
PŘEDNÁŠKY Z AMATÉRSKÉ RADIOTECHNIKY

Petr Novák OK1WPN

OBVODOVÁ TECHNIKA KMITOČTOVÉ MODULACE II.

Úvodem	7
1. Vstupní části přijímací cesty zařízení pro FM	8
1.1 Vstupní vysokofrekvenční zesilovače	8
1.2 Rezonátory Helical	12
2. Meziřekvenční zesilovače FM radiostanic	15
2.1 Řešení meziřekvenčních zesilovačů	15
2.2 Krystalové filtry soustředěné selektivity	17
2.3 Další druhy obvodů soustředěné selektivity	24
2.4 Měření obvodů soustředěné selektivity	31
2.5 Degradace útlumu nepropustného pásma v mf zesilovači	33
2.6 Dvojitý směšování a jeho výhody	35
3. Konstrukce meziřekvenčních zesilovačů	37
3.1 Meziřekvenční zesilovače radiostanic Tesla	37
3.2 Integrované obvody pro mf zesilovače	45
3.3 Meziřekvenční díly s dvojitým směšováním	47
3.4 Amatérské mf zesilovače s jediným mf kmitočtem	52
4. Demodulátory	58
4.1 Základní parametry demodulátorů	58
4.2 Fázový diskriminátor a poměrový detektor	61
4.3 Koincidenční detektor	64
4.4 Detektory "nízkého" mf kmitočtu 465 kHz	70
4.5 Demodulace signálu FM fázovým závěsem	76
4.6 Porovnání demodulátorů s fázovým závěsem s fázovými detektory	83
4.7 Demodulátory úzkopásmové FM na kmitočtu 10,7 MHz	83
4.8 Demodulátor FM s VCXO ve smyčce fázového závěsu	98
5. Umlčovače šumu	101
5.1 Vztah šumu a signálu u FM	101

5.2 Řízení umlčovače detekcí nosné vlny	103
5.3 Řízení umlčovače energií šumu	104
Závěr	112
Seznam literatury	113

Publikace, kterou vám předkládáme, navazuje na "Obvodovou techniku kmitočtové modulace I.", zahrnující principy konstrukce, prvky a zapojení generátorů kmitočtů včetně způsobů vytváření signálu FM. Úvod do celé problematiky tvoří "Zapojení FM techniky", vydané v edici PZAR č.3. Soubor problémů provozu FM uzavřou další připravované práce, které vyjdou v PZAR.

V této práci se věnujeme vstupním a mezifrekvenčním zesilovačům, včetně podrobného rozboru prvků soustředěné selektivity, amatérského zhotovení mezifrekvenčních zesilovačů a konstrukčních zásad těchto obvodů. Dále jsou podrobně probrány vlastnosti celé řady demodulačních obvodů. Závěrečná kapitola se zabývá umlčovači šumu. Tím je v podstatě popsána celá přijímací cesta radiostanice pro FM /s výjimkou nf traktu/.

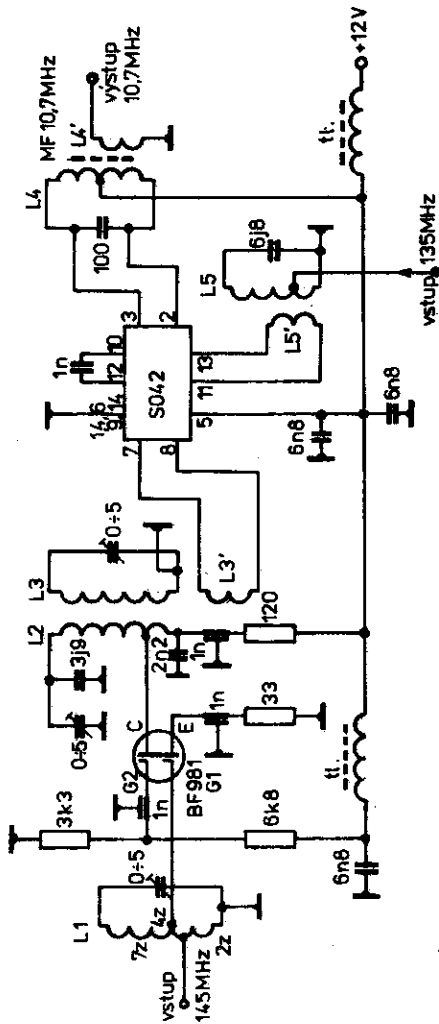
1.1 VSTUPNÍ VYSOKOFREKVENČNÍ ZESILOVAČE

Konstrukce vstupních částí přijímačů FM se v zásadě neliší od přijímačů AM, s tím rozdílem, že není nutno přeceňovat vliv intermodulace, jak bylo vyloženo v práci [1]. Intermodulace ve vstupní části samozřejmě může vznikat, její vliv je však potlačen omezovačem v mF části. Považujeme-li intermodulační produkt za rušivý signál, bude maskován užitečným signálem o pouhých 6 dB silnějším. Ze statistického hlediska a vzhledem k charakteru provozu dochází k intermodulačnímu rušení zřídka.

O to větší důraz klademe na šumové číslo vstupního zesilovače. Dobrých výsledků lze dosáhnout s dostupnými vysokofrekvenčními bipolárními tranzistory. Za špičkové řešení můžeme považovat zapojení podle OK 1 VJV na obr.1 a obr.2. Extrémní snižování šumového čísla vstupních částí se pro úzkopásmovou FM však nejeví účelné.

Intermodulační rušení mezi amatérskými stanicemi FM se objevuje vzhledem k malým používaným výkonům zřídka. Můžeme se však setkat s rušením signály kmitočtově vzdálenými, např. v bezprostřední blízkosti výkonných televizních či rozhlasových vysílačů. Omezení vlivu kmitočtově vzdálených signálů dosáhneme v případě potřeby tzv. předřazenou selektivitou.

Základním obvodem, který by neměl chybět v žádné vstupní

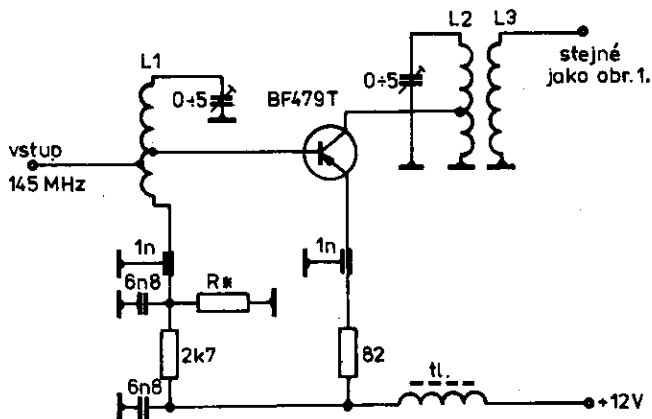


Údaje cívek :

- L1: samonosná 7z, drát ϕ 1mm Cu, na trnu ϕ 6mm, odbočka ant. 2z., odb. pro G1 4z. od zem. konce
 - L2: jako L1, odbočka na 3z.
 - L3: jako L1, osová rozteč L2 - L3 asi 12 mm
 - L3': 1zv. přes L3 (u zemního konce)
 - L4: 2x8 záv., ϕ 0,2mm CuU na kostičce ϕ 5mm v krytu, jádro N05
 - L4': dla navazující impedance
 - L5: 8z. drát ϕ 0,8 mm CuU, kostra ϕ 5mm, odb. 3z., jádro N01
 - L5': 1,5z. přes L5 u zem. konce
- Blukovací kondenzátory 1n jsou v bezvývodovém provedení

Obr.1. Vstupní část přijímače s tranzistorem BF981

částí VKV přijímačů, je dvouobvodová pásmová propust mezi předzesilovacím stupněm a směšovačem, potlačující kmitočtově vzdálené signály. Profesionální radiostanice používají až čtyřobvodovou propust /VR 20/. Podcenění významu vstupní selektivity vede ke zbytečným komplikacím /jak se můžeme přesvědčit na příkladu levných kabelkových přijímačů s "ošizenou" VKV vstupní



Údaje cívek jsou shodné s předchozím zapojením viz obr.1. odbočky je nutné nastavit. Pracovní bod se nastaví pomocí R# na nejlepší šumové číslo. ($I_e \approx 5\text{mA}$)

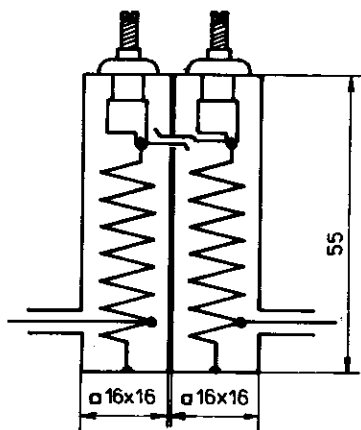
Místo BF479T lze použít i starší typ PNP BF451, BF414, BF272 s poněkud horším šumovým číslem. Vyhoví i typ AF239S.

Obr.2. Varianta vstupní části s tranzistorem BF479T

částí/. Ostatně i u transceivru Boubín 78 je mezi předzesilovač a směšovač zařazen pouze jediný laděný obvod. Zvýšení vstupní selektivity lze však v tomto případě dosáhnout vnějším filtrem typu Helical na obr.3.

Obě šroubovice filtru jsou vinuty samonosně na trnu $\varnothing 6\text{ mm}$, stoupání se upraví tak, aby se šroubovice s minimálními vývody

"vešla" do rezonátoru. Obě vinutí mají po 15 závitů holého měděného drátu \varnothing 1,5 mm. Dolaďovací trimry jsou levné skleněné typy s kapacitou 1 až 5 pF. Obě odbočky /pro impedanci 75 ohmů/ jsou na 1. závitu. Kapacitní vazba je provedena přiblížením dvou krátkých kousků vodiče s PVC izolací, prostrčených otvorem v přepážce. Pro připojení filtru je nejvhodnější tenký kablík, nejlépe s teflonovou izolací, který se prostrčí otvory v bocích krabičky a připájí stíněním přímo na stěny. Zhotovení a naladění tohoto filtru může na první pohled připadat obtížné, v pří-



Obr.3. Jednoduchá pásmová propust typu Helical

padě transceivru Boubín však spolehlivě pomůže jak přijímací, tak i vysílací straně. I v popsaném nestříbřeném provedení je více než užitečný. S původními skleněnými trimry lze filtr přeladovat v širokém kmitočtovém rozsahu 110 až 180 MHz. Přeladěný na 135 MHz je vhodný i jako výstupní filtr kmitočtových ústřed-

1.2 REZONÁTORY HELICAL

V pramenu [2] bylo popsáno zhotovení rezonátorů Helical, které uvádíme ve stručném přehledu:

Pro dosažení potřebné selektivity vstupních dílů v pásmu VHF se klasické čtvrtvlnné dutiny příliš nehodí především pro svou relativní délku.

Příklad: Chceme-li dosáhnout vysoké jakosti rezonančního obvodu $Q = 3000$ na kmitočtu 50 MHz, vychází čtvrtvlnná dutina s průměrem 100 mm a délkou 1,5 m!

Stejného $Q = 3000$ lze dosáhnout pro 50 MHz s rezonátorem typu Helical délky 287 mm a \varnothing 216 mm.

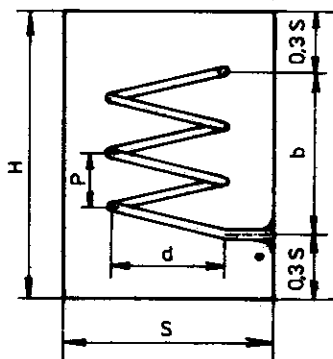
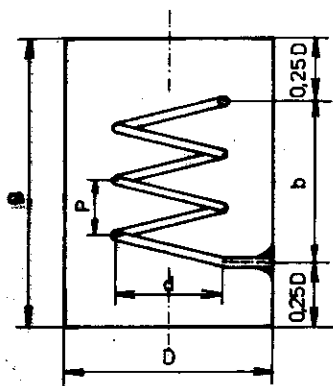
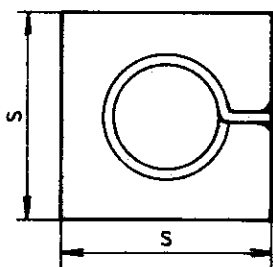
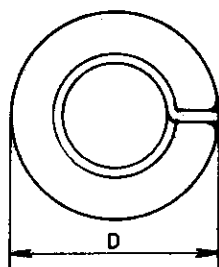
Pro kmitočet 145 MHz a $Q = 1000$ vychází čtvercová dutina tohoto rezonátoru se stranami 35 mm a délkou pouhých 56 mm /proti 0,5 m u čtvrtvlnné dutiny/.

Při stejném požadovaném Q je tedy délka tohoto typu rezonátoru zřetelně kratší než u klasického dutinového rezonátoru, i když musíme počítat i s mírným zvětšením průměru. Dokonce i na kmitočtu 432 MHz vychází rezonátor typu Helical rozměrově často výhodnější.

V praxi se používá rezonátor válcový a čtvercový. Pro výpočet platí následující vztahy /obr.4/.

Činitel jakosti Q_M nezátíženého rezonátoru:

$$\begin{aligned} \bigcirc : Q_M &= 1,97 D \sqrt{f_0} && [\text{mm, MHz}] \\ \square : Q_M &= 2,36 S \sqrt{f_0} && [\text{mm, MHz}] \end{aligned}$$



válcový rezonátor

čtvercový rezonátor

Obr.4. Rezonátory "Helical"

Počet závitů šroubovice N:

$$\bigcirc : N = \frac{48\,460}{f_0 \cdot D}$$

$$\square : N = \frac{40\,380}{f_0 \cdot S}$$

[MHz, mm]

Stoupání závitů /osová rozteč/ P:

$$\bigcirc : P = \frac{f_0 \cdot D^2}{59\,000}$$

$$\square : P = \frac{f_0 \cdot S^2}{41\,000}$$

[MHz, mm]

Průměr šroubovice /v ose drátu/ d:

$$\bigcirc : d = 0,55 D$$

$$\square : d = 0,66 S$$

Délka šroubovice b:

$$\bigcirc : b = 0,825 D$$

$$\square : b = 0,99 S$$

Délka dutiny:

$$\bigcirc : B = 1,325 D$$

$$\square : H = 1,6 S$$

Průměr drátu šroubovice:

volí se v rozmezí 0,4 až 0,6 P

Charakteristická impedance Z_0 :

$$\bigcirc : Z_0 = \frac{2 \cdot 514 \cdot 600}{f_0 \cdot D}$$

$$\square : Z_0 = \frac{2 \cdot 095 \cdot 500}{f_0 \cdot S} \quad [\Omega, \text{MHz, mm}]$$

Uvedené vztahy platí pro běžný materiál s drobnými kazy a mikroskopickými rýhami v povrchu. Pro výrobu čtvercových dutin lze použít kuprexit. Stříbření dutin a drátu přináší zvýšení jakosti Q_M o cca 3 % oproti výpočtu, efekt tedy není znatelný. Stříbření není proto nutné a má vliv nanejvýš na trvanlivost a odolnost povrchu. /Platí, že žádné stříbření je lepší než špatné stříbření./ Daleko účelněji ochrání povrch materiálu /mědi/ proti korozi např. pájecí lak.

2.1 ŘEŠENÍ MEZIFREKVENČNÍCH ZESILOVAČŮ

Vlastnosti přijímače FM ovlivňuje rozhodujícím způsobem mezifrekvenční zesilovač. Odhadneme-li potřebný výkonový zisk mezi vstupní anténní svorkou a výstupem omezovače na asi 130 dB, pak po odečtení zisku vstupního dílu a přičtení útlumu filtrů vychází požadované zesílení samotného mf zesilovače na 110 až 120 dB. Při tak vysokém zesílení se někdy projevuje nestabilita soustavy.

Důležitým parametrem při konstrukci vysokofrekvenčních a mezifrekvenčních zesilovačů je jejich selektivita.

Zrcadlová selektivita, tj. odolnost přijímače proti příjmu na zrcadlovém kmitočtu $f_p + 2 \text{ mf}$, resp. $f_p - 2 \text{ mf}$ je ovlivněna především volbou prvního mezifrekvenčního kmitočtu. Vzhledem k dosažitelnosti vhodných filtrů zpravidla volíme pro pásmo 45 MHz mezifrekvenční kmitočet 10,7 MHz, i když zde není teoreticky ideální. Zvýšení zrcadlové selektivity lze však snadno dosáhnout právě selektivními obvody ve vstupní části, jak bylo uvedeno v předchozím odstavci.

Mezikanálová selektivita čili míra potlačení příjmu sousedního kanálu vyjadřuje potlačení blízkých signálů /sousedních

kanálů/. U nejlepších přijímačů má být lepší než 80 dB, u jednoduchých amatérských se často spokojíme asi s 40 dB.

Dříve bylo obvyklé získávat selektivitu pásmovými propustmi LC, zařazenými mezi jednotlivými stupni mě zesilovače.

Nyní je běžné používání filtrů soustředěné selektivity. Tento termín znamená, že selektivita je převážně "soustředěna" do jednoho prvku, zařazeného zpravidla na vstupu mě zesilovače.

Jako filtry soustředěné selektivity lze použít:

- vícečlankové pásmové propusti LC
- piezoelektrické /krystalové/ filtry
- piezokeramické filtry
- elektromechanické /magnetostrikční/ filtry

Na kmitočet 10,7 MHz nelze obvody LC dosáhnout vzhledem k nízkému činiteli Q šířky pásma menší než asi 100 kHz. Pro dosažení potřebné šířky pásma 15 kHz u FM je nutné pomocí druhého směšování přejít na kmitočet 465 kHz, kde je již filtr LC s požadovanou šířkou realizovatelný. Tímto způsobem byla řešena např. radiostanice VW 010 s dvanáctičlankovým filtrem LC na kmitočet 465 kHz.

S krystalovými filtry lze realizovat mezifrekvenční zesilovače se šířkou pásma 15 kHz přímo na kmitočet 10,7 MHz. Můžeme je použít u jednoduchých konstrukcí s jedním směšováním. Při vyšších nárocích na mezikanálovou selektivitu je i zde nutný přechod na kmitočet 465 kHz /radiostanice VKN 101 apod./.

Piezokeramické filtry jsou pro svou nenáročnost určeny pro levná zařízení spotřební elektroniky, pro profesionální radiostanice FM se nepoužívají. Pro kmitočet 10,7 MHz se vyrábějí s šířkou pásma asi 220 kHz, pro kmitočet 455 MHz asi 10 kHz.

Známe amatérské konstrukce s dvojitým směřováním, které oba tyto typy filtrů používají z důvodů miniaturizace. Výsledky jsou obdobné jako u filtrů LC.

V radiostanicích Tesly Pardubice se od typu VR 21 používá elektromechanický filtr 450 kHz s šířkou pásma 19 kHz. Ve spojení s kvalitním krystalovým filtrem 10,7 MHz představuje v současné době vrchol v dosažení maximální mezikanálové selektivity /asi 100 dB/.

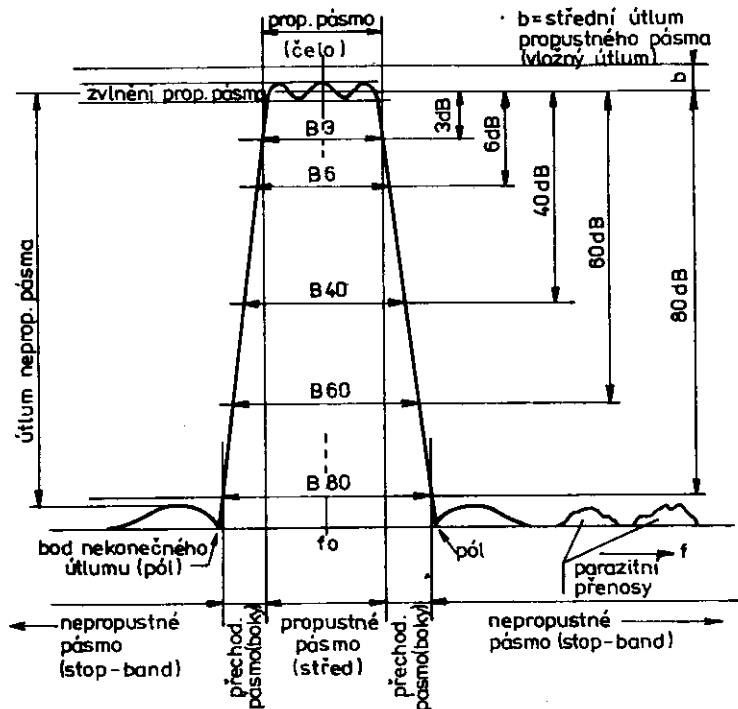
2.2 KRYSTALOVÉ FILTRY SOUSTŘEDĚNÉ SELEKTIVITY

V technice filtrů se používá specifická terminologie. Základní pojmy si ukážeme na kmitočtové charakteristice filtru obr.5. V závorkách jsou uvedeny částečně slangové výrazy, se kterými se běžně setkáváme v amatérské praxi. Kromě těchto výrazů je zaveden též pojem "činitel tvaru" /strmost boků křivky/, udávaný jako poměr šířek pásma B_{40}/B_6 , B_{60}/B_6 a B_{80}/B_6 podle provedení filtru a počtu krystalů. Mnohovlnnost krystalových rezonátorů způsobuje parazitní přenosy v nepropustném pásmu /stop-band/.

Základním typem krystalových filtrů je místkový filtr. Skládání filtru ze základních článků si ukážeme na obr.6.

Obr.6a/ znázorňuje jedno z nejstarších zapojení tzv. "fázovaného" krystalu, použité např. v přijímačích MWeC, Lambda, ale i novější R4. Otočný kondenzátor "fázoval" krystal a jeho různým nastavením se nakláněla, rozšiřovala i posouvala výsledná křivka.

Obr.6b/ - kondenzátor je nahrazen druhým krystalem s určitým



f_0 = střední kmitočet filtru

B_n = šířka pásma při poklesu n dB pod střední útlum prop. pásma

Obr.5. Základní pojmy v technice filtrů

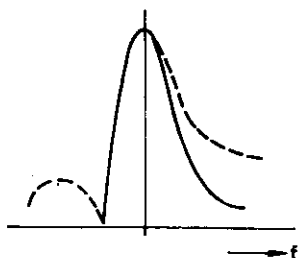
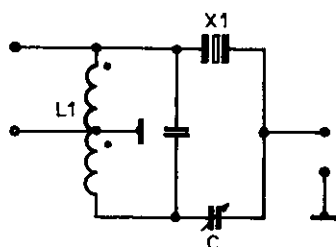
odstupem sériové rezonance. Jde o základní půlčlánek filtru a zavádíme pojem krystalových párů.

Obr.6c/ - základní půlčlánek je možné řadit za sebou do kaskády. Toto je princip filtru Tesla PKF 10,7/15 A.

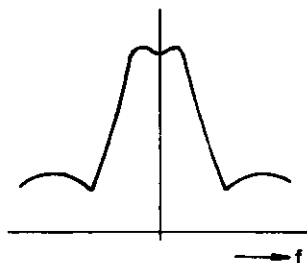
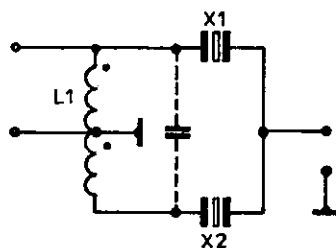
Obr.6d/ - otočíme-li články cívkami k sobě, lze jejich paralelní kombinaci nahradit cívkou jedinou /oblíbený filtr McCoy/.

Obr.6e/ - poloviční můstky složené do kaskády vytváří známý filtr XF-9 s osmi krystaly.

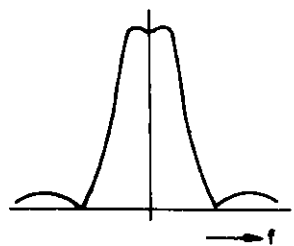
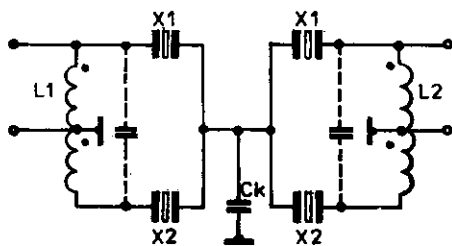
Obr.6. Skládání základních mřístek filtru



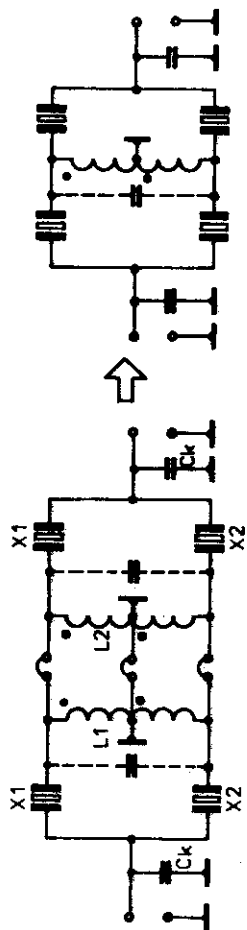
a/ fázový mřístek



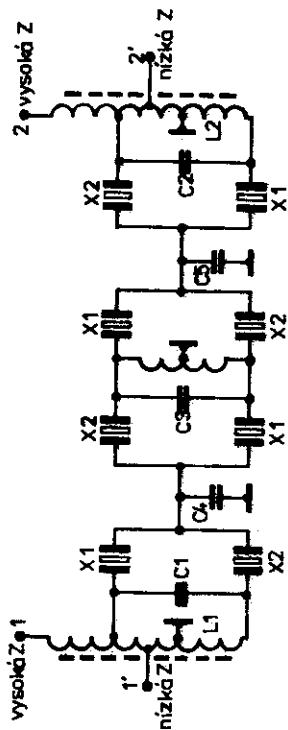
b/ poloviční mřístek



c/ dva poloviční mřístky v kaskádě



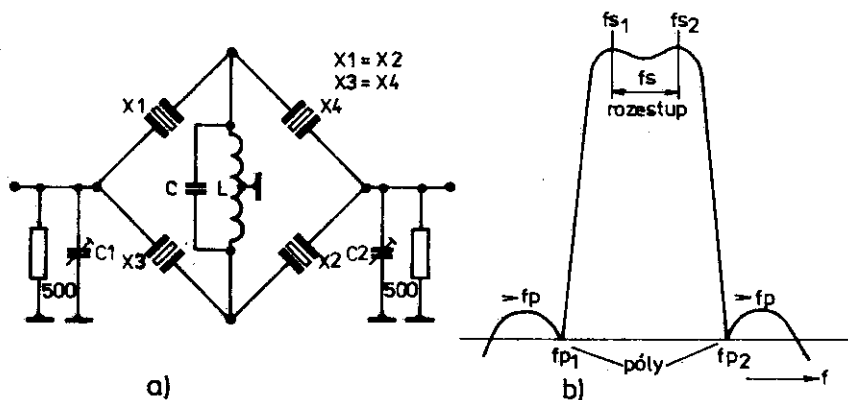
d/ transfigurace na úplný můstek McCoy



e/ zapojení filtru XF9B Spectrum International
(filtry Tesla mají zapojení odlišné)

Mústkové filtry lze zhotovovat i amatérsky. Vysvětlíme si proto některé zásadní skutečnosti.

