

Josef Daneš a kolektiv

AMATĚRSKĀ RADIOTECHNIKA A ELEKTRONIKA

[3. díl] NAŠE VOJSKO
PRAHA

PŘIJÍMAČE

Požadavky na krátkovlnný přijímač

Přijímač je velmi důležitým článkem radiokomunikačního řetězce. Na rozdíl od vysílače, kde zvětšení komunikační účinnosti můžeme snadno dosáhnout zvětšením výkonu nebo volbou způsobu přenosu, má přijímač řadu omezujících faktorů, které nelze z fyzikálních důvodů překročit.

Citlivost přijímače

Citlivost bývá často hlavním měřítkem při posuzování kvality přijímače, i když ne vždy oprávněně. Čím citlivější je přijímač, tím má větší schopnost zpracovat slabé signály. V minulosti, především v období používání amplitudové modulace, se citlivost udávala velikostí vstupního napětí, které zajistilo normalizovaný výkon na výstupu přijímače. V současné době je možné použitím moderních aktivních prvků dosáhnout takového zesílení, že omezujícím činitelem je vlastní šum přijímače. V akustické podobě ho známe jako jemný, syčivý zvuk.

Tento šum, který nazýváme šumem tepelným, vzniká náhodnými a nepravidelnými pohyby elektronů v činném odporu, kterým je jakýkoliv vodič, byť i velmi malý. 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 nuly až do rozsahu GHz. Amplituda šumů je velmi malá a je měřitelná až po velkém zesílení. Velikost šumového výkonu závisí na šířce přenášeného pásma (z širokého spektra kmitočtů se zesiluje jen část daná šířkou pásma příjí-

mače) a na absolutní teplotě. U komplexních odporů, jako je rezonanční obvod, vstupní impedance antény apod., se na vzniku šumového výkonu podílí pouze reálná složka, tj. činný odpor. Mnoho pasivních součástí a všechny aktivní prvky přijímače jsou zdrojem vlastních šumů. Nejméně se uplatní šum posledních stupňů přijímače, protože je nejméně zesílen. Nejvíce se proto uplatní šumy 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. Nejvyšší péči je proto nutné věnovat návrhu vstupních obvodů přijímače.

Střední šumové napětí, které vzniká na jakémkoliv činném odporu, je dáno rovnicí:

$$u_s = \sqrt{4kT_0BR}, \quad [V; K, Hz, \Omega] \quad (1)$$

kde k = Boltzmanova konstanta = $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K,

T_0 = absolutní teplota odporu v K (290 K pro pokojovou teplotu),

B = šířka pásma, při které je šum měřen,

R = odpor.

Rovnici (1) můžeme převést do praktického tvaru, který platí pro pokojovou teplotu 17 °C, tj. 290 K:

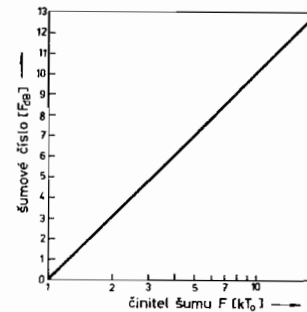
$$u_s = 4\sqrt{R \cdot B}. \quad [\mu V; k\Omega \text{ MHz}] \quad (2)$$

Bude-li v praktickém případě zdrojem šumu anténa (činný odpor vstupní impedance), která je přesně přizpůsobena ke vstupu přijímače, bude na vstupních svorkách přijímače napětí poloviční. Je to dáno tím, že odpor zdroje (anténa) a odpor zátěže (přijímač) jsou v náhradním schématu zapojeny do série.

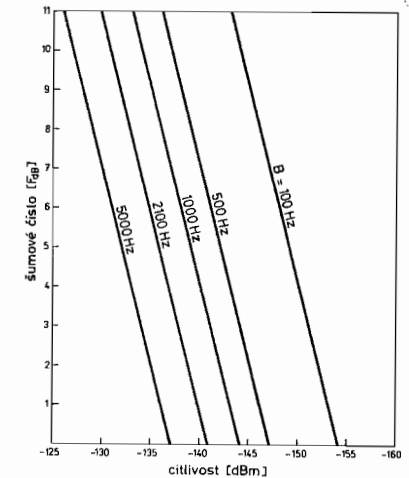
Toto napětí by určovalo mezní citlivost přijímače za předpokladu, že by byl bezšumový. Takový ideální přijímač však neexistuje. Každý přijímač má své vlastní šumy, jejichž úroveň se měří pomocí generátoru šumu. Úroveň vlastních šumů se udává jako činitel šumu F (nkT_0), který má hodnotu vyšší než 1. S malou nepřesností udává, kolikrát více přijímač šumí než ideální, bezšumový přijímač. Vlastní šum přijímače se také často udává v jednotkách šumového čísla F_{dB} , které vyjadřuje činitel šumu v logaritmickém poměru podle vzorce:

$$F_{dB} = 10 \cdot \log F. \quad (3)$$

Převod mezi F a F_{dB} je vyjádřen v grafu na obr. 1.1.



Obr. 1.1. Vztah mezi činitelem šumu a šumovým číslem



Obr. 1.2. Vztah mezi šumovým číslem a šumovým prahem přijímače

Ze změřeného šumového čísla přijímače můžeme pomocí grafu v obr. 1.2 zjistit odpovídající šumový výkon na vstupu přijímače v jednotkách dBm, s ohledem na používané šíře pásma. V tabulce 1.1 je uveden přepočtené hodnoty v dBm na napětí pro obvyklé vstupní impedance 50 Ω a 75 Ω. Údaje platí pro dokonalé impedanční přizpůsobení mezi zdrojem šumu (anténa, generátor) a vstupem přijímače.

Zjištěná úroveň výkonu v dBm představuje šumový práh přijímače a úroveň napětí na daném vstupním odporu je mezní citlivost přijímače. Šumový práh je dolní hranicí dynamického rozsahu přijímače. Výsledná hodnota je závislá na nastavené šíři pásma.

Hodnotu šumového prahu, jak je graficky zachycena na obr. 1.2, můžeme ze změřeného šumového čísla přijímače vypočítat podle vztahu:

$$\check{S}_{pr} = -174 + F_{dB} + 10 \cdot \log B, \quad [dBm; dB, Hz] \quad (4)$$

kde \check{S}_{pr} = šumový práh v dBm,

-174 = hodnota šumového prahu v dBm, kterou má přijímač s šumovým číslem 0 dB a šíří pásma 1 Hz,

F_{dB} = změřené šumové číslo v dB,

B = nastavená šíře pásma v Hz.

Dopadne-li na anténu signál o stejné úrovni, jako je úroveň šumu soustavy anténa–přijímač, bude prakticky nečitelný. Schopnost přijímat signály se šumem je do určité míry individuální. Praxe však ukazuje, že při příjmu CW signálu je třeba, aby signál byl alespoň 6 dB nad úrovní šumu, při příjmu SSB signálu pak alespoň 10 dB nad šumem. U komerčních a amatérských přijímačů se proto udává citlivost pro odstup signál–šum 10 dB. Známe-li hodnotu šumového prahu nebo mezní citlivosti, můžeme z tabulky 1.1 zjistit, jaká je skutečná citlivost pro žádaný odstup signál–šum.

Příklad: Změřené šumové číslo přijímače je 8 dB a přijímač je nastaven na příjem SSB signálu (šíře pásma 2,1 kHz). Vstupní impedanace je 50 Ω a k přijímači je připojena přesně přizpůsobená anténa o impedanci 50 Ω .

Z grafu na obr. 1.2 zjistíme, že úroveň šumového prahu je -133 dBm, neboli napětí 0,1 μ V na 50 Ω . Pro žádaný odstup signálu od šumu 10 dB musí být na anténě výkon signálu -123 dBm, a to odpovídá (podle tabulky 1.1) úrovni napětí 0,32 μ V na 50 Ω . Stejným postupem zjistíme, že při zúžení šíře pásma na 500 Hz postačí pro odstup signál–šum 10 dB napětí 0,16 μ V na 50 Ω .

Praktická citlivost přijímací soustavy je snížena vnějšími šumy, které na anténu dopadají. Původ vnějších šumů je umělý nebo přírodní. 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 mají ve svém konečném projevu charakter šumu.

Přírodní šum je původu atmosférického a galaktického. Atmosférický šum je výsledkem elektrických výbojů v atmosféře nad celým zemským povrchem (můžeme občas pozorovat zvýšení šumu při směřování antény do rovníkových oblastí). Úroveň tohoto šumu vzrůstá při nižších kmitočtech a naopak přestává se uplatňovat na kmitočtech vyšších než 20 MHz.

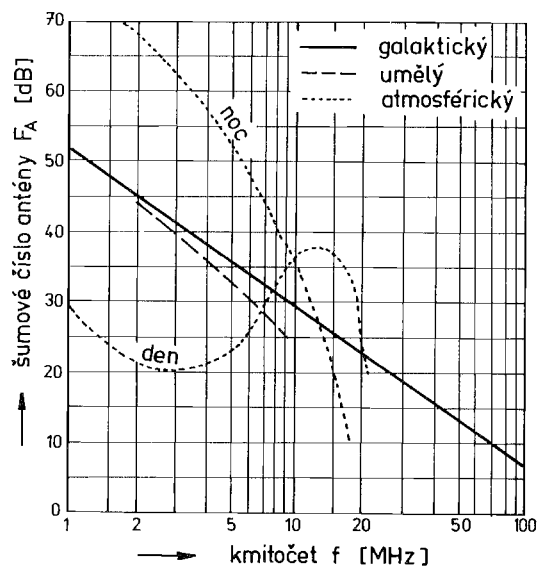
Galaktický šum je původu mimozemského. Je výsledkem disturbancí na Slunci, přichází ze vzdálených galaxií a z dalších zdrojů dosud neznámých. Úroveň galaktického šumu klesá se zvyšujícím se

Tab. 1.1. Převod výkonových úrovní v dBm na napětí

dBm	μ V		dBm	μ V	
	50 ohmů	75 ohmů		50 ohmů	75 ohmů
-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

kmitočtem a je dominující od kmitočtu asi 18 MHz až do mikrovlnných oblastí.

Průměrné hodnoty vnějších šumů, získané dlouhodobým měřením, jsou uvedeny v obr. 1.3 (převzato z lit. [1]). Úrovně jsou převedeny na šumové číslo antény a vidíme z nich, že snaha o dosažení nízkého šumového čísla přijímače má význam pouze pro kmitočty 20 MHz a vyšší. Praxe ukazuje, že šumové číslo přijímače $F_{dB} \approx 10$ dB můžeme pokládat za dostačující, kromě výjimek v pásmu 28 MHz, kdy úroveň vnějších šumů může poklesnout na hodnotu 7 až 8 dB. Předchozí úvaha platí za předpokladu, že přijímač pracuje ve spojení s anténou, která je pro přijímaný rozsah laděna a je dokonale impedančně přizpůsobena ke vstupu přijímače.



Obr. 1.3. Úrovně vnějších šumů v závislosti na kmitočtu

Snaha o dosažení co nejnižšího šumového čísla přijímače je oprávněná na rozsahu VKV, kde se uplatňuje pouze galaktický šum a dosahuje v pásmu 144 MHz hodnoty 1 dB.

Pomocí moderních elektronek a polovodičů lze snadno dosáhnout nízkého šumového čísla přijímače v okolí 4 dB i méně. Jak bylo dokázáno v předešlém, nemá význam snažit se o dosažení úrovně nižší, než je úroveň vnějších šumů. Honba za vysokou citlivostí přijímače má za následek zhoršení parametru daleko důležitějšího, kterým je vysoká odolnost proti přetížení velkými vstupními signály.

Dynamický rozsah

Další termín, s kterým se v přijímačové technice setkáváme, je dynamický rozsah přijímače. Je udáván v dB jako poměr mezi úrovní nejslabšího signálu, jenž je přijímač schopen zpracovat, k nejsilnějšímu signálu, který ještě nezpůsobuje ztlačení. Měření dynamického rozsahu je popsáno v kapitole o měření.

Spodní hranice dynamického rozsahu závisí na šumovém čísle přijímače a je dána úrovní šumového prahu. Horní hranice je dána schopností aktivních prvků lineárně zpracovat velká vstupní napětí. Schopnost přijímače zpracovat lineárně velká vstupní napětí závisí především na prvních stupních, respektive na všech stupních, které jsou před obvody hlavní selektivity. Platí zásada, že před obvody hlavní selektivity přijímače má být zařazen jen nejnižší počet aktivních stupňů.

Přivedeme-li na jakýkoliv aktivní obvod, pracující ve třídě A, malé vstupní napětí, bude přeneseno na výstup lineárně v závislosti na zisku. Postupným zvyšováním vstupního napětí se dosáhne úrovně, při které je napětí na výstup přeneseno o hodnotu 1 dB nižší, než by odpovídalo lineárnímu přenosu. Dochází ke kompresi signálu. Signál na výstupu je zkreslený, s vyšším obsahem harmonických kmitočtů. Tomuto bodu říkáme komprese 1 dB a začíná zde nelinearita zesilovače. Dalším zvyšováním vstupního napětí zjistíme hodnotu, kdy dochází ke kompresi 3 dB. V tomto bodě je počátek vzniku křížové modulace.

Bod komprese 1 dB je také počátkem snížení 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 komprese 1 dB, dojde k zeslabení žádaného signálu. Při velmi vysoké úrovni nežádoucího

signálu dojde až k zablokování příjmu (obvyklý případ v bezprostřední blízkosti vysílače).

Intermodulační zkreslení vzniká za přítomnosti dvou nebo více silných signálů o rozdílných kmitočtech, přivedených na vstup zesilovače. Žádný zesilovač není absolutně lineární a již při malých vstupních napětích dochází ke zkreslení, vzniku harmonických kmitočtů a na nelineární převodové charakteristice k jejich vzájemnému směřování. Pro lepší pochopení uvedeme příklad.

Na vstup zesilovače přivedeme dva signály o kmitočtech $f_1 = 14\,001\text{ kHz}$ a $f_2 = 14\,002\text{ kHz}$. Následkem nelinearity zesilovače však na výstupu nebudou jen tyto dva kmitočty, ale i jejich zkreslené produkty ve formě druhé a třetí harmonické:

$$\begin{array}{ll} f_1 = 14\,001\text{ kHz} & f_2 = 14\,002\text{ kHz} \\ 2f_1 = 28\,002\text{ kHz} & 2f_2 = 28\,004\text{ kHz} \\ 3f_1 = 42\,003\text{ kHz} & 3f_2 = 42\,006\text{ kHz} \\ \text{atd.} & \text{atd.} \end{array}$$

Nelinearita zesilovače dále způsobí, že dojde k vzájemnému směřování mezi vzniklými produkty a vzniknou produkty sudých a lichých řádů.

Intermodulační zkreslení sudých řádů vzniká směřováním:

$$\begin{array}{llll} f_1 + f_2 & 2f_1 + 2f_2 & 3f_1 + 3f_2 & \text{atd.} \\ f_2 - f_1 & 2f_2 - 2f_1 & 3f_2 - 3f_1 & \text{atd.} \\ 3f_1 + f_1 & 3f_1 + f_2 & 3f_2 + f_1 & 3f_2 \pm f_2 \text{ atd.} \end{array}$$

Výsledné produkty bývají kmitočtově značně vzdáleny od přijímaného kmitočtu a je snadné je potlačit běžnými rezonančními obvody. Z toho důvodu bývají produkty sudých řádů často podceňovány. V praktickém provozu mohou však být příčinou nepříjemného rušení nežádoucími signály.

Intermodulační produkty lichých řádů vznikají směřováním:

$$\begin{array}{llll} 2f_1 \pm f_2 & 3f_1 \pm 2f_2 & & \text{atd.} \\ 2f_2 \pm f_1 & 3f_2 \pm 2f_1 & & \text{atd.} \end{array}$$

Produkty vzniklé součtem dopadají daleko od přijímaného kmitočtu. Produkty vzniklé rozdílem však dopadají do bezprostřední blízkosti přijímaného kmitočtu, kolem kterého vytvoří spektrum kmitočtů, jak se můžeme přesvědčit dosazením kmitočtů z příkladu.

Intermodulační produkty třetího řádu:

$$2f_1 - f_2 = 28\,002 - 14\,002 = 14\,000\text{ kHz}$$

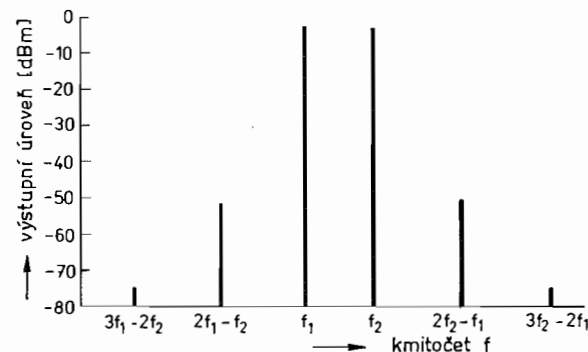
$$2f_2 - f_1 = 28\,004 - 14\,001 = 14\,003\text{ kHz}$$

Produkty pátého řádu jsou:

$$3f_1 - 2f_2 = 42\,003 - 28\,004 = 13\,999\text{ kHz}$$

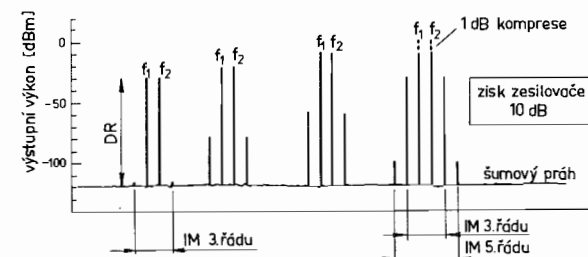
$$3f_2 - 2f_1 = 42\,006 - 28\,002 = 14\,004\text{ kHz}$$

Rozložení intermodulačních produktů lichých řádů je graficky znázorněno na obr. 1.4. Úroveň produktů pátého řádu je tak nízká, že je v přijímací technice můžeme zanedbat.



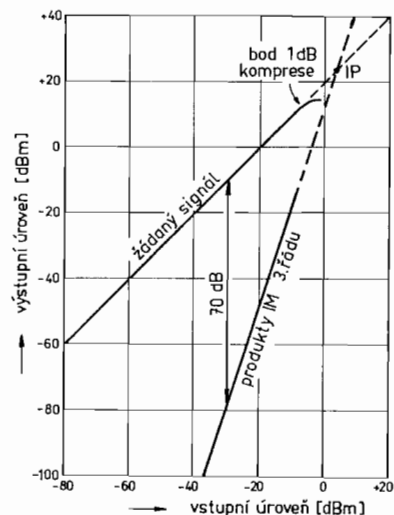
Obr. 1.4. Rozložení produktů lichých řádů

Intermodulační produkty vznikají již při malých vstupních napětích. Jejich amplituda je tak malá, že zanikají v šumu. Zvyšováním vstupního napětí roste i amplituda IM produktů, avšak mnohem rychleji. Na každý 1 dB, o který se zvýší vstupní napětí, stoupne úroveň IM produktů o 3 dB, jak názorně ukazuje obr. 1.5. Postupným zvyšováním vstupního napětí by došlo ke stavu, kdy by se úroveň IM produktů 3. řádu rovnala úrovni vstupního napětí.



Obr. 1.5. Vztah mezi výstupním výkonem a úrovní IM produktů 3. řádu

Tato úvaha je pouze teoretická, protože mnohem dříve dojde ke kompresi signálu a napětí na výstupu již nebude vzrůstat. Graficky je tato situace zachycena na obr. 1.6. Teoretický bod, ve kterém by se



Obr. 1.6. Zjištění hodnoty IP a bodu 1 dB komprese

úroveň IM produktů 3. řádu rovnala vstupnímu napětí, se nazývá bodem zahrazení a mezinárodně se označuje písmeny IP. Udává se v jednotkách dBm. Způsob měření je uveden v části o měření. Pro běžnou praxi postačuje odhad, kdy hodnota IP je o 10 až 15 dB vyšší, než úroveň vstupního napětí bodu komprese 1 dB. Rozdíl je vyšší při nižších kmitočtech. Uvedený empirický vztah platí pro dvojitě vyvážené směšovače s diodami a zesilovače ve třídě A, nepoužívající záporné zpětné vazby. U tzv. ultralinearních zesilovačů s bipolárními tranzistory, které pracují s několikanásobnou zápornou zpětnou vazbou, se uvedený rozdíl snižuje až na 5 dB.

Podobně jako šumové číslo objektivně slouží k porovnávání přijímačů z hlediska citlivosti, tak hodnota bodu zahrazení je měřítkem odolnosti přijímače proti přetížení silnými signály.

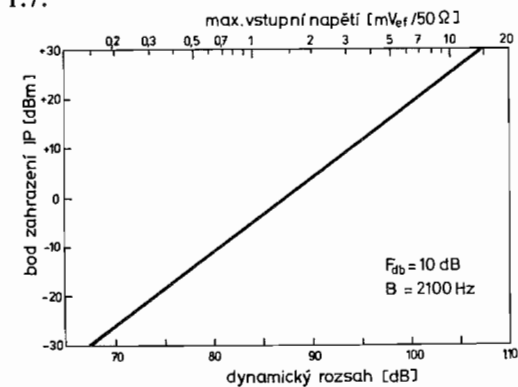
V literatuře se můžeme setkat s dvojitým způsobem udávání hodnoty IP, a to buď vstupní nebo výstupní. Měření se vždy provádí na výstupu, jinak by nebylo možné zjistit úroveň IM produktů. Někteří au-

toři přepočítávají výkon na vstupní svorky měřeného objektu tím, že odečtou zisk měřeného stupně (u diodových směšovačů přičtou směšovací ztrátu asi 8 dB). Pro správné srovnávání je nutné uvádět, zda je udáván IP vstupní nebo výstupní. Výstupní IP u zesilovačů dává vyšší hodnoty o výkonový zisk stupně, což může vést ke zkreslenému hodnocení.

Počínaje bodem komprese 3 dB vzniká jiný druh zkreslení, který nazýváme křížová modulace. Projevuje se tím, že modulace velmi silného, nežádoucího signálu se namoduluje na signál žádaný. Dochází k tomu změnou pracovního bodu aktivního prvku vlivem silného signálu. Jakmile křížová modulace vznikne, není již žádnými prostředky v dalších stupních přijímače odstranitelná. Jediným prostředkem je zabránit, aby se nežádaný silný signál na vstup přijímače dostal. Účinným prostředkem může být útlumový členek na vstupu přijímače. Snížení úrovně vstupního signálu o 1 dB sníží hodnotu křížové modulace o 2 dB. Je proto možné zeslabovat žádaný signál tak dlouho, dokud je ještě čitelný.

Maximální vstupní napětí dvou signálů o rozdílných kmitočtech je takové, při kterém vzniklé intermodulační produkty 3. řádu jsou právě na úrovni šumového prahu (viz obr. 1.5a). Tato hodnota představuje zároveň horní hranici dynamického rozsahu. K této hodnotě musí být vždy uvedena propustná šíře pásma, při které bylo měření uskutečněno.

Vztah mezi bodem zahrazení, maximálním vstupním napětím a dynamickým rozsahem pro přijímač se šíří pásma 2,1 kHz a šumovým číslem 10 dB je na obr. 1.7.



Obr. 1.7. Vztah mezi dynamickým rozsahem, bodem zahrazení a vstupním napětím přijímače

Při výkladu vzniku intermodulačního zkreslení jsme předpokládali použití tzv. sterilních signálů s čistým sinusovým průběhem. V přijímačové praxi se však daleko častěji setkáváme se signály méně kvalitními. V případě směšovače je použito dalšího pomocného kmitočtu oscilátoru, který může mít sám průběh zkreslený, a tak dochází k nepřebornému množství kombinačních kmitočtů jako důsledek vzájemného směšování. Z těchto důvodů jsou požadavky na kvalitu oscilátorového signálu vysoké. V současné době zaváděné oscilátory s fázovým závěsem (PLL) zvyšují nebezpečí vzniku dalších kombinačních kmitočtů.

Při používání dlouhohrátkových širokopásmových nebo vícepásmových antén (LW, dipóly, W3DZZ, G4RV) se často setkáváme v pásmech 21 MHz a 28 MHz (často i u jinak kvalitních přijímačů) se spektrem rozhlasových stanic. Tyto rušivé signály jsou nejčastěji produkty směšování z krátkovlnných rozhlasových pásem 49 m, 41 m, 31 m a 25 m, kde úrovně některých vysílačů dosahují hodnot téměř 0 dBm. Jde často o IM zkreslení 2. řádu, kdy nedostatečná selektivita vstupních obvodů propustí signály na vstup prvního aktivního prvku. Někdy stačí i nevhodně řešené zemnicí body ve vstupních obvodech. Účinnou pomocí je zařazení horní propusti mezi anténu a vstup přijímače. Horní propust je navržena tak, aby účinně potlačila všechny kmitočty pod 20 MHz. Dokonalému potlačení produktů 2. řádu pomohou symetrické vf zesilovače a směšovače.

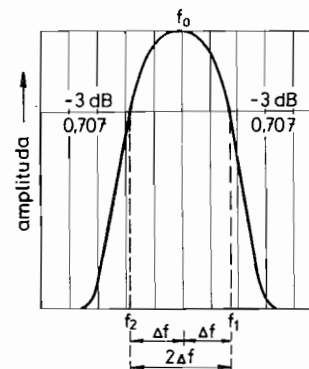
Selektivita

Pojem selektivita bývá často spojován se schopností přijímače odělit od sebe dva sousední signály. To je však pravdou pouze tehdy, pokud budeme uvažovat o šíři přenášeného pásma s ohledem na zpracování přenášené modulace.

V širším pohledu je selektivních obvodů využíváno k potlačení všech nežádoucích signálů v mnoha částech přijímače, ve vstupních obvodech, v mezifrekvenčním zesilovači, nízkofrekvenčním zesilovači i v obvodech místního oscilátoru. Požadavky na šíři pásma se mohou v jednotlivých částech značně lišit. Prostředky používané k získání selektivity bývají také různé. Mohou to být kombinace indukčností a kapacit, odporů a kapacit, mechanické rezonátory, keramické filtry

nebo vysoce kvalitní krystalové filtry. Z hlediska zapojení se setkáváme s jednoduchými LC obvody, s pásmovými propustmi se dvěma nebo více laděnými LC obvody, dolními a horními propustmi a speciálními zapojeními u mechanických, keramických a krystalových filtrů.

Stupeň selektivity se udává šíří pásma laděného obvodu, mezi body, kdy přenášený výkon poklesne na polovinu. V hodnotách napětí to představuje pokles o 3 dB na obě strany od špičkové hodnoty v propustné části křivky (obr. 1.8). Šíře pásma závisí na činiteli jakosti



Obr. 1.8. Odvození šíře pásma laděného obvodu

Q obvodu (na kvalitě použité indukčnosti za předpokladu, že kondenzátor je kvalitní keramický, slídivý nebo styroflexový). Vztah mezi šíří pásma, kmitočtem a činitelem jakosti je dán rovnicí:

$$B = \frac{f}{Q}, \quad [\text{kHz}; \text{kHz}] \quad (5)$$

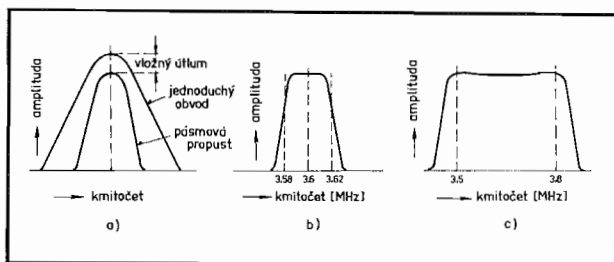
kde B = šíře pásma pro pokles 3 dB [kHz nebo MHz],

f = rezonanční kmitočet obvodu [kHz nebo MHz],

Q = činitel jakosti obvodu.

Výpočtem zjistíme, že obvod s $Q = 100$ bude v pásmu 3,5 MHz široký pouze 35 kHz, avšak v pásmu 28 MHz již 280 kHz. V praxi však bude výsledek ještě nepříznivější, protože obvod bude zatížen připojením k dalším obvodům. Strmost boků propustné křivky je malá. Zlepšení je možné dosáhnout vytvořením pásmové propusti řazením dvou nebo více obvodů za sebou, ovšem za cenu zvýšení vložného útlumu filtru. Vazba mezi obvody se nastavuje kritická v případě pře-

ladovaných obvodů, nebo mírně nadkritická, jde-li o pásmové propusti nepřeladované (obr. 1.9 a, b, c).



Obr. 1.9. Křivka jednoduchého obvodu a pásmové propusti s kritickou a nadkritickou vazbou

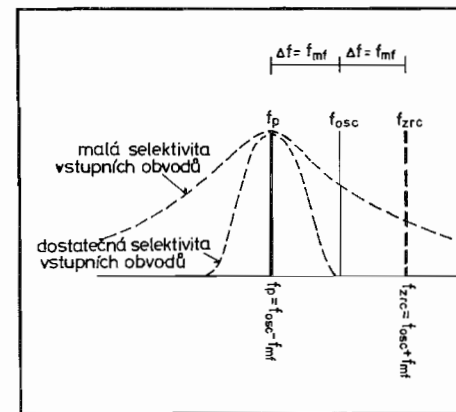
Dosažení širší pásma, potřebné k příjmu SSB signálu, je možné pouze na nízkých kmitočtech, jestliže použijeme obvody z prvků LC. To vede často ke konstrukci přijímačů s dvojím směřováním. Získat malé širší pásma na kmitočtech krátkovlnného rozsahu se podaří pouze s obvody o vysokém činiteli jakosti Q . Požadovanou jakost zajistí pouze krystalové filtry.

S kterými druhy rušení, souvisejícími se selektivitou obvodů v přijímači, se můžeme setkat?

Je to především rušení sousedními signály, se kterými se setkáváme pravidelně při provozu na amatérských pásmech. V některých případech nese vinu vysílající stanice vyzařováním širšího spektra kmitočtů, než by odpovídalo správnému nastavení vysílače (spletry, parazitní signály). Tento druh rušení nemůžeme sami ovlivnit. Častou příčinou bývá nedostatečná celková selektivita přijímače, daná hlavně selektivitou mezifrekvenčního zesilovače. Ideální křivka propustnosti filtru určujícího konečnou šíři pásma přijímače by měla mít tvar obdélníku a velmi vysoký útlum v nepropustné části. Těchto vlastností není možné dosáhnout při použití LC obvodů. Ideálnímu tvaru se blíží elektromechanické filtry (avšak realizovatelné pouze na nízkých kmitočtech asi do 500 kHz) nebo filtry krystalové, které je možné sestavit až do kmitočtu 100 MHz. Dosahují vysoké strmosti boků. Ob-

dělník má strmost boků 1:1. Kvalitní krystalové filtry dosahují strmosti 1:1,5 až 1:2, měřeno mezi body 6 dB a 60 dB útlumu. Běžné krystalové filtry mívají konečný útlum (tzv. stop-band) v nepropustném pásmu okolo 50 dB. Po stranách filtru však vznikají vrcholy, které snižují konečný útlum na 40 dB. Tyto parazitní vrcholy bývají často příčinou rušení postranními signály. Kvalitní krystalové filtry dosahují konečného útlumu 90 dB a více. Dosažení konečného útlumu udávaného výrobcem závisí však na pečlivé konstrukci, aby signál nemohl filtr obcházet.

Přijímače v superhetovém zapojení převádějí přijímaný kmitočet za pomoci směšovače a místního oscilátoru na nový kmitočet, který se nazývá mezifrekvenční. Mezifrekvenční kmitočet je vždy rozdílem mezi kmitočtem přijímaným a kmitočtem oscilátoru. Obecně je lhostejné, zda oscilátor pracuje nad nebo pod přijímaným kmitočtem. Žádaný přijímaný kmitočet je dán rezonancí laděného obvodu na vstupu směšovače. Bude-li selektivita vstupního obvodu malá, pronikne signál, který odpovídá opačné straně oscilátorového kmitočtu, na vstup mf zesilovače a bude žádaný signál rušit (viz obr. 1.10 převzatý z [2]). Protože rušivý signál je od přijímaného na opačné straně oscilátorového kmitočtu, nazýváme ho zrcadlovým. Potlačení zrcadlového kmitočtu je možné zvýšením selektivity vstupních obvodů nebo zvýšením mezifrekvenčního kmitočtu. Potlačení zrcadlového kmitočtu má být nejméně 50 dB, kvalitní přijímače dosahují 80 až 100 dB.



Obr. 1.10. K pojmu zrcadlové selektivity

Pracuje-li na kmitočtu mezifrekvence velmi silný vysílač, dochází k pronikání jeho signálu do mf zesilovače, kde je dále zesílen a zpracován spolu se žadáním signálem. K pronikání může dojít přes vstupní obvody nebo přímo do mf zesilovače. Ve vstupních obvodech jsou parazitní a mezielektrodové kapacity, které rušivému signálu usnadní cestu. Přímé pronikání na vstup mf zesilovače usnadňují další přívody v signálové cestě, nevhodné zemnicí body a především nedostatečná stínění celého zesilovače. Vzhledem k obvyklému velkému zesílení mf zesilovače postačí, aby na jeho vstup proniklo již velmi malé rušivé napětí.

Nebezpečí vzniku rušení se dá předejít volbou vhodného mezifrekvenčního kmitočtu, na kterém nepracuje žádná silná stanice. Vhodnější jsou přijímače s jedním směřováním, kde se používá jen jeden mezifrekvenční kmitočet, pro který je možné na vstup (ještě před směšovač) zařadit pevný odlaďovač mf kmitočtu. Daleko obtížněji se rušení odstraňuje u přijímačů s dvojným směřováním, kde se používá tzv. laděná mezifrekvence. Nalézt v rozsahu krátkých vln úsek, kde by nepracovaly silné komerční nebo rozhlasové stanice, je v současné době nemožné.

U amatérských přijímačů se dosahuje potlačení rušení na mf kmitočtu 50 až 70 dB, profesionální přijímače dosahují potlačení 80 až 100 dB.

Je třeba se zmínit ještě o dalším druhu rušení, které souvisí s nedostatečnou selektivitou obvodů v přijímači. Je to rušení, které vzniká jako produkt směšování mezi silným, nežádoucím signálem, jenž projde nedostatečně selektivními vstupními obvody, a harmonickými kmitočty místního oscilátoru. Výsledný produkt o mf kmitočtu může v některých nepříznivých situacích způsobit značné rušení. Z praxe je znám případ, kdy došlo ke směšování se šestou harmonickou oscilátoru a výsledkem byl silný rozhlasový signál. Takový případ obvykle nastává, jestliže průběh oscilátorového napětí není čistě sinusový a obsahuje vyšší harmonické kmitočty.

Oscilátorům je třeba věnovat zvýšenou pozornost. Kvalitní oscilátor má pracovat ve třídě A. Mezi výstup oscilátoru a směšovač je nutné zařadit selektivní obvody laděné buď v souběhu, nebo dolní propusti s útlumem alespoň 50 dB pro 2. a vyšší harmonické kmitočty.

Velké nebezpečí vzniku nežádoucích produktů oscilátoru přináší často používané zapojení tzv. premixeru. Jeho návrhu musí být věnována mimořádná pozornost. Maximálně musí být využito odpovídajících selektivních obvodů. Mnoho problémů také vzniká u oscilátorů na principu fázového závěsu (PLL). Konkrétní požadavky budou uvedeny v části o oscilátorech.

V moderních přijímačích se v současné době prosazují takové typy obvodové techniky, které mají snížené požadavky na selektivní obvody, především ve vstupní části přijímače. Souvisí to s konstrukčními problémy při přepínání obvodů velkého počtu rozsahů (obvykle jde o komunikační přijímače pracující od 100 kHz do 30 MHz). Snížení požadavků na vstupní selektivitu je však vyváženo speciální obvodovou technikou a nedochází ke zhoršení vlastností přijímače. Přejímání těchto koncepcí v amatérských konstrukcích nemusí vést vždy k žadáním výsledkům, hlavně při nedostatku zkušeností a nedostatečném vybavení měřicí technikou. U amatérských přijímačů jde obvykle o zajištění poslechů na vymezených amatérských pásmech a požadavky na přepínání rozsahu jsou realizovatelné. Doporučujeme maximálně využívat selektivních obvodů ve všech částech přijímače i za cenu někdy složitější obsluhy. Dobrý krátkovlnný přijímač pro amatérská pásma by měl mít tyto vlastnosti:

1. Umožnit příjem na všech amatérských pásmech od 1,8 MHz do 30 MHz.
2. Stupnici pro každé amatérské pásmo mít roztaženou tak, aby bylo možné a opakovatelné nastavení kmitočtu s přesností ± 500 Hz.
3. Stabilita nastaveného kmitočtu 10 minut po zapnutí by se měla udržet v rozmezí 100 Hz za 1 hodinu provozu.
4. Citlivost přijímače $0,5 \mu\text{V}$ pro odstup signál–šum 10 dB.
5. Dynamický rozsah přijímače alespoň 80 dB.
6. Odolnost proti přetížení silnými signály taková, aby dva signály $S_9 + 30$ dB v rozsahu jednoho amatérského pásma nezpůsobily intermodulační zkreslení o rušivé úrovni.
7. Přepínatelnou šířku pásma pro SSB (2,1 až 2,4 kHz) a CW (300 až 600 Hz).
8. Součinitel tvaru obvodů určujících šířku pásma přijímače by měl být alespoň 1:2 pro útlum 6 a 60 dB.

9. Konečný útlum obvodů určujících šířku pásma větší než 80 dB.
10. Zesílení mf zesilovače větší než 80 dB, aby byla dostatečná rezerva pro automatické řízení zesílení.
11. Ruční a automatické řízení zesílení (AVC) zaručující správnou úroveň signálu pro detektor při změně vstupního napětí v rozmezí 60 dB. Při této změně vstupního napětí se může změnit výstupní výkon nf zesilovače maximálně o 10 dB.
12. Přijímač má být vybaven měřičem síly pole přijímaného signálu (S-metr).
13. Nf zesilovač vybavený filtrem pro potlačení vyšších kmitočtů slyšitelného pásma, od 3 kHz výše. Výstupní výkon nf zesilovače alespoň 2 W na výstupu pro reproduktor a 5 mW na vysokoohmovém výstupu pro sluchátka.
14. Pevnou mechanickou konstrukci, aby při pohybu přijímače nedocházelo ke znatelné změně kmitočtu.
Kromě uvedených požadavků může být přijímač vybaven řadou doplňků:
 - a) výřezový filtr (notch filter) pro potlačení rušivých signálů ve všech částech přijímače;
 - b) omezovač poruch (limiter) nebo potlačovač poruch (noise blanker);
 - c) nízkofrekvenční filtr pro příjem telegrafie;
 - d) kalibrátor pro kontrolu cejchování stupnice;
 - e) propojení s vysílačem (blokování příjmu během vysílání, anti-trip), pokud jde o samostatný přijímač a není součástí transceivru;
 - f) u samostatného přijímače také možnost propojení oscilátorové jednotky s vysílačem, aby byl možný transceivrový provoz.
 Uvedené požadavky platí pro přijímač střední kvality. U přijímačů vyšší a špičkové kvality jsou některé požadavky přísnější:
 1. Odečítání nastaveného přijímaného kmitočtu s přesností 100 Hz, u špičkových přijímačů 10 Hz.
 2. Šumové číslo přijímače 8 až 10 dB.
 3. Dynamický rozsah 100 dB.
 4. Vysoká odolnost proti přetížení silnými vstupními signály. Bod zahrazení (IP) + 20 dBm a více.

