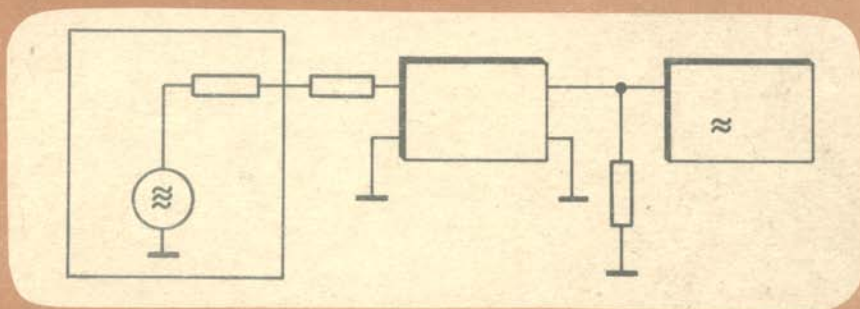


PŘEDNÁŠKY Z AMATÉRSKÉ RADIOTECHNIKY



Jiří Borovička

VSTUPNÍ OBVODY PŘIJÍMAČŮ, MEZIFREKVENČNÍ ZESILOVAČE
A DEMODULÁTORY

ÚV SVAZU PRO SPOLUPRÁCI S ARMÁDOU
ÚSTŘEDNÍ RADA RADIOKLUBU SVAZARMU

1.

PŘEDNÁŠKY Z AMATÉRSKÉ RADIOTECHNIKY

Jiří Borovička

VSTUPNÍ OBVODY PŘIJÍMAČŮ, MEZIFREKVENČNÍ ZESILOVAČE
A DEMODULÁTORY

ÚV SVAZU PRO SPOLUPRÁCI S ARMÁDOU
ÚSTŘEDNÍ RADA RADIOKLUBU SVAZARMU

1.

1.	Vstupní obvody přijímačů	7
1.1.	Požadavky kladené na vstupní díl	7
1.1.1.	Příjem velmi slabých signálů	8
1.1.2.	Příjem velmi silných signálů	18
1.1.3.	Potlačení nežádoucích signálů	29
1.2.	Směšovače	51
1.2.1.	Elektronkové směšovače	51
1.2.2.	Tranzistorové směšovače	54
1.2.3.	Diodové směšovače	59
1.2.4.	Integrované směšovače	63
1.2.5.	Směšovače v zařízeních PETR 103 a CTAVA	65
1.3.	Vysokofrekvenční zesilovače	67
1.3.1.	Vf zesilovače elektronkové	68
1.3.2.	Vf zesilovače tranzistorové	68
1.3.3.	Vf zesilovače v zařízeních PETR 103 a CTAVA	74
2.	Mezifrekvenční zesilovače a demodulátory	76
2.1.	Požadavky kladené na mf zesilovače a demodulátory	76
2.2.	Mezifrekvenční zesilovače	83
2.2.1.	Mf zesilovač elektronkový	84
2.2.2.	Mf zesilovač tranzistorový	86
2.2.3.	Mf zesilovač integrovaný	90
2.2.4.	Selektivita mf zesilovače	93
2.3.	Demodulátory	97

2.3.1. Demodulace AM	97
2.3.2. Demodulace SSB a CW	99
2.3.3. Demodulace FM	103
2.4. Mf zesilovače a demodulátory v zařizních PETR 103 a OTAVA	105
Seznam obrázků a tabulek	109
Seznam literatury	111

1. VSTUPNÍ OBVODY PŘIJÍMAČŮ

1.1. POŽADAVKY KLADENÉ NA VSTUPNÍ DÍL

Již dávno minuly doby, kdy krátké vlny byly doménou amatérů. Po druhé světové válce nastal obrovský rozmach radiokomunikačních služeb všeho druhu. Rozsah krátkých vln je přeplněn množstvím komerčních, vojenských a rozhlasových stanic. Vzhledem k nedostatku kmitočtů dochází k nadměrnému zvětšování výkonů vysílačů, aby byla zaručena spolehlivost spojení. Některá amatérská pásma jsou přidělena více službám, avšak i u výhradních pásem se setkáváme s tím, že na nich pracují silné komerční stanice. Neúměrné zvyšování výkonů amatérských vysílačů není možné pro omezení daná povolovacími podmínkami. V období slunečního minima dochází k dalšímu zeslabování signálů, takže navázat a udržet dálkové spojení je velmi obtížné. Dlouhodobá měření ukazují, že i v obdobích slunečního maxima dochází k postupnému snižování úrovně signálů. K zlepšení situace mohou přispět složité a účinné anténní systémy, jejichž realizace je, hlavně v městských podmínkách, téměř nemožná. V daných podmínkách jsou proto kladeny mimořádné požadavky na přijímač.

Podíváme se nyní blíže na požadavky, které musí dobrý přijímač splňovat a jejichž splnění v převážné míře závisí na správném návrhu vstupního dílu:

1. příjem velmi slabých signálů;
2. příjem velmi silných signálů;
3. potlačení nežádoucích signálů.

Dlouhá léta bylo /a u některých výrobců je dodnes/ splnění první podmínky hlavním ukazatelem kvality přijímače. Zbývajícím dvěma podmínkám byla věnována malá, někdy dokonce velmi malá pozornost. Současná praxe podložená výsledky měření však ukazuje, že dosažení extrémní citlivosti přijímače není potřebné a v některých případech může být i škodlivé. Je naopak věnována maximální pozornost splnění dalších dvou požadavků.

V kapitole o vstupním dílu přijímače ukážeme, proč je třeba uvedené požadavky splnit a v praktické části i cestu, jak je splnit. Vycházíme přitom z nejnovějších poznatků a výsledků výzkumných laboratoří. Ve většině případů je možná realizace amatérskými prostředky.

1.1.1. Příjem velmi slabých signálů

Příjem velmi slabých signálů je omezen šumem, který po značném zesílení známe v akustické podobě jako jemný, syčivý zvuk. Šum vzniká náhodnými a nepravidelnými pohyby elektronů v činném odporu. I jakýkoliv vodič představuje činný odpor, třebaže velmi slabý. Na odporu vznikne napětí a teče jím proud, jehož velikost a polarita se mění náhodně s časem a obsahuje impulsy ve velmi širokém kmitočtovém spektru od 0 až do rozsahu GHz. Amplituda šumu je velmi malá a je měřitelná až po velkém zesílení. Velikost šumového napětí závisí na velikosti odporu, na šířce pásma /z širokého spektra zesilujeme jen část danou šířkou pás-

ma přijímače/ a na absolutní teplotě. U komplexních odporů, jako je rezonanční obvod, vstupní impedance antény apod., se na vzniku šumového napětí uplatňuje pouze reálná složka, tj. činný odpor. Praktický vzorec pro výpočet šumového napětí na vstupu přijímače za normální teploty 20°C je

$$U_g = 0,126 \sqrt{B R} \quad \left[\mu\text{V}; \text{kHz}, \text{k}\Omega \right] \quad / .1/$$

kde U_g = šumové napětí na vstupu přijímače

B = šířka pásma přijímače

R = vstupní odpor přijímače.

Příklad: Jaké šumové napětí bude na vstupu přijímače, jehož vstupní impedance je 75 ohmů, šířka pásma 2100 Hz /pro SSB/ a přijímač bude zatížen anténou, dokonale přizpůsobenou ke vstupu přijímače /u antény uvažujeme pouze reálnou složku její impedance a vyloučíme přidavné vnější šумы/? Podle /.1/.

$$U_g = 0,126 \cdot \sqrt{2,1 \cdot 0,075} = 0,126 \cdot \sqrt{0,157} = 0,05 \mu\text{V}$$

Vypočítanou hodnotu napětí bychom naměřili na anténě. Protože v náhradním schématu je vstupní odpor antény v sérii se vstupním odporem přijímače, bude v případě dokonalého impedančního přizpůsobení na vstupu přijímače hodnota poloviční, tj. 0,025 V. Toto napětí by určovalo mezní citlivost přijímače v případě, že by byl bezšumový. Takový ideální přijímač však není možné vyrobit. Mnoho pasívních součástek a všechny aktivní prvky přijímače jsou zdrojem vlastních šumů. Nejméně se uplatní šum posledních stupňů přijímače, protože je nejméně zesílen. Nejvíce se naopak uplatní šумы vstupních obvodů, které jsou všemi následujícími stupni zesíleny. V praxi to vypadá tak, že první stupeň

se podílí na celkovém šumu přijímače asi z 95%, druhý ze 4% a zbytek je sestupně rozdělen na další stupně. Z toho vidíme, že je třeba věnovat maximální péči návrhu vstupního dílu přijímače.

Aby bylo možné jednotlivé přijímače srovnávat, udávají se šumové vlastnosti přijímače tzv. šumovým číslem. Toto číslo vyjadřuje, kolikrát dojde při průchodu přijímačem ke zhoršení poměru signál/šum, nebo, jinými slovy, kolikrát více šumí přijímač proti ideálnímu bezšumovému přijímači, jehož šumové číslo je 1. Šumové číslo F se udává v jednotkách kT_0 , nebo v logaritmu podle vztahu

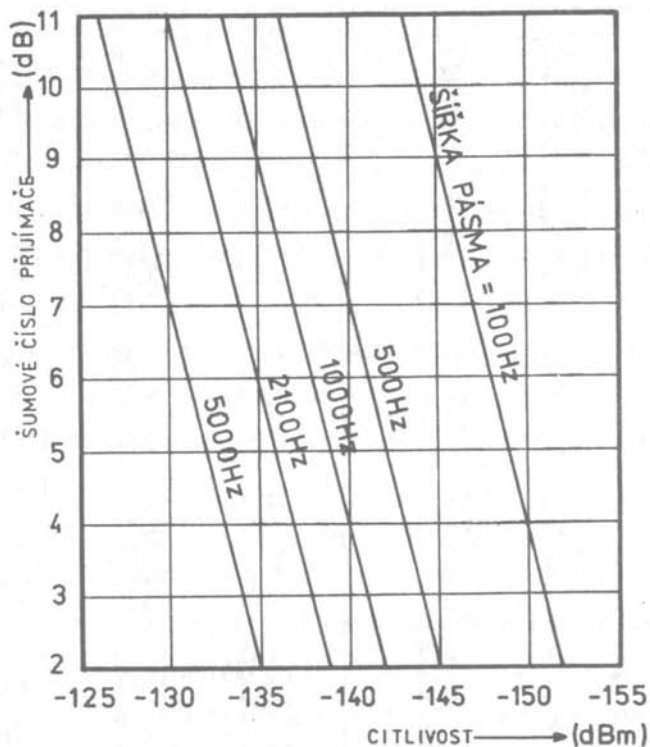
$$F_{db} = 10 \cdot \log F$$

Vzájemný vztah obou údajů je v následující tabulce:

Šumové číslo F v kT_0	1	2	4	8	10	16	20	40	80	100
Šumové číslo F_{db} v db	0	3	6	9	10	12	13	16	19	20

Hodnota šumového čísla se zjišťuje pomocí šumového generátoru a umožňuje vzájemné srovnávání přijímačů bez ohledu na šířku pásma, druh modulace a vstupní impedanci. Ze známého šumového čísla snadno určíme mezní citlivost přijímače, jakož i požadovaná vstupní napětí pro žádaný odstup signál/šum. K tomu nám slouží graf na obr.1 a tabulka 1. Je zde použito nové jednotky, a to db na 1 mW, označované jako dbm. Obvykle jsme zvyklí vyjadřovat hodnoty citlivosti v jednotkách napětí μV . Při počítání odstupů signál/šum, udávání zesílení stupňů přijímače, výkonového zesílení vysílače a při počítání přes několik řádů je výhodnější používat výkonových jednotek v logaritmickém poměru. Nemusíme pak ve vzájemném srovnávání brát v úvahu na jakém odporu je měření prováděno. Pochopitelně můžeme výkon převést i na

napěťové jednotky, avšak nesmíme zapomenout uvést, k jakému odporu se vztahuje. Výchozí hodnotou je výkon 1 mW, který představuje 0 dbm. /Počítání s dbm je běžné v nf technice, kde hod-



Obr.1. Vztah mezi citlivostí přijímače a šumovým číslem F_{db}

nota 0 dbm odpovídá napětí 0,775 V na 600 ohmech - všimněte si stupnice na nf milivoltmetru./ V přijímací technice se převodu na napěťovou jednotku používá ve vztahu k obvyklé impedanci 75 ohmů /v zahraniční literatuře k 50 ohmům/. Základní úroveň 0 dbm

TABULKA 1. - Vzťah dbm k μV

dbm	$50 \mu\text{V}$ ohm	$75 \mu\text{V}$ ohm	dbm	$50 \mu\text{V}$ ohm	$75 \mu\text{V}$ ohm
-76	70,8	86,7	-111	1,26	1,54
-77	63,2	77,4	-112	1,12	1,38
-78	56,2	69,1	-113	1,00	1,23
-79	50,2	61,5	-114	0,90	1,09
-80	44,8	54,9	-115	0,80	0,97
-81	39,8	48,7	-116	0,71	0,87
-82	35,6	43,6	-117	0,63	0,77
-83	31,6	38,7	-118	0,56	0,69
-84	28,2	34,5	-119	0,50	0,62
-85	25,2	30,9	-120	0,45	0,55
-86	22,4	27,4	-121	0,40	0,49
-87	20,0	24,5	-122	0,36	0,44
-88	17,8	21,8	-123	0,32	0,39
-89	15,8	19,4	-124	0,28	0,35
-90	14,2	17,3	-125	0,25	0,31
-91	12,6	15,4	-126	0,22	0,27
-92	11,2	13,8	-127	0,20	0,25
-93	10,0	12,3	-128	0,18	0,22
-94	9,0	10,9	-129	0,16	0,19
-95	8,0	9,7	-130	0,14	0,17
-96	7,1	8,7	-131	0,13	0,15
-97	6,3	7,7	-132	0,11	0,14
-98	5,6	6,9	-133	0,10	0,12
-99	5,0	6,2	-134	0,09	0,11
-100	4,5	5,5	-135	0,08	0,10
-101	4,0	4,9	-136	0,071	0,087
-102	3,6	4,4	-137	0,063	0,077
-103	3,2	3,9	-138	0,056	0,069
-104	2,8	3,5	-139	0,050	0,062
-105	2,5	3,1	-140	0,045	0,055
-106	2,2	2,7	-141	0,040	0,049
-107	2,0	2,5	-142	0,036	0,044
-108	1,8	2,2	-143	0,032	0,039
-109	1,6	1,9	-144	0,028	0,035
-110	1,4	1,7	-145	0,025	0,031

je pak 274 mV/75 Ω , případně 224 mV/50 Ω . Při počítání s dbm se používá kladných i záporných hodnot, stejně jako při počítání s db.

Pomocí grafu na obr.1 a tabulky 1 můžeme ze známého šumového čísla zjistit prahové šumové napětí přepočítané na vstup přijímače /určující mezní citlivost přijímače/ a potřebné vstupní napětí signálu pro žádaný poměr signál/šum. Víme, že množství šumu, které projde přijímačem ze vstupu na výstup, je úměrné nastavené šířce pásma. Graf proto respektuje i obvyklé šířky pásma potřebné ke zpracování běžných druhů modulace /CW, SSB, AM/.

Příklad: Máme přijímač, jehož šumové číslo $F_{db} = 10$ db, nastavený na příjem SSB /šířka pásma 2,1 kHz/. Vstupní impedance je 75 Ω a k přijímači je připojena přesně přizpůsobená anténa o impedanci 75 Ω .

Z grafu na obr.1 zjistíme, že úroveň prahového šumového výkonu je - 131 dbm. Podle tabulky 1 zjištěná hodnota odpovídá napětí 0,15 μ V na 75 Ω ; toto napětí bychom naměřili na anténě. Protože v případě přizpůsobeného zdroje - antény - ke spotřebiči - vstupní impedance přijímače - jde o sériové spojení dvou odporů, naměříme na vstupu přijímače napětí poloviční, tj. 0,075 μ V. Jelikož však přijímač používáme vždy ve spojení s anténou a předpokládáme vzájemné přizpůsobení, má pro další počítání význam napětí naměřené na anténě. Znamená to, že soustava anténa/přijímač má prahové šumové napětí 0,15 μ V a to představuje mezní citlivost přijímače. Dopadne-li na anténu signál o stejném napětí, bude na úrovni šumu a tím prakticky nečitelný. Schopnost přijímat signály se šumem je do určité míry indivi-

duální. Praxe však ukazuje, že pro CW signál je třeba, aby byl alespoň dvakrát silnější /6 db/ než šum a pro signály s modulací je potřebí odstupu alespoň 10 db /3,16 x/. Pro vzájemné srovnávání citlivosti přijímačů byla proto hodnota odstupu signál/šum 10 db zvolena jako normalizovaná. V našem příkladě jsme zjistili, že šumový výkon na anténě je -131 dbm. Pro žádaný odstup S/Š musí být na anténě výkon signálu -121 dbm a to odpovídá /podle tabulky 1/ úrovni napětí 0,49 μV na 75 Ω , což se rovná signálu S 2. Stejným postupem zjistíme, že při šířce pásma 500 Hz můžeme přijímat na tentýž přijímač CW signály o napětí 0,25 μV /S 1/.

Při této příležitosti se zmíníme i o způsobu měření síly signálu a nastavování S-metru, protože to přímo souvisí se soustavou anténa/vstup přijímače a bývají kolem této otázky často nejasnosti. Stupnice S je rozdělena na 9 dílků. Rozdíl mezi sousedními dílky odpovídá rozdílu napětí 6 db /dvojnásobek nebo polovina/. Hodnoty přes S 9 se uvádějí pouze v decibelech. Referenční hodnota pro S 9 byla dohodnuta 50 μV na 50 ohmech, což odpovídá výkonu $5 \cdot 10^{-11}\text{W}$, neboli 50 pW. Při jiné impedanci se hodnota napětí mění a je při 75 Ω rovna 61,5 μV . Úroveň bychom museli měřit v místě připojení antény, na její charakteristické impedanci. Již jsme si řekli, že při správném výkonovém přizpůsobení bude napětí na vstupu přijímače poloviční, tj. 25 $\mu\text{V}/50 \Omega$ nebo $\pm 30 \mu\text{V}/75 \Omega$. Při kontrole S-metru nebo cejchování nového přijímače musíme proto na vstup přijímače přivést z generátoru toto poloviční napětí je-li generátor připojen přímo k přijímači. Zařazením impedančně přizpůsobeného atenuátoru se zeslabením -6 db mezi generátor a vstup přijímače nahradíme dělič

anténa/přijímač a pak na generátoru nastavujeme napětí plné, tj. 50 příp. 61,5 μ V.

Vstupní napětí na impedanci 75 Ω :

S	1	2	3	4	5	6	7	8	9	+10db	+20db	+30db
μ V	0,25	0,5	0,95	1,9	3,8	7,5	15	30	61,5	195	615	1940

Ve výše uvedeném příkladu jsme vypočítali, že přijímač se šumovým číslem 10 db /podle představ mnoha amatérů ne zvláště kvalitní/ umožňuje příjem signálů S2 při SSB a S1 při CW. To jsou ovšem údaje, kdy předpokládáme, že se uplatní pouze šum antény daný jejím odporem a šum přijímače. Praxe v rozsahu krátkých vln je ve skutečnosti daleko horší.

Na anténu dopadá - kromě signálů - ještě velké množství vnějších šumů, jejichž původ je buď umělý nebo přírodní. Souhrn všech vnějších šumů antény označujeme šumovým číslem antény v db.

Umělý šum vzniká činností člověka. Jiskření, poruchy průmyslových zařízení a elektrických spotřebičů, spektrum parazitních signálů vznikajících od vysílačů, to vše vytváří množství slabých impulsů, které ve svém konečném projevu mají charakter šumu. Tyto šумы se uplatňují převážně na kmitočtech nižších než 10 MHz a jejich úroveň je závislá na místě poslechu /jiná bude v paneláku průmyslového města, jiná v hájovně uprostřed venkovských lesů/.

Přírodní šum je dvojího původu - atmosférického a galaktického.

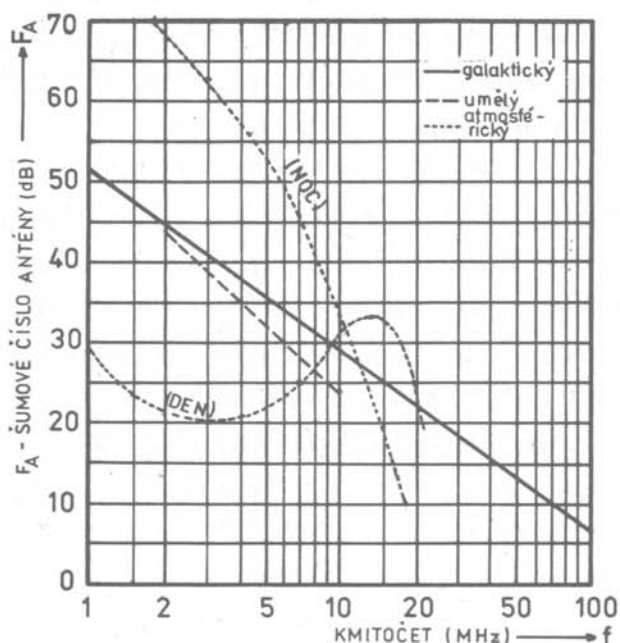
Atmosférický šum je výsledkem elektrických výbojů v atmosféře. Výboje jsou náhodného původu z různých oblastí nad zemským povrchem. Jejich úroveň je vyšší v rovníkových oblastech a klesá se vzdáleností od rovníku /i v našich oblastech můžeme na

vyšších pásmech pozorovat silný vzrůst úrovně výbojů z rovníkových oblastí v případech, že jsou na tyto oblasti dálkové podmínky/. Úroveň atmosférického šumu bývá větší v létě než v zimě, kolísá v průběhu dne, zatímco v noci je stálejší a vyšší. Vzrůstá směrem k nižším kmitočtům a přestává se uplatňovat na kmitočtech vyšších než cca 20 MHz.

Galaktický šum je původu mimozemského. Je výsledkem disturbancecí na slunci /jeho úroveň se mění až o 40 db v obdobích mezi maximem a minimem sluneční činnosti/, přichází ze vzdálených galaxií, kde je silným zdrojem Mléčná dráha a z dalších zdrojů dosud neznámých. Je známo, že planeta Jupiter je občasným zdrojem silných šumů v okolí 20 MHz. Galaktický šum se vzrůstajícím kmitočtem klesá, avšak stává se dominujícím od kmitočtu cca 18 MHz až do mikrovlnného rozsahu.

Úrovně vnějších šumů dosahují vysokých hodnot a jsou hlavním omezujícím činitelem příjmu slabých signálů. Dlouhodobým měřením byly získány údaje průměrných hodnot těchto šumů. Graficky jsou znázorněny na obr.2 převedením na šumové číslo antény v závislosti na kmitočtu. Z obrázku vidíme, že úrovně vnějších šumů dosahují šumového čísla antény až 50 db na nízkých kmitočtech a neklesnou na úroveň nižší než 18 db na nejvyšším kmitočtu krátkovlnného rozsahu. Na pásmech 1,8, 3,5 a 7 MHz převládá umělý šum spolu s atmosférickým /v noci se uplatňuje více atmosférický šum, a to na nejnižších pásmech/. Na pásmu 14 MHz je úroveň atmosférického šumu prakticky shodná s šumem galaktickým, avšak cca 90% času mírně převládá šum atmosférický. Teprve na pásmech 21 a 28 MHz převládá galaktický šum. Jedná se o dlouhodobé průměry a měřením bylo zjištěno, že v některých případech může úro-

veň šumů klesnout na pásmech 14 a 21 MHz na hodnotu 10 db a na pásmu 28 MHz až na 8 db /dochází k tomu nepravidelným pohlcováním galaktického šumu při průchodu atmosférou/. Zamyslíme-li se nad těmito údaji, pochopíme, že nemá žádný smysl snažit se do-



Obr.2. Úrovně vnějších šumů antény v závislosti na kmitočtu

sáhnout u přijímače zbytečně vysoké citlivosti. Konstrukteři se proto dohodli, že šumové číslo přijímače $F_{db} = 10$ db je pro krátkovlnné přijímače možno pokládat na optimální. To však platí za předpokladu, že přijímač bude používán ve spojení s laděnou anténou, dokonale k přijímači přizpůsobenou. Tuto podmínku je možné splnit ve většině případů, kdy je vysílací anténa pou-

žívána i pro příjem. Používání náhražkových antén - a to by mělo být výjimkou - vyžaduje přijímač s lepším šumovým číslem 6 až 8 db. Jedině na pásmu 28 MHz, i za použití laděné antény, můžeme zlepšit užitečnou citlivost přijímače zlepšením jeho šumového čísla na hodnotu 7 až 8 db. /Snaha za dosažení co nejmenšího F_{db} je oprávněná v rozsahu VKV, kde se uplatňuje pouze galaktický šum a dosahuje v pásmu 144 MHz hodnoty 1 db./ Pomocí moderních elektronek a polovodičů není v současnosti problém sestrojít přijímač s nízkým šumovým číslem v okolí 4 db i méně. Jak jsme však vysvětlili výše, je úplně zbytečné konstruovat extrémně citlivé přijímače, když je příjem určován vysokou úrovní vnějších šumů, které nemůžeme nijak ovlivnit. A vysoce citlivé přijímače jsou daleko náchylnější ke vzniku intermodulačního zkreslení a křížové modulace. Naopak současné přijímače jsou řešeny právě z hlediska zvýšené odolnosti proti přetížení silnými signály.