Při zběžném pohledu na zapojení filtru /zejména typu McCoy na obr.6d/ bychom mohli usoudit, že paralelní obvod LC ovlivňuje rozhodujícím způsobem útlum propustného pásma, že tedy musí mít extrémně vysoký činitel jakosti Q . Tento dojem je klamný, protože zmíněný obvod má zcela jinou funkci. Celkové vlastnosti filtrů jsou závislé především na vlastnostech použitých krystalů.



Obr.7. Mústkový filtr McCoy
a/ zapojení
b/ typický průběh útlumové charakteristiky

Pro větší názornost použijeme obr.7. Je zřejmé, že krystaly v mústku propouštějí signál na své sériové rezonanci f_s , pro signál o kmitočtu f_p představuje krystal bod maximálního útlumu, čili pól. Průběh absolutní hodnoty impedance krystalu je uveden na obr.8. Pro jeden krystal /jeden článek filtru/ zjistíme:

a/ pól je na kmitočtu f_p

b/ kmitočty vyšší než f_p se projeví jako postranní "laloky", které lze kompenzovat kapacitami na vstupu a výstupu filtru

c/ strmost křivky impedance mezi body f_s a f_p ovlivňuje strmost boků filtru a výsledně i činitel tvaru. Z toho je patrné, že činitel tvaru přímo závisí na jakosti krystalu

d/ nejmenší útlum je na kmitočtu f_s

e/ kmitočty nižší než f_s má filtr propouštět ve zhruba stejné úrovni jako f_s - zde je oblast tzv. sedla.

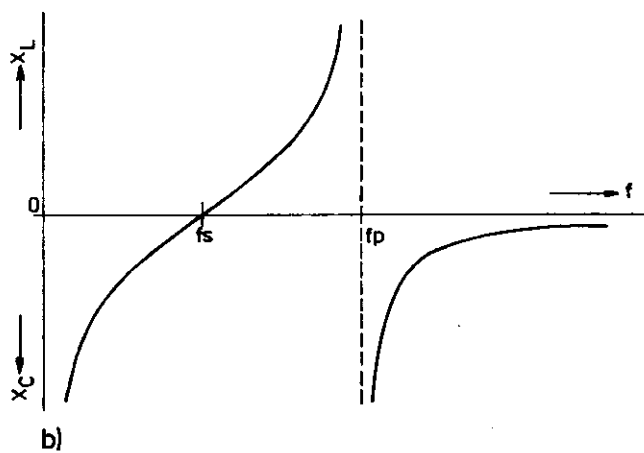
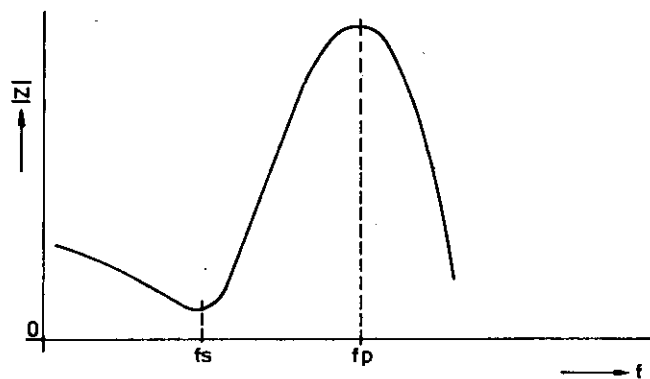
Krystal v oblasti pod f_s můžeme ovlivňovat sériovou indukčností stejně jako krystal v oscilátoru VXO. Indukčnost v diagonále můstku není tedy vlastně nic jiného, než z krystalových oscilátorů dobře známá fázovací cívka. Tato cívka ovšem nerezonuje s kapacitou v diagonále, ale s kapacitou elektrod krystalu C_0 . Zároveň slouží jako vazební pro všechny větve můstku. Na jejich koncích musí být signál v opačné fázi, proto je velice důležitá její dokonalá symetrie. Vine se vždy dvojitým vodičem a bývá též označována jako diferenciální transformátor /auto-transformátor/, s nímž má stejnou funkci.

Můstkovým zapojením dosáhneme zrcadlového převrácení průběhu impedance, takže rozložení výsledné křivky je symetrické kolem středu. Šířku pásma, ale i zvlnění propustného pásma ovlivní především indukčnost L , a to tím více, čím je bližší podmínce

$$L = \frac{1}{\omega^2 \cdot C_0} \quad [H; \text{rad/s}, F]$$

Kapacita C v diagonále můstku se uplatní v oblasti paralelní rezonance f_p , má tedy vliv na nepropustné pásmo a póly filtru, včetně celkové symetrie křivky propustnosti.

Pro amatérskou realizaci je nutno především zajistit shodu



Obr.8. Impedanční charakteristiky krystalu v závislosti na kmitočtu
 a/ průběh absolutní hodnoty impedance Z
 b/ průběh reaktance

kmitočetů f_g u obou krystalových párů. Rozestup f_g volíme $0,7 B_3$. Diferenciální transformátor lze navinout na běžnou kostičku $\varnothing 5$ mm s doladovacím jádrem, ale též na vhodný feritový toroid /materiál N 05/. Důležité je dodržet zásadu malých vlastních kapacit vinutí, dále se požaduje vysoký činitel Q a malý rozptyl.

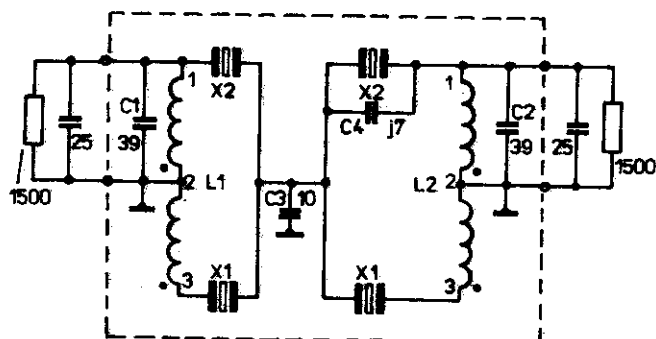
Filtr Tesla PKF 10,7 - 15 A byl používán v radiostanicích řady VX a je mezi našimi radioamatéry do jisté míry rozšířen. Používá se též v transceivru Boubín. Technickou specifikaci uvádíme na obr.9.

Pro uživatele je důležité dodržení požadovaných tolerancí zatěžovací impedance co do reálné i kapacitní složky. Jejich nedodržení nezmění sice průběh útlumu v přechodném a nepropustném pásmu, ale v propustním pásmu zvýší hodnotu základního vložného útlumu a zejména zvlnění, které v případě kmitočtové modulace způsobí amplitudové zkreslení přenášeného signálu. Stručně si tento jev můžeme vysvětlit tak, že kmitočtové modulovaný signál "přeladuje" propustné pásmo filtru. Přechodem přes "narovnosti" v charakteristice filtru vznikají okamžité amplitudové změny, které se projeví po omezení jako změny fáze signálu procházejícího mf zesilovačem. Vzniklé fázové zkreslení je detekováno fázovým detektorem a výsledkem je amplitudové zkreslení nízkofrekvenčního signálu. Proto se u filtrů pro přenos FM požaduje zvlnění max. 1 dB.

2.3 DALŠÍ DRUHÝ OBRVODŮ SOUSTŘEDĚNÉ SELEKTIVITY

Filtry využívající harmonických kmitočetů krystalů. Požadavek vysokého mf kmitočtu je v některých případech diktován vyššími

Obr.9. Filtr Tesla PKF 10,7 - 15 A

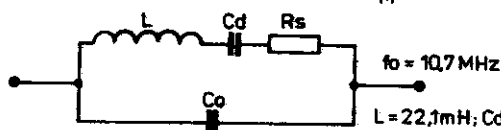


X1 - $f_s = 10690,7$ kHz ; X2 - $f_s = 10701,0$ kHz; rozestup X1,X2 = 10,3 kHz
Diferenciální transformátory:

L1: mezi 1-2 $3,4 \mu\text{H}$; 20 záv. drátem $\phi 0,1$ mm CuU těsně na keram.
kostřičce $\phi 6$ mm v krytu

mezi 2-3 totéž, obě vinutí spojena do serie

L2 je zcela shodná s L1; jádra N02; $Q_M = 50$;



$L = 22,1 \text{ mH}$; $C_d = 0,01 \text{ pF}$; $R_s = 20 \Omega$;
 $C_o = 3 \text{ pF} \Rightarrow Q \approx 75000$

a/ vnitřní zapojení, údaje součástek

Jmenovitý kmitočet	10,7 MHz
Šířka propustného pásma (pro 3dB)	$\pm 7,5$ kHz
Zvlnění útlumu v propustném pásmu	1dB (1,5dB max.)
Vložný útlum v propustném pásmu	2,5 dB (3 dB max.)
Útlum v potlačeném pásmu v rozmezí $f_o \pm 25$ kHz do $f_o \pm 100$ kHz	60 dB
Jmenovitá zatěžovací impedance	1500 Ω / 25 pF
Tolerance zatěžovací impedance	± 15 % odpor ± 3 % kapacita
Maximální úroveň buzení na vstupu	10 mW

b/ parametry

nároky na zrcadlovou selektivitu. Vysoký mř kmitočet je zpravidla používán pro pásma UHF, ale setkáme se s ním i v KV přijímačích řešených na principu up-divis konvertoru.

Tyto filtry se vyrábějí z harmonických výbrusů využívajících rezonanci a 3. nebo 5. harmonické základního kmitočtu. Filtry vykazují v zásadě hlavní druhy přenosu, a to především na požadované harmonické, za druhé pak na základním kmitočtu.

Na tomto místě je vhodná pro ilustraci malá retrospektiva do doby vzniku prvních amatérských můstkových filtrů pro mř kmitočet 9 MHz. Všeobecně se tvrdí, že tento mř kmitočet vznikl aritmeticky z důvodů úsporného směšování s VFO o rozsahu 5 až 5,5 MHz, takže výsledné kmitočty odpovídají amatérským pásmům 3,5 a 14 MHz. To je ovšem pouze jedna strana mince. Hlavním důvodem byla praxe - úspěšný pokus prvního autora /snad to byl opravdu McCoy/ o sestavení můstkového filtru z relativně dostupných krystalů 27 MHz pro občanské pásmo nebo řízení modelů. Tyto krystaly se totiž vyráběly a dodnes u řady firem vyrábějí jako harmonické se základním kmitočtem 9 MHz. Vzhledem k tomu, že občanské pásmo má též pevně přidělené kanály, není problémem vybrat krystalové páry se vhodným kmitočtovým odstupem na základním kmitočtu 9 MHz. Velkou předností je, že tyto krystaly nemusíme upravovat a ohrožovat tím jejich časovou stabilitu i jakost.

Pro mř filtr 9 MHz, zhotovený tímto způsobem, představuje třetí harmonická 27 MHz nežádoucí parazitní přenos. Tohoto jevu můžeme využít při amatérské realizaci filtru s vysokým kmitočtem. Jako příklad si uvedeme krystaly z radiostanice Racek /harmonický krystal 36 MHz, základní kmitočet je 12 MHz/. Filtr

můžeme sestavit a posléze i změřit na základním kmitočtu, je však třeba počítat s tím, že pro konečný výsledek na kmitočtu 36 MHz je třeba všechno přepočítat s použitím koeficientu 3. Tedy především trojnásobná sériové i paralelní rezonance - z toho vyplývá i třikrát větší rozdíl mezi f_s a f_p . Výsledkem je trojnásobné zhoršení činitele tvaru.

Dále je zřejmá i třikrát větší šířka pásma oproti základnímu kmitočtu - tomu odpovídá i volba kmitočtového rozestupu krystalových párů. Pro krystaly se stejným kmitočtem je nutná též trojnásobná přesnost při výběru podle sériové rezonance ± 15 Hz oproti ± 50 Hz/.

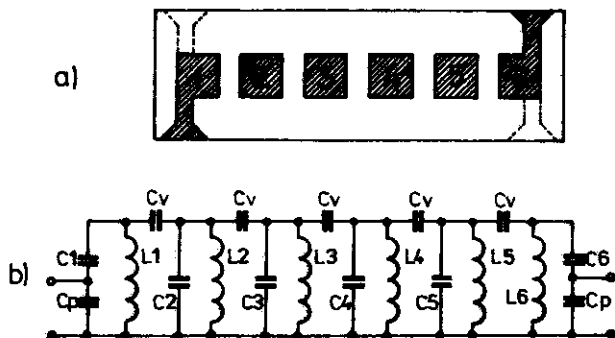
Indukčnost sériové cívky /diferenciálního transformátoru/ působí na základním kmitočtu krystalu. Zde se nabízí analogie s VXO, ve kterém je použit harmonický krystal. Kmitočet VXO ne-
můžeme též ovlivňovat na 3. harmonické a fázovací cívka působí pouze na základní kmitočet. Trojnásobná změna kmitočtu v oblasti 3. harmonické je pouze aritmetickým důsledkem.

Sestavujeme tedy vlastně filtr na základním kmitočtu a výsledná křivka propustnosti na rezonanci 3. harmonické bude jen příslušně změněným obrazem křivky původní. Přesnou odpověď nám však dá pouze detailní proměření křivky přímo na požadovaném harmonickém kmitočtu.

Příčkové filtry. Krystaly v příčkových filtrech působí obdobně jako u popsaných filtrů ústkových, tzn. že propustné pásmo odpovídá sériové rezonanci f_s , póly max. útlumu pak paralelní rezonanci f_p . Kmitočet krystalů je posouván pomocí kapacit v oblastech těsně nad f_s /viz obr.8/. Zde není možné dosáhnout větších změn kmitočtu a z toho vyplývá, že příčkový filtr

nelze realizovat s šífkou pásma potřebnou pro FM. Toto bylo ověřeno i praktickými pokusy.

Bilitické filtry. Monolitický filtr je založen na paralelní rezonanci krystalového výbrusu. Využívá myšlenky, že soustavu jednotlivých rezonátorů lze realizovat na jediné destičce z monokrystalického křemene. Praktické provedení obdobného monolitického filtru je na obr.10, včetně náhradního schématu. Na



Obr.10. Monolitický filtr
a/ provedení
b/ náhradní zapojení

první pohled je zřejmé, že jde o šestinásobný filtr soustředěné selektivity z paralelních laděných obvodů, kde jednotlivé články jsou vázány kapacitně kondenzátory C_v . Kapacity C_v ovšem nelze chápat doslovně elektronicky, ale jako ekvivalent mechanické vazby mezi jednotlivými rezonátory. Vazba se uskutečňuje povrchoým vlněním na monokrystalické destičce a je v podstatě závislá na vzdálenosti a rozměru jednotlivých elektrod.

Monolitické provedení filtru má však též určité nevýhody. V případě monolitických filtrů s větším počtem článků na jediné

destičce se projevují parazitní přenosy, způsobené existencí nežádoucích vidů mechanických kmitů, případně vazeb mezi nesousedícími články. Zmíněný šestirezonátorový filtr vykazuje parazitní přenos ve vzdálenosti 105 kHz, s útlumem pouze 40 dB. Proto je původní filtr rozdělen na dvě destičky se třemi rezonátory, vázané elektricky kondenzátorem. Tím je mechanická vazba přes celý filtr přerušena a nežádoucí přenos tlumen. Toto uspořádání se označuje jako bilitický filtr.

Při tomto řešení výrobce zaručuje dodržení útlumu nepropustného pásma 60 až 80 dB.

Vlastnosti filtru Tesla "2 MLF 10,7 - 15":

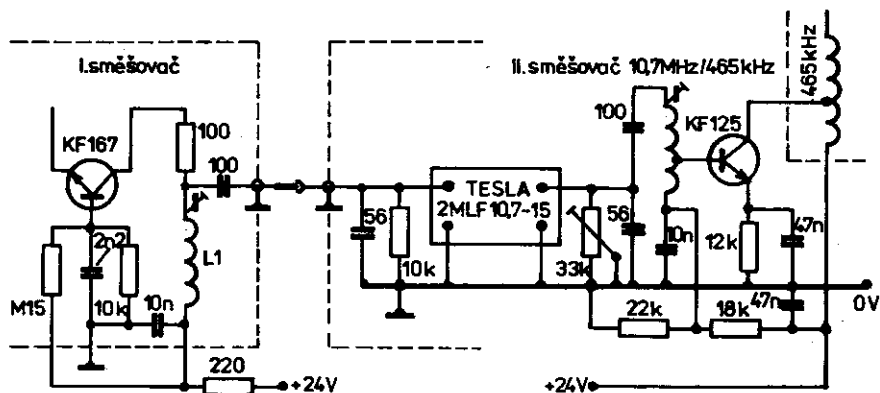
Jmenovitý kmitočet	10,7 MHz
Šířka pásma B_3	15 kHz
Zvlnění propustného pásma	menší než 1 dB
Vložný útlum	menší než 2,5 dB
Útlum nepropustného pásma	větší než 70 dB
Činitel tvaru B_{60}/B_3	2,4
Vstupní a výstupní impedance	4,3 k Ω

Filtr musí mít kompenzovány jalové složky vyladěným rezonančním obvodem. Vývody filtru jsou v provedení pro plošné spoje. Nemají barevné označení, ale můžeme je určit takto: Při čelním pohledu na nápis "Tesla" jsou zemní přívody dole, živé nahoře. Filtr je elektricky souměrný, vstup i výstup zaměnitelné.

Tento filtr má srovnatelné vlastnosti s řadou XF-9, přitom je podstatně menší.

Při praktickém využití narážíme vždy na otázku impedančního

přizpůsobení, resp. kompenzace jalových složek filtru. Protože nová řada radiostanice Tesly Pardubice tento typ filtru používá, povšimneme si řešení použitého výrobcem. Zapojení je na obr. 11. Směšovač osazený tranzistorem KF167 v zapojení se společnou



Obr.11. Zapojení filtru 2 MLF 10,7 - 15 A v radiostanici VR20

bází zajišťuje vysokou impedanci v kolektoru, který je tak možno připojit na živý konec cívky L_1 vstupního přizpůsobovacího obvodu. Transformace na vstupní impedanci filtru asi 4 kilohmy se provádí kapacitním děličem 100/56 pF a doplňuje rezistorem 10 k Ω . Stejně tak se transformuje výstup, k jemnému nastavení slouží miniaturní potenciometrický trimr 33 k Ω . Přizpůsobení na druhý směšovač je však nutno provést odbočkou na vinutí.

Hodnoty indukčností /podle údajů výrobce/:

$L_1 = L_2 = 6,2 \mu\text{H}$, tj. 32 závitů drátem $\varnothing 0,1 \text{ mm CuLH}$ na kostřičce $\varnothing 5 \text{ mm /QA 261 46 s krytem/$, jádro NO2 /i krátké NO5/. U cívky L_2 odbočka na 6. závit.

Uvedené zapojení s využitím vazebních obvodů je ověřené a dává vždy dobré výsledky /za předpokladu pečlivého stínění/.

Byly v něm ověřovány i výprodejní bilitické filtry s šířkou pásma 10 kHz, prodávané svého času v partiových prodejnách s výsledky obdobnými jako u výše popsaného filtru. V souvislosti s výprodejními filtry jsme se však mohli setkat i s pokusy o jejich přizpůsobení pouze kapacitami a odpory. Těmito jednoduchými obvody nelze filtr přizpůsobit.

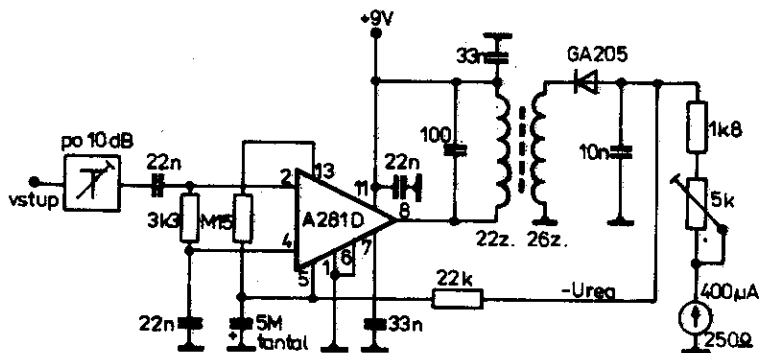
2.4 MĚŘENÍ OBVODŮ SOUSTŘEDĚNÉ SELEKTIVITY

Proměření úplné amplitudově-kmitočtové charakteristiky krystalových filtrů je obtížné a vyžaduje speciální měřicí přístroje, nazývané selektivní měřiče úrovně. Musíme si uvědomit, že v oblasti kmitočtů nad 5 MHz se již začíná výrazně projevovat přeslech mezi vstupem a výstupem měřeného objektu. Širokopásmové měření je pak ovlivněno vlastním šumem zesilovače měřicího přístroje, takže měření nižších úrovní než -60 dBm je prakticky nemožné. Nedostatečný dynamický rozsah širokopásmového měření neumožňuje ověření vlastností filtru v oblasti nepropustného pásma. Zkreslené výsledky měření bývají zpravidla horší než skutečnost.

Jednou z cest, jak rozšířit rozsah měření do oblasti malých napětí, je zařazení vř zesilovače před vlastní detektor. Dynamiku zesilovače lze rozšířit jedině pomocí účinného AVC. Průběh regulace může mít téměř ideální logaritmickou závislost na vstupním napětí, takže výstupní měřidlo můžeme oceňovat v decibelech.

Příklad jednoduché konstrukce využívající běžného mezifrekvenčního integrovaného obvodu A 281 D, je na obr.12. Vzdor

prostému vnitřnímu zapojení má obvod velmi výhodné vlastnosti, a to dynamiku AVC 70 dB a poměrně nízký šum. Vstupní útlumový článek reguluje signál po skocích 10 dB. Laděný obvod na výstupu IO je nastaven na kmitočet 10,7 MHz s jeho křivka propustnosti je mnohonásobně širší než jakéhokoli krystalového filtru. Změnou rezonanční kapacity lze obvod přeladit i na jiné požadované kmitočky /např. 9 MHz/. Obě cívky jsou vinuty válcově drátem $\varnothing 0,1$ mm CuU na tělísku $\varnothing 5$ mm, jádro NO5. Pro dosažení maximálního možného regulačního rozsahu musíme dodržet co nejvyšší



Obr.12. Jednoduchý amatérský měřič úrovně

činitel vazby obou cívek, cívky je proto třeba vinout těsně na sebe. Z tohoto hlediska by zřejmě bylo vhodnější toroidní nebo dvouotvorové jádro a doledění změnou kapacity. Transformační poměr cca 1 : 1 nutno zachovat. Regulační napětí je proti zemi záporné. Můžeme dosáhnout celkového měřicího rozsahu asi 70 dB. Vstupní úroveň, od které nasezuje regulace, je typicky 10 μ V, pro nižší úrovně je údaj měřidla zkreslen vlivem šumu. Pokud se chceme vyhnout problémům s filtrací napájecího napětí, je

vzhledem k malému odběru nejvhodnější napájení ze dvou plochých baterií. Celou konstrukci včetně baterií stíníme oboustranným kuprextitem, zvláštní pozornost věnujeme stínění vstupního útlumového článku.

Popsaný měřič úrovně lze využít při změně prvků laděného obvodu pro nejrůznější vysokofrekvenční měření v radiamatérské praxi. V podstatě stejné zapojení se hodí i pro "S" - metr jakéhokoli přijímače.

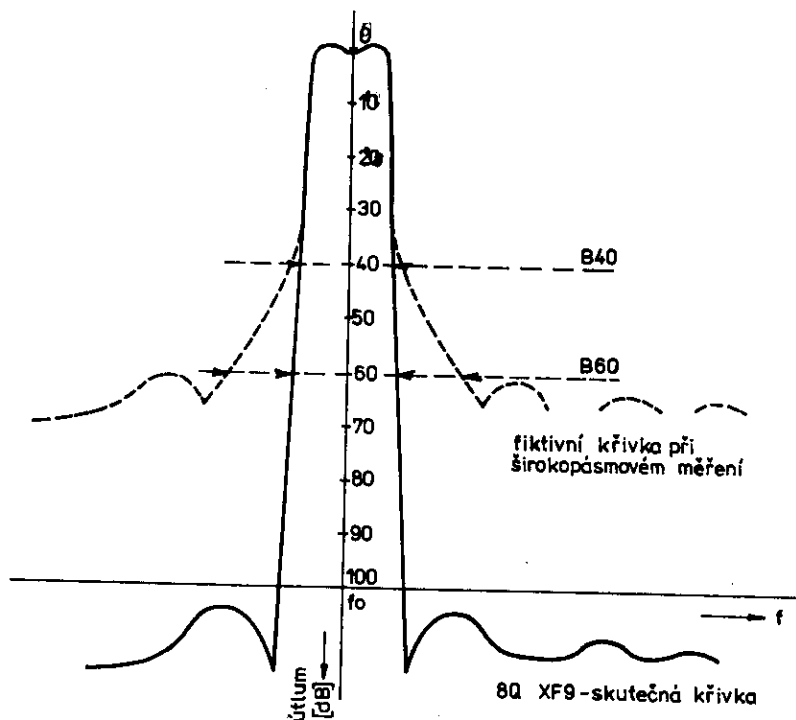
2.5 DEGRADACE ÚTLUMU NEPROPUSTNÉHO PÁSMO V mf ZESILOVAČI

Požadovaný zisk mf zesilovače /přes 100 dB/ je srovnatelný s dosažitelným útlumem filtru v oblasti nepropustného pásma /taktéž v průměru 100 dB/. V odstavci o měření jsme si ukázali, že přeslechy mezi vstupní a výstupní svorkou filtru způsobí zhoršení útlumových vlastností mimo pásmo propustnosti /obr.13/. Omezit vliv přeslechů lze jedině dokonalým stíněním, pro amatérskou výrobu je vhodná komůrková konstrukce využívající oboustranného kuprextitu.

Příkladem, dokumentujícím zhoršení útlumových vlastností filtru, je radiostanice VR 20. Její stavebnicové pojetí vyžaduje použití výměnných modulů vstupních jednotek. Kritické místo tvoří přechod mezi vstupní jednotkou a vstupem mf zesilovače, kde dochází k degradaci útlumu nepropustného pásma na hodnotu -40 dB, i když samotný bilitický filtr při ideálním stínění může dosáhnout až -80 dB. Požadavek variability modulové koncepce však jinou možnost nedává.

U mezifrekvenčního zesilovače, který používá pouze jediný

mř kmitočet 10,7 MHz, se dále projevuje vliv šumu. Širokopásmový zesilovač, zařazený za filtrem soustředěné selektivity, produkuje širokopásmový šum, který je též vyhodnocen detektorem.



Obr.13. Degradace útlumu nepropustného pásma

Lze jej omezit zařazením dalšího filtru na výstup mř zesilovače, před detektor. Zpracovávané kmitočtové pásmo se tak zúží na původní hodnotu a tím se zlepší výstupní poměr signál/šum. V případě kmitočtové modulace musí mít i tento filtr minimální svlnění /z důvodů vzniku fázového zkreslení/.

V případě úzkopásmové kmitočtové modulace není ani detekce

na kmitočtu 10,7 MHz dostatečně účinná, pokud je použit detektor s obvodů LC. Tato skutečnost bývá uváděna jako hlavní důvod pro použití dvojího směšování. Jak je z výše uvedeného zřejmé, existují i důvody závažnější.