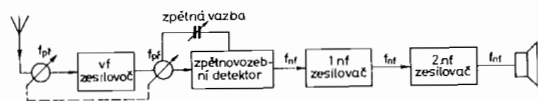
5. Konečný útlum obvodů určujících šířku pásma větší než 100 dB.
6. Potlačení zrcadlových kmitočtů a mf kmitočtu nejméně 80 dB.
7. Účinná AVC v rozsahu změny vstupního signálu 100 dB.
8. Přepínatelná nebo plynule proměnná šíře pásma a přepínané demodulační obvody pro příjem FM, AM, RTTY, SSB, CW a další speciální druhy provozu.
9. Vybavení přesně kalibrovaným měřičem síly přijímaného signálu (S-metr), cejchovaným v jednotkách – S – a v dBm.
Nové přístroje jsou vybaveny několikanásobnou pamětí s možností předvolby používaných kmitočtů. Křížový provoz na různých amatérských pásmech (cross-band – vysílání na jednom pásmu, poslech na druhém) a další funkce jsou řízené mikroprocesorem. Samozřejmostí je digitální stupnice s odečítáním kmitočtu po 10 Hz. Na nezávislé digitální stupnici je možné odečíst rozdíl mezi vysílaným a přijímaným kmitočtem (rozladění RIT).

Přijímače s přímým zesílením

U přijímače s přímým zesílením přichází signál bez změny kmitočtu z antény až na detektor. V jednoduchém provedení plní funkci zpětnovazební detektor, který signál usměrní a zároveň zesílí. Zesílení postačuje k vybudování vysokoohmových sluchátek. Pro zajištění dostatečného zesílení při příjmu slabých signálů se na výstup detektoru zařazuje jednostupňový nebo dvoustupňový nf zesilovač, který je schopen dodat výkon i pro reproduktor. Zpětnovazební detektor (zvaný audion), osazený elektronkou nebo polovodičem (tranzistor, FET), má na vstupu jeden laděný obvod. Šíře pásma tohoto obvodu je malá a je proto odtlumena zavedením kladné zpětné vazby z výstupu na vstup. Stupeň zpětné vazby je řízen ovládacím prvkem na panelu přijímače. Zvyšováním zpětné vazby se zvyšuje Q laděného obvodu, zužuje se šířka pásma a stoupá citlivost přijímače. Citlivost je největší těsně před bodem nasazení oscilací a v této poloze je přijímač schopen přijímat i slabé signály s amplitudovou modulací. Za bodem nasazení oscilací je přijímač schopen detekovat telegrafní signály.

Jednoduchý audion má řadu nedostatků. Při příjmu telegrafních signálů pracuje detektor jako oscilátor a na přijímaném kmitočtu vyzařuje nežádoucí energii. Vlivem vazby vstupního obvodu s anténou a nestabilního napájecího napětí se mění poloha bodu nasazení oscilací v průběhu ladění po pásmu. Tento nedostatek se podařilo v některých zapojeních odstranit.

Pro zvýšení citlivosti a oddělení detektoru od antény se používá jednoho až dvou vf zesilovačů. Větší počet laděných obvodů napomáhá k dalšímu zmenšení šířky pásma. Nevýhodou je nutnost ladění všech obvodů v souběhu. Skupinové schéma tzv. dvouobvodového přijímače s přímým zesílením je na obr. 1.11.



Obr. 1.11. Skupinové schéma dvouobvodového přijímače s přímým zesílením

V amatérské praxi se vžilo mezinárodní označování. Audion se označuje písmenem „V“, počet vf stupňů číslicí před a počet nf stupňů číslicí za označením audionu. Přijímač z obr. 1.11. má proto označení 1-V-2.

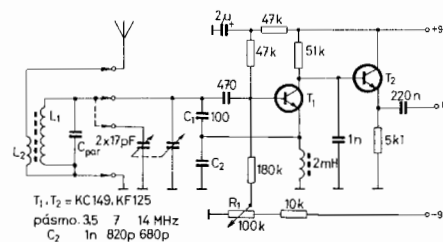
Tento typ přijímače byl velmi oblíben v předválečných letech (na svou dobu kvalitní přijímač Super-Pro) a po druhé světové válce (TORN Eb). Měl dva vf stupně a jeden nf stupeň. V 8 rozsazích přepínaných karuselem umožňoval příjem od 97 kHz do 6 670 kHz s laděním pomocí trojnásobného kondenzátoru.

Kvalitní přijímač 0-V-2 pro amatérská pásma 1,8; 3,5 a 7 MHz byl popsán v lit. [3] a přijímač 0-V-2 pro pásma 1,8 až 28 MHz v [4].

V období, kdy se přijímače s přímým zesílením používaly, byly osazovány elektronkami. Není však důvodu, aby v přijímačích nemohly být využity i tranzistory. Zapojení s tranzistorem je převzato z [5], jeho autorem je WIEZT (obr. 1.12).

Tranzistor s velkým zesilovacím činitelem T_1 pracuje jako zpětnovazební detektor. Zpětná vazba je dána kapacitním děličem C_1/C_2 . Na-

sazení zpětné vazby závisí na nastavení pracovního bodu tranzistoru pomocí proměnného odporu R_1 . Cívky pro jednotlivá amatérská pásma je možné přepínat přepínačem (Izostat) nebo provést jako výměnné. Druhá sekce ladicího kondenzátoru se připojuje na pásmech 3,5 a 1,8 MHz. Tranzistor T_1 pracuje s velkým kolektorovým odporem (proud procházející tranzistorem 50 až 100 μ A), který je zatěžovacím odporem pro nf složku. Tranzistor T_2 slouží jako převodník z vysoké impedance výstupu T_1 na nízkou impedanci následujícího nf zesilovače.



Obr. 1.12. Přijímač s přímým zesílením, osazený tranzistorem

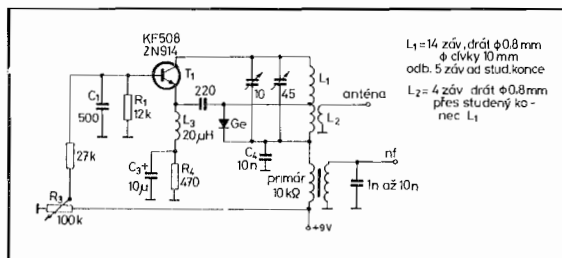
Jiným typem přijímače s přímým zesílením, který byl několik desetiletí používán především při práci na velmi krátkých vlnách, je superreakční přijímač.

Přijímač pracuje na principu kmitajícího detektoru, jehož kmity jsou přerušovány blokujícím oscilátorem o kmitočtu 20 až 50 kHz. Blokovací oscilátor může být samostatný, většinou však jeho funkci plní sám detektor, kde rázovací kmity jsou dány časovou konstantou RC členu.

Typickým projevem tohoto typu přijímače je silný šum, který zmizí při příjmu signálu. Citlivost přijímače je velká, má logaritmický průběh a detektor je schopen zpracovat signály od velmi slabých až po velmi silné. Přijímač je vhodný pro příjem AM a širokopásmové FM. Úzkopásmová FM dává poměrně malé nf napětí. Příjem telegrafních signálů není možný.

Vzhledem ke kmitání detektoru dochází k vyzářování nežádoucích signálů i na vzdálenost mnoha kilometrů. Tento nedostatek se odstraní zařazením vf zesilovače mezi detektor a anténu. Popsaný typ příjí-

mače se v současné době téměř nepoužívá. Jako ukázkou uvádíme zapojení superreakčního detektoru na obr. 1.13, které bylo publikováno v [6].



Obr. 1.13. Zapojení superreakčního detektoru

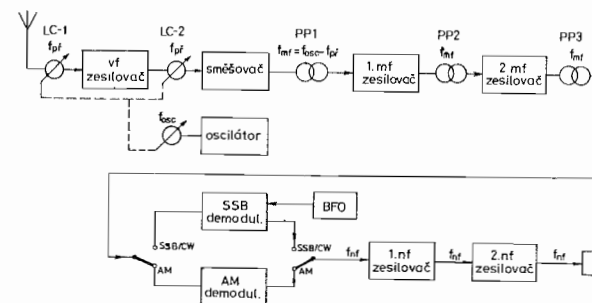
Přijímač je určen pro pásmo 28 MHz. Tranzistor T_1 pracuje jako oscilátor. Rezonanční obvod tvoří indukčnost L_1 a ladící kapacity pro hrubé nastavení rozsahu C_5 a jemné C_4 . Dioda D_1 upravuje průběh rázovacích kmitů, zvyšuje citlivost detektoru a snižuje nežádoucí vyzařovanou energii. Rázovací kmitočet je dán časovou konstantou členu $R_1 C_1$. Nasazení rázovacích kmitů je řízeno změnou pracovního bodu tranzistoru pomocí proměnného odporu R_3 . Transformátor Tr_1 tvoří zátěž pro detekovaný nf signál. Kapacitou, připojenou paralelně k sekundárnímu vinutí transformátoru, je vyladěn do rezonance na nf kmitočtu (asi 1 kHz).

Přijímač nevyhovuje současným požadavkům a již se nepoužívá.

Přijímače s přeměnou kmitočtu — superhety

Princip superhetového přijímače spočívá v tom, že přijímaný signál není zpracován přímo, ale je pomocí směšovače a pomocného oscilátorového kmitočtu převeden na nový kmitočet. Na tomto kmitočtu je signál zesílen a demodulován. Nový kmitočet se nazývá mezifrekvenční a je společný pro všechny přijímané kmitočty.

Skupinové schéma běžného superhetu je na obr. 1.14. Signál z antény přichází na vstupní laděný obvod LC-1 a je ve vf zesilovači zesílen. Přes další obvod LC-2 přichází signál do směšovače. Do směšovače je přiveden pomocný kmitočet z oscilátoru. Na výstupu směšovače se objeví vstupní kmitočet, kmitočet oscilátoru a jejich součet a rozdíl. Laděný obvod na výstupu směšovače (pásmová propust PP_1) je vyladěn na rozdílový kmitočet a ostatní kmitočty jsou potlačeny. Takto vzniklý mezifrekvenční kmitočet je v dalších stupních zesílen na úroveň potřebnou ke zpracování v detektoru. Pásmové propusti PP_2 a PP_3 mezi stupni mf zesilovače pomáhají ke zvýšení selektivity a určují konečnou šířku pásma přijímače. Podle druhu přijímaného signálu se zařadí vhodný detektor. Demodulovaný signál o nf kmitočtu je dále zesílen v nf zesilovači.



Obr. 1.14. Skupinové schéma jednoduchého superhetu

Výhodou superhetu je snadné nastavení mf zesilovače a dosažení potřebného zesílení. Vstupní obvody musí být laděny v souběhu s oscilátorem (tato podmínka není kritická u úzkých amatérských pásem).

Je třeba, aby zvolený mf kmitočet byl dosti vysoký a omezil se vznik zrcadlových kmitočtů. Jestliže jsou v mf zesilovači použity pásmové propusti z obvodů LC, není možné na vysokých kmitočtech dosáhnout požadované selektivity (přenášené šířky pásma). Potřebné širší pásma pro přenos SSB signálů lze dosáhnout za pomoci LC obvodů teprve na kmitočtech 100 kHz a nižších. Volba tak nízkého mf

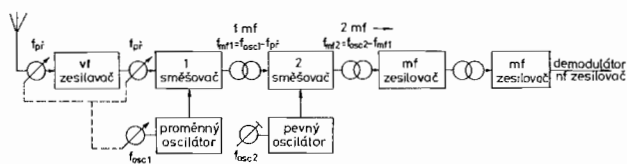
kmitočtu bude mít za následek rušení zrcadlovými kmitočty, pokud nebude zajištěna dostatečná selektivita vstupních obvodů. To vede k zařazování většího počtu laděných obvodů na vstup přijímače. Vlivem velkého vložného útlumu několikanásobných pásmových propustí dochází k neúnosnému snížení citlivosti na vyšších pásmech krátkovlnného rozsahu.

Řešením je zavedení dvojího směřování v přijímači.

Přijímače s dvojí přeměnou kmitočtu

Přijímače s dvojí přeměnou kmitočtu (nebo také s dvojitým směřováním) používají dvou mezifrekvenčních kmitočtů. První mf kmitočet je používán poměrně vysoký, aby byla zajištěna dostatečná zrcadlová selektivita. Volí se obvykle v rozsahu 2 až 4 MHz. Druhý mf kmitočet bývá v rozsahu 30 až 150 kHz, tj. na kmitočtech, kde je možné i při použití obvodů LC dosáhnout potřebné selektivity pro příjem AM nebo SSB signálů.

Jeden z používaných principů zapojení je na obr. 1.15. Přijímač používá dvou směšovačů. Oscilátorové napětí pro první směšovač je s proměnným kmitočtem. Přepínačem se volí rozsahy jednotlivých amatérských pásem tak, aby s přijímaným kmitočtem vytvořily 1. mf kmitočet, který je přiveden do druhého směšovače, kde za pomoci oscilátoru s pevným kmitočtem (nejlépe řízeným krystalem) vzniká 2. mf kmitočet. Při správném návrhu se převážná část zesílení soustřeďuje do 2. mf zesilovače.



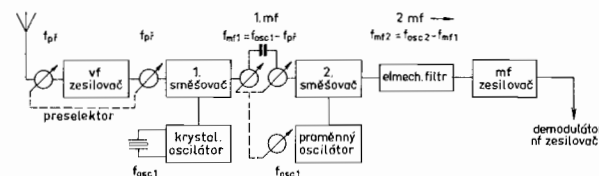
Obr. 1.15. Skupinové schéma superhetu s dvojitým směřováním

Uvedené zapojení má některé nevýhody. Především je to použití dvou směšovačů a dvou oscilátorů. To dává předpoklady ke vzniku

značného množství směšovacích produktů, jejichž odstranění není vždy snadné. Vyžaduje to pečlivý konstrukční návrh, účinné stínění a selektivní obvody.

Návrh kvalitního proměnného oscilátoru, přepínání rozsahů a nutná dokonalá tepelná kompenzace, především oscilátorů pro vyšší krátkovlnná pásma, způsobují mnoho konstrukčních problémů. Při analogovém odečítání kmitočtu je nutné individuální cejchování stupnice.

Další princip zapojení přijímače s dvojitým směřováním (obr. 1.16) některé uvedené nedostatky odstraňuje. Volba mf kmitočtů vychází ze stejných hledisek jako v předchozím případě. Přijímač pracuje s laděnou 1. mf s rozladěním obvykle 500 kHz. Oscilátor s proměnným kmitočtem má jeden rozsah, který je stejný bez ohledu na rozsahy přijímaných kmitočtů. Oscilátor pro 1. směšovač má pevné kmitočty přepínané pro jednotlivá amatérská pásma. Pokud je oscilátor řízen krystalem (a to je nejobvyklejší případ), používá se pouze přepínání krystalů, a tím je zajištěna vysoká stabilita kmitočtu.



Obr. 1.16. Skupinové schéma superhetu s dvojitým směřováním a 1. oscilátorem řízeným krystalem

Výhodou uvedeného způsobu je jediné cejchování stupnice, která platí pro všechny přijímané rozsahy. Nebezpečí vzniku nežádoucích směšovacích produktů je stejné jako v předchozím případě. Požadavky na dokonalé stínění a potlačení pronikání signálů 1. mf jsou mnohem větší, neboť je přeladován 1. mf v rozsahu 500 kHz a v současné době je téměř nemožné nalézt v krátkovlnném rozsahu úsek bez silných profesionálních stanic.

Výrazného zlepšení selektivity je možné dosáhnout použitím elek-

tromechanických filtrů jako soustředěné selektivity na vstupu 2. mf zesilovače. Z dostupných filtrů jde o výrobky NDR na kmitočtu 200 kHz a sovětské filtry na kmitočtu 500 kHz. Vynikají dokonalým činitelem tvaru přenosové charakteristiky a konečným útlumem. Jejich charakteristiky jsou uvedeny v části o filtrech.

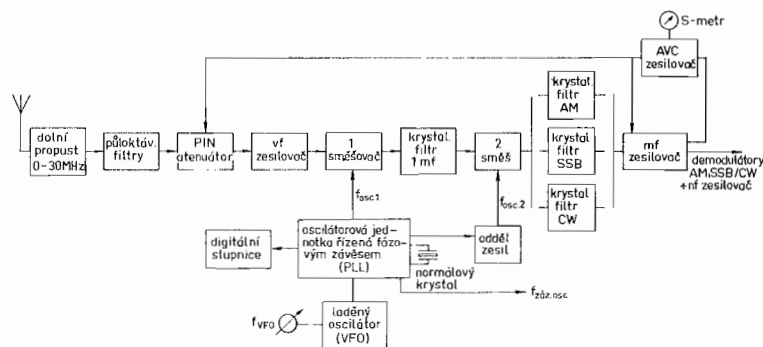
Přijímače typu up-konvertor, řízené fázovým závěsem

Přijímače typu up-konvertor patří v současné době mezi špičkové přístroje. V profesionální technice se používají již dlouhou dobu, avšak jejich výroba pro amatérskou potřebu byla neúnosně nákladná.

V československé literatuře byl základní princip popsán v [7] a podrobně rozpracován v [8].

Prvním komerčně vyráběným typem na principu up-konvertoru je transceiver DRAKE TR 7 (od r. 1979), z nedávno uvedených do prodeje pak IC 740 fy ICOM. Ceny těchto zařízení jsou však znatelně vyšší.

Při prvním pohledu na skupinové schéma přijímače (obr. 1.17) se zdá, že jde o běžný princip superhetu s dvojitým směřováním. Skutečně je použito dvojího směšování (v některých typech i trojího), avšak ne-



Obr. 1.17. Zjednodušené skupinové schéma přijímače typu up-konvertor

výhody vícenásobného převodu kmitočtů jsou potlačeny na minimální úrovni.

První mezifrekvenční kmitočet bývá vysoký, vždy nad přijímaným rozsahem. Obvykle používané kmitočty jsou v rozmezí 40 až 75 MHz u přijímačů s přijímaným rozsahem 100 kHz až 30 MHz. Některé profesionální přijímače používají mf kmitočet až 120 MHz. Vysoký mf kmitočet zajišťuje dokonalé potlačení zrcadlových kmitočtů. V rozsahu VKV je snadnější nalézt čistý, nerušený kmitočet. Volba mf kmitočtu je určena požadavkem, aby na něm a na zrcadlovém kmitočtu nepracoval žádný stabilní vysílač (FM rozhlas, televize). Druhý mf kmitočet bývá v rozsahu krátkých vln v rozmezí 4 až 10 MHz.

Vysoké nároky jsou kladeny na oba směšovače. Zásadně se používají dvojité vyvážené směšovače výkonového typu s diodami s horkými nosiči (Shotkyho diody). Na druhém směšovači je možné použít i některý z typů aktivních směšovačů s vysokou odolností a ve vyváženém zapojení.

Za prvním směšovačem je zařazen krystalový filtr, který plní funkci preselektoru. Propustná šířka pásma tohoto filtru je o trochu větší, než je zapotřebí pro přenos informace vyžadující největší šířku pásma. U přijímačů, které jsou řešeny i pro příjem FM signálů, bude šířka pásma filtru větší než 15 kHz, u přijímačů, které vyžadují největší šířku pásma pro příjem AM signálů, se používá filtrů s šířkou pásma 7 kHz. Zařazením tohoto filtru (kterému se říká protiintermodulační) je splněna jedna z podmínek, vyžadující, aby mezi anténou a prvkem, určujícím hlavní selektivitu přijímače, byl co nejmenší počet aktivních prvků.

V případě, že jsou použity dvojité vyvážené směšovače s diodami, je nutné na jejich výstup zařadit zesilovač, který zajistí konstantní impedanční zátěž na výstupu směšovače. Zesílení těchto zesilovačů je nastaveno jen na nejnižší úroveň, aby byly nahrazeny ztráty ve směšovačích a krystalovém filtru. Celkové zesílení mezi anténou a vstupem 2. mf zesilovače je velmi malé. Mimořádné požadavky jsou proto kladeny na nízkou úroveň šumu 2. mf zesilovače, do kterého je soustředěna převážná část zesílení před demodulací.

Vf zesilovač, který je zakreslen ve skupinovém schématu na obr. 1.17, bývá odnímatelný a zařazuje se jen na nejvyšším rozsahu krát-

kých vln. U některých typů přijímačů bývá úplně vypuštěn. Pokud je použit, bývá nastaven na nízkou úroveň zesílení (asi 10 dB) a osazen nízkošumovým aktivním prvkem.

Automatické (popřípadě i ruční) řízení zesílení je ovládáno proměnným odporem útlumového článku s diodami PIN. Zavádění AVC do vf zesilovače zhoršuje vlastnosti přijímače z hlediska intermodulačního zkreslení.

Koncepce přijímače typu up-konvertor umožňuje snadnější výrobu přijímače pro celé krátkovlnné pásmo. Řešení vstupních obvodů je značně zjednodušeno. Často se na vstupu používá pouze dolní propust 0 až 30 MHz (v některých případech pásmová propust 1,5 až 30 MHz, aby byly potlačeny silné rozhlasové stanice z pásma středních vln). Útlum kmitočtů vyšších než 30 MHz bývá 80 až 100 dB. Tím je zaručeno dokonalé potlačení zrcadlových kmitočtů. Praxe ukazuje, že při použití pouze dolní propusti na vstupu přijímače dochází k intermodulačnímu zkreslení druhého řádu ze silných rozhlasových stanic v rozsahu krátkovlnného pásma. Z těchto důvodů se vstupní obvody řeší jako půloktávové pásmové propusti (horní kmitočet propusti je vyšší o $\sqrt{2}$, tj. 1,4krát vyšší než dolní kmitočet propusti). Znamená to, že některé propusti jsou široké i několik megahertzů. Rozsah krátkých vln je možné obsáhnout 8 propustmi, které jsou zařazovány automaticky, pomocí malokapacitních relé, při přepínání rozsahů.

Na vstupu 2. mf zesilovače jsou použity krystalové filtry přepínané podle druhu provozu. MF zesilovač musí zajistit potřebné zesílení signálu před demodulátorem a musí být řešen z hlediska minimálního šumu. Často se zařazuje další krystalový filtr před demodulátor, aby byly potlačeny širokopásmové šумы mf zesilovače.

Pro demodulaci amatérských signálů se používají vysoce lineární demodulátory. Pro demodulaci SSB a CW signálů se používají diodové dvojitě vyvážené směšovače.

Velice náročný díl přijímače představuje oscilátorová jednotka. Musí dodat napětí (výkon) pro první směšovač na vysokých kmitočtech v rozsahu VKV a s přeladěním 30 MHz, napětí (výkon) o pevném kmitočtu pro 2. směšovač a napětí (výkon) pro záznějový oscilátor s možností volby kmitočtů pro příjem obou postranních pásem a telegrafních signálů. Oscilátorová jednotka bývá řešena tak, že tep-

lotní posuv kmitočtu jednoho oscilátoru je kompenzován posuvem druhého, ale na opačnou stranu. Je vyžadována dokonalá čistota oscilátorového signálu a minimální úroveň fázových šumů.

Náročné požadavky na oscilátorovou jednotku je možné splnit dokonale propracovaným oscilátorem řízeným fázovým závěsem (PLL). Stabilita kmitočtu je odvozena od kmitočtového normálu, řízeného krystalem (u profesionálních přijímačů umístěným v termostatu). Přepínání rozsahů je v krocích po 1 MHz nebo 500 kHz. Nastavení přesného kmitočtu mezi jednotlivými kroky zajišťuje stabilní přeladitelný oscilátor, který je součástí smyčky fázového závěsu. Přesný kmitočet se odečítá na digitální stupnici po 10 nebo 100 Hz.

Hlavní výhody přijímače typu up-konvertor:

1. Umožňuje konstrukci zařízení k příjmu v celém rozsahu krátkých vln.
2. Dosahuje vysokého potlačení zrcadlových kmitočtů.
3. Dosahuje vysokého potlačení pronikání mf kmitočtu.
4. Vzhledem k tomu, že oba oscilátory pro směšování pracují nad přijímaným pásmem a na vysokých kmitočtech, dají se snadněji potlačit nežádoucí směšovací produkty.
5. Použitý krystalový filtr na vysokém mf kmitočtu zajišťuje stejnou vstupní šíři pásma pro všechny přijímané kmitočty (preselekce).
6. Řešení vstupních obvodů je značně zjednodušeno.
7. Je zaručena dokonalá stabilita naladění přijímaného kmitočtu.

Jako nedostatek můžeme uvést výrobní obtížnost, která se dotýká i profesionálních výrobců. Jsou to především dvě skutečnosti:

a) zatím je málo výrobců krystalových filtrů na kmitočtech v oblasti VKV; výrobní cena těchto filtrů je vysoká. V amatérské praxi je možné filtr nahradit pásmovou propustí LC s vinutím helikal, kdy částečné zhoršení vlastností přijímače je možné připustit. Je známa i amatérská výroba filtrů s krystaly pracujícími na harmonických kmitočtech;

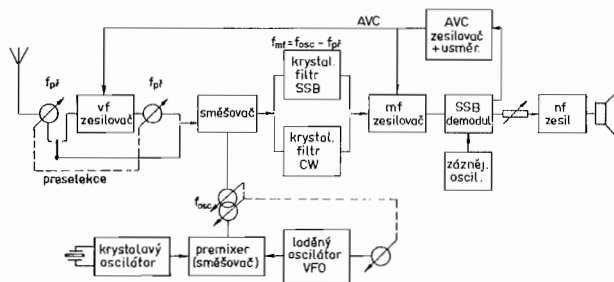
b) obtížná je i výroba a nastavení oscilátorové jednotky. Její realizace vyžaduje značné zkušenosti a vybavení dobrou měřicí technikou.

Ostatní díly přijímače up-konvertor jsou amatérsky vyrobitelné a nastavitelné. Vhodné obvody budou popsány v praktické části.

Přijímače s jedním směřováním a premixerem

Snadná dostupnost krystalových filtrů se středním kmitočtem v rozsahu KV a šíře pásma odpovídající příjmu SSB signálů umožňuje stavbu přijímače pro amatéřská pásma s jedním směřováním. Dostatečně vysoký kmitočet filtru kolem 10 MHz dává záruku, že i při běžné kvalitě vstupních obvodů bude zajištěno účinné potlačení zrcadlových kmitočtů.

Skupinové schéma přijímače s jedním směřováním je na obr. 1.18. Pro zajištění velké odolnosti se používá kruhový směšovač s diodami. Šotkyho diody zabezpečí malý šum i pro vyšší krátkovlnná pásma.



Obr. 1.18. Skupinové schéma přijímače s jedním směřováním a premixerem

Pouze na pásmu 28 MHz je užitečné zařadit nízkošumový předzesilovač (odpínatelný), který je nastaven na malý zisk. Použití běžných spínacích křemíkových diod ve směšovači umožní příjem bez předzesilovače až do pásma 14 MHz za předpokladu, že ke vstupu přijímače je připojena laděná anténa pro dané pásmo. Aktivní směšovač by měl být alespoň v jednoduše vyváženém zapojení. Při použití aktivního směšovače není vř zesilovač nutný pro celý rozsah krátkých vln a na nižších KV pásmech se musí počítat se zařazováním útlumového článku.

Vstupní obvody mohou být řešeny jako pásmové propusti laděné

v souběhu, často však postačí dvouobvodová pásmová propust se šíří pásma přes celé amatéřské pásmo.

Na vstupu mf zesilovače jsou zapojeny přepínatelné krystalové filtry pro SSB a CW. Do mf zesilovače je soustředěna převážná část zesílení před demodulací a mf zesilovač musí mít malý šum. Vhodné detektory SSB/CW budou popsány v dalším textu.

Napětí AVC se odvozuje z nf signálu po demodulaci.

Získat oscilátorové napětí (výkon), potřebné pro směřování, je možné několika způsoby:

1. Laděný oscilátor (VFO) má pomocí přepínače přepínané rezonanční obvody k získání požadovaných kmitočtů pro jednotlivá amatéřská pásma. Tento způsob, dosti často používaný, je nejméně vhodný. Použité přepínače ohrožují stabilitu vyráběného kmitočtu. Jednotlivá pásma jsou nestejně široká a stupnice vyžaduje individuální cejchování pro každé pásmo.

2. V přijímači se použije tolik samostatných oscilátorů, laděných několikanásobným ladicím kondenzátorem, kolik je požadováno amatéřských pásem. Tento způsob má řadu výhod. Jednotlivé oscilátory je možné optimálně nastavit pro daný kmitočet a teplotně vykompenzovat. Roztažení pásma na stupnici je také dosažitelné, i když za cenu náročnějšího nastavování. Nevýhodou je obtížnost získání vícenásobného kondenzátoru, nutnost počítat s větším prostorem v přijímači a menší stabilita kmitočtu oscilátorů pracujících na vyšších kmitočtech.

3. Použití premixeru.

4. Použití oscilátoru řízeného fázovým závěsem.

Z amatéřského hlediska se ukazuje jako výhodný 3. způsob. Premixer je směšovač, kde se žádaný výstupní kmitočet, potřebný pro směřování přijímaného signálu, získává směřováním kmitočtů laděného oscilátoru s kmitočty pevného oscilátoru řízeného krystalovým výbrusem. Krystaly se pro jednotlivá přijímaná pásma přepínají, zatímco rozsah přeladovaného oscilátoru zůstává stejný. Jsou-li krystaly nastaveny přesně, postačuje jediná stupnice pro všechna amatéřská pásma. Stabilita pevného oscilátoru je dána krystalem a stabilitu laděného oscilátoru je možné zajistit pečlivým nastavením a kompenzací.

Přestože je v přijímači další směšovač, nestojí v cestě přijímaného

signálu, a tak odpadají nevýhody přijímače s dvojitým směřováním. Jako v každém směšovači vznikají i v premixeru nežádoucí směšovací produkty. K jejich omezení se zásadně používá dvojitě vyváženého směšovače, který pracuje v lineárním režimu (nepřebuzeném). Výstupní signál z laděného oscilátoru musí být dokonale čistý, a proto se na jeho výstup zařazuje několikanásobná dolní propust s horním kmitočtem těsně nad laděným rozsahem oscilátoru. Řídicím oscilátorem pro směšování v premixeru je krystalový oscilátor, jehož výstupní napětí, přivedené na směšovač, musí být několikanásobně vyšší než napětí z laděného oscilátoru. Na výstupu z premixeru je zařazena pásmová propust, která potlačí nežádoucí produkty směšování. Premixer se umísťuje do dokonale stíněného bloku a napájecí přívody se oddělí pomocí tlumivek blokovaných průchodkovými kondenzátory.

Použití oscilátoru s fázovým závěsem vyžaduje značné zkušenosti a vybavení měřicími přístroji. S fázovými závěsy se seznámíme v části o oscilátorech.

Při návrhu přijímače je třeba zvážit obecně platné zásady, které mají podstatný vliv na výslednou kvalitu zařízení:

1. Mezi anténu a obvod hlavní selektivity, který určuje konečnou šíři pásma přijímače, zařadit co nejmenší počet aktivních prvků. V praxi to znamená použití pouze směšovače. V krajním případě může být použit jeden stupeň vf zesilovače. Vf zesilovač má být nastaven tak, aby jeho zisk zabezpečil šumové vlastnosti přijímače („přešuměl směšovač“) na nejvyšších pásmech KV rozsahu. Postačuje zesílení 10 dB a zesilovač se zařazuje pouze na pásmech 21 a 28 MHz, výjimečně, při velmi slabých signálech i na pásmu 14 MHz. Na nižších pásmech je zbytečný a zhoršuje vlastnosti přijímače z hlediska odolnosti proti silným signálům.

2. Použitý směšovač, případně vf zesilovač, musí pracovat v optimálně nastaveném lineárním režimu. Směšovač má být dvojitě vyvážený, aby bylo zaručeno účinné potlačení nežádoucích produktů směšování. Z amatérského hlediska je konstrukčně výhodný směšovač se čtyřmi diodami. I běžné křemíkové spínací diody zaručují vysokou kvalitu na nižších pásmech KV rozsahu, tj. do pásma 10 MHz. Teprve na kmitočtech vyšších je třeba předřadit nízkošumový vf zesilovač s malým ziskem.

3. Šumové číslo přijímače není nutné snižovat pod 10 dB prakticky v celém krátkovlnném rozsahu. Pouze v pásmu 28 MHz klesá úroveň vnějších šumů asi na 7 až 8 dB. Zbytečná snaha po nízkém šumovém čísle vede ke zhoršení odolnosti proti přetížení silnými signály.

4. Důsledně dodržovat zásady pro stavbu oscilátoru, které budou v příslušné stati uvedeny.

5. Na vstupu mf zesilovače použít obvody soustředěné selektivity, mf kmitočet vybrat co nejvyšší. Zisk mf zesilovače volit tak, aby v zesilovači byla soustředěna převážná část zesílení před detektorem (zisk 80 až 100 dB). Vstupní obvod mf zesilovače osadit aktivním prvkem s mimořádně nízkým šumem ($F = 2 - 3$ dB). Zařazení dalšího vysoce selektivního obvodu mezi výstup mf zesilovače a demodulátor významně zkvalitňuje vlastnosti přijímače (druhý krystalový filtr, třeba jen se dvěma krystaly).

6. Nízkofrekvenční zesílení za demodulátorem má být jen takové, aby byly dostatečně zesíleny i slabé demodulované signály na úroveň potřebnou k poslechu na sluchátka nebo reproduktor. Na vstupu nf zesilovače musí být použit aktivní prvek s nízkým šumem. Mezi demodulátor a vstup nf zesilovače je vhodné zařadit některé obvody pro úpravu signálu, jak budou popsány dále.

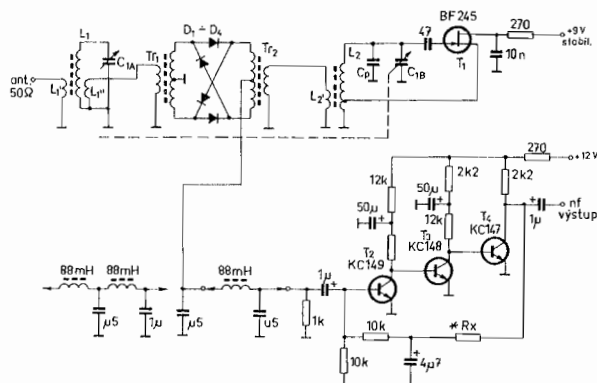
7. Při návrhu přijímače je třeba i optimálně zvážit rozložení ovládacích prvků na panelu, aby obsluha přijímače vyhovovala běžné praxi.

Z hlediska amatérské konstrukce se jeví jako neoptimálnější zapojení s jedním směšováním, odpovídající skupinovému schématu na obr. 1.18. Zapojení s dvojitým směšováním přináší mnoho problémů a vyžadují dobrou měřicí techniku. Přijímače typu up-konvertor kládou již vysoké nároky jak na měřicí techniku, tak i na dostatek zkušeností. Jak však ukazuje trend světových výrobců, přechod na tento typ přijímače se stává samozřejmostí i ve výrobě zařízení určených pro provoz na amatérských pásmech. Z amatérského pohledu je neobtížnější stavba oscilátorové jednotky, vyžadující digitální odečítání kmitočtu.

Přijímače s přímým směřováním

Přijímače s přímým směšováním patří mezi jednoduché přístroje a jsou proto oblíbeny i mezi začátečníky. Svými vlastnostmi značně přesahují kvalitu přijímačů s přímým zesílením.

Skupinové schéma přijímače je na obr. 1.19. Vidíme, že jde také o přijímač s přeměnou kmitočtu. Výsledným mf kmitočtem je již demodulovaný signál ve slyšitelném pásmu.



Obr. 1.19. Přijímač s přímým směšováním a diodovým směšovačem

Základ přijímače tvoří směšovač a oscilátor. Vstupní obvod a obvod oscilátoru jsou laděny na stejný kmitočet v přijímaném pásmu. Jako směšovač se používá dvojitě vyvážený směšovač s diodami, který plně vyhovuje pro příjem v pásmech 3,5 a 7 MHz. Přijímače se konstruují i pro vyšší amatérská pásma, kde však jsou již problémy se stabilitou oscilátoru. Některá zapojení používají i jiných typů směšovačů.

Hlavní selektivitu přijímače tvoří dolní propust na výstupu směšovače. Zrcadlová selektivita je nevyhovující a na vstup nf zesilovače přichází druhé postranní pásmo nezeslabené. Přijímačem je proto možné přijímat signály jak s dolním, tak s horním postranním pásmem bez přepínání. Příjem amatérských signálů je možný naladěním

příjmu do nulového zázneje. Kvalita přijímaných signálů je vynikající. Prakticky veškeré zesílení je soustředěno do nf zesilovače. Požadované zesílení je 80 až 100 dB za použití polovodičů s velmi nízkým šumem. Vzhledem k velkému zesílení nf zesilovače je zapojení citlivé na mikrofoničnost součástek v oscilátoru, především ladicího kondenzátoru. Jako směšovače může být použito kteréhokoliv demodulátoru SSB signálu. Výhodnější jsou směšovače dvojitě vyvážené, a to pro lepší potlačení nežádoucích produktů směšování a dokonalejší izolaci mezi vstupy a výstupem.

Oscilátor pracuje na kmitočtu, který je přibližně 1,5 kHz nad nebo pod přijímaným kmitočtem (podle toho, které postranní pásmo přijímáme). Oscilátor musí být velmi stabilní i po mechanické stránce, jinak se projeví nepříjemná mikrofoničnost součástek, hlavně ladicího kondenzátoru.

Výstupním signálem směšovače je demodulovaný nf signál. Aby bylo možné přijímat i slabé signály, musí být použito nf zesilovače s velkým zesílením; prakticky veškeré zesílení přijímače je soustředěno do nf stupňů.

Selektivita přijímače není vysoká a je určena dolní propustí, zařazenou mezi směšovač a nf zesilovač. Přijímač umožňuje příjem obou postranních pásem bez přepínání, pouze naladěním oscilátoru. Důsledkem je zvýšené rušení od druhého postranního pásma sousedních stanic. Byly sice vyvinuty různé metody na potlačení nežádoucího pásma, ale pro jejich složitost není praktické je používat, protože přijímač pak ztrácí výhody ve své jednoduchosti.

Přijímače s přímým směšováním jsou velmi vhodné do jednoduchých transceivrů (na dovolenou), protože oscilátor může být využit jako generátor nosné a celkovou koncepcí zařízení to zjednoduší.

Nejvýhodnější napájení přijímače je z baterií. Při napájení ze síťových zdrojů se můžeme setkat se vznikem „brumů“. Jejich příčina bývá v nesprávném návrhu zemnicích bodů. Již nepatrné proudy, které tekou v zemnicích smyčkách, vytvoří brumové napětí, jež je při velkém zesílení nf zesilovače nepříjemně slyšet. V některých případech dochází i k modulaci oscilátoru a po demodulaci dosahuje úroveň brumových napětí značných hodnot.

Při napájení ze síťových zdrojů bývá účinnou pomocí oddělení

zdroje od vlastního přijímače a jejich vzájemné propojení přes vf tlumivky. Tlumivka se navine ze dvou vodičů paralelně na toroid o průměru 10 až 15 mm. Vhodným materiálem je H11 až H22. Přes jeden vodič se vede kladný přívod zdroje a přes druhý pak nulový přívod napájení. Dobré uzemnění přijímače je nutné.

Přijímač na obr. 1.19 používá dvojitě vyvážený směšovač s diodami. Jeho dokonale vyvážení napomáhá k potlačení oscilátorového napětí, které by mohlo pronikat na vstup a být jako nežádoucí vyzářeno anténou do okolí. Ve směšovači se dají použít běžné spínací křemíkové diody, jako KA 206, KA 136 atd., avšak musí být párovány. Praxe potvrzuje, že pokud použijeme diody z jedné výrobní série, máme poměrně dobře zajištěny shodné vlastnosti. Výhodné je použít kapacitních diod KB 105, v párováných čtyřicích, prodáváných do TV tunerů. (Kapacitní diody KB 109 mají horší šumové vlastnosti.) Širokopásmové transformátory T_1 a T_2 jsou stejného provedení jako u obr. 1.18.

Oscilátor je osazen tranzistorem FET, s kterým je možné dosáhnout lepší stability kmitočtu (podrobně viz v části o oscilátorech). Oscilátor pracuje na kmitočtech přijímaného amatérského pásma. Kapacita ladícího kondenzátoru je malá, aby s malým přesahem přeladila žádané pásmo. Může být použit dvojitý ladící kondenzátor a oscilátor je pak laděn v souběhu se vstupním obvodem.

