny cívky na kostřičce o $\emptyset 5,5$
LC = 11,3 mm /Al kryt 10x12 mm -Te-Pardubice/

L2 - 10,5 záv, $\emptyset 0,5 \text{ CuL}$, $l= 6,5 \text{ mm}$
vazba 0,6 záv. $\emptyset 0,15 \text{ mm}$ CuL u "stud" konce
L = 0,43 ... 0,66 H /jádro ferit NO2/

L3 - stejná jako L2

L4 - 13 záv. $\emptyset 0,5 \text{ CuL}$, $l= 7,5 \text{ mm}$
L = 0,52 ... 0,82 H

Qo /L2,3,4/ = 80/30 MHz

L5, L6 - $f = 95$ MHz - kostřičky a kryt jako L2 ÷ 4
LC = 2,81 $n = 5,2$ záv. $\varnothing 0,8$ CuL jádro NO2
 $L = 0,19$... $0,26$ μ H
 $Q = 60$... 70/30 MHz
odbočky na 2 záv.

L7, L8 - $f = 190$ MHz - kostřičky jako L2 = L4 včetně Al krytu
LC = 0,7 $n = 3,8$ záv. $\varnothing 0,8$ CuL, odbočka na
1,25 záv., jádro ferit N01

L9, L 10 - $f = 379,5$ MHz - cívky vzdušné, samonosné
LC = 0,176 $n = 2,5$ záv. $\varnothing 1,2$ CuSn, vinuto
na $\varnothing 5$ mm, odbočka pro kolektor
na L9 asi 1,75 záv. od země /nutno
vyzkoušet pro max vybuzení T5/
odbočka na L 10 asi 0,4 záv. /též
nutno vyzkoušet/.

Poznámka :

Polohy odboček, zvláště na L9, závisí na kvalitě T4. Pro
T4 = KSY 71⁺ /výběr/ je uvedeno asi 1,75 záv. od země, pro lep-
ší tranzistor /s f_T ... GHz/, což je vhodnější, vychází
odbočka i méně než 1 záv. od země na L9. Zásadní kritérium je
co největší vybuzení T5 tak, aby zároveň bylo dosaženo co největ-
ší spektrální čistoty výst. kmitočtu 2277 MHz celého násobiče
konvertoru, což se projeví dosažením očekávaného šumového čísla,
resp. citlivosti. Proto je vhodné konečné nastavení odboček
L9, L 10 a jejich naladění v součinnosti s L8, L 11, L 12, L 13
a L 14 provádět až na konvertoru v činnosti, kdy posuzujeme
velikost a "stabilitu" šumu konvertoru v záv. na naladění zmí-
něných obvodů, tj. rozumí se příspěvek šumu oscilátoru na
výstupní mf šum. výkon.

V popsaném konvertoru nebyl použit ve var. násobiči
"idler", tj. obvod na 2. harmonickém kmitočtu 759 MHz /1518 MHz/,
protože s ním nebylo možné násobič naladit pro nedostatek měř.
přístrojů a některé "děžské nemoce" zapojení. Ty byly sice
odstraněny, ale "idler" obvod zatím nebyl pro nedostatek času
vyzkoušen v popisovaném konvertoru. Bude vyzkoušen v dalším
kuse, který je v současné době ve stavbě.

Upozorňuji na to, že naladění, resp. stabilita naladění
a možnosti rozladění jsou bez "idler" obvodu podstatně horší,
protože poměrně značný výkon 2. harmonické není soustředěn do
laděného obvodu, nehledě ke snížení účinnosti násobiče.

Cívky násobičů konvertoru 2304 MHz /pokrač./.

- L 11 - 2 záv. Ø 1,0 mm, CuAg, vinuto na Ø 5,5 mm samostsná / viz obrázek/.
- L 12 - pásková indukčnost, šíře pásku 5 mm, Ø asi 11 mm, asi 0,8 záv. /viz obrázek/.
- L 13 - páskové vedení, šíře pásku 8 mm, délka asi 15 mm, prohnuto dle obrázku, výška nad kostrou asi 4 mm.
- L 14 - coax. obvod $\lambda/4$ zkrácený kapacitou /viz obrázek/ tyč Ø 6 mm, délka 25 mm.

Dutinové rezonátory /vstupní a oscilátorový - výstupní/ mají délku vnitřní 59 mm, tyč Ø 6 mm ve čtvercovém vedení

24 mm /vnitřní/ s prodlouženými bočními stěnami. $\lambda/4$ obvod / L 14/ má délku 25 mm v tomtéž vedení. Boční stěny dutin. rez. jsou rozšířeny na výšku 35 mm /či více/.

Vazební štěrbina mezi L 14 a výst. oscil. obvodem má šířku asi 6,5 mm a délku 14 mm a je umístěna od osy dutiny dolů na boční stěně.

Vazební štěrbina pro směšovací diodu má šířku 14 mm, délku 15 mm a je v ose stěny.

Poloha vstupního konektoru a doladovací vstupní vazby je zřejmá z obrázku / měřítko 1 : 1 /.

Směšovací dioda je zasunuta v držáku s kapacitou asi 13 pF vůči kostře / nast. tloušťkou tefl. fólie - 2 ks/, hrot diody je ve vaz. smyčce z pera okt. objímky /pro UYLN/, apod.

Ladění dutin. rezonátorů je terčíky Ø 8 mm. /lze použít i větší, ale ne menší/.

Zpracoval : Ing. Vlad. Mašek, OK1 DAK.

Mimořádné způsoby šíření Velmi krátkých vln v troposféře.

/4/ připravované příručky pro VKV amatéry. /

Při soustavné práci v pásmech VKV je možné během několika málo dní v roce dosáhnout poměrně pěkná a daleká spojení. Mezi radioamatéry se říká, že jsou "dobré podmínky", ale málokdo ví, co se v tu chvíli vlastně odehrává a co umožňuje, aby průměrně vybavený radioamatér mimořádných spojení dosáhl. Těmto problémům se věnovala již před 20 lety velká pozornost, jak z hlediska radioamatérského, tak i z hlediska čistě profesionálního. Jsou k dispozici vysvětlení, která mají i dnes stále platnost, jiná byla již překonána dalším výzkumem. Pokusme se za pomoci dostupných materiálů a získaných zkušeností objasnit, jak k mimořádnému šíření VKV dochází.

Co je to mimořádný dosah ?

Podle /1./ platí za mimořádné spojení takové, kdy je překlenuta vzdálenost přes 500 km s min. odstupem 20 dB signálu od šumu. /toto platí pro stanici snikterak exponovaným QTH a s průměrným vybavením; tj. výkon do 50 W a s 10 el. směrovou anténou/. Při zmíněné síle pole je cw a SSB signál dobře čitelný, FM a AM při dobré modulaci a správném frekvenčním zdvihu právě ještě spolehlivě čitelný.

Jak se "dobré podmínky" šíření projevují ?

Většinou je možné indikovat zlepšené podmínky šíření rušením televizního příjmu dalšími vysílači pracujícími na stejném kanálu. Po proladění celého televizního pásma se zjistí, že je možné dobře poslouchat i vzdálené televizní vysílače. Platí to nejen pro I. a II. pásmo, ale i pro IV. a V. pásmo, které je v tomto směru poslední dobou daleko zajímavější. Rovněž příjem na obou pásmech VKV FM rozhlasu se podstatně zlepšil. Zvláště pásmo 88 - 100 MHz oživne velkým množstvím stanic. Síla jednotlivých stanic se mění - objevují se nové, jiné se postupně ztrácejí. Někdy je příjem velmi stabilní - jindy prudce kolísá. V amatérských VKV

pásmech je možné poslouchat - či navazovat - spojení na velké vzdálenosti - většinou i s malými výkony. Velmi dobrým pomocníkem v této chvíli jsou radioamatérské VKV majáky, pracující na známých kmitočtech. Rovněž poslech převaděčů v rozsahu 145,5 - 145,9 MHz dává ucelený obraz, z kterých míst Evropy to "chodí".

Sledováním meteorologické situace v oblastech mimořádného dosahu se zjistilo, že v různých výškách jsou teplotní inverze.

Co je to teplotní inverze a jak vzniká ?

Za normálních okolností klesá teplota vzduchu v troposféře s rostoucí výškou nad zemí rovnoměrně o 0,65 až 1,0° C na každých 100 m. /obr. 1/. Intenzivním slunečním zářením se země během dne ohřeje a nahromaděné teplo odevzdává během noci zase zpět vzduchovým vrstvám, které jsou blízko země. Tak vznikne teplotní průběh dle obr. 2. Toto obrácení teplotního průběhu, neboli inverze, je obzvláště znatelné v ranních hodinách, kdy je vzduch již značně ochlazen. Tento jev se označuje jako přízemní inverze.

Další výskyt inverze může nastat na horní hranici mraků či mlhy /obr. 3/. Část tepelného záření se odráží, takže teplota tam poklesne. Navíc je tu poměrně ostré rozhraní dvou vzduchových hmot - studenějšího a vlhčího dole a teplejšího a suššího nahoře. Tento jev vzniká poměrně často v podzimních či zimních měsících, říjen - leden a jeho výška se pohybuje od 300 m do 500 m nad zemí.

Na obr. 4 je znázorněna inverze poklesová. Klesající vrstvy vzduchu v oblastech vysokého tlaku se ohřívají a roztoucím tlakem. Tak se může nakonec stát, že tyto vrstvy jsou teplejší než pod nimi ležící vrstva vzduchu přízemní.

Konečně inverze, která rovněž způsobuje mimořádné dosahy je tzv. advekční inverze. Ta vzniká, když se vodorovně rozložené a většinou suché vrstvy vzduchu nasunou přes studenější, vrstvy vzduchu vlhčího.