2.6 DVOJÍ SMĚŠOVÁNÍ A JEHO VÝHODY

a/ u dvojího směšování je požadovaný zisk rozdělen do dvou vzdálených pásem mezifrekvenčních kmitočtů. Zvyšuje se tak stabilita celého mř zesilovače.

b/ obdobně je rozdělena selektivita. Superpozicí křivek propustnosti filtru 10,7 MHz a 465 kHz vznikne téměř ideální obdélníková křivka mezikanálové selektivity. Degradace nepropustného pásma se projeví v daleko menší míře.

c/ superpozicí křivek jsou navíc potlačeny parazitní přenosy v nepropustném pásmu, protože oba filtry vykazují parazitní přenosy v jiném kmitočtovém odstupu od středního kmitočtu.

d/ tím, že je druhý filtr 465 kHz umístěn vlastně blíže ke konci zesilovacího řetězce, sníží se šum o přírůstky předcházejících stupňů 10,7 MHz, jejichž podíl na celkovém šumu je nejvyšší.

Jedinou nevýhodou dvojího směšování je poněkud složitější zapojení a potřeba dalšího transpozičního kmitočtu pro konverzi 10,7 MHz/465 kHz. Případný vliv transpozičního kmitočtu lze omezit volbou kmitočtového plánu. Pro pásmo 145 MHz volíme raději spodní kmitočet, tj. 10,235 MHz.

Všechny výše uvedené důvody vedou k závěru, že při amatérské konstrukci je nanejvýš výhodné použít hotový mezifrekvenční díl

z inkurantní radiostanice, i když se jeho koncepce z dnešního pohledu jeví třeba zastaralá. Proto si dále přiblížíme zapojení mezifrekvenčních dílů, použitých u radiostanic řady VX.

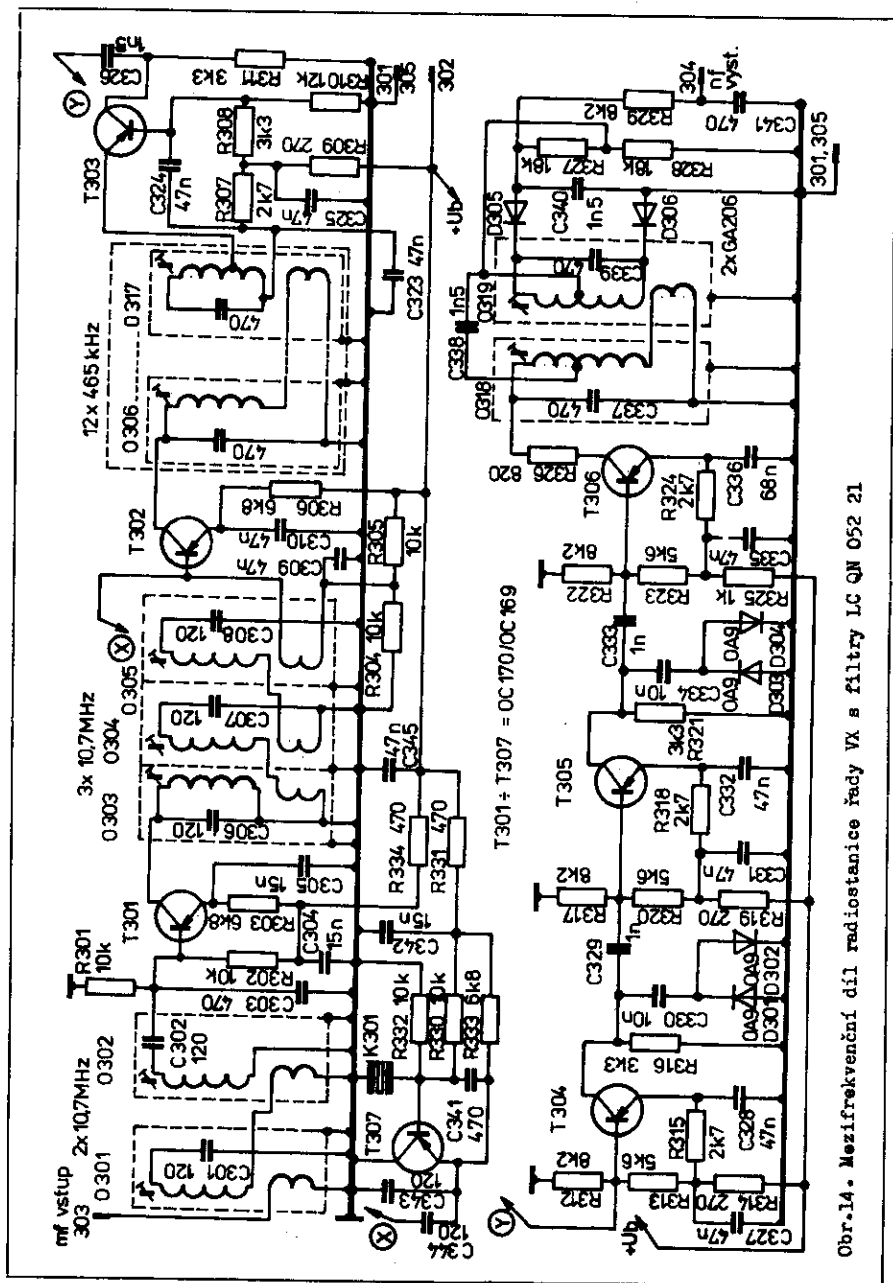
3.1 MEZIFREKVENČNÍ ZESILOVAČE RADIOSTANIC TESLA

Schéma zapojení úplného mf dílu radiostanice VXW 010, VXW 100 a VXN 101, použitého u prvních výrobních sérií, je na obr. 14. Na vstupu ještě není použit krystalový filtr soustředěné selektivity, ale obvody LC pro zajištění základní zrcadlové selektivity. Mezikanálová selektivita asi 60 dB se realizuje dvanactičlankovým filtrem LC 465 kHz. Díl je osazen germaniovými tranzistory OC170/169, omezovače diodami OA9, fázový diskriminátor 2 x GA 206.

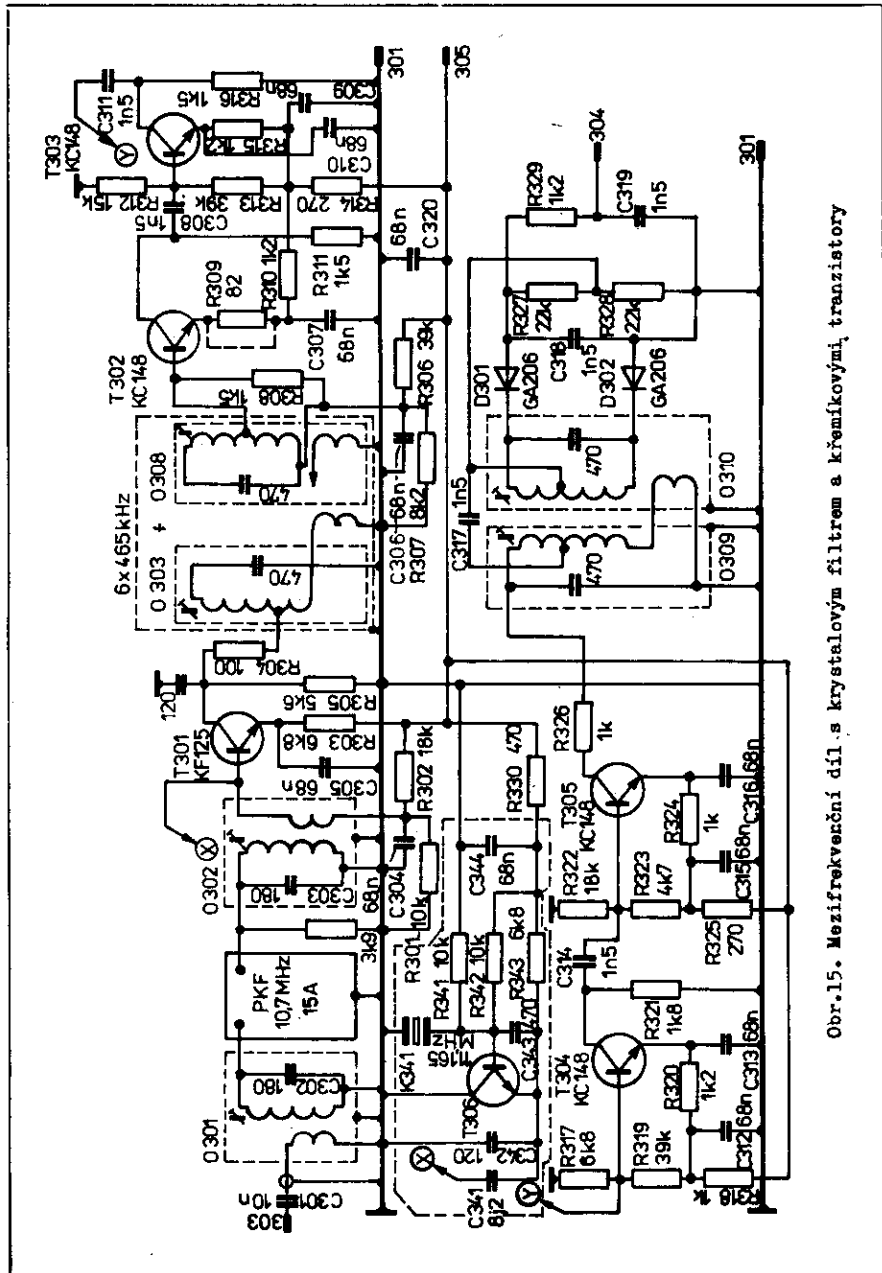
Dalším vývojem vznikl mf díl QN 054 49 se čtyřčlankovým filtrem LC 10,7 MHz na vstupu, osazený jednotně tranzistory GF515. Tento díl byl později vybaven krystalovým filtrem PKF 10,7 - 15 A a vyráběn pod označením QN 054 53.

Na stejné spojové desce a se stejným zapojením byl vyráběn inovovaný díl s křemíkovými tranzistory. Rozdíl byl pouze v obrácené polaritě napájecího napětí a jiném nastavení pracovních bodů. Schéma tohoto velmi rozšířeného dílu je na obr.15.

V radiostanicích VR 20 použitý mf díl QN 211 13 je charakteristický již dříve popsaným bilitickým filtrem 2 MLF-10,7-15. Zapojení dílu včetně umlčovače šumu je na obr.16. Šum je vzorkován na obvodu LC s rezonančním kmitočtem okolo 8,5 kHz.

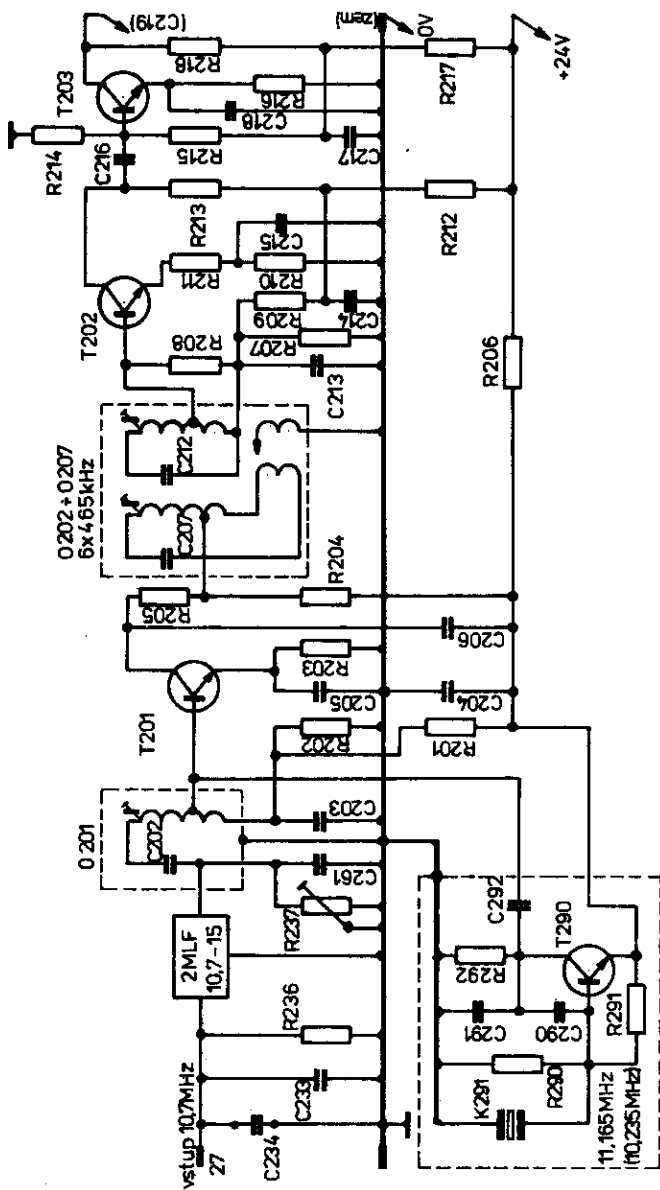


Obr.14. Mezifrekvenční díl radiostanice řady VX s filtry LC QN 052 21

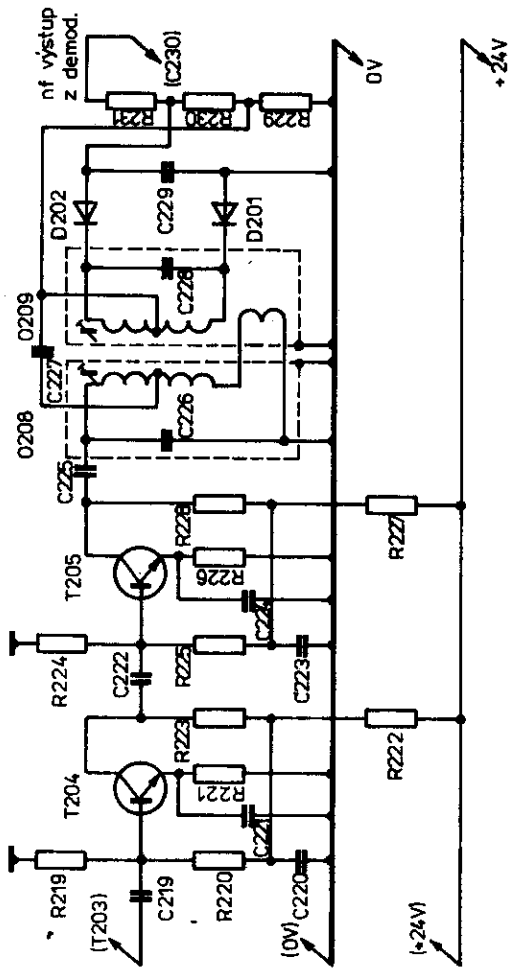


Obr.15. Mezifrekvenční díl s krystalovým filtrem a křemíkovými tranzistory

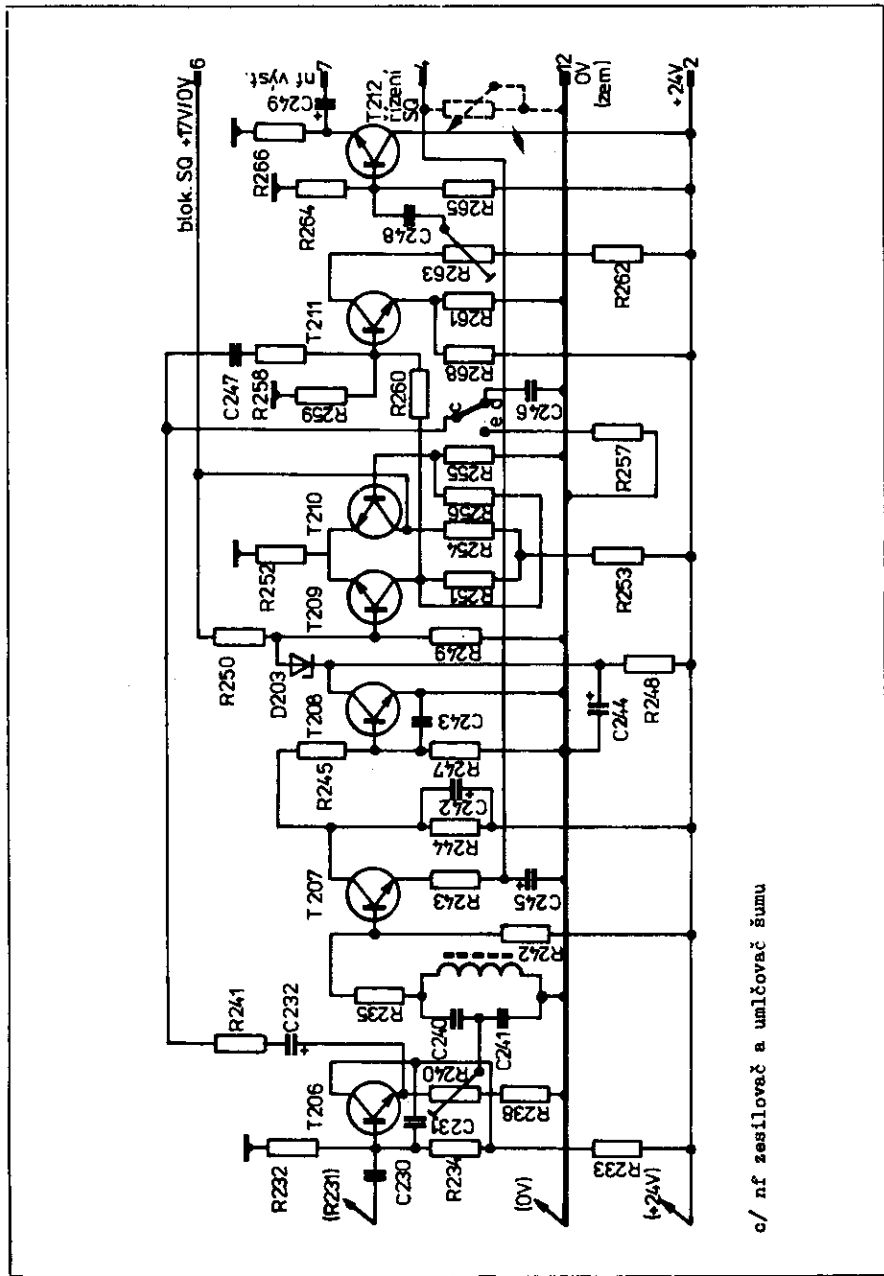
Obr.16. Mezifrekvenční díl radiostanice VR20 QN 211 13/14



a/ část filtrů včetně transpozicičního oscilátoru



b/ mf omezovač a fázový diskriminátor



c/ nf zesilovač a umlčovač šumu

SEZNAM SOUČÁSTEK K OBR.16a, b, cRezistory:

R201 - 18k	R224 - 6k8	R249 - 33k
R202 - 22k	R225 - 33k	R250 - 100k
R203 - 12k	R226 - 1k0	R251 - 12k
R204 - 6k8	R227 - 1k0	R252 - 470R
R205 - 100R	R228 - 2k7	R253 - 2k7
R206 - 470R	R229 - 18k	R254 - 12k
R207 - 82k	R230 - 18k	R255 - 33k
R208 - 1k5	R231 - 3k3	R256 - 100k
R209 - 6k8	R232 - 220k	R257 - 470R
R210 - 15k	R233 - 1k0	R258 - 8k2
R211 - 27R	R234 - 220k	R259 - 27k
R212 - 1k8	R235 - 10k	R260 - 220k
R213 - 1k0	R236 - 10k	R261 - 470R
R214 - 82k	R237 - 33k	R262 - 2k2
R215 - 6k8	R238 - 2k7	R263 - 10k
R216 - 15k	R240 - 1k5	R264 - 100k
R217 - 1k0	R241 - 6k8	R265 - 100k
R218 - 1k0	R242 - 390k	R266 - 4k7
R219 - 82k	R243 - 1k5	R268 - 22k
R220 - 10k	R244 - 47k	R269 - 2k7
R221 - 15k	R245 - 56k	R290 - 33k
R222 - 1k0	R247 - 5k6	R291 - 39k
R223 - 1k8	R248 - 39k	R292 - 15k

Kondenzátory:

C201 - 56p	C217 - 47n	C233 - 56p
C202 - 100p	C218 - 47n	C234 - 10p
C203 - 10n	C219 - 1n5	C240 - 1n5
C204 - 47n	C220 - 47n	C241 - 33n
C205 - 47n	C221 - 47n	C242 - 1u0
C206 - 120p	C222 - 1n5	C243 - 100n
C207 - 470p	C223 - 100n	C244 - 2u0
C208 - 470p	C224 - 47n	C245 - 1u0
C209 - 470p	C225 - 82p	C246 - 330n
C210 - 470p	C226 - 470p	C247 - 68n
C211 - 470p	C227 - 470p	C248 - 100n
C212 - 470p	C228 - 470p	C249 - 10u
C213 - 47n	C229 - 1n5	C250 - 10n
C214 - 47n	C230 - 100n	C290 - 150p
C215 - 47n	C231 - 100p	C291 - 120p
C216 - 1n5	C232 - 10u	C292 - 15p

Tranzistory:

T201 - KF125	T206 - KC148	T211 - KC147
T202 - KC148	T207 - KC148	T212 - KC148
T203 - KC148	T208 - KC148	T290 - KC148
T204 - KC148	T209 - KC148	
T205 - KC148	T210 - KC148	

Diody:

D201 - KA206	D202 - KA206	D203 - KZZ72
--------------	--------------	--------------

Seznam součástek odpovídá servisní dokumentaci.

3.2 INTEGROVANÉ OBVODY PRO MF ZESILOVAČE

Součástková základna, běžně dostupná v současné době, umožňuje snadnou konstrukci mf zesilovačů FM i v amatérských podmínkách.

Základním kamenem je mezifrekvenční integrovaný obvod pro FM, obsahující omezovací zesilovač se ziskem 60 až 80 dB a koincidenční detektor. Funkce detektoru bude popsána v příslušné kapitole, nyní si povšimneme především vlastností zesilovače. Omezovací zesilovač se vždy řeší jako kaskádní zapojení několika diferenčních zesilovacích stupňů. Diferenciální zapojení zlepšuje šumové vlastnosti a přispívá k vyšší stabilitě. Zesilovač je napájen malým napětím, takže snáze dosáhneme dokonalého omezení, nezbytného pro funkci koincidenčního detektoru. U nás jsou dostupné tyto základní obvody:

MAA661 /TAA661/: Zisk třístupňového omezovacího zesilovače 60 dB, vstupní napětí pro omezení 70 mV, vrcholové napětí po omezení na výstupu zesilovače 0,5 V, výstupní detekované mf napětí typicky 1 V, potlačení AM lepší než 40 dB. Jde o jeden z nejstarších obvodů pro zvukové části televizorů s relativně vysokým šumem. Určitou nevýhodou je nesymetrické řešení obvodu na čipu, takže se více projevují změny teploty a napájecího napětí. Důsledkem je zvýšená nestabilita středu demodulační charakteristiky zejména při úzkopásmových aplikacích.

A220D /TBA 120s/: Osmistupňový omezovací zesilovač se ziskem 70 dB, vstupní napětí pro omezení typicky 35 μ V / \leq 120 μ V/, vrcholové napětí po omezení na výstupu zesilovače 250 až 300 mV /vývody 6 a 10/. Zesilovač je schopen zpracovat kmitočty do

12 MHz, vyšší jsou záměrně potlačeny. Výstupní detekované nf napětí je typicky 400 mV, regulátor nf lze připojit na vývod 5. V Evropě nejrozšířenější televizní zvukový obvod. Provedení čipu je zcela symetrické. Zenerovu diodu ve vývodu 12 / $U_z = 12$ V/ se nedoporučuje používat, ohřívá čip. Někdy se používá vnitřní "zbylý" tranzistor /báze vývod 4, kolektor 3, emitor 1/ jako nf zesilovač nebo spínač umlčovače šumu.

A223D /TBA 120 U/: Značně vylepšený A220D, zvláště vhodný pro amatérské přijímače úzkopásmové FM. Vlastnosti omezovacího zesilovače odpovídají předchozímu typu A220D. Všechny ostatní části /detektor a-nf zesilovač/ jsou zdokonaleny. Uspořádání vývodů odpovídá též A220D, s výjimkou vývodu 3, 4 a 12. Nf napětí na výstupu 8 je typicky 1 V, regulované ve vývodu 5. Výstup 12 je neregulovaný /tzv. "diodový výstup"/ a lze jej použít např. pro umlčovač šumu /typ. nf napětí na vývodu 12 je 1 V/. Největší předností je vnitřní stabilizovaný zdroj, který zajišťuje nezměněnou funkci obvodu v širokém rozsahu napájecích napětí 10 až 18 V. Obvod je necitlivý nejen na spojitě, ale též impulsní změny napájecího napětí, je proto vhodný nejen pro přenosné, ale zejména mobilní radiostanice. Taktéž /na rozdíl od A220D/ se při nf regulaci stejnosměrné napětí na vývodech 8 a 12 nemění /výhodné pro indikátor naladění/. Vnitřní stabilizátor je vyveden na vývod 4 /4,2 až 5,3 V, max. odebíraný proud 5 mA/. Toto napětí lze využít jako referenční i pro další účely /řízení dalších stabilizátorů, ale i ledící napětí pro varikapu u jednoduchých konstrukcí/. Spínáním bodu 5 k zemi lze nf výstup 8 uzavřít /vhodné pro umlčovač šumu/.

A225D /TDA 1047/: Kvalitní nf obvod, sdružující řadu funkcí

a určený především pro rozhlasové přijímače FM. Pro úzkopásmovou FM se příliš nehodí. To se týká především zdánlivě výhodného obvodu "šumové brány", který je obdobně jako vnitřní "S"-metr závislý na síle přijímaného signálu. Pro úzkopásmovou FM je vhodnější řízení umlčovače vzorkováním šumu.

A224D /TCA 440/: Integrovaný AM přijímač, v technice úzkopásmové FM používaný jako převodník mF kmitočtů 10,7 MHz/465 kHz. Vstup i mF zesilovač obvodu lze řídit napětím AVC. Pokud je k detekci použit fázový diskriminátor, je vhodné využít plného zisku mF zesilovače. Pokud však navazuje úplný obvod FM /např. A220D/, je lépe zisk mF zesilovače redukovat, neboť vzrůstá nestabilita a šum.

A283D /TDA 1083/: Tzv. "jednočipový" přijímač AM/FM pro spotřební elektroniku. S výjimkou vstupního dílu VKV obsahuje vše včetně malého mF zesilovače pro reproduktor. Pracuje již od napájecího napětí 3 V. U jednoduchých amatérských konstrukcí se výhodně používá pro konverzi 10,7 MHz/465 kHz, detekci FM až po mF výstup.

V přehledu uvedené obvody zajišťuje od výrobce /RFT/ Tesla-Eltos.