Za směšovačem je zařazena dolní propust s mezním kmitočtem 2 700 Hz, která určuje šíři pásma přijímače. Lepších vlastností je možné dosáhnout s dvoustupňovou dolní propustí, jak je v obr. naznačeno. Indukčnosti jsou vinuty ve feritových hrníčkových krytech o průměru 18 mm.

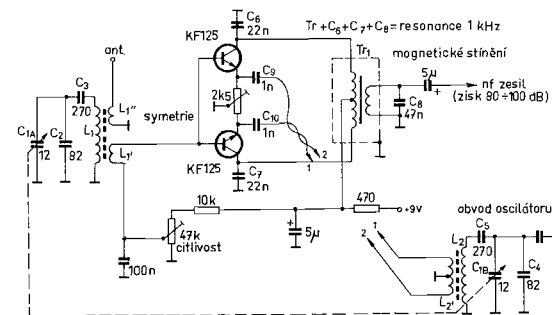
Nf zesilovač musí mít značné zesílení, až 80 dB i více, a použít tranzistory co nejmenší šum. V některých zapojeních se používá na prvním stupni tranzistor FET. V uvedeném zapojení je použito tři tranzistorů se stejnosměrnou vazbou. Odpor R_x se nastaví tak, aby vstupní signál byl na výstupu zesilovače symetricky omezen. Nastavujeme proměnným odporem, který pak po změření nahradíme odporem pevným.

Popsaný přijímač pracuje velmi dobře v pásmech 1,8, 3,5 a 7 MHz. Na vyšších pásmech by bylo nutné zařadit před směšovač ještě vf ze-

silovač. Použití je však problematické, protože dosažení požadované stability oscilátoru na vyšších kmitočtech není snadné.

Na obr. 1.20 je zapojení směšovače s bipolárními tranzistory. Směšovač je jednoduše vyvážený. Na rozdíl od směšovače diodového má tento směšovač zisk, takže není nutný vf zesilovač. Z hlediska odolnosti proti přetížení silnými vstupními signály má vlastnosti horší než směšovač s diodami.

Obr. 1.20. Přijímač s přímým směšováním a tranzistorovým směšovačem

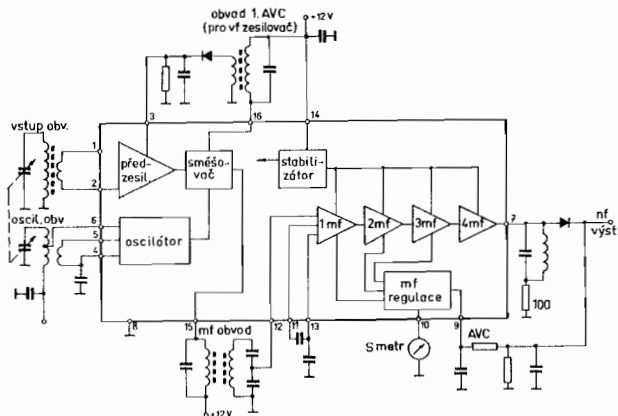


Vstupní obvod tranzistorů je ke vstupnímu obvodu připojen nesymetricky. Aby byla splněna podmínka vyvážení, musí být symetricky připojen oscilátor a výstup směšovače. Oscilátorové napětí se přivádí do emitorů. Tranzistory jsou vyváženy stejnosměrně pomocí proměnného odporu mezi emitory. Odporový trimr se nastavuje na nejmenší napětí oscilátoru pronikající do vstupního obvodu. Odporovým trimrem 47 kΩ se nastavuje pracovní bod směšovače na nejvyšší výstupní napětí.

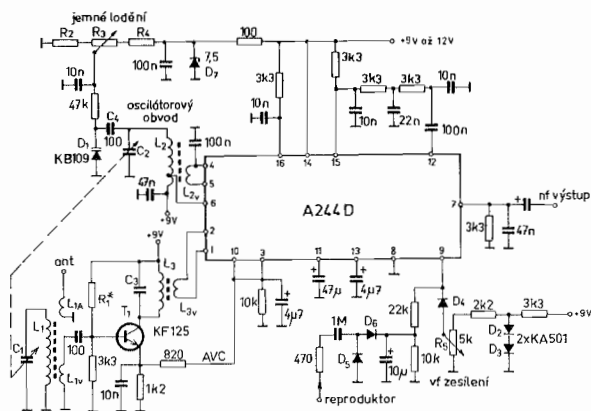
Výstupní obvod směšovače je realizován pásmovou propustí z transformátoru T_1 a kondenzátory C_6 , C_7 a C_8 . Propust je naladěna volbou kapacit na střední kmitočet 1 kHz. Jako transformátor T_1 slouží miniaturní budicí transformátor pro symetrické nf zesilovače používané v kapesních tranzistorových přijímačích.

Integrovaný obvod A244D, vyráběný v NDR, obsahuje všechny části potřebné ke stavbě přijímače pro příjem AM signálů. Jeho skupinové schéma je na obr. 1.21 spolu s přidruženými diskrétními obvo-

dy. V jednom pouzdře IO je vf zesilovač, aktivní, dvojitě vyvážený směšovač, oscilátor a čtyřstupňový, stejnosměrně vázaný mf zesilovač s mezním kmitočtem 1 MHz. Dále obsahuje zesilovač AVC a obvody napěťové stabilizace.



Obr. 1.21. Skupinové schéma IO A 244 D



Obr. 1.22. Přijímač s přímým směšováním s IO A 244 D

Popsaný IO A244D je velmi vhodný ke stavbě přijímače s přímým směšováním. Zapojení na obr. 1.22 bylo uveřejněno v lit. [11]. V zapojení jsou využity všechny obvody, které A244D obsahuje.

Přijímač byl navržen pro potřeby rádiového orientačního běhu. Z důvodů potřeb vyšší citlivosti byl přidán ještě jeden vf zesilovač (používá se ve spojení s méně účinnou anténou). Při provozu v domácích podmínkách, kdy je obvykle k dispozici lepší anténa, není zařazení přídavného zesilovače nutné. V takovém případě odpadnou všechny součásti kolem tranzistoru T_1 a vstupní obvod L_1/C_1 se naváže přímo na vstup IO, na vývody č. 1 a 2 (izolovaně od zemního potenciálu).

Oscilátor pracuje v třibodovém zapojení a jeho laděný obvod L_2/C_2 je laděn v souběhu se vstupním obvodem. Ladící kondenzátor umožňuje hrubší ladění v rozsahu přijímaného pásma. Jemné ladění v okolí přijímaného kmitočtu zajišťuje kapacitní dioda D_1 , řízená napětím pomocí proměnného odporu R_3 . Rozsah rozladění se dá nastavit změnou kapacity kondenzátoru C_4 nebo změnou odporu R_2 . Oscilátor má stabilizované napětí z vnitřního stabilizátoru. Napětí pro řízení kapacitní diody je stabilizováno Zenerovou diodou D_7 .

Odbočka na cívce L_2 je asi v $1/5$ závitů od studeného konce a vazební vinutí L_2 má asi $1/5$ závitů cívky L_2 .

Přijímaný signál je zesílen vf zesilovačem, který je součástí obvodu a je přiveden na aktivní, dvojitě vyvážený směšovač. Demodulované nf napětí je přivedeno z výstupu směšovače (vývod 16) přes dolní propust z odporů a kondenzátorů na vstup čtyřstupňového mf zesilovače (vývod 12). Mf zesilovač je stejnosměrně vázaný a pracuje jako nf zesilovač s velkým ziskem. Zesílené nf napětí (vývod 7) je možné dále zpracovat ve výkonovém nf zesilovači (např. MBA 810).

V přijímači je zavedeno automatické i ruční řízení zesílení. Do vstupu zesilovače AVC (vývod 9) se přivádí dvojí řídicí napětí. Potenciometrem R_5 se řídí ručně zisk zesilovačů, a to jak vf zesilovače, tak i mf zesilovačů. Řídicí napětí se odebrá ze stabilizátoru napětí, které tvoří diody D_2 a D_3 v propustném směru. Dioda D_4 odděluje obvod automatické regulace zesílení od ručního řízení. Napětí pro AVC se získává zdvojovačem napětí s diodami D_5 a D_6 , který je připojen na výstup výkonového zesilovače pro reproduktor.

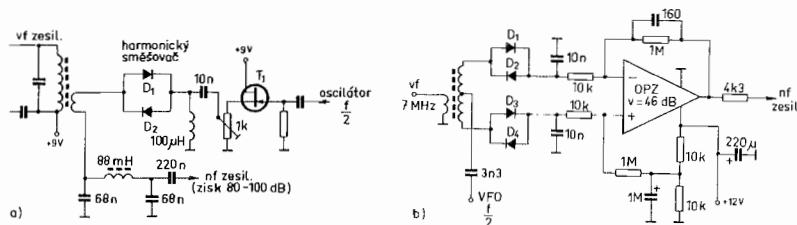
Popsaný přijímač pracuje velmi dobře v pásmech 1,8–3,5 a 7 MHz. Na vyšších kmitočtech je obtížné dosáhnout žádané stability oscilátoru, i když v lit. [12] bylo publikováno obdobné zapojení přijímače pro pásmo 14 MHz.

Použití přímo směřujících přijímačů na vyšších krátkovlnných pásmech naráží především na problémy se zajištěním stability oscilátoru. Je známo, že na nižších kmitočtech je možné dosáhnout mnohem lepší stability kmitočtu.

Sovětský amatér Poljakov – RA 3 AAE – přišel se zapojením směšovače, který je v současné době znám ve světové literatuře jako „sovětský směšovač“. Jde o tzv. harmonický směšovač, kde se ke směšování využívá harmonických kmitočtů oscilátoru. V praxi se nejčastěji využívá druhé harmonické a zapojení se osvědčilo v kmitočtovém rozsahu od středních vln až po pásmo 1 296 MHz.

Zapojení harmonického směšovače je na obr. 1.23. Vidíme, že jde pouze o dvě protitaktně zapojené diody. Volba diod závisí na kmitočtovém rozsahu přijímače, a to především z hlediska šumů.

Na obr. 1.23a je zapojení vstupní části přijímače s přímým směšováním. Diodový směšovač je navázán nízkohmovým vinutím na vstupní laděný obvod. Z tohoto vazebního vinutí se zároveň odebírá demodulované nf napětí k dalšímu zpracování v nf zesilovači. LC dolní propust je obvyklého provedení, jak byla uvedena v předchozích příkladech. Oscilátor je navázán na směšovač přes emitorový sledovač s FET, aby byla zajištěna dobrá izolace. Kmitočet oscilátoru je poloviční, než je přijímané amatérské pásmo. To umožňuje stavbu přijímače i pro vyšší krátkovlnná pásma.



Obr. 1.23. Harmonické směšovače

Složitější zapojení je na obr. 1.23b. Je v něm použito dvou základních směšovačů v symetrickém zapojení, připojených přímo k oběma vstupům operačního zesilovače. V původní literatuře [13] je přijímač navržen pro pásmo 7 MHz, avšak právě pro výhody harmonického směšovače bude snadná stavba i pro vyšší pásma krátkovlnného rozsahu. Oscilátor pracuje na polovičním kmitočtu.

Obvody přijímačů

Demodulátory

Demodulátor (detektor) patří mezi nejdůležitější obvody přijímače. Na demodulátoru končí cesta vysokofrekvenčního přenosu informace, když vf energie splnila svůj úkol: dopravit informaci od vysílajícího k uživateli. Úkolem demodulátoru je oddělit informaci (modulaci) od vf signálu a žádanou informaci připravit k dalšímu zpracování v oblasti smyslového vnímání.

Různých typů demodulátorů existuje velké množství. Volba demodulátoru závisí především na druhu použité modulace a na nárocích, které klademe na kvalitu zpracování žádané informace.

Všechny ostatní obvody přijímače před demodulátorem mají za úkol optimálně připravit přijímaný signál k demodulaci.

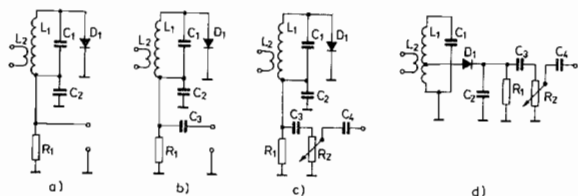
U každého demodulátoru posuzujeme řadu vlastností, které jsou pro jeho funkci důležité:

1. Účinnost – jako poměr mezi úrovní výstupního signálu a úrovní přivedenou na jeho vstup.
2. Linearita – je měřítkem schopnosti demodulátoru zachovat přesný tvar přicházejícího signálu.
3. Přetížitelnost – schopnost zpracovat signál o určité amplitudě bez přetížení nebo zkreslení.
4. Odpor nebo impedance demodulátoru – vyjadřuje hodnotu, kterou je zatěžován obvod, ke kterému je demodulátor připojen. Demodulátor s nízkým odporem spotřebovává výkon, který musí být dodán předchozím stupněm.

V další části se seznámíme s detektory pro příjem signálů AM, SSB/CW a FM.

Demodulace AM

Nejjednodušším demodulátorem AM je dioda, která pracuje jako usměrňovač (v jednom směru propouští, v druhém je uzavřena). Dokonalým usměrňovačem je vakuová dioda. Diody polovodičové v závěrném směru nepatrně propouštějí, germaniové více, křemíkové méně. Pro běžnou potřebu však polovodičové diody plně vyhovují.



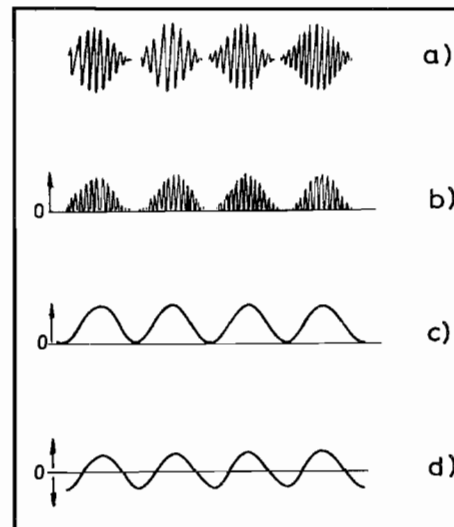
Obr. 1.24. Zapojení diodových demodulátorů

Základní schéma diodového detektoru je na obr. 1.24. Skládá se z rezonančního obvodu $L_1 C_1$, do kterého se přivádí vf signál přes vazební vinutí L_2 . Rezonanční obvod má zapojen ve studeném konci zatěžovací odpor R_1 , blokováný kapacitou C_2 . Ze živého konce obvodu je zapojena proti zemi dioda D_1 .

Přivedeme-li na vstup detektoru vf signál, který je amplitudově modulován (viz obr. 1.25a), dojde k jeho usměrnění. Dioda propustí pouze kladné půlvlny, během nichž protéká obvodem D_1 , L_1 a R_1 proud, jehož průběh odpovídá průběhu modulace.

Kondenzátor C_2 potlačí zbytky vf proudu a na výstupu detektoru (na zatěžovacím odporu R_1) zůstává pouze obálka modulačního signálu v podobě změn stejnosměrného napětí (obr. 1.25c).

Zařazením oddělovacího kondenzátoru C_3 se potlačí stejnosměrná složka a na výstupu bude pouze střídavé modulační napětí (viz obr. 1.25d). Kondenzátor C_2 musí spolehlivě potlačit vf napětí, jinak dochází ke zkreslení signálu. Jeho velikost však může být jen taková,



Obr. 1.25. Princip demodulace AM signálů

aby nedocházelo k omezování vyšších kmitočtů akustického pásma. Volba R_1 a C_2 musí vyhovovat podmínkám:

$$\omega_{vf} \cdot R_1 \cdot C_2 \gg 1, \quad [\text{MHz}, \text{M}\Omega, \text{pF}]$$

$$\omega_{mf} \cdot R_1 \cdot C_2 \ll 1,$$

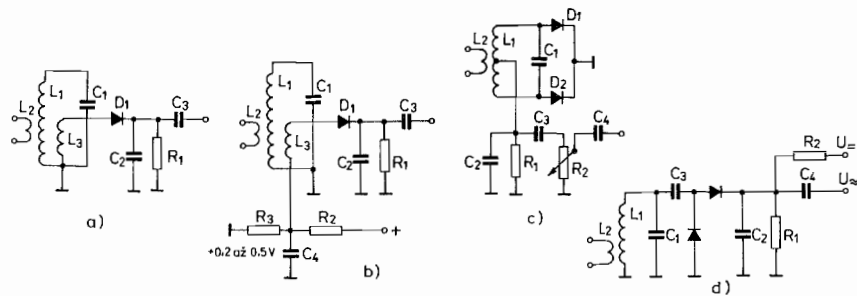
kde ω_{vf} je použitý vf kmitočet (mezifrekvenční),

ω_{mf} je nejvyšší modulační kmitočet.

Z uvedených podmínek vyplývá, že zatěžovací odpor R_1 by měl být velký, avšak při zvětšení nad určitou mez vychází hodnota kapacity velmi malá. Praktické hodnoty jsou 200 až 500 k Ω a 50–100 pF.

Ve starých rozhlasových přijímačích se jako zatěžovacího odporu využívalo proměnného odporu pro nastavení zesílení. Při zpracování malých signálů se však nepříznivě projevuje chrastění běžce proměnného odporu, jako důsledek průchodu stejnosměrného proudu. Výhodnější je oddělit regulátor hlasitosti oddělovacími kondenzátory (obr. 1.24c).

Sériové zapojení detektoru je na obr. 1.24d. Protože dioda představuje pro rezonanční obvod zátěž vzhledem k malému vstupnímu odporu, připojuje se na odbočku vinutí (obr. 1.24d) nebo na další vinutí L_3 (obr. 1.26a). Volba R_1 a C_2 je vázána na podmínky dříve uvedené.



Obr. 1.26. Zapojení diodových demodulátorů

Pro zvýšení citlivosti detektoru při zpracování slabých signálů se na diody přivádí předpětí, které posune pracovní bod detektoru do lineární části. Velikost předpětí závisí na typu použité diody; germaniové vyžadují nižší hodnotu předpětí, křemíkové vyšší.

Zapojení celovlnného detektoru na obr. 1.26c se liší od půlvlnných tím, že využívá obou půlvln detekovaného signálu. Výsledkem je menší útlum vyšších akustických kmitočtů, bez ohledu na velikost filtračního kondenzátoru C_2 .

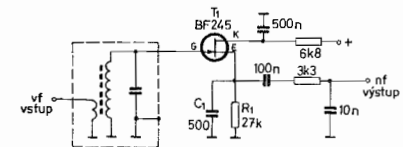
Na obr. 1.26d je zapojení Delonova zdvojnovače kmitočtu. Zapojení se méně používá k vlastní demodulaci signálu, ale je obvyklé při usměrňování vf signálu pro potřeby získání regulačních napětí (AVC). V tomto případě se volí hodnota kapacity C_2 tak velká, aby byly potlačeny i modulační kmitočty a na výstupu bylo pouze stejnosměrné napětí, jehož velikost bude úměrná napětí přivedenému na vf detektor.

Diodové demodulátory AM vyžadují ke správné funkci poměrně velké napětí. Mají-li pracovat v lineární části charakteristiky, je třeba přivést na germaniové diody alespoň 300 mV vf napětí a na křemíkové diody až 1 V vf napětí. Při malých napětích dochází ke kvadratické detekci, a tím ke snížení účinnosti (snížení vstupního napětí o 10 dB způsobí pokles výstupního napětí o 20 dB). Při velmi malých napětích dochází ke zhoršení poměru signál–šum a nedoporučuje se nižší hodnota vstupního napětí než 5 mV. Potřebnou úroveň napětí pro detektor musí dodat poslední stupeň mf zesilovače. U mf zesilovače

s diodovou detekcí AM je potřebný zisk vyšší asi o 20 dB než u detektorů pro SSB/CW.

V amatérské praxi ztrácí amplitudová modulace hovorového signálu význam. Při konstrukci sdělovacích přijímačů, které překrývají celý rozsah krátkých vln (některé pracují již od 50 kHz), je používání AM detektorů běžné. V profesionální praxi jsou kladeny vysoké požadavky na demodulaci AM signálů. Z hlavních požadavků to jsou především: schopnost lineárně zpracovat signály od velmi nízkých až po vysoké úrovně vstupních napětí a s požadavky linearity související nízké zkreslení okolo 1 %, při změně hloubky modulace od 0 do 100 %.

Detektor třídy D, také nazývaný detektorem s nekonečnou impedancí, je na obr. 1.27. Patří mezi aktivní detektory (pracuje s napáje-



Obr. 1.27 Demodulátor AM třídy D

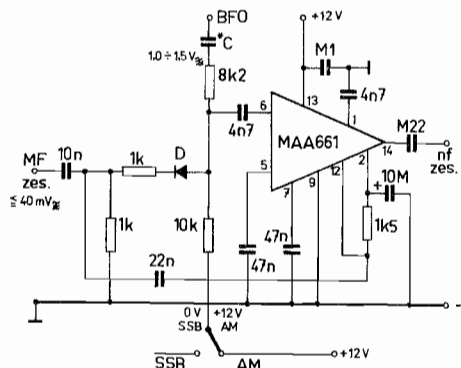
cím napětím) a jeho zisk je menší než 1. Jako aktivního prvku využívá tranzistoru FET. Zatěžovací odpor R_1 je zapojen mezi emitor a zem. Tak je společný pro dráhu báze–emitor a dráhu kolektor–emitor. Zatěžovací odpor je blokován pro vf signál kapacitou C_1 a pro modulační signál představuje silnou zápornou zpětnou vazbu. Velikost odporu je nastavena tak, aby došlo k potlačení kolektorového proudu. Přivedením vf signálu na vstup detektoru kolektorový proud úměrně vzrůstá. Kolektorový obvod je blokován proti zemi jak pro vf, tak pro nf kmitočty.

Detektor dosahuje vysoké linearity (malého zkreslení) a je odolný proti přetížení. Vzhledem k velkému odporu v emitoru nemůže dojít ke vzniku kladného napětí na bázi vlivem přivedeného signálu. Detektor má vysoký vstupní odpor a může být připojen přímo k laděnému obvodu, aniž by došlo ke snížení jakosti obvodu.

K úplnému potlačení zbytků vf signálu po demodulaci je vhodné zařadit mezi emitor a výstup z detektoru filtrační člen LC nebo RC.

Jiný typ demodulátoru AM, pracující na principu synchrodetektoru, je na obr. 1.28. Jeho zapojení tvoří dvojkombinaci s detektorem pro signály SSB/CW. Využívá běžného IO Tesla MAA 661. IO obsahuje diferenciální zesilovač se ziskem 60 dB. Výstup zesilovače je uvnitř obvodu spojen s aktivním, dvojitě vyváženým směšovačem. Vstup zesilovače je vyveden na kolík č. 6 a druhý vstup směšovače na kolík č. 12. Výstup ze směšovače je veden na kolík č. 1 nebo přes emitorový sledovač na kolík č. 14.

Obr. 1.28. Aktivní demodulátor AM (SSB) CW



AM signál z mf zesilovače je přiveden přes kondenzátor 22 nF přímo do směšovače. V poloze prepínače AM je dioda D_1 ve vodivém stavu a propustí AM signál i na vstup zesilovače. Zesilovač signál symetricky omezí, takže na směšovač přijde pouze nosná vlna zbavená modulače. Takto omezená nosná vlna plní funkci oscilátoru směšovače. Oba signály ve směšovači mají přesně shodný kmitočet, takže se vyruší. Základní kmitočet (mf) a součtový kmitočet odstraní kapacita 4n7 z bodu č. 1 na zem.

Demodulace signálů SSB a CW

Přerušovaná nosná vlna při vysílání telegrafie obsahuje pouze vř energii bez modulače. Zpracováním přijatého signálu v detektoru pro AM objeví se na výstupu pouze přerušované stejnosměrné napětí. To je možné přivést na ručkové měřidlo, stejnosměrný osciloskop nebo zapisovací přístroj. V běžné amatérské praxi však dáváme přednost

převodu do oblasti sluchového vnímání. Musíme proto učinit signál slyšitelným.

Signál SSB má ve vysílači potlačenou nosnou vlnu a jedno postranní pásmo. Pro demodulaci v přijímači musí být přítomna nosná vlna. Druhé postranní pásmo není nutné, protože obě obsahují stejnou informaci.

Vidíme, že v obou případech, jak při příjmu telegrafních signálů, tak signálů SSB, potřebujeme v přijímači další kmitočet. Směšováním tohoto kmitočtu s kmitočtem přijímaného signálu vznikne rozdílový kmitočet ve slyšitelném pásmu. Pomocný kmitočet dodává v přijímači záznejový oscilátor (BFO). S jeho zapojením se seznámíme v části o oscilátorech.

Při příjmu telegrafie je nastaven kmitočet záznejového oscilátoru o 500 až 1 200 Hz níže nebo výše než kmitočet přijímaný (mf). Směšováním vznikne rozdílový kmitočet ve slyšitelném pásmu, který je dále zpracován v nf zesilovači. Všechny vř kmitočty jsou na výstupu směšovače účinně potlačeny.

Při příjmu SSB signálů musí být kmitočet záznejového oscilátoru ve stejném kmitočtovém vztahu ke kmitočtům modulačním, jako byla potlačená nosná vlna ve vysílači. Jen tak je možné po detekci získat věrný obraz původní modulače. Obvyklá vzdálenost kmitočtů BFO od středu propustné šířky pásma přijímače bývá 1,5 kHz nad nebo pod přijímaným kmitočtem (mf), podle toho, které postranní pásmo je přijímáno. Nejlépe je volit kmitočty záznejového oscilátoru pevně laděné. Směšováním vznikne řada kmitočtů ve vř oblasti a rozdílový kmitočet ve slyšitelném pásmu. Ten je dále zpracován v nf zesilovači na potřebnou úroveň. Všechny vř produkty směšování musí být na výstupu demodulátoru účinně potlačeny, jinak dojde ke zkreslení žádaného nf signálu.

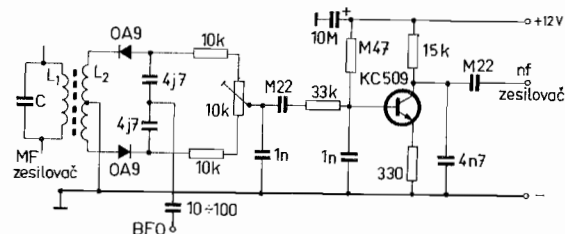
Diodové demodulátory patří mezi pasivní, protože nejsou napájeny ze stejnosměrného zdroje. Z tohoto hlediska se jeví jako jednoduché a praktické. Mohou být jednoduše vyvážené nebo dvojitě vyvážené. Dvojitě vyvážené diodové demodulátory jsou uznávány jako vůbec nejlepší demodulátory SSB signálů.

Diodové demodulátory mají i některé nedostatky. Jako pasivní obvod nevykazují zesílení, ale mají naopak směšovací ztrátu. Ke své

správné funkci vyžadují poměrně značný výkon ze záznejového oscilátoru a vf signál musí být dodán ze zdroje s nízkou impedancí. Pro dosažení vysoké linearit vyžadují výběr diod se shodnou charakteristikou.

Mezi výhody počítáme vysokou linearitu i při velkých vstupních signálech, širokopásmovost, nízké šumové číslo, dokonalou izolaci mezi póly (přeslechy), nízkou cenu a snadnou výrobu.

Zapojení jednoduše vyváženého demodulátoru je na obr. 1.29. Dio-



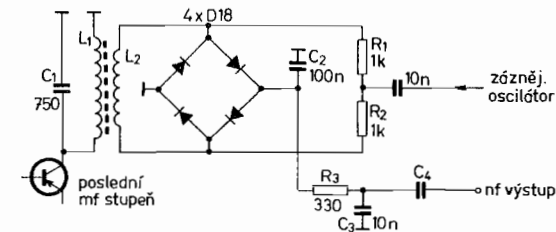
Obr. 1.29. Demodulátor SSB s dvěma diodami

dy jsou zapojeny na symetrické sekundární vinutí laděného obvodu posledního mf stupně. Napětí ze záznejového oscilátoru je přivedeno na umělý střed kapacitního děliče. Úroveň napětí má být alespoň $0,7 V_{er}$. Odpory $10\text{ k}\Omega$ v sérii s diodami slouží k linearizaci diod a oddělení výstupu demodulátoru od napětí záznejového oscilátoru. Nf napětí je vyvedeno ze středu odporového trimru, který slouží k vyvážení demodulátoru. Potlačení vf složky a úpravu průběhu nf signálu zajistí kapacity 1 nF s odporem $33\text{ k}\Omega$. Součástí demodulátoru je i nízkošumový nf předzesilovač s malým ziskem (neblokovaný emitorový odpor).

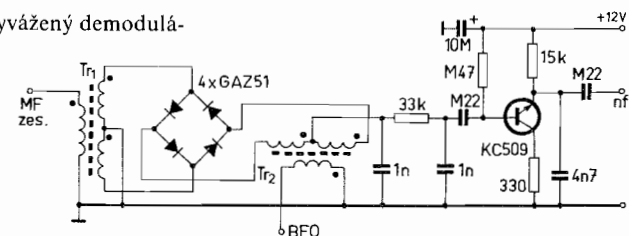
Nastavení demodulátoru je jednoduché. Jestliže je již součástí pracujícího přijímače, naladíme silnou stanicí s amplitudovou modulací. Odpojíme napětí záznejového oscilátoru a pomocí trimru nastavíme pronikající modulační špičky na minimální úroveň. Upravíme celkové zesílení přijímače nebo účinnost AVC tak, aby při vypnutém záznejovém oscilátoru přijímač úplně ztichl. Nesmějí pronikat ani nejsil-

nější signály. Po připojení záznejového oscilátoru přijímač musí ožít a signály SSB musí být čisté, bez zkreslení.

Obr. 1.30. Demodulátor SSB v transceiveru UW3DI



Obr. 1.31. Dvojitě vyvážený demodulátor SSB s diodami



Jiné zapojení jednoduše vyváženého demodulátoru je na obr. 1.30. Je použito ve známém transceiveru UW 3 DI. Zapojení čtyř diod zajišťuje dokonalejší symetrickou zátěž pro záznejový oscilátor a tak snižuje jeho pronikání na výstup. Úroveň oscilátorového napětí má být alespoň $1 V_{er}$. Na výstupu demodulátoru je zapojen člen $C_2/R_3/C_3$, který potlačuje zbytky vf napětí.

Nejllepší vlastnosti má demodulátor na obr. 1.31. Pracuje jako dvojitě vyvážený směšovač se směšovací ztrátou 8 dB. Diody musí mít stejné vlastnosti. V zahraničí často používané Schotkyho diody je možné bez snížení kvality nahradit spínacími křemíkovými diodami čs. výroby. Velice výhodné je použití varikapů (kapacitních diod) Tesla KB 105, které se prodávají v párových čtveřicích.

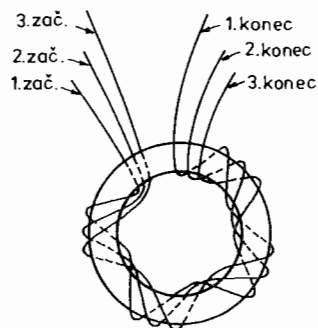
Demodulátor musí být buzen signálem ze zdroje o nízké impedanci. U jednodušších zařízení stačí nízkohmový výstup sekundárního vinutí posledního laděného obvodu mf zesilovače. Lepších výsledků je možné dosáhnout zařazením emitorového sledovače mezi mf zesilovač a demodulátor.

Všechny póly demodulátoru mají nízkou impedanci v rozsahu 50 až 100 ohmů. Správná funkce směšování vyžaduje, aby všechny póly byly zatíženy jmenovitou impedancí čistě reálného charakteru.

Diodové demodulátory vyžadují obvykle značné napětí záznějového oscilátoru. U popisovaného obvodu, který má velmi nízkou vstupní impedanci, však již musíme mluvit o oscilátorovém výkonu. V daném případě musí být výkon záznějového oscilátoru 10 až 20 mW, neboli 7 až 13 dBm ($0,7 V_{ef}$ až $1 V_{ef}$ na 50 ohmech).

Na vstupu i na výstupu demodulátoru jsou zapojeny širokopásmové transformátory. Jsou vinuty na toroidním jádru o průměru 4 až 6 mm. Použitý materiál má mít počáteční permeabilitu alespoň 1 000 μ . Vhodným materiálem čs. výroby je H11. S vinutím 3krát 15 závitů obsáhne pásmo od 300 kHz do 10 MHz. Jestliže je mf kmitočet v rozsahu krátkých vln, je možné snížit počet závitů na 3krát 11 a transformátor bude pracovat v rozsahu od 1 MHz do 30 MHz. Při použití feritového toroidu z materiálu H22 a s počtem 3krát 7 závitů je možné obsáhnout pásmo od 1 MHz do 80 MHz.

Konstrukce transformátorů je jednoduchá. S podobnými širokopásmovými transformátory se setkáme i v dalších obvodech a proto popíšeme jejich výrobu. Základní konstrukce je na obr. 1.32. Vinutí se



Obr. 1.32. Konstrukce širokopásmového transformátoru

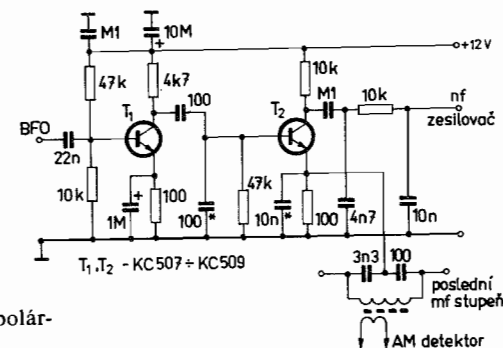
skládá ze tří vodičů o průměru 0,25 mm, mírně zkroucených. Závitů jsou rovnoměrně rozloženy po obvodu toroidu. Výhodné je použít vodičů s různobarevnou lakovou izolací. Je nutné označit začátky vinutí. Vodič č. 1 tvoří primár transformátoru. Začátek vinutí č. 2 se spojí s koncem vinutí č. 3 a tento spoj tvoří střed sekundárního vinutí. Zbý-

vající vývody (tj. konec vinutí č. 2 a začátek vinutí č. 3) jsou symetrickými vývody sekundárního vinutí. Ve schématech se obvykle vyznačují tečkou začátky vinutí.

Vývody z transformátoru musí být co nejkratší, aby nebyl ovlivněn přenos nejvyšších kmitočtů. Z důvodů zachování dokonalé symetrie mají být vývody stejně dlouhé.

Feritové toroidní kroužky mívají obvykle ostré hrany, které snadno prořiznou izolaci vodiče. Protože toroidy z materiálu řady H jsou vodivé, dojde ke znehodnocení transformátoru. Hrany je snadné zbrousit jemným smirkovým plátnem a natřít nitrobarvou (je praktické použít barevný odstín, který odpovídá použitému materiálu).

Demodulátor SSB, který používá běžného bipolárního tranzistoru ve třídě C, je na obr. 1.33.



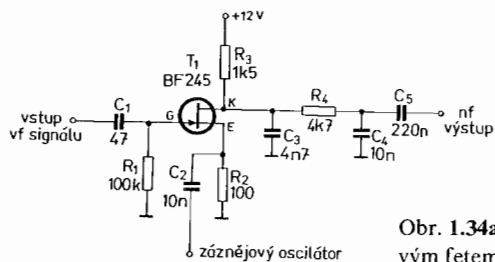
Obr. 1.33. Demodulátor SSB s bipolárním tranzistorem

Tranzistor T_2 pracuje jako směšovač. Vf signál se přivádí do emitoru a napětí ze záznějového oscilátoru do báze. Tranzistor pracuje bez předpětí báze a bez přítomnosti napětí ZO je uzavřen. Napětí ZO potřebné k otevření tranzistoru je 0,7 až $1 V_{ef}$. Tranzistor T_1 slouží jako oddělovací a zároveň zesílí signál ZO na potřebnou úroveň. Optimální hodnotu, přivedenou na bázi T_2 , je možné nastavit pomocí kapacitního děliče.

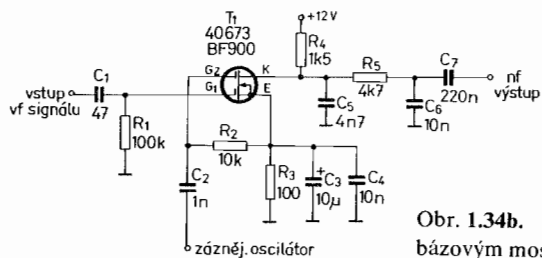
Vf signál je přiveden do emitoru T_2 z kapacitního děliče posledního mf transformátoru.

Při odpojení napětí ZO nesmí na výstup směřovače pronikat modulační špičky přijímaných stanic. V opačném případě je nutné upravit úroveň přiváděného vf napětí pomocí kapacity v emitoru T_2 . Po připojení napětí ZO musí přijímač ožít čistými, nezkraslenými signály. Protože jde o směšovač aktivní, tranzistor T_2 zároveň zesílí demodulované nf napětí.

Tranzistory řízené polem mají mnoho výhod, jsou-li použity jako směšovače. Vyznačují se dobrou linearitou, nízkým šumem a vysokou vstupní impedancí, která nezatěžuje připojené laděné obvody. K jejich vybudění postačí malý vstupní signál. Zapojení demodulátoru SSB s tranzistory řízenými polem je na obr. 1.34. Na obr. 1.34a je použito tranzistoru FET. Vf signál je přiveden do řídicí elektrody a napětí záznejového oscilátoru 0,8 až 1 V_{er} do emitoru. Na výstupu je člen $C_4/R_4/C_3$, který potlačuje zbytky vf napětí.



Obr. 1.34a. Demodulátor SSB s hradlovým fetem



Obr. 1.34b. Demodulátor SSB s dvoubázovým mosfetem

Lepší výsledky dává zapojení na obr. 1.34b. Je v něm použito tranzistoru MOSFET s dvěma řídicími elektrodami. Vf signál přichází na

elektrodu G_1 a oscilátorové napětí na elektrodu G_2 . Díky dokonalé izolaci mezi oběma elektrodami nedochází k vzájemnému ovlivňování obou signálů.

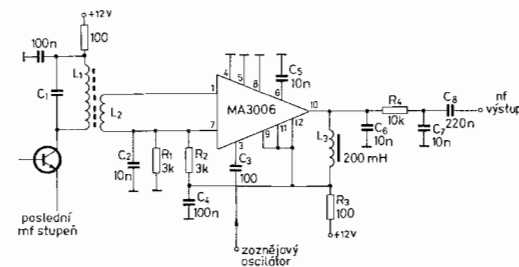
Pracovní režim tranzistoru je nastaven odporem R_2 , zapojeným mezi G_2 a emitor. Potřebné napětí ZO je asi 1 V_{er} . Směšovací zisk stupně je vysoký, a to díky blokování emitoru jak pro vf, tak pro nf signál. Na výstupu je opět zařazen RC článek, který svede na nulový potenciál vf napětí. Vzhledem ke kvadratické převodové charakteristice tranzistoru se tento demodulátor vyznačuje velmi malým intermodulačním zkreslením.

Integrované obvody našly široké uplatnění ve všech stupních elektronických zařízení včetně krátkovlnných přijímačů. Jako demodulátorů SSB signálů je možné použít mnoho IO. Seznámíme se s několika nejnámějšími.

IO Tesla typu MA 3006 umožňuje konstrukci jednoduše vyváženého aktivního demodulátoru. Obvod obsahuje diferenciální zesilovač se dvěma tranzistory, v jejichž společném emitoru je zapojen třetí tranzistor jako zdroj konstantního proudu. Vzhledem k tomu, že tranzistory jsou umístěny na společném čipu, je zaručena dokonalá symetrie diferenciálního zesilovače, stálá se změnami teploty.

Zapojení demodulátoru SSB je na obr. 1.35. Vf signál se přivádí do bázi diferenciálního zesilovače na vývody 1 a 7. Vstup je nízkoohmový a poslední mf transformátor transformuje napětí směrem dolů.