Rovněž postupující frontální porucha vytvoří vlastně rozhraní dvou vzduchových hmot a tím i odraz VKV.

Účinky inverzí.

Šíření VKV a světla jsou si podobná, mohou se tedy odrážet i lomit. Inverze představuje mezní vrstvu mezi studeným hustým vzduchem a teplejším řidším vzduchem. Taková mezní vrstva se vůči VKV chová podobně jako hladina vody vůči světelnému paprsku. Obr. 5 ukazuje, v kterém směru se lámou elektromagnetické vlny, když dopadnou na rozhraní mezi řidším a hustším prostředím, jednou ze strany hustšího, jednou ze strany řidšího prostředí. Je patrné, že lom ve směru příznivém pro spojení na VKV nebo úplný odraz může nastat i jen tehdy, když vlna dosáhne vrstvy z hustšího prostředí. Vztaheno na troposféru to znamená : vlna vyslaná z povrchu země se může lámat podle zakřivení země /nebo odrážet/, jestliže teplejší /řidší/ vrstva vzduchu leží nad studenější /hustší/ vrstvou. Toto právě nastává při inverzích. Čím větší je tepelný rozdíl v inverzi, tím strměji dopadající vlny se mohou dobře odrážet. Rozdíl hustot obou prostředí je pochopitelně tím větší, čím je větší i rozdíl ve vlhkosti obou prostředí. Důležitá je též tloušťka inverze, bývá 200 m v létě a asi 300 m v zimě. Výškové inverze okolo 2000 m mají jen tloušťku například 10 - 100 m a jejich zjišťování je obtížné. Přízemní inverze umožňují zlepšené komunikační možnosti na vzdálenost až 500 km. Nad 500 km se šíření vysvětluje mnohonásobnými odrazy /ducty/.

Vznik "ductů".

Duct je vlastně vlnovodový kanál tvořený současným výskytem přízemní a výškové inverze. Takováto dvojitá inverze umožní vlně, která do něj vnikne, aby se odrážela a šířila doslova jako ve vlnovodu na vzdálenost až přes 1500 km.

Nejmenší rozměr vlnovodu, jeho výška dosah určuje nejnížší kmitočet, který může daný vlnovod přenést. Totéž platí pro "duct", jehož tloušťka určuje kmitočet, pro který poskytne optimální podmínky šíření.

Podle 1/ platí :

$$= 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot d \quad \text{M}$$

M je amplituda ductu /největší dosud pozorované byly 40/
 d je tloušťka ductu

/Pro 2 m musí být d tedy nejméně 130 m; pro 70 cm stačí jen 50 m/.

Stav počasí jako předpoklad pro vznik ductů.

Daleká spojení je tedy možné udělat pomocí vysoko položených ductů, které sestávají z přízemní a výškové inverze. Předpokladem pro přízemní inverzi je stabilní podzimní počasí s vysokým tlakem, teplé slunné dny a jasné noci, kdy se intenzivním vyzářením tepla přízemní vrstvy ochladí. Pro výškovou inverzi musí ještě navíc na studené vrstvy vzduchu naklouznout teplé a suché prostředí. Proto je důležité, aby tlaková výška byla rozsáhlá, nenarušovaly ji nějaké frontální poruchy a pohyb v ní samé byl velmi pomalý, aby nedocházelo k žádnému místnímu víření. Takovýto teplý vzduch může zasáhnout střední Evropu jen ze severní Afriky, nebo východní Evropy. Protože proudění kolem tlakové výše ∇ je ve smyslu pohybu hodin, lze očekávat zmíněné teplé vrstvy jen ze strany jižní, západní či severozápadní. /důkazem je například spád pouštního jemného písečného prachu v Tatrách a na Krkonoších r. 1962 a 1964, a také 1966.

Na četných zkušenostech se o tomto můžeme přesvědčit a na obr. 6 je znázorněno, jak vypadalo počasí a jakých výsledků bylo v pásmu 2 m dosáhnuto. Prakticky se také potvrdilo, že na 70 cm to jde někdy ještě lépe než na 2 m. Amplituda a tloušťka ductů pro 70 cm stačí menší, než pro 2 m. Tím je také vysvětleno, že duct, který umožnil spojení z Krkonoš až na pobřeží Francie a do Anglie na 2 m i 70 cm, nepřivedl žádné signály na kmitočtech 88 - 100 MHz, takže pásmo doslova zelo prázdnotou.

Další praktické zkušenosti s šířením pomocí inverzí a ductů.

Jak již bylo řečeno, nenastává situace pro velmi daleká spojení příliš často. Byly roky velmi bohaté na podzimní inverze a každá tlaková výška, která se nad oblastí západní Evropy vytvořila, sebou zlepšené podmínky přinesla. Jsou však případy, kdy si příroda doslova zahrála a umožnila kromě desítek fantastických spojení shlédnout i zrakem jedinečnou podívanou.

Tak například 27. - 29.12.1963 se vytvořila inverze v 900 metrech a další vrstva byla v 1800 metrech. Při zemi

byla teplota -8°C ; v 1500 metrech bylo $+15^{\circ}\text{C}$. Z vrcholu Klínovce bylo vidět Sněžku /vzdálenost 180 km/, ale obráceně, vrškem dolů. Na vzdálenost 700 km se dala dělat spojení i 0,5 W z nevýhodného QTH.

Velmi pěkný podzim byl i v roce 1964, kdy několikrát za sebou přišly výborné podmínky šíření, které trvaly několik dní a bez jakéhokoliv spěchu se dala dělat spojení na Britské ostrovy a z oblastí skoro celých Čech bylo možno pracovat až hluboko do Skandinávie. Prakticky se ukázalo, že oblasti rozsáhlých rovin a četných jezer, které jsou ve Skandinávii na v Pobaltských republikách, dávají lepší možnost k vytvoření přízemní inverze. Dá se říci, že mlha zaplní všechny nerovnosti terénu, který sám o sobě dobrou odrazovost nemá. Rozlohy jsou to obrovské a narušení vytvořivšího se ductu nějakým horským masivem tu také není. To ukazuje, že právě na sever a severovýchod byla v minulosti z OK udělána na VKV ta nejdelší spojení. Dne 8.10.1972 bylo i možno prakticky z celého území Čech pracovat do Pobaltských republik a části Skandinávie. Ze Sněžky bylo uděláno několik set spojení se stanicemi od Severního moře jak na 2 m, tak i 70 cm. Při zapadajícím slunci bylo možno "duct" sledovat i pouhým okem. Jevil se jako silná svítící čára asi ve výšce Sněžky ve směru na severovýchod. Tím, že sluneční paprsky do něj vnikaly pod příznivým úhlem a hlavně proto, že pozorovatel byl vlastně ve stejné výšce, bylo toto možné sledovat po dobu asi 20 minut. Prakticky to vypadá asi tak, jako když se svítí na skleněnou tabuli z boku. Nastává úplný odraz /totální reflexe/.

Daleká spojení pomocí ductů jsou vlastně věci náhody. Stává se, že stanice umístěná v nestejně výšce /avšak poblíž sebe/ nedosahují stejných výsledků. mnohdy je velká nadmořská výška spíš na závalu; například z QTH umístěného 900 m šlo bez potíží navazovat spojení až na 1000 km, kdežto ze Sněžky 1600 m nebylo tytéž stanice ani slyšet. Velmi zajímavé pozorování je z 20. 1. 1974, kdy se zcela neočekávaně otevřelo pásmo ve směru na jihozápad až severozápad. Z QTH položeného 900 m bylo možné navazovat spojení jen se stanicemi vzdálenými 800 - 1500 km. Kromě několika místních stanic prakticky úplně vymizel příjem až do vzdálenosti 800 km. Nižší položené stanice však bez obtíží na tuto vzdálenost spojení navazovaly.

Otázkou ještě zůstává, jak je možné, že se někdo do ductu dostane, i když jeho QTH zrovna příznivé není. Zkušenosti opět ukázaly, že poblíž horských masivů nastává pravděpodobně jakési "zboření" celého útvaru, signály se od hor odraží i do blízkých údolí a toutéž cestou zpět se od stanice dostane do ductu i její signál. /Samozřejmě s jistou ztrátou na výkonu/. Jako příklad může opět posloužit situace ze dne 20.1.1974, kdy signály stanic od Atlantiku byly silně slyšet v Ostrově nad Ohří i v Podkrkonoší. Lze se též domnívat, že tam, kde duct končí /zaniká/ - není již tak přesně ohraničen, přibližuje se k zemi a má snad i trychtýřovitý tvar, takže z těchto příhodných míst se do něj stanice dobře dostávají. Není vyloučeno, že inverzních vrstev se za vhodných okolností může vytvořit několik nad sebou. Již několikrát bylo možné sledovat signál, který se od vysílače k přijímači šíří dvěma cestami. Na přijímací anténu pak přicházejí dva - nebo více signálů jejich cesta přes všechny ty odrazy není stejně dlouhá, a tak nastává vzájemné časové zpoždění. Prakticky se to nejlépe projeví na telegrafickém signálu, kdy značky dozníávají /signál doslova "cvrliká"/, a tak se i bezvadný cw signál poněkud hůře čte.

Indikace "dobrých podmínek".