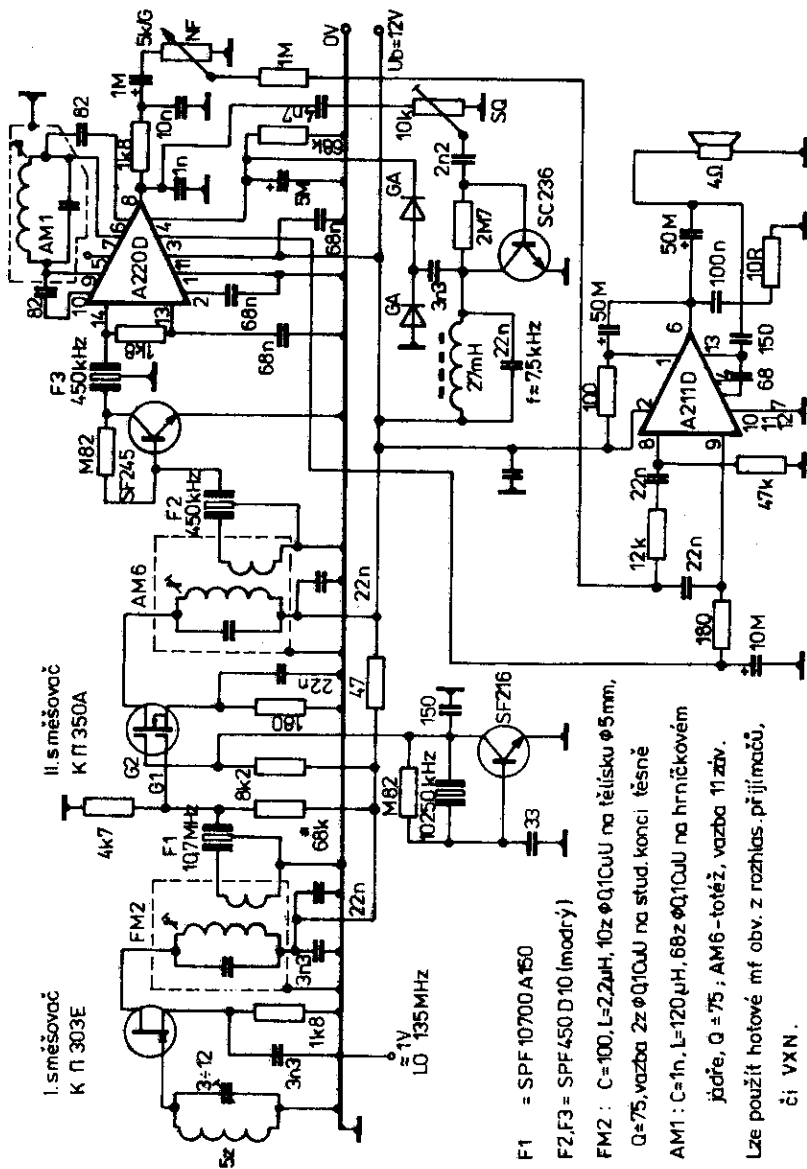
Příklady aplikací uvedených integrovaných obvodů si ukážeme na několika vybraných amatérských konstrukcích.

3.3 MEZIFREKVENČNÍ DÍLY S DVOJÍM SMĚŠOVÁNÍM

Autorem zapojení zesilovače na obr.17 je Y22QN. Jsou použity piezokeramické filtry pro spotřební elektroniku. Filtr F_1

I. směšovač
K Π 303E

II. směšovač
K Π 350A



F1 = SPF 10700 A150

F2, F3 = SPF 450 D10 (modrý)

FM2 : C=100, L=2,2μH, 10z φ10uU na tělisku φ5mm,
Q=75, vazba 2z φ10uU na stud. konci těsně

AM1 : C=1n, L=120 μH, 68z φ10uU na hrničkovém
jádre, Q = 75 ; AM6 - totéž, vazba 11zāv.

Lze použít hotové mf obv. z rozhlas. přijímačů,
či VKN.

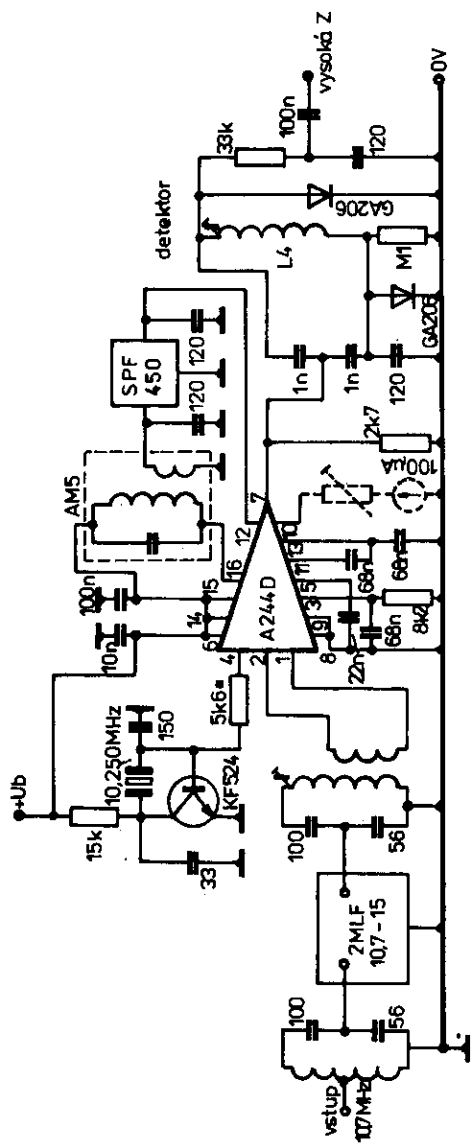
Obr.17. Meziřekvenční zesilovač s piezokeramickými filtry (Y220N)

s šířkou pásma 150 kHz zajišťuje základní zrcadlovou selektivitu, filtry F_2 a F_3 mezikanálovou selektivitu asi 60 dB. U filtrů 465 kHz je vhodné se zaměřit na výběr filtrů s malým zvlněním v propustném pásmu. Transpoziční krystal pro druhé směšování nemusí být zcela přesný, do šířky 150 kHz prvního filtru se vejde pohodlně. Za pozornost stojí způsob napájení transpozičního oscilátoru 10,25 MHz, sprážený s předpětím druhého směšovače.

Integrovaný obvod A244D byl již charakterizován. V naznačené aplikaci na obr.18 je vypuštěna regulace AVC a vstupní část i mf zesilovač pracují s plným zesílením, takže signál na výstupu 7 je plně omezen. Použitý detektor je přes svou jednoduchost velmi účinný a bude podrobněji popsán v kapitole o demodulátorech FM. Při důsledném stínění a blokování lze dosáhnout potlačení vedlejšího kanálu až o 60 dB.

Pokud se k detekci použije obvod typu A220D či obdobný, doporučujeme snížit zesílení A244D regulačním obvodem, který je též naznačen na obr.18 vlevo dole.

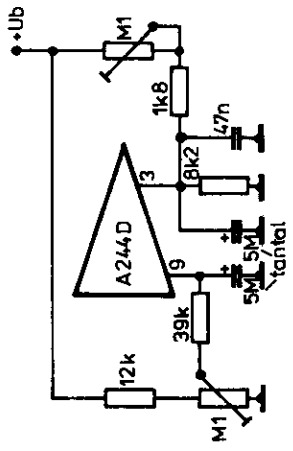
Příklad mf zesilovače s obvodem A283D je na obr.19. Mf signál 10,7 MHz se přivádí na vstupní předzesilovač v diferenciálním zapojení. Krystalový oscilátor je v Pierceově zapojení /na vývodu 5 je kolektor oscilátoru/ a vyžaduje aktivní krystal. V případě méně jakostních krystalů je lépe použít samostatný oscilátor s tranzistorem /např. KF524/. Na výstupu směšovače /vývod 4/ dostáváme mezifrekvenční signál 455 kHz. Ten vedeme přes přizpůsobený /zvlnění!/ keramický filtr na vstup mf zesilovače /vývody 1 a 2/. Zesílený a omezený mf signál je detekován koincidenčním detektorem, jehož fázovací obvod je připojen



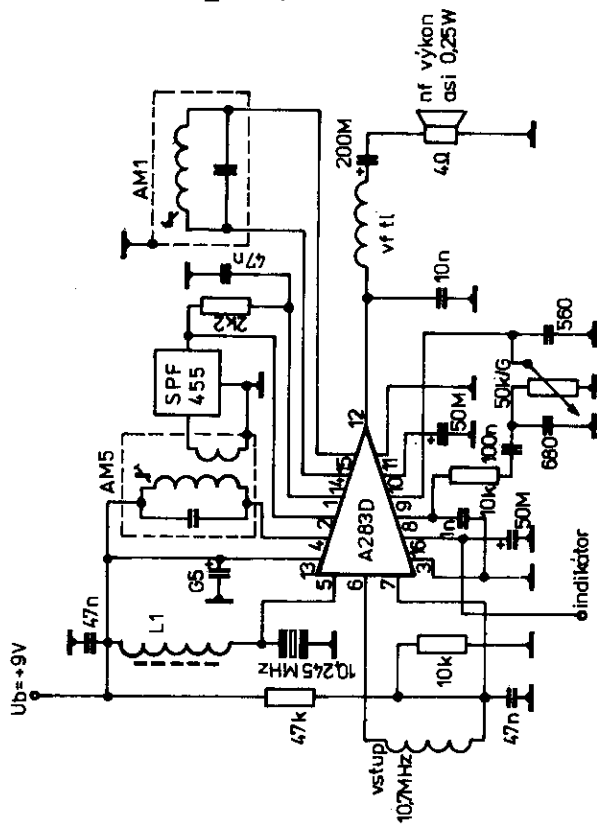
AMS: C = 1n, L = 120µH, t.j. 68z. na hrn. jádře, vazba 5z.

L4 : 235 µH, Q ≈ 100, na hrn. jádře

Lze použít hotové mf obvody 465 kHz na hrníčkových jádrech (z VXN a rozhlasových přijímačů)



Obr.18. Příklad mf zesilovače 10,7 MHz/450 kHz s integrovaným obvodem A244D



AM1: $C=1\text{ n}$, $L=120\text{ }\mu\text{H}$, $68z\text{ }\phi 0,1\text{ CuL}$
 v hrníkovém jádře, $Q=75$
 AM5: totéž jako AM1, sekundár
 má 5 záv.

Místo orig. cívek lze použít
 cívký z VXN, MF 465 kHz
 L1 : 20z. drátem $\phi 0,1\text{ CuLH}$
 na „čince“ N1.

Obr.19. Mf zesilovač 10,7 MHz/455 kHz s integrovaným obvodem A283D

na vývody 14 a 15. Nf signál z demodulátoru /vývod 8/ je přes obvod deemfáze a regulátor hlasitosti přiveden do nf zesilovače /vstup vývod 9/ a zesílen na výkonovou úroveň asi 0,25 W. Nf zesilovač je od vnitřní struktury IO oddělen a má i vlastní zemní vývod 11, ke kterému se připojují všechny nf blokové elektrolytické kondenzátory i zemní vývod reproduktoru. Mezi vývody 8 a 9 lze zařadit vnější umlčovač šumu.

Popsaný zesilovač má některé nedostatky vyplývající z vlastností použitého integrovaného obvodu. Nevychovuje především citlivostí pro plné omezení signálu FM. Na celkovém zesílení chybí zhruba 20 dB, které je nutno doplnit předzesilovačem. Tento předzesilovač ani vstupní filtr nejsou sice na obr.19 uvedeny, lze však použít některé z už uvedených zapojení.

3.4 AMATÉRSKÉ MF ZESILOVAČE S JEDINÝM MF KMITOČTEM

Koncepce jednoho směšování nachází stále uplatnění pro svou relativní jednoduchoost. V zásadě se ustálila dvě pojetí:

- mf zesilovače na "vysokém" kmitočtu 10,7 MHz
- mf zesilovače na "nízkém" /duplexním/ kmitočtu 600 kHz

Hlavními nevýhodami mf zesilovačů na kmitočtu 10,7 MHz jsou:

- a/ nutnost soustředění velkého zisku a z ní plynoucí nestabilita a zvýšený integrální šum
- b/ obtížněji dosažitelná požadovaná hodnota selektivity a malé potlačení sousedních kanálů
- c/ obvykle málo účinná detekce úzkopásmové FM
- d/ kmitočtová nestabilita středu demodulační křivky

U mf zesilovačů s "nízkým" kmitočtem 600 kHz se obdobně projevují výše uvedené body a/ i b/.

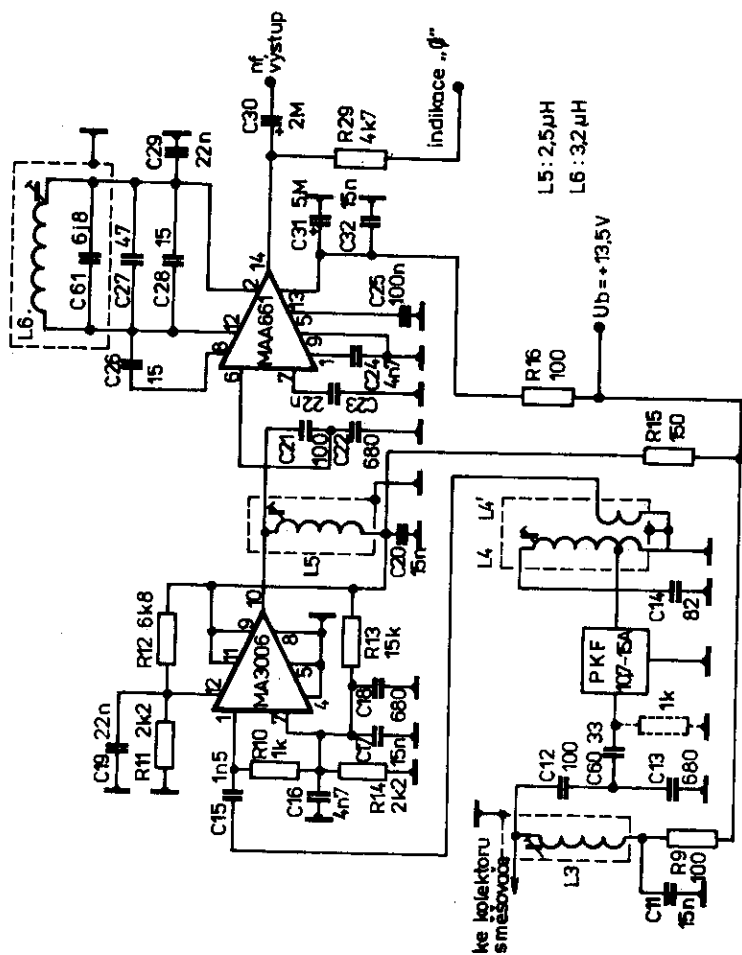
Negativní vlastnosti uvedené pod c/ a d/ se sice neprojeví, zato však celý přijímač nemá žádnou zrcadlovou selektivitu.

Mf zesilovač 10,7 MHz transceivru Boubín lze označit za typický příklad koncepce, používající jediný mf kmitočet 10,7 MHz /obr.20/.

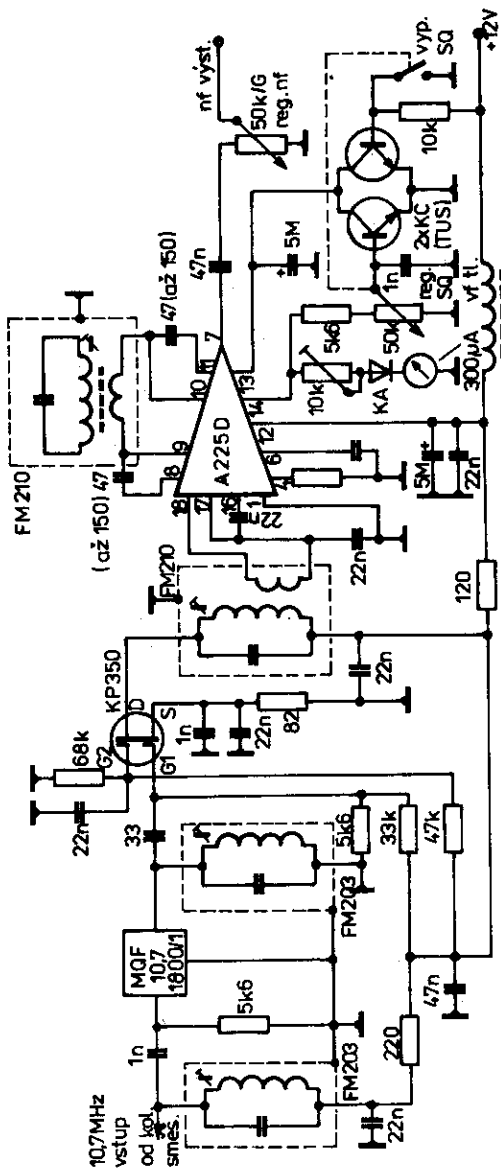
Zesilovač má na vstupu poměrně komplikovaně vázaný filtr PKF 10,7 - 15 A /srovnej doporučení výrobce/, za ním následuje integrovaný obvod MA 3006 v kaskádním zapojení se ziskem asi 30 dB. Omezující zesilovač s MAA661 má zisk kolem 60 dB, celkový zisk mf zesilovače před detekcí je tedy zhruba 90 dB. Větší zisk u koncepce s mf kmitočtem 10,7 MHz nelze realizovat.

Mf zesilovač 10,7 MHz s IO A225D je uveden jako příklad aplikace zmíněného integrovaného obvodu, zapojení bylo převzato z [3]. Ani v tomto případě nelze soustředit větší zisk než 90 dB, taktéž detekce, přes uvedenou transformaci ve fázovacím obvodu, zůstává málo účinná. Na vstupu použitý filtr je obdobný našemu 2 MLF 10,7 - 15. K umlčování šumu se používá vnitřního obvodu "šumové brány" s doplňujícím obvodem pro jemnou regulaci /obr.21/.

Mf zesilovač transceivru "Šmudla" /OKIAAK/ je konstrukce, využívající rozdílový mf kmitočet 600 kHz. Tyto konstrukce znamenaly nesporný přínos pro oživení a rozvoj provozu přes převaděče. Svůj význam si zachovávají i nadále, pokud požadavky na selektivitu nejsou dominantní. Do popředí vystupuje především potřeba malého odběru z baterií, nízké hmotnosti a malých rozměrů.



Obr.20. Meziřekvenční zesilovač 10,7 MHz transceivru Bouřín

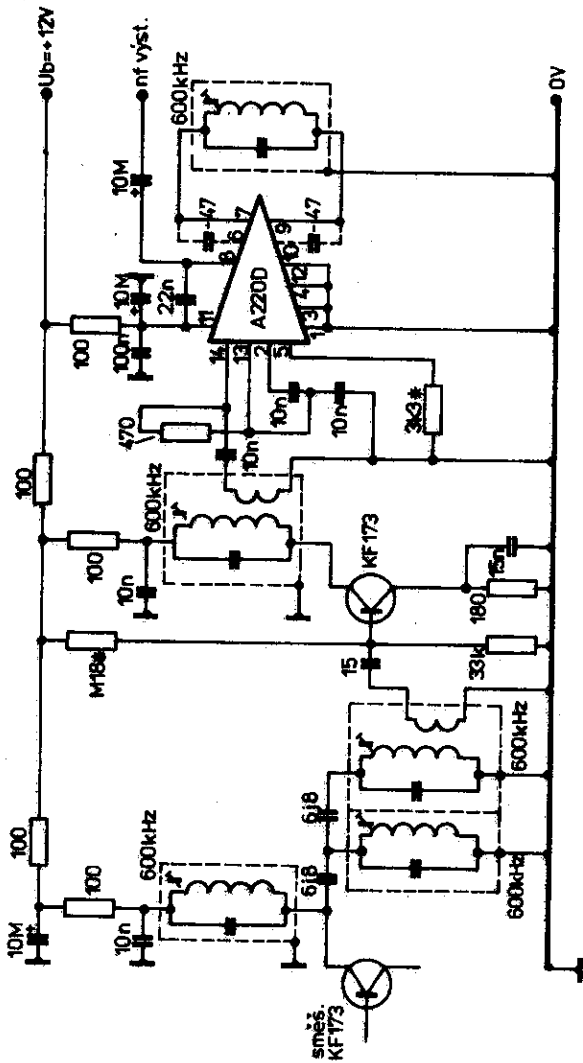


FM203 : C=100, L= 2,2µH, t.j. 10z.drátem φ0,15mm CuU na tělisku φ5 mm, Q=60

FM210 : C= 56, Lp= 3,9µH, t.j.13z.drátem φ0,15mm CuU na tělisku φ5mm, Q= 35

Ls = 4 záv. na st. konci Lp těsně

Obr.21. Mf zesilovač 10,7 MHz s integrovaným obvodem A225D



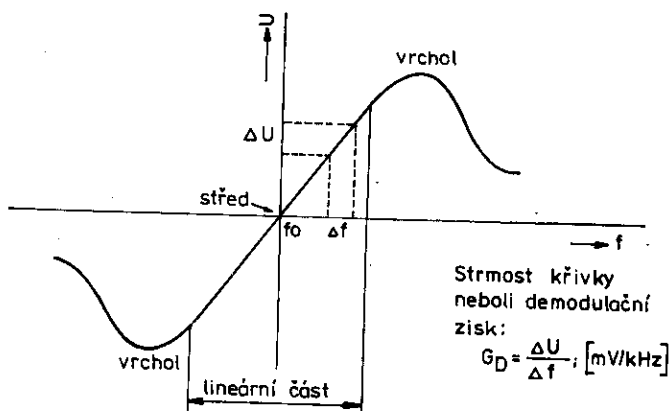
Všechny obvody (res=600kHz) jsou hříčkové mf transformátory 465kHz, přetvářené na 600kHz změnou paralelní kapacity.

Obr.22. Mf zesilovač 600 kHz transceiveru "Šmudla" (OKIAAK)

Zapojení mř zesilovače transceivru "Šmudla" je na obr.22. Jak jsme již uvedli, přijímač s mř kmitočtem 600 kHz nemá vlastně žádnou zrcadlovou selektivitu. Mezikanálová selektivita je u tohoto mř zesilovače zajišťována tříobvodovou pásmovou propustí na vstupu zesilovače. Celé zapojení je standardní, bez přehnaných nároků a tudíž bez problémů při realizaci. Rezistorem na vývodu 5 integrovaného obvodu se nastavuje základní úroveň mř signálu pro navazující umlčovač šumu a mř zesilovač. Mř kmitočet 600 kHz používala i řada dalších konstrukcí.

4.1 ZÁKLADNÍ PARAMETRY DEMODULÁTORŮ

Demodulátor FM signálu má za úkol převést změny kmitočtu na odpovídající změny napětí. Existuje řada různých zapojení, všechny však mají za úkol vytvořit detekční křivku požadovaných vlastností, tzv. demodulační charakteristiku. Ta je pro svůj tvar též někdy nazývána křivkou "S" /obr.23/.



Obr.23. Demodulační charakteristika (křivka "S")

U demodulační charakteristiky hodnotíme:

a/ Linearitu, tj. schopnost převést změny kmitočtu na odpovídající změny výstupního napětí s co nejvyšší přesností.

b/ Šířku lineární části - musí odpovídat šířce zpracovávaného kanálu.

c/ Kmitočtovou stabilitu středu demodulační charakteristiky.

d/ Strmost demodulační charakteristiky, tj. závislost změny výstupního napětí na změně vstupního kmitočtu. Udává se v mV/kHz a bývá často označována jako demodulační zisk G_D . Na demodulačním zisku závisí účinnost detektoru.

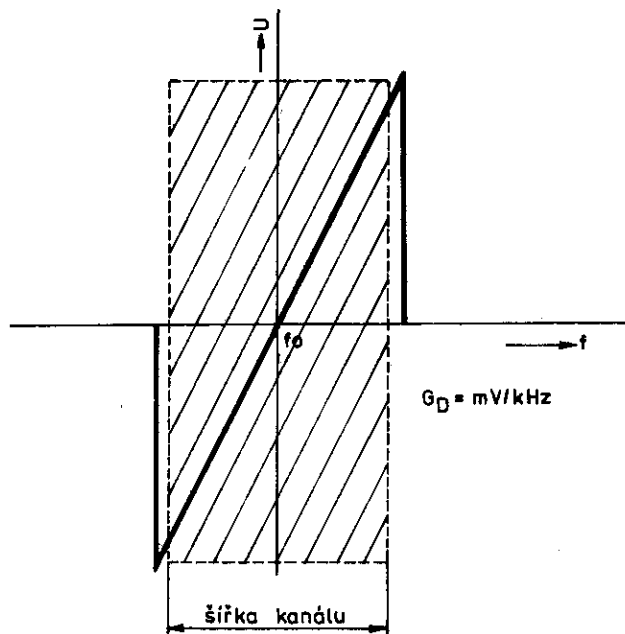
Požadavky na demodulační charakteristiku se liší podle požadovaného účelu. V případě přijímačů pro rozhlas VKV /zvláště pak pro stereo signál/ je nutné, aby její linearita i šířka byla co největší /šířka lineární části větší než 500 kHz/. Při této šířce je i při vysokém mf kmitočtu 10,7 MHz požadavek stability snadno splnitelný. Strmost je zvolena jako kompromis mezi účinnou detekcí a linearitou.

V případě úzkopásmové FM se klade hlavní důraz na maximální sdělovací účinnost. Požadavek vysoké věrnosti, přenosu modulace ustupuje do pozadí, připouští se určitá nelinearita demodulační charakteristiky /zkreslení až 10 %/. Největší důraz je kladen na účinnou detekci. Důležitá je i dlouhodobá kmitočtová a teplotní stabilita.

Tyto požadavky jsou snadno splnitelné u nízkého mf kmitočtu /455 resp. 600 kHz/. Na vysokém mf kmitočtu 10,7 MHz není možné obvody LC dosáhnout potřebné strmosti, proto se detektory pro 10,7 MHz doplňují krystaly. Optimalizace diskriminátorů s krystaly představují sice poměrně obtížnou záležitost, jejich pozitivním rysem je však dobrá kmitočtová stabilita.

Idealizovaná demodulační charakteristika odpovídá šířce přenášeného kanálu /obr.24/. V tomto kmitočtovém rozmezí má vysokou

strmost a linearitu. Na okrajích přenášeného pásma vykazuje ostrý pokles, je pro daný kanál selektivní a přispívá k celkové selektivitě. Všechny tyto vlastnosti jsou důležité pro dosažení účinné detekce s vysokým poměrem s/š.



Obr.24. Idealizovaný tvar demodulační charakteristiky

V dalším se nejdříve zaměříme na běžné způsoby detekce a to fázový diskriminátor a nověji koincidenční detektor. Dále pak věnujeme pozornost demodulaci FM pomocí fázového závěsu, u něhož lze nastavením pásma zachycení dosáhnout téměř ideálního tvaru demodulační charakteristiky.