Obr. 1.35. Demodulátor SSB a IO MA 3006



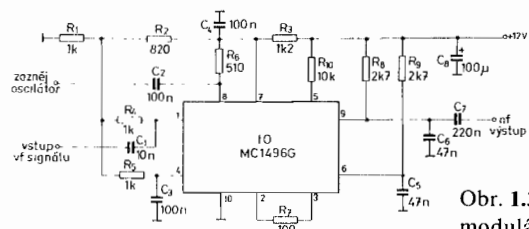
Pracovní režim směšovače je určen odporovým děličem R_1/R_2 . Napětí záznejového oscilátoru 200 až 300 mV řídí bázi třetího, společného tranzistoru. Zatěžovacím odporem na výstupu je nf tlumivka 200 mH.

Může být nahrazena odporem s hodnotou maximálně 2 200 ohmů. Na výstupu demodulátoru je zařazena dolní propust, potlačující zbytek vř produktů směřování a upravující charakteristiku nf signálu.

Jiné zapojení využívá IO MAA 661. Je to zapojení, které v jednom IO slučuje demodulátor AM a SSB a seznámili jsme se s ním již na obr. 1.28. K tomuto obrázku se nyní vrátíme.

Přepnutím přepínače do polohy SSB přestane spínací dioda D_1 pracovat a vstupní signál je odpojen od vstupu diferenciálních zesilovačů na vývodu 6. Propojení vstupního signálu se vstupem aktivního směšovače (vývod 12) zůstává. Ke vstupu zesilovače se nyní připojí napětí ze záznejového oscilátoru. Velikost tohoto napětí není kritická, může být od 10 mV až do 1 V. Několikastupňový diferenciální zesilovač se ziskem 60 dB přivedené napětí silně omezí, takže na směšovač přijde s obdélíkovým průběhem. (Úprava signálu na obdélíkový průběh se doporučuje i u jiných typů demodulátorů SSB včetně diodových [9].) Výstup demodulovaného nf signálu je na vývodu 1 nebo přes emitorový sledovač na vývodu 14. Vř složka je potlačena kapacitou z vývodu 1 proti zemi, přesto se však doporučuje zařadit na výstup jednoduchou dolní propust z článku RC.

Výborných vlastností dosahuje aktivní, dvojitě vyvážený demodulátor s MC 1496. Tento IO, který je ve výrobním programu mnoha světových výrobců, obsahuje dva nezávislé diferenciální zesilovače (přibližně podobné MA 3006). Zapojení demodulátoru je na obr. 1.36.



Obr. 1.36. Aktivní, dvojitě vyvážený demodulátor SSB a MC 1496

Pracovní režim směšovače je dán odpory R_1 , R_2 , R_3 a R_{10} . Směšovací zisk se dá měnit volbou hodnoty odporu R_7 . Čím vyšší hodnota (max. 1 000 ohmů), tím vyšší zisk. Hodnota 100 ohmů je však optimální.

Vř signál se přivádí nesymetricky na vývod 1. Hodnota zatěžovacích odporů na vstupu – R_4 a R_5 – je maximálně povolena, často se používají v rozsahu 100 až 470 ohmů. Oba odpory musí mít stejnou hodnotu, aby nebyla narušena symetrie směšovače. (Při využívání IO jako modulátoru SSB ve vysílačích nebo směšovače na vstupu přijímače je možné zavést vnější nastavení symetrie do vývodů 1 a 4. Pro potřeby SSB demodulátoru však plně vyhovuje symetrie zaručená výrobou čipu.)

Napětí záznejového oscilátoru je přiváděno nesymetricky na zatěžovací odpor R_6 a vývod 8. Obvyklá hodnota odporu R_6 bývá v rozmezí 50 až 510 ohmů a přivedené napětí ZO 300 V_{ef}.

Demodulované nf napětí se odebrá také nesymetricky z vývodů 6 nebo 9 (libovolně). Kondenzátory C_5 a C_6 potlačují vř produkty směšování.

Popsaný demodulátor pracuje jako dvojitě vyvážený a dosahuje velmi dobrých výsledků. Funkci IO MC 1496 je možné nahradit dvěma pouzdry MA 3006, ovšem za cenu zhoršení vlastností z hlediska symetrie.

Vstupní úrovně vř signálů se nastavují již dříve popsanou zkouškou s odpojením záznejového oscilátoru.

Volba vhodného demodulátoru závisí na celkové koncepci přijímače. Obecně platí, že nejkvalitnější jsou demodulátory dvojitě vyvážené, pak následují jednoduše vyvážené a nakonec demodulátory, osazené jedním aktivním prvkem.

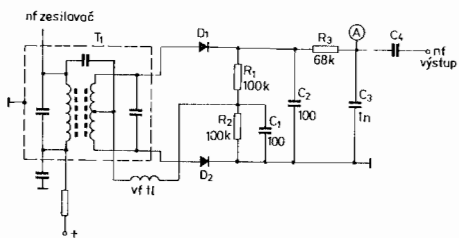
Kterýkoliv popsany směšovač může být použit v jednoduchých zapojeních přímo směšujících přijímačů.

Demodulátory kmitočtové modulovaných signálů

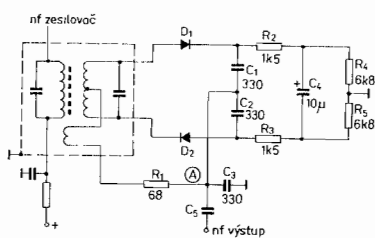
Úzkopásmová kmitočtová modulace (modulace s malým kmitočtovým zdvihem) nachází své uplatnění především v rozsahu velmi krátkých vln. Přesto však většina profesionálních přijímačů, určených pro spojovací potřeby v rozsahu krátkých vln, bývá vybavena demodulátorem KM signálů. V amatérské praxi se setkáváme s použitím KM v pásmu 28 MHz, kde pracuje mnoho sovětských stanic. Pásmo 28 MHz bývá často používáno jako laděné mezifrekvence ke konvertorům pro VKV pásma.

Kmitočtová modulace používaná v radiokomunikační technice na amatérských pásmech VKV má povolovacími podmínkami dovolený modulační zdvih maximálně $4 \cdot 10^{-5}$ vysílaného nosného kmitočtu. Protože je zároveň stanoveno, že nejvyšší modulační kmitočet může být 3 kHz, je nutná šíře pásma přijímače před demodulací 15 kHz (pro srovnání: rozhlasové přijímače pro příjem KM vyžadují širší pásmo alespoň 150 kHz a stereofonní až 300 kHz).

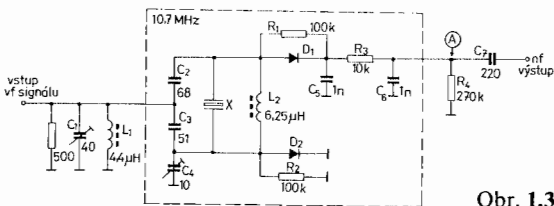
Klasickým demodulátorem KM je fázový diskriminátor na obr. 1.37a. Jako při každé demodulaci KM signálů, musí být i v tomto případě signál převeden na amplitudovou modulaci a pak demodulován. U fázového diskriminátoru převádí signál na AM transformátor T_1 . Napětí indukované v sekundáru T_1 je fázově posunuto o 90° proti proudu v primáru. Signál z primáru je pomocí vazební kapacity přiveden na střední vývod sekundáru. Sekundární napětí, které se vytvoří na krajních vývodech, má proti střední odbočce stejné napětí.



Obr. 1.37a. Fázový diskriminátor



Obr. 1.37b. Poměrový detektor

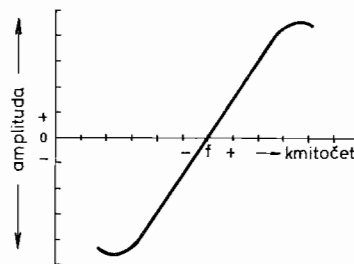


Obr. 1.37c. Krystalový diskriminátor

Po usměrnění jsou tato napětí shodná, ale opačné polarity. V bodě A bude nulové napětí. Popsaný stav platí, jestliže obvody T_1 jsou vyla-

děny do rezonance s kmitočtem přivedeného signálu. Při kmitočtu nižším vznikne v bodě A záporné napětí, při kmitočtu vyšším pak napětí kladné.

Průběh změn stejnosměrného napětí v bodě A je zakreslen na obr. 1.38. Šíře pásma demodulátoru bývá mnohem větší než šíře obvodů hlavní selektivity, aby bylo zaručeno, že demodulátor bude pracovat v lineární části křivky. Z bodu A je možné odebírat napětí pro automatické řízení naladění (v přijímačích pro amatérský provoz nemá význam) nebo měřidlo s nulou uprostřed pro kontrolu přesného naladění.



Obr. 1.38. Charakteristika kmitočtového demodulátoru

Přivedeme-li na demodulátor kmitočtově modulovaný signál, dojde ke změnám stejnosměrného napětí v závislosti na modulačním kmitočtu a v bodě A se objeví demodulované nf napětí. Toto nf napětí se vede přes oddělovací kapacitu C_4 , která potlačí stejnosměrnou složku, do nf zesilovače.

Pro správnou funkci fázového diskriminátoru je třeba přivést signál, který je dokonale amplitudově omezen.

Poměrový detektor na obr. 1.37b patří také mezi rozšířené demodulátory KM signálů, především v rozhlasové technice. Princip demodulace je založen na myšlence rozdělení stejnosměrného napětí do poměru napětí, které se rovná poměru amplitud na obou stranách sekundárního vinutí transformátoru T_1 . Protože nezáleží na absolutní hodnotě amplitud signálu, ale na jejich vzájemném poměru, není demodulátor citlivý na případné změny v síle přijímaného signálu. Požadavky na omezení signálu před demodulací nejsou tak přísné jako u fázového diskriminátoru.

Vzájemná vazba mezi primárem a sekundárem se nastavuje podkritická ($kQ = 0,5$ až $0,7$). Třetí vinutí, ze středu sekundáru, je na pri-

mární vinutí vázáno těsně. Zatěžovací odpory R_4 a R_5 jsou překlenuty kondenzátorem s velkou kapacitou (časová konstanta $R_4 + R_5 C_4$ má být 0,1 až 0,4 s), která napomáhá k potlačení amplitudových změn signálu a podílí se na účinnějším potlačení poruch amplitudového charakteru.

Průběh napětí v závislosti na rozladění, měřený v bodě A , odpovídá průběhu z obr. 1.38, avšak citlivost je přibližně poloviční než u fázového diskriminátoru.

Oba popsané demodulátory našly nejširší uplatnění v rozhlasových přijímačích určených k příjmu KM signálů. Při malém kmitočtovém zdvihu používaném v amatérských vysílačích stanicích dochází k značnému zhoršení poměru signál–šum, jestliže je demodulace prováděna na mf o vysokém kmitočtu (nejčastěji na kmitočtu 10,7 MHz). Lepších výsledků se dosahuje použitím dvojího převodu kmitočtu, na druhý mf kmitočet, obvykle v okolí 450 kHz.

Jestliže jsou závažné důvody proti použití dalšího směšování a je nutné provést demodulaci na vysokém mf kmitočtu, je vhodným demodulátorem krystalový diskriminátor z obr. 1.37c. Uvedené zapojení je používáno v profesionálních přijímačích a část zakreslená v přerušovaném rámečku se vyrábí pro obchodní síť. Použitý krystal má sériovou rezonanci na žádaném středním kmitočtu (10,7 MHz). Vhodnou volbou sériového odporu krystalu se dosahuje potřebné šíře pásma. Díky vysokému činiteli jakosti Q krystalu má demodulátor značnou strmost a zajišťuje dostatečné výstupní nf napětí již při malém modulačním zdvihu. Výrobek firmy KVG má šíři pásma ± 30 kHz na středním kmitočtu 10,7 MHz, strmost 75 mV na 1 kHz zdvihu a zkreslení 5 % při zdvihu ± 5 kHz.

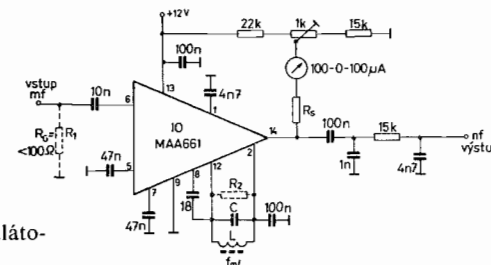
Požadavky na elektrické vlastnosti použitého krystalu jsou dosti přísné a tak amatérská konstrukce nemusí vést vždy k úspěchu.

V současné době je nejnádhodnější cestou použití demodulátorů KM v integrovaném provedení. Demodulátory obvykle tvoří integrovaný celek spolu s mf zesilovačem a ve světové produkci je možné nalézt mnoho vhodných typů.

Z čs. produkce splňuje náročné požadavky IO MAA 661, s kterým jsme se již setkali v části věnované demodulaci AM a SSB. Pouzdro IO obsahuje diferenciální limitační zesilovač se ziskem 60 dB a pra-

cující v kmitočtovém rozsahu od 5 kHz do 60 MHz. Potřebné vstupní napětí pro omezení je 70 μ V. Za zesilovačem následuje koincidenční demodulátor a výstupní emitorový sledovač.

Zapojení mf zesilovače s koincidenčním detektorem je na obr. 1.39. Koincidenční detektor je dvojcestný vyvážený detektor, který tvoří



Obr. 1.39. MF zesilovač s demodulátorem KM signálů

dvě diferenční dvojice tranzistorů. Výstup limitovaného signálu z mf zesilovače je spojen s jedním vstupem demodulátoru uvnitř obvodu. Druhý výstup mf zesilovače na vývodu č. 8 je spojen s druhým vstupem demodulátoru (vývod č. 12) přes fázovací člen. Fázovací člen se skládá z rezonančního LC obvodu, laděného na kmitočet mf. (Při demodulaci KM signálů s velkým zdvihem bývá k obvodu ještě zapojen paralelní tlumicí odpor). Kapacita zapojená mezi vývodem č. 1 a zemí potlačuje vf produkty po demodulaci a je zároveň součástí obvodu deemfáze, tj. potlačení vyšších kmitočtů slyšitelného pásma. NF signál se odebrá z vývodu č. 14, který je výstupem emitorového sledovače a přes dolní propust RC dále na vstup nf zesilovače. Dolní propust je hlavním členem deemfáze, která upravuje průběh nf signálu omezením vyšších kmitočtů a tím zlepšuje odstup signálu od šumu. (Ve vysílači se používá tzv. preemfáze, kdy vyšší nf kmitočty jsou v modulátoru záměrně zvednuty.)

Teoretický rozbor funkce koincidenčního detektoru je poměrně složitý a je podrobně zpracován v lit. [10].

Při stavbě mf zesilovače s detektorem je třeba zachovat některé zásady, aby byla zajištěna stabilní funkce obvodu. Doporučujeme použití oboustranně plátované desky na plošné spoje. Horní strana tvoří zemnicí plochu. Příklady blokových kondenzátorů zkracujeme na

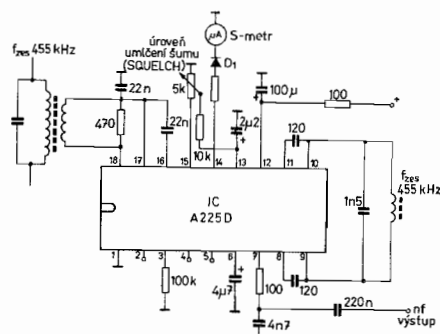
nejnutnější míru. Vstup mf zesilovače musí být napájen ze zdroje o nízké impedanci (odbočka na cívice laděného obvodu) nebo musí být ke vstupu připojen odpor s hodnotou nejvýše 100 ohmů.

Nastavení koincidenčního detektoru spočívá pouze v přesném naladění fázovacího členu LC na střední kmitočet mf signálu.

Na vývodu č. 14 je možné snímat demodulační křivku, která má stejný průběh jako na obr. 1.38. Hodnota stejnosměrného napětí odpovídající střednímu mf kmitočtu však není nulová, ale je v okolí 5,5 V (při napájecím napětí 12 V). Měřidlo pro kontrolu vyladění se proto musí připojit mezi vývod č. 14 a odporový dělič (symetrizace MAA 661 balančním napětím na vývod č. 12).

Připojení jednotky pro příjem KM signálů do přijímače závisí na celkové koncepci. Při návrhu je třeba brát v úvahu, že potřebná šířka pásma pro KM je alespoň 12 až 16 kHz a není možné připojit detektor za filtrem pro SSB. Nejlepších výsledků se dosahuje převodem na nízký mf kmitočet, a to pomocí dalšího směšovače. Mezi druhý směšovač a vstup MAA 661 se může zařadit soustředěná selektivita z několika laděných LC obvodů v okolí kmitočtu 450 kHz, s požadovanou šíří pásma pro KM. Vstup druhého směšovače se volně naváže na mf zesilovač před obvodem hlavní selektivity pro SSB. Přepínání druhu provozu je snadné přepínáním napájecího napětí a výstupů nf signálů.

Na obr. 1.40 je zapojení mf zesilovače s koincidenčním demodulátorem, ve kterém je využito vynikajícího IO A 225D, vyráběného v NDR. Tento obvod je přibližným ekvivalentem velmi rozšířeného obvodu firmy RCA s typovým označením CA 3089E a přímým ekvi-



Obr. 1.40. Mf zesilovač a demodulátor KM s A 225 D

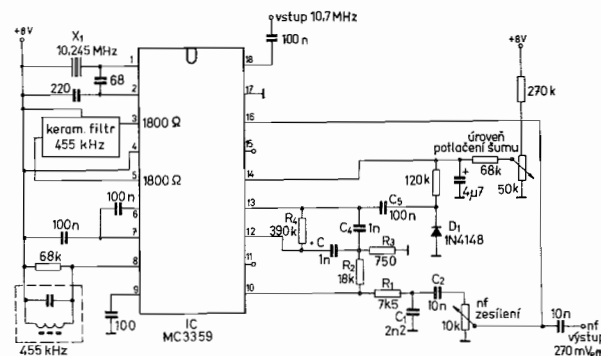
valentem TDA 1047. Stejnoseměrně vázaný, osmistupňový diferenční zesilovač pracuje od 0 do 15 MHz. Vstupní citlivost pro plné omezení signálu je 40 μ V. IO pracuje v rozmezí napájecího napětí od 4 do 18 V, takže může být využit i v přenosných zařízeních.

V IO jsou obsaženy také pomocné funkce, které se obvykle zapojují samostatně. Na vývodu č. 15 je vyvedeno řídicí napětí pro umlčovač šumu (squelch), které je závislé jak na síle přijímaného signálu, tak na velikosti rozladění od přijímaného kmitočtu. Odpovídající úroveň tohoto napětí se přivádí přes potenciometr, vyvedený na ovládací panel, na vstup spínacích obvodů (vývod č. 13). Na vývodu č. 14 je stejnosměrné napětí, závislé na síle přijímaného signálu. Připojením měřidla je možné získat měřič síly pole (S-metr) v rozsahu čtyř dekád vstupního napětí. Při nulovém vstupním napětí zůstává na vývodu č. 14 zbytkové stejnosměrné napětí, které se potlačí diodou D_1 mezi výstupem a připojeným měřidlem.

Naladění demodulátoru je snadné: laděný obvod fázovacího článku se naladí do rezonance na střední kmitočet mf signálu.

Vhodnost demodulace KM s malým zdvihem na nízkých kmitočtech byla zdůrazněna již dříve. Integrovaný obvod firmy Motorola MC 3359 umožňuje převod na nízký mf kmitočet s nejmenšími nároky na rozměry a spotřebu proudu. Obvod pracuje již při napájecím napětí 6 V a odběru proudu 3 mA, takže je vhodný i pro přenosná zařízení. Vstupní citlivost pro plné omezení signálu je 3 μ V a výstupní nf napětí 270 mV.

Zapojení s obvodem MC 3359 je na obr. 1.41. Obvod obsahuje dvo-



Obr. 1.41. Sdružený obvod s demodulátorem KM MC 3359

jitě vyvážený směšovač, oscilátor, mf zesilovač, kvadrurní demodulátor, výstupní emitorový sledovač a obvody pro potlačení šumu. Zapojení vyžaduje poměrně malý počet diskretních součástek.

Vstupní signál (1. mf kmitočet např. 10,7 MHz) přichází na vstup směšovače na vývod č. 18. Krystalový oscilátor je vyveden na vývody č. 1 a 2. Mezi výstup směšovače (č. 3) a vstup mf zesilovače je zařazen filtr laděný na kmitočet 2. mf. Fázovací článek demodulátoru se připojuje k vývodu č. 8.

Nf výstup demodulovaného signálu je na vývodu č. 10. Přes dolní propust deemfáze R_1C_1 a oddělovací kapacitu C_2 přichází na potenciometr pro řízení hlasitosti. Z vývodu č. 10 jde nf signál přes oddělovací odpor R_2 na invertující operační zesilovač, který spolu s R_3 , R_4 , C_3 a C_4 tvoří aktivní pásmovou propust okolo kmitočtu 6 kHz. Jákýkoliv šumový nebo tónový kmitočet nad normálním nf rozsahem (tj. nad 3 kHz) je pásmovou propustí vybrán, zesílen a diodou D_1 usměrněn. Stejnsměrné napětí se přivádí na vstup zesilovače pro potlačení šumu (squelch). Na stejný vstup je přivedeno nastavitelné stejnsměrné napětí z potenciometru, takže je možné nastavit úroveň, od které má umlčovač šumu pracovat. Výstup umlčovače šumu je na vývodu č. 16 a je spojen s nf výstupem. Pracuje jako spínač s dvěma stavy.

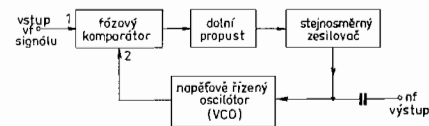
Na vývodu č. 11 je stejnsměrné napětí určené k automatickému doladění kmitočtu. Protože v uvedeném zapojení je použito v oscilátoru krystalového výbrusu, není automatické doladění kmitočtu potřebné. V tomto případě je možné spojit vývod č. 11 se zemí nebo vývodem č. 9. Výstupní nf napětí je pak dvojnásobné.

Na vývodu č. 15 je napětí, které, jestliže je přivedeno do oscilátoru řízeného fázovým závěsem (PLL), umožňuje plynulé proladění sledovaného rozsahu přijímače.

Méně obvyklým demodulátorem KM je zapojení, které využívá principu fázového závěsu. Jeho obvody jsou značně složité a realizace s diskretními součástkami by byla rozměrná. Technika integrovaných obvodů umožnila soustředit všechny části do jednoho pouzdra. Výhodou tohoto zapojení je, že nepotřebuje žádné laděné LC obvody.

Nejprve se seznámíme se základním principem fázově řízeného oscilátoru, jehož skupinové schéma je na obr. 1.42.

Předpokládejme, že na jeden vstup fázového komparátoru přivede-

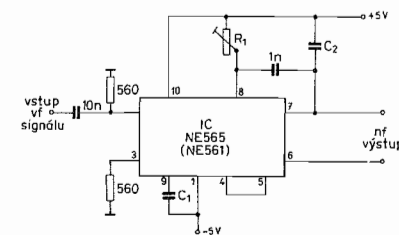


Obr. 1.42. Demodulátor km signálů na principu fázového závěsu – skupinové schéma

me mf signál nemodulované nosné vlny. Do druhého vstupu přivedeme signál z napěťově řízeného oscilátoru (VCO), který kmitá na kmitočtu mf signálu. Pokud budou oba kmitočty přesně shodné, bude na výstupu komparátoru střední hodnota napětí odpovídající shodnosti kmitočtů. Toto napětí se přivádí, přes dolní propust a stejnsměrný zesilovač, zpět do oscilátoru na kapacitní diodu (nebo jiný prvek, který má vliv na kmitočet oscilátoru a může se ovládat změnou napětí na něj přivedeného). Změní-li se kmitočet na prvním vstupu komparátoru a tím se poruší shodnost s kmitočtem oscilátoru, dojde na výstupu komparátoru ke změně výstupního napětí a tím i ke změně napětí přivedeného k řízení oscilátoru. Toto tzv. chybové napětí působí na oscilátor v takovém smyslu, aby oscilátor doladil kmitočet na kmitočet vstupního signálu. Princip je obdobný automatickému doladění kmitočtu, jak je známe z rozhlasových přijímačů pro VKV.

Jestliže nosná vlna bude kmitočtově modulována, dojde k rychlým změnám kmitočtu v soulase s modulací. Systém fázového závěsu bude mít snahu tyto změny kmitočtu vyrovnávat a chybové napětí bude věrným obrazem modulace. Kondenzátorem se oddělí stejnsměrná složka a nf napětí se odvede k dalšímu zpracování v nf zesilovači.

Praktické zapojení s IO 565 je na obr. 1.43. V jednom pouzře IO



Obr. 1.43. Zapojení A IO NE 565

jsou prakticky všechny části systému fázového závěsu, jak byly uvedeny u skupinového schématu. Kmitočet napěťově řízeného oscilátoru (VCO) je určen odporem R_1 a kapacitou C_1 . S jednou hodnotou kapacity je možné obsáhnout kmitočty v poměru 1:10, takže v praktickém provedení bude výhodnější rozdělit odpor na dvě části, na odpor pevný a proměnný. Kapacita C_2 je součástí dolní propusti. Nf výstup je možné využít na vývodech 6 nebo 7.

Integrovaný obvod NE 565 má mezní kmitočet 500 kHz, při kmitočtech vyšších (do 30 MHz) je možné použít obvod NE 561.

Mezi hlavní výhody demodulátoru PLL počítáme zlepšení odstupu signálu od šumu a prakticky obdélníkovou propustnou charakteristiku. Budou-li na kmitočtu pracovat dvě stanice, obvod vybere tu, která dává alespoň o 1 dB větší napětí a druhou beze zbytku potlačí.

Vstupní laděné obvody a vazby s anténou

Přijímač tvoří kompletní přijímací soustavu teprve ve spojení s anténou. Na anténu dopadají z prostoru signály v širokém rozsahu kmitočtů, od dlouhých vln až po VKV. Laděná anténa sice potlačí část signálů, přesto se však na vstup přijímače dostanou signály ze značného úseku kmitočtového spektra. Při použití dlouhodráťových antén dosahují úrovně signálů rozhlasových stanic pracujících v rozsahu krátkých vln značných hodnot.

Úkolem přijímače je vybrat a zpracovat pouze takovou stanici, o kterou máme zájem a ostatní pokud možno úplně potlačit. Přenos informace (modulace) vyžaduje určitou nutnou šíři pásma přijímače, aby žádaná informace mohla být zpracována. Šíře pásma závisí na druhu provozu a má být při použití kmitočtové modulace s malým zdvihem alespoň 12 až 15 kHz, amplitudové modulace 5 kHz, SSB 2,1 až 2,4 kHz a telegrafie 200 až 500 Hz.

Přijímače jsou obvykle stavěny pro více amatérských pásem v celém rozsahu krátkých vln. Není proto možné zajistit stálou šíři pásma s ohledem na použitý druh provozu. Konečně šíře pásma přijímače se dosahuje až v obvodech hlavní selektivity v mf zesilovači.

Na vstup přijímače se zařazují laděné obvody, jejichž úkolem je vybrat z přijímaného spektra kmitočtů signály v rozsahu přijímaného pásma a ostatní účinně potlačit. Laděným obvodům, zařazeným před

první směšovač, se říká preselekční, protože zajišťují první výběr přijímaných kmitočtů. Na jejich kvalitě závisí potlačení zrcadlových kmitočtů (viz část o selektivitě).

Vstupní obvody jsou nejčastěji řešeny jako paralelní laděné obvody sestavené z indukčnosti a kapacity. Šíře přenášeného pásma závisí na činiteli jakosti obvodu LC. Za předpokladu, že v obvodu je použit kvalitní kondenzátor (vzduchový, slídový, styroflexový), je šíře pásma dána činitelem jakosti Q použité indukčnosti podle vzorce:

$$B = \frac{f}{Q}, \quad (6)$$

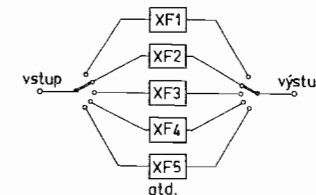
kde B = šíře pásma pro pokles 3 dB (kHz),

f = rezonanční kmitočet (kHz),

Q = činitel jakosti použité indukčnosti.

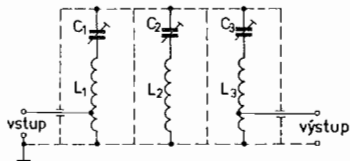
Výpočtem zjistíme, že obvod s $Q = 100$ bude na kmitočtu 3,5 MHz široký 35 kHz, ale na kmitočtu 28 MHz již 280 kHz. V praktickém zapojení však bude výsledek ještě nepříznivější, protože laděný obvod bude v přijímači zatížen připojenou anténou a na výstupu vstupním odporem následujícího aktivního prvku. Řazením několika laděných obvodů za sebou je možné celkovou selektivitu zlepšit, avšak za cenu vyššího útlumu procházejícího signálu.

Ze vzorce (6) vyplývá, že podstatného snížení šíře pásma je možné dosáhnout pouze výrazným zvýšením činitele jakosti obvodu. Nejvyššího Q dosahují krystalové výbrusy. Sestavené krystalové filtry umožňují zúžit šíři pásma na hodnotu potřebnou pro přenos informace vzhledem k druhu provozu. Nejlepším řešením by bylo použití samostatných krystalových filtrů pro každý přijímaný kmitočet. Tohoto způsobu se používá v profesionálním provozu pro spojení se stabilní stanicí. V amatérské praxi však používáme mnoha kmitočtů na různých pásmech a podobné řešení by bylo ekonomicky neúnosné. Přesto byl již postaven přijímač, kde pásmo 14 kHz bylo rozděleno na 11 úseků, překrytých přepínanými filtry se šíří pásma 33 kHz (viz obr. 1.44a).



Obr. 1.44a. Vstupní obvod s krystalovými filtry

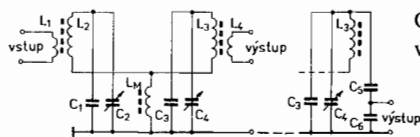
Vysokého činitele jakosti Q dosahují filtry helikal. Pracují na principu dutinových rezonátorů s nízkou impedancí a v krátkovlnném pásmu dosahují činitele $Q \cong 1\,000$, tj. šíře pásma 1 kHz na každý 1 MHz. Dva nebo tři rezonátory helikal se spojují v pásmové propusti s velmi volnou vzájemnou vazbou a tak se dosahuje velmi malé šíře pásma a vysokého stupně potlačení nežádoucích kmitočtů. Tyto filtry jsou však vhodné pro pevně nastavené kmitočty, protože se dají obtížně přeladovat. Jejich rozměry jsou značné na kmitočtech kv rozsahu (pásmová propust se třemi sekcemi laděná na 21 MHz má rozměry $27 \times 13 \times 9$ cm), avšak nalézají uplatnění na kmitočtech VKV. Schematické znázornění obvodů helikal je na obr. 1.44b. Konstrukční návod s nomogramem byl uveřejněn v lit. [14] a [15].



Obr. 1.44b. Vstupní obvod helikal

Ve většině případů je třeba vstupní obvody přeladovat v širším kmitočtovém rozsahu, nejčastěji v rozsahu amatérského pásma. Převážně se používá obvodů z indukčností a kapacit, kde ladění zajišťuje proměnná indukčnost nebo ladicí kondenzátor. Obvody mohou být jednoduché nebo zapojené jako pásmové propusti. Vícenásobné pásmové propusti dosahují vyšší selektivity, ale vyznačují se vyšším vložným útlumem v propustném pásmu.

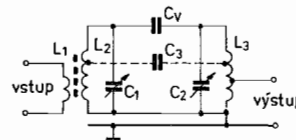
Na dalších obrázcích je několik ukávek používaných zapojení pásmových propustí. Obr. 1.44c znázorňuje propust s vazbou na společné indukčnosti L_M . Hlavní indukčnosti obvodu L_2 a L_3 musí být ve stí-



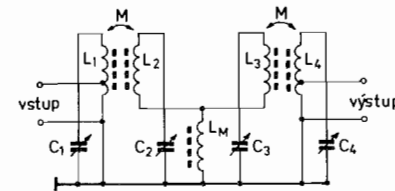
Obr. 1.44c. Pásmová propust s vazbou vzájemnou indukčností

nicím krytu, aby nedocházelo k vazbě vzájemnou indukčností nebo

kapacitou. Velikost vazební indukčnosti je malá, přibližně $1/50$ až $1/100$ hodnoty hlavní indukčnosti obvodu. Přesné nastavení vazby je velmi citlivé. Pásmová propust je laděna dvojitým kondenzátorem v souběhu. Na obr. 1.44d je pásmová propust s kapacitní vazbou. Velikost vazební kapacity C_V závisí na hodnotách kapacit obvodu a bývá velmi malá. Její realizace může být obtížná a proto je výhodnější vazební kapacitu připojit na odbočky cívek. Potřebná kapacita pak vychází ve vyšších hodnotách, takže realizace a přesné nastavení vazby je snadnější. Připojením na poloviční počet závitů bude potřebná kapacita čtyřnásobně vyšší, než by pro stejný stupeň vazby vycházela hodnota kapacity připojené na plné vinutí.



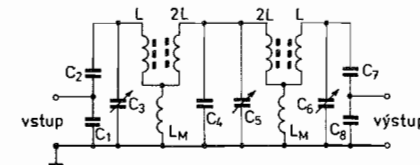
Obr. 1.44d. Pásmová propust s kapacitní vazbou



Obr. 1.44e. Dvojitá pásmová propust s kapacitní vazbou

Složitější propust je na obr. 1.44e. Představuje dvojitou pásmovou propust se čtyřmi laděnými obvody. Obě propusti používají vazby vzájemnou indukčností a mezi sebou jsou vázány společnou indukčností. Propust vyžaduje čtyřnásobný ladicí kondenzátor.

Na obr. 1.44f je Cohnův filtr. K ladění vyžaduje trojitý ladicí kondenzátor. Pásmové propusti mají rozdílné hodnoty indukčnosti a vazba je provedena společnou indukčností L_M . Tento typ filtru dosahuje nejlepšího potlačení v nepropustném pásmu při malém vložném útlumu v propustném pásmu.



Obr. 1.44f. Cohnův filtr

Laděné propusti se zařazují mezi anténu a směšovač, pokud je prv-

ním aktivním obvodem. V případě použití vf zesilovače se takové filtry zařazují na vstup i výstup vf zesilovače. Použití složitých filtrů vyžaduje ladění mnohonásobným ladicím kondenzátorem.

Selektivita laděných obvodů je závislá na činiteli jakosti Q použité indukčnosti. Běžné válcové cívky s doladovacím jádrem dosahují na kmitočtech krátkovlnného rozsahu Q s průměrnou hodnotou 80 až 100. Hodnota Q se však dále snižuje vlivem zatížení anténou a následujícím aktivním obvodem. Na snížení jakosti působí stínící kryty (pokud nejsou mimořádně velké vzhledem k rozměrům cívky) a u nestíněných obvodů dochází ke snížení jakosti působením okolních kovových součástí. Zachování vysoké jakosti cívek klade neúnosné požadavky na prostorové rozložení obvodů.

Vývoj a výroba uzavřených kruhových jader (toroidů) z železových nebo feritových materiálů umožňuje konstrukci velmi kvalitních obvodů. S toroidy čs. výroby je možné dosáhnout činitele jakosti 150 až 230. Vhodné toroidy pro krátkovlnná pásma jsou:

Materiál	Barva	Permeabilita	Pásmo
N 1	žlutá	120	1,8 MHz
N 05	tmavě modrá	50	1,8 a 3,5 MHz
N 02	zeleň hrášková	20	7–14–21–28 MHz
N 01	červená	8	28 MHz (21 MHz)

Rozptylová pole toroidních vinutí jsou velmi malá. Nedochozí ke vzájemným induktivním vazbám mezi vstupními a výstupními obvody. Vliv blízkých kovových součástí na jakost obvodu je podstatně menší než u válcových cívek a tak je možná těsnější montáž.

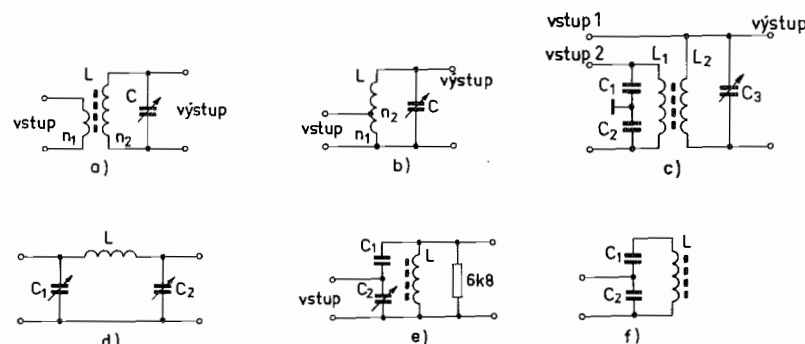
Nevýhodou toroidů z feritových materiálů je tepelná závislost. Na hodnotu nastavené indukčnosti má vliv rozptylové pole z magnetů (reproduktor) a průchod stejnosměrného proudu procházejícího vinutím. Je-li například obvod zapojen do kolektorového obvodu zesilovacího stupně řízeného AVC, dochází při změnách kolektorového proudu k magnetické hysterezi a tím i ke zkreslení signálu (vznik IM produktů). Může se tomu zabránit stejnosměrným napájením kolektorového obvodu přes vf tlumivku a připojením toroidního obvodu přes oddělovací kapacitu.

Toroidní vinutí neumožňuje doladování, jako je tomu u válcových cívek s jádrem. Změny indukčnosti je možné sice dosáhnout stlačováním nebo roztahováním závitů, avšak jen v malém rozmezí. Praktičtější je nastavení indukčnosti pomocí měřiče na stejnou hodnotu a proměnnou kapacitou pouze vyrovnávat parazitní kapacity do souběhu.

Vazba vzájemnou indukčností není možná. Vazba společnou indukčností je teoreticky možná, avšak hodnoty vazebních indukčností vycházejí velmi malé a pro přesné nastavení vazby jsou obtížně realizovatelné. Nejsnáze se nastavuje kapacitní vazba připojením vazební kapacity na odbočky cívky.

Vazba antény na vstupní obvod

Pro optimální přenos energie přijímaného signálu z antény do vstupního obvodu je správné přizpůsobení velmi důležité. Několik používaných způsobů vazby je na obr. 1.45.



Obr. 1.45. Vazba antény se vstupním obvodem

Obr. 1.45a znázorňuje vazbu pomocí vazebního vinutí. Vinutí bývá umístěno na studeném konci obvodové indukčnosti a tvoří ho několik závitů. Poměr počtu závitů mezi obvodovou indukčností a vazebním vinutím závisí na žádaném transformačním poměru. Laděný obvod přesně v rezonanci má charakter činného odporu. Jeho velikost je dána hodnotou induktivního odporu X_L použité indukčnosti a hodnotou

činitele jakosti Q cívky (kapacitní odpor X_c kondenzátoru je při rezonanci shodný a oba jsou závislé na kmitočtu). Rezonanční odpor obvodu nazýváme dynamickým odporem obvodu R_d a k němu počítáme transformaci vazebního vinutí. Poměr počtu závitů $n_2 : n_1$ bude:

$$p = \sqrt{\frac{R_d}{R_a}}, \quad (7)$$

kde R_a je žádaný odpor anténního vinutí.

V praxi bude hodnota R_d vždy nižší než vypočítaná, protože obvod bude ještě zatížen připojeným obvodem nebo vstupním odporem zesilovače či směšovače.