1.1.2. Příjem velmi silných signálů

Zvyšováním výkonů vysílačů, používáním antén s velkým ziskem, vytvořením se mimořádných podmínek šíření, nebo vlivem blízkých vysílačů v hustě obydlených oblastech dopadají někdy na anténu přijímače signály s vysokou úrovní. Vysílač o výkonu 100 W spojený s půlvlnným dipólem vytvoří na vstupu přijímacího dipólu napětí:

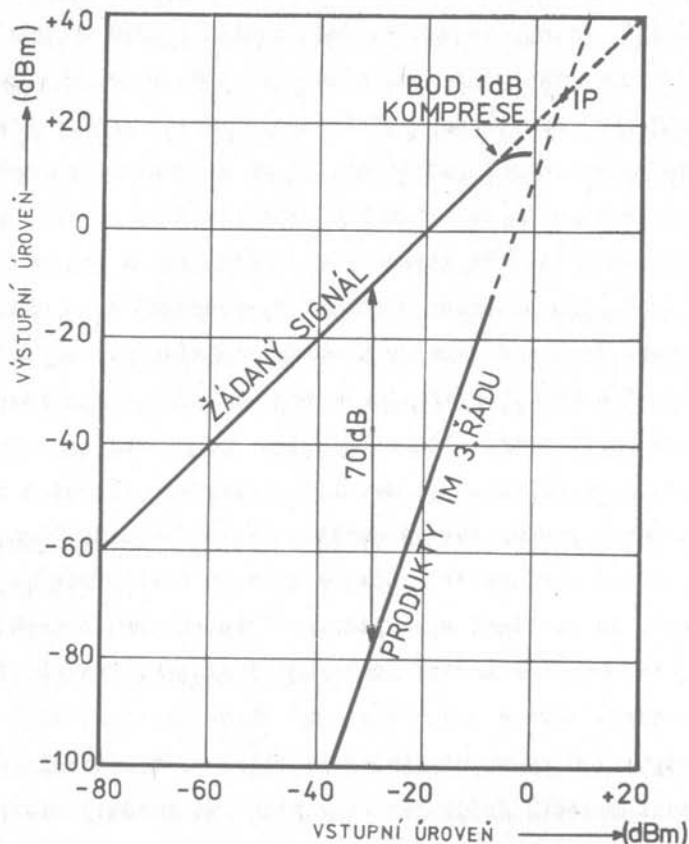
ve vzdálenosti	100 m	1,4 V
	1 km	140 mV
	1 000 km	140 μ V
	10 000 km	14 μ V

Vysílač o výkonu 1 kW, spojený s anténou se ziskem 10 dB, vytvoří ve vzdálenosti 1 000 km napětí 1,4 mV. Přijímač proto musí být schopen zpracovat velká vstupní napětí, neboť v opačném případě dochází ke vzniku nežádoucích produktů /viz část 1.1.3./ . Nejmarkantnější jsou nežádoucí efekty pozorovatelné v pásmu 7 MHz, kde pracuje větší množství silných rozhlasových vysílačů /měřením bylo zjištěno, že ve večerních hodinách dosahují úrovně signálů mezi 5 a 10 MHz až 30 mV/.

Schopnost přijímače zpracovat lineárně velká vstupní napětí závisí především na prvních stupních, respektive na všech stupních, které jsou před obvodu hlavní selektivity. To je důvodem proč skutečně špičkové přijímače nepoužívají v zesilovače před směšovačem a za směšovačem zařazují obvod hlavní selektivity. Je to snadno pochopitelné. Jestliže přivedeme na vstup přijímače /aktivního prvku/ takové napětí, které je na hranici lineárního zesílení zesilovače, bude na výstupu zesilovače napětí nezkraslené. Po zesílení však již bude úroveň tohoto napětí tak vysoká, že bezpečně zahltí následující stupeň. Protože i velmi dobré vstupní obvody jsou relativně širokopásmové, může se v jejich propustném pásmu přenést i několik signálů stanic s vysokou úrovní napětí. Dojde pak ke vzniku intermodulačního zkraslení.

Povšimneme si blíže schopnosti aktivního prvku lineárně zesilovat přivedené vstupní napětí. Sledujeme přitom obrázek 3. Pro lepší odečítání jsou vstupní a výstupní úrovně uváděny ve výkonových jednotkách hodnotami dbm. Znamená to, že měření napětí musí být na stejné impedanci. Měřeným objektem je v zesilovač. Může být osazen elektronkou, fetem nebo tranzistorem.

Jeho pracovní režim je nastaven tak, že zesiluje desetkrát /zisk 20 db/. Aby byla jistota, že zesilovač pracuje v lineár-



Obr.3. Zjištění hodnoty IP a bodu komprese

ní části, přivedeme na vstup malé napětí a na výstupu naměříme napětí přesně desetkrát vyšší. Zvyšováním vstupního napětí a měřením napětí výstupního získáme řadu údajů, které zakreslíme do grafu /v obr.3 je to plná čára označená "žádaný signál"/.

Pokud je zesílení lineární, bude čára přímkou. Při určitém vstupním napětí však zjistíme, že zesílení není již 20 db, ale pouze 19 db. Čára v grafu se začne zakřivovat. Tomuto bodu říkáme 1 db komprese a zde začíná nelinearita zesilovače. Dalším zvyšováním vstupního napětí zjistíme hodnotu, kdy dochází ke kompresi 3 db. V tomto bodě je počátek vzniku křížové modulace. Bod 1 db komprese je také počátkem snížené citlivosti přijímače. Bude-li přijímač naladěn na příjem slabého signálu a vlivem nedokonalé selektivity vstupních obvodů projde na vstup zesilovače nežádoucí signál s úrovní napětí odpovídající bodu 1 db komprese, dojde k zeslabení žádaného signálu. Při velmi vysoké úrovni nežádoucího signálu dojde až k zablokování příjmu. /Obvyklý případ v bezprostřední blízkosti vysílače./

Velmi důležitou vlastností zesilovače /a tím i přijímače/ je odolnost proti vzniku intermodulačního zkreslení. Intermodulační zkreslení je amplitudové zkreslení, které vzniká v nelineárním zesilovači za přítomnosti dvou nebo více signálů o rozdílných kmitočtech. Pro lepší pochopení uvedeme příklad:

Na vstup zesilovače přivedeme dva signály o rozdílných kmitočtech a to $f_1 = 14001$ kHz a $f_2 = 14002$ kHz. Následkem nelinearity zesilovače však na výstupu nebudou jen tyto dva kmitočty, ale i jejich zkreslené produkty ve formě druhé a třetí harmonické:

$f_1 = 14001$	$f_2 = 14002$
$2f_1 = 28002$	$2f_2 = 28004$
$3f_1 = 42003$	$3f_2 = 42006$

Protože je na výstupu zesilovače selektivní obvod a harmonické kmitočty jsou příliš vzdáleny, na výstupu je nenaměříme. Neli-

nearita zesilovače však způsobí, že dojde ke směšování základních kmitočtů s jejich harmonickými a výsledné směšovací produkty již spadají do propustného pásma výstupního obvodu. Produkty tzv. třetího řádu se skládají:

$$2f_1 - f_2 = 28002 - 14002 = 14000 \text{ kHz}$$

$$2f_2 - f_1 = 28004 - 14001 = 14003 \text{ kHz}$$

Produkty pátého řádu jsou:

$$3f_1 - 2f_2 = 42003 - 28004 = 13999 \text{ kHz}$$

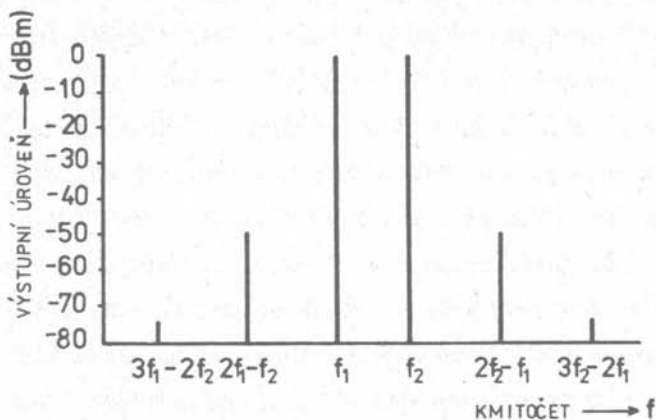
$$3f_2 - 2f_1 = 42006 - 28002 = 14004 \text{ kHz}$$

Rozložení intermodulačních produktů je graficky znázorněno na obr.4. Úroveň produktů pátého řádu je tak nízká, že je v přijímací technice můžeme úplně zanedbat. Je-li na vstup zesilovače přivedeno více signálů než dva, vzniká velké množství produktů jako výsledek jejich vzájemného směšování a kombinovaného směšování jejich harmonických kmitočtů. V praxi může takový případ nastat dosti často u přijímače s nedostatečnou vstupní selektivitou a v pásmu, kde je větší množství silných stanic.

Dlouho neexistoval způsob jednotného udávání odolnosti přijímačů vůči intermodulačnímu zkreslení - IMD. Příčinou bylo jednak to, že řada výrobců této vlastnosti nevěnovala patřičnou pozornost, jiní výrobci neudávají žádné hodnoty z opatrností a pak nebyl dohodnut jednotný postup měření. Podobně, jako je možné srovnávat přijímače z hlediska citlivosti pomocí šumového čísla F_{db} , zavádí se v poslední době i jednotný způsob vzájemného srovnávání přijímačů v odolnosti k IMD. /To však ještě není zárukou, že se výrobci méně kvalitních přijímačů tímto údajem budou chlubit./ Porovnávací parametr se nazývá "Intercept point", označuje se IP a udává v jednotkách dbm. Český odborný

výraz není, dal by se přeložit jako "bod křížení". Vysvětlíme si, jak se IP měří a vrátíme se k obr.3.

Postup je podobný, jako bylo měření linearoty zesilovače. Místo jediného signálu se na vstup zesilovače přivedou signály dva a úroveň jejich napětí se udržuje shodná. Dále je třeba vzít v úvahu, že neexistuje absolutně lineární zesilovač a i



Obr.4. Rozložení IM produktů vyšších řádů

ten nejdokonalejší vyrábí produkty IMD. Při malých vstupních napětích je však úroveň produktů IMD velmi malá, takže zanikají v šumu. Aby bylo možné měřit i velmi malé úrovně IMD, používá se na výstupu zesilovače speciálního spektrálního analyzáru s logaritmickou citlivostí, kde se dá na obrazovce přesně v db odečíst úroveň žádaného signálu a všech IMD produktů. V amatérských podmínkách se dá dosti přibližně nahradit měřením pomocí S-metru tak, že měřený zesilovač je připojen ke vstupu přijímače. Musí být však jistota, že cejchování S-metru souhlasí.

Vstupní napětí měřeného zesilovače se kontroluje vř voltmetrem, na S-metru se odečte úroveň žádaného signálu a přijímač se naladí na kmitočet, kde vzniká produkt $2f_1 - f_2$ nebo $2f_2 - f_1$, aby bylo možné odečítat úroveň IMD.

Při malých vstupních napětích bude úroveň IMD neměřitelná. Postupným zvyšováním vstupních napětí se začne objevovat IMD. Zapamatujme si úroveň vstupního napětí, při kterém produkty IMD budou právě na úrovni šumu přijímače. Dalším zvyšováním napětí budou již produkty měřitelné a jejich úroveň i úroveň vstupních a výstupních napětí žádaného signálu můžeme zakreslovat do grafu /viz obr.3/. Přímky budou mít odlišný sklon, protože zvětšením vstupního napětí o 1 db vzroste úroveň IMD o 3 db. Tento fakt si dobře pamatujte. Zvyšováním vstupního napětí dojdeme až k bodu 1 db komprese, kde se přímka žádaného signálu začne zakřivovat. Tím je měření skončeno. Na grafu vznikly dvě přímky /plnou čarou/. Provedeme-li aproximaci pro ideální zesilovač /ten v praxi nemůže existovat/ a prodloužíme přímky žádaného signálu a produktů IMD /přerušovaná čára/, protnou se v určitém bodě. V našem příkladu je tento bod na úrovni vstupního výkonu +5 dbm. Intercept point třetího řádu IP = +5 dbm. Je to teoretický bod, který udává hodnotu vstupního výkonu /nebo napětí na známé impedanci/, při kterém by úroveň produktů IMD dosáhla stejné úrovně jako žádaný signál. V našem případě to představuje napětí cca 500 mV/75 Ω . Zesilovač patří mezi středně kvalitní. Ze získaného grafu je pak možné snadno odečíst odstup nežádoucích produktů IMD pro libovolné vstupní napětí. Z obr.3 například zjistíme odstup pro vstupní výkon -20 dbm, tj. 27,5 mV/75 Ω , neboli signál S9 + 53 db. Přímka žádaného

signálu protíná výstupní úroveň Odbm a přímka IMD hodnotu -50 dbm. Rozdíl 50 dbm představuje odstup nežádoucích produktů od žádaného signálu 50 db. To je hodnota, kdy nežádoucí produkty sice budou již slyšitelné, avšak ne ještě příliš rušivé. Při signálu S9 + 40 db budou již potlačeny o téměř 80 db.

Metoda zjišťování IP v amatérských podmínkách může být obtížná. Daleko snadnější je zjištění bodu 1 db komprese. Pokud se spokojíme s odhadem /a často budeme muset/, počítáme s tím, že IP je přibližně o 15 db výše, než bod 1 db komprese.

Počínaje bodem 3 db komprese objevuje se jiný druh amplitudového zkreslení, který nazýváme křížová modulace. Projevuje se tím, že modulace velmi silného, nežádaného signálu se namoduluje na signál žádaný. Jakmile vznikne, není již žádnými prostředky v přijímači odstranitelná. Vzniku můžeme zabránit několika způsoby, nejúčinnější je však zařazení útlumového článku na vstup přijímače, ještě před první aktivní prvek. Útlumový článek sice zeslabí i žádaný signál, ale má větší vliv na signál nežádaný. Zvýšení útlumu o 1 db má za následek snížení křížové modulace o 2 db. Můžeme proto zeslabovat tak dlouho, dokud žádaný signál bude ještě čitelný a nezanikne v šumu přijímače. Křížová modulace se měří pomocí dvou generátorů. První, který představuje žádaný signál, není modulován. Druhý, představující nežádaný signál, je modulován amplitudově do hloubky 30%; je naladěn na kmitočet odlišný o 20 až 50 kHz. Úroveň am generátoru se zvyšuje tak dlouho, až se na žádaném signálu objeví 1% modulace. Úroveň je pak měřítkem odolnosti zesilovače /přijímače/ ke vzniku křížové modulace. Měření se provádí na spektrálním analyzáru a při udávání úrovně KM musí být vždy uvedena hodnota odstupu

obou měřených kmitočtů. Ze známého IP zjistíme úroveň 1% KM podle vztahu:

$$\text{vstup.úroveň /1\% KM/} = \text{IP} - 21 \text{ db}$$

Příklad:

IP přijímače	+30 dbm	-9,5 dbm	-19 dbm
	/špičkový/	/běžný/	/špatný/
vstupní úroveň pro 1% KM	+9 dbm	-30,5 dbm	-40 dbm
vstupní napětí na 75 Ω	770 mV	8 mV	2,75 mV

Poslední příklad /2,75 mV/ je typický pro vstupní zesilovače osazené, v bipolárními tranzistory.

Působením velmi silného signálu dochází ke snížení zesílení zesilovače a tím ke snížení citlivosti přijímače, tzv. kompresi. Dojde k tomu v případě, kdy silný signál začne ovlivňovat pracovní bod zesilovače. Ve většine případů jsou zesilovače v přijímači propojeny okruhem AVC a tak se nežádoucí vliv přenesou na více stupňů. V krajním případě mimořádně silného vstupního signálu dojde až k blokování přijímače /jev známý v bezprostřední blízkosti vysílače/. Kompresi se měří následovně: Přijímač se naladí na kmitočet jednoho CW generátoru, který představuje žádaný signál. Druhý CW generátor se naladí cca 20 kHz mimo přijímaný kmitočet a jeho napětí se zvyšuje tak dlouho, až se úroveň žádaného signálu měřená na výstupu přijímače sníží o 3 db. Velikost nežádaného signálu určuje odolnost přijímače proti znečitlivění. K údaji musí však vždy být uvedena hodnota rozestupu obou měřících kmitočtů.

Důležitým parametrem přijímače je jeho dynamický rozsah /DR/.

Udává /v jednotkách db/ poměr nejslabšího přijímatelného signálu k nejsilnějšímu, při zachování požadované linearity. Horní hranice DR přijímače je definována úrovní vstupního signálu, při kterém jsou produkty IMD třetího řádu právě na úrovni šumového prahu přijímače. To znamená, že nežádoucí produkty prakticky zanikají v šumu a neruší. Spodní hranice DR je určena šumovým číslem přijímače, tj. úrovní šumového prahu. Protože šumový práh je závislý i na nastavené šířce pásma přijímače, udává se DR k určité šíři pásma.

Ze známého IP a šumového čísla přijímače vypočítáme DR:

$$DR = 0,667 /IP - P_{\text{šp}}/ \quad [db; dbm] \quad / .3/$$

kde $P_{\text{šp}}$ je prahová úroveň šumu v dbm - /viz obr.1/.

Maximální úroveň vstupního signálu, která produkuje IMD právě na úrovni šumového prahu, bude:

$$P_i /max/ = 0,333 /2IP + P_{\text{šp}}/ \quad [dbm] \quad / .4/$$

Příklad:

Přijímač s šumovým číslem 10 db, nastavený na šířku pásma 2,1 kHz s IP = 30 dbm /špičkový přijímač/, bude mít dynamický rozsah podle / .3/:

$$DR = 0,667 [30 - /-131/] = 107,3 \text{ db}$$

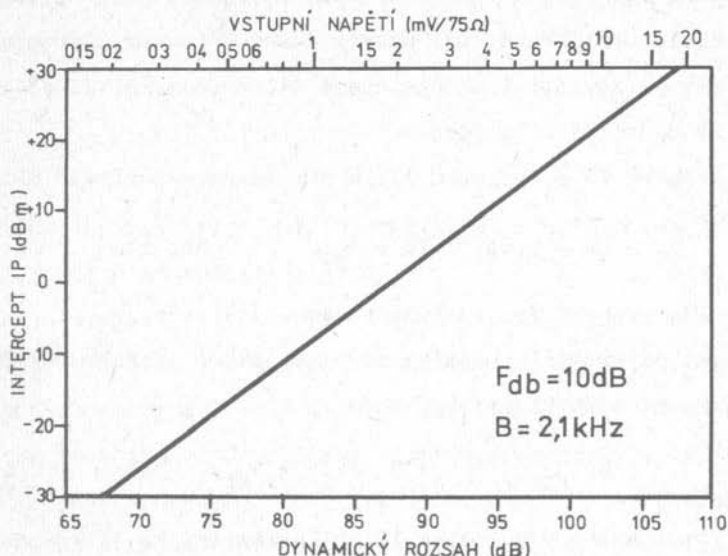
Úroveň $P_i /max/$ podle / .4/:

$$P_i /max/ = 0,333 [2 \cdot 30 + /-131/] \hat{=} -23,7 \text{ dbm}$$

Znamená to, že vstupní úroveň -23,7 dbm vytvoří produkty IMD na úrovni šumu přijímače. Představuje to vstupní napětí 17,1 mV na 75 Ω , neboli signál S9 + 43 db.

Stejným výpočtem zjistíme, že běžnější přijímač s $IP = -9,5$ dbm, $F_{db} = 10$ db a $B = 2,1$ kHz bude mít $DR = 81$ db a maximální úroveň vstupního signálu -50 dbm, což představuje vstupní napětí $868 \mu\text{V}$ nebo $S9 + 17$ db.

Na obr.5 je graficky znázorněn vztah mezi IP , DR a maximál-



Obr.5. Vztah IP , DR a $U_{i \max}$ přijímače

ním vstupním napětím přijímače, jehož šumové číslo je 10 db a šířka pásma 2,1 kHz.

Protože IP je nejlepším měřítkem pro vzájemné srovnávání přijímačů z hlediska odolnosti proti přetížení, uvádíme hodnoty některých známých zařízení světové produkce. Špičkové přijímače dosahují hodnot $+20$ dbm a více, středně dobré mají 0 dbm, špatné -10 dbm a méně:

FT 277B	-25,5 dbm	JR 599	-7 dbm
FT 101	-21,5 dbm	Atlas 180/210	+3,5 dbm
Argonaut	-19,5 dbm	Drake R4B	+8 dbm
Drake TR4C	-17 dbm	Collins 65S1	+13 dbm
Collins S-line	-10 dbm	Racal RA1772	+28 dbm

1.1.3. Potlačení nežádoucích signálů

Mezi nežádoucí signály můžeme, v širším pohledu, počítat všechny signály kromě toho, který chceme přijímat. Zpracování přijímaného signálu vyžaduje minimální šířku pásma přijímače. /Úzkopásmová fm potřebuje 15 kHz, am 5 kHz, SSB 2,1 kHz a CW postačuje i 50 Hz./ Propustná šířka pásma je dána obvody hlavní selektivity, které bývají obvykle soustředěny do mf zesilovače. Nežádoucí signál, který skutečně na kmitočtu pracuje a spadá do propustné šířky pásma, není možné odstranit. Nežádoucí signály v bezprostřední blízkosti žádaného signálu je možné potlačit zvýšením strmosti boků propustné charakteristiky obvodů hlavní selektivity. To však již spadá do kapitoly o mf zesilovačích.

Potlačení nežádoucích signálů, které vznikají jako produkt nelineárního zesílení a směšování, závisí především na správném návrhu vstupního dílu. Do vstupního dílu zahrnujeme laděné vstupní obvody, vf zesilovač, směšovač a oscilátor. Oscilátorům je věnována samostatná kapitola.

V části 1.1.2. jsme vysvětlili vznik nežádoucích produktů, které vznikají za přítomnosti dvou nebo více signálů. Velmi silné signály vytvářející IM zkreslení mohou být někdy od přijíma-

ného kmitočtu dosti vzdáleny, avšak vlivem nedostatečné selektivity vstupních obvodů projdou na vstup aktivního prvku. Dalším nebezpečím mohou být signály pracující na zrcadlovém kmitočtu. Zrcadlový kmitočet je vzdálen od kmitočtu oscilátoru stejně jako přijímaný kmitočet, ale na opačnou stranu. Směšování kmitočtu vznikne tedy stejný mf kmitočet jako u přijímaného signálu. V některých případech může vzniknout nežádoucí směšování mezi silným signálem a harmonickými kmitočty oscilátoru. Omezení vzniku nežádoucích produktů je ve všech případech závislé na dosažení co největší selektivity vstupních laděných obvodů. Šířka pásma jednoduchého rezonančního obvodu je závislá na činiteli jakosti Q použité indukčnosti /za předpokladu, že je použit kvalitní keramický nebo slídkový kondenzátor/ a kmitočtu podle vztahu:

$$B = \frac{f}{Q} \quad / .5/$$

kde B = šířka pásma pro pokles 3 db /kHz nebo MHz/

f = kmitočet /kHz nebo MHz/.

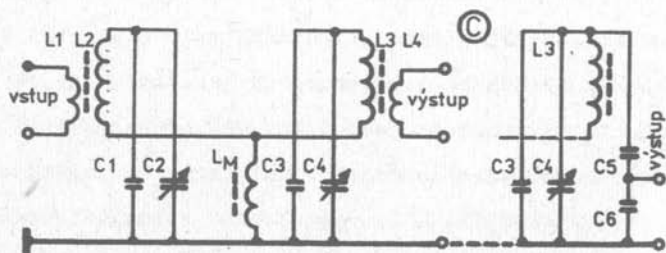
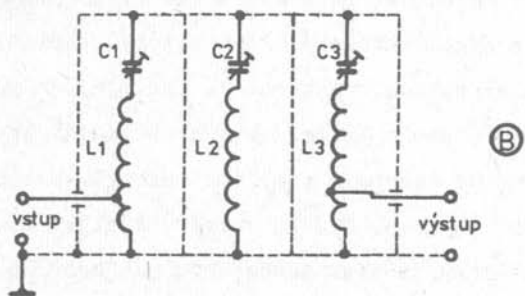
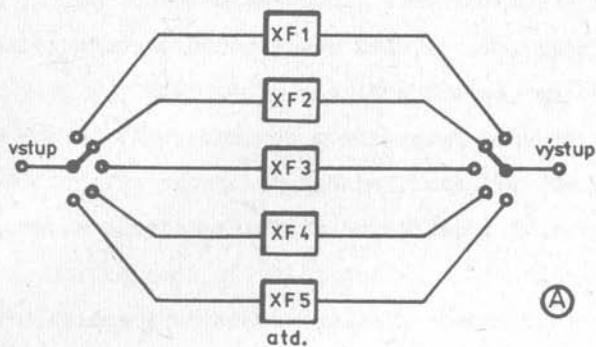
Výpočtem zjistíme, že obvod s $Q = 100$ bude na 3,5 MHz široký pouze 35 kHz, avšak na 28 MHz již 280 kHz. V praxi však bude výsledek ještě příznivější, protože v přijímači je obvod na jedné straně zatížen anténou a na druhé straně vstupním odporem aktivního prvku. Řazením několika obvodů za sebou, vzájemně vázaných kapacitně nebo induktivně, je možné celkovou selektivitu vstupních obvodů zlepšit, avšak za cenu zvýšeného vloženého útlumu filtru.

Nejvyššího Q dosahují krystalové výbrusy. Sestavené krystalové filtry se vyznačují velmi úzkou šířkou pásma a strmými boky.