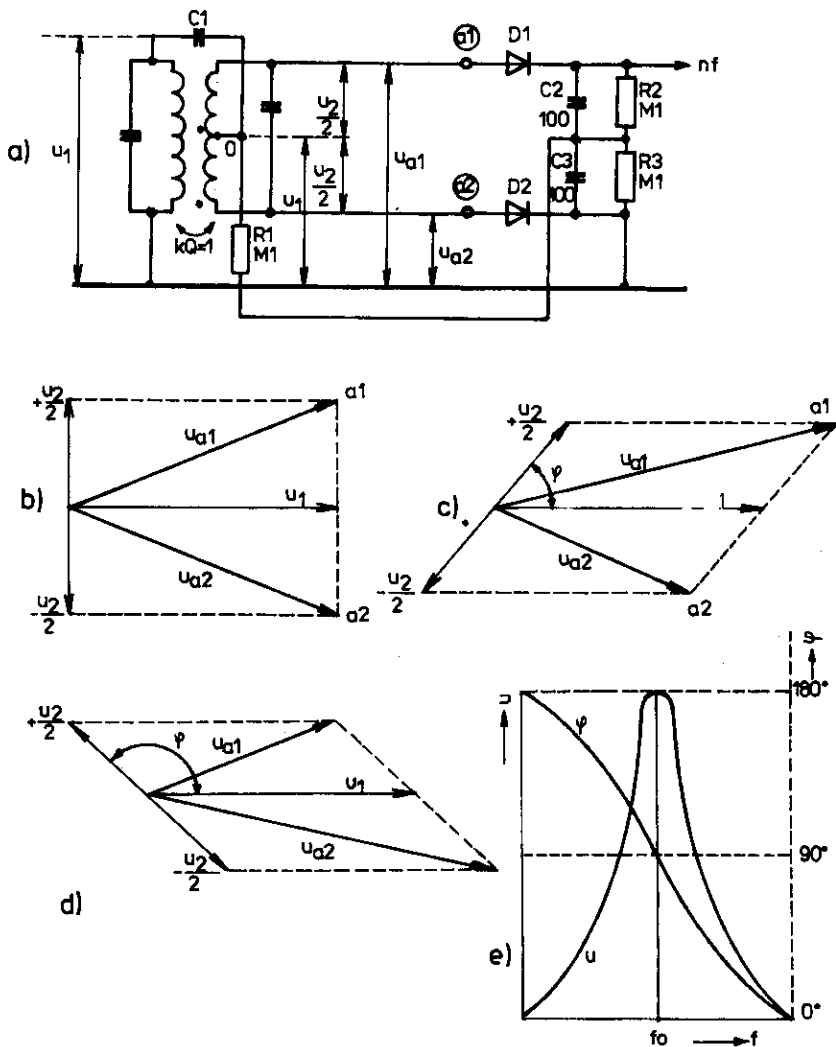
4.2 FÁZOVÝ DISKRIMINÁTOR A POMĚROVÝ DETEKTOR

Fázový diskriminátor Foster-Seeley je principiálně naznačen na obr.25. Jeho základ tvoří dva laděné obvody s kritickou induktivní vazbou $\omega L \cdot Q = 1$, jde tedy o mezifrekvenční transformátor, jehož sekundární vinutí je symetrické vůči středu O /diferenciální vinutí/. Do bodu O se přes kondenzátor C_1 též přivádí přímo napětí z primáru mf transformátoru.

Činnost zapojení si nejlépe osvětlíme pomocí vektorových diagramů. Pro stav, kdy přijímaný kmitočet je roven střednímu kmitočtu mezifrekvence, platí poměry na obr.25b/. K napětí u_1 ve středu O se vektorově přičítají poloviční napětí $\frac{u_2}{2}$ indukovaná na obou koncích sekundárního vinutí, která jsou posunutá proti napětí u_1 o fázový úhel $\pm 90^\circ$. Výsledné vektory \bar{u}_{a1} a \bar{u}_{a2} mají stejnou amplitudu s opačnou polaritou. Jejich usměrněním vznikne tedy nulové součtové napětí.

Zvýšením /resp. snížením/ kmitočtu dojde na koncích sekundárního vinutí ke změně fáze obou vektorů $\frac{u_2}{2}$ vůči vektoru u_1 . Důsledkem je tedy i změna výsledných vektorů u_{a1} , u_{a2} na svorkách a_1 a a_2 . Součet jejich amplitud na diodách $|u_{a1}| + |u_{a2}|$ má za následek kladné /záporné/ součtové napětí, jehož velikost je úměrná rozdílu fáze, viz obr.25c/, d/. Závislost fázového úhlu ψ na kmitočtu u laděného obvodu ukazuje fázová charakteristika na obr.25e/, u níž je zřejmé, že za lineární můžeme považovat pouze její střední část okolo kmitočtu f_0 . Tomu odpovídá i výsledná demodulační charakteristika fázového diskriminátoru.

Abý mohlo dojít ke sčítání amplitud vektorů u_{a1} a u_{a2} , jsou okruhy diod stejnosměrně uzavřeny přes odpor R_1 .



Obr.25. Princip fázového diskriminátoru

a/ zapojení fázového diskriminátoru

b/ vektorový diagram, $f = f_0$, $\psi = 90^\circ$

c/ vektorový diagram, $f > f_0$, $\psi < 90^\circ$

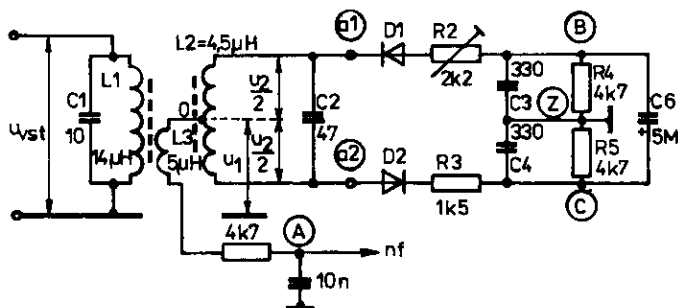
d/ vektorový diagram, $f < f_0$, $\psi > 90^\circ$

e/ fázové charakteristika paralelního laděného obvodu

Při příjmu kmitočtově modulovaného signálu sleduje tedy výstupní napětí fázové odchylky a takto vzniklé nf napětí bude odpovídat modulaci. U fázového diskriminátoru /při symetrickém provedení sekundárního vinutí/ střednímu kmitočtu demodulační charakteristiky odpovídá vždy nulové výstupní napětí. Kolem tohoto kmitočtu je křivka symetrická.

Významnou vlastností fázového diskriminátoru je dobrá účinnost. Je výhodný právě při detekci v oblasti 450 kHz, kde lze při aplikaci hrníčkových jader dosáhnout vysokých hodnot demodulačního zisku G_D . Další pozitivní vlastností fázového diskriminátoru je jeho dlouhodobá kmitočtová stabilita.

Pro správnou funkci fázového diskriminátoru je nezbytné dokonalé amplitudové omezení mf signálu před detekcí /změnu amplitudy doprovází změna fáze, viz obr.25e/. Důsledkem průniku AM a jakýchkoli amplitudových změn je zkreslení detekovaného signálu.



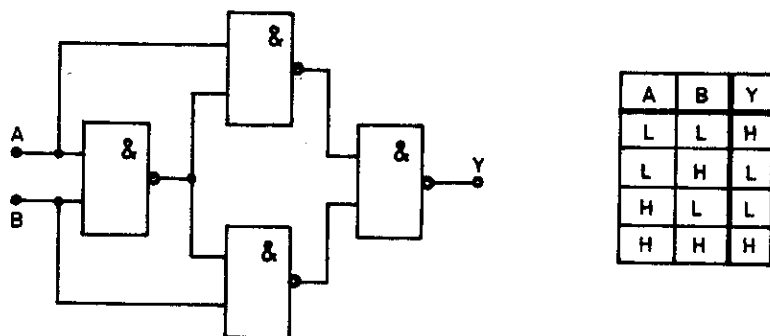
Obr.26. Princip poměrového detektoru

Poměrový detektor /obr.26/ byl odvozen ze zapojení fázového diskriminátoru. Je méně citlivý na amplitudové změny, ale má oproti fázovému diskriminátoru menší demodulační zisk. V tech-

nice úzkopásmové FM nebyl nikdy příliš rozšířen, hlavně se využívá v zařízeních spotřební elektroniky.

4.3 KOINCIDENČNÍ DETEKTOR

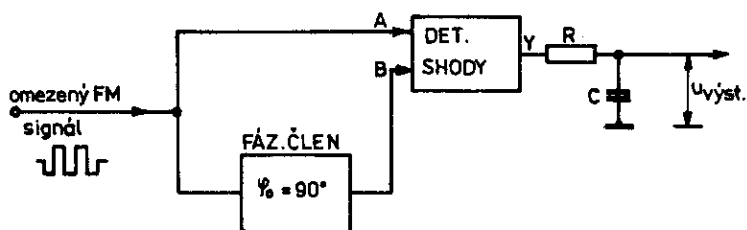
Koincidence znamená shodu. Logické funkci "shoda" odpovídá obvod EXKLUSIVE-OR na obr.27. Na výstupu Y je úroveň H tehdy,



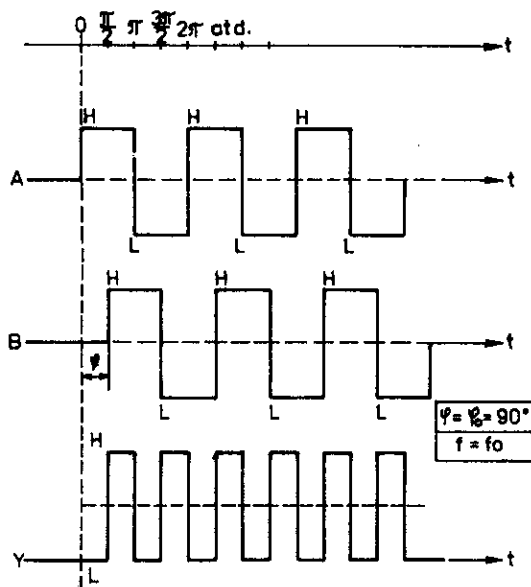
Obr.27. Logická funkce EXCLUSIVE - OR (shoda)

je-li na obou vstupech A, B shodná logická úroveň, tedy buď H nebo L. V ostatních případech je na výstupu Y úroveň L.

Detektoru shody lze využít k demodulaci kmitočtově nebo fázově modulovaných signálů podle principiálního zapojení na obr. 28. Do vstupu A se přivádí omezený /obdélníkový/ signál přímo, do vstupu B přes fázovací člen. Fázovací člen zajišťuje, že na vstup B je přiváděn zpracovávaný signál zpožděný o čtvrt periody $\frac{T}{2}$, tedy s fázovým posunem 90° . Fázovací člen je nastaven tak, aby v okamžiku, kdy se přijímaný signál rovná střednímu kmitočtu $f = f_0$, vykazoval fázový posun přesně zmíněných 90° .

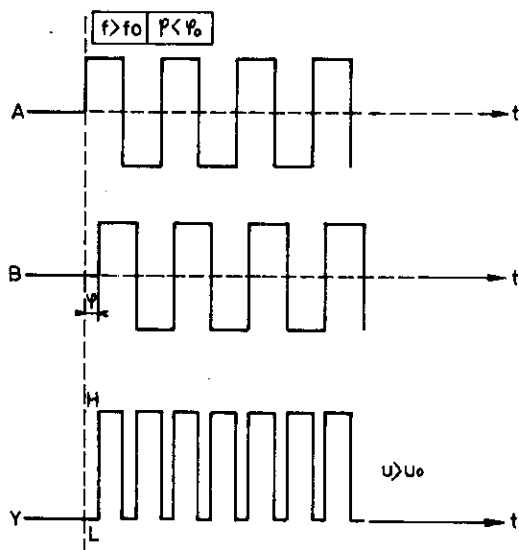


Obr.28. Princip koincidenčního detektoru



Obr.29. Časový diagram koincidenčního detektoru pro $f = f_0$

Fázovací člen je nastaven tak, aby v okamžiku, kdy se přijímaný signál rovná střednímu kmitočtu $f = f_0$, vykazoval fázový posun přesně zmíněných 90° . Tento stav zachycuje obr.29. Na výstupu Y se objeví impulsy s dvojnásobným kmitočtem a impulsním poměrem 1 : 1. Následnou integrací tohoto průběhu členem RC získáme na výstupním kondenzátoru napětí u_0 , které odpovídá střednímu kmitočtu f_0 . Toto napětí je polovinou amplitudy vstupních impulsů.



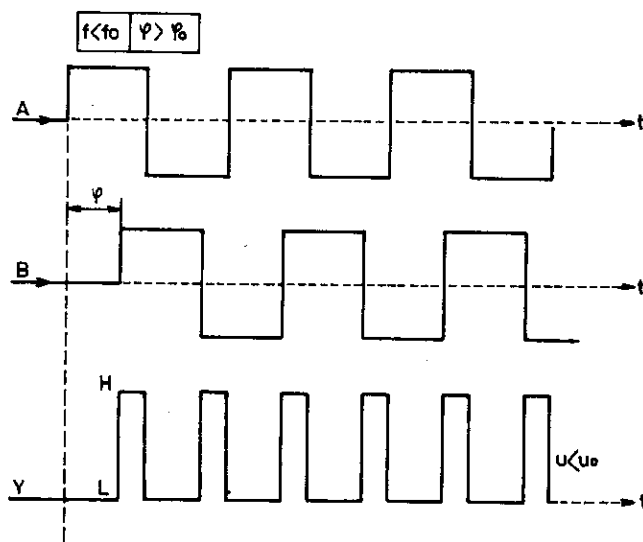
Obr.30. Časový diagram koincidenčního detektoru pro $f > f_0$.

Zvýšením kmitočtu $f > f_0$ se fázový posun mezi signály na vstupech A a B zmenší $\varphi < 90^\circ$ viz obr.30. Zvětší se impulsní poměr H : L a kladné impulsy H, širší než impulsy L, nabíjejí integrační kondenzátor na napětí $u > u_0$.

Snížením kmitočtu $f < f_0$ se fázový posun obou signálů zvětšuje, výstupní impulsy H jsou užší než L /sníží se impulsní

poměr/ a nabíjejí tedy integrační kondenzátor na nižší napětí $u < u_0$ /obr.31/.

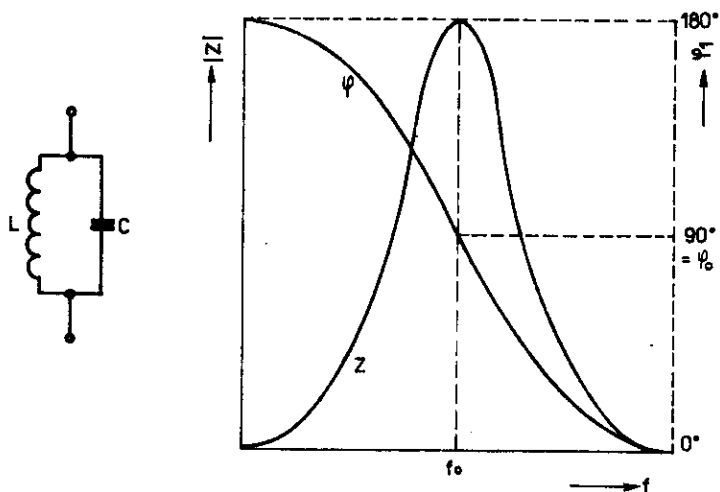
Fázový posun 90° získáváme na fázovacím členu. Může to být např. paralelní laděný obvod, jehož fázová charakteristika je



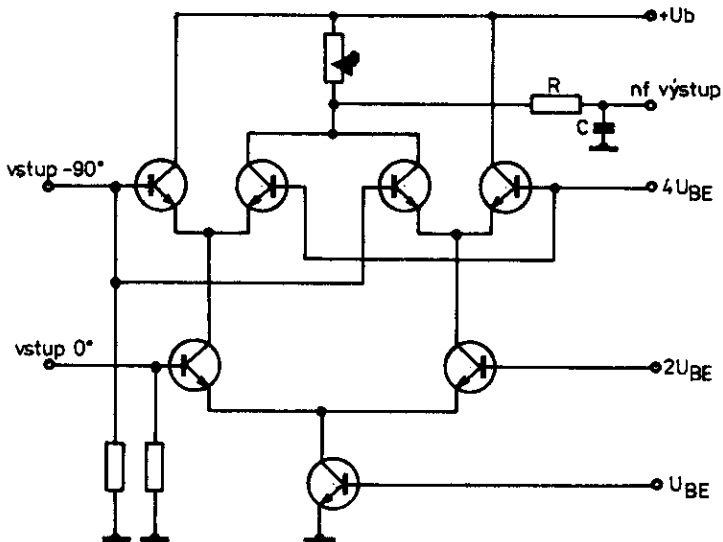
Obr.31. Časový diagram koincidenčního detektoru pro $f < f_0$

uvedena na obr.32. Celé zapojení tedy nejprve pomocí fázovacího členu převádí kmitočtovou modulaci na modulaci fázovou, která se následně v detektoru shody převádí na modulaci šířkou impulsů.

I když je popsán způsob detekce pomocí logických obvodů teoreticky možný, v mezifrekvenčních obvodech pro FM se nepoužívá a je nahrazen obvodem tzv. "analogové násobičky", jejíž základní zapojení je na obr.33. Při detekci fázově posunutého signálu je její funkce shodná s již popsaným zapojením na obr.



Obr.32. Průběh fázového posunu na paralelním laděném obvodu LC



Obr.33. Analogová násobička

28. Na výstupu se objeví impuls jen tehdy, je-li na vstupech 0° a 90° napětí shodné polarity. Integrovní člen RC na výstupu je zároveň obvodem deefáze.

Zapojení analogové násobičky je výhodné též z toho důvodu, že se dá snadno využít jako synchronní demodulátor /dvojitě vyvážený směšovač/ i při příjmu lineárně zpracovávaných signálů AM.

Při detekci kmitočtové modulovaných signálů má pro funkci koincidenčního detektoru dominantní význam fázovací člen, je-hož fázová charakteristika již byla uvedena na obr.32. Výstupní napětí detektoru závisí na impedanci mezi vstupy 0° a 90° , v podstatě tedy na jakosti Q obvodu. Vysokému Q bude odpovídat velká změna fáze v závislosti na kmitočtu i větší detekované napětí. S jakostí Q úzce souvisí zkreslení výsledného signálu, protože fázová charakteristika je na obou koncích nelineární. S rostoucím Q fázovacího obvodu roste tedy nejen výstupní detekované napětí, ale i nelinearita. Proto je při příjmu signálů FM s velkým zdvihem /rozhlas VKV/ obvyklé šíři pásma a šíři fázové charakteristiky fázovacího obvodu uměle snižovat zatlu-mením paralelním odporem.

Potlačení AM je maximální pouze ve středu fázové charakteristiky při kmitočtu f_0 . Na obě strany od středního kmitočtu se potlačení AM zmenšuje. I v tom je koincidenční detektor obdobný fázovému diskriminátoru. Stejně jako u fázového diskriminátoru potřebujeme i pro funkci koincidenčního detektoru dokonalé omezení signálu. Proto je vždy v π integrovaných obvodech před detektor předřazen několikastupňový omezovací zesilovač.

Při úzkopásmové FM je žádoucí dosažení co nejvyššího Q fázovacího členu i za cenu určité nelinearity. Hlavní důraz se klade na vysoký demodulační zisk G_D . Na některá možná řešení poukážeme při popisu praktických zapojení detektorů.

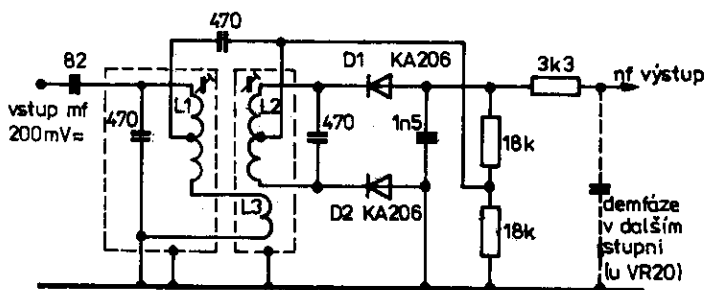
V dalším se zaměříme na základní zapojení detektorů, snadno realizovatelná v amatérské praxi. U všech příkladů budou též uvedeny naměřené průběhy demodulačních charakteristik skutečných vzorků.

4.4 DETEKTORY "NÍZKÉHO" MF KMITOČTU 465 KHz

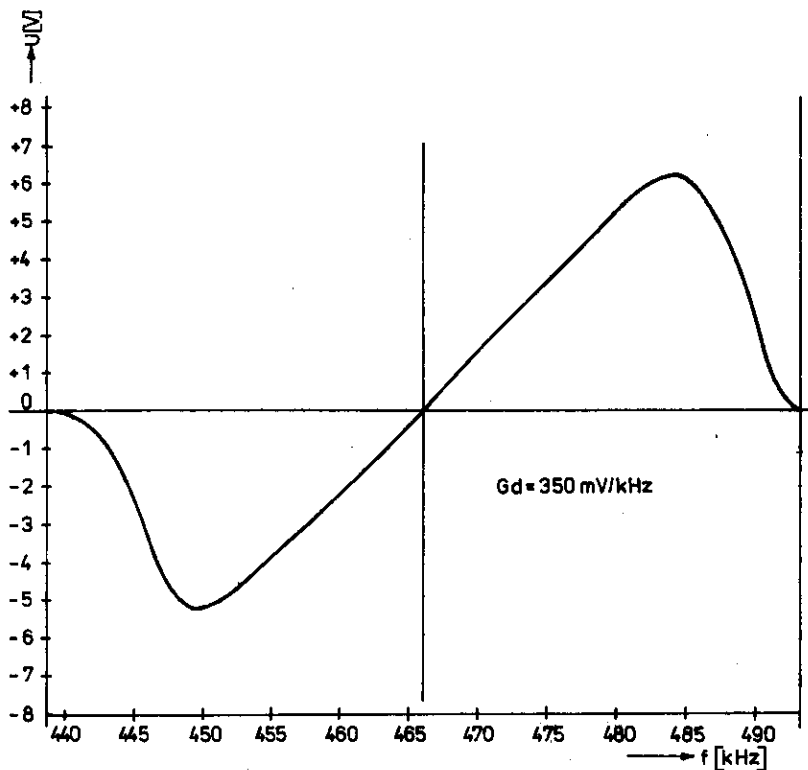
V předchozích kapitolách jsme uvedli důvody, pro které při konstrukci přijímačů pro úzkopásmovou FM dáváme přednost dvojímu směšování, konverzi kmitočtu 10,7 MHz na "nízký" mf kmitočet 465 kHz. Proto nejdříve probereme příklady detektorů tohoto kmitočtu.

Fázový diskriminátor Tesla: je typickým představitelem klasického demodulátoru úzkopásmové FM. S minimálními změnami byl používán ve všech radiostanicích řady VX a převzat i do radiostanice VR20. Zapojení tohoto osvědčeného demodulátoru najdete na obr.34a/. Obě indukčnosti L_1 a L_2 jsou provedeny v hrníčkových jádrech se stínícím krytem, která jsou jednotná pro všechny obvody 465 kHz v radiostanicích. Z toho důvodu je nutné vzájemnou vazbu primárního a sekundárního obvodu realizovat pomocí vazebním vinutím L_3 . Funkce zcela odpovídá dříve uvedenému na obr.25. Dlouhodobá stabilita nastavení je dobrá. Demodulační charakteristika na obr.34b/ byla sejmuta z obvodu, kte-

Obr.34. Fázový diskriminátor Tesla VR20



a/ skutečné zapojení



b/ změřená demodulační charakteristika

rý byl 3 roky v nepřetržitém provozu. Měření starších diskriminátorů z řady VX dává výsledky prakticky shodné.

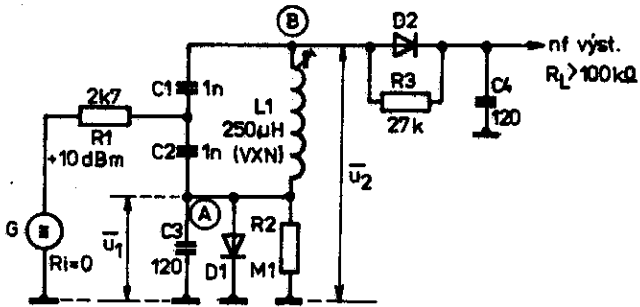
Nesymetrický fázový detektor: Zapojení tzv. "nesymetrického" fázového detektoru uvedl v naší radionaméterské literatuře poprvé OK1VCW v [4]. Obecně tento detektor vyžaduje dodržení vysoké vstupní a zejména zatěžovací impedance. Optimalizované zapojení pro $m\bar{f}$ kmitočet 455 kHz na obr.35a/ je přizpůsobeno výstupní impedancí IO A244D /asi 2,5 k Ω /, takže detekované napětí je poněkud nižší. V každém případě navazující nízkofrekvenční zesilovač /včetně regulátoru hlasitosti/ musí mít vysoký vstupní odpor. Jako u všech fázových detektorů se využívá součtu vektorů napětí \bar{u}_1 a \bar{u}_2 . Fázový posun v bodech A a B má však rozdílný průběh, takže výsledná demodulační charakteristika obr.35b/ je do jisté míry nesymetrická.

Pro detektor jsou nejvhodnější $m\bar{f}$ transformátory 465 kHz na hrníčkových jádrech /s VXN/, jejichž činitel jakosti Q je asi 120. Stejně vyhoví i $m\bar{f}$ transformátory z rozhlasových přijímačů. Kondenzátor C_4 je určujícím prvkem deefáze.

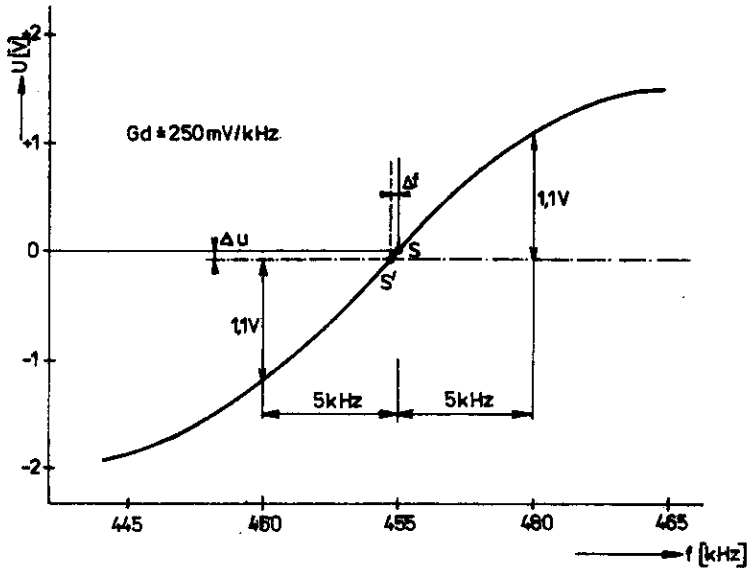
Pro kmitočet 10,7 MHz se detektor nehodí, protože relativní Q obvodu s kmitočtem klesá a tím klesá i účinnost detektoru.