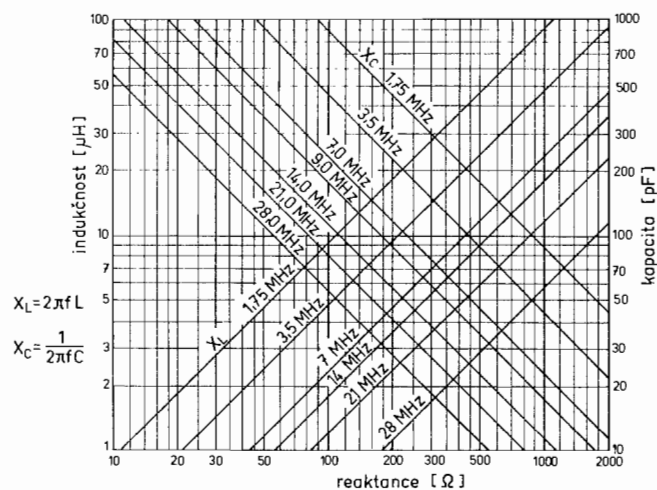
Velikost R_d nezatíženého obvodu je:

$$R_d = X_L \cdot Q, \quad (8)$$

kde X_L = induktivní reaktance při rezonanci,

Q = činitel jakosti použité indukčnosti.

Hodnoty kapacitní a induktivní reaktance pro kmitočty krátkovlnných amatérských pásem a pro často používaný kmitočet mf 9 MHz jsou na obr. 1.46.



Obr. 1.46. Graf hodnot X_L a X_C

Výpočtem si můžeme snadno ověřit, že u obvodů s vysokým činitelem jakosti Q je transformační poměr velký. Anténní vinutí o nízké

impedanci (obvykle 50 nebo 75 ohmů) mívá malý počet závitů. U obvodů s toroidy často postačí silnější vodič procházející středem a uzemněný.

Uvedený postup výpočtu platí pro výkonové přizpůsobení (maximální přenos energie). Optimální přizpůsobení z hlediska šumu vyžaduje těsnější vazbu mezi vinutími; šumové přizpůsobení je důležité na kmitočtech VKV.

Na obr. 1.45b je znázorněna vazba pomocí odbočky na vinutí. Tento způsob, obvyklý u obvodů na VKV, je vhodný u vinutí vinutých silnějším vodičem a s malým počtem závitů. Na nižších kmitočtech KV rozsahu je optimální vyhledání odbočky obtížnější.

Na obr. 1.45c je dvojí provedení vazby. Kapacitní vazba pomocí kondenzátoru C se používá ve spojení přijímače s náhradkovými anténami o malé délce nebo s prutovými anténami používanými u mobilních zařízení. Velikost vazby není konstantní v celém rozsahu ladění. Nastavuje se při kondenzátoru naladěném v polovině rozsahu.

Druhý způsob vazby je induktivní, určený pro symetrické napáječe. Pomocí kapacitního trimru C_2 se nastaví symetrie.

Méně obvyklé provedení vazby pomocí π -článku je na obr. 1.45d. Častěji se používá v rozsahu VKV. Praktické využití na KV usnadní přizpůsobení antény ke vstupu zesilovače hlavně v případech, kdy jsou vstupní i výstupní impedance nízkoohmové.

Zajímavé provedení vazby pomocí proměnného kapacitního děliče je na obr. 1.45e. Proměnný kondenzátor s kapacitou 5 až 100 pF dovoluje přizpůsobit libovolnou anténu s impedancí 50 až 300 ohmů. Nevýhodou je nutnost nízkého paralelního odporu, který částečně zhoršuje selektivitu obvodu.

Vazba pomocí kapacitního děliče (obr. 1.45f) je velmi rozšířená. Tento způsob vazby umožňuje daleko přesnější přizpůsobení, protože se snadněji mění hodnota kapacit než počty závitů a velikost vazby při induktivní vazbě.

Velikost odporu na odbočce mezi kondenzátory C_1 a C_2 je dána vztahem

$$R_{odb} = \frac{Q \cdot X_L}{(C_2 \cdot C_1^{-1} + 1)^2}, \quad (9)$$

kde Q = činitel jakosti cívky,

X_L = induktivní reaktance (viz graf na obr. 1.46),

C_1, C_2 = kapacity děliče v pF.

Součín QX_L je dynamický odpor obvodu R_d , k jehož hodnotě je transformační poměr vztažen.

Při praktickém návrhu budeme znát hodnotu žádaného odporu na odbočce (impedanci anténního vstupu přijímače). Poměr kapacit děliče zjistíme podle vztahu

$$\frac{C_2}{C_1} = \sqrt{\frac{QX_L}{R_{odb}}} - 1, \quad (10)$$

kde R_{odb} = žádaný odpor na děliči v ohmech.

Postup výpočtu lépe osvětlí *příklad*:

Laděný obvod na 14 MHz s indukčností $3 \mu\text{H}$ ($Q = 150$) chceme přizpůsobit k anténě o impedanci 75 ohmů . Z grafu na obr. 1.46 zjistíme hodnotu X_L pro indukčnost $3 \mu\text{H}$ a 14 MHz , která je 270 ohmů . Poměr kapacit děliče vypočítáme podle vzorce (10):

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

Kapacita C_2 bude 22krát větší než C_1 .

Potřebnou obvodovou kapacitu pro rezonanci na 14 MHz odečteme z obr. 1.46. Víme, že při rezonanci je X_C rovno X_L a tak pro $X_L = 270 \Omega$ najdeme kapacitu se stejnou hodnotou reaktance; v našem případě to je 44 pF . Při tak velkém poměru kapacit bude $C_1 \cong 44 \cdot 22 = 968 \text{ pF}$ a jejich sériové zapojení příliš neovlivní výslednou kapacitu. Použijeme proto jako C_1 hodnotu z vyráběné řady 47 pF a jako C_2 hodnotu 820 pF . Výpočet pro běžnou praxi vyhovuje. Přesného přizpůsobení bychom dosáhli jedině měřením pomocí admitančního můstku. V případě laděných obvodů proměnnou kapacitou volíme za C_1 střední kapacitu ladícího kondenzátoru. Na krajích rozsahu dojde k částečnému nepřizpůsobení.

Uvedené způsoby vazby s anténou můžeme použít i na výstupu pásmové propusti, při zapojení propusti ke vstupu vř zesilovače nebo směšovače. Použijeme takovou vazbu, která zaručí optimální přizpůsobení s ohledem na vstupní impedanci následujícího stupně.

Širokopásmové vstupní obvody

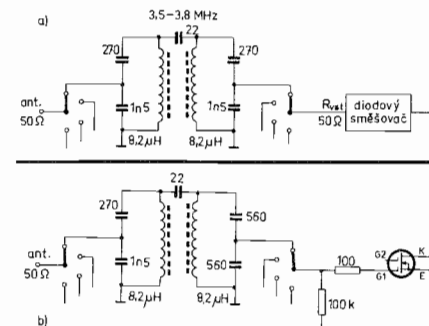
Vstupní laděné obvody bývají nejčastěji řešeny tak, že jejich cha-

akteristika v propustném pásmu má jediný vrchol na rezonančním kmitočtu. Pásmové propusti jsou nastaveny na kritickou nebo mírně podkritickou vazbu. Během ladění přijímače musí být vstupní obvody laděny v souběhu s oscilátorovým obvodem, aby byl zajištěn maximální přenos signálu. U přijímačů určených k příjmu stanic v úzkém rozsahu amatérského pásma bývá často vyvedeno ovládání doladovacího prvku na panel. Při větší změně kmitočtu oscilátoru je nutné doladování na maximum příjmu. Takto řešené vstupní obvody zajišťují nejlepší selektivitu vř signálů. Z konstrukčního hlediska však nutnost přesného naladění všech obvodů do souběhu vyžaduje náročnější provedení indukčnosti, zvláště při přepínání na více pásem. Získání vícenásobného ladícího kondenzátoru o žádané kapacitě není také snadné.

V moderně řešených přijímačích, které používají první aktivní prvek s vysokou linearitou a malým zesilením, se používá vstupních laděných obvodů s větší šíří pásma. Pásmové propusti jsou naladěny tak, že jejich přenosová charakteristika je rovná přes celé amatérské pásmo, takže není nutné doladování během změny přijímaného kmitočtu (viz obr. 1.9c).

Zapojení propusti je na obr. 1.47. Laděné obvody jsou kapacitně vázány pro mírně nadkritickou vazbu. Na nižších kmitočtech krátkovlnného rozsahu (pásma $1,8$ a $3,5 \text{ MHz}$) je nutné použít indukčnosti s nižší hodnotou činitele jakosti, případně paralelně připojených tlumicích odporů. S obvody o vysokém Q není možné dosáhnout rovnoměrného zesílení v celém pásmu. Na vyšších kmitočtech je výhodnější použít vazby vzájemnou indukčností.

Na obr. 1.47a je pásmová propust s kapacitním děličem na vstupu



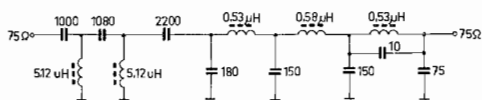
Obr. 1.47. Pevně laděné pásmové propusti

i výstupu. Nízkoohmový výstup je určen k připojení dvojité vyváženého směšovače s diodami nebo tzv. ultralinearního vf zesilovače s nízkou vstupní impedancí. Nízkoohmové vstupy a výstupy zjednoduší přepínání propustí při změně přijímaného pásma bez nebezpečí nežádoucích vazeb.

Na obr. 1.47b je varianta zapojení, kdy za propustí následuje stupeň s vysokou vstupní impedancí. Vzhledem k velmi vysoké vstupní impedanci hradlového fetu nebo dvoubázového mosfetu by bylo možné připojit vstup zesilovače nebo směšovače přímo na živý konec laděného obvodu. Toto řešení je možné u jednopásmových přijímačů. Přepínání pro více pásem však přináší riziko nestability. Dalším důvodem připojení vstupu na kapacitní dělič je omezení zesílení vf zesilovače. Připojením vstupu zesilovače na živý konec obvodu by bylo zesílení zbytečně vysoké a příčinou zhoršení odolnosti proti přetížení.

V přijímačích typu up-konvertor se používá jiného řešení vstupních obvodů. V těchto přijímačích bývá na prvním aktivním stupni použito dvojité vyváženého směšovače s diodami s mimořádně vysokou odolností proti přetížení. Mf kmitočet je volen na kmitočtech 40 až 100 MHz a oscilátor pracuje nad kmitočtem mf. Zrcadlové kmitočty spadají do rozsahu VKV. Všechny dosud vyráběné přijímače typu up-konvertor jsou řešeny jako komunikační, s možností příjmu v rozsahu 10 kHz až 30 MHz (profesionální) a 1,5 MHz až 30 MHz (pro amatérskou službu).

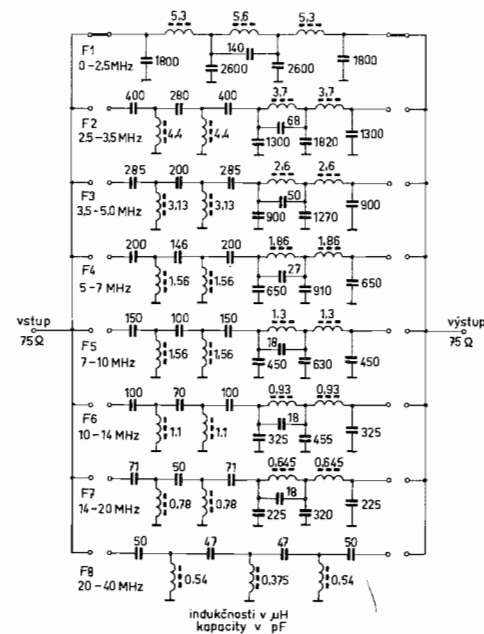
Z hlediska účinného potlačení zrcadlových kmitočtů postačuje zařadit na vstup mezi anténu a směšovač pouze dolní propust 0 až 30 MHz nebo pásmovou propust 1,5 až 30 MHz (potlačení možnosti rušení středovlnnými rozhlasovými stanicemi). Zapojení pásmové propustí je na obr. 1.48.



Obr. 1.48. Pásmová propust 1,7 až 32 MHz

Širokopásmová propust, jako jediný vstupní obvod, vyhovuje pouze v případech, kdy k přijímači je připojena anténa laděná pro příjí-

maný kmitočtový rozsah. V praxi se však často používají antény širokopásmové, jako W3DZZ, G5RV, delta, dipóly nebo dokonce dlouhohrátkové antény. Na vstup přijímače se tak dostává mnoho velice silných signálů z krátkovlnných rozhlasových pásem, které dávají předpoklad vzniku intermodulačního zkreslení sudých i lichých řádů (slabé rozhlasové stanice v pásmech 21 a 28 MHz v podvečerních hodinách). Na vstup přijímače se proto zařazují další širokopásmové propustí. Pásmová propust 1,5 až 30 MHz zůstává připojena trvale. Krátkovlnný rozsah je rozdělen na 8 částí kmitočtového spektra a pro každou část se připojuje pásmová propust (kombinace horní a dolní propustí). Jsou to tzv. půloktávové filtry, kde okrajové kmitočty jsou násobkem (nebo podílem) $\sqrt{2}$. Znamená to, že horní dělicí kmitočet je 1,4krát vyšší než kmitočet dolní. Zapojení těchto filtrů je na obr. 1.49.

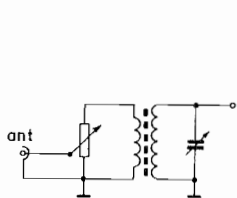


Obr. 1.49. Půloktávové filtry

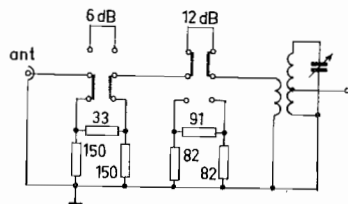
Vstupní útlumové články

Přijímače s nižší odolností proti přetížení silnými vstupními signály vyžadují možnost řízení vstupního výkonu signálu ještě před příchodem na vstup prvního aktivního prvku. Mezi anténní vstup a vstupní laděné obvody se proto zařazují útlumové články.

Nejjednodušší je zařadit mezi anténu a vstup přijímače proměnný odpor (potenciometr), jak je uvedeno na obr. 1.50. Tento způsob, zdánlivě primitivní, je však velmi účinný. Vyžaduje ruční nastavení, nemá definovaný útlum a narušuje impedanční přizpůsobení antény ke vstupu přijímače. Přesto jeho použití ke stávajícímu přijímači často může odstranit problémy s nežádoucími produkty. Je třeba si uvědomit, že zeslabení žádaného signálu o 1 dB snižuje úroveň křížové modulace o 2 dB a intermodulační zkreslení o 3 dB.



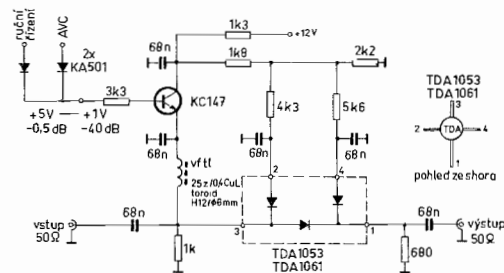
Obr. 1.50. Útlumový článek s potenciometrem



Obr. 1.51. Útlumový π -článek s odpory

Při stavbě nového přijímače je výhodnější použít kvalitnějšího útlumového článku. Na obr. 1.51 je zapojení stupňovitého atenuátoru s odpory zapojenými jako π -článek. Článek má definovanou impedanci i útlum. Zařazením prvního článku dojde k útlumu o 6 dB, druhého o 12 dB a obou o 18 dB. K přepínání jsou vhodné nezávislé přepínače typu Isostat. Výpočty článků pro jiné hodnoty útlumu jsou uvedeny v kapitole o měření.

Aktivní útlumový článek na obr. 1.52 využívá speciálních PIN diod. Tyto diody pracují jako proměnný odpor v závislosti na přivedeném stejnosměrném napětí. Bez nebezpečí vzniku intermodulačního zkreslení propustí 1 V vf napětí. Trojice diod v jednom pouzdře je



Obr. 1.52. Útlumový článek s diodami PIN

zapojena jako π -článek řízený zdrojem proudu pomocí tranzistoru. V zapojení je možné použít i jednotlivých diod, např. Valvo BA 379 nebo hp 5082–3081. Dosažitelný útlum je v rozmezí 0,5 dB až 40 dB i více. Stupeň útlumu je možné řídit ručně přivedením proměnného stejnosměrného napětí na bázi tranzistoru nebo řídicí tranzistor připojit k obvodům AVC. Při automatickém řízení se obvod nastavuje tak, aby začal tlumit při vstupním napětí 50 mV na anténních svorkách.

Vysokofrekvenční zesilovače

V současné době se při stavbě moderně řešeného přijímače využívá funkce vf zesilovače jen v nejnútnejší míře. Je to v souladu s podmínkou, aby mezi anténou a obvodem hlavní selektivity byl zařazen co nejmenší počet aktivních stupňů. Směšovač, za kterým následuje nízkofrekvenční mf zesilovač s dostatečným zesílením, dokáže zajistit požadované šumové číslo přijímače téměř v celém krátkovlnném rozsahu. Pouze na kmitočtech od 20 MHz výše bývá použití vf zesilovače odůvodněné.

V přijímačích, kde je na vstupu použito složitějších pásmových propustí k zajištění dostatečné vf selektivity, je třeba nahradit ztráty, ke kterým dochází následkem vloženého útlumu filtru. Připojení těchto obvodů přímo ke vstupu směšovače by degradovalo šumové číslo přijímače na neúnosnou míru.

Úkolem vf zesilovače je nahradit ztráty, ke kterým dochází průchodem přes laděné obvody a upravit šumové číslo přijímače na žádanou

hodnotu. O velikost zisku v zesilovači se snižuje dynamický rozsah směšovače, a proto je třeba nastavit zisk na nejnutnější míru, potřebnou k překrytí šumu směšovače. Je-li použit diodový směšovač, který má záporný zisk (ztrátu 6 až 8 dB), nahrazuje v zesilovači i jeho ztrátu. V běžné praxi je možné pokládat zisk v zesilovači 15 dB za vyhovující.

Jiná je situace u přijímačů jednoduššího provedení. V těchto přijímačích bývá mF zesilovač řešen s malým ziskem a potřebné zesílení se vyrovnává vyšším ziskem v zesilovači. Takové přijímače sice dosahují dobrých šumových vlastností, ale jejich odolnost proti přetížení bývá malá.

Vyšší nároky na zesílení a dobré šumové vlastnosti v zesilovači jsou kladeny na přijímače určené pro mobilní provoz, kde je třeba nahradit ztráty v anténě o malé mechanické délce (zkrácené antény). Podobná situace je při používání směrových rámových antén.

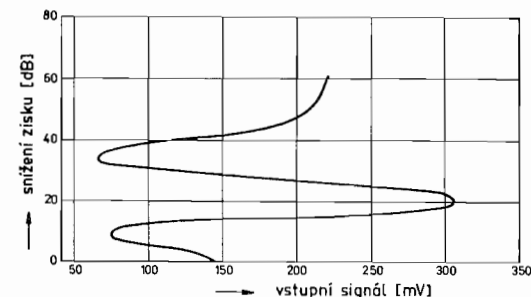
Při správné koncepci přijímače je nutné řešit odpojování v zesilovači a v praxi ho použít pouze v nutných případech.

V dalším textu budou popsány v zesilovači moderní koncepce, z nichž jsou některé použitelné nejen pro rozsah krátkých vln, ale mohou pracovat i v pásmu 144 MHz. Při výběru byl kladen důraz na vyhovující šumové vlastnosti a vysokou linearitu.

Požadované šumové vlastnosti jsou schopny zajistit prakticky všechny moderní polovodičové součástky, jak bipolární tranzistory, tak hradlové fety nebo dvoubázové mosfety. Z hlediska požadavků na linearitu je třeba vybírat polovodiče, které mohou pracovat při vyšším kolektorovém proudu. V některých zapojeních se využívá pro zajištění žádané linearitu i několikanásobných zpětných vazeb.

Při velkých nárocích na linearitu není vhodné zavádět do v zesilovači automatické řízení zisku (AVC). Každý aktivní polovodičový prvek vyžaduje optimální pracovní režim, při kterém je zaručena nejlepší linearita. Každé porušení pracovního bodu, především přechod ze třídy A směrem ke třídě C, má za následek zvýšení úrovně intermodulačního zkreslení. Na obr. 1.53 je zachycen vliv změny zisku dvoubázového mosfetu na vznik křížové modulace. Vidíme, že při plném zesílení vzniká KM při vstupním napětí 140 mV. Snižováním zisku o 5 dB již stačí ke vzniku KM pouhých 75 mV, ale při snížení o 20 dB jen

Obr. 1.53. Vliv změny pracovního bodu na vznik IM produktů

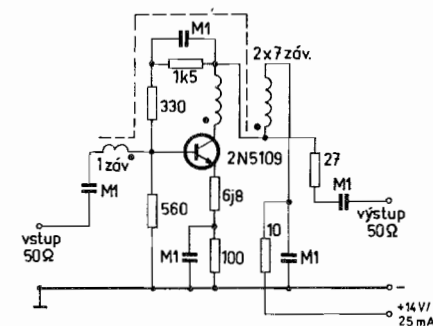


310 mV. Uvedená křivka platí pro typ 3N140, ale pro jiné aktivní prvky je podobná. Kvalitní v zesilovači má být nastaven do optimálního režimu a nemá být řízen obvodem AVC. Řízení zisku je výhodnější zajistit ještě před vstupem do zesilovače a jako nejvýhodnější se ukazuje způsob uvedený na obr. 1.52.

Zesilovače s bipolárními tranzistory, které se používaly v počátcích polovodičové techniky, jsou z hlediska současných požadavků nevyhovující. Dosahují sice velmi dobrých šumových vlastností, ale ke vzniku intermodulačního zkreslení dochází již při velmi malých vstupních napětích. Vzhledem k vysoké ekvivalentní strmosti s velkými mezelektrodoými kapacitami je obtížné udržet zesilovací stupeň stabilní.

Moderní v zesilovači, osazené bipolárními tranzistory, se řeší jako širokopásmové, s vysokým stupněm záporné zpětné vazby. Zesilovače jsou velmi lineární, ovšem za cenu menšího výkonového zesílení, které bývá v rozmezí 5 až 14 dB podle zapojení. Menší zesílení není na závadu, naopak je v souladu s požadavky na moderní v zesilovači.

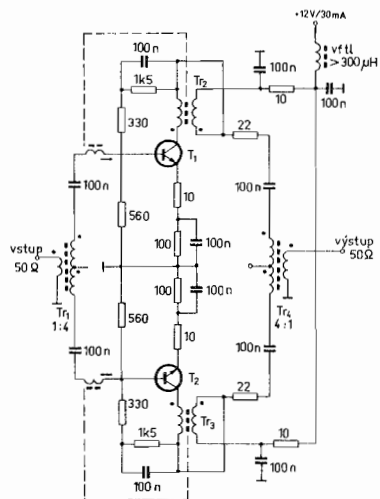
Na obr. 1.54 je zapojení širokopásmového, výkonového v zesilovači



Obr. 1.54. Výkonový širokopásmový v zesilovač

če, který používá trojnásobné zpětné vazby: na neblokovaném emitorovém odporu $6j8$, zpětnou vazbu z výstupu do báze přes odpor 330Ω a transformátorovou vazbu do báze. Širokopásmový transformátor je navinut na toroidním feritovém jádru o průměru 6 až 10 mm. Při použití feritového materiálu z hmoty H 11 je počet závitů 2×11 , mírně zkroucených a vinutých bifilárně. Na hmotě H 22 stačí navinout 2×7 závitů, průměr drátu 0,25 mm. Přenášený rozsah je od 0,5 do 50 MHz. Vinutí v bázi má 1 závit. Je třeba dodržet smysl vinutí: začátky jsou označeny tečkou. Odpor 27Ω upravuje výstupní odpor na 50Ω . Původní tranzistor 2N5109 je možné nahradit přibližným ekvivalentním KFW17. Tranzistor pracuje s kolektorovým proudem 25 mA a vyžaduje chladicí hvězdičky.

Lepších výsledků se dosahuje zapojením zesilovače v symetrickém provedení (obr. 1.55). Širokopásmové symetrikační transformátory Tr_1



Obr. 1.55. Širokopásmový symetrický zesilovač

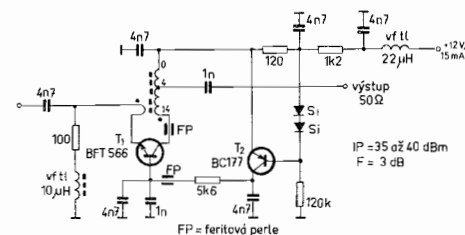
a Tr_4 jsou vinuty třemi vodiči zároveň. Začátek a konec dvou vinutí tvoří nepoužitý střed, třetí vinutí je vazební. Vhodný materiál a počty závitů jsou shodné s předchozím případem. Uvedený kolektorový proud 30 mA pro oba tranzistory platí pro tranzistory BFT 66. Při použití KFW 17 je vhodný celkový proud 50 mA.

Uvedená zapojení se vyznačují stabilní funkcí a rozložení součástí

na zapojovací desce není kritické. Návrh desky plošných spojů byl uveřejněn v lit. [16]. Symetrický zesilovač má tyto vlastnosti:

- šumové číslo $F_{dB} = 8 \text{ dB}$,
- výkonový zisk $= 11 \text{ dB}$,
- IP $= 21 \text{ dBm}$,
- potlačení produktů druhého řádu o 40 dB proti jednoduchému zapojení.

Zapojení zesilovače na obr. 1.56 bylo uvedeno v lit. [17] a vychází ze zapojení v [18]. Na rozdíl od zapojení zesilovače na obr. 1.54a a 1.55, kde výsledné šumové číslo je horší, než by odpovídalo použitému polovodiči, je u tohoto zesilovače využito tzv. bezšumové zpětné vazby. Zpětná vazba je jen jedna, a to z výstupního transformátoru do emitoru. Tranzistor pracuje v zapojení s uzemněnou bází. Pracovní bod je řízen zdrojem konstantního proudu (tranzistor T_2) a je stabilní v širokém teplotním rozmezí. Vstupní signál se přivádí přes zpětnovazební vinutí do emitoru. Širokopásmový transformátor, zapojený v kolektoru, je navinut na toroidu z hmoty H 22 o průměru 4 mm s vodičem o průměru 0,15 mm. Vinutí má 14 závitů od studeného konce. Zpětnovazební vinutí tvoří jeden závit. Smysl vinutí je v obrázku označen tečkou.

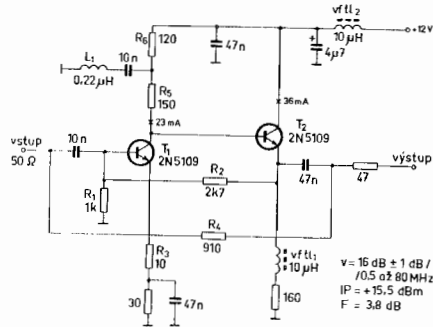


Obr. 1.56. Nízkošumový širokopásmový zesilovač

Zesilovač je velice širokopásmový. Pracuje v rozsahu od 1 MHz do 250 MHz a dává výborné výsledky i v pásmu 144 MHz. V některých publikacích [18] je, u zesilovačů používaných speciálně v pásmu 144 MHz, použito na širokopásmový transformátor dvouotvorového feritového jádra z hmoty N 01. S tranzistorem BFT 66 jsou autorem uváděny tyto vlastnosti: šumové číslo 3 dB (varianta pro 144 MHz

$F_{dB} = 1,3$ dB), IP větší než 30 dBm a zisk jednodupňového zesilovače 10 dB. Podrobná měření tohoto typu zesilovače vzhledem k použití na krátkých vlnách byla uveřejněna v lit. [19]. S tranzistory produkce NDR a Tesla bylo dosaženo obdobných výsledků. Šumové vlastnosti odpovídaly použitým tranzistorům (KF 173, KF 525, SF 245).

Zesilovač na obr. 1.57 používá dvou stupňů, z nichž první pracuje



Obr. 1.57. Širokopásmový zesilovač

jako zesilovač a druhý jako emitorový sledovač. Zatěžovací odpor v kolektoru T_1 je rozdělen na dvě části (R_5 , R_6). Mezi odpory je zařazena kompenzační indukčnost proti zemi. Jejím úkolem je vyrovnat zesílení na vyšších kmitočtech. Zesilovač používá stejnosměrné zpětné vazby (R_2 , R_1) a střídavé záporné zpětné vazby z výstupu na vstup, přes odpor R_4 . Oba tranzistory pracují s poměrně vysokým kolektorovým proudem. Zesílení zesilovače je 16 dB v rozsahu od 0,5 dB do 80 MHz při šumovém čísle 3,8 dB. Bod zahrazení IP je +15,5 dBm. V zesilovači je možné použít čs. tranzistory KFW 17.

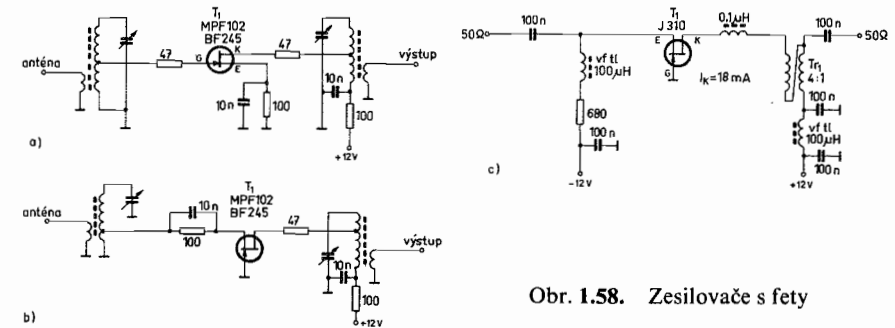
Vf zesilovače s hradlovými fety jsou velmi rozšířené. Jejich kvadratická, převodová charakteristika dává předpoklady dobré linearity. Vzhledem k laděným zesilovačům s bipolárními tranzistory představují výrazné zlepšení. Mezi vhodné vlastnosti počítáme velmi nízký šum s vysokou vstupní impedancí. Nevýhodou je značná průchozí kapacita, která bývá příčinou nestability. Zapojují se jako zesilovače s uzemněným emitorem nebo s uzemněnou bází. Kombinace obou za-

pojení do kaskody ztratila své uplatnění příchodem dvoubázových mosfetů.

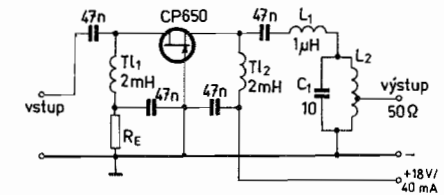
Na obr. 1.58 je uvedeno několik zapojení. Obr. 1.58a znázorňuje zapojení zesilovače s uzemněným emitorem. Jeho zisk je kolem 20 dB. Pro zvýšení stability je tranzistor připojen ke vstupnímu i výstupnímu obvodu na odbočky vinutí. Ze stejného důvodu je v kolektoru zapojen tlumicí odpor. Zapojení je vhodné pro jednopásmový přijímač. V případě přepínání na více pásem vzniká další nebezpečí nestability nebo oscilací stupně.

Zapojení s uzemněnou bází na obr. 1.58b dosahuje menšího zesílení, avšak jeho stabilita je lepší. V případě vhodného konstrukčního řešení je možné dosáhnout stability stupně i při přepínání více rozsahů, někdy ovšem za cenu připojení na odbočku výstupního obvodu blíže ke studenému konci.

Na obr. 1.58c je širokopásmový zesilovač s výkonovým fetem J 310. Pracuje v zapojení s uzemněnou bází a vyšším proudem kolektoru. Výstupní transformátor s převodem impedance 4:1 je navinut na feritovém toroidu s permeabilitou 1000 (čs. materiál H11). Zesilovač pracuje v rozsahu od 100 kHz do 50 MHz.



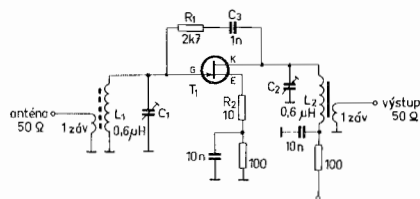
Obr. 1.58. Zesilovače s fety



Obr. 1.59. Výkonový zesilovač s CP 650

Podobné zapojení zesilovače s výkonovým fetem je na obr. 1.59. Použitý fet má strmost 100 mA/V. Zesilovač pracuje v rozsahu od 500 kHz do 50 MHz se ziskem 8 dB. Šumové číslo má 2,5 dB a dynamický rozsah (k bodu 1 dB komprese) 140 dB. Výstupní člen L_1/C_1 tvoří dolní propust pro kmitočty vyšší než 50 MHz a má výstupní odpor 200 Ω . Odbočka na cívce I_2 transformuje výstupní odpor na 50 Ω .

Při použití směšovačů s malým nebo dokonce záporným ziskem, je bezpodmínečně nutné používat vf zesilovač při poslechu pásma 28 MHz a často i v pásmu 21 MHz. Signály kosmických převaděčů v pásmu 28 MHz nebývají příliš silné a tak jedině nízkošumový předzesilovač může příjem zlepšit. Vhodné zapojení s hradlovým fetem je na obr. 1.60. Tranzistor pracuje sice s uzemněným emitorem, ale pro



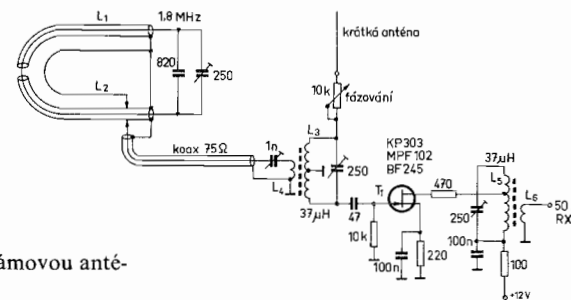
Obr. 1.60. Nízkošumový vf zesilovač pro 28 MHz

zlepšení stability používá dvojí záporné zpětné vazby. První vzniká na neblokované části emitorového odporu (R_2). Druhá zpětná vazba je z výstupu na vstup tranzistoru přes vazební člen R_1/C_2 . V laděných obvodech je užitečné použít indukčnosti s vysokým činitelem jakosti (na toroidu N 01). Dokonalá stabilita stupně je jednou z výborných vlastností zesilovače. Nižší zesílení okolo 15 dB postačuje. Šumové číslo závisí na použitém tranzistoru. S běžnými typy, jako BF 245, BF 246, 2N4416, MPF 102, dosahuje hodnoty 2 dB na 28 MHz.

Na opačném konci krátkovlnného rozsahu, v pásmu 1,8 MHz, pracuje mnoho vzácných, vzdálených stanic. Při dálkovém příjmu jsou omezujícím činitelem vnější šumy, které dosahují velkých hodnot. Protože jde o pásmo sdílené s jinými službami, dochází často k rušení evropskými obchodními stanicemi. V těchto případech je možné výhodně uplatnit vlastnosti tzv. magnetických antén. Jsou to antény, které přijímají magnetickou složku elektromagnetického vlnění, např.

feritové antény nebo antény rámové. Vzhledem k jejich malým rozměrům je na nich nakmitané napětí menší a ztráta musí být vyrovnána nízkošumovým předzesilovačem. Ten tvoří spolu se vstupními obvody samostatnou jednotku.

Zapojení vf zesilovače s rámovou anténou je na obr. 1.61. Rám je



Obr. 1.61. Vf zesilovač s rámovou anténou pro 1,8 MHz

vyroben z běžného koaxiálního kabelu o délce 440 cm. Stínění kabelu je v polovině délky přerušeno (v šíři asi 25 mm) a zajištěno izolační páskou. Kabel je stočen tak, že tvoří čtyři závity o průměru asi 35 cm. Mezi 2. a 3. závit je vložen jeden závit ohebného vodiče, který tvoří vazební smyčku. Sestava se omotá v několika místech po obvodu izolační páskou. Stínění z obou konců kabelu se spojí a ke spoji se připojí jeden konec vazební smyčky. Mezi oba živé vývody koaxiálního kabelu se připojí kapacita, která je spolu s živým vodičem vyladěna na kmitočet v pásmu 1,8 MHz. Na obrázku je koaxiální kabel namalován v rozvinuté podobě, aby úpravy byly srozumitelnější.

Pomocí kusu koaxiálního kabelu, jehož délka závisí na vzdálenosti rámu od přijímače, je signál veden přes vazební cívku L_4 do symetrického rezonančního obvodu L_3 . Vinutí je provedeno bifilárně na toroidu o průměru 10 mm z hmoty N 1. Vazební vinutí L_4 má přibližně 5 % závitů hlavního vinutí L_3 . Rezonanční obvod je laděn do pásma 1,8 MHz. Jeden konec vinutí L_3 jde na vstup vf zesilovače k dalšímu zpracování. V kolektoru tranzistoru je další laděný obvod s nízkoohmovým výstupem do přijímače. Stabilita zesilovače je zajištěna tlumícím odporem v kolektoru a připojením kolektoru na odbočku vinutí.

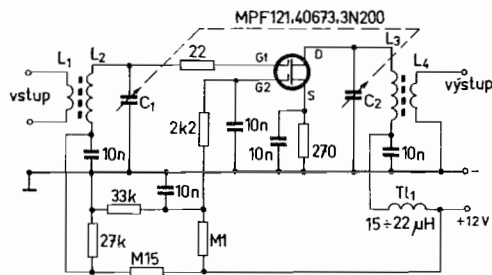
Druhý konec symetrického vinutí L_3 je připojen, přes proměnný

odpor $10k$, ke krátké, tyčové anténě. Samotná rámová anténa má přijímací charakteristiku ve tvaru osmičky. Přivedením části napětí (ve správné fázi) z všesměrové pomocné antény dosáhneme výrazného potlačení příjmu z jedné strany a rámová anténa pak pracuje s charakteristikou podobnou srdcovce.

Výhody použití rámové antény jsou průkazné: dojde ke snížení úrovně vnějších šumů, k výraznému poklesu hlasitosti blízkých evropských stanic, zatímco síla přijímané dálkové stanice je stejná nebo mírně vyšší (ve srovnání s dipólem). Dalšího potlačení rušivých signálů je možné dosáhnout správným fázováním a natáčením rámové antény. Podobné zapojení bylo mnohokrát ověřeno i v pásmech 3,5 a 7 MHz, kdy umožnilo příjem DX stanic při příjmu na dipól beznadějně ztracených.

Velmi výhodným konstrukčním prvkem je dvoubázový mosfet. Má výborné šumové vlastnosti ($F_{dB} = 1$ až 4 dB, podle typu), velmi dobrou linearitu a vzhledem k zanedbatelným mezelektrodovým kapacitám i dostatečnou stabilitu při zesílení 20 až 25 dB na stupeň. Pro malý šum a dostatečné zesílení umožňuje předřazení většího počtu laděných obvodů na vstupu a tím dosažení vynikající selektivity. V jednodušších zapojeních se často používá pouze jednoho laděného obvodu, v lepším případě pásmové propusti s dvěma obvody. V těchto případech je třeba snížit zesílení na menší úroveň, protože hrozí nebezpečí přebuzení směšovače.

Jedno z používaných zapojení vf zesilovače s dvoubázovým mosfetem je na obr. 1.62. Signál přichází do první báze a druhá báze je vysokofrekvenčně uzemněna. V tomto zapojení je použito nastavení



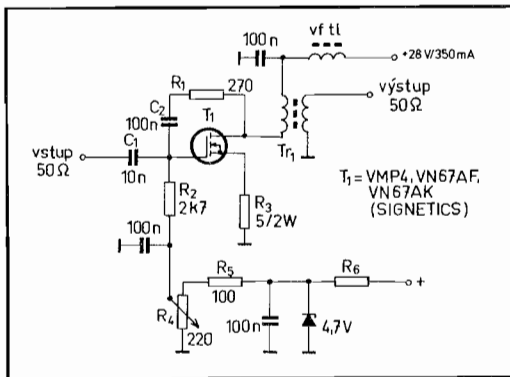
Obr. 1.62. Vf zesilovač s dvoubázovým mosfetem

pracovního bodu s kladným napětím na první bázi. Tento způsob pomáhá celkové stabilizaci stupně, nastavení je teplotně stálejší a dosahuje se i lepšího šumového čísla. Běžnější zapojení má pracovní režim nastaven tak, že první báze je na nulovém potenciálu, emitor je kladný (asi 1 V, závisí na proudu emitoru) a napětí druhé báze kladné, maximálně +4 V. Řízení zesílení se dosahuje změnou napětí druhé báze v rozmezí od +4 V do -2 V.