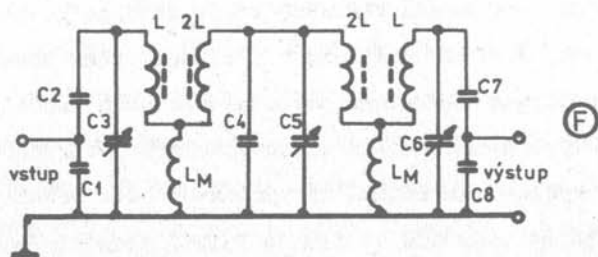
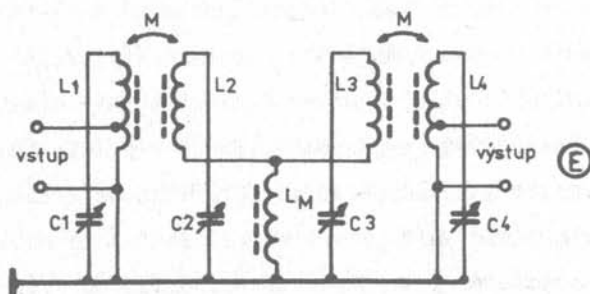
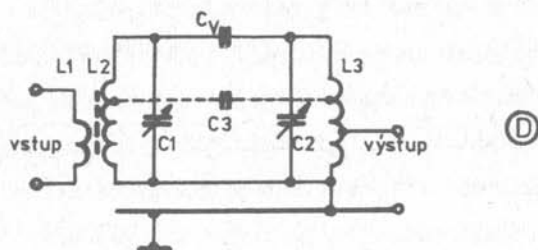
Nejlepším řešením by bylo použít pro každý přijímaný kmitočet samostatný krystalový filtr s šířkou pásma odpovídající potřebě přenášeného signálu. To je však možné pouze v profesionálním provozu při příjmu jednoho určitého vysílače. Použití v širším kmitočtovém rozsahu by bylo ekonomicky neúnosné. Přesto byl již postaven amatérský přijímač, kde pásmo 14 MHz bylo rozděleno na 11 částí, překrytých přepínanými filtry se šířkou pásma 33 kHz /viz obr. 6A/.

Vynikajících vlastností dosahují rezonátory helical. Pracují na principu dutinových rezonátorů s nízkou impedancí a v krátkovlnném rozsahu mají Q až 1000 /to znamená šířku pásma 1 kHz na každý 1 MHz/. Několik takových rezonátorů se řadí za sebou /obr. 6B/, s velmi volnou vzájemnou vazbou. Jejich nevýhodou je možnost přeladění pouze v malém rozsahu. Běžnější jsou na VKV, protože v rozsahu KV dosahují značných rozměrů. Rezonátor se třemi sekcemi pro pásmo 21 MHz má rozměry 27x13x9 cm.

Ve většině případů je však třeba vstupní obvody přeladovat v širším kmitočtovém rozsahu, minimálně v rozsahu amatérského pásma. V těchto případech se převážně používá LC obvodů, laděných proměnným kondenzátorem nebo proměnnou indukčností. Pro dosažení větší selektivity a strmějších boků propustné křivky se řadí několik obvodů za sebou a obvody se ladí v souběhu. Vazba mezi jednotlivými obvody je buď induktivní, kapacitní nebo smíšená. Na obr. 6C/ je pásmová propust ze dvou obvodů, vázaných společnou indukčností. Obr. 6D/ ukazuje kapacitní vazbu mezi živými konci obvodu. Velikost této kapacity pro kritickou vazbu vychází velmi malá /0,5 až 3,5 pF/. Pro snadnější nastavení vazby je výhodnější připojení kapacity na odbočky cívek. Potřeb-



Obr.6. Vstupní obvody



Obr. 6. Vstupní obvody

ná kapacita se mění k počtu závitů odboček v kvadratickém vzta-
hu. Připojením na poloviční počet závitů bude potřebná kapacita
čtyřnásobně větší než by vyžadovalo připojení na vrchol cívky.
Větší kapacity se snáze vybírají i nastavují. Složitější obvod
je na obr. 6E/. Představuje dvojitou pásmovou propust se čtyřmi
obvody, laděnými v souběhu. Jednotlivé propusti jsou vázány
vzájemnou indukčností, zatímco propusti navzájem jsou vázány
společnou indukčností. Takto provedené vstupní obvody dosahují
již značné selektivity. Nejlepší strmosti boků však dosahuje
Cohnův filtr na obr. 6F/. K ladění vyžaduje pouze trojitý ladi-
cí kondenzátor. Obvody jsou vázány společnou indukčností, při-
čemž indukčnosti obvodů mají nestejně hodnoty. Filtr má vysoké
potlačení kmitočtů mimo propustné pásmo a malý vložný útlum.

Běžné válcové cívky s jádrem dosahují v krátkovlnném rozsahu
činitele jakosti Q průměrně 80 až 100. Hodnota Q nezatíženého
obvodu se však dále snižuje vlivem zatížení anténou a následu-
jícím zesilovacím prvkem. Kryty cívek, případně vliv okolních
kovových součástí u nezakrytovaných obvodů, působí dále na sní-
žení jakosti. Je ale možné zkonstruovat cívku vinutou postříbře-
ným drátem na keramickém tělísku, která dosáhne hodnoty v neza-
tíženém stavu až 400. Umístěním v přijímači však dosažené Q vel-
mi rychle poklesne následkem působení okolních součástí.

Vývoj a výroba uzavřených kruhových jader /toroidů/ umožnila
konstrukci vysoce kvalitních vstupních obvodů. Dosažitelné Q
v kv rozsahu se pohybuje od 150 do 230. Z toroidů čs. produkce
jsou vhodné:

materiál	barevné označení	permeabilita	pásmo
N1	žlutá	120	1,8 MHz
NO5	tm. modrá	50	1,8 a 3,5 MHz
NO2	zeleně hrášková	20	7,14,21,28 MHz
NO1	červená	8	28 MHz /21 MHz/

Rozptylová pole toroidních vinutí jsou velmi malá. Nedochází k induktivním vazbám mezi vstupními a výstupními obvody a tak se zvyšuje stabilita stupně. Vliv kovových součástí na jakost obvodu je podstatně menší než u válcových cívek a tak je možná těsnější montáž. Toroidy mají však i některé nevýhody. Jsou teplotně závislé a průchodem stejnosměrného proudu dochází ke změně indukčnosti. Je-li například obvod zapojen v kolektorovém obvodu stupně řízeného AVC, dochází při změnách kolektorového proudu k magnetické hysterезi a tím i ke zkreslení signálu /vzrůst IM produktů/. Další nevýhodou je obtížnost dolaďování indukčností z hlediska souběhu. Malých změn je sice možné dosáhnout roztahováním a stlačováním závitů, avšak nastavování je obtížné. Praktičtější je nastavit všechny cívky předem přesně na stejnou indukčnost a paralelní kapacitou pouze vyrovnávat parazitní kapacity do souběhu. Vazba vzájemnou indukčností není možná. Při vazbě společnou indukčností vycházejí hodnoty vazební indukčnosti velmi malé, obzvláště na vyšších pásmech kv rozsahu. Nejsnadněji se realizuje vazba kapacitní. Vzhledem k vysokému Q však vychází hodnota vazební kapacity velmi malá a těžko realizovatelná a je proto výhodnější připojovat vazební kapacitu na nízké odbočky.

Důležité je správné přizpůsobení antény na vstupní obvod,

nebo obvodu ke vstupní elektrodě zesilovače. Několik způsobů vazby je na obr. 7A - F/. Obrázek 7A/ ukazuje velmi obvyklou vazbu pomocí vazebního vinutí. To bývá umístěno na studeném konci obvodové indukčnosti a provedeno pomocí několika závitů. Poměr počtu závitů obou vinutí závisí na žádaném transformačním poměru. Víme, že rezonanční obvod přesně v rezonanci má charakter ohmického odporu, jehož velikost je dána hodnotou induktivního odporu X_L použité indukčnosti a hodnotou Q cívky /kapacitní odpor X_C kondenzátoru je při rezonanci shodný a oba jsou závislé na kmitočtu/. Rezananční odpor obvodu nazýváme dynamickým odporem obvodu R_d a k němu počítáme transformaci vazebního vinutí. Poměr počtu závitů $n_2 : n_1$ bude:

$$p = \sqrt{\frac{R_d}{R_a}} \quad / .6/$$

kde R_a je žádaný odpor vazebního vinutí.

Hodnota R_d , platná pro nezatížený obvod, bude v praxi vždy nižší, protože obvod bude zatížen dalším obvodem nebo vstupním odporem zesilovače.

Hodnoty kapacitní a induktivní reaktance X_C a X_L pro kv pásma a běžnou mf 9 MHz jsou zachyceny v grafu na obr.8.

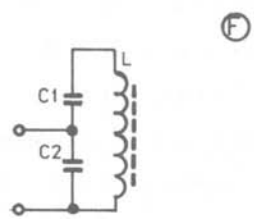
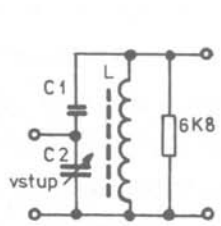
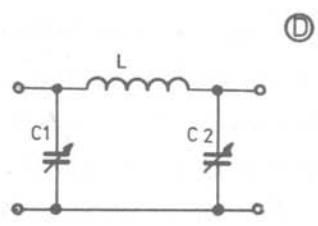
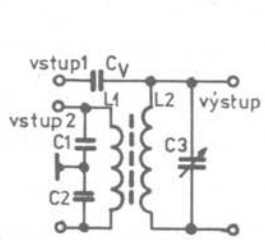
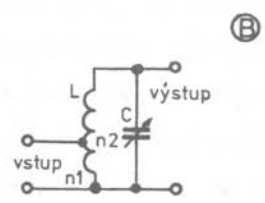
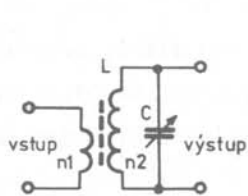
Příklad:

Potřebujeme zjistit počet závitů vazebního vinutí pro anténu 75Ω u obvodu laděného na 14 MHz, jehož indukčnost je $4 \mu\text{H}$ a $Q = 150$.

$$R_d = X_L \cdot Q \quad / \Omega / \quad / .7/$$

X_L je na 14 MHz = 350Ω /z grafu na obr. 8/ pak

$$R_d = 350 \cdot 150 = 52\,500 \Omega$$



Obr.7. Vazba antény se vstupním obvodem

Tranformační poměr podle / .6/

$$p = \sqrt{\frac{52 \cdot 500}{75}} \approx 26$$

Vazební vinutí bude mít 26x méně závitů než vinutí rezonančního obvodu. Příklad je názornou ukázkou toho, jak obvody s vysokým Q a malou obvodovou kapacitou /a tím nutnou větší indukčností/ vyžadují vazební vinutí s velmi malým počtem závitů. U toroidů často stačí silnější vodič procházející středem a uzemněný. Výpočet platí pro výkonové přizpůsobení. Přizpůsobení z hlediska šumu vyžaduje vazbu o trochu těsnější, dochází však k většímu zatížení laděného obvodu a snížení selektivity.

Na obr. 7B/ je vazba pomocí odbočky. Ta se snadno realizuje u obvodů vinutých silnějším drátem a malým počtem závitů, obvykle na pásmech 14 MHz a vyšších. Výpočet odbočky je stejný jako v předchozím příkladu.

Dvojitý druh vazby je zachycen na obr. 7C/. Kapacitní vazba pomocí kondenzátoru C_v se používá ve spojení přijímače s náhradkovými nebo prutovými anténami, obvykle při mobilním provozu. Vazba se mění v závislosti na poloze ladícího kondenzátoru. Druhá vazba je induktivní, určená pro symetrické napáječe. Pomocí trimru C_2 se provádí vyvážení symetrie. Méně obvyklé je provedení vazby pomocí π - článku /obr. 7D/, často užívané v rozsahu VKV. Zajímavé provedení vazby pomocí proměnného kapacitního děliče je na obr. 7E/. Proměnný kondenzátor s kapacitou 5 až 100 pF dovoluje přizpůsobit libovolnou anténu s impedancí 58 až 3100 Ω . Nevýhodou je nutnost poměrně nízkého odporu paralelně k rezonančnímu obvodu, který částečně zhoršuje selektivitu. Velmi výhodné zapojení vazby je na obr. 7F/. Transformační poměr

je určen hodnotami kapacitního děliče. Způsob umožňuje daleko přesnější přizpůsobení, protože se snadněji mění hodnota kapacity než počet závitů a velikost vazby při induktivní vazbě. Zapojení lze s výhodou použít k přizpůsobení antény k přijímači, obvodu k zesilovači a výstupu směšovače na krystalový filtr. Hodnota odporu na odbočce mezi kondenzátory C_1 a C_2 je dána vztahem

$$R_{od} = \frac{Q \cdot X_L}{\left(\frac{C_2}{C_1} + 1\right)^2} \quad / .8/$$

kde Q = jakost cívky

X_L = induktivní reaktance /viz graf u obr. 8/

C_1, C_2 = kapacity obvodu v pF.

Součin QX_L představuje dynamický odpor obvodu R_d , k jehož hodnotě je transformační poměr vztážen.

V praxi častěji budeme znát hodnotu žádaného odporu na odbočce. Poměr kapacit děliče pak zjistíme

$$\text{poměr } \frac{C_2}{C_1} = \sqrt{\frac{Q X_L}{R_{od}} - 1} \quad / .9/$$

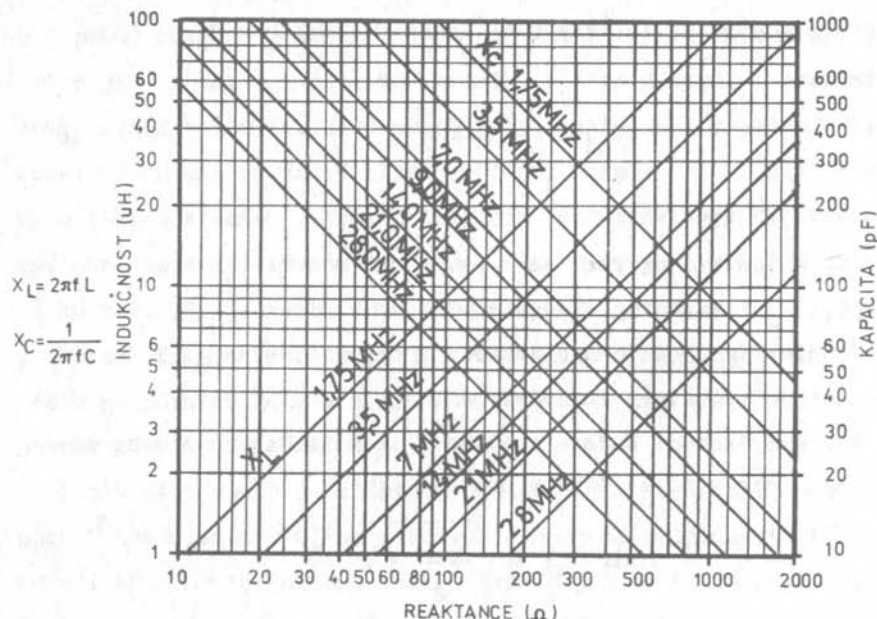
Příklad:

Laděný obvod na 14 MHz, s indukčností 3 μ H, o jakosti $Q = 150$, potřebujeme přizpůsobit k anténě 75 Ω . Z grafu na obr. 8 zjistíme X_L pro 3 μ H na 14 MHz, to je 270 Ω . Poměr kapacit děliče bude podle / .9/.

$$\frac{C_2}{C_1} = \sqrt{\frac{150 \cdot 270}{75} - 1} \doteq 23 - 1 = 22$$

Z grafu na obr. 8 zjistíme i potřebnou obvodovou kapacitu. Víme, že při rezonanci je X_C rovno X_L a tak pro $X_L = 270 \Omega$

najdeme kapacitu se stejnou hodnotou reaktance; ta v našem případě je 44 pF. Spojením kapacit v sérii bude výsledná kapacita menší. Při tak velkém poměru jako je v příkladu, bude C_2 mít kapacitu velkou /44 . 22 = 968 pF/ a sériové zapojení příliš



Obr.8. Reaktance indukčností a kapacit v závislosti na kmitočtu

nesníží hodnotu C_1 . Použijeme proto jako C_1 hodnotu z vyráběné řady 47 pF a jako C_2 vyráběnou hodnotu 820 pF. Snížením hodnoty C_2 proti vypočítané respektujeme vliv nižšího Q vlivem zatížení obvodu. Toto počítání je pouze orientační, pro amatérskou potřebu však stačí. Přesného přizpůsobení bychom dosáhli jedině měřením pomocí admitančních můstek. V případě přelaďovaných obvodů volíme za C_1 střední kapacitu proměnného kondenzátoru.

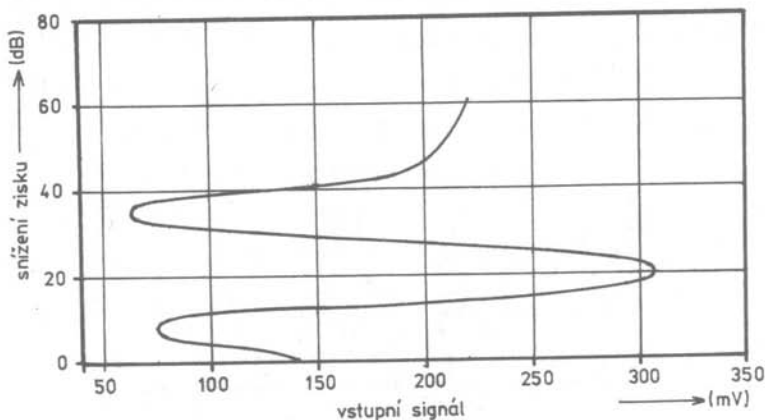
Na krajích rozsahu dojde pak k určitému nepřizpůsobení. Vysokofrekvenční laděné obvody budou mít i za použití vysoce jakostních cívek vždy stále mnohem větší šířku pásma, než je potřeba ke zpracování přijímaného signálu. V pásmu 3,5 MHz je možné dosáhnout šíře 20 kHz, avšak na pásmech 21 a 28 MHz to bude již 150 až 200 kHz. Tyto obvody sice zaručí dokonalé potlačení zrcadlových kmitočtů, ale ve svém propustném pásmu propustí všechny signály, z nichž některé mohou být velmi silné. Schopnost potlačení nežádoucích produktů pak závisí na aktivních prvcích umístěných před obvodu hlavní selektivity. Počet aktivních prvků má být co nejmenší, v míře nutné pro zajištění požadovaného šumového čísla přijímače. Moderní kvalitní přijímače mají proto zařazen před hlavní selektivitou pouze směšovač. Není-li možné použít ve směšovači speciálních nízkošumových polovodičů, zařazuje se jeden vf zesilovač s malým zesílením, který kryje ztráty v obvodech preselektce a horší šumové číslo směšovače.

Aktivní prvky ve směšovači a vf zesilovači se vybírají z hlediska minimálního šumového čísla a vysoké linearity. Znakem období je důsledný přechod na polovodiče. Ve směšovačích převládá používání diod s horkými nosiči /"Schotky - hot carrier"/ v zapojení dvojité vyvážené směšovače. Těžiště však je v používání FETů, případně MOSFETů s dvěma bázemi, jejichž kvadratická převodová charakteristika je výhodná z hlediska potlačení produktů třetího a vyšších řádů. Vyvážené zapojení směšovačů i vf zesilovačů potlačuje účinně produkty druhého a sudých řádů. Vynikajících výsledků dosahují výkonové FETy se strmostí až 100 mA/V a velmi nízkým šumem. Běžné vysokofrekvenční, tzv. malosignálové, bipolární tranzistory, jsou pro kvalitní zařízení

naprosto nevyhovující pro snadnou přetížitelnost. V poslední době se však podařilo získat překvapivé výsledky s bipolárními tranzistory, určenými pro větší vf výkony. Zapojení používají několikanásobných zpětných vazeb a tranzistory pracují s poměrně značnými proudy 30 až 100 mA. Vzhledem k nesnadné dostupnosti speciálních polovodičů, nebo i z cenových důvodů, osazuje ještě mnoho amatérů svá zařízení elektronkami. Dříve často užívané vícemřížkové elektronky, hlavně ve směšovačích, jsou naprosto nevhodné. Za nejlepší můžeme pokládat zesilovače a směšovače s dvojitými triodami. Nepoužívají se moderní, vysoce strmé elektronky s napínanou mřížkou, ale elektronky se střední strmostí a delší převodovou charakteristikou. Výhodné jsou selektody, elektronky s proměnnou strmostí. Pracovní bod se nastavuje do středu převodové charakteristiky tak, že se změří závěrné napětí /bod potlačení anodového proudu/, a to se dělí dvěma. Stejný postup nastavení platí i pro FETy. Neplatí pro dvoubázové MOSFETy, které pracují v oblasti nulového předpětí a některé dokonce s malým kladným napětím na G_1 . Používání záporných zpětných vazeb zlepšuje stabilitu stupně a zvyšuje linearitu a přetížitelnost. Vf zesilovače pracují s minimálně nutným zesílením a zesílení se upraví velikostí záporné zpětné vazby.

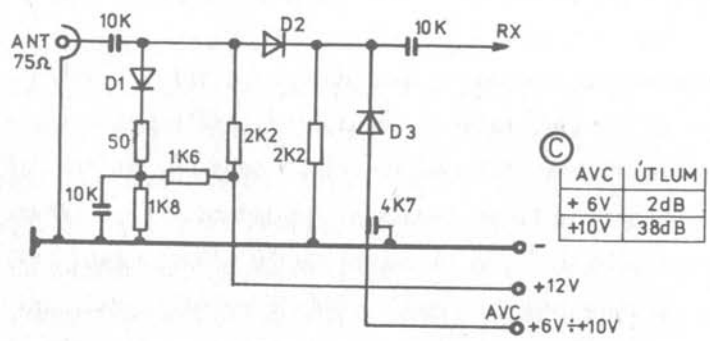
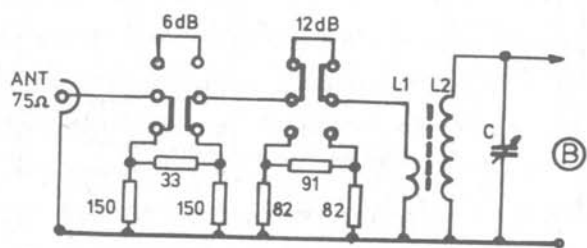
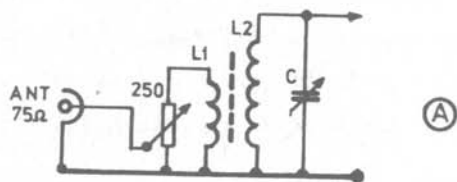
Všechny aktivní prvky, elektronky, FETy i bipolární tranzistory mají svůj pracovní režim, ve kterém pracují lineárně. Změna tohoto režimu přináší zhoršení odolnosti proti přetížení. Ke změnám režimu dochází i řízením stupně napětím AVC. Na obr. 9 je vliv změny zisku na vznik KM pro dvoubázový MOSFET 3N140. Vidíme, že při plném zesílení začíná KM vznikat při vstupním napětí 140 mV. Snížením zisku o 5 db již stačí ke vzniku KM napětí

pouhých 75 mV. Dalším snížením, na -18 db, potřebuje tranzistor již 310 mV, avšak snížením zisku o 35 db již KM vytvoří vstupní napětí 65 mV. Uvedená křivka platí pro typ 3N140, je však podobná pro kterýkoliv aktivní prvek. V kvalitním zesilovači je proto výhodnější nastavit režim na zesílení, odpovídající nejvyšší odolnosti a do stupně AVC nezavádět. Řízení zisku je vý-



Obr.9. Vliv změny zisku na vznik KM

hodnější zařadit do cesty mezi anténou a prvním aktivním prvkem. Jen tak zajistíme, že se na vstup zesilovače nedostane signál, který by mohl být příčinou vzniku IM nebo KM. Na obr. 10 jsou uvedeny takové způsoby regulace. Nejjednodušší je zařazení potenciometru mezi anténu a vstup. Tento způsob, zdánlivě primitivní, je však velmi účinný. Vyžaduje ruční řízení, nemá definovaný útlum a narušuje impedanční přizpůsobení antény ke vstupu. Přesto jeho použití jako doplněk ke stávajícímu přijímači často pomůže odstranit problémy s nežádoucími produkty. Zesla-



Obr.10. Vstupní útlumové články

bení žádaného signálu o 1 db zmenšuje křížovou modulaci o 2 db a intermodulační zkreslení o 3 db. Jiný způsob je na obr. 10B/. Je to stupňovitý atenuátor s odporovým π -článkem. Je již impedancečně přizpůsoben a má definovaný útlum. Zařazením prvního článku je útlum 6 db, zařazením druhého 12 db a zařazením obou pak 18 db. Dokonalejšího řízení se dosáhne pomocí speciálních diod PIN. Tyto diody pracují jako proměnný odpor v závislosti na přivedeném napětí a jsou určeny právě pro útlumové články. Bez nebezpečí vzniku křížové modulace propustí vstupní napětí větší než 1 V. Složitější články dosahují regulace až 60 db a jsou řízeny stejnosměrným zesilovačem pomocí napětí AVC. Jednodušší zapojení je na obr. 10C/. Je řízeno kladným napětím AVC od +6 V /základní útlum 2 db/ do +10 V, kdy dosahuje útlumu 38 db. Použité diody jsou hp 5082-3081 nebo Valvo BA379. Ve VÚST A.S. Popova byly již vyvinuty PIN diody naše.