Po mnoha letech soustavného pozorování lze shrnout všechny ty dobré i špatné zkušenosti s indikací zlepšených podmínek. Situace pro radioamatéra, který nemá užší kontakt s nějakou meteorologickou stanicí, je dost obtížná, protože sledování jenom barometru na to nestačí. Když už bylo nějaké rozumné vysvětlení vzato za spolehlivé, přišlo něco, co to zcela zvrátilo. Z předešlého tedy vyplývá, že větší naděje je v podzimních či zimních měsících. Vysoký tlak sám o sobě ještě mnoho neznamená, i když pro vznik těch nejlepších podmínek je bezpodmínečně nutný. Poslech zpráv pro vznik těch nejlepších podmínek je bezpodmínečně nutný. Poslech zpráv o stavu povětrnosti v čs. rozhlase na vlně v 8,30 hodin dává možnost nakreslit meteorologickou mapu a informuje o výstupu Praha a Poprad. Sledování počasí pouhým okem je jen velmi nespolehlivé - jak ukazuje příklad ze dne 20.1.1974.

- 1) I když leden spadá mezi měsíce s větší pravděpodobností výskytu inverze, už to nikdo nečekával.
- 2) V naší oblasti byl barometrický tlak velmi nízký.
- 3) Výstup Praha udával jen nepatrnou inverzi asi o 1° C.
- 4) V oblasti Čech už několik dní bylo špatné počasí, vál silný severozápadní vítr a neustále pršelo. Přesto se vytvořily podmínky, které lze označit za jedny z nejlepších za 10 let.
- 5) Na VKV rohlase nebyla slyšet jediná vzdálenější stanice. V takovémto počasí bylo možné celý den pomocí ductu pracovat právě s těmi nejvzdálenějšími stanicemi. Během příštího dne se pak počasí zlepšilo, tlaková výška se z oblasti Francie přesunula do střední Evropy, zlepšily se podmínky na kratší vzdálenosti - do 800 km, ale dálková spojení už zanikla. Z toho plyne, že spoléhat jen na tyto věci se nedá. Je potřeba k tomu sledovat 2 m i 70 cm pásmo. Sledovat trpělivě a soustavně. Možnosti jsou stále lepší - VKV majáky a převaděče to usnadňují. Naše zařízení se modernizují. Rychlá informovanost přestává být problémem. Nenechme si proto uniknout těch několik málo příležitostí, které nám nabízí příroda.

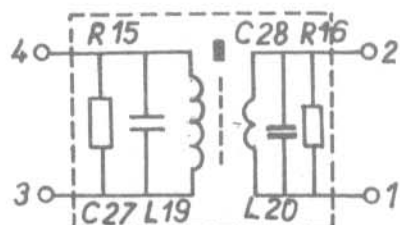
/ 1 / VHF Communications 1/73

Zpracoval Pavel Š í r OK1 AIY

M A T E R I Á L :

Díl 1	1 ks	tělísko cívkové	6 PA 260 01
Díl 2	4 m	Cu drát \varnothing 0,12 E2H	ČSN 34 7331
Díl 3	0,5 m	Cu drát \varnothing 0,12 E2H	ČSN 34 7331
Díl 4	1 ks	acetobutyrit.celulozy - folie 10 x 20 x 0,03	
Díl 5	1 ks	ferritové jádro	M4 x 10 x 0,5
Díl 6	1 ks	krýt stínící	
Díl 7	1 ks	polyethylenová folie	3 x 10 x 0,07
C 27		kondensátor keram.	TK 722 10/B
R 15		odpor min. vrstv.	TR 112 6K3/A
C 23		kondensátor styroflexový	1 K/A
R 16		odpor min. vrstv.	TR 112 82/A

Z A P O J E N Í :



P R O V E D E N Í V I N U T Í :

- L 20 13 záv drátu díl 3 vinuto závit vedle záv. těsně na tělísku vedle L 19 - dle obr.
- L 19 120 záv. drátu díl 2 přížově v šíři z 5 mm na folii díl 4 proložené mezi L 20 a L 19
Zajištění vinutí provedeno lepicím kompaudem.

VÝVODY NÍVEK ZAPOJENY DLE OBR.

NÁZEV: _____ Číslo: _____

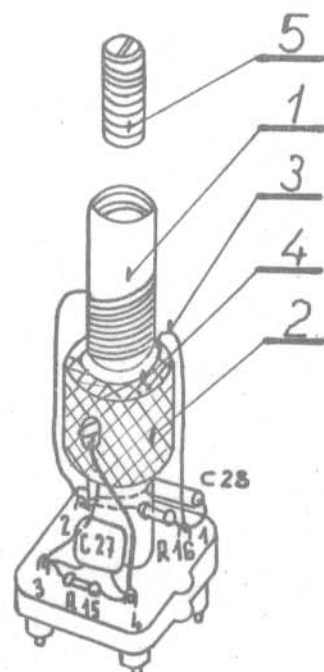
provedení:

fe = 4 - 6 MHz MF TRANSFORMÁTOR - MF 2

K I - 004

Provedení:

fe = 3 - 5 MHz změny: C23 1K5 , C27 3j3
L19 160 záv.

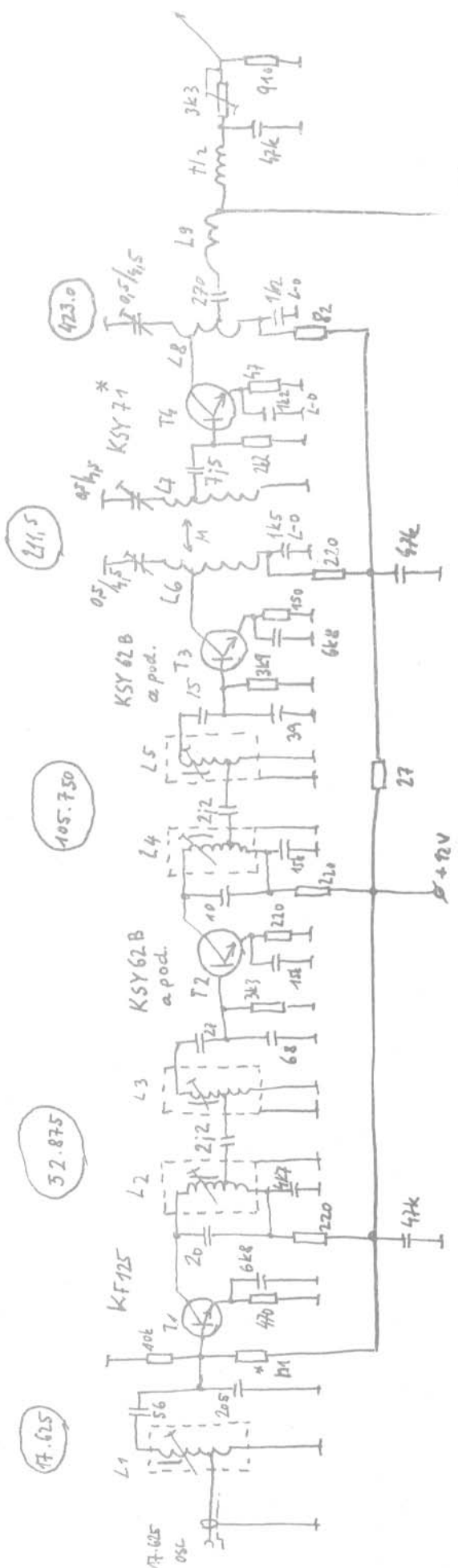


NAPSAL
NÁZEV

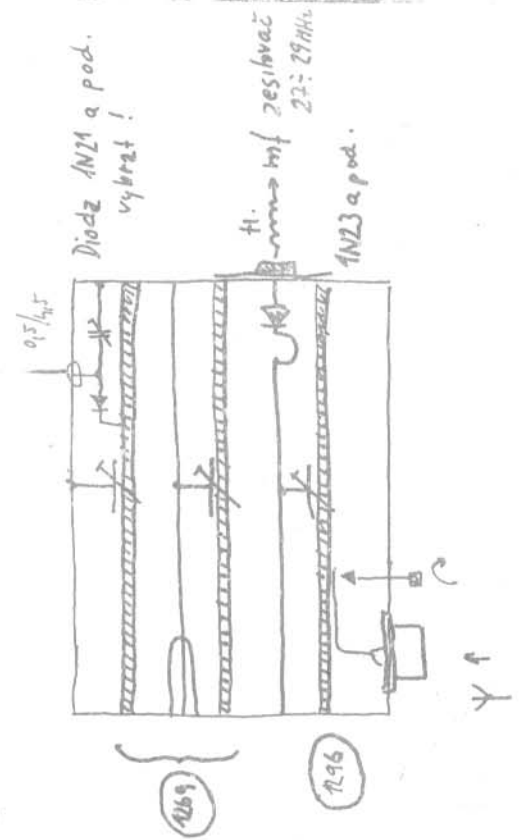
TVP

LISTO
ČÍSLO

LIST



Obr. 1 Konvertor 1296 MHz



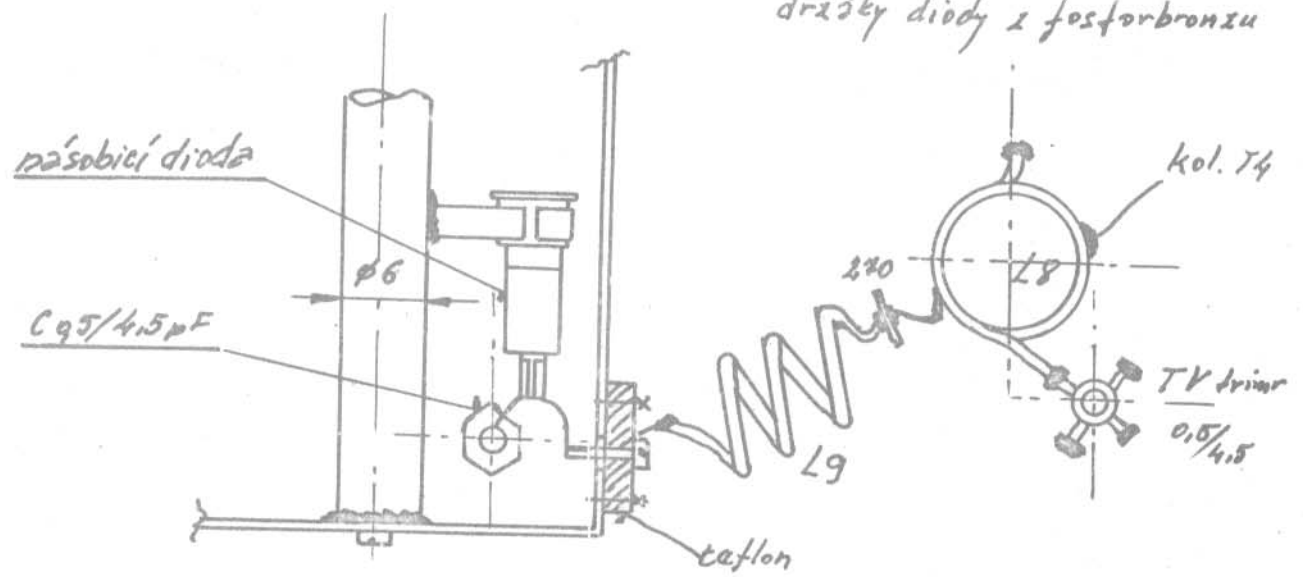
Dioda AN21 a pod.
vybrat!