Koncidenční detektor 465 kHz s A223D: Běžně dostupný integrovaný obvod A223D umožňuje realizaci jednoduchého a kvalitního detektoru, jehož zapojení je uvedeno na obr.36a/. Hlavními výhodami A223D jsou vysoká stabilita, daná dokonalým vnitřním referenčním zdrojem a relativně velké výstupní napětí demodulovaného $m\bar{f}$ signálu. V technice úzkopásmové FM je vhodnější než složitější A225D. Jako fázovací člen byl použit $m\bar{f}$ obvod 465 kHz s VXN bez úprav. Demodulační charakteristiku detektoru,

Obr.35. "Nesymetrický" fázový detektor

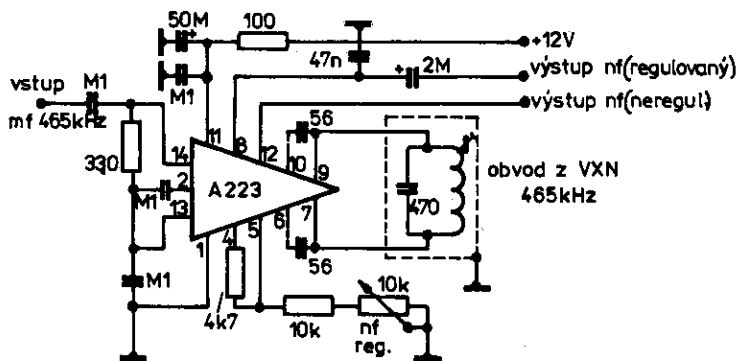


a/ zapojení

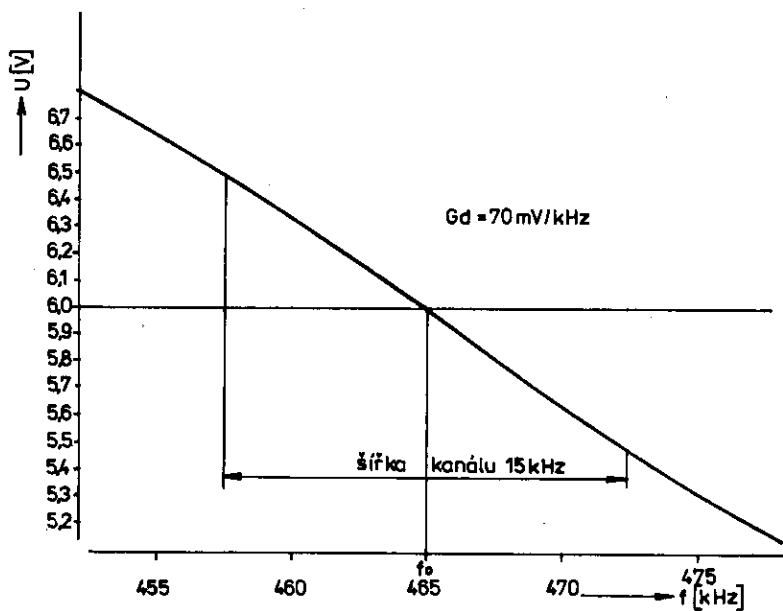


b/ demodulační charakteristika

Obr.36. Koincidenční detektor mf kmitočtu 465 kHz
s integrovaným obvodem A223D)



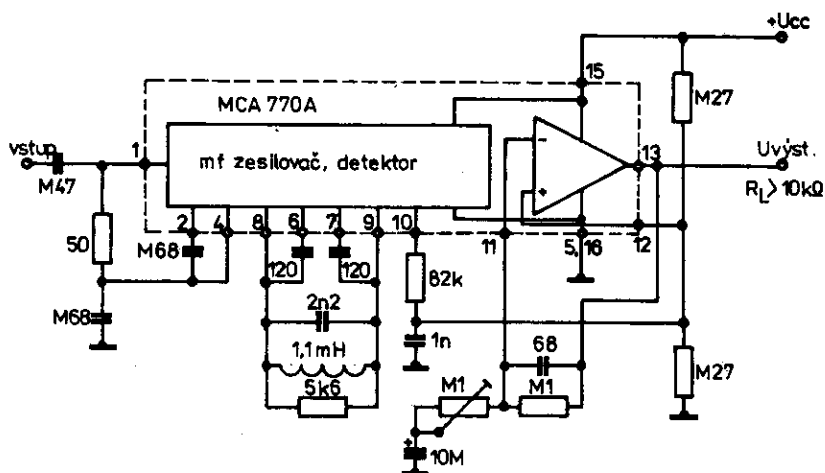
a/ zapojení



b/ demodulační charakteristika

enímanou na neregulovaném výstupu 12, uvádí obr.36b/. V kmitočtovém rozsahu kanálu je křivka dokonale lineární. Pro zvýšení její strmosti jsou často v literatuře doporučovány přídavné kondenzátory /56 pF, v obr. vyčárkováno/. Měřením bylo ověřeno, že neznamenají podstatný přínos.

Koincidenční detektor s IO MCA770A: Tesla vyrábí speciální obvod MCA770A, určený pro úzkopásmovou FM a mezifrekvenční kmitočty v rozsahu 100 až 500 kHz. Doporučené zapojení demodulátoru s tímto obvodem je na obr.37. Uvedené hodnoty součástek platí

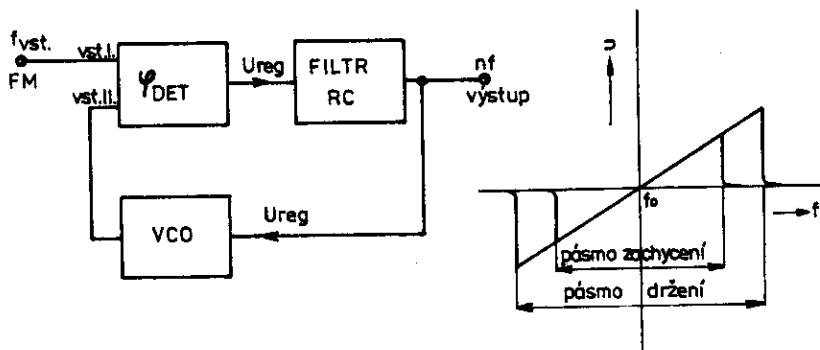


Obr.37. Detektor s integrovaným obvodem Tesla MCA 770 A

pro mf kmitočet 100 kHz. Výhodou obvodu je zanedbatelná spotřeba asi 0,5 mA. Pro zkoušky nebyl obvod ještě k dispozici, takže neuvádíme výsledky měření. Lze předpokládat, že nebudou příliš odlišné od jiných koincidenčních detektorů.

4.5 DEMODULACE SIGNÁLU FM FÁZOVÝM ZÁVĚSEM

K demodulaci signálu FM lze využít principu fázového závěsu. Skupinové schéma je na obr.38. Změny napětí U_{reg} na výstupu fázového detektoru jsou přímo úměrné změnám fáze vstupního signálu. Tato závislost je v širokém rozsahu lineární, fázový závěs je tedy převodníkem kmitočet - napětí. Při demodulaci signálu FM odpovídá střídavá složka na výstupu fázového detektoru přesně modulaci přiváděného signálu.



Obr.38. Detekce signálu FM fázovým závěsem

Časová konstanta filtru RC v obvodu regulační smyčky určuje kromě jiného též šířku tzv. pásma synchronizace. U fázového závěsu rozlišujeme ještě tzv. pásmo zachycení synchronizace, které je vždy užší než pásmo držení synchronizace. V případě demodulace FM má být šířka pásma zachycení větší než šířka zpracovávaného kanálu.

Napětím řízený oscilátor VCO může být v klasickém LC provedení, laděný varikapem. Častěji se však setkáváme s VCO ve

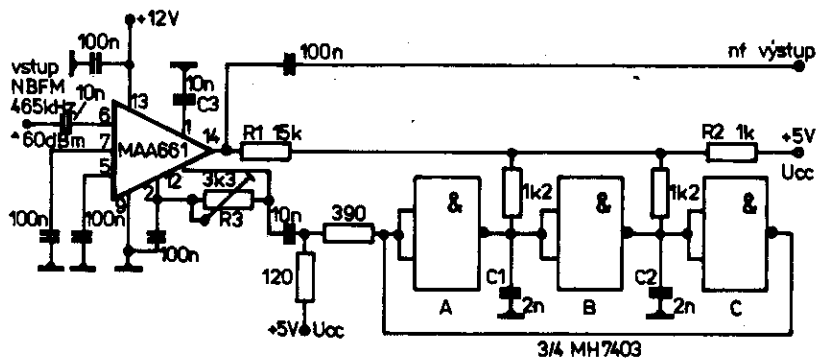
formě napětím řízeného oscilátoru RC /napětím řízeného multi-vibrátoru/. Jeho významnou vlastností je lineární závislost kmitočtu na řídicím napětí v širokém rozsahu přeladění.

Stejně jako ostatní již uvedené fázové demodulátory vyžaduje i demodulátor s fázovým závěsem dokonalé amplitudové omezení zpracovávaného signálu.

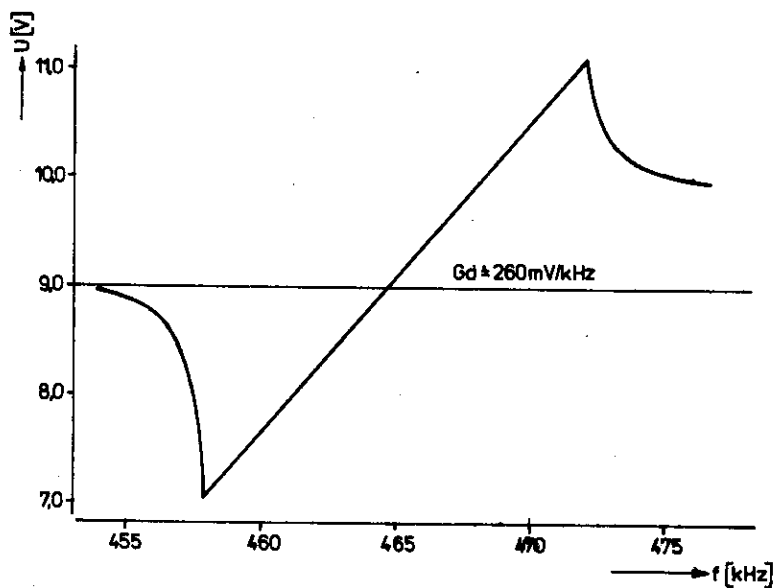
Demodulátor FM S IO MAA661 a MH7403: Demodulátor pracuje na principu fázového závěsu. Původní zapojení, uveřejněné v [5], bylo určeno pro mř kmitočet 10,7 MHz a pro detekci úzkopásmové FM není vhodné. Má však velmi dobré vlastnosti při mř kmitočtu 465 kHz, kde lze optimálně nastavit tvar a zejména šířku demodulační charakteristiky. Upravené zapojení je na obr.39a/. Napětím řízený multivibrátor tvoří tři hradla MH7403, závislost kmitočtu na řídicím napětí je lineární. Impulsní poměr se v tomto případě blíží 1 : 1, střední kmitočet multivibrátoru určují kondenzátory C_1 a C_2 , které je v praxi vhodné složit z více paralelních kusů, případně doplnit kapacitními trimry. Šířka pásma držení závisí na poměru odporů $R_1 : R_2$. S rostoucím poměrem $R_1 : R_2$ se pásmo držení synchronizace zužuje, se zmenšujícím rozšiřuje. Jako fázový komparátor je použit vnitřní koincidenční detektor MAA661. Filtr regulační smyčky tvoří vnitřní odpory integrovaného obvodu a vnější kondenzátory C_3 , kterými se též upravuje deemfáze. Výslednou demodulační charakteristiku zvidí obr.39b/. Za pozornost stojí vysoké demodulované napětí a dobrá linearita křivky v pracovní oblasti.

Nastavení demodulátoru je poměrně obtížné. Doporučujeme kmitočet napětím řízeného multivibrátoru sledovat na výstupu hradla C čítačem. Se změnou šířky synchronní oblasti se mění i

Obr.39. Detektor s integrovanými obvody MAA661 a MH7403



a/ zapojení



b/ změněná demodulační charakteristika

střední kmitočet multivibrátoru a je nutné nové doladění kondenzátory C_1 a C_2 . Pro dosažení co nejlepšího odstupu s/š je vhodné nesymetrii MAA661 vyvážit potenciometrickým trimrem R_3 /omezení fázových šumů/. I toto nastavení má vliv na střední kmitočet multivibrátoru. Vzhledem k relativně úzké oblasti synchronizace musíme i při nízkém kmitočtu 465 kHz uvážit vlivy na stabilitu a použít kvalitní kondenzátory i rezistory.

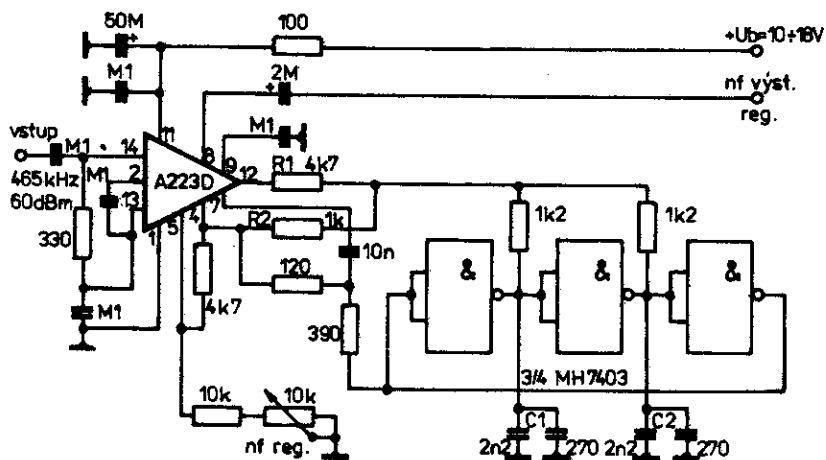
Pro funkci demodulátoru je velmi důležitá dokonalá stabilizace obou napájecích napětí 5 i 12 V.

Detektor s A223D a MH7403: Tento detektor je modifikací předchozího zapojení, od něhož se funkčně neliší. Využívá však výhodných vlastností obvodu A223D, zejména jeho vynikající stability a symetrie. Schéma zapojení uvádí obr.40a/, demodulační charakteristika na obr.40b/ má oproti MAA661 poněkud menší strmost, což je dáno vlastnostmi A223D. Proto se mění i hodnoty některých součástek. Za předpokladu kvalitních součástek je i stabilita velmi dobrá.

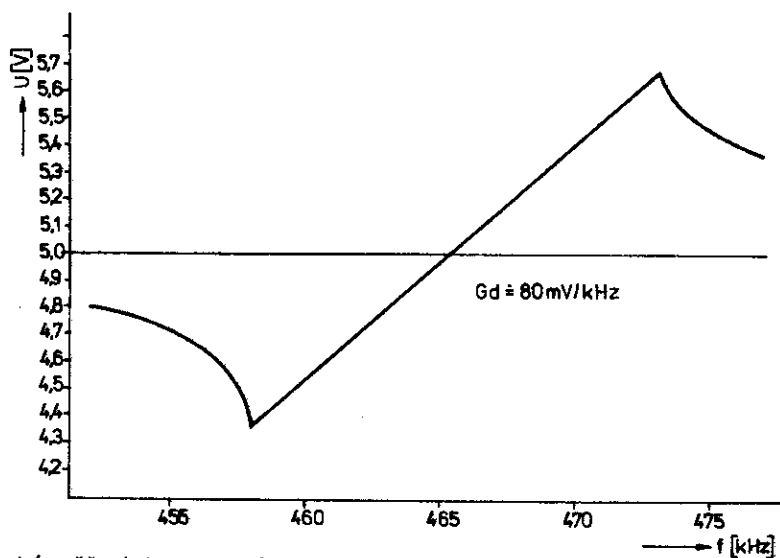
Demodulátor s integrovaným obvodem MHB4046: Tento obvod, zhotovený technologií CMOS, je mnohostranně využitelný a mimo jiné umožňuje snad nejjednodušší možnou konstrukci detektoru FM v oblasti nižších kmitočtů. Schéma zapojení uvádí obr.41a/.

Nastavení detektoru je jednoduché, jde v podstatě o naladění vnitřního, napětím řízeného multivibrátoru na střední kmitočet signálu FM - v našem případě tedy na 465 kHz. Nastavovaný kmitočet kontrolujeme čítačem na vývodu 4. Vývod 9 odpojíme od rezistoru R_3 a kondenzátoru C_2 a přivedeme na něj poloviční napájecí napětí např. z odporového děliče ze dvou rezistorů stejných hodnot. Polovičnímu napětí $\frac{U_{DD}}{2}$ odpovídá i střední kmitočet

Obr.40. Detektor s integrovanými obvody A223D a MH7403



a/ zapojení



b/ změřená demodulační charakteristika

multivibrátoru. Hodnota kondenzátoru C_1 závisí na napájecím napětí. Jemné dostavení kmitočtu se provede kapacitním trimrem 30 pF. Po nastavení kmitočtu připojíme vývod 9 zpět na R_3 a C_2 .

Podle potřeby můžeme volit buď provoz s fázově-kmitočtovým detektorem /přepnutím filtru na vývod 13/, nebo fázovým detektorem /filtr přepnut na vývod 2/.

Fázově-kmitočtový detektor se fázově zavěšuje v celé šířce přijímaného kanálu.

Fázový detektor použijeme při příjmu signálů s vyšším obsahem šumu, je však více citlivý na kmitočtovou přesnost. Při nepřesném nastavení kmitočtu dochází vlivem rozpadávání a opětného zechycování regulační smyčky ke zkreslení detekovaného signálu.

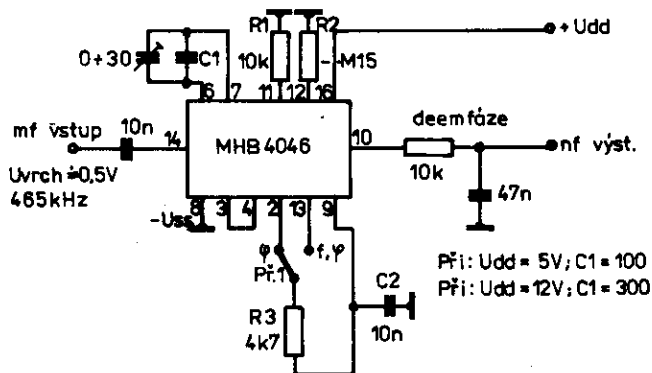
Naměřené demodulační charakteristiky detektoru uvádí obr. 41b/. Pásmo držení bylo pro kanál úzkopásmové FM stanoveno s rezervou na 25 kHz, pásmo zechycení je dáno filtrem regulační smyčky R_3 , C_2 . Zvětšováním časové konstanty filtru se pásmo zechycení zužuje. Pásmo držení /odpovídá přeladění řízeného multivibrátoru/, se nastavuje poměrem odporů $R_2 : R_1$, který bylo nutno dostavit experimentálně.

Z obr.41b/ je zřejmý vliv napájecího napětí na strmost demodulační charakteristiky.

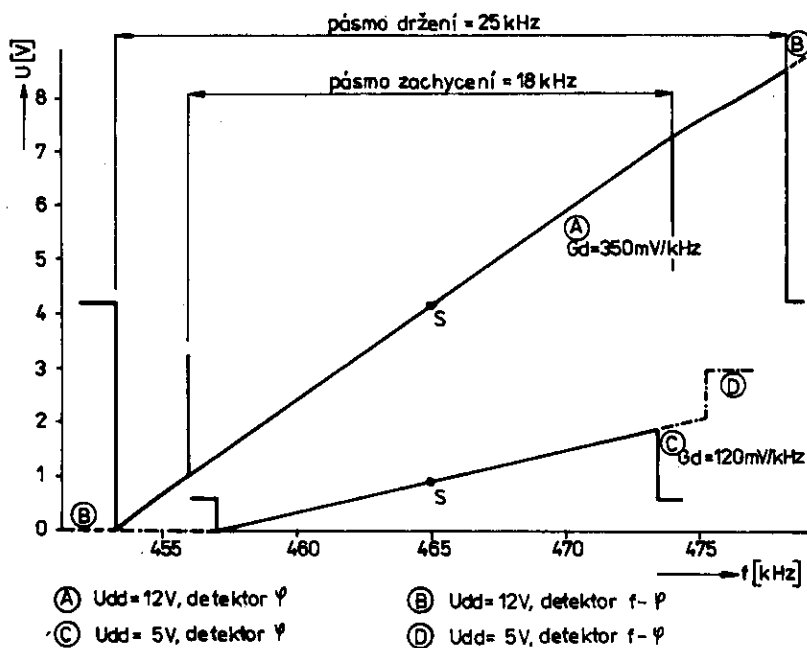
Vždy je nutné použít stabilní napájecí napětí, kvalitní, teplotně nezávislé rezistory a kondenzátory, jinak výsledek nebude odpovídat vynaložené námaze. Toto platí o všech fázových závěsech, u nichž je kmitočet určen prvky R , C .

O obvodu pro fázový závěs MHB4046 lze najít dostatek informací v [6].

Obr.41. Detektor s integrovaným obvodem MHB 4046



a/ zapojení



b/ demodulační charakteristika

4.6 POROVNÁNÍ DEMODULÁTORŮ S FÁZOVÝM ZÁVĚSEM S FÁZOVÝMI DETEKTORY

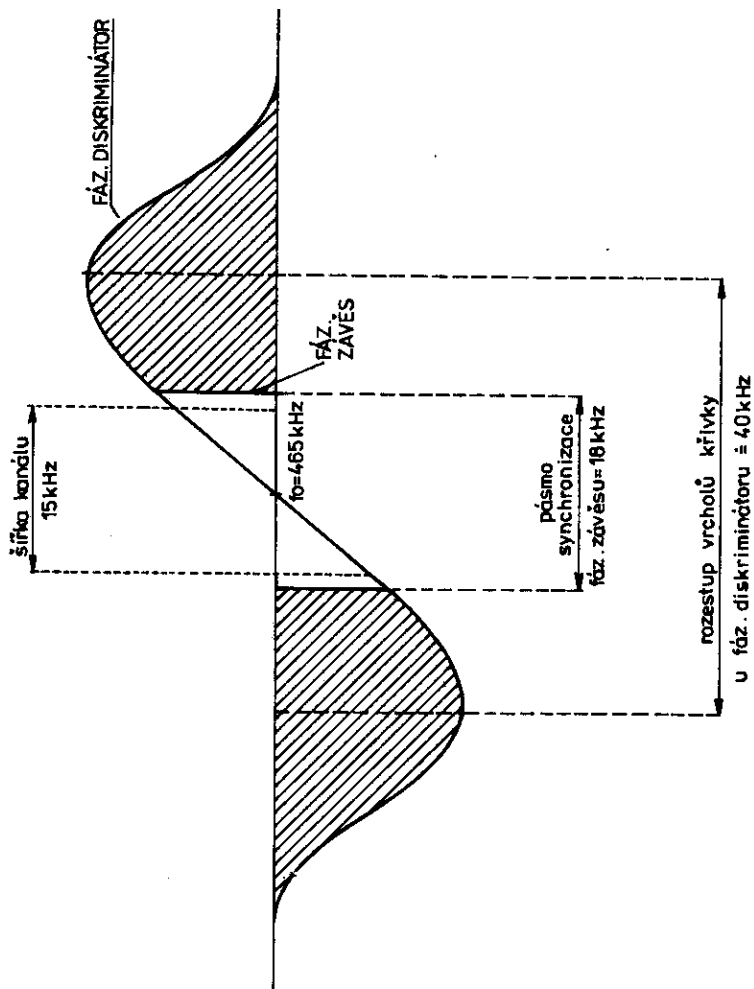
Demodulátory FM na principu fázových detektorů /mezi které můžeme počítat i koincidenční detektor/ se vyznačují relativně širokou demodulační charakteristikou vzhledem k šířce zpracovávaného kanálu. Vrcholy demodulační charakteristiky jsou zaobleny a její okrajové části se vracejí k nulové hodnotě napětí jen povlovně /obr.42/. Části charakteristiky přesahující šířku kanálu se na zpracování určitého signálu nijak nepodílejí, detekují však šum, vzniklý činností širokopásmového zesilovače, umístěného mezi filtrem soustředěné selektivity a demodulátorem.

U detektoru s fázovým závěsem můžeme upravit šířku pásma synchronizace tak, že jen nepatrně přesahuje šířku zpracovávaného kanálu. Přitom je celá demodulační charakteristika vysoce lineární a její tvar se blíží idealizované křivce na obr.24. Okrajové části demodulační charakteristiky jsou "odříznuty" a postraní šumová pásma nejsou tudíž detekována. Fázový závěs je pro daný kanál selektivní a přispívá k celkové selektivitě, zvyšují se ovšem nároky na kmitočtovou přesnost.

Proto se demodulátory s fázovým závěsem oproti běžným fázovým detektorům vyznačují zlepšeným poměrem demodulovaného nf signálu k šumu. Toto zlepšení činí zhruba 3 dB.

4.7 DEMODULÁTORY ÚZKOPÁSMOVÉ FM NA KMITOČTU 10,7 MHz

Se stoupejícím kmitočtem klesá relativní Q obvodů LC, takže na mf kmitočtu 10,7 MHz je demodulační charakteristika široká



Obr.42. Porovnání demodulačních charakteristik fázového diskriminátoru a demodulátoru s fázovým závěsem

a demodulační strmost je pouze několik mV/kHz. Zvýšení jakosti Q můžeme dosáhnout zařazením krystalu do obvodu detektoru.

Krystal s připojenými reaktančními prvky L a C představuje obdobně jako v případě VCXO impedančně značně složitý útvar. Průběh fázové charakteristiky vykazuje několik ostrých zlomů, daných existencí sériové a paralelní rezonance f_s a f_p . Výpočet složeného obvodu je obtížný a vyžaduje přesnou znalost všech prvků náhradního schématu krystalu.

Vzájemný vliv krystalu a obvodů LC se projevuje v zásadě dvěma způsoby:

a/ obvod LC působí na fázovou charakteristiku krystalu. Krystal je zde určujícím prvkem a demodulační charakteristika se vytvoří na jmenovitém kmitočtu krystalu /nebo v bezprostředním okolí tohoto kmitočtu/.

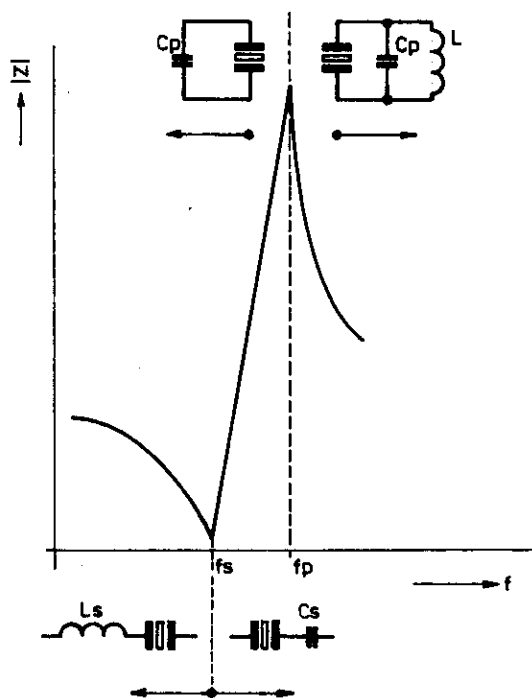
b/ dominujícím prvkem je obvod LC, jehož fázovou charakteristiku ovlivňuje krystal. Demodulační charakteristika požadovaných vlastností se vytvoří v relativně značném kmitočtovém odstupu od jmenovitého kmitočtu krystalu.

Na obr.43 si zopakujeme vliv reaktančních prvků na průběh absolutní impedance krystalu. Mezi f_s a f_p lze krystal ovlivňovat minimálně. V oblasti nad f_p působí paralelní laděný obvod, pod f_s sériová indukčnost.