Na dosažení vysoké odolnosti přijímače má podstatný vliv celková koncepce zapojení. Kvalitní přijímač má splňovat tyto základní požadavky:

a/ šumové číslo takové, aby vlastní šum přijímače byl pod úrovní vnějších šumů dopadajících na anténu /dohodnutá hodnota je $F_{db} = 10$ db pro rozsahy krátkých vln/. Praktická zkouška: připojením antény musí šum na výstupu stoupnout;

b/ obvody hlavní selektivity co nejbližše k anténě. Mezi anténou a obvody selektivity co nejméně zesilovacích nebo směšovacích stupňů;

c/ vysoká vf selektivita, zaručující dokonalé potlačení zrcadlových kmitočtů a omezení úrovně signálů v okolí přijímaného kmitočtu;

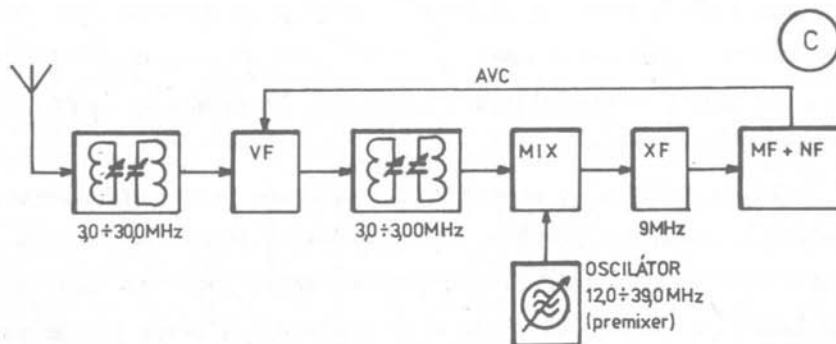
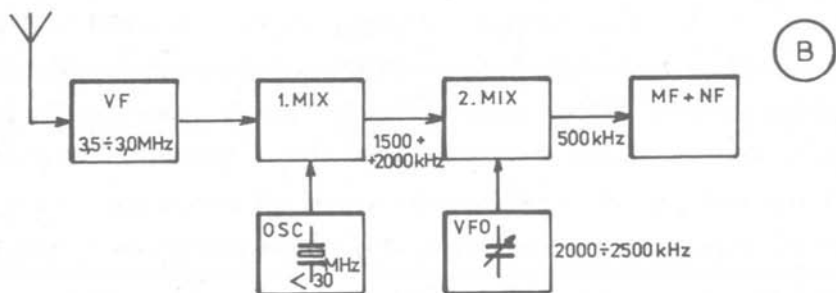
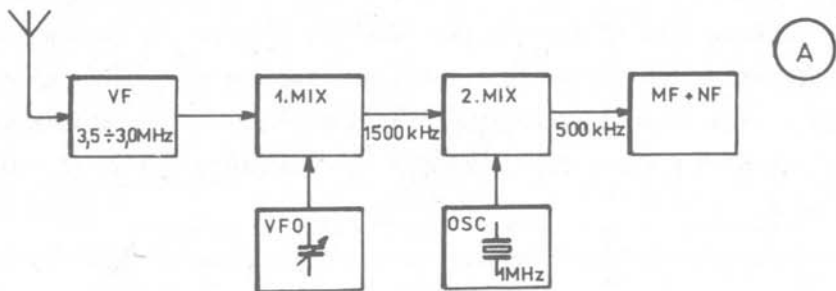
d/ vysoká hlavní selektivita s rovnou charakteristikou v propustném pásmu a strmými boky, které zaručí potlačení sousedních kanálů;

e/ zesílení po detekci jen takové, aby bylo zaručeno zpracování nejslabších signálů daných dolní hranicí dynamického rozsahu;

f/ dynamický rozsah alespoň 100 db.

Splnění všech uvedených požadavků je v současné době dosažitelné amatérskými prostředky, ačkoliv velká řada komerčních přijímačů je vždy nesplňuje.

Na obr. 11A/ až C/ jsou dosud běžně užívané koncepce přijímačů. Obr. 11A/ a B/ znázorňují přijímače s dvojitým směřováním. V prvním případě je první směšovač řízen oscilátorem, jehož kmitočtový rozsah se přepíná. Druhý směšovač je řízen krystalovým oscilátorem. U přijímače na obr. 11B/ je tomu obráceně. Pro jednotlivé rozsahy se přepínají krystaly, zatímco druhý směšovač je ovládán laditelným VFO. Druhý způsob je výhodnější, protože zůstává zachováno cejchování pro všechna pásma. Nevýhodou je přeladitelná první mf, neboť dnes je velmi obtížné nalézt úsek široký 500 kHz bez silných stanic. Obě zapojení jsou v rozporu s podmínkami -b- a -f-, částečně i s -c-. Mezi anténou a obvody hlavní selektivity jsou tři aktivní stupně, z toho dva směšovače. Některé komerční přístroje mají dokonce těchto stupňů i více. Důvodem pro používání dvojího směřování je odstranění zrcadlových kmitočtů volbou vyšší první mezifrekvence a dosažení vysoké selektivity v obvodech druhé mezifrekvence na nízkém kmitočtu. Přejímání těchto koncepcí amatéry je nevhodné. Přesto se zapojení na obr. 11 používá ve formě konvertorů k inkurant-

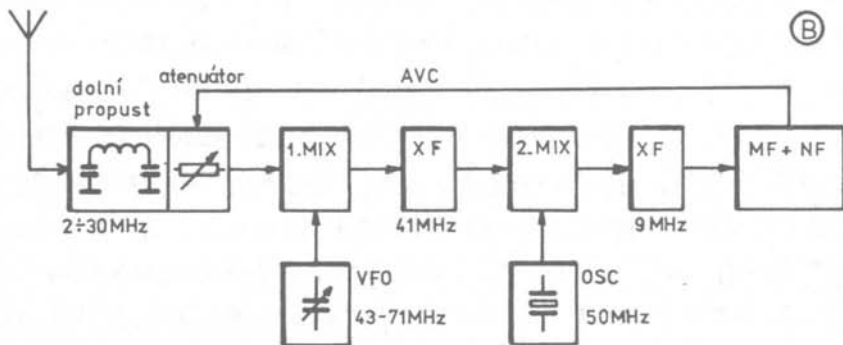
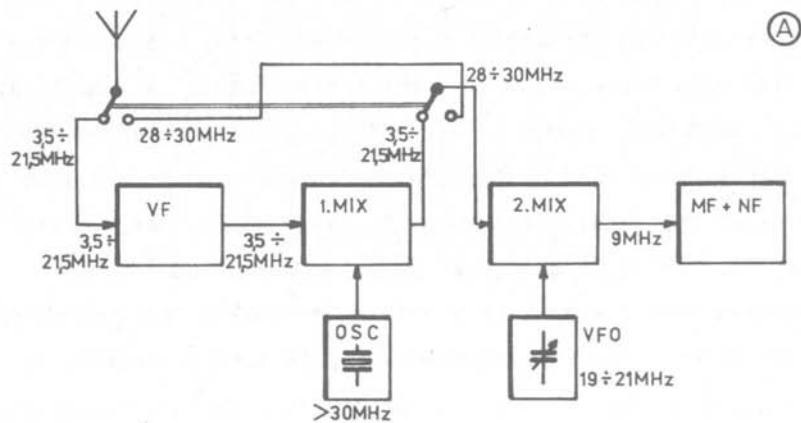


Obr.11. Různé koncepce přijímačů

ním přijímačům, které pak slouží jako laděná mezifrekvence. Nedoporučujeme však osazování strunými elektronkami, jak bývá často zvykem. Šťastný konstruktér jásá nad tím, jak je jeho zařízení citlivé, kolik slyší stanic. Že však třeba dvě třetiny stanic ve skutečnosti pracují na jiných kmitočtech a do přijímaného pásma se dostaly jako produkty intermodulace, to si už neuvědomí.

V šedesátých letech nastal rozvoj konstrukce přijímačů s jedním směšováním. Umožnila to výroba vysoce selektivních krystalových filtrů na kmitočtech v rozsahu kv. Jsou to známé filtry fy KVG XF9-A a XF9-B na 9 MHz. Přesně ve stejném provedení jsou snadno dostupné filtry hradecké Tesly typ PKF 9 MHz-2,4/4Q, jejichž vlastnosti jsou rovnocenné typu XF9-A. Vysoký kmitočet mezifrekvence tak dovoluje dokonalé potlačení zrcadlových kmitočtů při dosažení potřebné selektivity přijímače. Koncepce přijímače se tím velmi zjednoduší, jak ukazuje obr. 11C/. Tato koncepce umožňuje řešení amatérského přijímače s vynikajícími vlastnostmi, lepšími, než má většina komerčních přijímačů. Před obvodem hlavní selektivity jsou pouze dva aktivní stupně, z toho jeden směšovač. Při použití nízkošumového směšovače by mohl odpadnout i vf zesilovač.

Mezi nejmodernější se počítají přijímače typu up-konvertor. Jejich společným znakem je, že mf kmitočet je nad přijímaným rozsahem. Na obr. 12A/ je jednoduchá verze. První mf kmitočet je laděný v rozsahu 28 až 30 MHz /rozdělen na čtyři podrozsahy po 500 kHz/. Je to v podstatě koncepce z obr. 11B/, tedy přijímač s dvojitým směšováním. První mf je nad přijímaným rozsahem na kmitočtech, kde je malý předpoklad silných rušivých signálů.

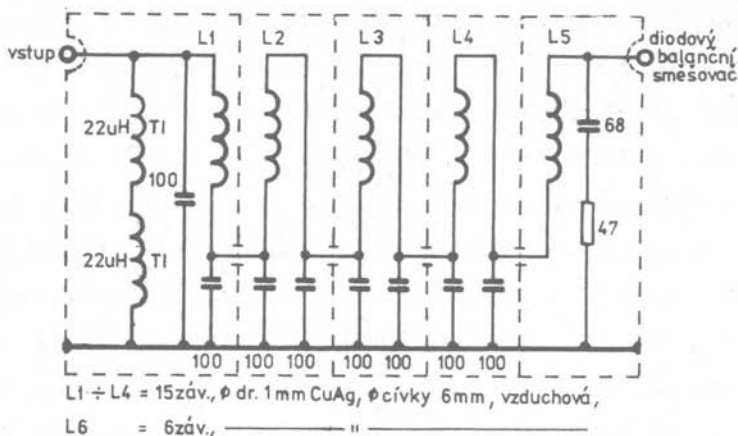


Obr.12. Přijímače typu up - konvertor

Na pásmu 28 MHz přijímač pracuje s jedním směšováním. Oscilátorové kmitočty jsou v přijímaném rozsahu. Jde tedy pouze o přechodný typ k pravému up-konvertoru. Ten je na obr. 12B/. Vidíme, že to je opět přijímač s dvojitým směšováním, avšak bez nedostatků této koncepce. Jako první aktivní prvek je použit nízkosumový směšovač s vysokou odolností. Za prvním směšovačem je však již zařazen člen zajišťující dostatečnou preselekcí. Je jím krystalový filtr na kmitočtu 41 MHz, s propustnou šířkou pásma $\pm 3,5$ kHz. Tak je před vstupem do druhého směšovače zaručena dostatečná selektivita a podstatně sníženo nebezpečí přetížení sousedními kmitočty. Další výhodou je, že tato preselekcí má stejnou šířku pásma pro všechny přijímané kmitočty. Za druhým směšovačem je další krystalový filtr na 9 MHz, zajišťující hlavní selektivitu. Kmitočty obou oscilátorů jsou nad přijímaným rozsahem a tak jejich harmonické nemohou vytvářet nežádoucí směšovací produkty. Toto zapojení umožňuje úplně vypustit vstupní vf laděné obvody. Mezi anténu a vstup přijímače je zařazena pouze dolní propust 0 - 32 MHz /někdy bývá zapojena jako pásmová propust 2 - 32 MHz - potlačuje kmitočty sv pásma/. Konstrukce dolní propusti je na obr. 13. Před vstupem do směšovače je ještě zapojen útlumový článek s PIN-diodami.

Přijímače typu up-konvertor vyžadují použití selektivního krystalového filtru na kmitočtech vyšších než 30 MHz. Filtry na kmitočtech 41 a 49 MHz vyrábí japonská firma Toyo a firma Telefunken v NSR. Ve stadiu vývoje jsou podobné filtry i v laboratorních hradecké Tesly.

V dalších odstavcích se seznámíme s některými praktickými zapojeními směšovačů a vf zesilovačů, určených pro kvalitní přijímače.



Obr.13. Doln\u00ed propust 0 - 32 MHz

1.2. SM\u0118SOVA\u010dE

Sm\u0118\u0161ova\u010d je obvykle hlavn\u00edm obvodem ur\u010duj\u00edc\u00edm odolnost p\u0159ij\u00edm\u00e1\u010d\u00e9 proti ne\u017eadouc\u00edm sign\u00e1l\u00fam. Ji\u017e vzhledem ke sv\u00e9 funkci, tj. sm\u0118\u0161ov\u00e1n\u00ed \u017eadan\u00fdch sign\u00e1l\u00fd, d\u00e1v\u00e1 p\u0159edpoklady i ke vzniku ne\u017eadouc\u00edch produkt\u00fd. Nevhodn\u00e9 \u0159e\u0161en\u00fd sm\u0118\u0161ova\u010d m\u00fal\u017ee vytv\u00e1\u0159et krom\u011b sou\u010dtov\u00e9ho a rozd\u00edlov\u00e9ho sign\u00e1lu, celou \u0159adu kombin\u00e1\u010dn\u00edch kmito\u010dt\u00fd sm\u0118\u0161ov\u00e1n\u00edm n\u011bkolika vstupn\u00edch siln\u00fdch sign\u00e1l\u00fd, sm\u0118\u0161ov\u00e1n\u00edm s harmonick\u00fdm oscil\u00e1torem apod. Spr\u00e1vn\u00e9 volen\u00fd sm\u0118\u0161ova\u010d se m\u00e1 vyzna\u010dovat mal\u00fdm \u0161umem, vysokou linearitou a dostate\u010dn\u00fdm sm\u0118\u0161ovac\u00edm ziskem. Takov\u00fd sm\u0118\u0161ova\u010d m\u00fal\u017ee b\u00fdt pou\u017eit na vstupu p\u0159ij\u00edm\u00e1\u010d\u00e9 bez p\u0159edchoz\u00edho v\u0159 zesilova\u010d\u00e9.

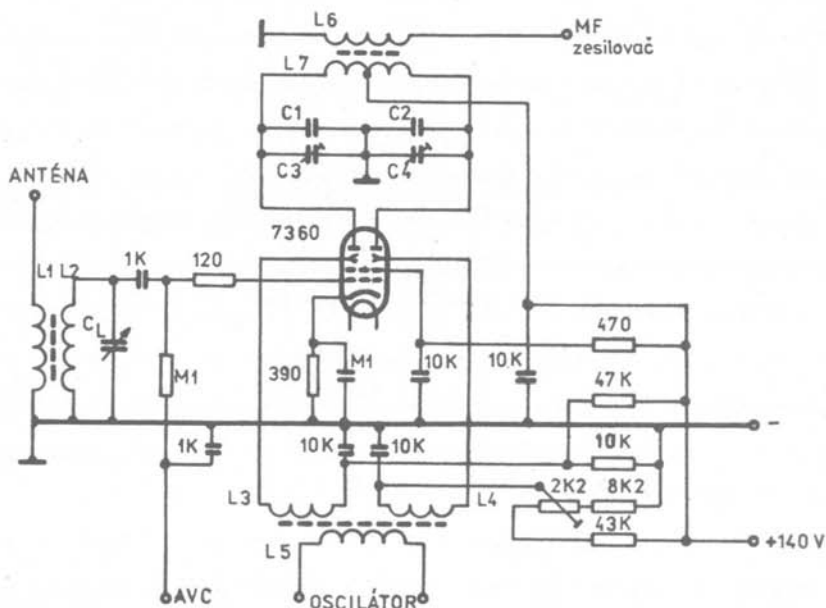
1.2.1. Elektronkov\u00e9 sm\u0118\u0161ova\u010d\u00e9

P\u0159esto, \u017ee modern\u00ed konstrukce p\u0159ij\u00edm\u00e1\u010d\u00fd jsou zalo\u017eeny p\u0159ev\u00e1\u017een\u00e9 na pou\u017eit\u00ed polovodi\u010d\u00fd, vyvstane n\u011bkdy pot\u0159eba \u0159e\u0161en\u00ed sm\u0118\u0161ova\u010d\u00e9

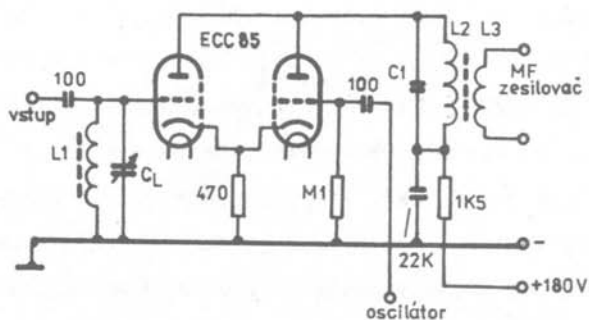
elektronkového. Bude to při nedostatku zkušeností s polovodiči, při snaze využít starších zásob elektroněk, ale hlavně při modernizaci starších elektronkových zařízení, která již nesplňují současné požadavky /např. Lambda/. Ve směšovači se zásadně vyhneme použití vícemřížkových elektroněk, jejichž šumové vlastnosti jsou nevyhovující. V krajním případě lze použít nízkošumových pentod, jako např. 6F32 nebo EF80. Nikdy nepoužijeme vysoce strmých elektroněk. Nejlepším osazením jsou dvojitě triody.

Ukázkou vynikajícího směšovače je zapojení se speciální elektronkou typu 7360. Elektronka není u nás běžně dostupná, přesto ji však již mnoho našich amatérů používá ve svých zařízeních /obr. 14/. Směšovač pracuje ve vyváženém stavu. Oscilátorové napětí 7,5 V se přivádí na přídavné vychylovací anody a spíná vstupní signál mezi anodou a katodou. Oscilátorové napětí nastává elektronku automaticky do lineárního režimu. Zesílení směšovače je 10 db při šumovém čísle 8 db /včetně ztrát ve vstupních obvodech/. Směšovač vyniká mimořádnou linearitou a je schopen zpracovat velké vstupní napětí. Může být použit na vstupu přijímače, bez nutnosti předchozího vf zesílení.

Ukázkou běžně dostupného řešení dobrého směšovače s dvojitou triodou je na obr. 15. V zapojení je použito elektronky ECC85. První systém pracuje jako sledovač a tak dobře odděluje oscilátorové napětí od vstupu. Zapojení má nízký šum, velmi dobrou linearitu, avšak vzhledem k menšímu zesílení bude vyžadovat vf zesilovač.



Obr.14. Balanční směšovač s elektronkou 7360



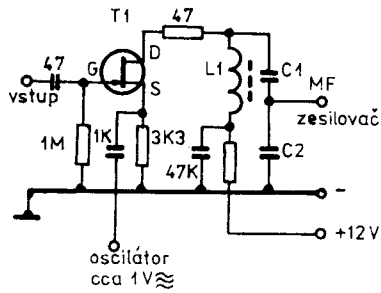
Obr.15. Směšovač s dvojitou triodou

1.2.2. Tranzistorové směřovače

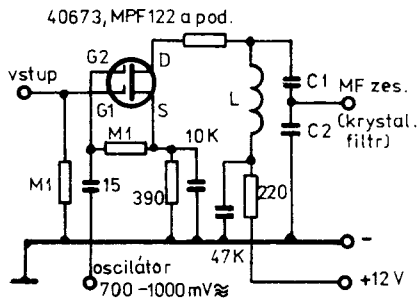
Používání bipolárních tranzistorů ve směšovačích je omezeno nenáročnými požadavky jednoduchých přijímačů. K vytváření nelineárních produktů dochází již při vstupním napětí menším než 1 mV. Náročné požadavky směšovačů mohou splnit pouze tranzistory řízené polem, s jednou bází nebo dvoubázové. Jejich kvadratická převodní charakteristika snižuje předpoklady ke vzniku nežádoucích produktů třetího a vyšších řádů. Nejlepších výsledků se dosahuje u vyvážených směšovačů, které samy potlačují některé směšovací produkty. Z MOSFETů čs. výroby přicházejí v úvahu pouze KF 521, jejichž vlastnosti zaručují v kv rozsahu dosažení dobrých výsledků.

Na obr. 16 je nejběžnější zapojení směšovače s FETem. Vstupní signál se přivádí do báze /používáme stejného označení elektrod jako u tranzistorů bipolárních/ a oscilátorové napětí do emitoru. FETy vyžadují vyššího oscilátorového napětí /alespoň 0,8-1 V/ než bipolární tranzistory /kterým postačuje 150 až 200 mV/. Základní zapojení směšovače s dvoubázovým MOSFETem je na obr. 17. Vstupní napětí se přivádí do první báze, napětí z oscilátoru do báze druhé. Výhodou je oddělení oscilátoru od vstupu směšovače. Pracovní bod směšovače se nastavuje automaticky přes odpor druhé báze, který je připojen na emitorový odpor. Tento typ směšovače se vyznačuje velmi nízkým šumem a výbornou linearitou. Má však horší vlastnosti než směšovače vyvážené.

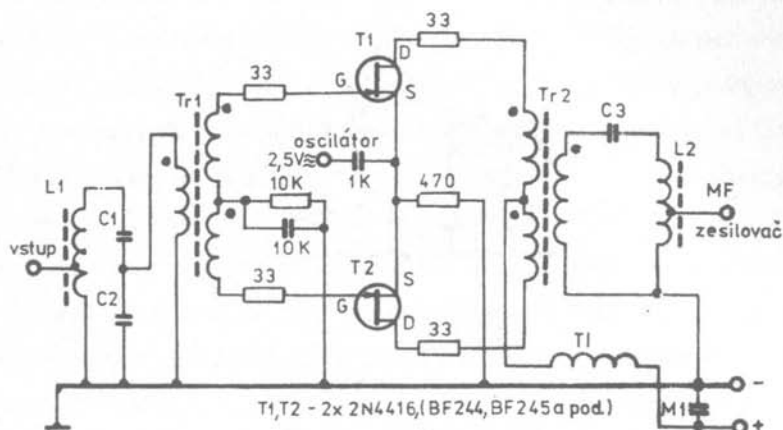
Vyvážený směšovač s FETy /na obr. 18/, jehož autorem je W 1 IYH, má velmi nízký šum $F_{db} = 3 \text{ db}$, takže může pracovat bez



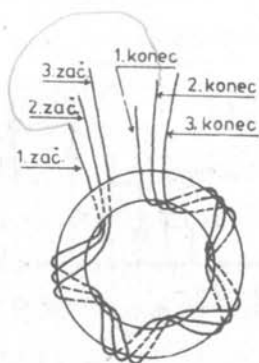
Obr.16. Směšovač s FETEM



Obr.17. Směšovač s dvoubázovým FETEM



Obr.18. Balanční směšovač s FETY

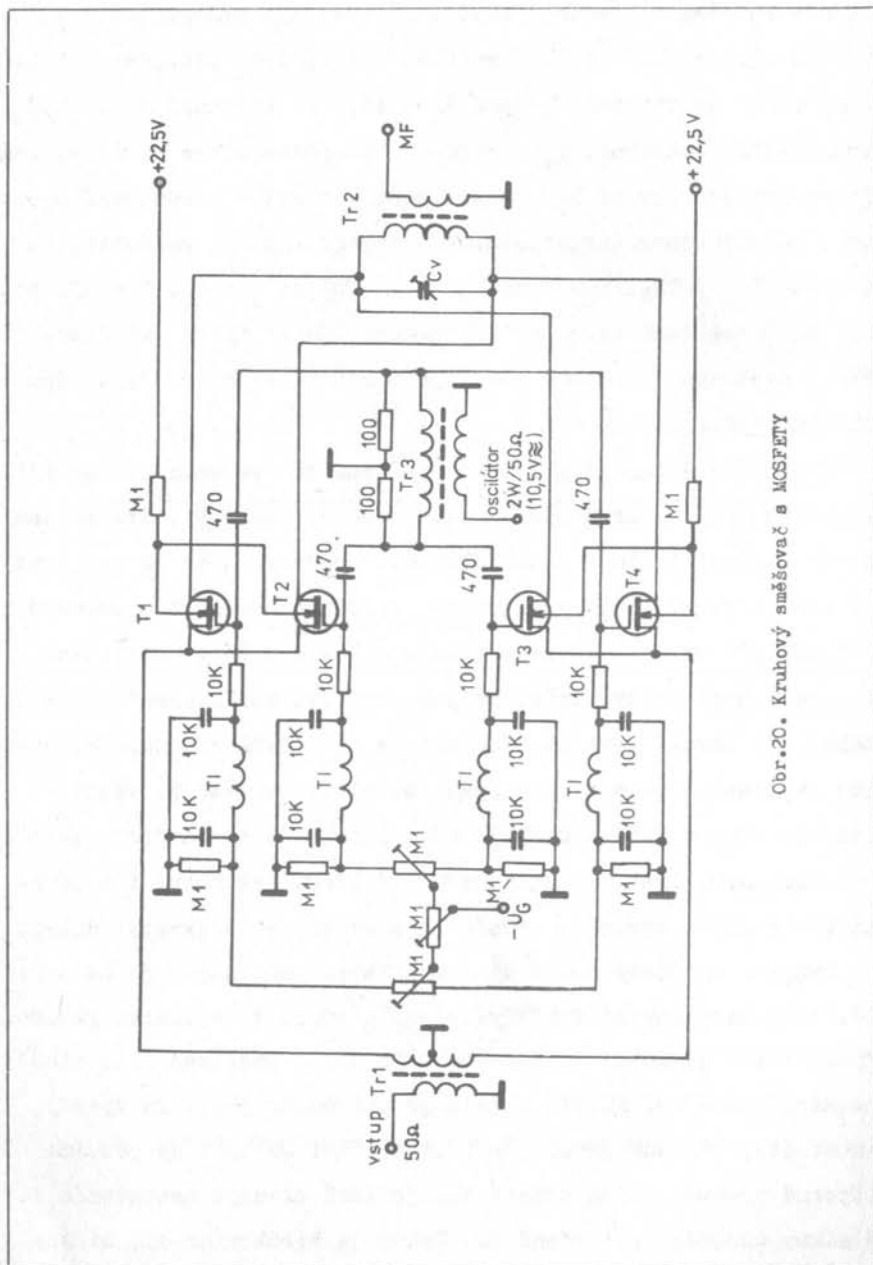


Obr.19. Konstrukce širokopásmového transformátoru

vf zesilovače. Z hlediska šumů a IM vyžaduje přizpůsobení vstupního a výstupního obvodu. Kapacitní dělič C_1C_2 přizpůsobuje laděný obvod na optimální odpor $R_C = 1500 \Omega$. Výstupní obvod L_2C_3 tvoří zátěž směšovače $R_z = 5500 \Omega$. Přizpůsobení na další stupeň je pomocí odbočky na L_2 . Symetrizace vstupního a výstupního obvodu je provedena širokopásmovými transformátory na feritovém toroidu Tr_1 a Tr_2 . Směšovací zisk stupně je 8,8 db. V přijímači byl před směšovač zařazen tříobvodový Cohnův filtr /viz obr. 6F/ s vloženým útlumem 4 db. Napětí 230 mV na anténním vstupu 50Ω bylo příčinou 3% KM.