H. -> inf zesilovac
22: 29 MHz

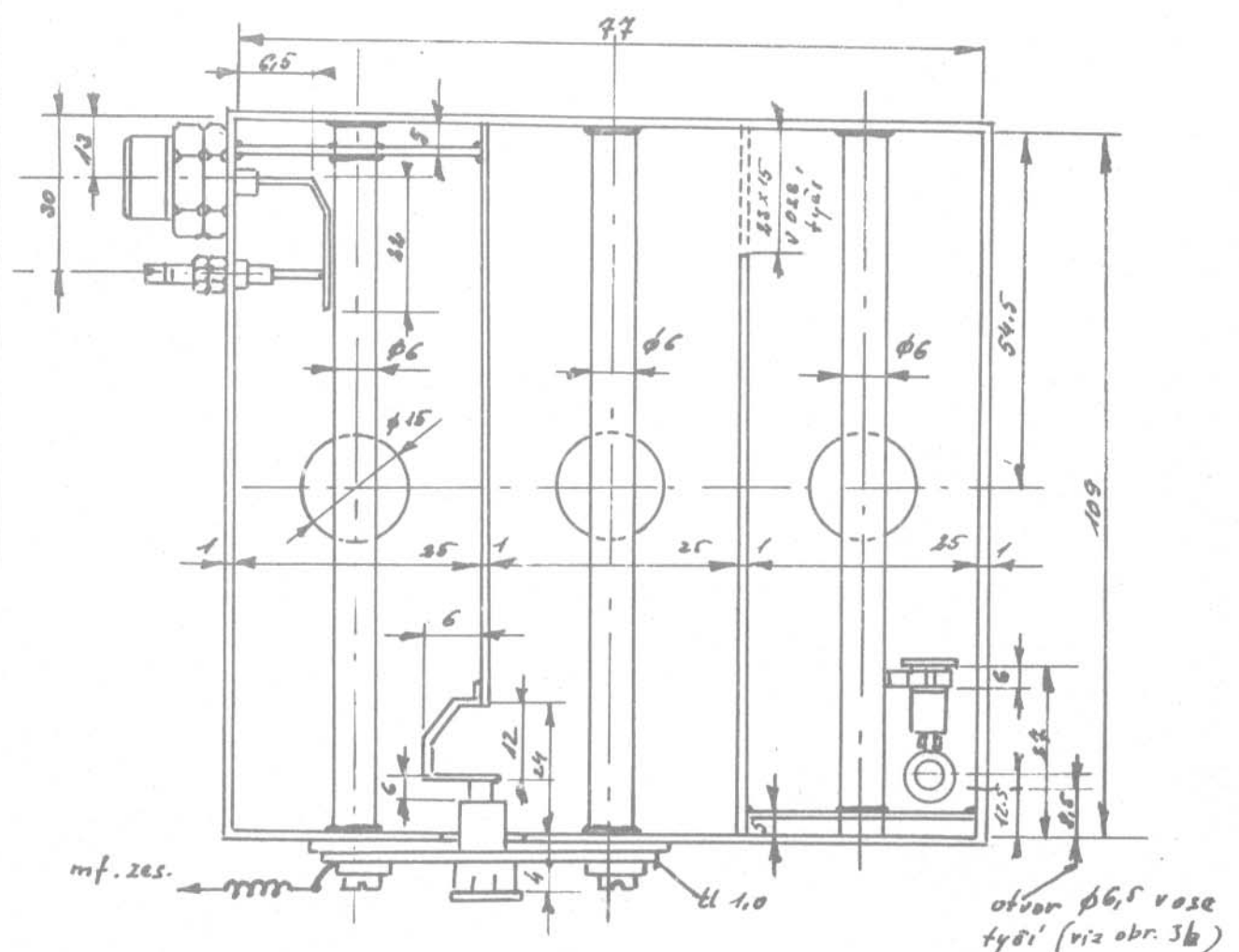
AN23 a pod.

1296

1296

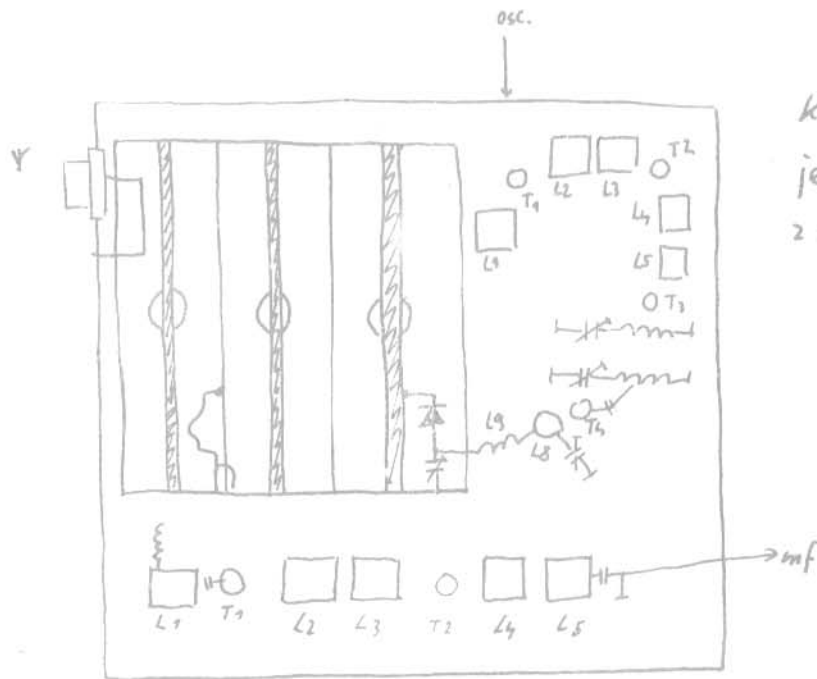


Obr. 3b. Detail vrazby na násobici' diodu



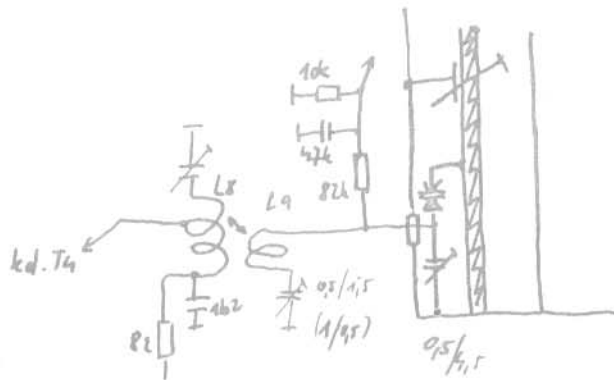
Obr. 3c. Konvertor 1296 MHz, výkvas resonátora.

Vnitřní výška dutin 32 mm, střed tyči je 13,5 mm nade dnem
 Ostatní viz: [1.] VKV technika č. 9/10 r. 1967 str. 14-19 (OK 1 VAM)
 [2.] Sporník = VKV setkání Průsák 19-21. 9. 1969
 str. 44-45