V části věnované mf zesilovačům je uvedeno několik dalších možností zapojení. Všechna mohou být využita jako vf zesilovač.

V nejnáročnějších přijímačích se může použít zapojení, které používá nové součástky: výkonového V-MOS fetu. Tento tranzistor je uváděn jako „superlineární prvek“. Jeho vlastnosti jsou skutečně mimořádné. Šumové číslo 2,5 dB na 200 MHz, ekvivalentní strmost 250 mA/V, zesílení 10 až 15 dB umožňují aplikace širokopásmových zesilovačů. U tranzistoru nehrozí nebezpečí druhého průrazu. Teplotní závislost je negativní, tj. při zvyšující se teplotě klesá kolektorový proud. Z hlavních výhod je však nejdůležitější schopnost lineárního přenosu ve velkém rozsahu vstupních napětí. Bod zahrazení IP 3. řádu je +36 dBm. Všechny vynikající vlastnosti jsou však vykoupěny nutností velkého proudu. Dokonalá linearita je zaručena až od proudu 400 mA výše. S tím je spojena velká kolektorová ztráta a nutnost dobrého chlazení. Nároky na napájení jsou značné. Výrobce doporučuje napájecí napětí 24 až 28 V. (Autor této kapitoly používal zesilovač s napájecím napětím 12 V, pro nereálnost uchládit použitý typ VN 66 AF. Výsledky i tak překonaly jiné vysoce odolné zesilovače.)

Zapojení širokopásmového, výkonového vf zesilovače s V-MOS tranzistorem je na obr. 1.63. Zesilovač používá dvou záporných zpětných vazeb: na neblokovaném emitorovém odporu a vazby z výstupu na vstup přes odpor R_1 . Emitorový odpor je sestaven ze šesti paralelně zapojených odporů 30 Ω /0,25 W. Výstupní transformátor je na feritovém toroidu o průměru 10 mm, z hmoty H 12. Vinutí má 2 \times 7 závitů vodičem o průměru 0,6 mm. Šíře pásma zesilovače je od 1 do 80 MHz. Pracovní bod je nastaven kladným napětím na bázi. Pracovní napětí je od 2,5 do 3,5 V a závisí na použitém typu. Přesné nastavení proměnným odporem R_4 je možné za současného měření kolektorového proudu.



Obr. 1.63. Širokopásmový vf zesilovač s výkonovým fetem V-MOS

V současné době jsou vhodnými typy tranzistory firmy Siliconix-VMP 4 (drahý) nebo řada VN 66, VN 67, VN 87, která je levná.

Směšovače

Směšovač patří mezi nejslabší články přijímače. Jeho úkolem je převést přijímaný kmitočet na kmitočet nový, který se nazývá mezifrekvenční a je společný pro všechny přijímané kmitočty. Mezifrekvenční signál vznikne směřováním kmitočtu přijímaného signálu s kmitočtem oscilátoru, který je součástí přijímače. Na výstupu směšovače se odebírá signál, který je buď součtem nebo rozdílem obou kmitočtů. Obecně platí, že kmitočet oscilátoru může být pod přijímaným kmitočtem nebo nad ním, aniž by to mělo vliv na funkci směšovače. Z hlediska potlačení nežádoucích produktů směšování bývá výhodnější volit kmitočet oscilátoru nad přijímaným kmitočtem.

Každý směšovač má tři póly. Do jednoho se přivádí vf signál přijímaného kmitočtu (o malé úrovni), do druhého pak oscilátorové napětí nebo výkon o úrovni, která několikrát převyšuje úroveň přijímaného signálu. Třetí pól je výstupem, na kterém jsou všechny produkty směšování:

- základní kmitočty použité ke směšování, tj. přijímaný kmitočet a kmitočet oscilátoru (f_{vf} a f_{osc}),
- všechny jejich harmonické kmitočty,
- rozdílový a součtový kmitočet obou signálů ($f_{vf} \pm f_{osc}$),
- všechny produkty vyšších řádů jako výsledek směšování základ-

ních kmitočtů s jejich harmonickými kmitočty a směšování mezi harmonickými kmitočty navzájem.

V praxi máme zájem použít pouze mf signál, který je součtem nebo rozdílem základních kmitočtů (závisí na daném návrhu). Všechny ostatní kmitočty jsou nežádoucí.

Z hlediska zapojení se používají směšovače jednoduché, jednoduše vyvážené a dvojitě vyvážené. U jednoduchých směšovačů se na výstupu objeví spektrum kmitočtů, jak již bylo uvedeno. Jednoduše vyvážené směšovače již samy potlačí část nežádoucích produktů na výstupu. U směšovačů dvojitě vyvážených dochází k výraznému potlačení nežádoucího spektra kmitočtů a za určitých podmínek je možné dosáhnout stavu, kdy na výstupu budou pouze součtový a rozdílový kmitočet základních kmitočtů. To bude za předpokladu, že přivedené oscilátorové napětí bude bez harmonických kmitočtů (čistý, sinusový tvar) a úroveň vstupního vf napětí nepřekročí hodnotu, kdy začne docházet ke zkreslení a vzniku lichých harmonických kmitočtů (vznik sudých harmonických kmitočtů se uplatní málo, pokud je zaručena dokonalá symetrie směšovače). Vzhledem k použitým polovodičům ve směšovači dávají nejhorší výsledky bipolární tranzistory, pracující s plným ziskem. Ekvivalentní směšovací strmost u běžných typů vf tranzistorů dosahuje velkých hodnot a k přebuzení směšovače a tím ke vzniku nelineárního zkreslení dochází již při velmi malých vstupních napětích, řádově při stovkách mikrovoltů. V současné době není jejich použití vhodné ani v jednoduchých zařízeních. Daleko výhodnější je použití hradlových fetů. Díky jejich kvadratické převodové charakteristice je u nich sníženo nebezpečí vzniku IM produktů třetího řádu. Zkreslení sudých řádů se dá potlačit symetrickým zapojením jednoduše vyváženého směšovače. Nevýhodou hradlových fetů je poměrně velká průchozí kapacita, která může být příčinou nestability, pokud je malý rozdíl mezi vstupním kmitočtem a kmitočtem mf. Šumové vlastnosti hradlových fetů jsou obvykle vynikající; šumové číslo bývá v rozmezí 2 až 4 dB. Směšovače s hradlovými fety mají směšovací zisk 8 až 15 dB.

Dvoubázové mosfety patří mezi polovodiče, které mohou zajistit dobré vlastnosti směšovače. Mají velmi nízké šumové číslo i ve funkci směšovače a dosahují značného směšovacího zisku. Průchozí kapaci-

ta z výstupu na vstup dosahuje zanedbatelných hodnot a tak je zajištěna stabilita stupně a sníženo pronikání základních kmitočtů na výstup. Dalšího zkvalitnění je možné dosáhnout vyváženým zapojením. Jejich převodová charakteristika má kvadratický průběh a tak je omezen vznik produktů třetího řádu. Z dvoubázových mosfetů se sestavují náročné typy směšovačů, schopné zpracovat velké vstupní signály.

V současné době patří mezi nejkvalitnější směšovače zapojení dvojitě vyvážené, osazené diodami. Používají se diody s horkými nosiči (známé jako Schottkyho diody), vybírané se shodnými dynamickými charakteristikami. Tyto diody se vyznačují vysokou stálostí a velmi nízkým vlastním šumem. Jsou schopny pracovat až do gigacyklové oblasti.

Jednoduchá zapojení používají dvou diod pracujících jako symetrický (jednoduše vyvážený) směšovač. Daleko běžnější je zapojení dvojitě vyváženého směšovače se čtyřmi diodami. Směšovače jsou řešeny jako širokopásmové, s možností pracovat v kmitočtovém rozsahu čtyř až pěti dekád. Vstupy i výstup jsou nízkaimpedanční a vyžadují přesné přizpůsobení. Světoví výrobci dodávají na trh značné množství typů, od jednoduchých až po špičkové. Jsou známy jednoduché typy jako MD 108, IE 500, SRA-1 apod. Populární typy, např. SRA 1-H, SRA 3-H nebo RAY-3, patří mezi tzv. výkonové typy, které dosahují vysoké hodnoty bodu zahrazení $IP = 30$ až 35 dBm. Některé speciální typy používají osmi diod jako dvojitě vyvážených směšovačů.

Amatérská výroba diodových směšovačů je snadná a tak je možné postavit přijímač s výbornými vlastnostmi s ohledem na odolnost proti přetížení. U amatérsky vyrobených směšovačů však nemůžeme očekávat takové špičkové vlastnosti, o jakých se často v literatuře autoři zmiňují. Je třeba si uvědomit, že použitá toroidní jádra na širokopásmové transformátory si výrobce směšovačů nechává vyrobít s přesně definovanými vlastnostmi. Diody s horkými nosiči jsou vyrobeny integrovanou technikou na jednom čipu, kde bývá umístěno až 64 diod. Jejich paralelním propojením se dosahuje dokonalé symetrie. Diody jsou tepelně stabilizovány provozem při 150 °C po dobu 168 hodin. Použity jsou pouze diody, jejichž vlastnosti se po uvedené teplotní stabilizaci nezmění.

Mezi nevýhody diodových směšovačů patří potřeba oscilátorového výkonu (1 mW až 20 mW, podle typu) a směšovací ztráta 6 až 8 dB (útlum signálu průchodem přes směšovač). Tyto nevýhody však nebrání jejich stále většímu rozšíření.

Jako u všech elektronických obvodů dochází i u směšovačů k integraci. Aktivní integrované směšovače, v současné době vyráběné, používají bipolárních tranzistorů v diferenciálním zapojení a s proudovým zdrojem. Jednoduše vyvážené směšovače je možné zapojovat s využitím integrovaného obvodu MH 3006 a všech obvodů s podobnou konfigurací vnitřního zapojení. Přímou potřebu směšování jsou vyráběny obvody pracující jako dvojitě vyvážený směšovač. V jednom pouzdře jsou dva nezávislé diferenciální zesilovače se zdroji konstantního proudu. Velmi rozšířené jsou typy jako TCA 240, SO 42, MC 1496 a novější, výkonový typ SL 6440. Nevýhodou všech uvedených typů je poměrně značný šum. Odolnost proti přetížení je lepší než u směšovačů s bipolárními tranzistory jednoduššího provedení, avšak stále nedosahuje hodnot požadovaných u dobrých přijímačů. Výjimkou je tzv. programovatelný směšovač firmy Plessey SL 6440, zařazovaný mezi výkonové směšovače. Nastavením vhodného předpětí je možné měnit směšovací zisk a nastavenému zisku je úměrná i hodnota bodu zahrazení IP. Při zisku 0 dB dosahuje hodnoty IP až 30 dBm.

Perspektivní součástí pro velmi kvalitní směšovače jsou výkonové hradlové fety. Pracují v oblasti vyššího kolektorového proudu a jsou vybaveny pouzdrům, které umožňuje odvod tepla. Vyžadují vyšší oscilátorový výkon, avšak při nízkém šumovém čísle dosahují vysoké odolnosti proti přetížení. Používají se v zapojení aktivních směšovačů s malým ziskem nebo jako pasívní směšovače ve spínacím režimu a se záporným ziskem. Známé jsou typy CP 640, U 309 a levné typy P 8000 nebo novější provedení P 8002.

Ultralinearním prvkem jsou výkonové mosfety v provedení V-MOS. Jejich charakteristika je uvedena v části o vf zesilovačích. Ve funkci směšovače pracují v kvadratické části charakteristiky s nízkým kolektorovým proudem a tak odpadají problémy s chlazením. I jako směšovače dosahují nízkého šumového čísla a vysoké hodnoty bodu zahrazení $IP = 25$ dBm. Výhodou je značný směšovací zisk okolo

16 dB v rozsahu krátkých vln (požadavek vysokého směšovacího zisku je v protikladu k požadavku na vysoké IP. To platí pro všechny typy směšovačů i zesilovačů). Autor používá ve svém zařízení symetrického směšovače s V-MOS tranzistory s výbornými výsledky již po dobu pěti let (IP celého zařízení je +21 dBm a šumový práh -128 dBm). Používáme tři druhů směšování:

- aditivní,
- multiplikativní,
- směšování spínáním.

Aditivní směšování vzniká, když oba signály (vstupní a oscilátorový) jsou zapojeny v sérii. Všechny směšovače s bipolárními tranzistory nebo fety používají aditivního směšování bez ohledu na to, jestli je oscilátorový signál spolu s vf signálem přiveden do stejné elektrody nebo do různých elektrod.

K multiplikativnímu směšování dochází pouze u dvoubázových fetů (vf signál do G_1 a oscilátor do G_2) nebo u diferenciálních zesilovačů se zdrojem konstantního proudu. Výhodou multiplikativního směšování je lepší izolace mezi vstupními póly, takže dochází k menšímu vzájemnému ovlivňování obou přivedených signálů.

V případě dvojité vyvážených směšovačů s diodami pracují diody jako spínače. V jiných typech směšovačů se používá kapacitních diod jako spínačů. Perspektivním typem jsou pasívní směšovače, kde aktivní prvky (fety) pracují jako spínače, bez napájecího napětí. Dosahují vysokého stupně odolnosti: IP až 40 dBm. Všechny pasívní směšovače vyžadují značný výkon oscilátoru.

U směšovačů posuzujeme tyto vlastnosti:

- šumové číslo, které určuje spodní hranici dynamického rozsahu,
- schopnost zpracovat lineárně velká vstupní napětí; určuje horní hranici dynamického rozsahu,
- přeslechy mezi póly směšovače, tj. stupeň potlačení signálu přivedeného na jeden pól a měřeného na zbývajících pólech,
- směšovací zisk (ztrátu). Obecně platí, že požadavek na velký zisk směšovače je v protikladu s požadavkem na vysokou odolnost proti přetížení.

U směšovačů nepřímo posuzujeme i nutnou úroveň napětí nebo výkonu oscilátorového signálu.

Zapojení směšovačů

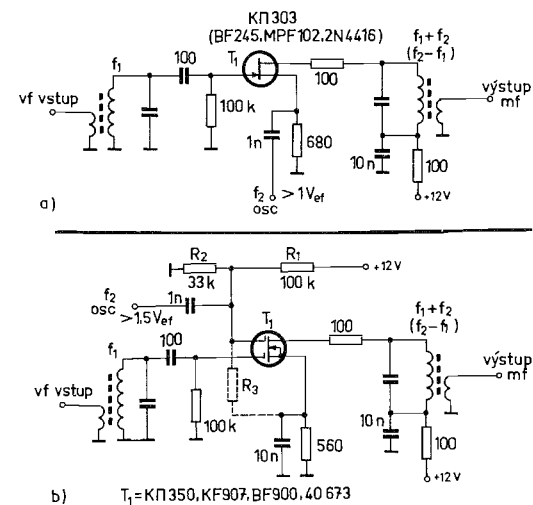
Používání směšovačů s bipolárními tranzistory, jejichž pracovní režim je nastaven na plné zesílení, není odůvodnitelné ani u jednoduchých přijímačů. K zahlcení směšovače dochází již při malých vstupních napětích a často neuvážené předřazení vf zesilovače situaci ještě zhoršuje. Bod zahrazení IP bývá v okolí -40 dBm a ve spojení s vf zesilovačem se zhorší až na -60 dBm.

Mnohem lepších vlastností se dosahuje použitím unipolárních tranzistorů jako hradlových fetů nebo dvoubázových mosfetů.

Zapojení jednoduchého směšovače s hradlovým fetem je na obr. 1.64a. Vf signál se přivádí do rezonančního obvodu v bázi. Injekce oscilátoru se přivádí do emitoru. Potřebné napětí oscilátoru je vyšší než $1 V_{ef}$. Teoreticky je možné přivést oscilátorové napětí i do báze přes malý oddělovací kondenzátor. V praxi však dochází ke vzájemnému ovlivňování, proto se tento způsob nedoporučuje.

V kolektoru tranzistoru je zapojen ladící obvod laděný na kmitočet mf.

Zapojení na obr. 1.64b používá ke směšování dvoubázového mosfetu. Oscilátorový signál se přivádí do druhé báze a tak je zajištěno lepší potlačení pronikání tohoto signálu na vstup.

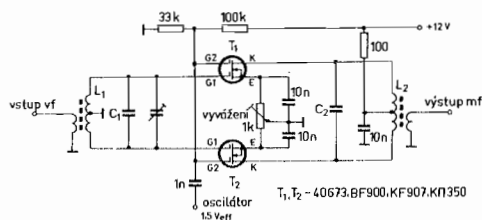


Obr. 1.64. Jednoduché aktivní směšovače s fety

Pracovní bod směšovače se může nastavit dvojím způsobem. Jednodušší způsob pomocí odporu R_3 z druhé báze do emitoru zajišťuje automatické nastavení pracovního bodu (odpor zakreslen v obrázku čárkovaně; odpory R_1 a R_2 odpadají). Lepší výsledky dává nastavení pracovního bodu druhé báze pomocí odporového děliče R_1 a R_2 a nastavení vhodného oscilátorového napětí. Uvedené hodnoty jsou vodítkem. Pokud máme možnost přesného měření IM produktů, dá se dosáhnout optimálního nastavení. Snižování stejnosměrného napětí na druhé bázi vyžaduje zvyšování napětí z oscilátoru.

Popsané směšovače mají nízké šumové číslo ($F=3$ až 5 dB), směšovací zisk okolo 10 až 15 dB. Bod zahrazení IP -10 až -25 dBm. Vzhledem k jednoduchému zapojení je na výstupu směšovače značné množství nežádoucích produktů směšování.

Jednoduše vyvážené zapojení směšovače s dvoubázovými mosfety je na obr. 1.65. V principu se neliší od jednoduchého zapojení na obr.



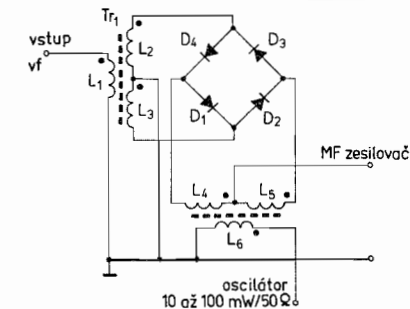
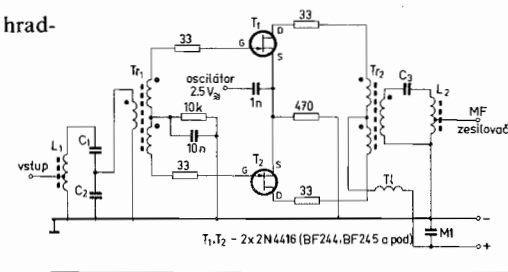
Obr. 1.65. Symetrický směšovač s dvoubázovými mosfety

1.64b, je však použito dvou tranzistorů v symetrickém zapojení. Jako každé symetrické zapojení, potlačuje i toto zapojení směšovací produkty druhého a sudých řádů. Symetrie se nastavuje pomocí proměnného odporu v emitorech. Z konstrukčního hlediska je obtížnější řešení přepínání vstupních obvodů u vícepásmového přijímače.

Přepínání vstupních obvodů je zjednodušeno u symetrického směšovače s hradlovými fety na obr. 1.66. Symetrizace vstupního obvodu je zajištěna pomocí širokopásmového transformátoru, vinutého na toroidním jádře. Transformátor však nepracuje s nízkou impedancí, ale vzhledem k dosažení optimálního šumového čísla ($F = 3$ dB) je vstupní impedance nastavena na hodnotu $1\ 500\ \Omega$ (nastaveno volbou vstupního, kapacitního děliče C_1/C_2).

Ve vstupním obvodu je zapojen shodný širokopásmový transfor-

Obr. 1.66. Symetrický směšovač s hradlovými fety



Obr. 1.67. Dvojitě vyvážený směšovač s diodami

mátor T_2 . Kapacita C_3 s indukčností L_2 tvoří sériový rezonanční obvod na kmitočtu mf. Výstup směšovače je nízkoohmový, z odbočky na cívce L_2 . Směšovací zisk je $8,8$ dB.

Dvojitě vyvážené směšovače s diodami jsou amatérsky snadno zhotovitelné. Z obr. 1.67 vidíme, že směšovač obsahuje pouze dva širokopásmové transformátory a čtyři diody.

Transformátory jsou vinuty na feritovém toroidním jádře.

Jako diod je možné použít rychlých, spínacích, křemíkových diod. Průmyslově vyráběné směšovače používají diod s horkými nosiči (Schottkyho diody), které mají malý šum a krátké spínací časy. S výhodou se mohou využít kapacitní diody KB 105, které jsou v prodeji ve vybíraných čtveřicích. Jejich šumové vlastnosti jsou lepší, než mají běžné křemíkové diody.

Vzhledem k tomu, že směšovač pracuje v pasívním režimu, nemá žádný směšovací zisk, ale naopak útlum 6 až 8 dB. Všechny tři póly směšovače jsou nízkoimpedanční, což se projevuje ve značné širokopásmovosti (4 až 5 kmitočtových dekád). Linearita je vynikající, takže na vstup je možné přivést velká vstupní napětí. Bod zahrazení IP mí-

vá hodnotu +10 dBm u amatérsky vyrobených směšovačů; průmyslové výrobky výkonového typu dosahují hodnoty IP až +35 dBm. Požadavky na oscilátorový signál jsou náročnější. Výkonové typy směšovačů vyžadují oscilátorový výkon 15 až 23 dBm. Amatérské provedení s Schottkyho nebo spínacími křemíkovými diodami vystačí s výkonem oscilátoru +7 dBm (asi 500 mV) 50 neboli 5 mW.

Vysoká odolnost diodového směšovače je podmíněna dokonalým přizpůsobením na všech třech pólech, tj. obou vstupech a výstupu. Nejméně kritické je přizpůsobení na vstupu vf signálu (přijímaného). Nízkoimpedanční výstup laděných obvodů, nízkoohmový útlumový člen s PIN diodami nebo nízkoohmový výstup použitého vf zesilovače obvykle postačují jako zatížení vstupu směšovače.

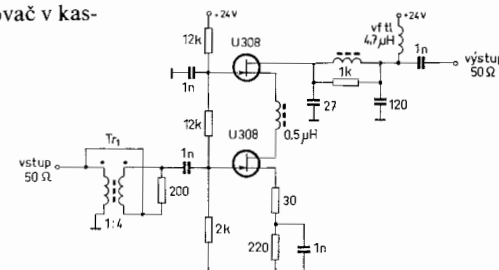
Pól, do kterého se přivádí oscilátorový výkon, je citlivý na jalové složky. Není-li tento vstup zatížen reálným odporem, dochází ke vzniku harmonických kmitočtů oscilátorového signálu a vzniku intermodulačního zkreslení třetího řádu. Vhodným řešením je zařazení odporového útlumového článku mezi výstup oscilátoru a vstup směšovače. Hodnota útlumu se volí mezi 3 až 6 dB. O tuto hodnotu musí být oscilátor schopen dodat vyšší výkon.

Nejkritičtější je přizpůsobení výstupu mf signálu. Přizpůsobení musí mít charakter reálného odporu ve velmi širokém kmitočtovém rozsahu kmitočtů, jak pro mf kmitočty, tak i pro zrcadlový kmitočty. Jakákoliv reaktance na výstupu směšovače má za následek výrazné zhoršení bodu zahrazení IP. Použití laděného LC obvodu na výstupu směšovače zhorší hodnotu IP o 10 až 15 dBm. (Typickým případem je známý Atlas 180). Zařazení krystalového filtru na výstup sníží hodnotu IP o více než 20 dBm.

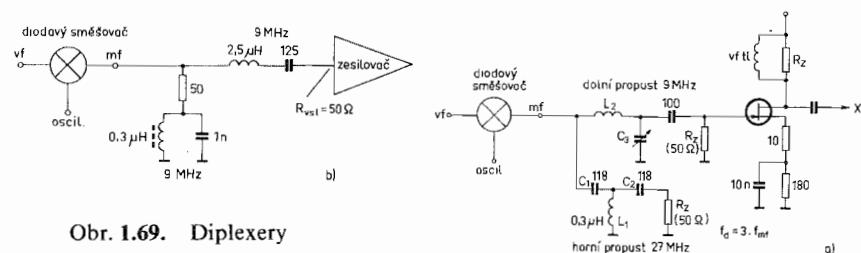
V praxi se zařazuje za směšovač nízkošumový oddělovací zesilovač s malým ziskem ($F = \max. 3 \text{ dB}$, zisk 10 dB). Až na jeho výstup se připojí krystalový filtr nebo jiný rezonanční obvod. Často se používá speciální výkonový fet typu CP 643 v zapojení s uzemněnou bází. Nastavením kolektorového proudu na 30 mA má vstupní odpor zesilovače reálnou hodnotu 50 Ω v rozsahu 1 až 80 MHz. Vzhledem k vysoké ceně uvedeného výkonového fetu a obtížné dostupnosti se nahrazuje často levnějšími typy výkonových fetů, jako P 8000/P 8002, U 308 až U 310 nebo BF 246/247.

Vstupní odpor oddělovacího zesilovače 50 Ω vyhovuje svou hodnotou ve směru ke směšovači. S ohledem na šum zesilovače by byla výhodnější hodnota 200 Ω , která vyhovuje většině výkonových fetů. Používá se proto zapojení, které vyhovuje oběma požadavkům. Oddělovací zesilovač v kaskádovém zapojení na obr. 1.68 má na vstupu zařa-

Obr. 1.68. Oddělovací zesilovač v kaskádovém zapojení



zen širokopásmový transformátor s převodem impedance 1:4. Sekundární vinutí je uzavřeno ohmickým odporem 200 Ω , který po transformaci představuje zátěž 50 Ω pro výstup směšovače. Výkonové hradlové fety zapojené v kaskádě zaručují vysokou hodnotu bodu zahrazení (IP = +35 dBm) při nízkém šumovém čísle 2 dB a zisku 15 dB. Výstupní obvod, zapojený jako π -článek se sestupnou impedancí, je laděn na mf kmitočty (v uvedeném případě v okolí kmitočtu 80 MHz;



Obr. 1.69. Diplexery

jde o up-konvertorový přijímač). Použití na mf kmitočtu v rozsahu krátkých vln vyžaduje pouze změnu hodnot ve výstupním obvodu.

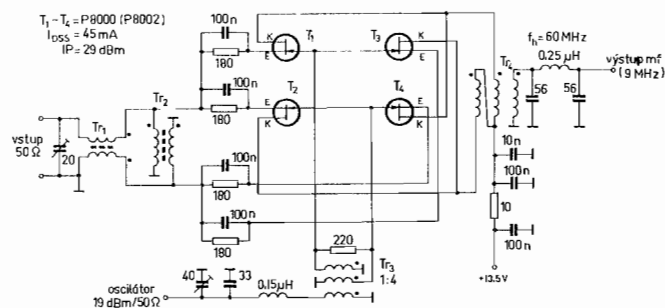
Zlepšení vlastností z hlediska vzniku IM produktů se dosahuje zařazením tzv. diplexerů mezi výstup směšovače a oddělovací zesilovač. Dva typy jsou uvedeny na obr. 1.69. První na obr. 1.69a je sestaven

z dolní a horní propusti. Dolní propust je laděna na mf kmitočty. Zatěžovací odpor propusti může být svodovým odporem následujícího oddělovacího zesilovače. Je-li použito zesilovače se vstupním odporem 50Ω , pak ohmický odpor odpadá. Horní propust má spodní kmitočty volen na trojnásobku mf kmitočtu. Všechny nežádoucí produkty směřování o vyšším kmitočtu jsou stráveny v zatěžovacím odporu horní propusti.

Druhé zapojení na obr. 1.69b používá kombinace sériového a paralelního laděného obvodu LC. Oba obvody jsou laděny na mf kmitočty. V sérii s paralelním obvodem je zapojen zatěžovací odpor 50Ω . Sériový obvod pracuje do zatěžovacího odporu 50Ω , který je dán vstupním odporem oddělovacího zesilovače.

Přestože oddělovací zesilovač je vlastně prvním mf zesilovačem, vzhledem k jeho vazbě na směšovač byla jeho funkce vysvětlena v této části.

Dvojitě vyvážený směšovač s výkonovými, hradlovými fety P 8000/P 8002 je na obr. 1.70 a byl uveřejněn v lit. [20]. Pracuje v rozsahu od



Obr. 1.70. Dvojitě vyvážený směšovač s fety

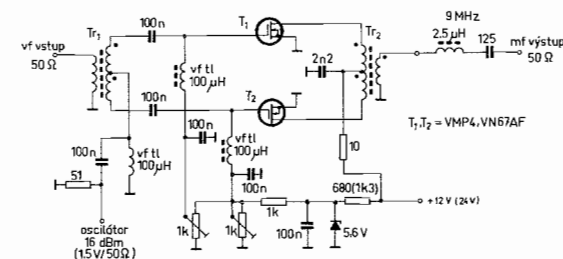
1,5 do 30 MHz s výstupem mf kmitočtu 9 MHz. Směšovací zisk má 1 dB (což je více než ztráta -6 dB u diodových směšovačů) při vstupním a výstupním odporu 50Ω . Bod zahrazení IP je 30 dBm při šumovém čísle 8,5 dB. Směšovač vyžaduje značný výkon oscilátorového signálu o úrovni 19 dBm (asi $2 \text{ V}/50 \Omega = 80 \text{ mW}$).

Vstupní signál se přivádí přes širokopásmové transformátory do

emitorů tranzistorů. Oscilátor přes transformátor Tr_3 budí báze tranzistorů. Tr_3 je zakončen ohmickým odporem 220Ω . Symetrický výstupní transformátor Tr_4 upravuje výstupní impedanci na 50Ω . Na výstupu je zařazena dolní propust s mezním kmitočtem 60 MHz.

Širokopásmové transformátory jsou vinuty na feritových toroidních jádrech. Tr_1 a Tr_2 používá jádro o průměru 6 mm z materiálu H 22. Vinutí má 2×8 závitů z drátu 0,25 CuS, vinutých bifilárně. Tr_3 používá stejného jádra, počet závitů je 3×5 , vinutých trifilárně. Výstupní transformátor Tr_4 je vinut na toroidu o průměru 6 mm z materiálu H 6. Vinutí má $2 \times 12 + 8$ závitů vinutých trifilárně vodičem 0,25 CuS. Menší počet závitů tvoří výstupní vinutí. Smysl vinutí je ve schématu označen tečkou.

Vysoce odolný směšovač s perspektivními fety typu V-MOS je na obr. 1.71. Vlastnosti těchto tranzistorů byly popsány v části o vf zesilovačích.



Obr. 1.71. Vyvážený směšovač s tranzistory V-MOS

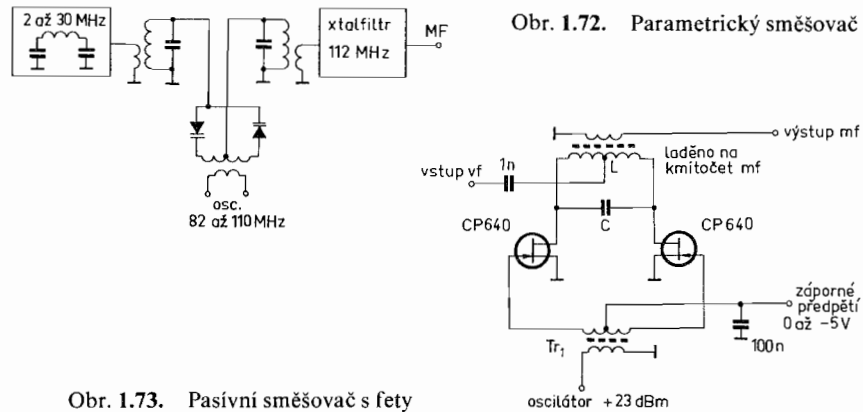
lovačích. Vstupní i výstupní obvod je řešen symetrickými širokopásmovými transformátory vinutými na toroidu o průměru 6 mm z materiálu H 11. Počet závitů je v obou případech shodný: 3×10 závitů vinutých trifilárně vodičem o průměru 0,25 mm CuS. V případě, že směšovač je použit v přijímači typu up-konvertor s mf kmitočtem v rozsahu VKV, je výstupní transformátor Tr_2 vinut na toroidu z materiálu N 05 a má 3×7 závitů. Na výstupu směšovače je použit člen LC se sériovou rezonancí na mf kmitočtu.

Injekce z oscilátoru se přivádí do středu vstupního transformátoru. Potřebná úroveň je 16 dBm ($1,5 \text{ V}/50 \Omega = 40 \text{ mW}$).

Pracovní bod směšovače se nastavuje individuálně pro každý tranzistor, aby byla zaručena dokonalá symetrie, v dynamickém režimu. Z proměnných odporů se přivádí do bází kladné předpětí. Pokud není přiveden oscilátorový signál, neprotéká tranzistory žádný proud. Při správné úrovni z oscilátoru jsou tranzistory vybuzeny do proudu asi 50 mA (oba tranzistory dohromady, měříme na odporu $10\ \Omega$ v napájecím přívodu ke kolektorům). Vzhledem k malé kolektorové ztrátě nevyžadují tranzistory přídavného chlazení.

Optimální nastavení směšovače provedeme za pomoci měřiče intermodulačního zkreslení (viz kapitola o měřicí technice). Experimentální nastavení je také možné, avšak dosažené výsledky nebudou optimální. Při přesném nastavení bylo dosaženo těchto výsledků: bod zahrazení IP měřený pro celý přijímač při úrovni +21 dBm, šumové číslo 8 dB a směšovací zisk 16 dB.

Parametrický směšovač, patřící do skupiny pasivních směšovačů s mimořádnými vlastnostmi, je na obr. 1.72. Byl použit ve vojenském

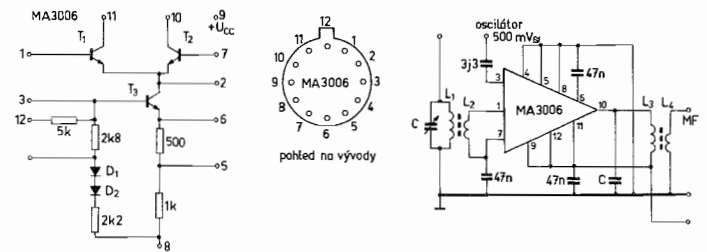


přijímači firmy National R 1490 up-konvertorového typu s mf kmitočtem 112 MHz. Směšovač je lineární v rozsahu 137 dB, při šumovém čísle 6 dB a směšovacím zisku -6 dB. Ve směšovači je použito jako spínacích prvků dvou kapacitních diod.

Jiným typem pasivního směšovače, kde je použito aktivních prvků bez napájecího napětí jako spínačů, je na obr. 1.73. V tomto případě

vstupní signál vůbec neprochází aktivním prvkem. Je přiveden do středu výstupního obvodu, který je laděn na kmitočet mf. Ke směšování dochází střídavým spínáním pomocí výkonových fetů, které jsou otvírány oscilátorovým signálem přivedeným symetricky do bází. Do bází je dále přivedeno záporné předpětí. Optimální nastavení vyžaduje použití měřiče intermodulačního zkreslení, podobně jako v případě směšovače s tranzistory V-MOS. Nejlepších výsledků se dosáhne nalezením vhodného poměru mezi předpětím a úrovní oscilátorového signálu. S výkonovými fety CP 640 bylo dosaženo bodu zahrazení IP +40 dBm při úrovni oscilátorového výkonu 23 dBm ($3,16\ \text{V}/50\ \Omega = 200\ \text{mW}$), jak uvádí autor lit. [17]. Velmi dobré výsledky dávají i směšovače, kde je použito běžných hradlových fetů BF 246 nebo bipolárních tranzistorů KFW 17. Je třeba uvést, že směšovač je velmi citlivý na optimální přizpůsobení na výstupu, podobně jako směšovače s diodami.

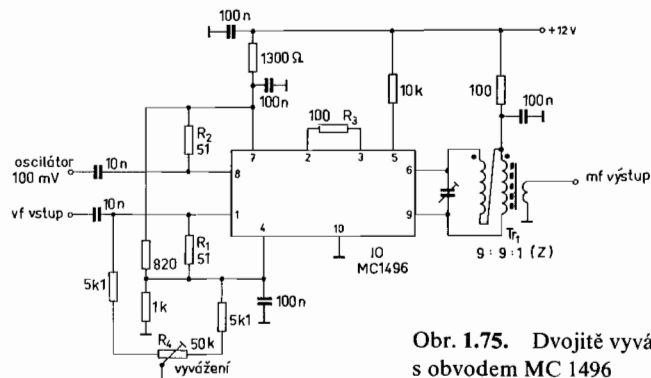
Integrované vf zesilovače umožňují i zapojení ve funkci směšovače. Protože jsou vyrobeny na bázi bipolárních tranzistorů, mají také jejich nedostatky. Jedině díky dokonalé symetrii diferenciálních zesilovačů dosahují vlastností lepších, než má provedení s diskretními součástkami. Jejich šumové vlastnosti jsou však neuspokojivé. Zapojení směšovače s operačním zesilovačem Tesla MA 3006 je na obr. 1.74.



Obr. 1.74. Zapojení aktivního směšovače s MA 3006

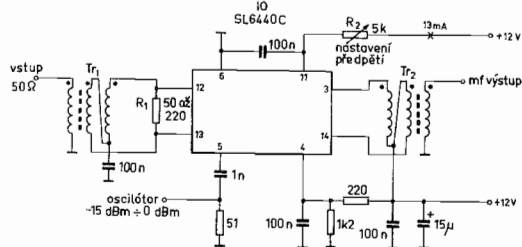
Dalším velmi rozšířeným aktivním směšovačem je integrovaný obvod MC 1496 H. Zapojení je na obr. 1.75. Obvod obsahuje dva dife-

renciální stupně se zdroji konstantního proudu. Pracovní režim se nastavuje vnějšími odpory.



Obr. 1.75. Dvojitě vyvážený směšovač s obvodem MC 1496

Zatěžovacím odporem pro vstupní signál je R_1 . Jeho hodnotu je možné zvyšovat maximálně na 510Ω , jinak dojde k narušení stejnosměrných poměrů v zesilovačích. Oscilátorový signál o úrovni 100 mV_{ef} se přivádí na zatěžovací odpor R . Velikostí odporu R_3 je možné měnit směšovací zisk ve značném rozsahu. Proměnný odpor R_4 umožňuje nastavit symetrii směšovače a potlačit kmitočet oscilátoru na výstupu až o 50 dB . Symetrický výstupní obvod je laděn na mf kmitočet. Z hlediska odolnosti proti přetížení je lepší zapojit na výstup směšovače symetrický širokopásmový transformátor, ovšem za cenu dalšího zhoršení šumového čísla. Směšovač je výhodné používat s předřazeným vf zesilovačem, jehož zesílení je jen takové, aby byl překryt šum směšovače.



Obr. 1.76. Programovatelný směšovač SL 6440

Významný pokrok v integrovaných směšovačích představuje obvod firmy Plessey SL 6440, uváděný jako programovatelný směšovač. Změnou stejnosměrného předpětí je možné nastavit směšovací zisk v rozmezí od -1 do $+8 \text{ dB}$ za předpokladu, že vstup směšovače je zatížen odporem 200Ω (viz obr. 1.76). Na vstupu i výstupu je použito širokopásmových transformátorů na toroidním jádru: obě impedance jsou 50Ω . Směšovač dosahuje bodu zahrazení IP při úrovni $+30 \text{ dBm}$ a nastaveném směšovacím zisku 0 dB . Šumové číslo je však i u tohoto obvodu dosti vysoké, kolem 11 dB . Požadavky na úroveň oscilátorového signálu nejsou kritické – úroveň se může pohybovat v rozmezí od -15 dBm do 0 dBm .

Další vhodné typy směšovačů pro krátkovlnné přijímače je možné nalézt v lit. [7] a [21].