Protože s širokopásmovými transformátory se setkáme častěji, seznámíme se ve zkratce s jejich výrobou /obr. 19/. Pro rozsah kv je vhodný toroid z materiálu NO5 o průměru 6 až 12 mm. Drát na vinutí je nejlepší smaltovaný, opředěný hedvábím o průměru 0,2 až 0,25 mm. Tři kousky drátu o délce cca 15 cm přiložíme k sobě a mezi prsty zkroutíme tak, aby byl asi 1 zkrut na cm délky. Na toroid rovnoměrně navineme 10 závitů zkrouceného svazku. Začátek a konec vinutí zpevníme nití. Začátek 1. vinutí /1z/ spojíme s koncem druhého /2k/ a tak získáme střed symetrického primáru. Třetí vinutí /3z a 3k/ tvoří sekundár. Při praktickém použití zkrátíme vývody na stejnou, co nejkratší délku.

Dvojitě vyvážený směšovač s vynikající odolností je na obr. 20. Je osazen čtyřmi MOSFETy, které pracují ve spínacím režimu. /Beze směny je možné použít Tesla KF 521./ Směšovač není stejnosměrně napájen. Kladné napětí je přivedeno pouze na vývody substrátu, důvodem je zlepšení linearity. Do bází se přivádí záporné předpětí přes trimry M1, jejichž přesným nastavením se dosáhne značného potlačení IM. Vstup je širokopásmový, nízko-



Obr.20. Kruhový směšovač s MOSFETY

ohmový, výstup je laděn na kmitočet mf. Nevýhodou je nutnost velkého oscilátorového výkonu 2 W /10,5 V na 50 Ω/. Výsledky jsou však vynikající: dynamický rozsah 125 db, vstupní napětí 5,6 V směšovač nezablokuje. Při dvoutónové zkoušce a vstupních napětích 2 x 225 mV/50 Ω zanikají IM produkty v šumu. Žádaný signál 10 - 100 μV je možné přijímat bez rušení při napětí rušícího signálu 2 V a vzdáleného 10 kHz.

Šumové číslo směšovače F_{db} je 14 db a směšovací útlum -8 db. Vyžaduje připojení k mf zesilovači s nízkým šumem a zařazení vř zesilovače pro pásma 21 a 28 MHz.

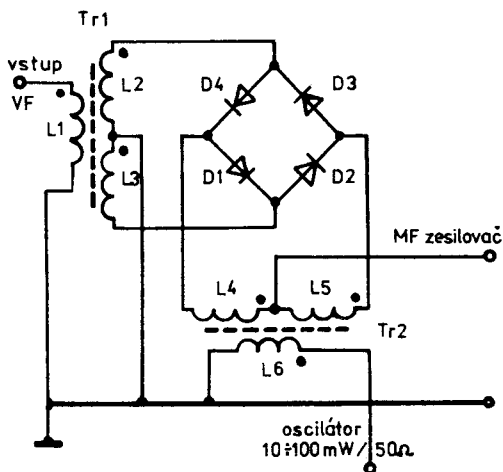
1.2.3. Diodové směšovače

Kruhové směšovače se čtyřmi diodami jsou známé z telefonní techniky a modulátorů SSB. Jejich nevalné šumové vlastnosti však dlouho bránily zavedení v přijímačích na kv. Teprve výroba nízkošumových diod s horkými nosiči /"Schottkyho, hot-carrier"/ umožnila jejich rozšíření ve vstupních směšovačích komunikačních přijímačů. Pro své výborné vlastnosti a poměrně snadnou výrobu se v současné době počítají mezi perspektivní typy směšovačů.

Zapojení dvojitě vyváženého diodového směšovače je na obr. 21. Směšovač obsahuje vedle čtyř diod dva širokopásmové transformátory. Řada světových výrobců dodává hotové směšovače v uzavřeném krytu a s kolíkovými vývody pro snadné zabudování do plošných spojů. Pracují ve velmi širokém rozsahu 0,5 - 500 MHz, při šumovém čísle 6 db a mohou zpracovat signály v dynamickém rozsahu až 110 db. Protože jsou nízkoohmové, musí oscilátor dodat žádaný výkon cca 10 mW /výkonové diodové směšovače vyžadují

až 200 mW/. Přesto, že mají směšovací útlum cca 6 - 8 db, mohou pracovat s nízkošumovým mf zesilovačem bez předchozího zesílení /horší šumové vlastnosti jsou jen pro pásmo 28 MHz/.

Správná funkce směšovače však vyžaduje splnění základní podmínky: pro celý pracovní rozsah musí být oscilátorový vstup



Obr.21. Kruhový směšovač s diodami

směšovače a hlavně výstup mf kmitočtu zatížen nízkou impedancí s charakterem ohmického odporu. Na mf výstupu musí být reálná zátěž zachována i pro kmitočet zrcadlové mf $f = f_{osc} + f_{vst}$ v případě, kdy oscilátor pracuje nad přijímaným kmitočtem/. Na výstup mf není proto možné připojit laděný obvod, ani přizpůsobit krystalový filtr. Např. filtr XF9 má reálný vstupní odpor 500 Ω. To však platí pouze pro rezonanční kmitočet a již několik kHz mimo vzrůstá na hodnotu kolem 10 kΩ. Správným přizpůsobením směšovače lze dosáhnout IP = 30 dbm. Nedodržení podmínky však přináší zhoršení až o 25 db.

Zajímavé zapojení vstupního dílu vyvinul berlínský amatér dipl. ing. Michael Martin, DJ7VY. Při šumovém čísle $F_{db} < 10$ db, dosahuje vysoké odolnosti s $IP = 30$ dbm /obr. 22A/. Jako směšovače používá komerčně vyráběného typu SRA3H s výkonovými Schottkyho diodami. Oscilátorový kmitočet je přiveden přes výkonový oddělovací stupeň o výstupním odporu 50Ω . Použitelný tranzistor 2N5109 má mezní kmitočet $f_T = 1200$ MHz, šumové číslo 3 db/200 MHz a výkonový zisk 11 db/200 MHz. Pracuje ve třídě -A- s vyšším kolektorovým proudem.

Krystalový filtr je připojen ke směšovači přes oddělovací zesilovač s tranzistorem CP 643. Je to výkonový FET /15 FETů paralelně integrovaných na jednom substrátu/, se strmostí 100 mA/V a nízkým šumovým číslem 3 db. Pracuje v zapojení se společnou bází, při proudu cca 30 mA. Proměnným odporem v emitoru se nastaví takový proud, aby vstupní odpor stupně byl 50Ω v rozsahu 1 až 80 MHz. Kolektorový odpor je zároveň zatěžovacím odporem krystalového filtru /paralelně ležící indukčnost $56 \mu\text{H}$ slouží k fázové korekci stupně/. Za touto vstupní jednotkou je zařazen mf zesilovač s velmi nízkým šumem.

Podobná koncepce je použita i ve známém transceiveru ATLAS 180/210. Nedodržením výše uvedeného požadavku dosahuje IP pouze 3 db.

Bohužel nejsou u nás zatím dostupné Schottkyho diody, ani výkonový FET. Bylo však ověřeno náhradní řešení /obr. 22B/, které sice nedosahuje vlastností Martinova zapojení, ale přesto je mnohem lepší, než dosud užívaná. Ve směšovači byly použity párovací diody KA 206. Při možnosti výběru je možné nalézt i takové, které šumí méně. Přesto je šum takového směšovače horší /srovná-

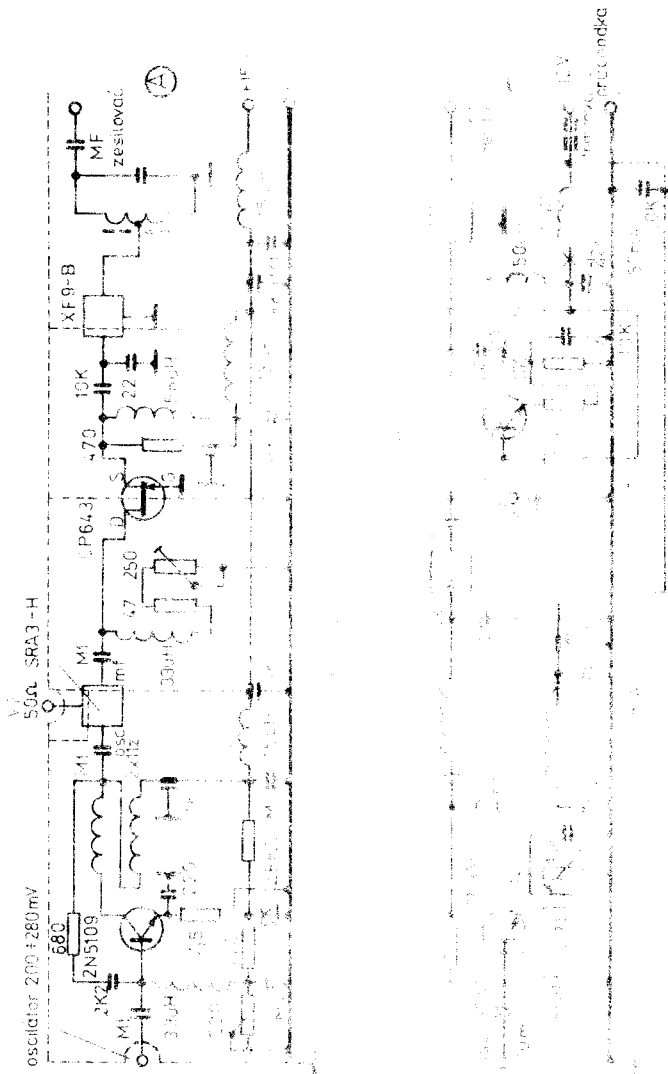
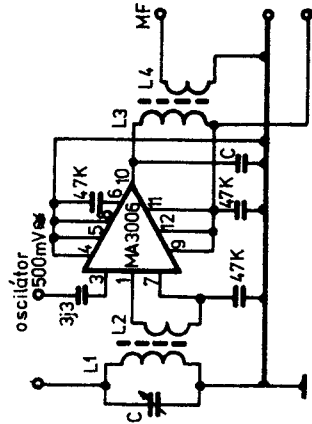
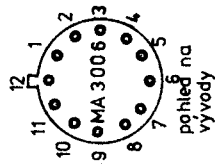
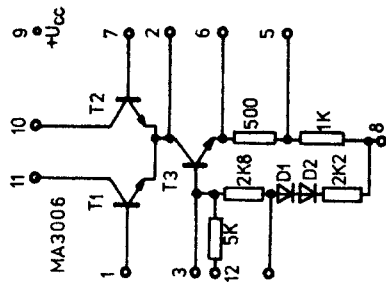


Fig. 1. Schematic diagram of the receiver.

váno se Schottkyho diodami hp 5082-2306/. Oscilátorový stupeň byl osazen typem KR11 /ekviv. 2N3866, Tesla KF630/. Kolektorový odpor je zároveň zátěží oscilátorového vstupu směšovače. Cívka 0,1 μ H s kapacitou 22 pF a výstupní kapacitou tranzistoru tvoří dolní propust pro potlačení parazitních kmitočtů v rozsahu VKV. První mf stupeň byl odzkoušen s tranzistorem BFS86 /určený pro širokopásmové anténní zesilovače, $f_T = 1000$ MHz/, 2N3866 a čs. ekvivalentem KT11. Pracuje s proudem 50 mA. Nízkoohmový dělič v bázi upravuje vstupní odpor stupně a kolektorový odpor je zátěží filtru XF9. Vzhledem k horším šumovým vlastnostem diod KA206 vyhovovala jednotka pouze pro pásma 3,5 a 7 MHz. Na pásmech vyšších vyžaduje předřadit vf zesilovač se ziskem 10 - 12 db. Byl použit zesilovač, který uvádíme dále na obr. 32. Na vstup byla zařazena pásmová propust s dvěma laděnými obvody. S jednotkou bylo možno přijímat signály S 7-8 již 15 kHz vedle rušícího vysílače, pracujícího s výkonem 300 W PEP, jehož anténa byla vzdálena od přijímací cca 70 metrů.

1.2.4. Integrované směšovače

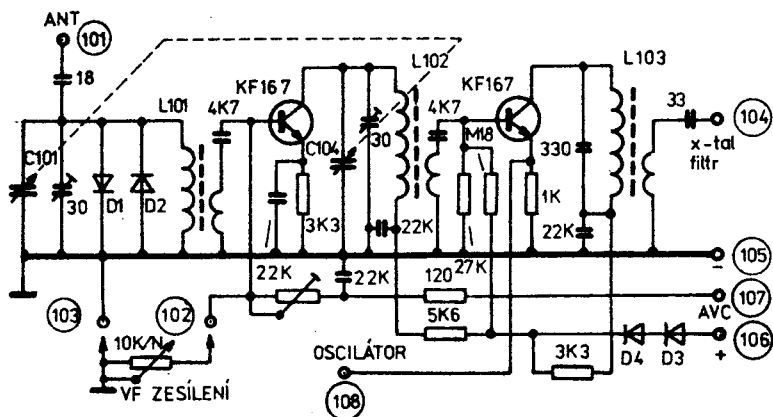
Směšovače s vf operačními zesilovači se používají zatím jen v méně náročných přijímačích. Dostupné OZ jsou vyrobeny na bázi bipolárních tranzistorů a mají také jejich nedostatky. Jedině díky dokonalé symetrii diferenciálních zesilovačů dosahují vlastností lepších, než má provedení s diskrétními součástkami. Typické zapojení směšovače s OZ Tesla MA 3006 je na obr. 23.



Obr.23. Směšovač s IO MA 3006

1.2.5. Směšovače v zařízeních PETR 103 a OTAVA

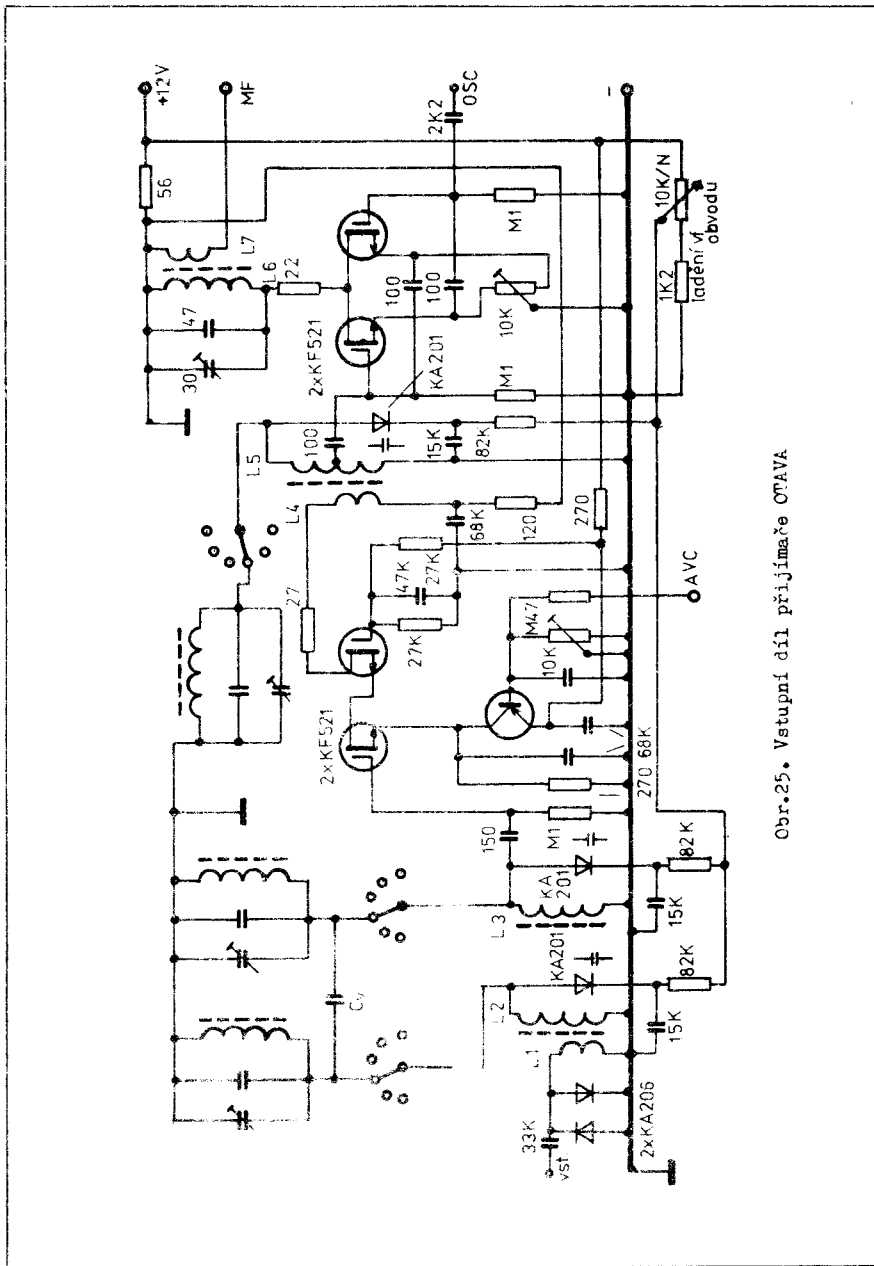
Směšovač v přijímači transceiveru PETR 103 /obr.24/ je nejjednoduššího provedení, osazený vf tranzistorem KF167. Vstupní signál se přivádí do báze, oscilátorové napětí do emitoru. Šumové vlastnosti stupně jsou výborné. Vzhledem k vysoké ekviva-



Obr.24. Vstupní díl přijímače PETR 103

lentní strmosti tranzistoru a tím i značnému směšovacímu zisku je stupeň náchylný ke vzniku IM produktů již při malých vstupních napětích. Nebezpečí se zvyšuje díky předchozímu vf zesilovači s velkým zesílením.

Mezi výborné směšovače však můžeme zařadit směšovač transceiveru OTAVA /obr. 25/, osazený dvěma MOSFETy KF521. Je použito zapojení, které je čs. patentem /autor ing. Pavel Novák/. Pracuje ve vyváženém stavu. Vstupní signál se přivádí do báze prvního a zároveň do emitoru druhého tranzistoru, oscilátorové na-



Obr.25. Vstupní díl přijímače OTAVA

pětí pak opačně. Trimr v emitorech umožňuje přesné vyvážení. Směšovač má malé zesílení, které však stačí k překrytí vlastních šumů. Linearita a tím i dynamický rozsah jsou velmi dobré. Vstupní obvod je laděn varikapem v souběhu s obvody preselekce. Přepínání pásem je řešeno připojováním LC obvodů k základní cívce.

1.3. VYSOKOPREKVENČNÍ ZESILOVAČE

Současný trend směřuje k vypouštění vf zesilovačů v kv přijímačích. Nízkošumové směšovače se ziskem alespoň 6 - 8 db jsou schopny zajistit žádané šumové číslo celého přijímače. U nízkošumových směšovačů se směšovací útlumem -6 až -8 db /diodové/ je výhodnější zařadit zesilovač až za směšovač. Na nejvyšších kv pásmech se však ukazuje použití vf zesilovače jako potřebné. V každém případě to bude ale nutné při nedostupnosti speciálních polovodičů, užívaných v moderních směšovačích.

Okolem vf zesilovače je překrýt šum směšovače a nahradit ztráty v obvodech vf selektivity. O hodnotu zesílení se však snižuje dynamický rozsah směšovače, nemá být proto zbytečně vyšší, než je nutné. Zesílení se počítá včetně ztrát v obvodech preselekce. Použití zesilovacího stupně s velmi nízkým šumovým číslem dovoluje zařadit před vstup zesilovače tak velký počet laděných obvodů, dokud nedojde ke zhoršení žádaného šumového čísla přijímače. Vf zesilovač musí pracovat v lineárním režimu. Pracovní bod se nastavuje na nejmenší I_M a nemění se /nezavádí se AVC/. Používání běžných vf bipolárních tranzistorů nezaručuje žádané výsledky. Prosazují se však tzv. ultralineární zesi-

lovače s výkonovými bipolárními tranzistory, které dosahují mimořádných vlastností.

1.3.1. Vf zesilovače elektronkové

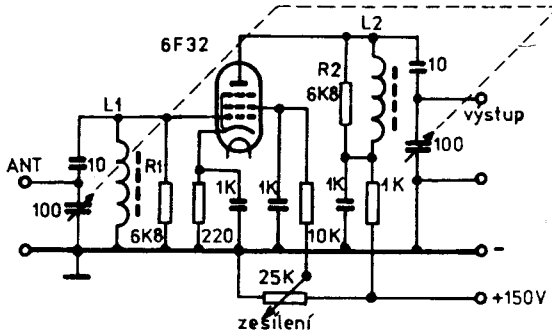
Vícemřížkové elektronky mají obvykle vyšší šum, avšak menší kapacitu $G1/A$, což je důležité z hlediska stability stupně. Triody se vyznačují nízkým šumem, ale pro velkou kapacitu $G1/A$ se nedají bez neutralizace použít v zesilovačích, kde je vstup i výstup laděn na stejný kmitočet.

Zapojení zesilovače s nízkošumovou pentodou je na obr. 26. Nevyniká zvláštní linearitou, ale pro nízký šum je možné před vstup zařadit větší počet laděných obvodů a tak snížit nebezpečí přetížení. Potenciometr v $G2$ slouží k ručnímu řízení zesílení. Výhodnější však je nastavit pevně napětí $G2$ na nejmenší IM a k řízení zařadit na vstup zeslabovač.

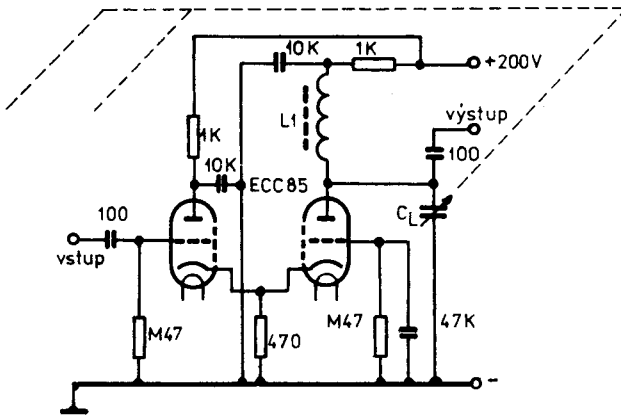
Použití dvojité triody /obr. 27/ je výhodnější. První stupeň pracuje jako sledovač a tak je zajištěno dokonalé oddělení vstupu od výstupu.

1.3.2. Vf zesilovače tranzistorové

Nejlépších vlastností dosahují zesilovače osazené výkonovými FETy. Přesto, že jsou pro nás zatím nedostupné, uvádíme zapojení dokonalého širokopásmového zesilovače na obr. 28. Použitý výkonový FET má strmost 100 mA/V . Zesilovač pracuje širokopásmově, v rozsahu od 500 kHz do 50 MHz , při šumovém čísle $F_{db} = 2,5 \text{ db}$. Dynamický rozsah /k bodu 1 db komprese/ je 140 db .



Obr.26. Vř zesilovač s pentodou



Obr.27. Vř zesilovač s dvojitou triodou

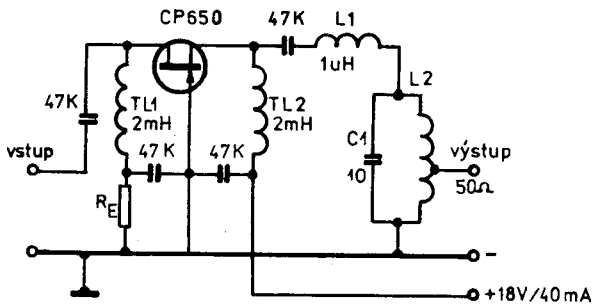
Výstupní člen $L_1 C_1$ tvoří dolní propust pro kmitočty vyšší než 50 MHz a má výstupní odpor 200 Ω . Odbočka na cívce L_2 transformuje odpor na 50 Ω .

Další zapojení je osazeno méně dostupným dvoubázovým MOSFETem /obr. 29/. Pracovní režim je nastaven do lineární oblasti napětím G1 a G2. Vidíme, že i napětí G1 je kladné, což u jiných polovodičů nenajdeme. Druhá báze dobře odděluje vstup od výstupu, takže nehrozí nebezpečí nestability. Zesilovač má velmi nízký šum /3 - 5 db/, což dovoluje zařadit větší počet laděných obvodů mezi anténu a vstup zesilovače.

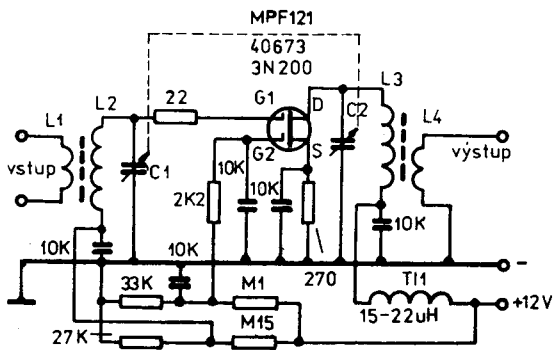
Jednobázové FETy mají značnou kapacitu mezi G a D /1 - 2 pF/. Aby byl dobře oddělen vstup od výstupu, zapojují se do kaskody /obr. 30/. Bipolární tranzistor v emitoru pracuje jako proměnný odpor v závislosti na napětí AVC.

Tzv. ultrálineární zesilovač s výkonovým bipolárním tranzistorem je na obr. 31. Tranzistor pracuje s vyšším emitorovým proudem. Vysokou linearitu a širokopásmovost zajišťují tři záporné zpětné vazby: na neblokovaném emitorovém odporu 6j8, zpětná vazba do báze přes odpor 330 Ω a vazba přes vinutí transformátoru. Výstupní impedance zesilovače je 25 Ω a je doplněna na žádaných 50 Ω odporem 27 Ω . Z našich tranzistorů je možno použít typ KT 11 /KF630/. Vhodný materiál pro širokopásmový transformátor je N05, toroid o \varnothing 12 mm.