Kromě tří dutin
je vše ostatní
z cuprexitu

Obr. 2 Pohled zespodu na konvertor 1296 MHz



L9 asi 2 záv.
jako L8

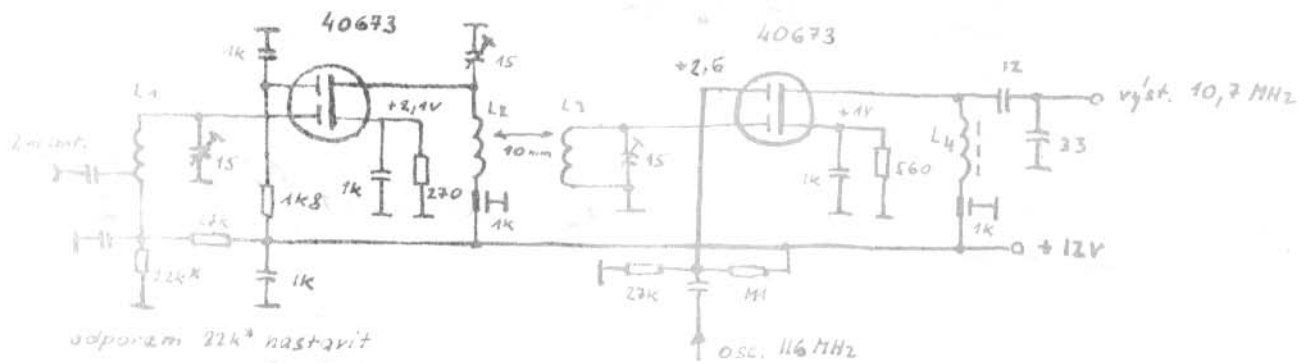
Obr. 3a Zapojení pro násobení varicapem



Obr. 4 Sonda pro naladění dutin. obvodů (rezonátorů)

obr. 9g

Vstup a směšovač konvertoru s MOSFETy



odporam 22k³ nastavit
proua zesilovače $I_s \approx 8mA$

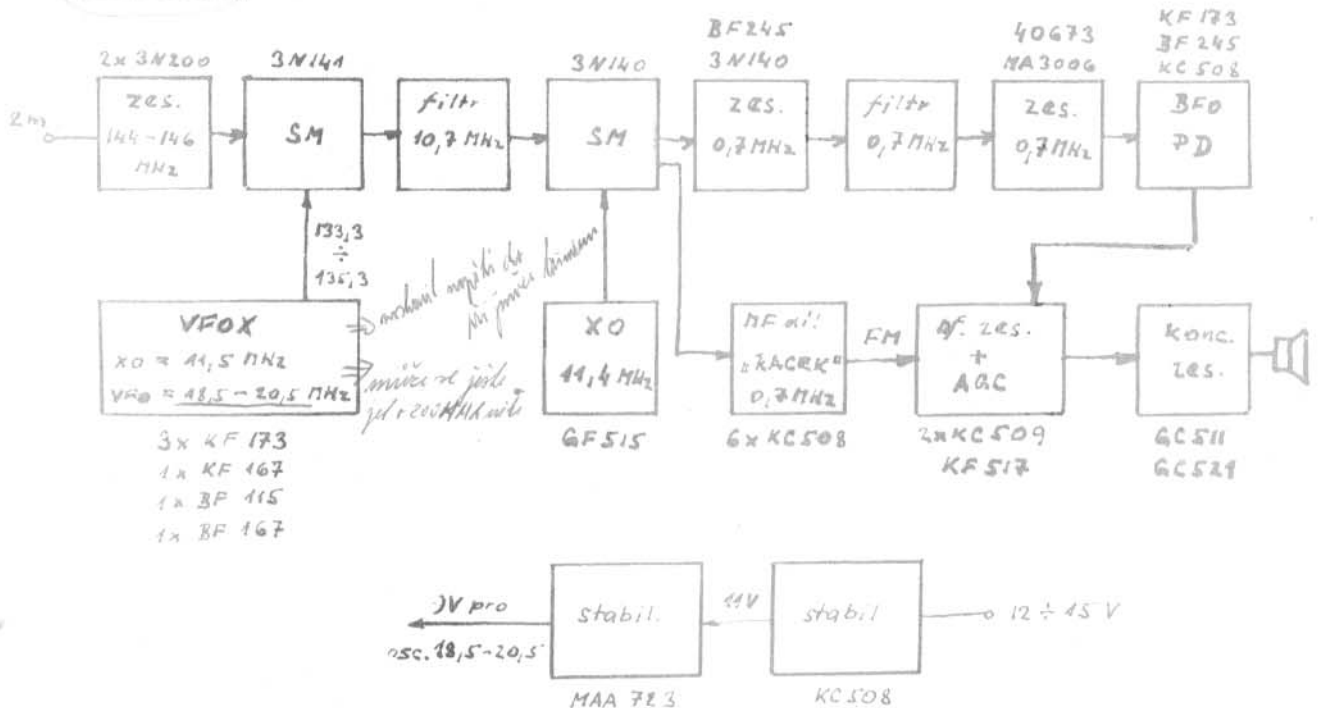
$L_1 = 4 \text{ záv. } \phi 5 \text{ mm } l = 5 \text{ mm oab. 1 záv. bez jádra}$

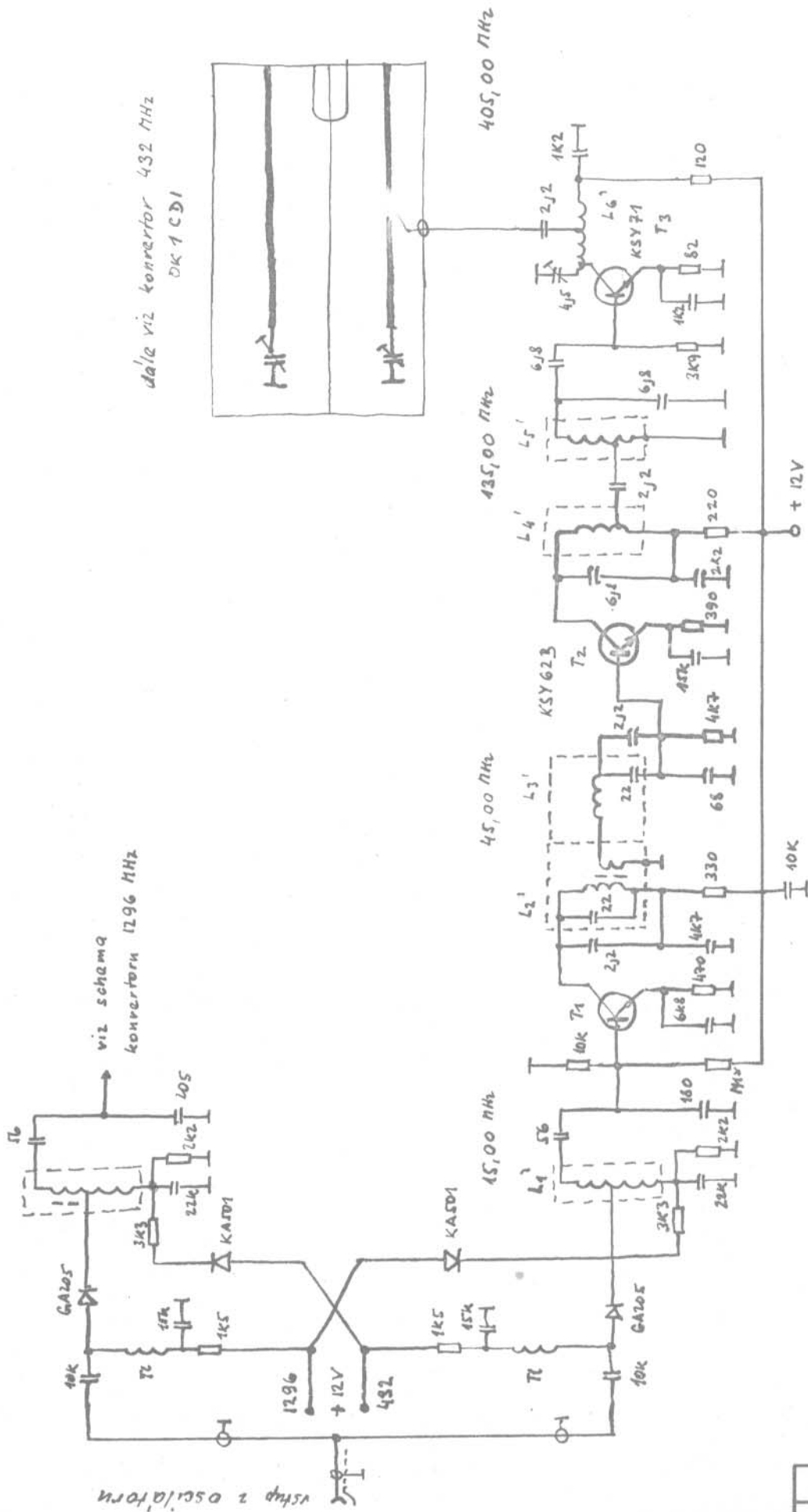
$L_2 = L_3 = 6 \text{ záv. } \phi 5 \text{ mm } l = 10 \text{ mm CuL } 0,8.$

$L_4 = 15 \text{ záv. } 0,25 \text{ CuL } \phi 5 \text{ mm; jádro NO2P}$

obr. 10

Blokové schéma přijímače AM, FM, SSB OK1A1Y



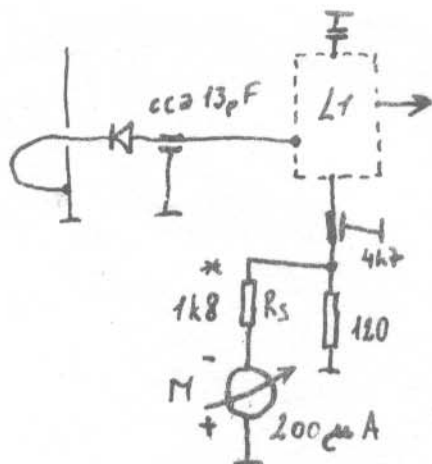


vstup z oscilátoru

viz schéma
konvertoru 1296 MHz

dale viz konvertor 432 MHz
OK 1 C D I

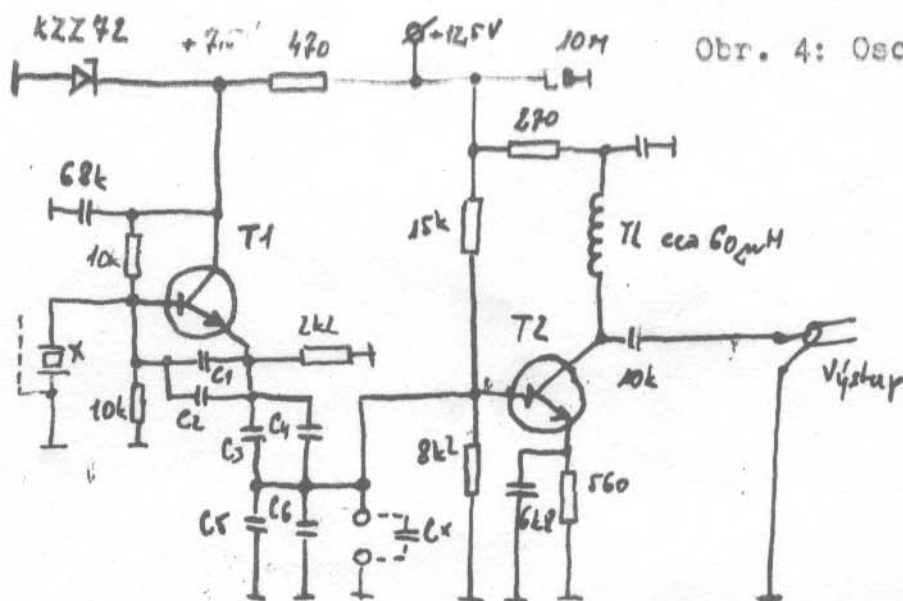
obr. 13 Zapojení násobičů v konvertoru 432 ÷ 1296 MHz



MF zesilovač je plně identický s konvertorem pro 432 + 1296 MHz / 27 ... 29 MHz/

R_s se nastaví M na rozsah 3 mA

Obr. 3.: MF zesilovač konvertoru 2304 MHz.