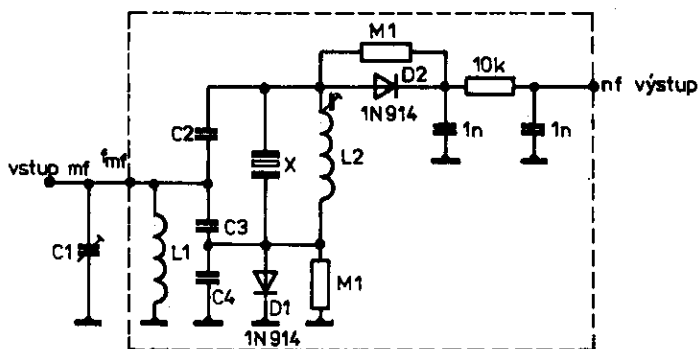
Skutečná zapojení diskriminátorů s krystaly nejsou nijak komplikovaná. Na následujících příkladech si ukážeme vliv vzájemného působení krystalu a prvků LC s poukazem na možné experimentální řešení.

Paralelní krystalový diskriminátor

Zapojení na obr.44 bylo převzato z [7], v původním pramenu



Obr.43. Průběh impedance krystalu



Obr.44. Fázový diskriminátor s krystalem

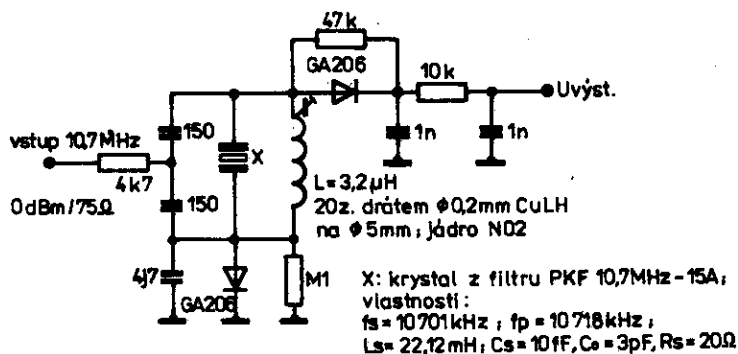
se neuváděly hodnoty součástí. Jde o modifikaci nesymetrického fázového detektoru podle obr.35a/. Obvod L_1C_1 je výstupním obvodem omezovacího zesilovače a ladí se na maximální amplitudu nf signálu. V měřícím zapojení na obr.45a/ byl tento obvod vypuštěn a nahrazen rezistorem R o hodnotě 4,7 k Ω . Pro ověřování byl zvolen krystal z filtru PKF 10,7 MHz - 15 A, a to z kmitočtové vyššího páru. Prvky náhradního zapojení tohoto krystalu jsou též uvedeny na obr.45a/.

Naladíme-li paralelní obvod LC pomocí šroubového jádra přesně na kmitočet krystalu, vznikne demodulační charakteristika znázorněná na obr.45b/. Rozdíl mezi vrcholy křivky je pouze 0,5 kHz. To odpovídá výše uvedenému bodu a/, kdy je fázová charakteristika krystalu ovlivňována obvodem LC, a to pouze v malých mezích.

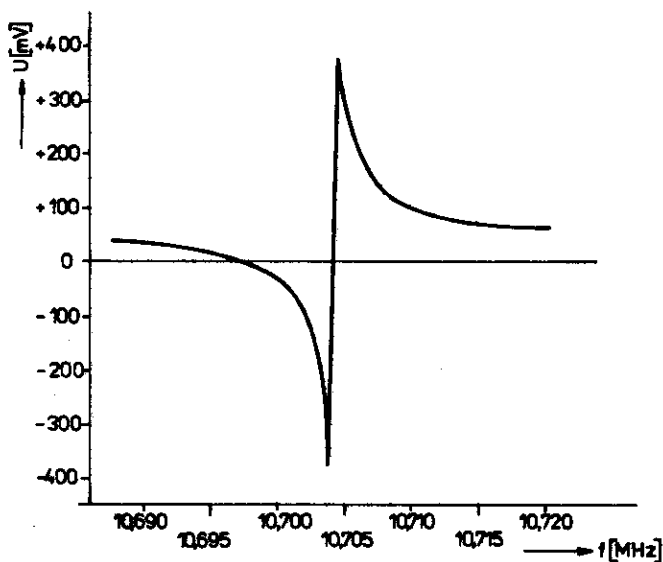
Zajímavější je však druhý případ. Ladíme-li obvod šroubovým jádrem směrem k vyšším kmitočtům /jádro vyšroubováváno/, začne se pod jmenovitým kmitočtem krystalu f_x objevovat typická demodulační křivka tvaru "S" o vhodné šířce. Přitom je původní křivka na kmitočtu krystalu včetně nežádoucích rezonancí téměř zcela potlačena. Tento průběh je znázorněn na obr.45c/ a odpovídá výše uvedenému bodu b/, kdy fázovou charakteristiku obvodu LC ovlivňuje kmitočtově blízký krystal.

Výsledky podrobného proměření takto získané křivky uvádí obr. 45d/. Střed demodulační charakteristiky f_D je 20 kHz pod kmitočtem sériové rezonance f_s krystalu. Při použití krystalů s větší statickou kapacitou C_0 /např. s RM31/ se tento kmitočtový odstup ještě zvětšuje /až na 40 kHz/. Pro praktické použití musíme střed diskriminátoru f_D posunout do absolutní polohy 10,7 MHz

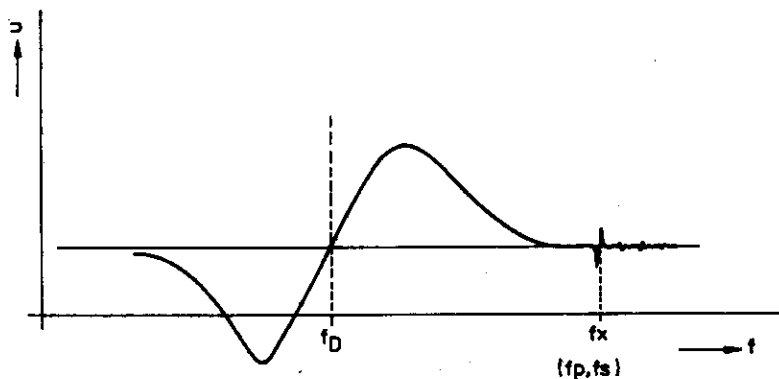
Obr.45. Fásový diskriminátor s krystalem 10,7 MHz



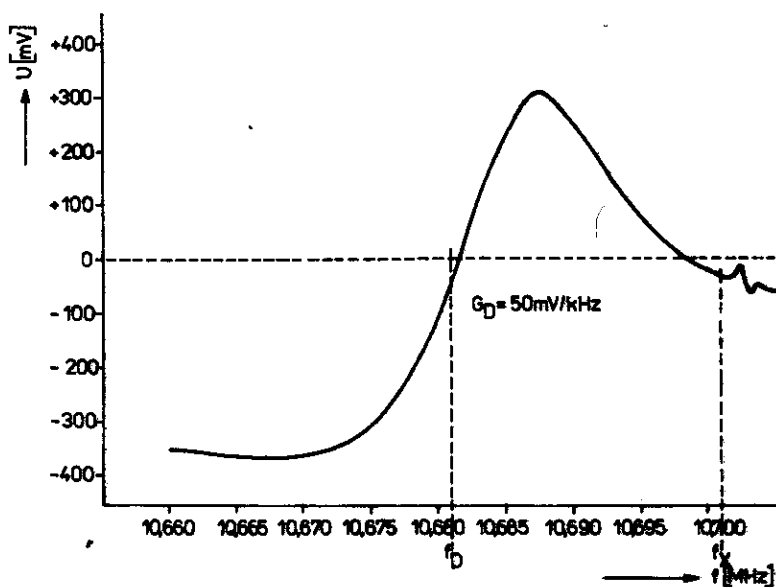
a/ měřicí zapojení



b/ změněná demodulační charakteristika na kmitočtu krystalu



c/ demodulační charakteristika pod kmitočtem krystalu
(průběh na obrazovce rozdělače)

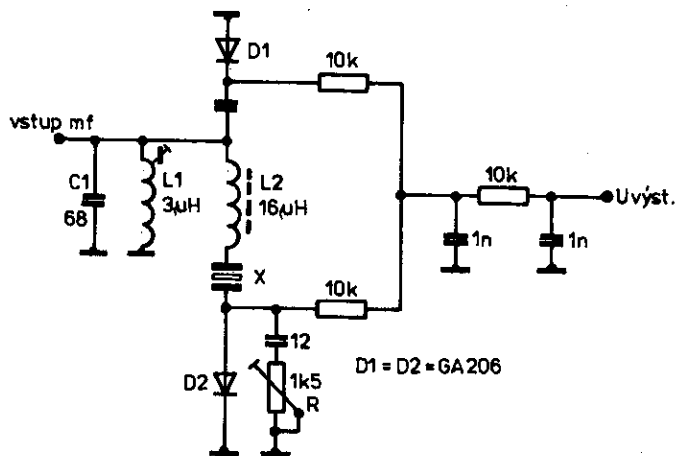


d/ skutečně změřená demodulační charakteristika pod kmitočtem krystalu

zvýšením vlastního kmitočtu krystalu některou ze známých metod.

Sériový krystalový diskriminátor

Má zapojení /převzaté z [8]/ na obr.46. Využívá ovlivňování krystalu sériovou indukčností v oblasti pod f_g /viz obr.43/.



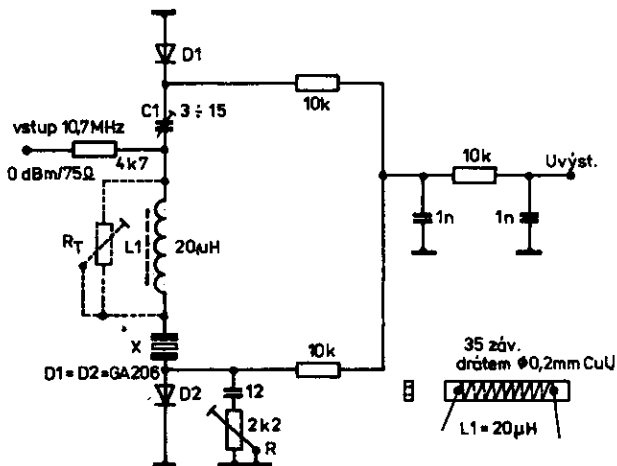
Obr.46. Diskriminátor využívající sériové rezonance krystalu

Vstupní laděný obvod $L_1 C_1$ je laděn na maximum signálu 10,7 MHz. Pro ověřování bylo zvoleno měřící zapojení na obr.47a/.

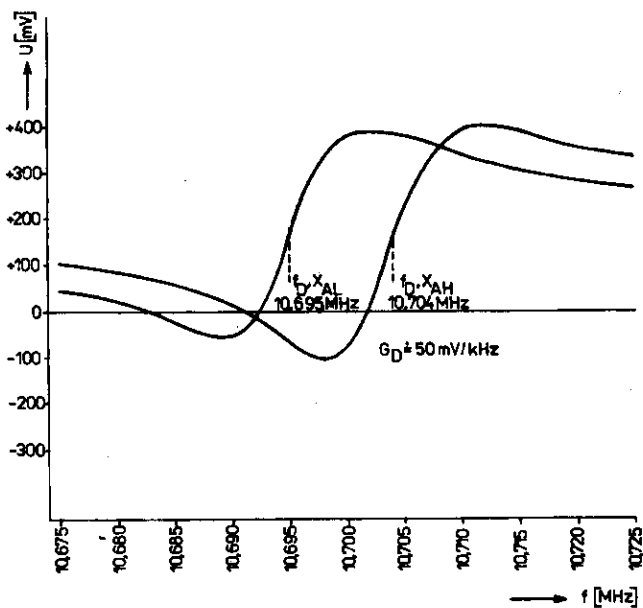
Diskriminátor pracuje s nízkými impedancemi /náhradní odpor krystalu R_g je při sériové rezonanci pouze 20Ω /. Proto je obtížná volba činitele jakosti Q sériové indukčnosti L_1 , spočívající zejména ve volbě materiálu jádra. Činitel Q nemá být příliš vysoký a můžeme jej snížit paralelním tlumícím rezistorem R_T /na obr.47 vyčárkováno/.

Jako vhodné řešení se ukázalo použití odrušovací tlumivky z "PIKO" vláček, jak je naznačeno ve schématu. Změny způsobené

Obr.47. Měření sériového diskriminátoru



a/ měřicí zapojení

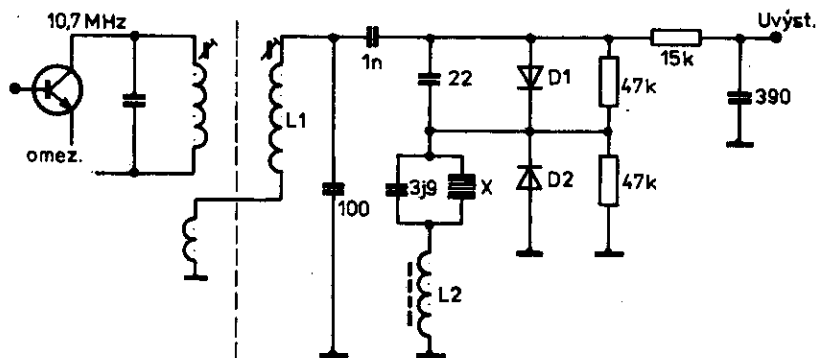


b/ změřené demodulační charakteristiky pro krystaly z filtru PKF 10,7 - 15 A

nastavením kapacitního trimru C_1 jsou nevyrazné a v praxi lze trimr nahradit pevným kondenzátorem 6,8 pF. Potenciometrickým trimrem R můžeme střed křivky posouvat v rozmezí $\pm 1,5$ kHz.

Výsledky měření jsou na obr.47b/. Byl ověřován "horní" i "dolní" krystal z filtru PKF 10,7 MHz - 15 A. Šířky demodulačních křivek přibližně odpovídají šířce kanálu. Dotažení středů křivek do absolutní polohy 10,7 MHz vyžaduje jen malý posun kmitočtu krystalů.

Na obr.48 je jako příklad uvedeno sympatické uspořádání sériového diskriminátoru z radiostanice Sbornophone 500. Práce se velice urychlí při použití alespoň jednoduchého rozmitače kmitočtu. Rozmitání musíme volit co nejpomalejší, což je v případě krystalů běžná zásada.



Obr.48. Diskriminátor radiostanice Sbornophone 500

Ani u koincidenčního detektoru nelze dosáhnout vyhovující strmosti demodulační charakteristiky na kmitočtu 10,7 MHz, je-li fázovací obvod složen pouze z prvků L, C. Jako příklad poslouží detektor transceivru "Boubín", jehož skutečné provedení

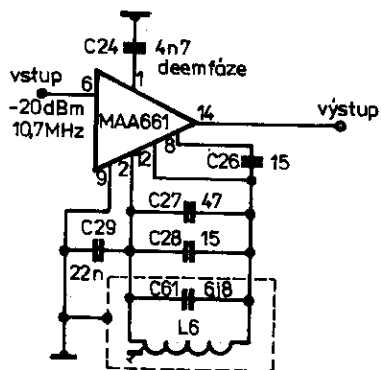
je na obr.49a/, změněná demodulační charakteristika je na obr. 49b/.

Koincidenční detektor s krystalem: O zlepšení vlastností detektoru se můžeme pokusit aplikací krystalu. Úprava fázovacího členu podle OKLACO je na obr.50a/. Kondenzátor C_{27} /47 pF/ se nahradí hodnotou 68 pF, C_{28} se vypustí a na jeho místo se zapojí krystal z filtru PKF 10,7 MHz - 15 A, a to dolní s $f_g = 10,691$ MHz. Jádrem L_6 se nastaví střed demodulační charakteristiky na kmitočet 10,7 MHz. Výsledky měření uvádí obr.50b/. Lineární je pouze střední část křivky, široká asi 3 kHz. Paralelní rezistor R má vliv pouze na velikost výstupního napětí, nikoliv na rozestup vrcholů demodulační charakteristiky. Je logické, že zkreslení se projeví především při příjmu signálu FM s plným zdvihem, při praktickém poslechu však nepůsobí příliš rušivě. Demodulovaný nf signál má charakter signálu z kompresoru dynamiky. Popsaná úprava se projeví jako zřetelné zvýšení citlivosti celé přijímací části transceivru. Velice důležitá je skutečnost, že není nutno upravovat kmitočet krystalu.

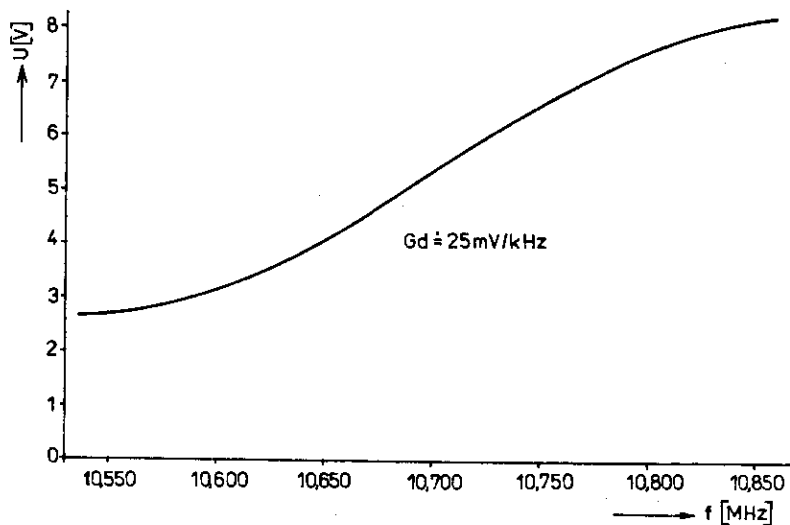
Výsledky výše uvedené úpravy daly podnět k podrobnému ověření fázovacího obvodu s krystalem v měřicím zapojení na obr.51a/. Zapojení se v podstatě shoduje s obr.50a/, pouze indukčnost byla z důvodů operativnosti bez krytu. Základní myšlenka vychází z úvahy, že funkce fázového diskriminátoru a koincidenčního detektoru je ve své podstatě shodná /viz fázové charakteristiky/.

Krystal v paralelně zapojeném fázovacím členu se tedy ve svém důsledku musí projevit stejně jako u paralelního diodového diskriminátoru, jehož demodulační charakteristika byla znázorněna na obr.45c/ a 45d/.

Obr.49. Detektor transceivru Boubín

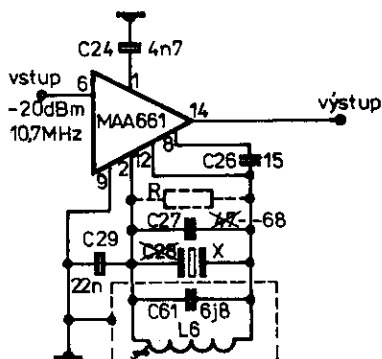


a/ původní zapojení

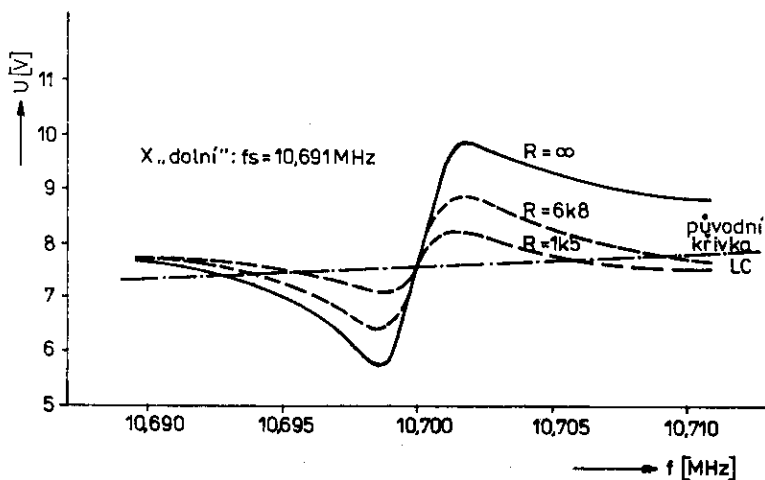


b/ změřená demodulační charakteristika

Obr.50. Úprava detektoru Bouřín (dle OKIACO)

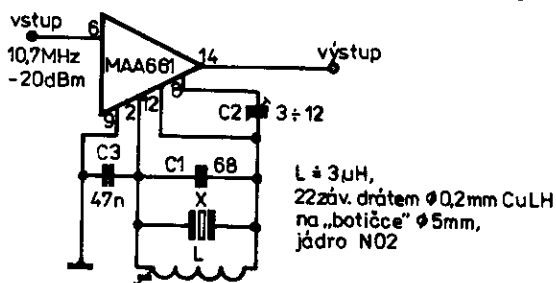


a/ upravené zapojení

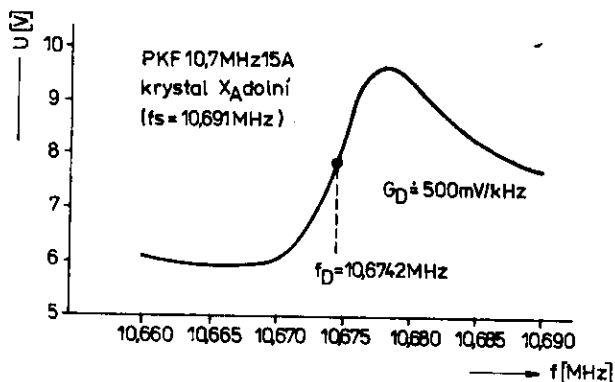


b/ změřená demodulační charakteristika

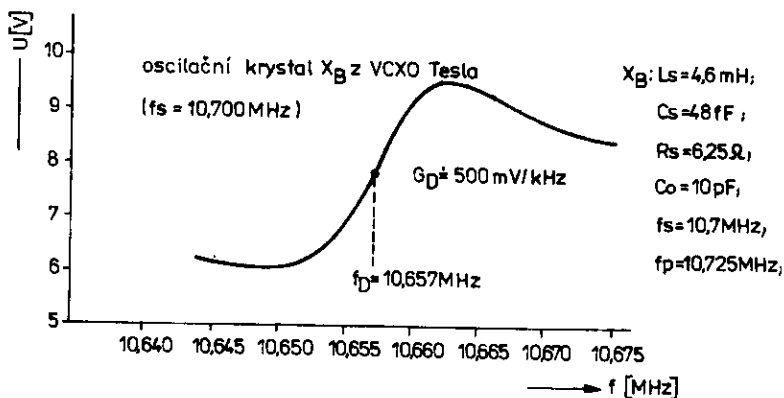
Obr.51. Měření koincidenčního detektoru s krystalem



a/ měřicí zapojení



b/ demodulační křivka pro krystaly A (z filtru 10,7 MHz)



c/ demodulační charakteristika pro krystal B (oscilační z VCXO Tesla)

Tento předpoklad byl potvrzen měřením. Křivka na obr.51b/ odpovídá "dolnímu" krystalu z filtru PKF 10,7 MHz - 15 A. Hodnoty náhradního zapojení tohoto krystalu již byly uvedeny na obr.45a/. Křivka se opět projeví při vyšroubovávání jádra z kostičky, tedy při přeladování obvodu směrem k vyšším kmitočetům. Střed demodulační charakteristiky f_D je 25 kHz pod požadovaným kmitočtem 10,7 MHz. Celou křivku je nutno posunout úpravou kmitočtu krystalu.

Ještě širší demodulační charakteristiku můžeme získat v uvedeném zapojení s oscilačním krystalem s větší statickou kapacitou elektrod C_0 . Křivka na obr.51c/ byla naměřena pro krystal z VCXO Tesla. Hodnoty náhradního zapojení tohoto krystalu jsou taktéž uvedeny na obr.51c/. V tomto případě klesá střed demodulační charakteristiky o 43 kHz pod požadovaný kmitočet 10,7 MHz.

Využití sériové rezonance v obvodech koincidenčních demodulátorů není možné, protože fázovací obvod mezi vstupy 0° a 90° detektoru musí vždy představovat vysokou impedanci.

Zhodnocení demodulátorů FM s krystaly: Z uvedených výsledků měření můžeme učinit následující závěry:

a/ Demodulační charakteristika požadovaného tvaru se vždy projeví v určitém kmitočtovém odstupu pod jmenovitým kmitočtem krystalu. Křivky vyladěné na jmenovitém kmitočtu jsou pouze obrazem impedanční závislosti krystalu na kmitočtu a pro demodulaci úzkopásmové FM se zpravidla nehodí.

b/ Vliv ledění indukčností na posun a tvar demodulační křivky je značný. Z toho můžeme usuzovat na snížení celkové stability detektorů. Problematickým se zde ukazuje použití feritových materiálů, lepší jsou, stejně jako u oscilátorů, práškové

jádra /karbonylová Fonox, hmota C5/. V každém případě je nutné dokonale zajištění nastavených šroubových jader a lze doporučit i teplotní kompenzaci obvodů obdobně jako u oscilátorů LC.

c/ Pro předběžné nastavení demodulačních charakteristik je vždy vhodný rozmítač kmitočtu. Výběr krystalů je v amatérských podmínkách omezený a musíme počítat s jejich kmitočtovou úpravou.

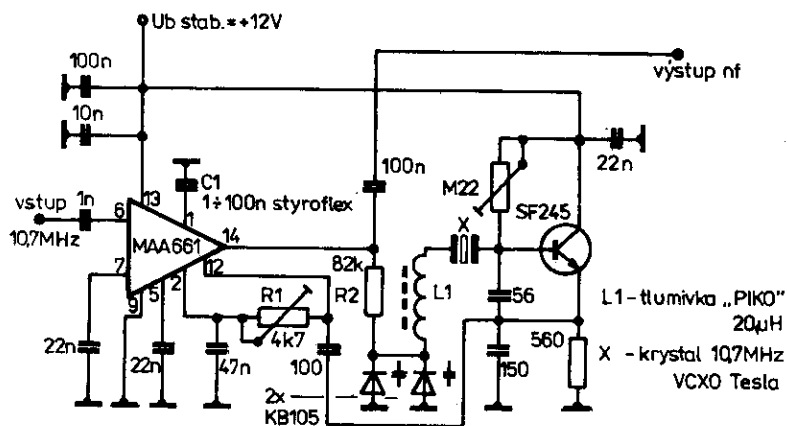
4.8 DEMODULÁTOR FM S VCXO VE SMYČCE FÁZOVÉHO ZÁVĚSU

Zapojení tohoto demodulátoru je na obr.52a/. Pro nastavení lze doporučit následující postup:

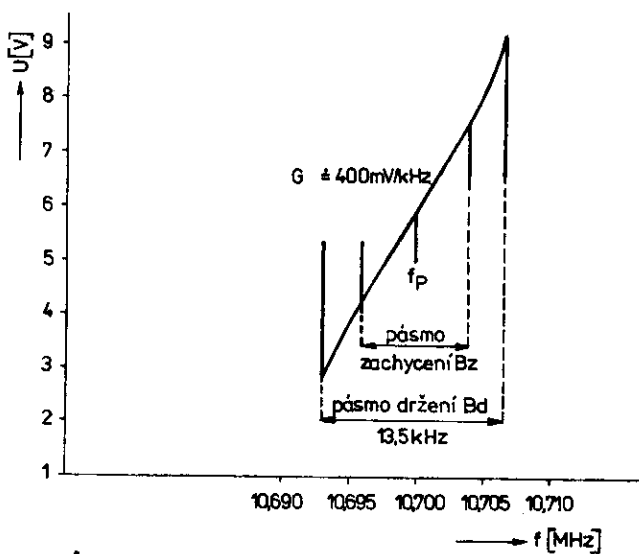
a/ Rezistor R_2 odpojíme od vývodu 14 IO a připojíme na pomocné předpětí, regulované v rozsahu 2 až 12 V. Změnou sériové indukčnosti L_1 nastavíme pro daný rozsah předpětí co možno největší rozladění krystalu. Krystaly z filtrů nejsou vhodné, lépe je použít oscilační krystaly s větší kapacitou elektrod C_0 . Zapojení bylo ověřováno s krystalem, jehož hodnoty náhradního schématu jsou uvedeny na obr.51c/. Dobrých výsledků lze dosáhnout s typy z RM31 /např. A4005/, vyžadují však zpravidla velký posun jmenovitého kmitočtu.

b/ Po nastavení VCXO připojíme rezistor R_2 zpět na vývod 14 obvodu. Na vstup 6 se přivede signál z rozmítače, výslednou demodulační charakteristiku snímáme na vývodu 14. V této fázi nastavení se provede ještě poslední korekce šířky demodulační charakteristiky sériovou indukčností L_1 . Důležitým úkonem je vyvážení MAA661 potenciometrickým trimrem R_1 . Na závěr měření

Obr.52. Demodulátor s VCXO ve smyčce fázového závěsu



a/ zapojení



b/ demodulační charakteristika

se přesně bod po bodu vynese celá demodulační charakteristika. Výsledky měření jsou na obr.52b/.