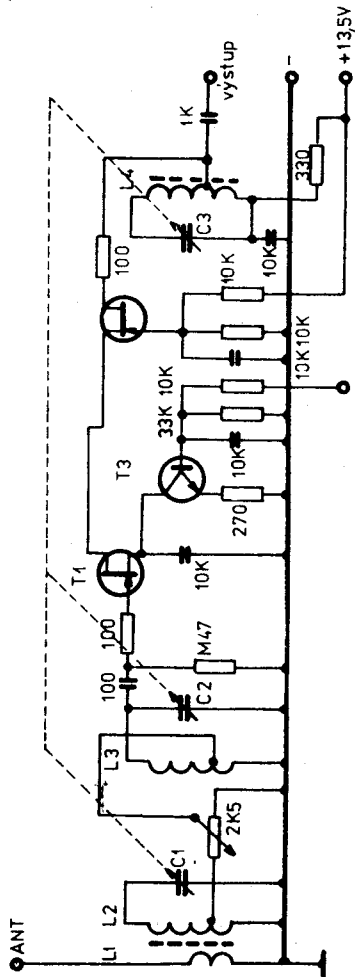
Podobné zapojení je na obr. 32. Zesilovač je vhodný pro spojení s diodovým směšovačem. Zatěžovacím odporem je kolektorový odpor 56 ohmů. Na výstupu je zařazena dolní propust, která brání pronikání kmitočtů vkv do směšovače.



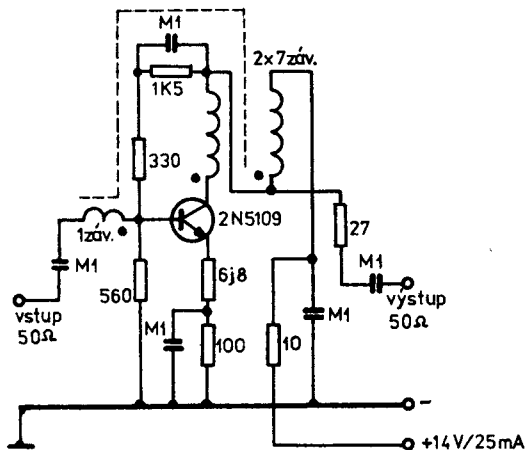
Obr.28. Širokopásmový vf zesilovač



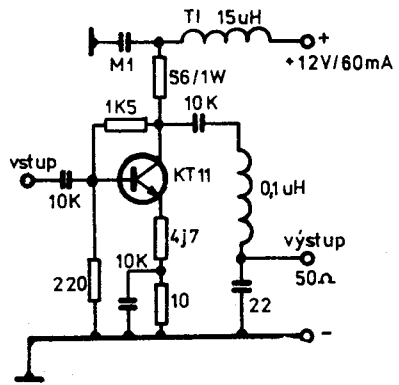
Obr.29. Vf zesilovač s dvoubázovým MOSFETem



Obr. 30. Kaskadový vf zesilovač

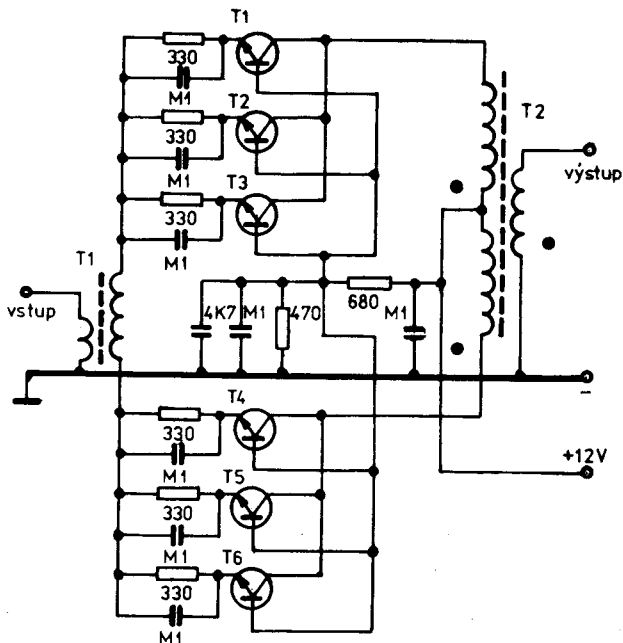


Obr.31. Výkonový vf zesilovač širokopásmový



Obr.32. Výkonový vf zesilovač širokopásmový

Snadno řešitelné zapojení symetrického zesilovače je na obr. 33. Používá běžných bipolárních tranzistorů v paralelním zapojení a zatížených vyšším proudem /vyhovují KF173, KF525/. Vstupní trafo je na toroidu NO5, má však jen dvě vinutí. Provedení



Obr.33. Souměrný vf zesilovač

výstupního trafo je nám již známé. Symetrické zapojení zesilovače potlačuje sudé produkty o 30 - 40 db proti nesymetrickému.

1.3.3. Vf zesilovače v zařízeních PETR 103 a OTAVA

Zesilovač v přijímači PETR 103 /viz obr. 24/ je osazen bipolárním tranzistorem KF167. Je nízkošumový, avšak z hlediska odol-

nosti nemůže splnit náročnější požadavky. Vzhledem k zbytečně velkému zesílení přetěžuje směšovač. Ruční řízení umožňuje měnit zesílení ve velkém rozsahu, avšak nevhodným nastavením často dochází ke vzniku rušivých IM produktů již při poměrně malých vstupních napětích /S9 + 10 db/.

Zesilovač přijímače OTAVA /viz obr. 25/ je osazen MOSFETy KF521 v kaskodovém zapojení. Napětí AVC ovládá bipolární tranzistor pracující jako proměnný odpor a tak řídí zesílení kaskody. Obvody jsou laděny v souběhu pomocí varikapů. Anténní vstup je chráněn proti přetížení spínacími diodami. Kaskodové zapojení a použití dvouobvodové propusti na vstupu /kapacitně vázané/ zařazuje zesilovač mezi velmi dobré a moderně řešené.

2. MEZIFREKVENČNÍ ZESILOVAČE A DEMODULÁTORY

2.1. Požadavky kladené na mf zesilovače a demodulátory

Úkolem mf zesilovače je:

a/ zajistit dostatečnou selektivitu tj. propustit a zesílit žádaný signál v šíři pásma nutné pro přenos informace a maximálně potlačit sousední, nežádané signály;

b/ zajistit zesílení i nejslabších přijímaných signálů na úrovni nutné pro zpracování demodulátorem;

c/ zajistit zesílení silných přijímaných signálů tak, aby tyto signály přišly na demodulátor nezkreslené /výjimkou je příjem fm signálů, kde je požadavkem symetrické omezení amplitudy před demodulátorem/.

Způsoby, jakými je možné uvedené požadavky splnit, závisí na celkové koncepci přijímače. Důležitá je volba mf kmitočtu. Ten musí být vybrán tak, aby na něm nepracovala žádná silná stanice, protože pak hrozí pronikání jejího signálu do detektoru a zvyšuje se nebezpečí dalšího nežádoucího rušení.

Potlačení zrcadlových kmitočtů vyžaduje použití mf s kmitočtem vysokým. Na vyšších kmitočtech se však obtížněji dosahuje potřebného zesílení. Při použití LC obvodů se nepodaří získat žádnou selektivitu. Víme, že šířka pásma laděného obvodu je závislá na kmitočtu a jakosti Q použité cívky. Na kmitočtu 10 MHz a jakosti cívky 100 bude šířka pásma 100 kHz, což je mnohonásob-

ně více, než potřebujeme /pro AM = 5 kHz, SSB = 2,1 kHz, CW = 500 Hz/. Zvolíme-li nízký mf kmitočet, získáme snadno potřebné zesílení i vyhovující selektivitu, avšak potlačení zrcadlových kmitočtů bude nedostatečné. Při kmitočtu mf 500 kHz budou zrcadla rušit na pásmech od 7 MHz výše. Dokonalou selektivitu je možné získat až na kmitočtech 50 - 100 kHz, ale zrcadlový příjem bude působit rušivě již na pásmu 3,5 MHz. To je hlavním důvodem používání dvojího směřování, kdy první, vysoká mf zajistí dokonalé potlačení zrcadel a druhá, nízká mf potřebnou selektivitu. Nevýhodou dvojího směřování je, že mezi anténou a obvody hlavní selektivity je příliš mnoho aktivních stupňů /v nejlepším případě dva směšovače a jeden vf zesilovač/.

V šedesátých letech se podařilo vyvinout a zavést výrobu selektivních krystalových filtrů na vyšších kmitočtech, v rozsahu kv. Filtry se vyrábějí se šířkou pásma potřebnou pro zpracování žádaných druhů modulaace. Tyto filtry umožňují stavbu přijímačů s jedním směřováním a dosáhnout v jednodušším provedení splnění náročných požadavků.

Potlačení sousedních nežádaných signálů vyžaduje, aby se propustná křivka obvodů hlavní selektivity blížila tvaru obdélníku. Selektivní filtr /jakýkoliv/ má propustit žádané kmitočty bez zeslabení a na kmitočtech mimo musí dojít k rychlému a maximálnímu útlumu. Činitel strmosti boků propustné křivky filtru se označuje poměrným číslem /"shape factor"/, které udává poměr šířek přenášeného pásma při poklesu o 6 a 60 db /2 : 1000/.
Příklad: filtr XF9-B má B/6 db = 2,4 kHz a při 60 db = 4,5 kHz.
Činitel strmosti 60 | 6 = 4,5 : 2,4 = 1,9. Ideální činitel by byl 1 : 1; takový filtr je prakticky nerealizovatelný. Nejvyšší

strmosti dosahují magnetostrikční filtry /až 1 : 1,3/, které se však dají vyrobit pouze na nižších kmitočtech a vyžadují proto dvojí směšování. U složitějších krystalových filtrů se dosahuje poměru až 1 : 1,4, ovšem za cenu vyššího útlumu v propustném pásmu. Nejobtížněji se získává vyhovující strmost u obvodů LC, a to pouze na velmi nízkých kmitočtech.

Důležitou vlastností obvodů hlavní selektivity je dosažení tzv. konečného útlumu /"stop band"/ mimo propustné pásmo. Potlačení se udává v db k nulové úrovni v propustném pásmu. U LC obvodů je obtížné překročit hodnotu 50 db; magnetostrikční filtry dosahují útlumu až 70 db. Jednoduchý krystalový filtr, jako XF9-A nebo Tesla PKF 9MHz-2,4/4Q, má potlačení 50 db, vícekrystalové filtry, jako XF9-B, až 90 db. Konečný útlum filtrů, užívaných v profesionálních přijímačích, dosahuje hodnoty 120 db. Útlum je možné zvýšit řazením krystalových filtrů za sebou, buď přímo, nebo lépe mezi stupně mf zesilovače. Zaručovaný útlum filtrů je však možné znehodnotit špatnou konstrukcí, kdy signál filtr obchází. Platí zásada, že konečný útlum hlavní selektivity nemá být menší, než je dynamický rozsah směšovače před filtrem.

Volba úrovně zesílení mf zesilovače závisí na použité koncepci. Celkové zesílení vf a mf stupňů má být jen takové, aby byla zaručena úroveň napětí nutného pro detekci nejslabších přijímaných signálů. Zbytečně velké zesílení přináší problémy s nestabilitou, zakmitáváním a podobnými nežádoucími jevy. Velikost potřebného napětí závisí na druhu detektoru.

Zásady moderní konstrukce přijímačů žádají, aby vstupní díl měl jen takové zesílení, které zajistí převod přijímaného signá-

lu na kmitočtu mf s žádaným odstupem od šumu. Veškeré další zesílení má být soustředěno do mf zesilovače, jehož šumové vlastnosti musí být takové, aby neovlivnily výsledné šumové číslo přijímače.

V přijímačích s dvojitým směšováním je před mf zesilovačem /na nízkém kmitočtu/ zařazeno několik aktivních stupňů, které přijímaný signál zesílí na poměrně značnou úroveň. Požadavky na zesílení mf zesilovače jsou proto mnohem menší. Většinou stačí třístupňový zesilovač s celkovým ziskem 50 - 60 db /část zisku kryje ztráty v selektivních obvodech/. Zařazení dalšího zesilovacího stupně na kmitočtu l. mf dále zhoršuje odolnost přijímače a v žádném případě se nedoporučuje.

Mnohem vyšší nároky jsou kladeny na mf zesilovač v přijímači s jedním směšováním. Vstupní jednotka má zesílení velmi malé /jak žádají moderní požadavky/ a tak těžiště je skutečně v mf zesilovači. Požadované zesílení bývá 80 - 100 db a první stupeň musí být řešen jako nízkošumový. Nejvyšší požadavky jsou kladeny v přijímačích, kde je na vstupu pouze směšovač. Obzvláště při použití diodového směšovače, kdy dochází dokonce k útlumu, je zesílení a šumové číslo přijímače závislé pouze na mf zesilovači. Požadované zesílení je pak 100 - 120 db. Šumové číslo samotného mf zesilovače musí být 3 - 4 db, aby nedošlo ke zhoršení šumového čísla celého přijímače. Tyto požadavky kladou mimořádné nároky na konstrukci zesilovače pro zajištění dokonalé stability. Perfektní stínění jednotlivých stupňů a účinná vf filtrace napájecích přívodů je podmínkou.

Přijímač musí zpracovat signály o různé napěťové úrovni, tedy i velmi silné. Aby byla splněna podmínka, že signál musí být při-

veden na detektor nezkreslený, je třeba v přijímači zajistit dostatečnou regulaci zesílení. Při ručním řízení se nastavují pracovní body zesilovacích stupňů změnou napětí na elektrodách aktivních prvků. Ruční řízení není vždy, výhodné. Při měnící se síle signálu je třeba nastavení stále udržovat na vhodné úrovni. Při rychlých změnách signálu /modulace SSB/ slouží ruční řízení pouze k nastavení základní úrovně zesílení.

Daleko účinnější je zavedení automatické regulace /AVC/ v závislosti na síle přijímaného signálu. Průběh zesílení zesilovače je zrcadlovým obrazem k průběhu vstupního napětí. Při malém vstupním napětí pracuje zesilovač s plným ziskem. Zesílený signál se na výstupu usměrní a stejnosměrné napětí AVC se přivede na elektrody předchozích stupňů v takové polaritě, aby zvyšováním napětí AVC docházelo ke snižování zisku. Od určité hodnoty vstupního napětí začne AVC působit a řídit automaticky zisk zesilovače. Na výstupu před detektorem se pak udržuje přibližně konstantní úroveň, bez ohledu na změny vstupního napětí. Účinné AVC dokáže udržet výstupní napětí v rozmezí 6 db, při změnách vstupního napětí 80 - 100 db. Protože napětí AVC je úměrné síle signálu, používá se zároveň k ovládní S-metru.

V přijímačích určených pro příjem FM signálů je podmínkou symetrické omezení amplitudy před detekcí. Zapojení omezovacího stupně /limiteru/ je podobné jako zesilujícího, nezavádí se však do něj AVC. Limiter se připojuje až za řízený zesilovač. Pracuje v přebuzeném stavu a vyžaduje značné předchozí zesílení, aby byl ve stavu limitace i pro slabé signály.

Aktivními prvky mf zesilovače mohou být elektronky, FETy a dobrých výsledků lze dosáhnout i s bipolárními tranzistory.

Detekce /demodulace/ je proces, jehož úkolem je oddělit z přijímaného vř signálu přenášenou informaci. Získaná informace se pak dále zpracovává podle účelu použití. V radiokomunikační přijímací technice se převádí do formy, vnímatelné lidskými smysly /sluch, zrak/.

Nejjednodušší je demodulace signálů s amplitudovou modulací. Protože je přítomna nosná vlna /podmínka demodulace/, stačí provést půlvlnné nebo celovlnné usměrnění vř kmitočtu pomocí diody /diod/. Na zatěžovacím odporu detektoru je pak již nízkofrekvenční napětí modulace a stejnosměrné napětí, úměrné velikosti vř signálu /využívá se pro řízení AVC/. Zbytky vř napětí se odfiltrují kondenzátorem.

Při příjmu CW jde pouze o přerušovanou nosnou vlnu. Usměrněním by vzniklo jen stejnosměrné napětí. Detektorem CW je proto směšovač, do kterého se přivede mř signál a napětí z pomocného generátoru /záznějový oscilátor BFO/, naladěného o rozdílný kmitočet 700 - 1500 Hz nad nebo pod kmitočet mř. Směšováním vznikne součet a rozdíl obou kmitočetů. Součtový se odfiltruje. Rozdílový je v akustickém pásmu a ten se přivádí k dalšímu zesílení v nř zesilovači.

Signál SSB má potlačenou nosnou vlnu a přenáší jen jedno postranní písmo s modulací. K detekci se opět používá směšovače. Na rozdíl od detektoru CW, kde je možné kmitočet BFO měnit, musí být při detekci SSB kmitočet BFO přesně nastaven a být shodný s potlačeným kmitočtem nosné ve vysílači. Rozdíl kmitočetů mř a BFO bývá obvykle 1,5 kHz. Při příjmu horního postranního pásma je kmitočet BFO vyšší než mř a opačně. Při větší odchylce BFO se stává detekovaná modulace nečitelnou.

V detektorech FM dochází nejprve k přeměně na AM, která je pak demodulována.

V radiokomunikační technice se upouští od používání AM. V amatérském provozu na kv se s ní setkáváme jen výjimečně. Z úsporných důvodů se proto často vypouštějí demodulátory AM. Není to na závadu, spíše naopak. Příjem AM vyžaduje dvojnásobnou šíři pásma hlavní selektivity a je proto třeba použít i samostatný filtr. Je-li však v přijímači pouze filtr pro SSB /2,4 kHz/, bude detekce velmi špatná. Použijeme-li detektoru SSB, naladíme nosnou vlnu na kmitočet BFO a nulový zázněj nebude rušit. Detekujeme tak jedno postranní pásmo AM signálu, které obsahuje všechny přenášené modulační kmitočty. Výsledkem je velmi kvalitní demodulovaný signál. Tento způsob je však možný jen u přijímačů s velmi dobrou selektivitou /krystalový filtr/.

Detektor musí být schopen zpracovat signály lineárně v dosti širokém rozsahu. AVC sice zajišťuje určitou úroveň na výstupu mf zesilovače při středních a silných signálech, ale přijímají se i slabé signály, které nestačí uvést AVC do činnosti. Diodové demodulátory AM vyžadují ke správné funkci vř napětí alespoň 300 mV /germaniové/ až 1 V /křemíkové/, mají-li pracovat v lineární části charakteristiky. Při menších napětích nastává kvadratická detekce, snížení účinnosti detektoru a zhoršení poměru signál/šum pro malé signály. Mf zesilovač pro AM potřebuje proto cca o 20 db vyšší zisk než pro CW a SSB. Diodové demodulátory mohou lineárně zpracovat poměrně velká napětí.

V demodulátorech SSB a CW, pracujících na směšovacím principu, je třeba dodržet zásady obvyklé u směšovačů. Přebuzením detektoru mf signálem vzniká IM a výsledkem je značné zkreslení

modulace. Praktická zkouška: při vypnutém BFO nesmí na výstup detektoru pronikat mf napětí /slyšitelné jako tzv. "chrochtání při SSB"/ ani při nejsilnějších signálech. Produkt detektor s FETem snese na vstupu cca 35 mV, balanční s diodami okolo 50 - 70 mV, s bipolárním tranzistorem pouze 5 - 10 mV. Podmínkou lineární funkce je dostatečné napětí z BFO, které má být 10 až 20x vyšší, než vstupní signál detektoru. U směšovacích detektorů je třeba zajistit, aby výstupní elektroda měla nízkou impedanci pro vf napětí /vf blokování kondenzátorem/. Nedostatečné potlačení vf produktů na výstupu je obvykle příčinou zkreslení modulace. Z tohoto pohledu jsou nejlepší vyvážené detektory, které samy potlačují vstupní a oscilátorové napětí.

2.2. MEZIFREKVENČNÍ ZESILOVAČE

Počet stupňů v mf zesilovači se liší podle požadavků na ně kladených. Zapojení jednotlivých stupňů však obvykle bývá shodné a proto dále uvádíme pouze zapojení základního stupně. Řazením více stupňů za sebou je pak možné dosáhnout žádaného zesílení zesilovače. V amatérských zařízeních nedoporučujeme příliš zvedat zesílení na stupeň. Nemělo by překročit, včetně ztrát v laděných obvodech, hodnotu 32 db /napěťové 40x/. Vyhnete se tak problémům s nestabilitou, která hrozí u zesilovačů s velkým ziskem a pracujících na stejném kmitočtu. V amatérských podmínkách, při nedostatku měřicí techniky, je pak velmi obtížné zanedbané příčiny odstraňovat. Omezení zisku na stupeň se dá nejlépe dosáhnout pomocí záporné zpětné vazby, nejlépe neblokovaným katodovým /emitorovým/ odporem, nebo jeho části. Takové opatření

vždy prospěje zvýšení stability stupně. Zesílení je možné dále snížit připojením elektrod na odbočky laděných obvodů, což pomůže zlepšit selektivitu obvodů.

2.2.1. Mf zesilovač elektronkový

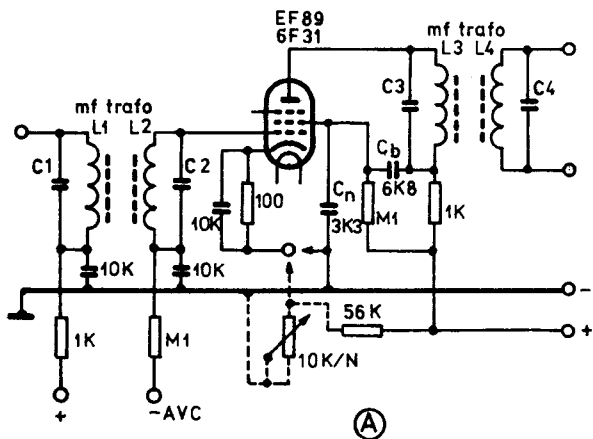
Elektronky jsou sice na ústupu, avšak v některých případech je bude nutné nebo vhodné použít.

Typické zapojení elektronkového zesilovače je na obr. 34. Vhodné jsou elektronky s proměnným ziskem, selektodoy, provozované ve třídě A. Používají se ve spojení s dvouobvodovými pásmovými propustmi. Napětí AVC se přivádí do obvodu první mřížky a musí být se zápornou polaritou. Ruční řízení zisku se nejnázve provádí v katodě /zakresleno čárkovaně/. Pro zajištění dostatečné stability stupně se používá neutralizace v obvodu stínící mřížky, a to vhodnou volbou blokovacího kondenzátoru. Za předpokladu, že je blokovací kondenzátor anodového okruhu připojen na G_2 , místo obvyklého způsobu na zem, tvoří mezielektrodové kapacity elektronky s neutralizačním kondenzátorem C_N vyvážený můstek. Náhradní schéma obvodu je na obr. 34B/. Můstek je v rovnováze, když

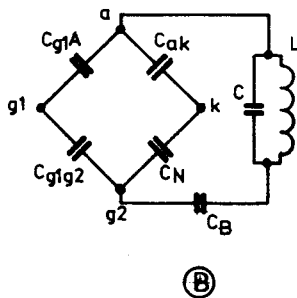
$$\frac{C_N}{C_{ak}} = \frac{C_{g1g2}}{C_{g1a}} \quad \text{pak} \quad C_N = \frac{C_{ak} C_{g1g2}}{C_{g1a}} \quad [pF] \quad /. 10/$$

Velikost kapacity C_B nemá vliv na vyvážení můstku.

První stupeň zesilovačů s vysokým ziskem musí být nízkošumový. Je proto výhodnější použít dvojitych triod, určených pro vstupní obvody vkv přijímačů. Osvědčená zapojení jsou na



Obr.34.A/ Mf zesilovač s pentodou



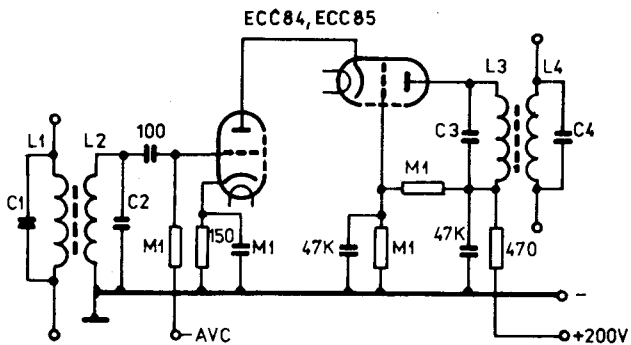
Obr.34.B/ Náhradní schéma neutralizace

obr. 35A/ a B/. Kaskodové zapojení 35A, užívané ve vf zesilovačích vkv přijímačů, má mnoho výhod. Vyznačuje se velmi dobrým šumovým číslem, dostatečným zesílením a vzhledem k dokonalému oddělení vstupu od výstupu /velké průchodí kapacity triod se neuplatní/ je stabilní. Druhé zapojení, na obr. 35B/, je obdobné, používané ve vf zesilovačích vstupních dílů krátkovlnných přijímačů.

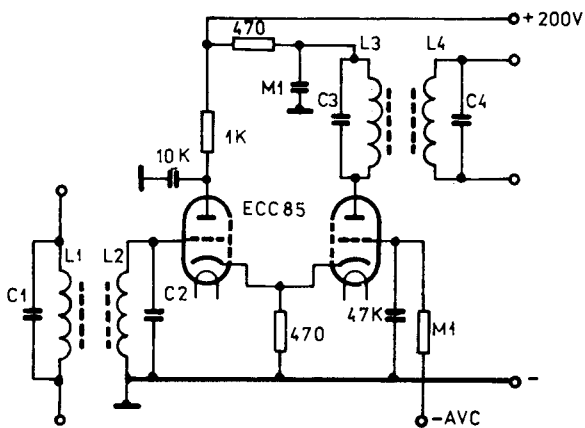
2.2.2. Mf zesilovač tranzistorový

V současné době převládá používání polovodičů jak v komerční, tak v profesionální výrobě komunikačních přístrojů. U mf zesilovačů se hledají stále nové cesty, vedoucí k získání těch nejlepších vlastností. Používají se všechny druhy polovodičů, od tranzistorů bipolárních, přes FETy s jednou nebo dvěma bázemi, až po integraci celého zesilovače do jednoho pouzdra.