Oscilátory

Přijímače pro příjem SSB a CW signálů s jedním směšováním vyžadují dva zdroje pomocného kmitočtu. První, nazývaný místní oscilátor, slouží k získání mf kmitočtu a druhý, který se nazývá záznejový oscilátor, slouží k obnově nosné vlny při demodulaci SSB signálů nebo vytvoření záznejy při příjmu signálů CW. Přijímače na principu několikanásobného směšování potřebují pro každý směšovač samostatný oscilátor. Některé oscilátory pracují s pevně nastaveným kmitočtem, jiné umožňují plynulou změnu kmitočtu v žádaném rozsahu. Dalším oscilátorem je zdroj normálního kmitočtu, který se používá ke kontrole cejchování přijímače a na zpracování přijímaného signálu se nepodílí. Požadavky kladené na oscilátory přijímače jsou následující:

- vysoká stabilita kmitočtu; rychlé ustálení kmitočtu po zapnutí přijímače,
- spektrální čistota signálu,
- minimální šum oscilátoru.

Nároky na stabilitu kmitočtu se liší u přijímačů různých skupin. Profesionální přijímače vyžadují dlouhodobou stabilitu 1 Hz za 24 hodin, zatímco u komerčních přístrojů se pokládá změna kmitočtu o 100 Hz za hodinu za vyhovující. U přijímačů amatérsky vyrobených bychom neměli slevovat z požadavku dlouhodobé stability 100 Hz za

hodinu provozu a ustálení kmitočtu po zapnutí během 10 minut. Tyto požadavky jsou amatérskými prostředky dosažitelné. Pro jejich splnění je třeba dodržet tyto podmínky:

- oscilátor má pracovat ve třídě A s minimální zpětnou vazbou, nutnou pro spolehlivé udržení kmitů,
- použit vhodný aktivní prvek. S bipolárními tranzistory je možné dosáhnout požadované stability, lepších výsledků se však dosahuje s hradlovými fety (především zkreslení a vlastní šum),
- všechny součástky, které mohou mít vliv na kmitočet, mají být nejlepší kvality,
- cívka laděného obvodu musí mít vysoký činitel jakosti Q . V žádném případě nepoužijeme cívku s dolaďovacím jádrem. Vhodné jsou cívky vinuté na keramické kostře silnějším vodičem a fixované proti posunu vinutí (lepidlem Epoxy),
- kondenzátory v ladicím obvodu mechanicky pevné, slídivé nebo styroflexové, odpory metalizované nebo tepelně stálé z řady TR 160,
- keramické kondenzátory použít pouze k tepelné kompenzaci oscilátoru,
- za oscilátorovým stupněm je nutné zařadit nejméně dvoustupňový oddělovací stupeň, volně vázaný na oscilátor a s nízkou výstupní impedancí (50 až 200 Ω ; zkratování výstupu nemá ovlivnit kmitočet oscilátoru o více než 50 Hz),
- jednotka oscilátoru musí být napájena dokonale filtrovaným a stabilizovaným napětím. Nejlepší je dvoustupňová stabilizace napětí, např. celá jednotka je napájena stabilizovaným napětím 12 V a vlastní oscilátorový stupeň je dále stabilizován na nižší napětí 6 až 8 V,
- mechanická konstrukce musí být tuhá, v pevné kovové krabici, dokonale uzavřená. Použitý materiál na plošný spoj musí být dostatečně silný (2 mm). Krabice, ve které je oscilátorová jednotka umístěna, musí zabezpečit stínění tepelné, elektrické i magnetické,
- napájecí příводы vedené přes tlumivky a průchodkové kondenzátory.

Uvedené požadavky platí v plném rozsahu pro oscilátory s proměn-

ným kmitočtem. U pevně laděných oscilátorů, řízených krystalovým výbrusem, jsou nároky na provedení mírnější, protože stabilita je převážně určena kvalitou použitého krystalu.

Spektrální čistota oscilátorového signálu je dána použitým zapojením, pracovním režimem oscilátoru a činitelem jakosti Q použité indukčnosti a ladicího kondenzátoru. Na vznik nežádoucích harmonických kmitočtů se může podílet i špatně nastavený oddělovací zesilovač. Oscilátor i oddělovací zesilovač musí pracovat ve třídě A. V oscilátoru má největší podíl na kvalitě signálu použitá indukčnost v rezonančním obvodu, která musí mít co nejvyšší hodnotu jakosti Q .

I u dobře navržených oscilátorů je na výstupu určitá úroveň harmonických kmitočtů. Je proto nutné zařadit na výstup oddělovacího zesilovače dolní propust, alespoň trojnásobnou, aby bylo zaručeno potlačení harmonických kmitočtů o 60 až 70 dB pod úroveň základního kmitočtu. Nízkoohmový výstup snadno umožňuje návrh vhodné propusti.

Šum oscilátoru je jevem, který bývá často podceňován. Přesto může být příčinou znehodnocení jinak dobrých vlastností přijímače.

Každý oscilátor vyrábí, kromě žádaného signálu, přídavný šum, který je amplitudově namodulován na nosném kmitočtu. Jako u každé amplitudové modulace je šum rozložen symetricky na obě strany od nosného kmitočtu do značné vzdálenosti. U kvalitních oscilátorů je amplituda šumu minimálně 80 dB pod úroveň amplitudy nosného kmitočtu. Těsně u nosného kmitočtu je amplituda šumu nejvyšší, se vzdáleností od kmitočtu rychle klesá a dosáhne úrovně, která je pro přijímač zanedbatelná. Špatně provedený oscilátor má odstup šumu od amplitudy nosného kmitočtu malý (< 80 dB), se vzdáleností od kmitočtu amplituda šumu klesá pomalu a dosáhne zanedbatelné úrovně teprve ve značné vzdálenosti od nosného kmitočtu, často i několik desítek kHz.

Přivedeme-li signál oscilátoru, který má šumová postranní pásma o značné amplitudě do směšovače přijímače, dojde k jevu, který se nazývá „převrácené směšování“ (reciprocal mixing). Posloucháme-li na přijímači slabý signál a na vstup směšovače je přiveden zároveň silný rušivý signál, vzdálený od žádaného např. 10 kHz, dojde k dalšímu nežádoucímu směšování mezi šumem oscilátoru a nežádaným sil-

ným signálem. Rozdílem kmitočtů vznikne také mf signál, který je společně s žádaným signálem dále zpracován v mf zesilovači. Jestliže bude mít nežádaný signál charakter nepřerušované nosné vlny, dojde na přijímaném kmitočtu ke vzrůstu šumové úrovně, která dokáže slabý žádaný signál překrýt nebo ztížit jeho čitelnost. Bude-li nežádaným signálem telegrafní vysílač, uslyšíme na žádaném kmitočtu silné rázy šumu v rytmu telegrafních značek. Přijímač se špatně řešeným oscilátorem se bude chovat tak, jako by jeho šumové číslo bylo vyšší, než dávají předpoklad použité aktivní prvky ve vf zesilovači a směšovači. Úroveň šumového prahu se zvýší a tím sníží hodnotu dynamického rozsahu přijímače.

Ke snížení vlastního šumu oscilátoru vedou tato opatření:

- použití aktivního prvku s nízkým šumem,
- volba vhodného zapojení. Lepší výsledky dávají dvoustupňové oscilátory a symetrické oddělovací stupně,
- použití jakostních kondenzátorů a v oscilačním obvodu indukčnosti s maximálně dosažitelným činitelem jakosti Q ,
- snížení výkonu vlastního oscilátoru. Požadovaná výstupní úroveň se může získat v oddělovacím zesilovači,
- dokonalá filtrace napájecího napětí,
- potlačení zkreslení oscilátoru. Oscilátor musí pracovat ve třídě A.

Šumové vlastnosti oscilátoru se nejnadhěji měří při jeho připojení do směšovače přijímače. Postup měření je popsán v kapitole o měření.

Zapojení oscilátorů

Krystalové oscilátory se nejčastěji používají v záznejovém oscilátoru a v přijímačích s vícenásobným směšováním. Normál kmitočtu, řízený krystalovým výbrusem, bývá součástí oscilátorů řízených fázovým závěsem (PLL). Přesnost krystalového výbrusu bývá také využívána v kalibrátorech sloužících ke kontrole cejchování stupnice přijímače.

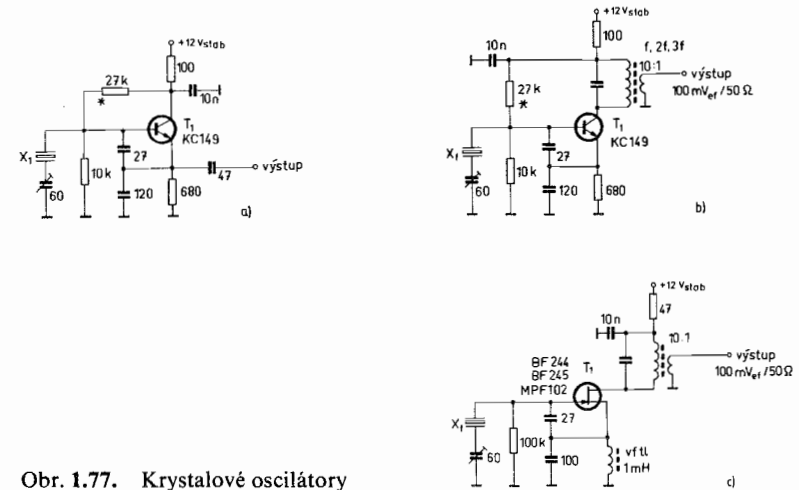
Krystalový výbrus se chová jako rezonanční obvod se sériovou nebo paralelní rezonancí a mimořádně vysokým činitelem jakosti Q (50 000 až 100 000). Díky vysokému Q jsou sníženy požadavky na po-

třebnou úroveň kladné zpětné vazby, nutnou k udržení oscilací. Oscilátory řízené krystalem dosahují vysoké stability kmitočtu a mají malou úroveň vlastního šumu.

Na obr. 1.77 je několik zapojení oscilátorů, které používají krystalový výbrus na základním kmitočtu v rozsahu 3 až 20 MHz. Oscilátor na obr. 1.77a je osazen bipolárním tranzistorem. Prakticky je možné použít libovolného typu s nízkým šumem. Ve schématu je použito nf typu, který má vysoký mezní kmitočet. Z vf typů jsou vhodné KF 173, KF 124, KF 525 apod. nebo spínací KSY71.

Zpětná vazba je určena poměrem kapacit děliče mezi bází, emitorem a zemí. Zvyšováním hodnoty kapacity mezi emitorem a zemí je možné regulovat amplitudu výstupního napětí při současném zlepšování tvaru výstupního signálu. Pracovní bod tranzistoru se nastavuje odporovým děličem. Při uvádění do chodu je vhodné jeden z odporů nahradit proměnným odporem a nastavit oscilace na nejvyšší výstupní napětí. Správná hodnota je taková, kdy při opakovaném připojení napájecího napětí oscilátor okamžitě začne kmitat. Po změření se zapájí do obvodu pevný odpor.

Krystalový výbrus je připojen mezi bází a zem přes proměnnou kapacitu, která umožňuje přesné nastavení kmitočtu.

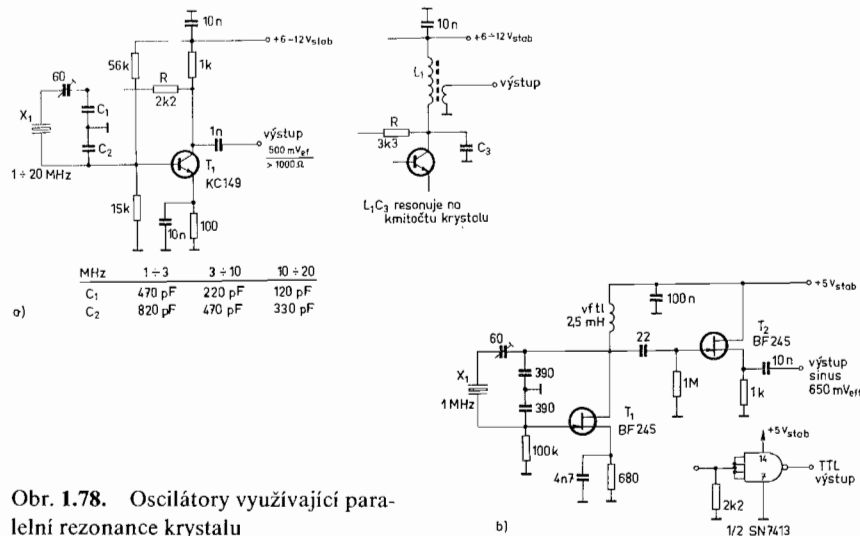


Obr. 1.77. Krystalové oscilátory

Zapojení na obr. 1.77b je obdobné, ale výstupní napětí se odebrá z rezonančního obvodu v kolektoru buď přímo přes oddělovací kapacitu nebo z vazebního vinutí. Rezonanční obvod je laděn na základní kmitočet krystalu. V kolektoru je možné použít obvod laděný na 2. nebo 3. harmonický kmitočet, ovšem výstupní napětí bude mít nižší úroveň. Při uvádění do chodu je třeba ladit výstupní obvod na maximální výstupní napětí a pak jádrem pootočit zpět (nižší indukčnost). Nastavení na maximum bývá příčinou nespolehlivého nasazení oscilací po připojení napájecího napětí.

Obr. 1.77c je shodný s předchozím. Jako aktivního prvku je použito hradlového fetu, který má v emitoru zapojenou vf tlumivku místo odporu. Uvedené zapojení má lepší vlastnosti z hlediska vlastních šumů oscilátoru.

Zapojení na obr. 1.77 využívají sériové rezonance krystalu. Oscilátory pracující s paralelní rezonancí krystalů na základním kmitočtu jsou na obr. 1.78.



Obr. 1.78. Oscilátory využívající paralelní rezonance krystalu

Obr. 1.78a představuje oscilátor osazený bipolárním tranzistorem. Je vhodný pro kmitočty od 1 do 20 MHz. Vzhledem k použitému kmi-

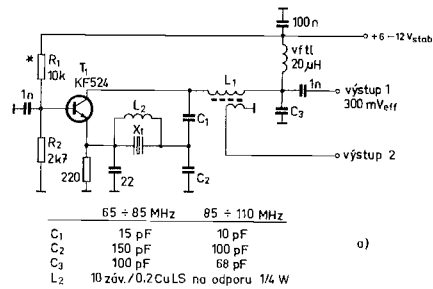
točtu je nutné volit odpovídající hodnoty kapacitního děliče, který určuje stupeň zpětné vazby pro spolehlivé kmitání. Krystal je zapojen mezi kolektor a bázi tranzistoru v sérii s kapacitním trimrem a oddělovacím odporem R . Oddělovací odpor má za úkol omezit amplitudu kmitů krystalu, aby nedošlo k jeho přetížení. Místo zatěžovacího odporu v kolektoru je možné použít laděného obvodu na základním kmitočtu.

Zapojení na obr. 1.78b pracuje na stejném principu jako předchozí, ale používá hradlového fetu. V obrázku je zakreslen i oddělovací zesilovač, za který je možné zařadit tvarovací obvod s IQ SN 7413 (Schmittův obvod) v případě, že oscilátor je používán jako normál pro fázově řízený oscilátor (PLL) nebo jako kalibrátor.

Krystalové výbrusy pracující na základním kmitočtu se vyrábějí maximálně do 25 až 30 MHz. Pro vyšší kmitočty je nutné použít tzv. harmonických krystalů. Základní kmitočet těchto krystalů je sice v rozsahu krátkých vln (7 až 20 MHz), ale mají tu vlastnost, že ve vhodném zapojení se rozkmitají na některém vyšším, lichém harmonickém kmitočtu. V praxi se nejčastěji využívá 3., 5. a 7. harmonické. Harmonických oscilátorů se využívá v krátkovlnných přijímačích typu up-konvertor pro druhé směšování a v premixerech pro získání kmitočtu oscilátoru k příjmu v pásmu 28 MHz. V přijímačích pro VKV je používání harmonických oscilátorů velmi časté.

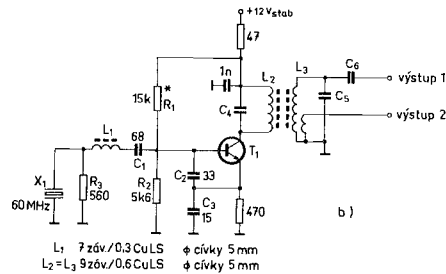
Ukázky dvou provedení harmonického oscilátoru jsou na obr. 1.79. Oba oscilátory používají bipolárních tranzistorů, které je možné nahradit hradlovými fety (vypustíme odpor R_1 a hodnotu R_2 zvýšíme na 100 k Ω).

Zapojení na obr. 1.79a má harmonický krystal zapojen mezi kapacitní dělič C_1/C_2 a emitor. Kapacitní dělič je součástí laděného obvodu na výstupu. Poměr kapacit C_1/C_2 určuje velikost kladné zpětné vazby a bývá přibližně 1:10. Výstupní obvod je laděn na žádaný harmonický kmitočet. Výstupní napětí je možné odebrat dvojím způsobem. Výstup č. 1 je tvořen π -článkem, jehož prvky jsou C_1/C_2 , L_1 a C_3 . Výhodou tohoto zapojení je vyšší potlačení harmonických kmitočtů (nad kmitočtem výstupním). Výstup č. 2 je proveden nízkoohmovou linkou z vazebního vinutí. V tomto případě je nutné zvýšit kapacitu C_3 na hodnotu 1n až 4n7.



Obr. 1.79. Harmonické oscilátory

	65 ± 85 MHz	85 ± 110 MHz
C ₁	15 pF	10 pF
C ₂	150 pF	100 pF
C ₃	100 pF	68 pF
L ₂	10 záv./0,2 CuLS na odporu 1/4 W	



Indukčnost L_2 , zapojená paralelně ke krystalu, potlačuje nižší rezonance krystalu a podporuje oscilace na žádaném harmonickém kmitočtu. Popsaný oscilátor je vhodný pro harmonické krystaly pracující na 5. a 7. harmonické. Obvykle pracuje dobře i na 3. harmonické, od výstupního kmitočtu 30 MHz.

Zapojení na obr. 1.79b je určeno pro krystaly pracující na 3. harmonické. Jeho výhodou je připojení jednoho pólu krystalu na zem, což umožňuje snadné přepínání u vícekanálových oscilátorů. Zpětná vazba je dána poměrem kapacit C_2/C_3 . Z hlediska stability kmitočtu je výhodnější volit kapacitu C_1 s vyšší hodnotou než má C_3 . Indukčností L_1 je možné přesné nastavení kmitočtu. Tato indukčnost nemá být příliš velká, jinak dochází k nežádoucím oscilacím na jiném kmitočtu, než je kmitočet krystalu. Paralelní odpor R_3 , zapojený ke krystalu, potlačuje základní kmitočet oscilátoru [22].

Výstupní obvod v kolektoru tranzistoru je laděn na žádaný harmonický kmitočet a s obvodem L_3C_3 tvoří pásmovou propust, která potlačuje pronikání harmonických kmitočtů na výstup. Výstup č. 1 je určen k připojení do oddělovacího zesilovače s vysokou vstupní impedancí (báze hradlového fetu nebo mosfetu). Výstup č. 2 je nízkooimpedanční a je vhodný ke spojení s oddělovacím zesilovačem, osazeným bipolárním tranzistorem.

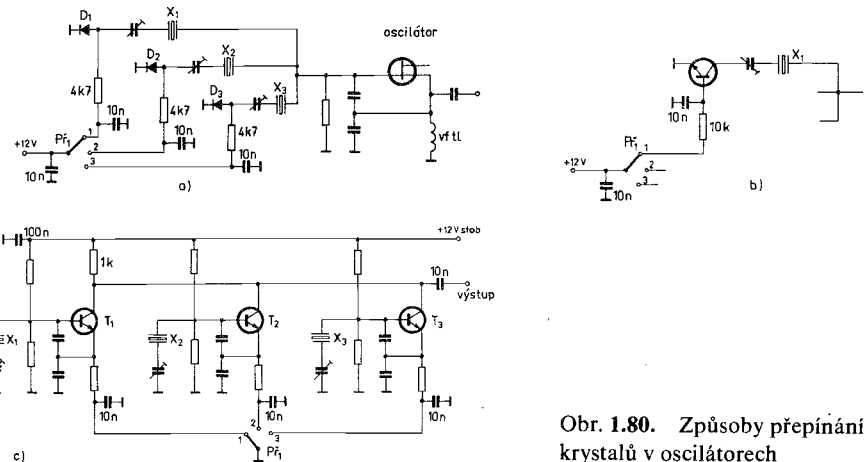
Nastavení laděného obvodu v kolektoru bývá kritické. Vždy musí

být naladěno mírně nad rezonancí harmonického krystalu, jinak bývají problémy se spolehlivým nasazením oscilací po připojení napájecího napětí. Harmonické oscilátory jsou citlivé na kolísání napětí, které musí být vždy dobře stabilizováno a filtrováno.

V přijímačích se často vyskytuje potřeba přepínání kmitočtů krystalových oscilátorů. Bývá tomu v případě přepínání postranních pásem v záznějovém oscilátoru, přepínání krystalů v premixeru u přijímačů pro více pásem apod.

Přepínání krystalů je možné pomocí přepínačů přímo, avšak vznikají konstrukční problémy a nebezpečí nespolehlivé funkce díky nežádoucím kapacitám nebo dlouhým přívodům. U krystalových oscilátorů, kde je krystal připojen jedním koncem na zem, je snadnější a spolehlivější přepínání pomocí elektronických spínacích prvků, přivedením stejnosměrného napětí. Délka přívodů k ovládání může být libovolně dlouhá, a to umožňuje umístit oscilátor na nejvhodnější místo v přijímači.

Jako spínacího prvku se nejčastěji používá křemíkové spínací diody. Zapojení s diodami je na obr. 1.80a. Není-li na diodu přivedeno



Obr. 1.80. Způsoby přepínání krystalů v oscilátorech

stejnosměrné napětí, chová se dioda jako odpor o vysoké hodnotě. Přivedením kladného napětí na anodu diody začne procházet proud

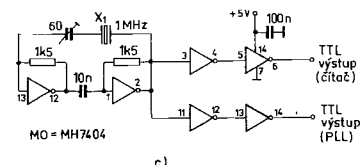
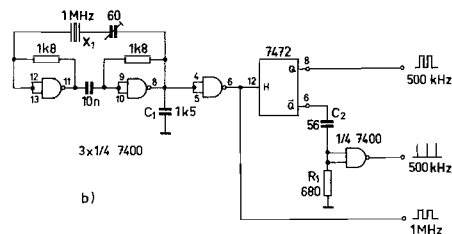
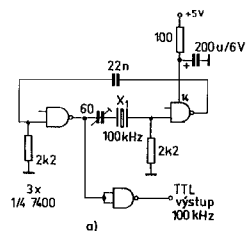
a dioda se chová jako odpor o velmi nízké hodnotě ($0,5 \Omega$). Tím uzavře obvod krystalu proti zemi a oscilátor kmitá na kmitočtu připojeného krystalu. Pro tento účel jsou vhodné všechny spínací diody, např. KA 206, KA 207, KA 136.

Podobný způsob je na obr. 1.80b. Ke spínání je použito bipolárních tranzistorů. Výhodou tohoto zapojení je potřeba nižšího přepínacího proudu. Ke spínání jsou vhodné spínací tranzistory řady KSY, avšak mnoho vř tranzistorů pracuje v této funkci spolehlivě.

Může se stát, že kvalita použitých krystalů je rozdílná a některé nechtějí v daném zapojení kmitat nebo jsou příčinou rozdílné úrovně výstupního napětí. V takovém případě je vhodné zapojení na obr. 1.80c. Je sice nákladnější, ale zajišťuje optimální funkci oscilátoru s danými krystaly. Každý oscilátor se dá změnou pracovního bodu nebo úrovní zpětné vazby (kapacitní dělič) nastavit tak, aby pracoval spolehlivě. Výstupní napětí se odebírá ze společného kolektorového odporu.

Přepínání jednotlivých oscilátorů je zajištěno uzavřením emitorového obvodu proti zemi. Přívody mohou být dlouhé, bez nebezpečí nežádoucích jevů.

Kalibrátory, normálové oscilátory pro řízení fázových závěsů nebo časové základny digitálních měřičů kmitočtu vyžadují výstupní napětí s úrovní TTL a obdélníkového nebo jehlového tvaru. Pro tyto účely se může využít logických hradel jako aktivního prvku oscilátoru. Několik způsobů je na obr. 1.81. Obr. 1.81a znázorňuje oscilátor s hradly MH 7400, pracujícími na normálovém kmitočtu 100 kHz. Přesný kmitočet se nastavuje kapacitním trimrem v sérii s krystalem. S některými krystaly velmi nízkých kmitočtů dochází k nespolehlivému nasazení kmitů. Je to způsobeno tím, že rychlost hradel je tak velká, že dojde



Obr. 1.81. Krystalové oscilátory jako normály kmitočtů

k nasycení a uzavření hradla dříve, než se krystal stačí rozkmitat. Tento jev spolehlivě odstraní RC člen v přívodu napájecího napětí. Napětí narůstá pomaleji, takže se stačí vytvořit potřebná zpětná vazba k nasazení oscilací.

Oscilátor je oddělen od výstupu jedním hradlem.

Zapojení na obr. 1.81b je podobné, je však doplněno děličem kmitočtu a tvarovacím hradlem. V obvodu je důležitý kondenzátor C_1 . Bez něj některé druhy krystalů odmítají kmitat nebo kmitají na některém parazitním kmitočtu.

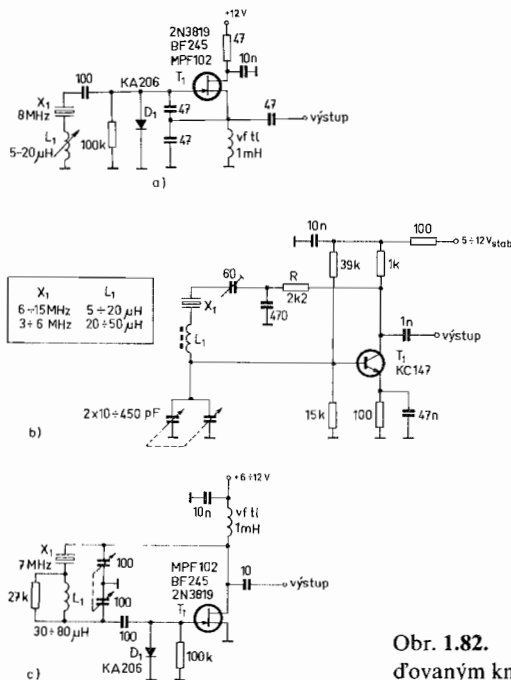
Jako dělič kmitočtu pracuje obvod MH 7472. Z jeho negovaného výstupu se odebírá napětí pro tvarovací obvod. Průběh je derivován členem C_2/R_1 a na výstupu hradla MH 7400 je možné odebírat jehlové impulsy pro fázový detektor v jednotce PLL.

Obvod MH 7404, ve kterém je šest invertorů, je použit v zapojení na obr. 1.81c. Z oscilátoru je možné odebírat dvě výstupní napětí přes oddělovací invertory.

Všechna uvedená zapojení pracují s krystaly různého provedení až do kmitočtu 10 MHz.

Výhoda krystalových oscilátorů je především v jejich kmitočtové stabilitě. Přesto se někdy vyskytne potřeba malého přeladění kmitočtu. Bylo zjištěno, že některé typy krystalů jsou ochotné v malém rozmezí měnit kmitočet za pomoci kapacity nebo indukčnosti, aniž by se podstatně zhoršila jejich stabilita. Rozladované krystalové oscilátory (VXO) se dají v přijímačích využít v záznějovém oscilátoru, v obvodech pro plynulou změnu selektivity mř zesilovače nebo v jednoduchých transceivrech pro omezený úsek zvoleného krátkovlnného pásma (zařízení na dovolenou). Běžné je používání rozladovaných krystalových oscilátorů v zařízeních pro pásmo 144 MHz, kde základní oscilátor kmitá v rozsahu KV a kmitočet je vynásoben do pásma VKV. Malá změna základního kmitočtu zaručí po vynásobení přeladění většího úseku VKV pásma.

Několik zapojení rozladovaných krystalových oscilátorů je na obr. 1.82. Vidíme, že základní zapojení se neliší od již popsaných obvodů,



Obr. 1.82. Krystalové oscilátory s přeladovaným kmitočtem (VXO)

pouze ve spojení s krystalem je použito prvku, který umožňuje změnu kmitočtu v malém rozmezí. Na obr. 1.82a je to sériová indukčnost L_1 , která dokáže změnit kmitočet oscilátoru přibližně o 5 kHz (u krystalů na 7 MHz). Zvyšováním indukčnosti se kmitočet snižuje. Schopnost rozladování nemá každý krystal, vhodný je nutno vybrat. U některých krystalů se setkáme s ochotou nechat se rozladovat v daleko větší míře. To nás však nesmí zmást, protože pak oscilátor již nepracuje v režimu pravého VXO a stabilita se výrazně zhorší.

V zapojení s hradlovými fety se používá dioda mezi bázi a zemí, zapojená v propustném směru. Dioda má zabránit vzniku kladného napětí na bázi, které je příčinou zhoršené stability kmitočtu, vzniku nežádoucích harmonických kmitočtů a omezení schopnosti rozladění.

Většího rozladění se dá dosáhnout v zapojení podle obr. 1.82b. Literatura [22] udává hodnotu 10 kHz při kmitočtu 5 MHz. Oscilátory rozladované proměnnou kapacitou dosahují také vyšší stability, údajně až o dva řády.

Oscilátor na obr. 1.82c využívá k rozladění obou kapacit zpětnovazebního děliče. Udávaná hodnota rozladění je až 15 kHz na kmitočtu 5 MHz.

U všech rozladovaných krystalových oscilátorů se doporučuje zařadit oddělovací zesilovač před dalším zpracováním v zařízení. Ve většině případů je nutné ladit oscilátor ve větším kmitočtovém rozsahu, než dovoluje rozladování krystalů. V přijímačích určených k poslechu na amatérských pásmech je třeba ladit v rozsahu celého pásma. Jednotlivá pásma na krátkých vlnách jsou však nesterjné široká. Nejužší rozsah mají pásma 7 a 10 MHz (šířka 100 kHz), nejširším pásmem je pásmo 28 MHz, které je široké 1 700 KHz. V praxi je nejobvyklejší hodnota rozladění oscilátoru 500 kHz s tím, že pásmo 28 MHz je rozděleno na 3 nebo 4 úseky široké 500 kHz.

Na oscilátory s plynulým laděním kmitočtu jsou kladeny vysoké nároky z hlediska stability (platí pochopitelně všechny požadavky tak, jak byly stanoveny v úvodní části), protože od laděného oscilátoru je odvozeno cejchování stupnice, která musí umožnit opakované naladění přesného kmitočtu. Nároky na přesnost odečítání kmitočtu jsou vysoké a praktická hodnota nemá překročit 1 kHz. Digitální stupnice dosahují přesnosti 100 Hz a současný trend směřuje k odečítání po 10 Hz.

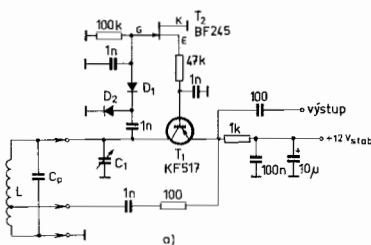
Vysoké stability kmitočtu se u laděných oscilátorů dosahuje lépe na nižších kmitočtech, v praxi do kmitočtu 7 až 10 MHz. Získání požadované stability na kmitočtech vyšších je velmi obtížné. Protože v přijímači potřebujeme pro směšování i kmitočtů vyšších (pro horní pásma krátkovlnného rozsahu), používá se nejčastěji směšování s pevným kmitočtem, řízeným krystalem a po odfiltrování směšovacích kmitočtů se vede výsledný signál do směšovače přijímače. Další možnosti dává oscilátor řízený fázovým závěsem (PLL), u kterého je přesnost odvozena od normálu řízeného krystalem.

Oscilátorů s proměnným kmitočtem (VFO) existuje celá řada. Většinou jsou nazývány po autorech. Mají své předchůdce v elektronko-

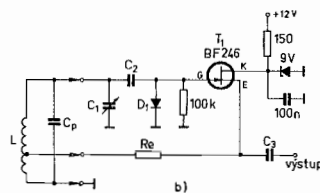
vé verzi. Jejich aplikace do polovodičové techniky byla snadná a mnoho těchto oscilátorů dává výsledky mnohem lepší, než bylo u původních zapojení s elektronkami. Osazení elektronkami mělo nevýhody ve vyzařování tepla, které působilo na součástky ovlivňující kmitočet, a ve střídavém proudu žhavení, jež bylo často příčinou namodulování brumu na oscilátorový signál.

Dokladem výhod polovodičových oscilátorů je skutečnost, že světoví výrobci použili v hybridních zapojeních oscilátoru jako první jednotky, která byla osazena tranzistorem. Praxe potvrzuje, že obdobných výsledků v kvalitativních parametrech oscilátorů je možné dosáhnout jak s bipolárními tranzistory, tak s hradlovými fety nebo mosfety.

Zapojení Hartleyova oscilátoru je na obr. 1.83. Zpětná vazba se získává připojením emitoru na odbočku cívky. Odbočka je přibližně v $\frac{1}{4}$ počtu závitů od studeného konce. Použití odbočky způsobuje konstrukční potíže u vícerozsahových oscilátorů, kde je přepínána indukčnost. Hlavní ladící kapacita C_1 se využívá pro všechny rozsahy. Přídavná kapacita C_p může být složena z více kondenzátorů (teplotní kompenzace) a kapacitního trimru, pro přesné nastavení rozsahu. Oscilátor může být použit i jako laděný zánějový oscilátor. V tomto případě je výhodnější připojit ladící kapacitu C_1 z odbočky proti zemi a tak snížit rozsah rozladění.



Obr. 1.83. Hartleyův oscilátor



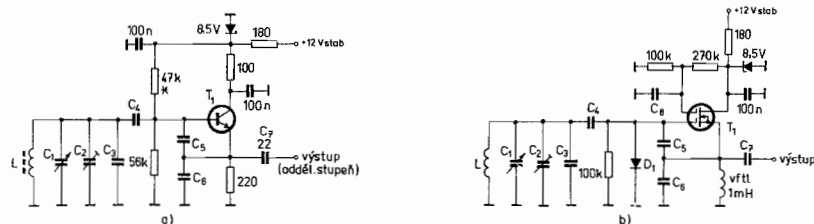
obvodu je usměrněna zdvojovačem napětí D1D2. Stejnoseměrné napětí řídí bázi T_2 , takže se tranzistor chová jako proměnný odpor v závislosti na amplitudě oscilací. Výsledkem je konstantní napětí na výstupu i při změně rozsahů ve velmi širokém rozmezí kmitočtů (ověřeno od 2 do 50 MHz; stabilita kmitočtu na vyšších rozsazích je však neuspokojivá).

V zapojení na obr. 1.83b je použito hradlového fetu. Laděný obvod je zapojen mezi bázi a zem. K emitorovému odporu R_e je třeba vyzkoušet paralelní kapacitu (asi 10 nF při kmitočtech 5 MHz). Oscilátor byl vyzkoušen ve fázovém závěsu na kmitočtech 50 až 80 MHz. Na těchto kmitočtech došlo připojením emitorové kapacity ke zhoršení šumových vlastností oscilátoru. Diody D_1 , zapojená v propustném směru z báze na zem, má zabránit vzniku kladných špiček v napětí na bázi. Kladné napětí na bázi má za následek změnu předpětí, změnu strmosti a důsledkem je vznik intermodulačních produktů a zhoršení stability.

Zapojení Colpitts je na obr. 1.84a a je osazené bipolárním tranzistorem. Zpětná vazba je dána kapacitním děličem C_5/C_6 . Hodnoty kapacit jsou v poměru 1:2, přičemž lepších výsledků se dosahuje, když kapacita C_5 má vyšší hodnotu. Velikost kapacit je závislá na kmitočtu oscilátoru a v okolí 5 MHz je 680 a 330 pF. Výsledná kapacita je zapojena paralelně k laděnému obvodu a zvyšuje poměr C:L. Potřebná indukčnost má malou hodnotu, což mívá za následek zhoršení stability. Snížením hodnoty vazební kapacity C_4 na nejnutnější míru pro udržení oscilací se omezí vliv kapacitního děliče C_5/C_6 na výsledný poměr LC v laděném obvodu.

Na obr. 1.84b je zapojení stejného typu oscilátoru, osazeného dvoubázovým mosfetem.

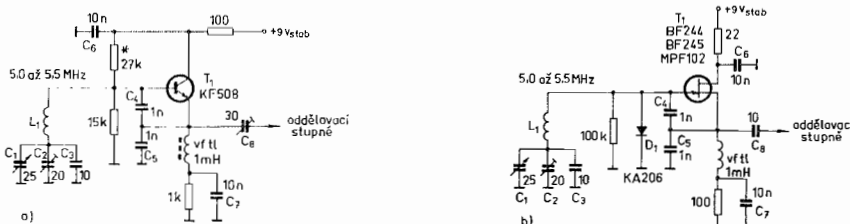
Vynikajících výsledků se dosahuje u oscilátorů Colpitts se sériově laděným obvodem (známého také jako Clappův oscilátor). Jeho tranzistorová verze je na obr. 1.85a. Zpětnovazební kapacitní dělič C_4/C_5 používá kapacit s velkou hodnotou. Tyto kapacity jsou připojeny paralelně k přechodu báze/emitor, takže nepatrné změny kapacit přechodu způsobené teplotou se vzhledem k vysoké kapacitě děliče neuplatní. To má příznivý vliv na stabilitu oscilátoru. Laděný obvod je v sériovém zapojení a používá velkých hodnot indukčnosti a malé ka-



Obr. 1.84. Colpittsův oscilátor s paralelním obvodem

capacity. Kapacitní dělič C_4/C_5 je s laděným obvodem v sérii. Na kmitočtu 1,8 MHz se podařilo dosáhnout takové stability, že od okamžiku zapnutí do ustáleného stavu byla změna kmitočtu pouze 40 Hz a za další hodinu se změnil kmitočet pouze o 4 Hz.

Stejné zapojení s hradlovým fetem je na obr. 1.85b.

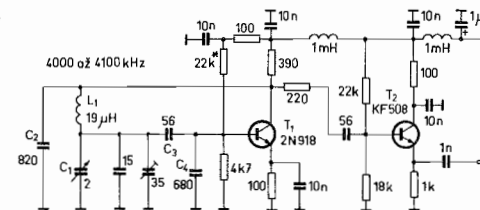


Obr. 1.85. Colpittsův oscilátor se sériovým obvodem

S jiným vysoce stabilním oscilátorem se setkáme daleko častěji v zahraniční literatuře než u nás, ačkoliv zapojení je čs. původu. Jeho autorem je doc. ing. Jiří Vackář, CSc. Zapojení vychází z původních prací z roku 1947 a bylo vyvinuto s použitím elektronek. Použitím polovodičů neztrácí zapojení své vlastnosti. Autor této stati používá Vackářův oscilátor v mnoha zařízeních od dávných typů s elektronkami až po up-konvertorový transceiver v současné době.

Zapojení s bipolárním tranzistorem, uveřejněné v lit. [23], je na obr. 1.86. Oscilátor pracuje v rozsahu 4 000 až 4 100 kHz. V původním

Obr. 1.86. Vackářův oscilátor

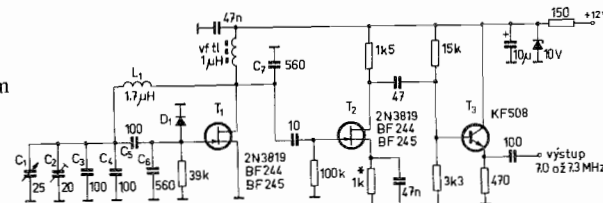


pramenu byl směšován s dalším kmitočtem z krystalového oscilátoru na výsledný kmitočet 7,0–7,1 MHz (pro vysílač).