Obr. 4: Oscilátor 15.812,500 MHz

KF 124

B cca 100/1 mA

KF 125

B cca 80/1 mA

$C_1 + C_2$ cca 520 pF

$C_3 + C_4$ cca 520 pF

$C_5 + C_6$ cca 630 pF vše TK 754 / KA 7N/

C_x pro dostavení přes. kmitočtu
v součinnosti s tepl. termostatem

použito: $C_1 = C_3 = C_4$ 390 pF

skutečná C = 340 - 350 pF

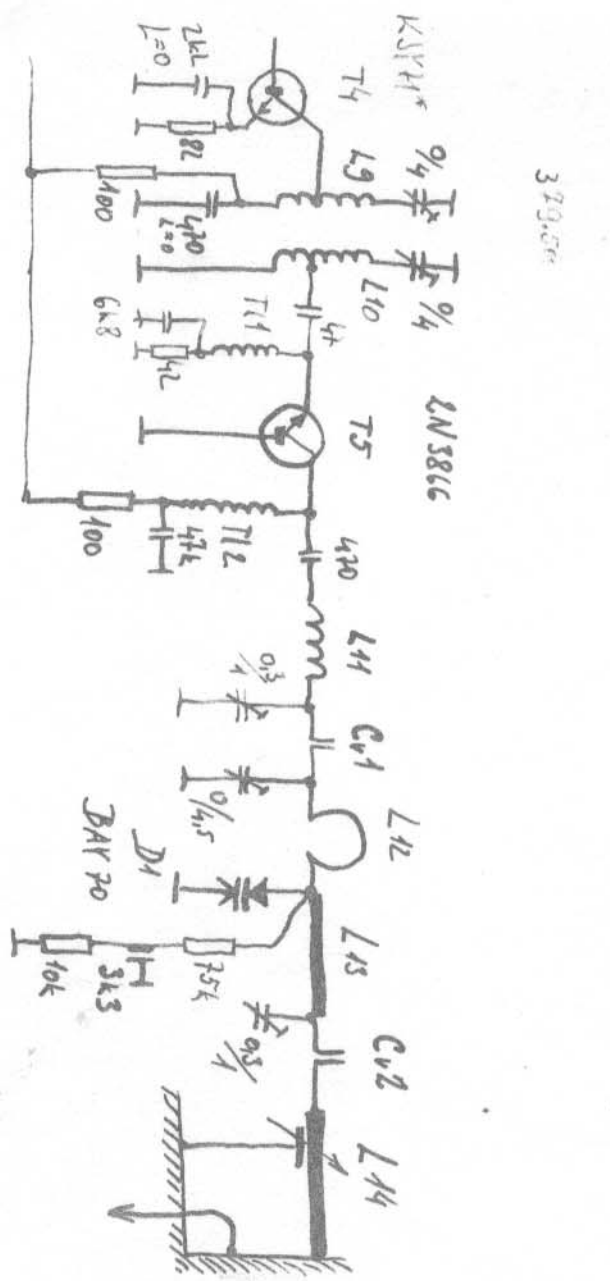
$C_2 = C_4 = 180$ pF

skutečná C = 150 - 160 pF

$C_6 = 330$ pF

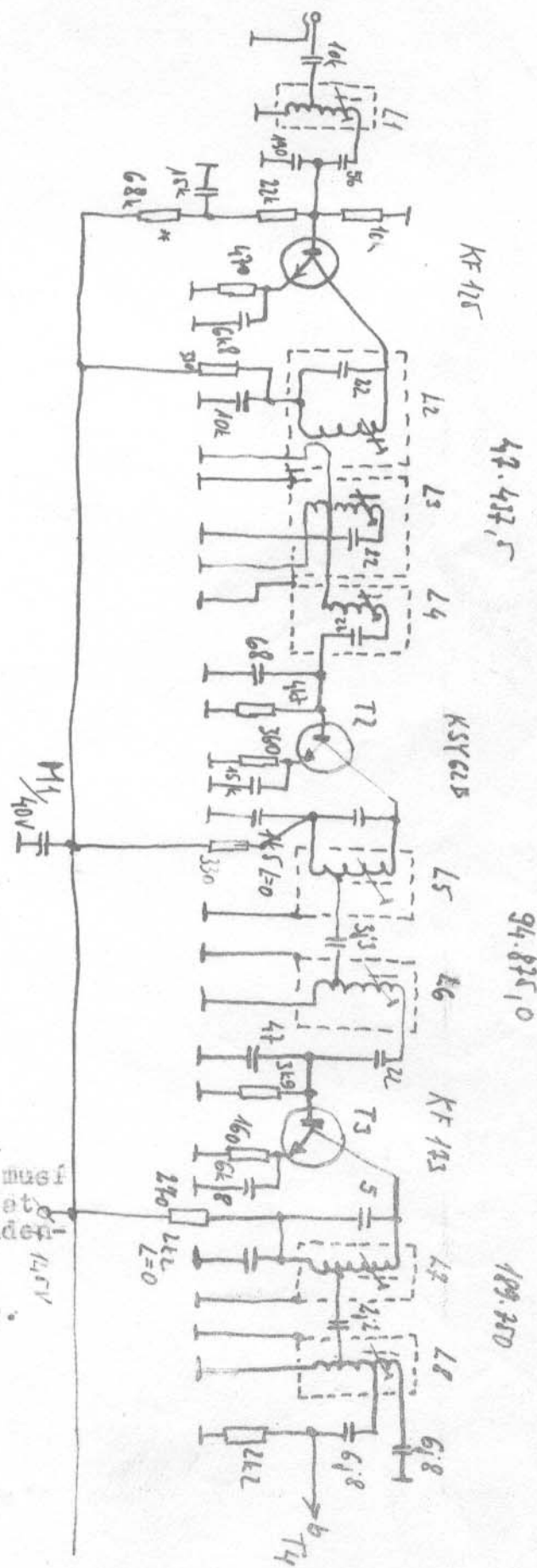
skutečná C = 280 pF

Oscilátor je umístěn v termostatu, který je totožný s termostatem u konvertoru 432 + 1296 MHz.



Obn. 2.

379.576



KF 115

42.437,5

KSY62B

94.875,0

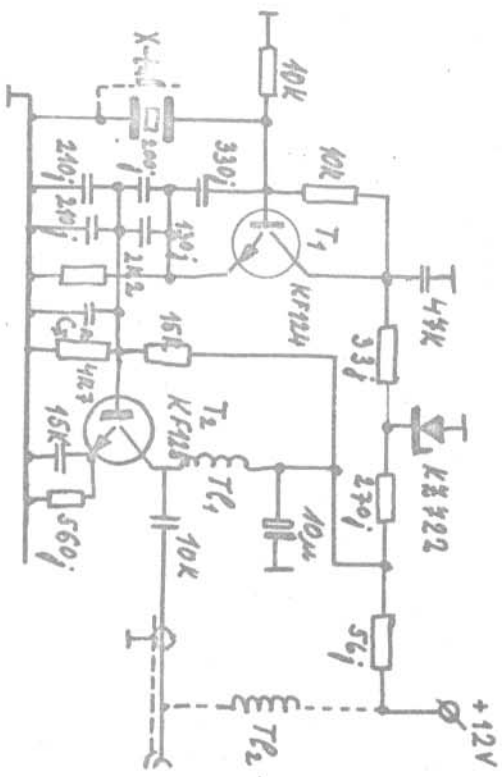
KF 123

109.250

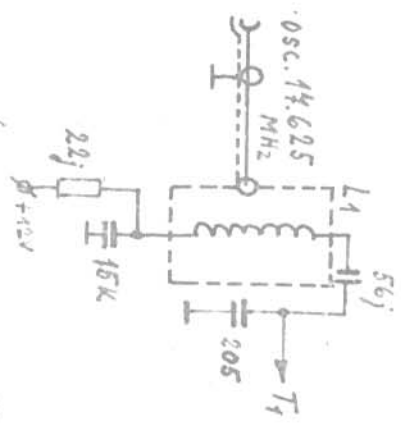
Zapojení násobičů konvertoru 2304 MHz

Pozn.: Blokovací kond. v kol. T3 a T4 musí mít nutně $L = 0$! Nejlépe přímo zařetovat do mezery v plošném spoji očištěný kondenzátor od ochranného smaltu. V opačném případě lze těžko zmíněné obvody / L7, L9/ naladit na pracovní kmitočty.