Pro zesilovače v diskrétním provedení se jeví jako nejvýhodnější použití dvoubázových MOSFETů. Analogicky je můžeme srovnat s tetrodami. Obě báze, G_1 a G_2 , mají vysoký vstupní odpor až do nejvyšších kmitočtů. Výstupní odpor je srovnatelný s elektronkami, tedy také dosti velký, aby příliš nezatěžoval připojený laděný obvod. Průchodí kapacita $G_1 - D$ je velmi nízká, řádově 0,02 pF, takže i stabilita stupně bývá dostatečná. Nové typy dvoubázových MOSFETů mají v pouzdru integrovány ochranné diody, takže nehrozí nebezpečí proražení během manipulace a letování. Ekvivalentní strmost se pohybuje od 3 do 20 mA/V, podle typu. Vyznačují se velmi nízkým šumem až do kmitočtů 400 MHz / F_{db} bývá 3 až 6 db/. Na rozdíl od jiných polovodičů a elektro-



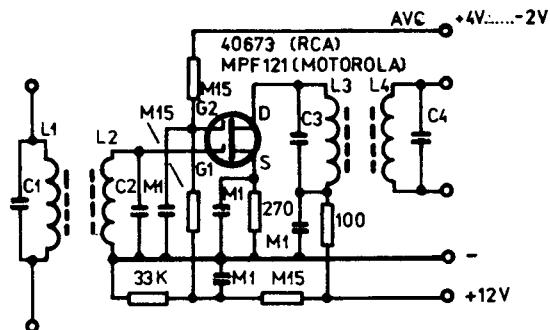
Obr.35.A/ Kaskodový zesilovač s dvojitou triodou



Obr.35.B/ Katodově vázaný zesilovač s dvojitou triodou

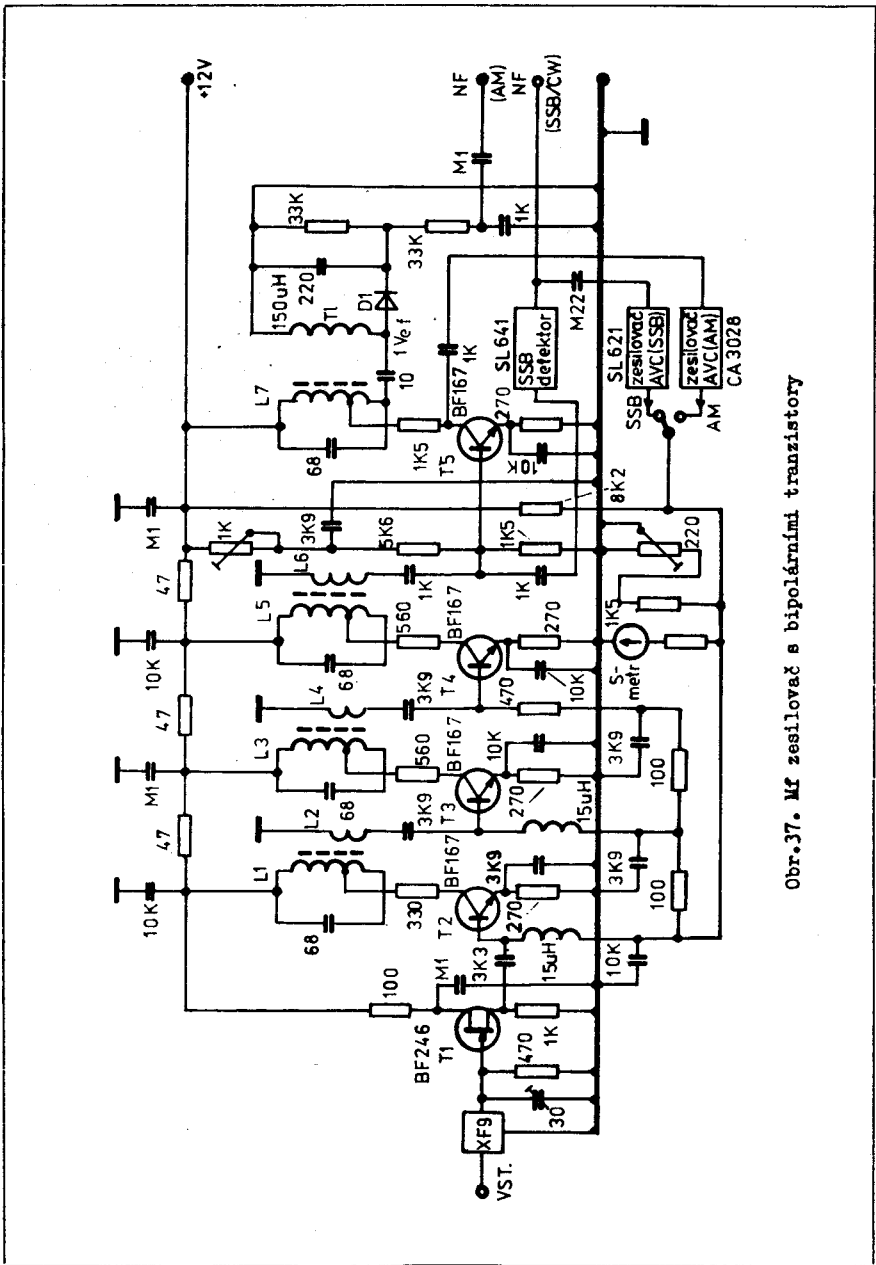
nek mohou pracovat i s kladným napětím na G_1 . Napětí G_2 je kladné, 3 až 4 V. Změnou napětí na G_2 je možné snadno řídit zisk stupně přivedeným napětím AVC, v rozmezí +4 až -2 V. Průběh AVC je blízky logaritmickému, takže vychází lineární stupnice S-metru. Ukázka mf stupně s dvoubázovým MOSFETem je na obr. 36. Doufejme, že tento druh polovodičů bude dostupný i u nás.

Méně vhodné je používání jednobázových FETů. Vzhledem k vysokému vstupnímu odporu a značné průchozí kapacitě /1,5 - 2 pF/



Obr.36. Mf zesilovač s dvoubázovým MOSFETem

jsou náchylnější ke kmitání. Velmi dobře se řídí napětím AVC, mají malý šum a dosti vysoký výstupní odpor. Podmínky nestability se dají vyloučit pomocí kaskodového zapojení /vedli jsme ho na obr. 30/. Mf zesilovače s bipolárními tranzistory se používají pouze v levnějších a jednodušších přístrojích, přesto však je možné dosáhnout s nimi výborných výsledků v případech, kdy na vstupu zesilovače je použita soustředěná selektivita /viz část 2.2.4./. Propracované zapojení, jehož autorem je profesionální konstruktér přijímačů U.L.Rohde, DJ2LR, je na obr. 37.



Obr.37. MZ zesilovač s bipolárními tranzistory

Za krystalovým filtrem je FET jako emitorový sledovač. Zaručuje konstantní vstupní odpor vzhledem k filtru, protože řízený bipolární tranzistor mění vstupní odpor v závislosti na AVC. Následuje čtyřstupňový zesilovač na kmitočtu 9 MHz, osazený tranzistory BFL67 /Tesla KFL67/. Odporů v kolektorech snižují vliv změn výstupních kapacit tranzistorů a pomáhají snížit vliv výstupních laděných obvodů na vstup, přes průchozí kapacitu B-K. Tranzistory pracují s emitorovým proudem 4 mA a volba hodnoty emitorového odporu se ukázala jako optimální z hlediska funkce AVC. Požadavky na selektivitu laděných obvodů nejsou náročné, protože konečná selektivita zesilovače je dána krystalovým filtrem. Obvody mají za úkol snížit šum zesilovače, který by v případě aperiodické vazby mohl ovlivnit výsledné šumové číslo přijímače. Napětí pro detektor SSB/CW se odebírá z nízkoohmového výstupu třetího stupně. Při SSB se získává napětí AVC derivací nf signálu. Protože AM vyžaduje větší zesílení, provádí se demodulace až na výstupu čtvrtého stupně. Napětí AVC se odvozuje, po dalším zesílení, z nosné vlny přijímaného signálu. Zesilovací stupně jsou řízeny v bázích změnou napětí od +2,1 do +5 V. Linka AVC je nízkoimpedanční a může se proto přímo zatížit měřičem síly signálu, S-metrem. Podmínkou stability zesilovače je dokonalé odstínění jednotlivých stupňů a filtrace v přívodu napájení.

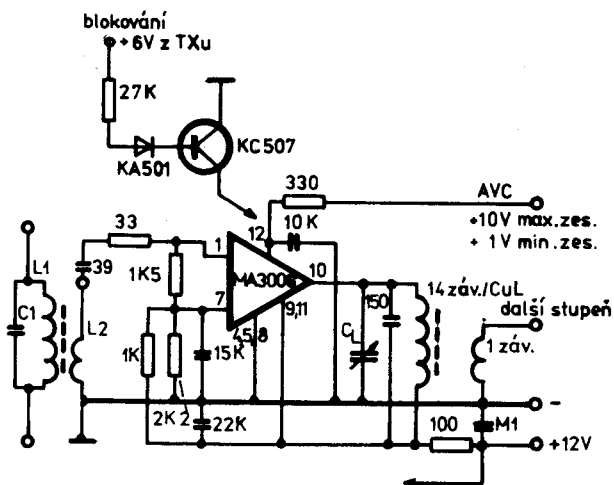
2.2.3. Mf zesilovač integrovaný

Dosud vyráběné integrované obvody nedosahují takových vlastností, aby mohly být použity jako vf zesilovače nebo směšovače

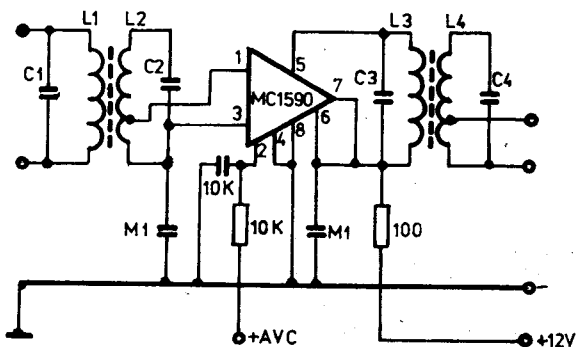
ve vstupních obvodech náročnějších přijímačů. Jejich použití v mf zesilovači je však plně oprávněné a proti diskretním polovodičům mají i některé výhody.

Vhodným typem jednoduchého obvodu je MA 3006. Jeho vnitřní zapojení /uvedli jsme ho na obr. 23/ je velmi podobné hojně užívanému zahraničnímu typu CA 3028 a přímým ekvivalentem typu CA 3006. Obsahuje tři tranzistory, z nichž dva pracují jako diferenciální zesilovač a třetí jako zdroj konstantního proudu. Výhoda diferenciálního zapojení spočívá v lepším potlačení součtových napětí, potlačuje proto lépe různá rušivá napětí. Má zaručené šumové číslo $< 9,5 \text{ db/100 MHz}$ a výkonový diferenciální zisk 15 db. Užívané napájecí napětí je dvojitá polarita vůči nulovému potenciálu $\pm 6V / \text{max. } \pm 12 V /$. Je však možné jednopólové napájení. Zapojení stupně s MA 3006 je na obr. 38. Umělý střed, nutný při unipolárním napájení, tvoří odpory $1k/2k2$. Mezi vývody 1 a 7 je možné zapojit vf tlumivku; nahradí-li se odporem, nemá hodnota překročit $1k5$. Vstupní odpor zesilovače je velmi nízký a vyžaduje proto připojení na nízkoohmové vinutí. Mf zesilovač používá tři až čtyři stupňů za sebou. Rozsah regulace AVC je cca 60 db na stupeň. Napětí AVC se přivádí do báze třetího tranzistoru v kladné polaritě $+ 10 \dots + 2 V / \text{směrem k nižšímu napětí se zisk snižuje/}$.

Zahraniční výrobci dodávají mf zesilovače zcela integrované. Ukázkou je zapojení na obr. 39. Používá unipolárního napájení, což zjednodušuje řešení napájecího zdroje. Obvod pracuje od stejnosměrného napětí /jako stejnosměrný zesilovač/ až do kmitočtu 100 MHz. Na 10 MHz má zisk 55 db, na 455 kHz již 62 db. Rozsah regulace AVC je větší než 60 db při změně napětí $+ 7$ až



Obr.38. Mf zesilovač s MA 3006



Obr.39. Integrovaný mf zesilovač

+5 V na přívodu -2-. Popis ještě dokonalejšího typu, LM 373, byl uveden v Amatérském radiu 7/1976. Tento obvod obsahuje kromě vlastního zesilovače i detektory pro AM, SSB a FM a zesilovače AVC.

2.2.4. Selektivita mf zesilovače

Jedním z hlavních úkolů mf zesilovače je zajištění hlavní /nebo také konečné/ selektivity přijímače. Ta bývá v přijímačích zajišťována dvěma základními způsoby:

a/ umístěním všech obvodů, určujících konečnou selektivitu, před vstup mf zesilovače. Zesilovací stupně jsou pak vázány aperiodicky nebo pomocí laděných obvodů, které však nemají již žádný vliv na výslednou selektivitu. Tomuto způsobu se říká soustředěná selektivita;

b/ stupně jsou vázány pomocí selektivních obvodů a výsledná křivka všech obvodů dává žádanou konečnou selektivitu. Vznikne zesilovač s rozloženou selektivitou.

Zesilovač se soustředěnou selektivitou je pokládán za dokonalejší. Umístěním obvodů na vstup se zabrání pronikání nežádoucích signálů do mf zesilovače a nehrozí jeho přetížení. Funkci zesilovače bezpečně zvládnou i bipolární tranzistory. Kdybychom ovšem za obvody selektivity zařadili aperiodický zesilovač, riskovali bychom zhoršení šumových vlastností přijímače. Víme, že šumový výkon na výstupu přijímače /je vždy míněn detektor/ je úměrný šířce pásma celého zesilovacího řetězce. Soustředěná selektivita však bude představovat úzkou šířku pásma pouze pro šum přicházející ze vstupní jednotky. Šum aperiodického zesilovače

však bude širokopásmový a v případě použití zesilovacích prvků s větším šumem může zhoršit šumové číslo celého přijímače. Zhorší se poměr signál/šum, který již není odstranitelný ani použitím nízkofrekvenčních filtrů. To je důvodem, proč zesilovače se soustředěnou selektivitou používají jednotlivé stupně, vázané LC obvody. Selektivita těchto obvodů nemusí být velká a bude vždy horší než obvodů soustředěné selektivity. Přesto však výrazně zlepší šumové vlastnosti takového mf zesilovače.

V současné době není problém obstarat za přijatelnou cenu krystalový filtr, jako "základní kámen" mf zesilovače. Filtr Tesla PKF 9 MHz - 2,4/4 Q je nejvhodnějším článkem soustředěné selektivity. Má velmi malý vlastní útlum v propustném pásmu /nepřesahující 3 db/, šířku pásma 2,4 kHz/6 db a pro běžnou potřebu vyhovující konečný útlum filtru /stop band/ 50 db. Komu se podaří obstarat filtr XF9-B s konečným útlumem 90 db, dosáhne lepších výsledků. Při větších nárocích a ochotě obětovat vyšší částku na pořízení dvou filtrů Tesla může dosáhnout konečného útlumu přes 100 db, za současného zúžení pásma na 2,2 kHz. Není však výhodné zapojovat oba filtry bezprostředně za sebou, ale druhý filtr zařadit o jeden až dva stupně dále. Sníží se tím obcházení filtru signálem /a podstatné zhoršení konečného útlumu/ a zároveň se zmenší šumová šířka pásma. Filtr na vyšším kmitočtu s požadovanou selektivitou umožní stavbu dokonalého přijímače s jedním směřováním. Filtry soustředěné selektivity na nízkých kmitočtech jsou zastoupeny magnetostrikčními filtry. V rámci RVHP se vyrábí široký sortiment filtrů na kmitočtu 200 kHz v NDR. U filtrů LC je možné dosáhnout požadované šířky pásma pouze na velmi nízkých kmitočtech v okolí 50 kHz. Takovéto ob-

vody však mají poměrně velký vlastní útlum v propustném pásmu.

V zesilovačích s rozloženou selektivitou se používá LC obvodů s vysokou jakostí, spojujících jednotlivé stupně. Konečná šířka pásma je menší, než je šířka jednotlivých obvodů nebo propustí. Jednotlivé stupně musí být v návrhu počítány na větší šířku pásma podle vztahu:

$$B_1 = \frac{B_2}{k} \quad / . 11 /$$

kde B_1 - šířka pásma jednoho obvodu

B_2 - žádaná šířka pásma celého zesilovače

k - koeficient zúžení, závislý na počtu obvodů.

Počet obvodů	1	2	3	4	5	6
koeficient	1,0	0,8	0,71	0,66	0,62	0,6

Již v úvodu kapitoly jsme si řekli, že šířka pásma je závislá na kmitočtu a jakosti Q použité cívky. Pro orientaci si ukážeme dosažitelnou šířku pásma pro různý počet obvodů na kmitočtech obvykle používaných v mf zesilovačích:

Počet obvodů	mf	Q	šířka pásma	-6 db	-60 db
4	50 kHz	60		0,5	2,16 kHz
4	455 kHz	75		3,6	16 kHz
6	1600 kHz	90		8,2	34 kHz

Uvedené Q je tzv. pracovní, to je zatížený zesilovačem. Vliv zatížení je možné snížit /ovšem za cenu menšího zesílení/ připojováním elektrod zesilovače na odbočku. Druhou cestou je použití jader, která zvýší jakost obvodu. Výhodnou možností jsou toroidy, ale je třeba respektovat některé jejich vlastnosti.

Průchod stejnosměrného proudu snižuje dosažitelnou hodnotu Q a ovlivňuje indukčnost /tedy i rezonanci/. V řízených zesilovačích, kde dochází ke změně kolektorového proudu /při SSB v rytmu modulace ve velmi širokém rozmezí/, má magnetický tok v toroidním jádru hysterzní průběh a může proto dojít ke značnému zkreslení v signálu před detekcí, dokonce ke vzniku IM produktů. Vhodným opatřením je napájet kolektor tranzistoru přes vřtumníku a vázat kapacitně na odbočku laděného obvodu. Tak je možné získat značnou selektivitu.

Vazby laděných obvodů na zesilovač jsou obdobné, jak jsme se s nimi seznámili v první kapitole. Transformace závisí na hodnotě vstupního a výstupního odporu aktivního prvku. Zesilovače s dvoubázovými FETy mají vysoký vstupní odpor a mohou se vázat kapacitně na nejvyšší bod impedance LC obvodu. Výstupní odpor je také značný, avšak pro zachování maximálního pracovního Q je vhodné připojení na odbočku směrem k vyšší impedanci. Zesilovače s bipolárními tranzistory a integrovanými obvody mají obvykle vstupní odpor velmi nízký a musí být proto připojeny v bodě nízké impedance. Je lhostejné, zda je vazba provedena přes nízkohmové vazební vinutí, nebo pomocí kapacitního děliče. Výstupní odpor je také poměrně nízký a obvody určující konečnou selektivitu musí být připojeny na odbočku. Jednoduché laděné obvody se používají u zesilovačů se soustředěnou selektivitou. Rozložená selektivita vyžaduje použití pásmových propustí s kritickou vazbou. Je však třeba počítat s útlumem 6 db na každou propust. V zesilovačích je možné použít i stejnosměrné vazby pomocí dolní propusti laděné π -článkem. Zapojení, které používá ON5FE, je na obr. 40. Zesilovač je laděn na 9 MHz a dosahuje zisku 100 db.

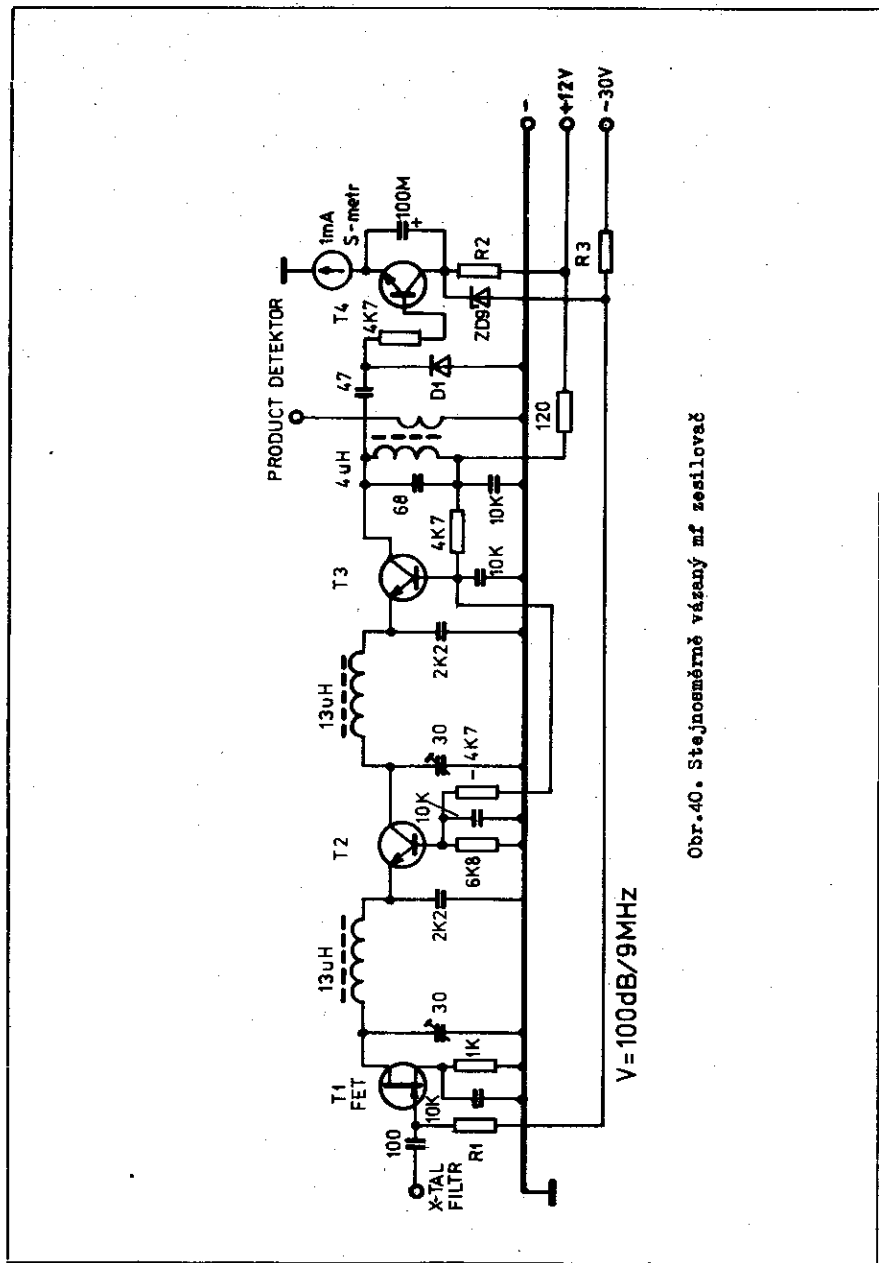
2.3. DEMODULÁTORY

Úkolem demodulátoru je získat původní informaci, přenesenou vř signálem. Demodulátory se liší vzhledem k druhu modulace, kterou mají zpracovat.

2.3.1. Demodulace AM

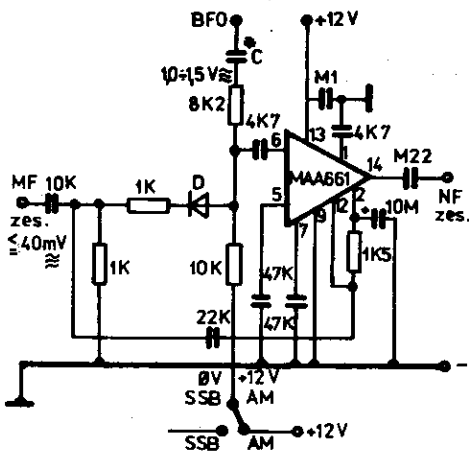
Protože v amatérském vysílání amplitudová modulace ztrácí svou působnost, není třeba se problematikou demodulace hlouběji zabývat. Profesionální služby využívají AM pro některá speciální vysílání a špičkové přijímače používají k demodulaci ultralínárních detektorů, synchrodetektorů a recipročních detektorů. Jsou to obvody složité, často používající k tomu vyvinutých integrovaných obvodů, pro nás naprosto nedostupných.

Klasickým typem detektoru AM a také nejvíce rozšířeným je běžný diodový detektor, pracující na principu usměrňovače střídavého proudu. Jeho zapojení je v mř zesilovači na obr. 40. Ukázkou vysoce kvalitního detektoru, využívajícího principu známého z přijímačů synchrodyn, je na obr. 41. Je to aktivní synchronní detektor s integrovaným obvodem Tesla MAA 661. Obvod má třístupňový limitační zesilovač v diferenciálním zapojení a vyvážený směšovač. AM z výstupu mř zesilovače je veden přímo do směšovače /přes kapacitu 22 k/. Dioda na vstupu je ve vodivém stavu a proto AM signál projde na vstup zesilovače. Ten provede symetrickou limitaci /má zisk 60 db/, takže na směšovač přijde již jen nosná vlna, zbavená AM, která představuje oscilátor synchrodynu. Oba signály na směšovači jsou stejného kmitočtu a nemůže vznik-



Obr.40. Stejnoseměrně vázaný mf zesilovač

nout záznej. Nosné kmitočty se vyruší a na výstupu směšovače se objeví čistý, demodulovaný signál. Zapojení je využito i pro detekci SSB. Dioda se uvede do nevodivého stavu a na vstup zesilovače se přivede napětí BFO. Vyvážený směšovač provede demodulaci SSB signálu.