Volbou hodnoty C_1 ovlivňujeme šířku pásma zachycení synchronizace fázového závěsu. Pro signály s větším obsahem šumu volíme užší pásmo zachycení /větší C_1 /, pro silné signály s velkým zdvihem pásmo zachycení rozšíříme /menší C_1 / . Ideální je možnost přepínání kondenzátorů podle potřeb provozu.

Na závěr části o přímé detekci úzkopásmové FM na mř kmitočtu 10,7 MHz je nezbytné ještě jednou zdůraznit, že přechod na kmitočet 465 kHz pomocí druhého směšování přináší často méně technických komplikací. Detekci na kmitočtu 10,7 MHz použijeme proto zpravidla v tom případě, jedná-li se o vylepšení stávajícího zařízení, ve kterém už nezbývá příliš prostoru na rozsáhlejší úpravy.

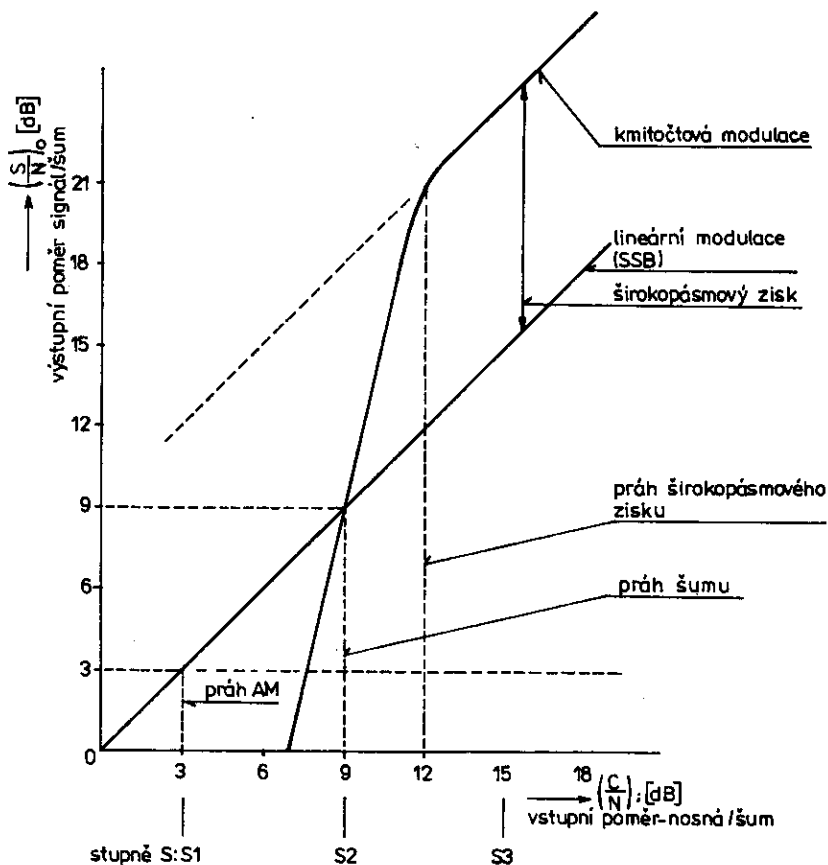
Detekce na vysokém mř kmitočtu je též vhodná u transceivrá pro všechny druhy provozu /CW, SSB, FM/, u kterých se využití FM považuje za podružnou záležitost.

5.1 VZTAH ŠUMU A SIGNÁLU U FM

Umlčovače šumu jsou standardní výbavou každého přijímače pro kmitočtovou modulaci. Tento důležitý prvek postrádají pouze jednoduchá zařízení nejnižší jakostní třídy. Umlčovače šumu se často označují zkratkou SQ /z angl. squelch/. Úkolem umlčovače je uzavření nf zesilovače, pokud přijímač nepřijímá signál vysílače a na výstupu detektoru je přítomen pouze šum. Pro vysvětlení funkce umlčovače si nejdříve objasníme chování přijímače v oblasti malého odstupu signálu od šumu.

Závislost poměru signál/šum na úrovni nosné není u přijímačů FM lineární jako např. v případě zpracování signálu SSB. Chování přijímače posuzujeme podle odstupu signálu od šumu na výstupu přijímače /jde o poměr výkonů/, který uvažujeme jako funkci odstupu nosné od šumu. Odstup nosné od šumu měříme na vstupu omezovače. Pro chování přijímače jsou charakteristické dva prahy. První se nazývá práh šumu, při tomto prahu dosahuje nosná U_c takové úrovně, při které utichá šum na výstupu přijímače. Zvětšíme-li nosnou o několik decibelů nad úroveň tohoto prahu, dosáhneme druhého prahu, který nazýváme prahem plného širokopásmového zisku. Od tohoto prahu se odstup signálu od šumu na výstupu přijímače zvětšuje lineárně se zvětšováním odstupu nosné od šumu na vstupu. Použitím kmitočtové /obecně

úhlové/ modulace tedy získáme lepší odstup signálu od šumu proti lineární modulaci. Chování přijímače i všechny pojmy objasňuje obr.53, ze kterého je patrné, že k odstupňování jednotlivých



Obr.53. Šumové vlastnosti přijímače FM

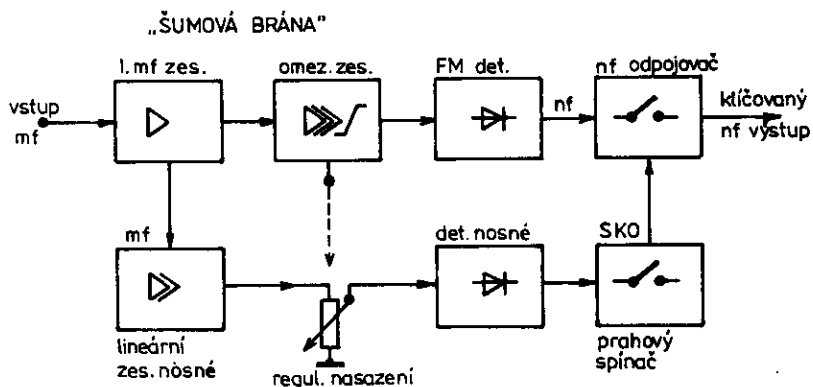
vých prahů dochází po asi 3 dB. V úvodní teoretické práci [1] jsme proto hovořili o tzv. pravidle tří decibelů. Dále též vyobrazená závislost dokumentuje nesmyslnost udávání reportů při

převáděčovém provozu způsobem vžitým na KV /59+ apod./. Stupeň S3 a S9 je sluchem již nesnadno rozlišitelný, neboť výstupní poměr signál/šum je v obou případech lepší než 20 dB.

Výše uvedených skutečností můžeme využít pro řízení umlčovače šumu. V zásadě se nabízejí dva způsoby, a to řízení umlčovače detekcí nosné vlny a řízení energií šumu na výstupu demodulátoru přijímače.

5.2 ŘÍZENÍ UMLČOVAČE DETEKČÍ NOSNÉ VLNY

Skupinové schéma zepojení při řízení umlčovače šumu detekcí nosné vlny je na obr.54. Pro řízení umlčovače se používá pomocné zesilovací cesty odbočené před omezovacím zesilovačem. Nosná



Obr.54. Umlčovač šumu řízený úrovní nosné vlny

vlna je detekována a získaným stejnosměrným napětím se ovládá prahový spínač /zpravidla Schmittův klopný obvod/ a posléze odpojovač nf signálu. V podstatě shodný princip je použit u zná-

mého IO A225D, kde se pro řízení umlčovače využívá druhotně napětí pro indikátor síly signálu /"S" metr/. Zepojení bývá někdy označováno jako "šumová brána" a je vhodné především pro stacionární příjem kmitočtově modulovaného rozhlasu, u něhož lze počítat s minimálním nebo alespoň povlovným únikem. Proto je např. zmíněný obvod A225D určen především pro "stolní" provedení rozhlasových přijímačů, pro něž má své opodstatnění a řadu nesporných výhod.

5.3 ŘÍZENÍ UMLČOVAČE ENERGIÍ ŠUMU

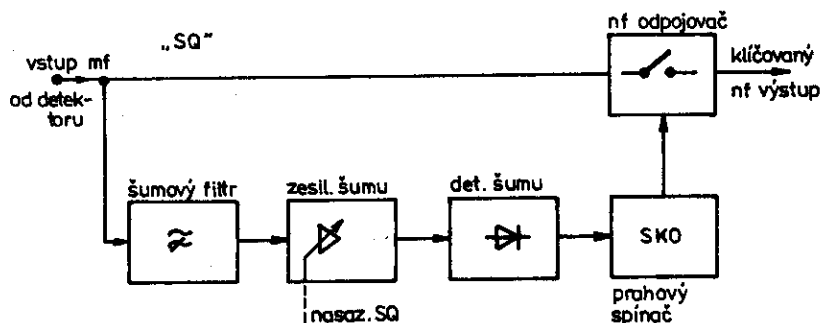
V případech, kdy je nutno počítat s rychlým či střídavým únikem signálu, nabízí se druhý způsob řízení umlčovače energií šumu. Tato metoda je vhodná především pro provoz mobilních nebo přenosných zařízení a v případě úzkopásmové FM se používá výlučně, a to jak u profesionálních, tak i amatérských radiostanic.

Řízení umlčovače energií šumu má daleko vyšší účinnost oproti řízení nosnou proto, že regulační křivka, podle které je odvozeno, má podstatně vyšší strmost. Z obr.53 je zřejmé, že změna poměru signál/šum na vstupu přijímače o 6 dB vyvolá změnu výstupního poměru s/š asi o 20 dB.

Skupinové schéma umlčovače řízeného energií šumu je na obr. 55. Využívá se zde jevu, že šumový signál obsahuje především vyšší kmitočty akustického pásma, které v přenášeném nf signálu nejsou /nebo nemají být/ vůbec zastoupeny.

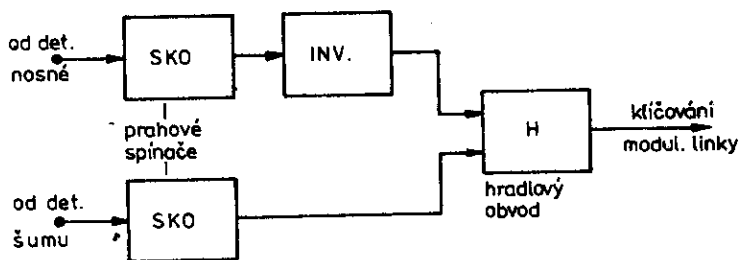
Nf signál se proto za detektorem rozdvouje na cestu přímou, klíčovanou nf odpojovačem, a na cestu šumovou. Šumová cesta je

odbočena šumovým filtrem, který propustí pouze kmitočty vyšší než asi 5 kHz. Šumový signál se dále zesiluje zesilovačem šumu, který šum zesílí natolik, aby stejnoemrné napětí vzniklé po usměrnění bylo dostatečné pro jednoznačnou funkci prahového spínače, ovládajícího nf odpojovač. Nasezení umlčovače se řídí zesílením zesilovače šumu.



Obr.55. Umlčovač šumu řízený energií šumu

Třetí způsob umlčování šumu v sobě sdružuje oba předchozí. Výstupní informace z detektoru nosné a detektoru šumu jsou vedeny přes hradlovací obvod, který klíčuje modulační cestu. Někdy se používá v převáděčích /obr.56/.



Obr.56. Sdružený umlčovač

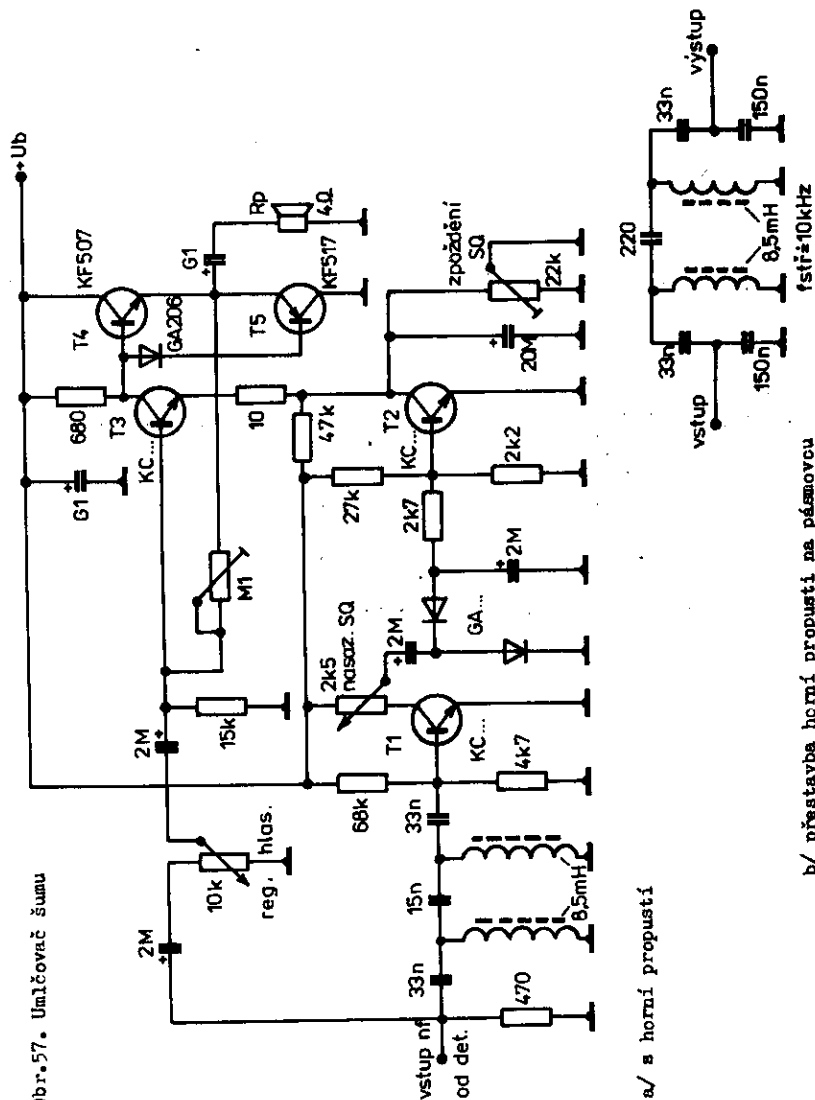
Řízení umlčovačů energií šumu je závislé na citlivosti /a šumovém čísle/ daného přijímače. Proto se v technických podmínkách vždy udává citlivost přijímače bez umlčovače a se zapnutým umlčovačem. Je-li rozdíl mezi oběma hodnotami minimální a nepřekročí 3 dB vstupní úrovně, lze hovořit o bezchybné funkci umlčovače.

V dalším uvedeme několik praktických příkladů umlčovačů řízených energií šumu.

Obecným a dnes již klasickým zapojením je umlčovač šumu z radiostanic řady VX na obr.57a/. Šumový filtr je řešen jako horní propust s hraničním kmitočtem asi 10 kHz, následuje zesilovač šumu s tranzistorem T1. Detekované šumové napětí řídí spínač T2, který spíná budič koncového nf stupně. Potenciometrem "zpoždění SQ" se nastavuje určitá časová hystereze, výhodná zejména při mobilním provozu. Podmínkou funkce je dostatečné výstupní napětí z diskriminátoru /jak užitečného signálu, tak šumu/, svůj vliv má i deemfáze signálu. Při malém napětí bude i detekované napětí za diodami nedostatečné pro ovládání spínače T2 a umlčovač nebude pracovat. V takovém případě musíme zvýšit zesílení zesilovače šumu přidáním dalšího stupně.

Jednou z příčin, negativně působících na funkci umlčovače tohoto typu, je pronikání zbytku mf kmitočtu 465 kHz /případně 600 kHz/ do šumového zesilovače. To je obvykle způsobeno nedokonalým vyvážením demodulátoru a zpravidla se s tímto úkazem setkáme při aplikaci IO MAA661, který stabilitou symetrie nijak nevyvíká. Vstupní filtr ve formě horní propusti totiž nerozlišuje mezi šumem a mf kmitočtem, tudíž všechny kmitočty nad 10 kHz propouští se zhruba stejnou úrovní. Do vstupu umlčovače

Obr. 57. Umlčovač šumu



však mohou proniknout i jiné kmitočty, přítomné v přijímači. Umlčovač pak "neví", pro který se rozhodnout.

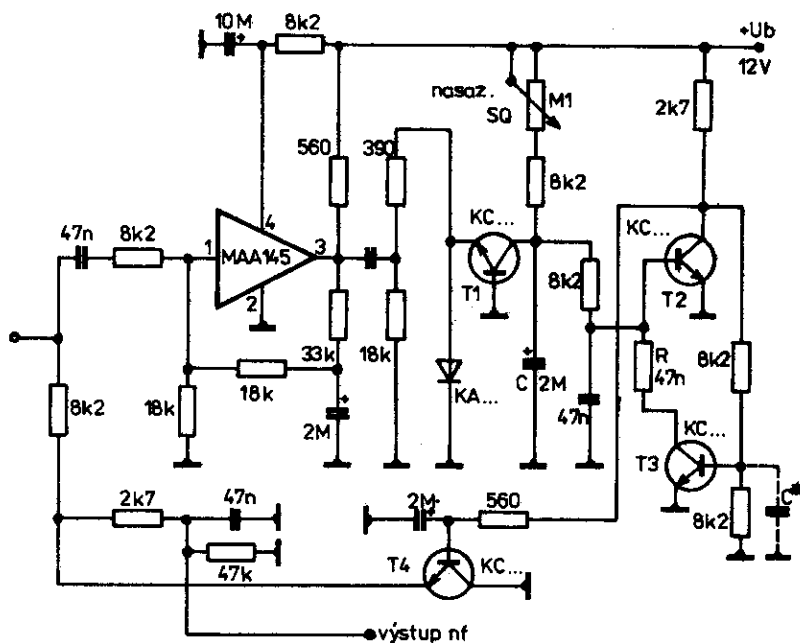
Tento jev můžeme odstranit přestavbou horní propusti na pásmovou podle obr.57b/. Ve většině případů nejsou nutné změny na plošném spoji. Šířka propouštěného pásma B_3 je přibližně 1 kHz.

Umlčovač řízený energií šumu může být při jinak bezchybné funkci ovlivněn i harmonickým zkreslením nf signálu, ať už vzniklým na demodulátoru nebo u protistanice. Harmonické při dostatečné úrovni mohou totiž procházet šumovým filtrem a zesilovačem. Důsledkem toho je, že se otevřený umlčovač zavírá při modulačních špičkách a sykavkách. S tímto jevem se často můžeme setkat při příjmu identifikační značky převáděče.

Je tedy zřejmé, že i jednoduché umlčovače šumu mohou nepříznivě ovlivňovat faktory a vskutku jen málo amatérů je s funkcí svého umlčovače spokojeno. V každém případě je vhodné při nastavování alespoň kontrolovat stejnosměrné napětí na výstupu detektoru šumu s jeho změny při příchodu signálu. Nelze se spolehnout na to, že jakýkoliv umlčovač bude pracovat na první zapojení.

Dalším zajímavým řešením umlčovače řízeného energií šumu je zapojení na obr.58, popsané OK1DAP v [9]. Šumový signál se po zesílení a limitaci v IO MAAL45 vede na tzv. "počítací detektor" s tranzistorem T_1 . Zapojení je známé z přímoukazujících měřičů kmitočtu, jde tedy o integrátor impulsů. Na integračním kondenzátoru C vzniká stejnosměrné napětí, úměrné kmitočtu převáděných impulsů, které řídí Schmittův klopný obvod /SKO/ s tranzistory T_2 a T_3 . Hystereze SKO je nastavitelná rezistorem R, zpoždění lze zvětšit blokováním báze T_3 kondenzátorem /vy-

čárkováno/. Z výstupu SKO je řízen nf odpojovač /zde spíše "zkratovač"/, osazený tranzistorem T_3 v invertovém zapojení. Umlčovač šumu v tomto provedení reaguje podle autora lépe na

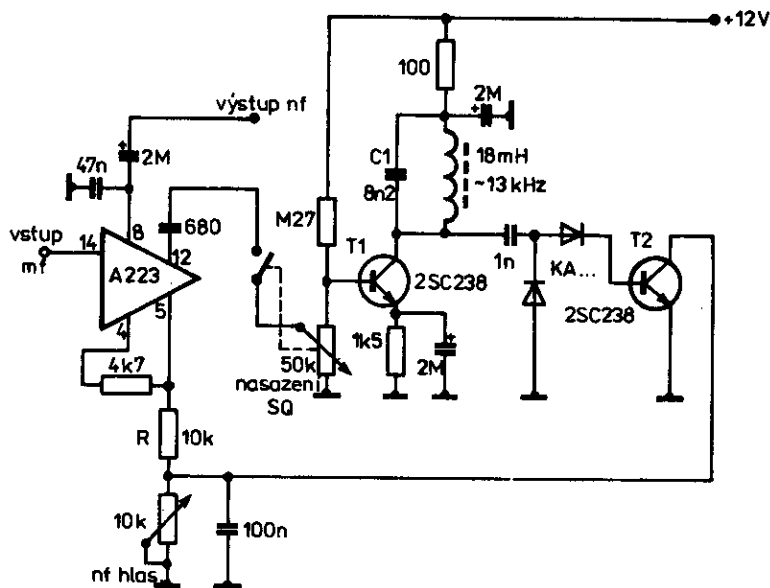


Obr.58. Umlčovač šumu s integrátorem impulsů

skutečný poměr S/š po detekci. Vzhledem ke svému principu však ani tento způsob není imunní proti vlivu nežádoucích signálů a v některých případech je i zde zařazení šumového filtru nutné.

To nás přivádí na myšlenku, že není nutné využívat šumové spektrum v celé jeho šíři, ale použít jako vzorku pouze té části spektra, která není ovlivněna nežádoucími signály. Řešení se vstupní pásmovou propustí již bylo naznačeno, často však postačí i jednoduchý obvod LC.

Jednoduše lze řešit umlčovač využívající indikace vzorku šumového spektra ve spojení s některými integrovanými obvody. Prosté a funkčně postačující zapojení podle Y26Q0 uvádí obr.59.



Obr.59. Umlčovač šumu podle Y26Q0

Integrovaný obvod A223 pracuje v doporučeném zapojení. Z neregulovaného výstupu 12 IO se šum vede na zesilovač T_1 . Šumový filtr je realizován jednoduchým obvodem LC v kolektoru tranzistoru T_1 a je laděn na kmitočet asi 13 kHz. Detekovaným šumovým napětím se řídí spínač T_2 , který přes rezistor R spíná vývod 5 k zemi. Velikostí jeho odporu se nastavuje základní nf hlasitost. Regulovaný nf výstup je na vývodu 8 IO.

Při praktické konstrukci přijímače FM je nutné ovládací pr-

vek nasazení umlčovače /potenciometr/ vždy umístit na přední panel zařízení, aby byl snadno dostupný.

Umlčovače šumu jsou neoddělitelnou částí přijímačů FM, proto jim byla v této kapitole věnována odpovídající pozornost.

V druhé části "Obvodové techniky kmitočtové modulace" jsme probrali přijímací trakty zařízení pro FM provoz.

Úmyslem autora bylo především zpřístupnit technikům Svazarmu dostatečné množství informací proto, aby se v obvodech těchto zařízení lépe orientovali a získané poznatky použili pro vlastní konstruktérskou praxi.

V následujících částech "Obvodové techniky" se věnujeme vysílacím traktům, výkonovým zesilovačům, anténám, napájecím zdrojům a pomocným obvodům. Tím bude díky edici PZAR zpřístupněna technika FM v celém rozsahu, ve kterém se ve Svazarmu využívá.

Autor touto cestou děkuje spolupracovníkům z technické komise radioklubu ČSR za podnětné poznatky a pracovníkům edičního odboru ÚV Svazarmu za pečlivé technické zpracování publikace.

- [1] Daneš J. a kol.: Amatérská radiotechnika a elektronika 2, část "Základní poznatky o kmitočtové modulaci", Naše vojsko 1987.
- [2] Staff: ARRL Handbook, ARRL Newington, Conn. USA, 1982.
- [3] Sborník ze setkání VKV amatérů NDR, Freiberg, 1980
- [4] Ježdík R.: Detektor pro NBFM, RZ 3/1973.
- [5] Němec V.: Mř zesilovač 10,7 MHz s IO, AR A 3/1977.
- [6] Vachala V.: Fázové závěsy s integrovanými obvody CMOS, ST 10/1983.
- [7] Staff: ARRL Handbook, ARRL Newington, Conn. USA, 1983.
- [8] Smítka J.: Mezifrekvenční zesilovač 10,7 MHz s detektory AM, CW, SSB a FM, RZ 1/1975.
- [9] Velvarský J.: Nový umlčovač šumu pro FM, RZ 3/1977.

ÚČELOVÁ EDICE ÚV SVAZARMU

Řídí Nina Erbenová

Knižnice zájmové, branně technické a sportovní činnosti

PŘEDNÁŠKY Z AMATÉRSKÉ RADIOTECHNIKY

OBVODOVÁ TECHNIKA KMITOČTOVÉ MODULACE II.

Vydal ústřední výbor Svazu pro spolupráci s armádou v Praze roku 1987 jako svoji 2887. publikaci, 116 stran, 59 obrázků, prostřednictvím podniku ČO ČSTV Sportpropag.

Napsal Petr Novák

Obrázky nakreslil Ing. Jiří Štěpán

Návrh obálky František Prouza

Odpovědná redaktorka PhDr. Lenka Lukavská

Grafická úprava Miloslav Torn

Technický redaktor Jindřich Běhal

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