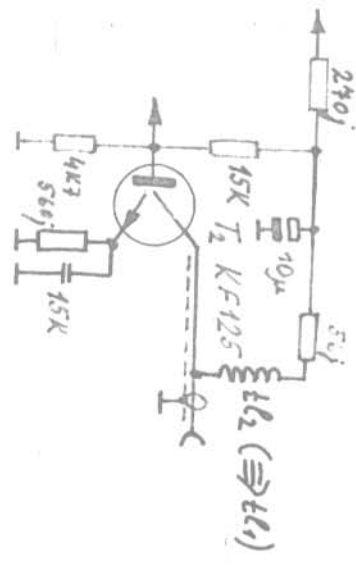
OKI DRK



Obř. 5 Oscilator konvertoru 1296 MHz

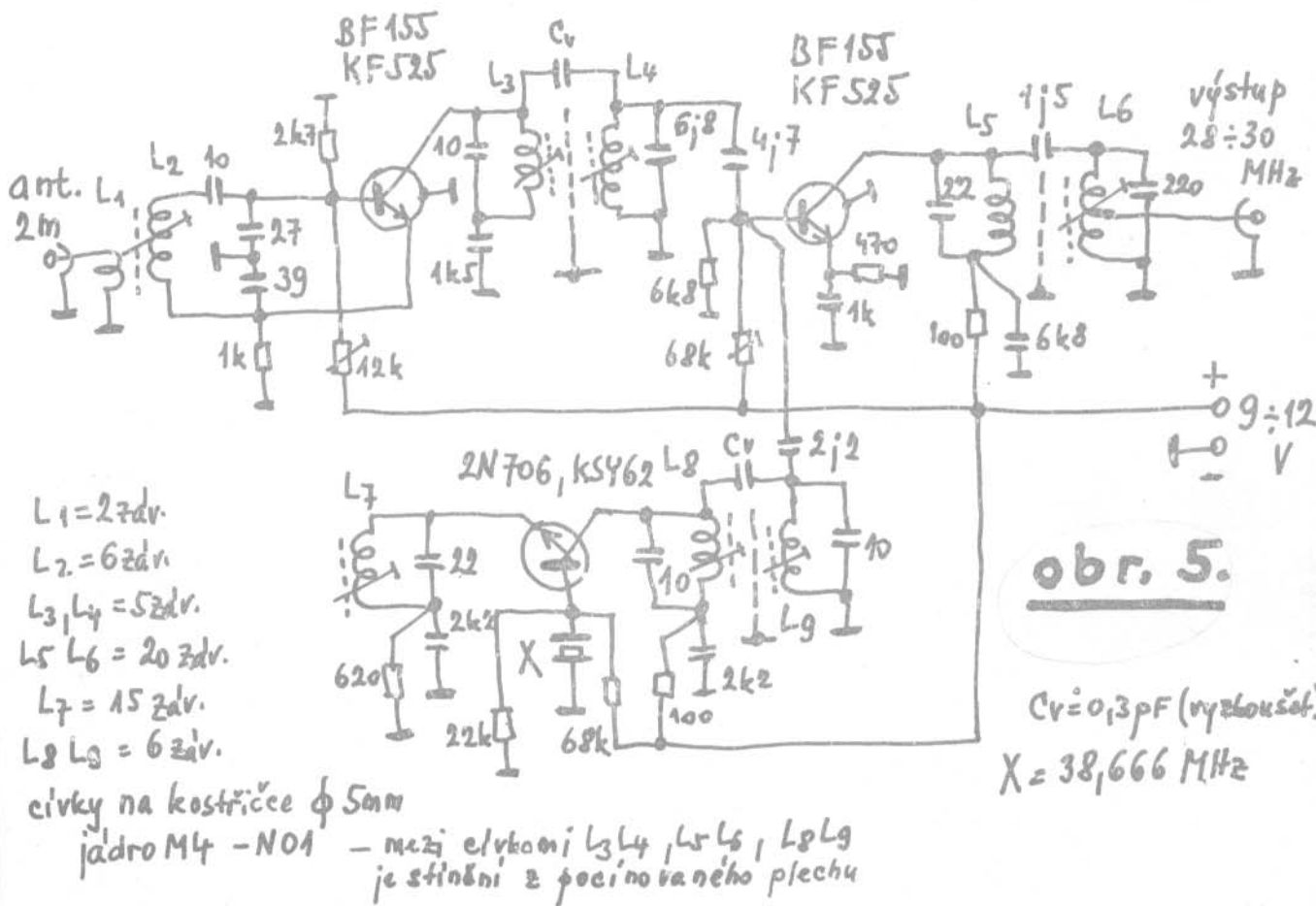
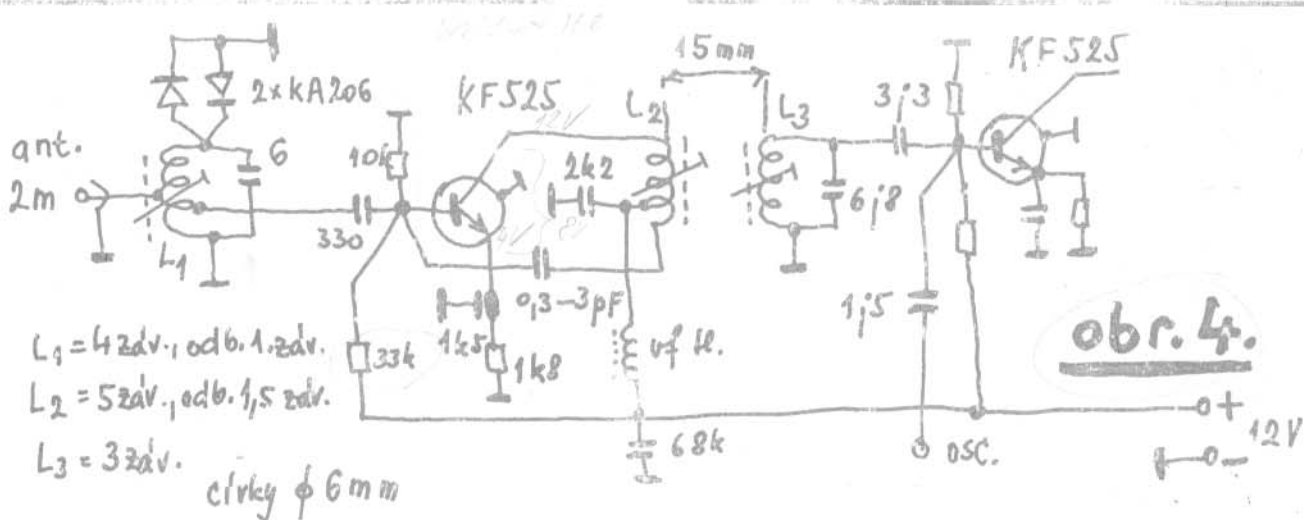