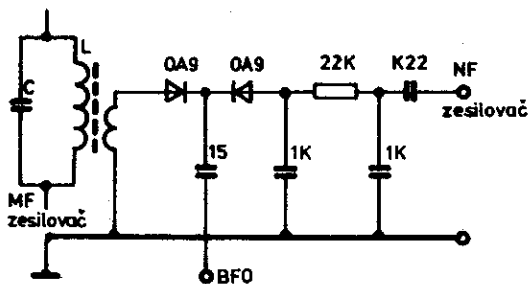


Obr.41. Aktivní detektor AM/SSB

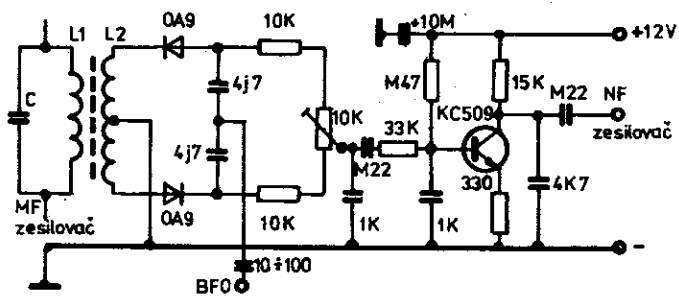
2.3.2. Demodulace SSB a CW

Detekce SSB a CW pracuje na stejném principu. Rozdíl je pouze v přivedeném kmitočtu BFO. Pro SSB musí být vzdálen o 1,5 kHz nad nebo pod mf kmitočtet /pro dolní nebo horní postranní pásmo/, kdežto pro CW je možné kmitočtet měnit v rozsahu propustného pásma přijímače. Všechny detektory využívají směšování.

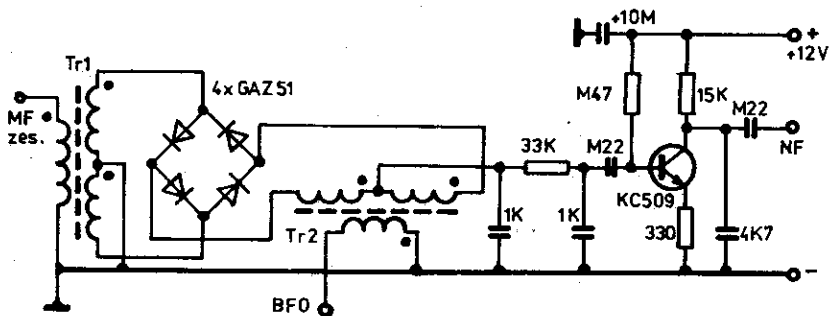
V předchozím odstavci jsme se seznámili již s jedním zapojením. Další zapojení s diodovými směšovači jsou na obr. 42A/, B/, C/. První zapojení používá diod, zapojených proti sobě a střída-



(A)



(B)

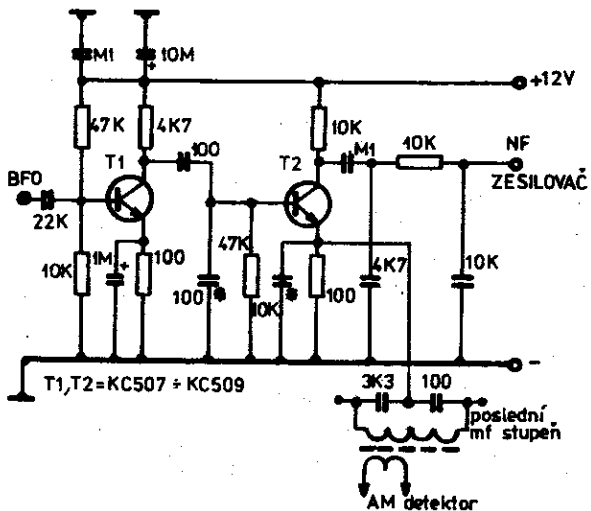


(C)

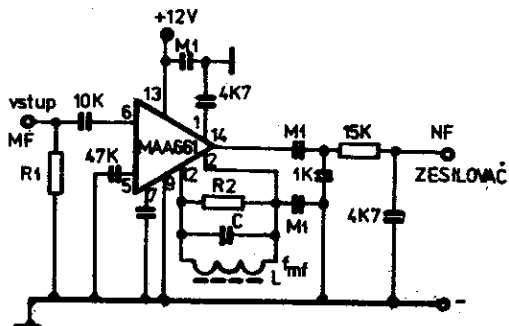
Obr.42. Detektry SSB s diodami

vě otevíraných napětím BFO. Na druhém obrázku je vyvážený směšovač. Napětí BFO opět střídavě otevírá diody a na zatěžovacím odporu se objeví rozdílový kmitočet v akustickém pásmu. Detekované napětí je malé a proto je k detektoru připojen nf zesilovač. Vyvážení směšovače se provede trimrem 10 k. Při vypnutém BFO se naladí vysílač s AM a trimrem se nastaví nejmenší pronikání na výstup. Nejlepším diodovým detektorem je dvojitě vyvážený, se čtyřmi diodami. Při symetrickém provedení se na výstupu objeví pouze součtový /potlačí se kondenzátorem/ a rozdílový kmitočet demodulace. Vazební trať jsou již známého provedení. Připojený nf stupeň zajistí dostatečnou úroveň signálu pro další zpracování.

Na obr. 43 je zapojení detektoru SSB s tranzistory. První tranzistor pracuje jako oddělovací stupeň pro napětí BFO, které přivádí do báze druhého tranzistoru. Ten pracuje ve třídě B s nulovým předpětím a bez napětí BFO je uzavřen. Vhodnou velikostí signálu BFO se otevírá a dochází ke směšování se signálem mf, přivedeným do emitoru. Volbou kondenzátorů, označených hvězdičkou, se nastaví správné úrovně obou napětí. Při vypnutém BFO nesmí pronikat signál mf na výstup. Velikost napětí BFO se nastavuje subjektivně na nejmenší zkreslení kvalitního signálu. Existuje ještě celá řada různých zapojení, s FETy, dvoubázovými MOSFETy nebo i integrovanými obvody /MA 3006/. Avšak výsledky dosažitelné s obvody na obr. 42C/ a 43 nejsou o nic horší za podstatně nižší cenu.



Obr.43. Transistorový detektor SSB



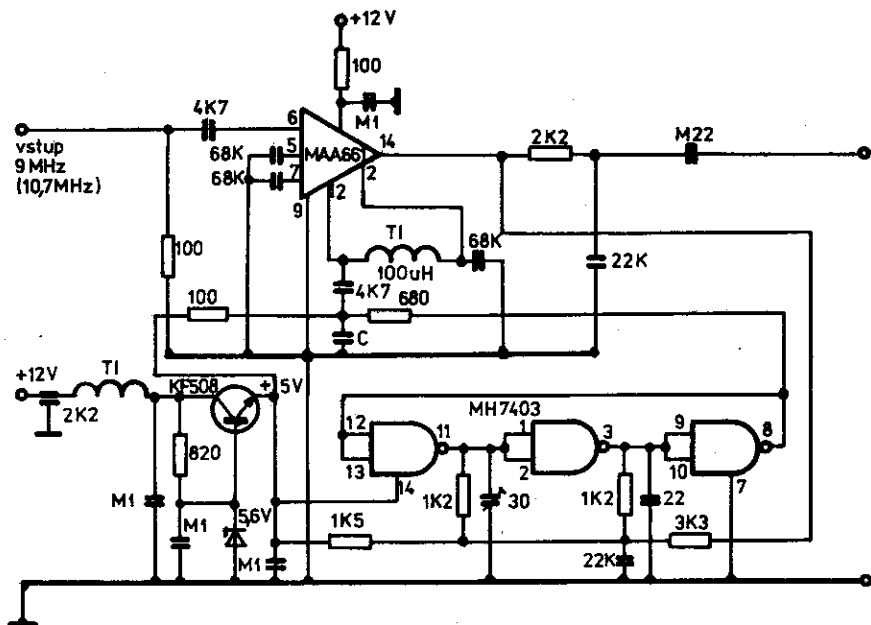
Obr.44. MF zesilovač s FM detekcí

2.3.3. Demodulace FM

Kdysi rozšířená úzkopásmová FM na krátkých vlnách byla dávno nahrazena účinnějšími druhy modulace a otázka detektorů se proto může zdát neodůvodněná. Avšak velmi často jsou krátkovlnné přijímače využívány jako laděná mf v pásmu 28 - 30 MHz ke konvertorům pro pásmo 144 MHz. A protože na VKV se FM začíná výrazně prosazovat, je třeba rozšířit přijímače o demodulátory tohoto druhu provozu. Před demodulací je ovšem třeba zajistit šířku pásma přijímače, která má být 12 kHz. Bude to znamenat přidání dalšího, přepínatelného filtru soustředěné selektivity. Demodulace FM vyžaduje dokonalého, symetrického omezení amplitudy nosné vlny. Nejlepším řešením se ukazuje využití integrovaného obvodu Tesla MAA661, který obsahuje limitační zesilovač a vyvážený směšovač. Zapojení doplňku je na obr. 44. Detekce je koincidenční na obvodu LC, který je laděn na kmitočet mf. Velikostí paralelního odporu je možné nastavit šířku demodulační křivky. Zachování stability zesilovače vyžaduje, aby blokovací kapacity byly umístěny co nejbližší k vývodům IO a měly co nejkratší přívody. Vstup má být zatížen nízkou impedancí, proto odpor R_1 nezvyšujeme nad 100 Ω . Výhodné je připojit vstup přes malou kapacitu, cca 2 pF, k výstupu posledního mf stupně řízeného zesilovače. Výstupní nf napětí může dosáhnout hodnoty až 200 mV při malém modulačním zdvihu.

Pro špičkové nároky při DX provozu na VKV je určen synchronní detektor FM, pracující na principu fázového závěsu /PLL/. Zapojení znázorňujeme na obr. 45. Detektor dosahuje o 3 db vyšší prahové citlivosti proti jiným detektorům. Demodulace je syn-

chromní a proto je propustná křivka detektoru prakticky obdél-
níková. Pracují-li na kmitočtu dvě FM stanice, je detekována
pouze silnější /alespoň o 1 db/, druhá je potlačena do nuly.
Integrovaný obvod MAA661 pracuje jako limitační zesilovač a fá-



Obr.45. FM detektor s fázovým závěsem /PLL/

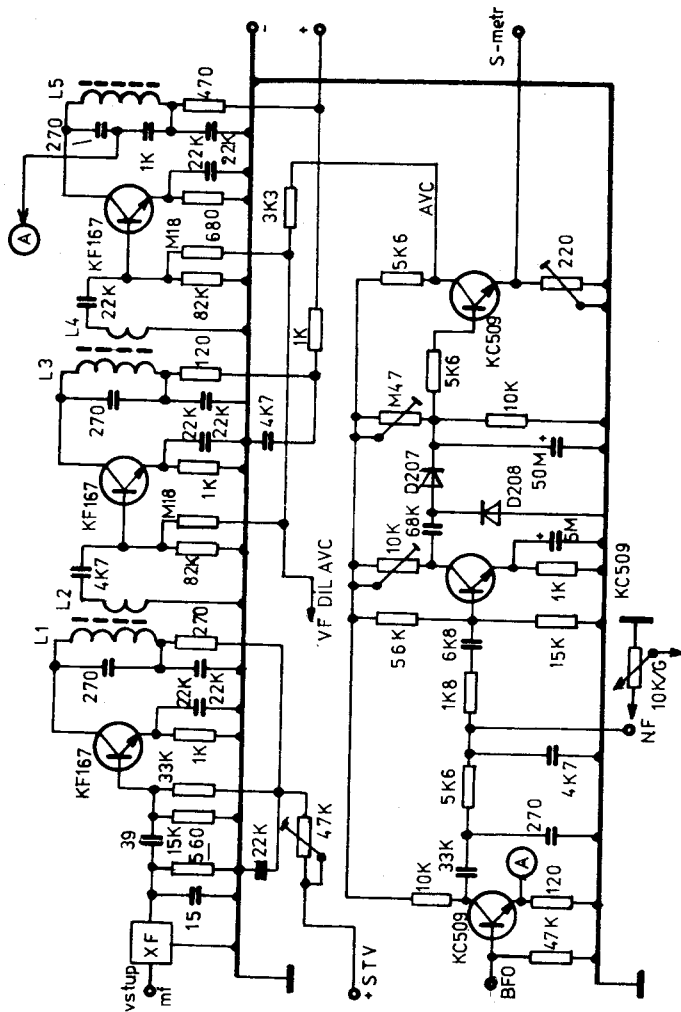
zový detektor. Druhý IO, typ MH 7403, zastává funkci napěťového
řízeného oscilátoru /VCO/. Jedno hřídlo není využito. Do fázové-
ho detektoru se přivádí limitované napětí mf a zároveň napětí
VCO, které pracuje také na kmitočtu mf. Pokud přijímaný signál
není modulován a je přítomna pouze nosná vlna, jsou oba kmitoč-
ty shodné a na výstupu fázového detektoru je nulové napětí. Bě-

hem modulace však dochází ke změnám kmitočtu, na výstupu FD se objeví rozdíly napětí úměrné modulaci. Toto napětí se vede přes dolní propust /odpor $3k\Omega$ a kapacita 22 k / zpět do VCO, které ve snaze dohonit změny kmitočtu mění svůj oscilační kmitočet. Tím dochází k fázovému uzavření smyčky. Řídící napětí, produkované fázovým detektorem, je věrným obrazem modulace a přes oddělovací odpor $2K2$ se odvádí k dalšímu zpracování v nf zesilovači. Hradlový IO má dovolené napájecí napětí pouze 5 V , které se získává v jednoduchém stabilizátoru s tranzistorem KF508 /nebo jiným vhodným typem/ a zenerovou diodou. Kmitočet VCO se nastavuje přesně na kmitočet mf pomocí trimru 30 pF . Kapacitou C se nastavuje šířka synchronizace. Její hodnota bude individuální. Informativně kondenzátor $1k$ odpovídá šířce synchronizace cca 300 kHz /pro širokopásmovou FM/, pro komunikační účely bude vhodná kapacita cca $10 - 15\text{ k}$. Jednotku VCO, včetně stabilizátoru, je třeba uzavřít do stíněné krabičky, třeba ze zbytků kuprexitu, aby kmitočet oscilátoru nepronikal na vstup mf zesilovače. Požadované napětí na vstupu limitačního zesilovače je cca 20 mV .

K demodulaci FM se používají klasické typy detektorů, jako je poměrový detektor nebo fázový diskriminátor. Tato zapojení jsou však běžně známá a proto je zde neuvádíme.

2.4. MF ZESILOVAČE A DEMODULÁTORY V ZAŘÍZENÍCH PETR 103 A OTAVA

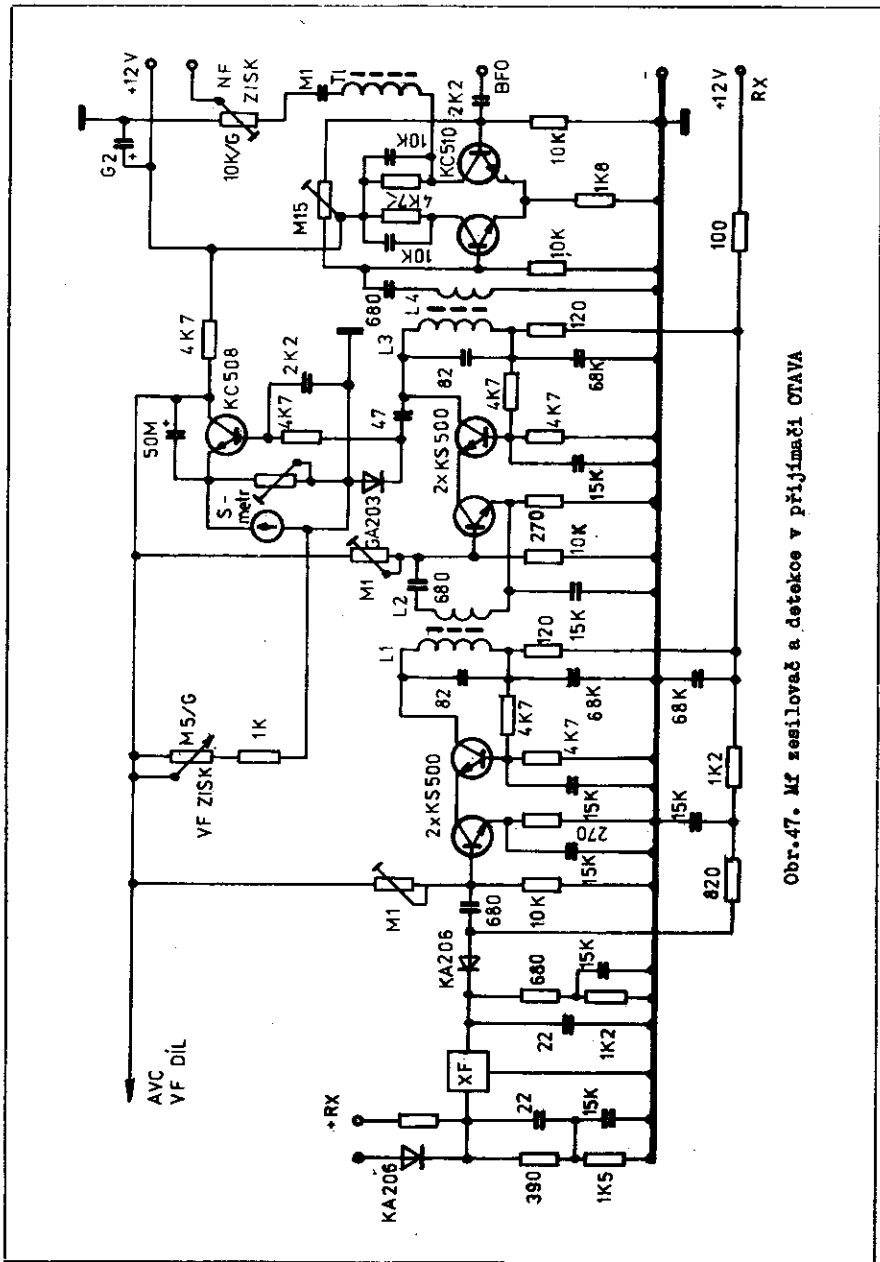
Mf zesilovač přijímače PETR 103 /obr. 46/ je osazen bipolárními tranzistory KF167, které se dají dobře řídit. Na vstupu je jednoduchý krystalový filtr jako soustředěná selektivita, laděné obvody v jednotlivých stupních snižují šumovou šířku pásma.



Obr. 46. MF zesilovač a detekce v přijímači PETR 103

Zesilovač je třístupňový a poslední dva stupně jsou řízeny. První stupeň má konstantní zesílení, aby změnami vstupního odporu nedocházelo k proměnné zátěži filtru. Protože je zařízení určeno jen pro provoz SSB, je použito pouze detektoru pro tento druh provozu. Jako detektor pracuje tranzistor KC509, zapojený jako jednoduchý směšovač. Napětí BFO se přivádí do báze. Dolní RC propust upravuje průběh nf charakteristiky. Na výstup detektoru je zapojen zesilovač nf s KC509. Zesílené napětí se usměrňuje diodovým zdvojovačem a přivádí na oddělovací stejnosměrný zesilovač s KC509. Změnami napětí na kolektorovém odporu se řídí AVC. V emitoru stupně je zařazen S-metr.

Na obr. 47 je zapojení mf zesilovače a detektoru přijímací části transceiveru OTAVA. Na vstupu zesilovače je opět krystalový filtr jako soustředěná selektivita. V obvodu filtru jsou zapojeny spínací diody, které přepínají filtr buď k přijímací části, nebo k modulátoru SSB při vysílání. Zesilovač je dvou-
stupňový, ale vzhledem k použitému kaskodovému zapojení má dostatečné zesílení při vyhovující stabilitě. Stupně jsou odděleny laděnými LC obvody. Napětí AVC se získává usměrněním vf napětí z výstupu zesilovače a upraveném v stejnosměrném zesilovači. Řízeny jsou oba stupně. Ruční řízení zisku je připojeno přímo na linku AVC. V přijímači je použito pouze detektoru pro SSB. Zapojení detektoru využívá dokonalého oddělení kmitočtu mf od napětí BFO při směšování na společném emitorovém odporu. Směšovač je vyvážený pomocí trimru M15. Měření síly signálu je odvozeno od napětí AVC zařazením S-metru v emitoru stejnosměrného zesilovače.



Obr. 47. Mf zesilovač a detektor v přijímači OTAVA

- Obr.1. Vztah mezi citlivostí přijímače a šumovým číslem F_{db}
Obr.2. Úrovně vnějších šumů antény v závislosti na kmitočtu
Obr.3. Zjištění hodnoty IP a bodu komprese
Obr.4. Rozložení IM produktů vyšších řádů
Obr.5. Vztah IP, DR a U_i max přijímače
Obr.6. Vstupní obvody
Obr.7. Vazba antény se vstupním obvodem
Obr.8. Reaktance indukčností a kapacit v závislosti na kmitočtu
Obr.9. Vliv změny zisku na vznik KM
Obr.10. Vstupní útlumové články
Obr.11. Různé koncepce přijímačů
Obr.12. Přijímače typu up - konvertor
Obr.13. Dolní propust 0 - 32 MHz
Obr.14. Balanční směšovač s elektronkou 7360
Obr.15. Směšovač s dvojitou triodou
Obr.16. Směšovač s FETEM
Obr.17. Směšovač s dvoubázovým FETEM
Obr.18. Balanční směšovač s FETY
Obr.19. Konstrukce širokopásmového transformátoru
Obr.20. Kruhový směšovač s MOSFETY
Obr.21. Kruhový směšovač s diodami
Obr.22.A/ Martinova vstupní jednotka
Obr.22.B/ Upravená vstupní jednotka
Obr.23. Směšovač s IO MA 3006
Obr.24. Vstupní díl přijímače PETR 103
Obr.25. Vstupní díl přijímače OTAVA
Obr.26. V_f zesilovač s pentodou
Obr.27. V_f zesilovač s dvojitou triodou
Obr.28. Širokopásmový v_f zesilovač

- Obr.29. Vř zesilovač s dvoubázovým MOSFETEM
- Obr.30. Kaskodový vř zesilovač
- Obr.31. Výkonový vř zesilovač širokopásmový
- Obr.32. Výkonový vř zesilovač širokopásmový
- Obr.33. Souměrný vř zesilovač
- Obr.34.A/ Mř zesilovač s pentodou
- Obr.34.B/ Náhradní schéma neutralizace
- Obr.35.A/ Kaskodový zesilovač s dvojitou triodou
- Obr.35.B/ Katodově vázaný zesilovač s dvojitou triodou
- Obr.36. Mř zesilovač s dvoubázovým MOSFETEM
- Obr.37. Mř zesilovač s bipolárními tranzistory
- Obr.38. Mř zesilovač s MA 3006
- Obr.39. Integrovaný mř zesilovač
- Obr.40. Stejnoseměrně vázaný mř zesilovač
- Obr.41. Aktivní detektor AM/SSB
- Obr.42. Detektory SSB s diodami
- Obr.43. Tranzistorový detektor SSB
- Obr.44. Mř zesilovač s FM detekcí
- Obr.45. FM detektor s fázovým závěsem /PLL/
- Obr.46. Mř zesilovač a detekce v přijímači PETR 103
- Obr.47. Mř zesilovač a detekce v přijímači OTAVA

Tabulka 1. Vztah dbm k μV

1. Petrek, Jan, ing.: Čs feritové materiály, Amatérské radio 7/1968, str. 264.
2. Borovička, Jiří: Tranzistorový přijímač pro amatérská pásma, Amatérské radio 11/1970 až 3/1971.
3. Borovička, Jiří: Moderní řešení přijímačů pro kv, Amatérské radio 2/1975 až 5/1975.
4. Borovička, Jiří: Přijímače a daptory pro VKV, SNTL 1978.
5. Borovička, Jiří: Technická dokumentace transeiverů PETR 103 a OTAVA.
6. Hayward, Wes: Defining and measuring Receiver Dynamic Range, QST July 1975, str. 15 - 21.
7. Fisk, J. R.: Receiver noise figure, sensitivity and dynamic range - what the numbers mean, Ham radio, October 1975, str. 8 - 25.
8. Rohde, Ulrich L.: High dynamic range receiver input stages, Ham radio, October 1975, str. 26 - 30.
9. Rohde, Ulrich L.: Eight ways to better radio receiver design, Electronics, February 1975, str. 87 - 91.
10. Moore, Ray: Modern rf amplifiers for communications receivers, Ham radio, September 1974, str. 42 - 51.
11. Weiser, W. J.: Integrated circuit SSB transceiver for 80 metres, Ham radio, April 1976, str. 48 - 52.
12. Martin, M., dipl. ing.: Extrem lineares Empfaenger-Eingangmodul mit grossem Dynamikbereich und sehr geringen Intermodulationsverzerrungen, Internationale Elektronische Rundschau, April 1975, str. 73.
13. Kestler, J.: Matching circuits for Schottky ring mixers, VHF communications, January 1976, str. 12 - 18.
14. Kestler, J.: Kurzwellen-Empfangskonvertor für 2-m-Empfanger, UKW Berichte, January 1976, str. 35 - 49.

15. Reisert, Joe: What's wrong with amateur vhf/uhf receivers, Ham radio, March 1976, str. 44 - 48.
16. Rohde, Ulrich L.: Zf - Verstärker für den AM-SSB-Empfang, Funkschau 2/1972, str. 45 - 46.
17. Olson, Hank: Diode detectors, Ham radio, January 1976, str. 28 - 34.