Obř. 6 Úprava vstupního obvodu násobiče

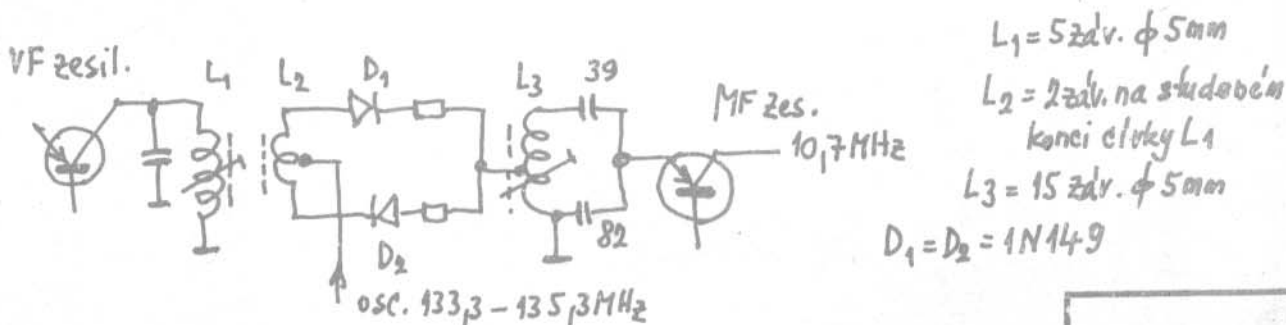


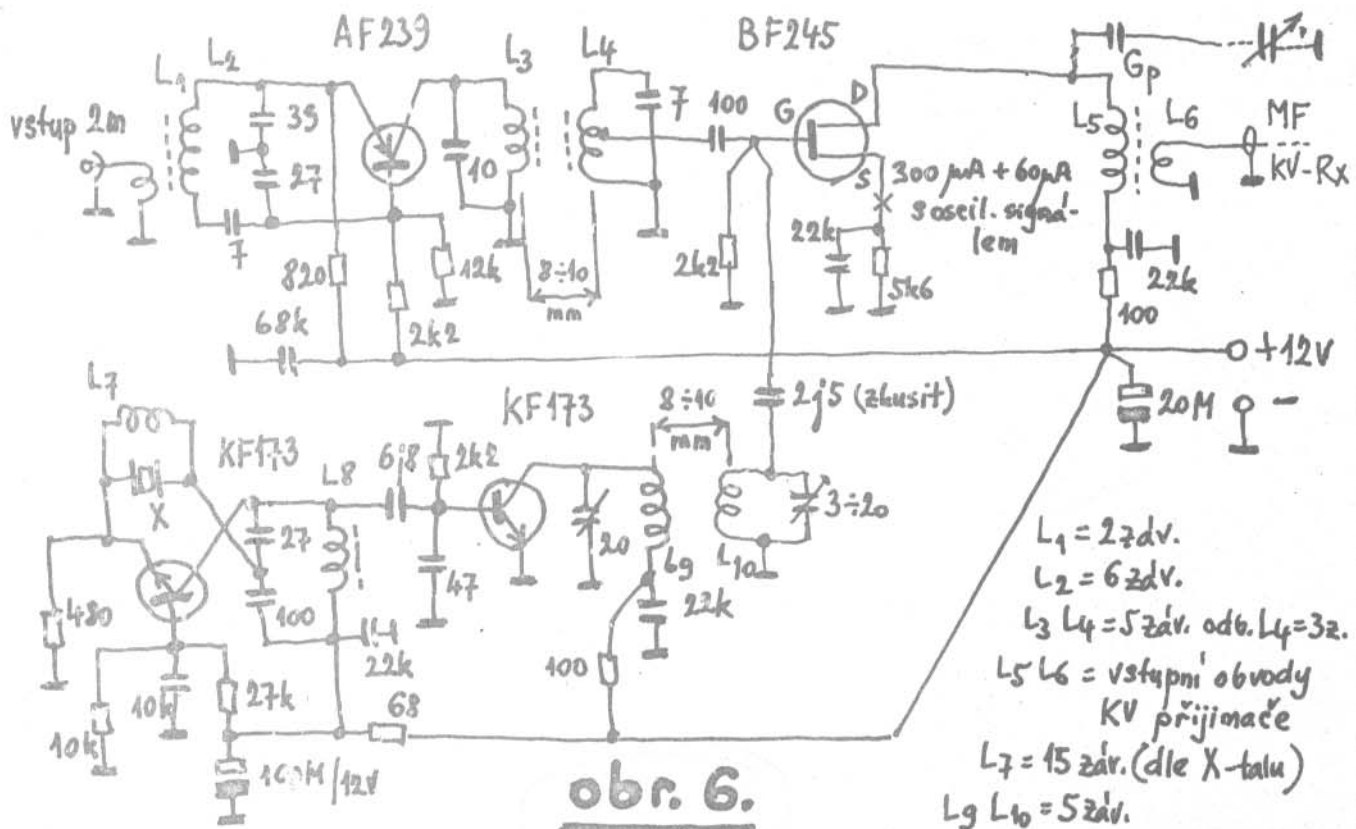
Obř. 7 Úprava oscilatoru pro napájení potokaridů

t_{β} ... cca 80 μ H křížové na TR144
 X-tal ... 14.625 MHz
 Cx nastavíme na přesný kmitočet 14.625 MHz
 P.S. Oscilator je zhotoven v samostatné krabici,
 aby její bylo možno umístit v termostatu.



obr. 9a. - diodový směšovač z dob, kdy nebyly tranzistory FET a MOSFET

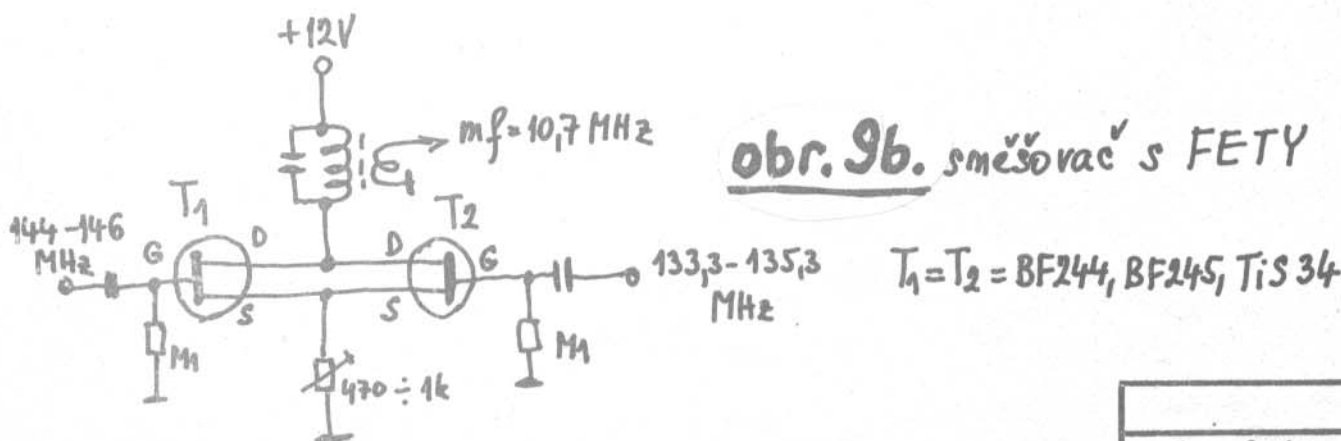
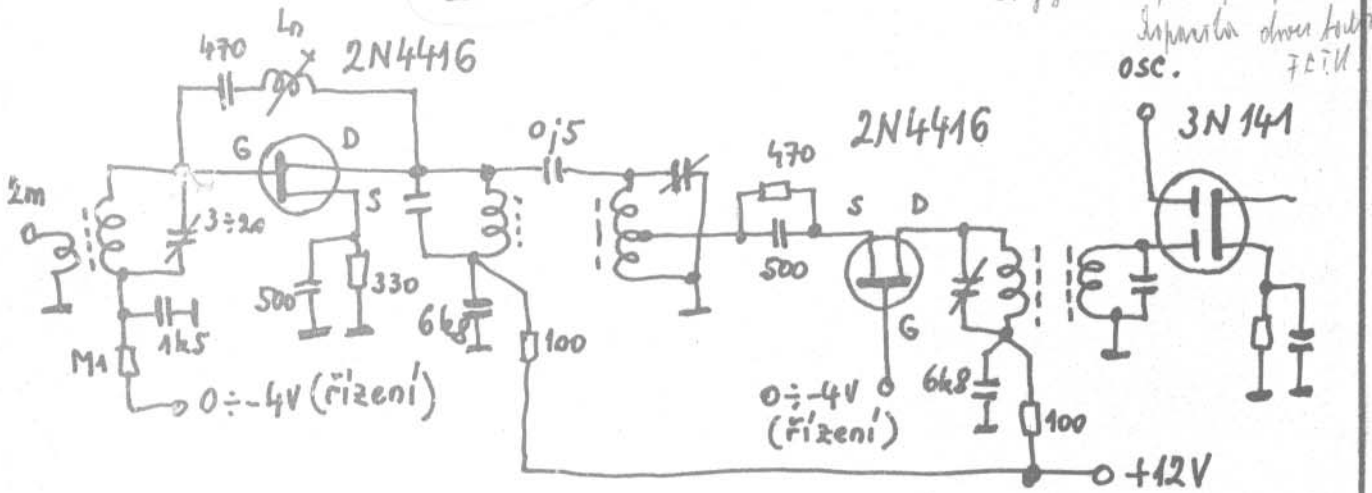




obr. 6.

$$L = 2500 = 19,504,583$$

obr. 8. (kaskoda s FETY)



obr. 9b. smesovac s FETY

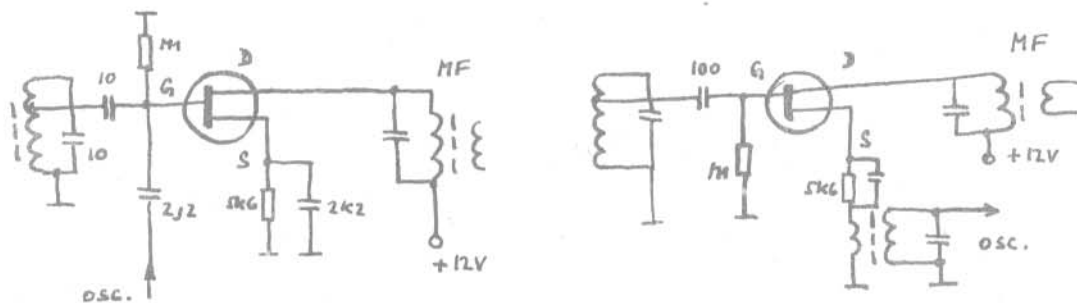
obr. 9c

Směšovače s FETy

obr. 9d

oba signály do G

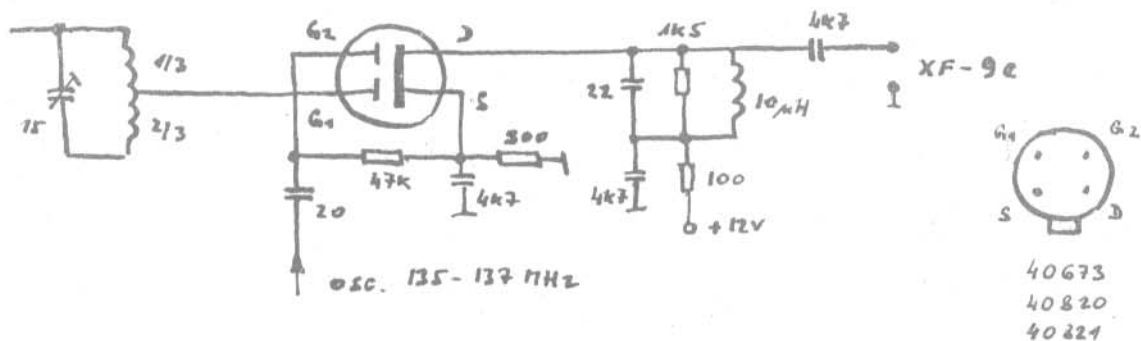
injekce do S



$I_s = 0,3\text{mA}$ bez signálu oscilátoru
 $= 0,36\text{mA}$ s osc. signálem (injekcí)

obr. 9e

Směšovač s tranzistorem Dual-MOSFET:



obr. 9f

Zapojení umožňující navázání dvou krystalových filtrů: pro SSB, AM a FM