Vackářův oscilátor používá sériově laděný obvod. Kolektor i báze tranzistoru jsou uzavřeny proti zemi velmi nízkou kapacitní reaktancí kondenzátorů C_2 a C_4 . Tím je omezen vliv změn polovodičových přechodů na stabilitu kmitočtu. Laděný obvod má vysoký poměr LC a tak k přeladění požadovaného rozsahu postačí malá kapacita ladícího kondenzátoru. Pracovní režim tranzistoru se nastavuje odporovým děličem v bázi do třídy A. Použitá indukčnost musí mít co nejvyšší dosažitelné Q a proto je nejvýhodnější vinout cívku na keramické tělísko o větším průměru, alespoň 20 až 25 mm. V původním pramenu bylo použito jednoduchého oddělovacího stupně, zapojeného jako emitorový sledovač. Doporučujeme za oscilátor zapojit dokonalejší oddělovací zesilovač – víceúrovňový. Vazbu s oscilátorem je nutné nastavit co nejvolněji, a to zmenšením vazební kapacity na nejnutnější míru. Sériové zapojení odporu s kapacitou (jak je zakresleno na obrázku) někteří autoři nedoporučují, protože zhoršuje šumové vlastnosti oscilátorové jednotky.

Zapojení Vackářova oscilátoru osazeného hradlovým fetem je na obr. 1.87. Zapojení je obdobné jako v předchozím případě. Aby nebyl omezován proud tranzistoru, je v kolektorovém obvodu použito vf tlumivky místo odporu. Zapojení s fetem je méně náchylné na změny kapacit přechodů vlivem teploty a dosahuje i menší úrovně vlastních šumů.

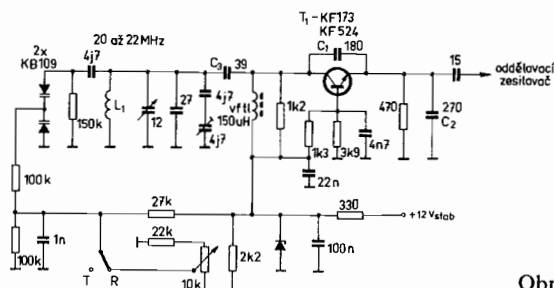
Obr. 1.87. Vackářův oscilátor s fetem



Za oscilátorem je zařazen dvoustupňový oddělovací zesilovač, kde je na prvním stupni použito také hradlového fetu. Vzhledem k jeho vysoké vstupní impedanci je možné snížit vazební kapacitu na velmi malou hodnotu a tak zajistit minimální ovlivňování oscilátoru. Další stupeň pak pracuje jako emitorový sledovač.

V uvedeném zapojení byl oscilátor použit ve vysílači na 14 MHz, kdy výstupní kmitočet byl zdvojen ve zdvojovači kmitočtů.

Velmi stabilní oscilátor s bipolárním tranzistorem, známý jako „Swan“ (byl použit v řadě výrobků této firmy), je na obr. 1.88. Vzhle-



Obr. 1.88. Oscilátor „Swan“

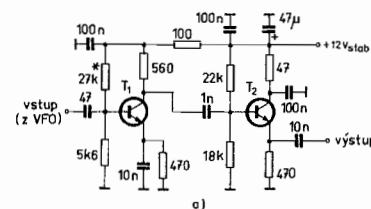
dem k velkým zpětnovazebním kapacitám C_1 a C_2 , připojením ke kolektoru a emitoru tranzistoru, je snížen vliv změn kapacit přechodů na stabilitu. Volná vazba mezi laděným obvodem a aktivním prvkem (kapacita C_3) dále snižuje vliv tranzistoru na kmitočet. Zapojení bylo ověřeno až do kmitočtu 22 MHz s velmi dobrými výsledky. Po zapnutí došlo k posunu kmitočtu o 1 200 Hz a po 10minutovém ustálení se kmitočet změnil pouze o 40 Hz za hodinu provozu.

V zapojení je nakreslen i obvod rozladování (RIT) pomocí kapacitních diod ($\pm 4,5$ kHz na 21 MHz). Oscilátor je používán v SSB transceiveru pro pásmo 144 MHz.

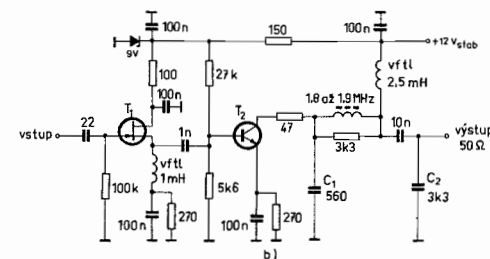
Oddělovací zesilovače jsou nedílnou součástí oscilátorů. Jejich úkolem je zesílit napětí oscilátoru na potřebnou úroveň pro směšování a omezit vliv zátěže na kmitočet. Na obr. 1.89 jsou uvedena dvě zapojení dvoustupňových oddělováčů. Na obr. 1.89a je použito dvou bipolárních tranzistorů. První pracuje jako zesilovač, druhý jako emitorový sledovač. V zapojení dobře pracují běžné křemíkové tranzistory nf, např. KC 147–9. Vzhledem k malé hodnotě zatěžovacího kolekto-

ru T_1 není zesílení příliš velké a nepřekročí 20 dB. Je třeba věnovat pozornost nastavení pracovního bodu tranzistoru T_2 , aby nedocházelo k omezení tvaru signálu a tím ke vzniku harmonických kmitočtů (kontrola osciloskopem).

Zapojení na obr. 1.89b je dokonalejší. Na vstupu je použito hradlo-



Obr. 1.89. Oddělovací stupně oscilátorů



vého fetu jako emitorového sledovače. Tím je zaručena vysoká vstupní impedance tohoto stupně, která dovoluje snížit kapacitu vazebního kondenzátoru na minimální hodnotu. Zesílení se dosahuje až ve druhém stupni s bipolárním tranzistorem. Ten má v kolektoru zařazen laděný obvod. Obvod je nastaven na střed zesílovaného pásma kmitočtů a je tlumen paralelním odporem, takže je širokopásmový. Výstupní obvod je zapojen jako π -článek, který přivádí vyšší impedanci kolektoru na nízkou výstupní impedanci.

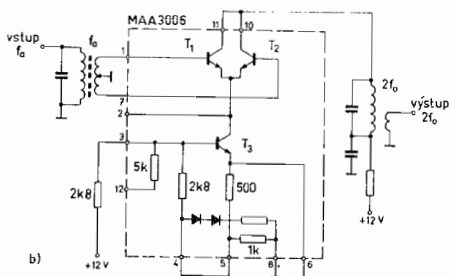
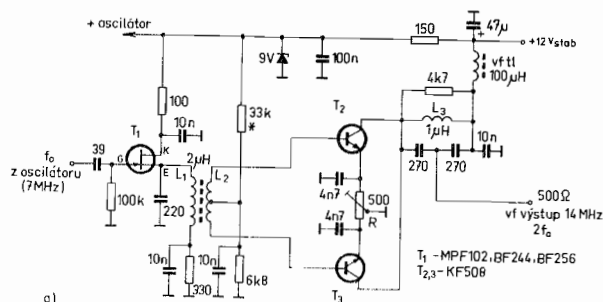
Účinnost oddělovacích zesilovačů se kontroluje zkratováním výstupu za současného měření kmitočtu oscilátoru. Změna kmitočtu nemá být větší než 300–500 Hz. Některá zapojení dosahují hodnoty 30–50 Hz.

Potlačení vyšších harmonických kmitočtů oscilátoru má být nejméně 60 dB. Je proto obvyklé zařadit na výstup oscilátorové jednotky

minimálně dvoustupňovou, lépe však třístupňovou dolní propust zakončenou ohmickým odporem.

Čím nižší kmitočet oscilátoru, tím snadněji se dosáhne vyšší stability kmitočtu. V některých případech je proto vhodnější zvolit základní kmitočet oscilátoru na polovičním kmitočtu, než je žádaný výstupní kmitočet a na výstup zařadit zdvojovač kmitočtu. Výsledná stabilita bývá lepší, než by zaručil stejný oscilátor na žádaném výstupním kmitočtu.

Na obr. 1.90a je zapojení zdvojovače kmitočtu s diskretními součástkami. Hradlový fet T_1 , zapojený jako emitorový sledovač s ladě-



Obr. 1.90. Zdvojovač kmitočtu

ným výstupem, zajišťuje svým vysokým vstupním odporem izolaci od oscilátoru. Tranzistory T_2 a T_3 jsou buzeny symetricky, zatímco jejich spojené kolektory jsou připojeny k nesymetrickému laděnému obvodu. Tímto zapojením se dosahuje potlačení všech lichých harmonických kmitočtů. Zdvojovač T_2/T_3 pracuje ve třídě C a produkuje spektrum sudých harmonických kmitočtů. Laděný obvod na výstupu je

laděn na 2. harmonickou, ostatní jsou značně potlačeny. Přesto je nutné na výstup zařadit účinnou dolní propust.

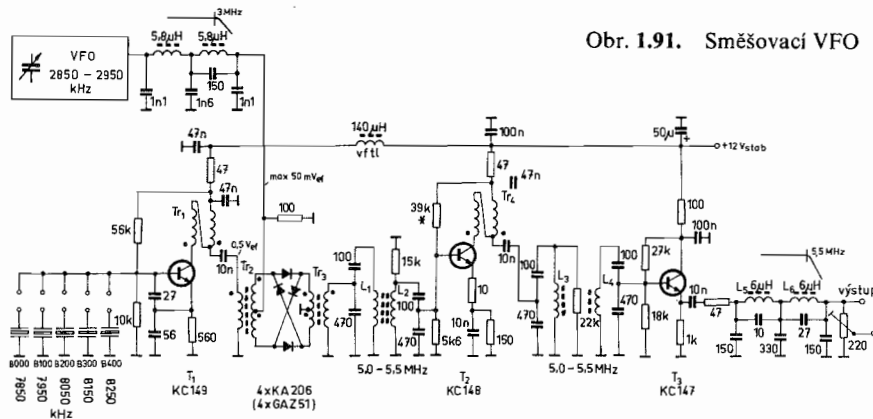
Proměnný odpor mezi emitory T_2/T_3 slouží k nastavení přesné symetrie a nastavuje se na nejvyšší potlačení kmitočtu základního oscilátoru.

Zapojení na obr. 1.90b využívá diferenciálního zesilovače MA 3006. Potřeba dalších součástek je výrazně snížena. Vzhledem k umístění diferenciálního zesilovače na jednom čipu má zapojení velmi dobrou symetrii, takže není nutné přídavné nastavení.

Kombinované oscilátory

Oscilátory s proměnným kmitočtem (VFO) dosahují uspokojivé stability na kmitočtech maximálně 7 až 10 MHz. Je sice možné dosáhnout dobré stability kmitočtu až do 20 MHz, ovšem za cenu náročného provedení a nastavování teplotní kompenzace. V přijímači pro krátkovlnná pásma však potřebujeme ke směšování kmitočtu často až 40 MHz. Jednou z možností je použití tzv. premixeru, kde směšováním signálů VFO na nízkém kmitočtu a signálu z oscilátoru řízeného krystalem získáme potřebné kmitočty ke směšování v přijímači. Na výstupu směšovače se používá pásmová propust a oddělovací zesilovač s další pásmovou propustí na výstupu z premixeru, aby byly účinně potlačeny nežádoucí produkty a do směšovače přijímače přišel pouze čistý signál. Popis premixeru je uveden k obr. 1.18.

Na stejném principu pracuje směšovací VFO z obr. 1.91. Jeho vý-



Obr. 1.91. Směšovací VFO

stupní kmitočty jsou v rozsahu 5 000 až 5 500 kHz, tedy na kmitočtech, kde není ještě obtížné dosáhnout dobrou stabilitu. Důvod k použití směšovacího VFO je však jiný. Při vysokých požadavcích na přesné odečítání kmitočtu a jeho opakovatelné nastavení je řešení běžných analogových stupnic neuspokojivé. Při ladění v rozsahu 500 kHz musí být délka stupnice 500 mm, aby dělení po 1 kHz mělo rozstup 1 mm. Pro toho, kdo zatím nemůže využívat výhod digitálních stupnic, nabízí směšovací VFO výhodné řešení. Přeladovaný oscilátor ladí pouze v rozmezí 100 kHz. Ladicí převod 1:2, na jehož ose je umístěna kruhová stupnice o průměru 85 mm, umožní rozdělení 100 dílků po celém obvodu, takže dílky po 1 kHz budou od sebe vzdáleny 2,5 mm. To je již velmi dobrá přesnost odečítání kmitočtu.

V popisovaném zapojení je využito výhod 100 kHz odstupu u krystalů RM 31 řady B 000. Krystalový oscilátor, kde je použito 5 krystalů přepínaných přepínačem, má v kolektorovém obvodu T_1 širokopásmový transformátor. Impedanční převod transformátoru je 4:1 a jeho nízkohmový výstup je připojen ke vstupu diodového, dvojité vyváženého směšovače. Použití tohoto typu směšovače je nutné, aby byla zaručena čistota výstupního signálu. Ke druhému vstupu směšovače je přivedeno napětí z přeladovaného oscilátoru (VFO). Výběr vhodného oscilátoru můžeme provést podle vlastního uvážení ze dříve uvedených zapojení. Aby byla zajištěna čistota výstupního signálu, je nutné na výstup VFO zařadit dolní propust.

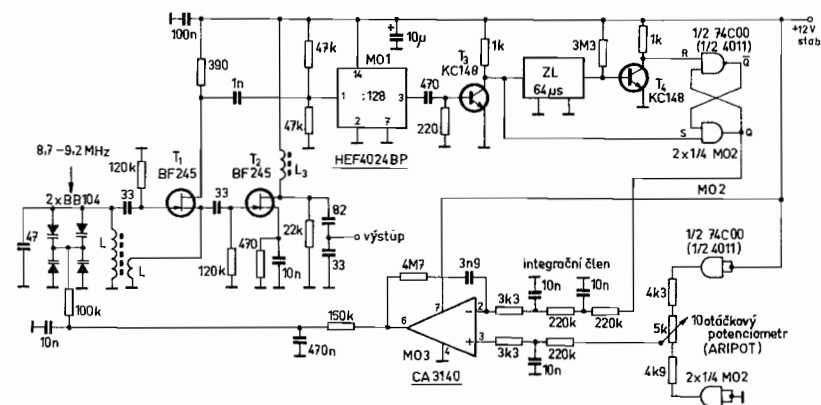
Na výstupu směšovače je použita pásmová propust, laděná na rozdílový kmitočet, tj. 5,0 až 5,5 MHz. Vzájemnou vazbou cívek, případně volbou paralelních tlumicích odporů, se nastaví propust tak, aby lineárně přenesla všechny žádané kmitočty. Stejná pásmová propust je na výstupu zesilovače T_2 . Tranzistor T_3 pracuje jako emitorový sledovač, který zajišťuje nízkou výstupní impedanci pro dolní propust na výstupu směšovacího VFO.

Širokopásmové transformátory Tr_1 až Tr_4 jsou vinuty na feritovém toroidním jádru z materiálu N2 o průměru 6 mm. Vinutí je bifilární (Tr_1 a Tr_4) nebo trifilární (Tr_2 a Tr_3), dvěma (třemi) vodiči o průměru 0,25 mm zároveň. Začátky vinutí jsou ve schématu označeny tečkou.

Pásmové propusti L_1/L_2 a L_3/L_4 je třeba umístit tak, aby mezi nimi nemohla vzniknout vzájemná vazba.

Není podmínkou použití uvedených krystalů, ale je možné zvolit jinou kombinaci pěti kmitočtově na sebe navazujících krystalů. Pak bude ale nutné upravit rozsah kmitočtů přeladovaného oscilátoru vzhledem k žádanému výstupnímu rozsahu.

Zapojení zajímavého oscilátoru je na obr. 1.92. Oscilátor byl popsán v lit. [24] jako přídavné VFO ke komerčnímu transceiveru, ale jeho využití může být širší.



Obr. 1.92. VFO se zpožďovací linkou

Napěťově řízený oscilátor (VCO) s hradlovým fetem pracuje na žádaném výstupním rozsahu kmitočtů. Napětí oscilátoru je vyvedeno přes oddělovací zesilovač T_2 do směšovače přijímače.

Z kolektoru T_1 je signál přiveden na vstup děličky, která převede vf kmitočet do oblasti nízkých kmitočtů. Obdélníkový průběh na výstupu děličky je derivován RC členem a získané jehlové impulsy jsou zesíleny tranzistorem T_3 . Z kolektoru T_3 se rozdělují dvěma směry. Přímou jsou přivedeny na S vstup klopného obvodu RS a přes zpožďovací linku ZL a tranzistor T_4 na vstup R. Impuls, který postupuje přímo, překlopí obvod tak, že na výstupu Q je stav logické 1. Za dobu zpoždění, tj. 64 μ s, dojde impuls na vstup R a obvod se opět překlopí do výchozího stavu, kdy na výstupu Q bude logická nula. Sledem impulsů z děličky dochází ke střídavému překlápění obvodu, takže na výstupu Q vznikne obdélníkové napětí, jehož střída je úměrná kmitočtu

oscilátoru. Toto napětí se pomocí integračního RC členu převede na stejnosměrné a přivede na invertující vstup operačního zesilovače, který pracuje jako komparátor napětí. Na neinvertující vstup se přivádí referenční napětí z napěťového děliče, jehož součástí je proměnný, desetitáctkový odpor (Aripot). Dělič je napájen z tvrdého zdroje, který tvoří zbývající dvě hradla obvodu MO 2. Komparátor porovnává napětí z RS obvodu s referenčním napětím. Jeho výstupní napětí, vyhlazené dolní propustí RC, ovládá kapacitní diody v obvodu oscilátoru. Ladění VFO se řídí změnou proměnného odporu.

Zpoždovací linka je stejného typu, jaké se používají v barevných televizorech. Zpoždění $64 \mu s$ odpovídá kmitočtu $15\,625 \text{ Hz}$ ($1\,000:64 = 15\,625 \text{ Hz}$), které vynásobeny dělicím poměrem použité děličky určují schopnost přeladění oscilátoru ($15\,625 \times 128 = 2 \text{ MHz}$). Znamená to, že oscilátor může pracovat v rozsazích násobků 2 MHz , např. $2-4$, $4-6$, $6-8 \text{ MHz}$ atd. Nejvyšší použitelný kmitočet oscilátoru je dán schopností děličky a kvalitou zpoždovací linky. Nedoporučuje se volit kmitočty, které jsou v blízkosti okraje daného rozsahu (rozhraní 2 MHz násobků).

Při řešení oscilátorů přijímače, jehož $m f$ kmitočet je 9 MHz , jsou potřebné kmitočty pro některá pásma v blízkosti rozhraní a hrozí nebezpečí nestability. Je však možné použít děličky s jiným dělicím poměrem. V uvedeném případě je optimální dělicí poměr $1:120$. Oscilátor pak může pracovat v úsecích kmitočtů, které jsou násobkem $1,875 \text{ MHz}$.

Oscilátory řízené fázovým závěsem (PLL)

Oscilátory řízené fázovým závěsem, pracující jako kmitočtové syntetizéry, se používají v přijímačích pro profesionální a vojenské účely již delší dobu. Jejich zavádění do přijímačů komerční třídy i do amatérských konstrukcí umožňuje rychlý rozvoj potřebných integrovaných obvodů. Z hlediska počtu obvodů zůstávají velmi náročnou a složitou záležitostí a při návrhu amatérských přijímačů je třeba zvažovat své znalosti a schopnosti na jedné straně a účelnost na straně druhé.

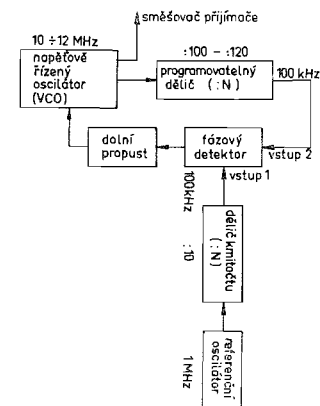
Při řešení přijímačů pro krátkovlnná amatérská pásma narážíme na problém, jak zajistit kvalitní signál oscilátoru, nutný pro směšování.

Použití přeladitelného oscilátoru, jehož výstupní kmitočet by odpovídal kmitočtu nutného ke směšování, je nevyhovující na vyšších pásmech. Použití mixeru naráží na problémy se získáním většího počtu krystalů (minimálně jednoho pro každé amatérské pásmo). Situace je ještě složitější u tzv. přehledových přijímačů, určených k příjmu v rozsahu celého krátkovlnného pásma, často již od 50 kHz do 30 MHz . U těchto přijímačů bývá celý přijímaný rozsah rozdělen na úseky po 500 kHz nebo po 1 MHz . Pro každý kmitočtový úsek je nutný samostatný krystal. První kmitočtové syntetizátory byly proto vyvinuty pro tento druh přijímačů.

Podstatou kmitočtových syntetizérů je napěťově řízený oscilátor, pracující přímo na kmitočtu potřebném ke směšování. Tím je dána do značné míry záruka čistoty výstupního signálu. Oscilátor je složitou cestou stabilizován z normálního oscilátoru, řízeného krystalem. V profesionálních přijímačích bývá normálový oscilátor umístěn v termostatu a špičkové přístroje dosahují stability výstupního signálu pro směšování až 1 Hz . Kmitočtové syntetizéry umožňují stavbu stabilních oscilátorů až do oblasti gigahertzových kmitočtů.

Zjednodušený princip fázového závěsu vysvětluje obr. 1.93. Uvedené kmitočty slouží pouze jako příklad.

Obr. 1.93. Zjednodušený princip fázového závěsu



Z normálového (referenčního) oscilátoru jde signál do děličky kmitočtu, z jejího výstupu pak do vstupu fázového detektoru. Signál z napěťově řízeného oscilátoru (VCO) je v programovatelné děličce vydě-

len na kmitočty, který je shodný s referenčním kmitočtem na vstupu 1 fázového detektoru. V případě absolutní shody obou kmitočtů bude na výstupu detektoru základní úroveň stejnosměrného napětí. Toto napětí přichází přes dolní propust na kapacitní diodu, která je součástí oscilačního obvodu. (Kapacitní dioda bývá používána nejčastěji. Jsou však i syntetizéry, ve kterých se používá jiných prvků k ovládní kmitočtů).

V případě, že dojde z jakýchkoliv důvodů ke změně kmitočtu oscilátoru, změní se i vydělený kmitočet na vstupu 2 a výsledkem bude změna výstupního, stejnosměrného napětí z detektoru. Změna se přenesla na kapacitní diodu a ta ovlivní kmitočet oscilátoru. Polarita kapacitní diody musí být zvolena tak, aby k posuvu kmitočtu došlo v opačném smyslu, než byla nežádaná změna kmitočtu. Tím dojde k tzv. zachycení a oscilátor je udržován ve stabilním stavu, který odpovídá stabilitě normálového oscilátoru. Každý oscilátor má oblast zachycení, ve které je smyčka fázového závěsu schopna udržet oscilátor ve stavu zachycení. Překročí-li se její hranice, vypadne oscilátor ze stavu zachycení, kmitá volně a není řízen normálovým oscilátorem. Používá se proto světelná signalizace, která indikuje, v jakém režimu oscilátor pracuje. Obvyklý způsob je ten, kdy je světlo zhaslé v případě zachycení a trvale svítí nebo pravidelně bliká, jestliže oscilátor ze stavu zachycení vypadl.

Předpokládáme, že VCO je laděno kondenzátorem v rozsahu 10 až 12 MHz. Programovatelná dělička, jejíž dělicí poměr se nastavuje pomocí přepínače, je nastavena na dělení 1:100. Ladění v daném rozsahu bude oscilátor pracovat bez zachycení do okamžiku, než se přiblížíme ke kmitočtu 10 MHz. V tom okamžiku se na vstupu 2 fázového detektoru objeví signál o kmitočtu 100 kHz, který je shodný s referenčním kmitočtem. Řídicí stejnosměrné napětí na výstupu detektoru dotáhne oscilátor do stavu zachycení. Jemný pohyb ladícím kondenzátorem na obě strany nebude mít již žádný vliv na výstupní kmitočet oscilátoru, pokud nepřekročíme oblast zachycení.

Když nastavíme programovatelnou děličku na dělicí poměr, např. 108, dojde ke shodě kmitočtů na obou vstupech detektoru při kmitočtu oscilátoru 10,8 MHz. Volbou kmitočtů VCO a programovatelných děliček je možné stabilizovat libovolný kmitočet.

Na uvedeném příkladě jsme ukázali, jak je možné získat kmitočtové kroky po 100 kHz na výstupu oscilátoru. V praktickém provozu je však třeba zajistit plynulé ladění požadovaných kmitočtů. Na stejném principu (zjednodušeno) jako byly vyrobeny kroky po 100 kHz, jsou vyráběny syntetizéry s kroky po 100 Hz v celém požadovaném rozsahu kmitočtů. Profesionální přijímače používají dokonce kroků po 1 Hz.

Jiný způsob je ten, kdy přeladovaný oscilátor (VFO) je součástí smyčky fázového závěsu a umožňuje plynulé ladění mezi jednotlivými kroky (100 až 500 kHz).

Popsaný výklad je zdánlivě jednoduchý. Ve skutečnosti výroba kvalitního syntetizéru naráží na značnou obvodovou složitost a na některé nedostatky, které se obtížně odstraňují. Syntetizéry mají sklony k horším vlastnostem z hlediska fázových šumů, jež mohou mít vliv na konečné vlastnosti přijímače. Výstupní stejnosměrné napětí z fázového detektoru nebývá také dokonalé a často obsahuje zbytková napětí střídavého charakteru. Střídavé napětí kmitočtově moduluje oscilátor a podílí se na tvorbě nežádoucích produktů směšování. Do stavby syntetizéru by se měl pustit jen ten, kdo má dobré zkušenosti a potřebnou měřicí techniku.

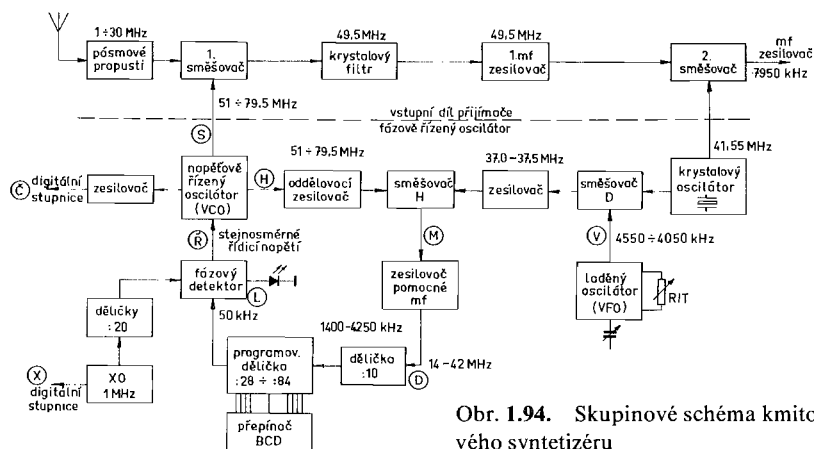
Různých provedení syntetizérů existuje celá řada. Téměř každá firma má své osvědčené zapojení, často za použití speciálních integrovaných obvodů. Jako ukázka bude popsáno zapojení amatérské konstrukce.

Popsaný syntetizér pracuje v přijímači typu up-konvertor s přijímaným rozsahem 1,5 až 30 MHz, rozděleným na kroky po 500 kHz. Přeladovaný oscilátor (VFO) je součástí smyčky fázového závěsu a zajišťuje plynulé ladění mezi jednotlivými kroky. Přijímač pracuje s dvojitým směšováním. První mf kmitočet, daný krystalovým filtrem, je 49,5 MHz a druhý mf kmitočet s filtry určujícími hlavní selektivitu, 7 950 kHz.

Požadavky na kmitočty oscilátorů jsou: první oscilátor laděný v rozsahu 51 až 79,5 MHz, druhý oscilátor s pevným kmitočtem 41,55 MHz. Požadované kmitočty zajišťuje syntetizér, z kterého je odvozeno napětí pro digitální stupnici.

Skupinové schéma syntetizéru je na obr. 1.94. V horní části obrázku

je zakreslena vstupní část přijímače, od anténního vstupu po druhý směšovač.



Obr. 1.94. Skupinové schéma kmitočtového syntezátoru

Syntezátor používá čtyř oscilátorů. Napětově řízený oscilátor (VCO) pracující v rozsahu od 51 do 79,5 MHz, dodává oscilátorový výkon do 1. směšovače přijímače. Krystalem řízený oscilátor na kmitočtu 41,55 MHz je určen pro 2. směšovač přijímače a zároveň je jeho signál směšován (směšovač *D*) se signálem z plynule přeladovaného oscilátoru (VFO), pracujícího s kmitočty 4 550 až 4 050 kHz. Poslední oscilátor je zdrojem normálového kmitočtu 1 MHz a je řízen krystalem.

Z VCO vycházejí tři výstupy. První je spojen se směšovačem přijímače, druhý odvádí napětí do digitálního čítače a třetí vede přes další oddělovací zesilovač do směšovače *H* (v praktickém syntezátoru je ještě další výstup do směšovače vysílací části transceiveru).

Ve směšovači *H* dochází ke směšování signálu z VCO se signálem ze směšovače *D* (přes oddělovací zesilovač s laděnými obvody na kmitočtu 37,0 až 37,5 MHz). Na výstupu směšovače *H* vznikají nové kmitočty od 14 do 42,5 MHz, které jsou po zesílení v širokopásmovém zesilovači přivedeny na vstup kaskády děliček.

První dělička má dělicí poměr nastaven pevně, a to 1:10. Je to především z toho důvodu, že dostupné programovatelné děličky mají

omezen vstupní kmitočet. Dělička MH 74 192 má v katalogu uveden nejvyšší vstupní kmitočet 25 MHz. Jestliže však pracuje jako programovatelná dělička ve fázovém závěsu, je její mezní kmitočet omezen na maximálně 5 MHz, jinak dochází k fázovým chybám.

Pomocné kmitočty 14 až 42,5 MHz jsou pevnou děličkou přivedeny do kmitočtového rozsahu 1 400 až 4 250 kHz. Tyto kmitočty musí být v krocích po 50 kHz (u přijímače vyžadujeme kroky po 500 kHz, nesmíme však zapomenout, že u pomocných kmitočtů došlo již k pevnému dělení deseti) děleny tak, aby výstupní kmitočet z děliček byl vždy 50 kHz, tj. shodný s kmitočtem normálu na vstupu fázového detektoru. Shoda kmitočtu 50 kHz u požadovaných kroků a u porovnávacího kmitočtu je náhodná. Porovnání ve fázovém detektoru by mohlo být např. na 10 kHz, ovšem za cenu většího počtu pouzder integrovaných obvodů.

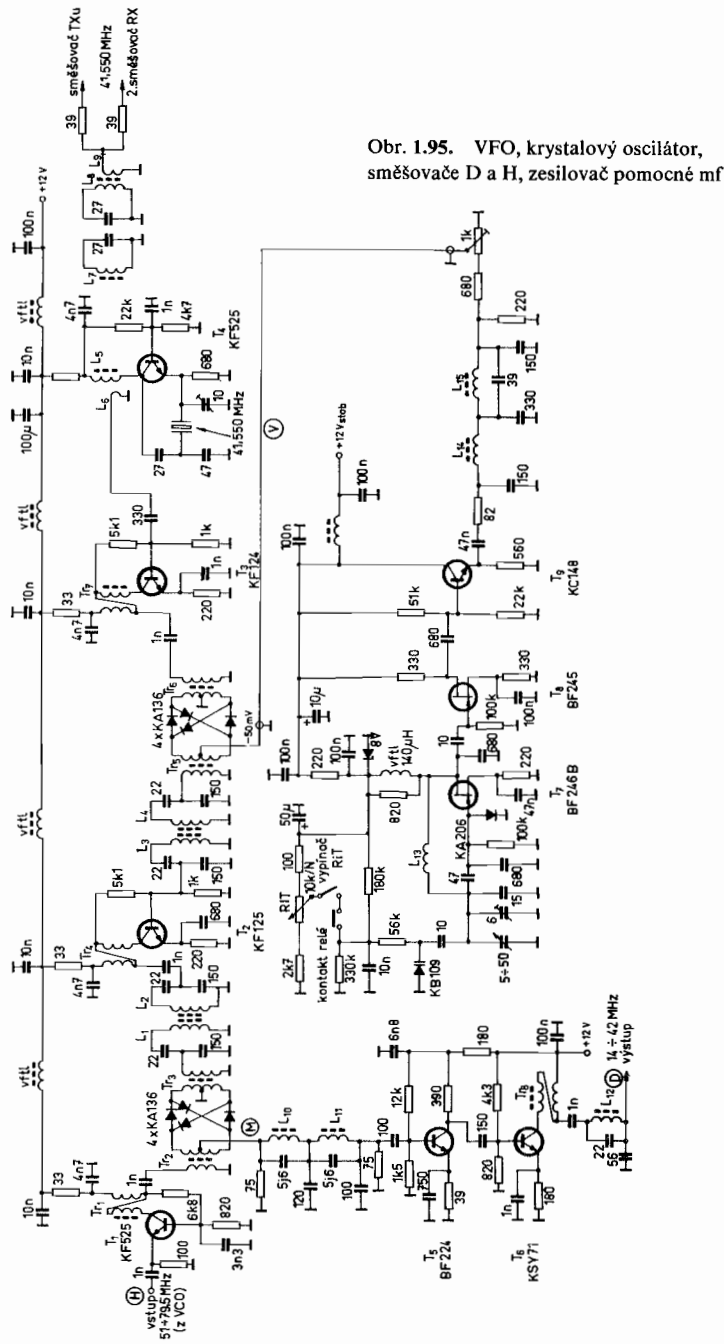
Programovatelná dělička musí mít nastaveny dělicí poměry tak, aby na výstupu byl vždy porovnávací kmitočet 50 kHz. Dělicí poměry proto budou: 1 400 kHz:50 kHz = 28; 1 450:50 = 29 ... až 4 200:50 = 84. Nastavení děliček pro žádaný poměr dělení se provádí pomocí přepínačů BCD (tzv. palcové přepínače). Podrobnější výklad k nastavení děliček je uveden dále u praktického zapojení.

Kmitočet z normálového oscilátoru 1 MHz je dělen pomocí pevně nastavených děliček na 50 kHz a veden na vstup fázového detektoru. Stejnsměrné řídicí napětí z výstupu detektoru ovládá kapacitní diody v řízeném oscilátoru.

Indikace stavu zachycení je provedena pomocí svítivé diody. Dioda svítí plným jasnem, pokud k zachycení nedošlo. Ve stavu zachycení dioda zhasne.

Praktické zapojení kmitočtového syntezátoru je na dalších obrázcích. Neslouží jako konstrukční návod, avšak pro zkušené může být názorným vodítkem. Pro lepší porovnání se skupinovým zapojením na obr. 1.94 jsou spojovací body jednotlivých obvodů označeny velkými písmeny.

Signál z VCO se přivádí na vstup oddělovacího zesilovače *T*₁ (viz obr. 1.95). Zesilovač zaručuje výkonové přizpůsobení pro dvojité vyvážený směšovač s diodami. Na druhý vstup směšovače *H* je přivedeno napětí o kmitočtu 37 až 37,5 MHz, získané směšováním signálu

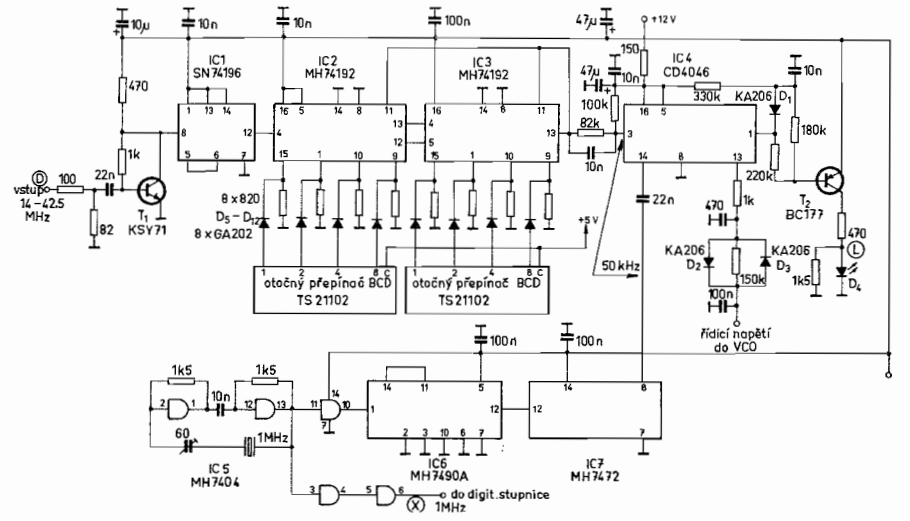


Obr. 1.95. VFO, krystalový oscilátor, směšovače D a H, zesilovač pomocné mf

z VFO a krystalem řízeného oscilátoru na kmitočtu 41,55 MHz. Směšovač *D* je opět diodový. VFO je Vackářovo zapojení s hradlovým fetem T_7 a dvěma oddělovacími stupni T_8 , T_9 a na jeho výstupu je zařazena dolní propust. Za směšovačem *D* je zařazen lineární zesilovač T_2 , s malým zesílením. Na jeho vstupu i výstupu jsou zařazeny pásmové filtry, které potlačují produkty směšování.

Výstup směšovače *H* je veden přes dolní propust na vstup zesilovače pomocného kmitočtu (T_5 , T_6). Zesilovač musí přenést rovnoměrné kmitočtové pásmo od 14 do 42,5 MHz. Nižší kmitočty než 14 MHz jsou omezeny volbou vazebních kapacit. Nad kmitočtem 42,5 MHz je požadován rychlejší pokles napětí. To zajišťuje dolní propust na vstupu i výstupu zesilovače. Výstup zesilovače je spojen se vstupem pevné děličky 1:10.

Na obr. 1.96 je zapojení normálového oscilátoru s děličkami, fázový detektor a programovatelné děličky.



Obr. 1.96. Programovatelná dělička, oscilátor referenčního kmitočtu, fázový detektor

Normálový oscilátor pracuje na kmitočtu 1 MHz. Zapojení využívá dvou hradel šestinásobného invertoru MH 7404. Zbývající hradlo od-

děluje oscilátor od dalších stupňů (kmitočet je použit i k řízení časové základny digitální stupnice). Za oscilátorem jsou dvě děličky s dělením 1:10 a 1:2 a výstupní kmitočet 50 kHz je přiveden na vstup fázového detektoru. Upozorňuji na nutnost použití vazební kapacity mezi výstupem z děličky a vstupem na vývodu 14, pokud použijeme napájecí napětí detektoru vyšší než 7,9 V.

Napětí ze zesilovače pomocného kmitočtu přichází na tvarovač T_1 a dále na vstup pevné děličky 1:10 obvodu 74 196. Za pevnou děličkou jsou zařazeny dvě programovatelné děličky MH 74 192.

Obvod MH 74 192 pracuje jako vratný čítač, který umožňuje čítání vpřed a vzad s přednastavitelným dělicím poměrem. Možnosti tohoto obvodu jsou široké. Omezíme se pouze na informace nutné k pochopení popisovaného zapojení.

Obvod má dva vstupy pro čítání: pro čítání vpřed na vývodu 5 a pro čítání vzad na vývodu 4. Nepoužitý vstup je připojen na napájecí napětí. Výstupy čítání vpřed (č. 12) a vzad (č. 13) se připojují k následujícím vstupům při kaskádním zapojení děliček. Výstup poslední děličky je spojen se všemi vstupy pro nastavení předvolby na vývodech č. 11, aby byl dělicí cyklus uzavřen.

Obvod má dále 4 vstupy předvolby, označené A (č. 15), B (č. 1), C (č. 10) a D (č. 9). Tyto vstupy umožňují nastavení žádaného dělení v BCD kódu. Váhy jednotlivých vstupů jsou $ABCD = 1248$. Chceme-li předvolit např. číslo 6 (v BCD = 0110), musíme přivést na vstup A logickou nulu (spojit se zemí), na vstupy B a C logickou jedničku (+5 V) a na vstup D logickou nulu.

V popisovaném zapojení jsou všechny vstupy ABCD spojeny s nulou přes uzemněné odpory 820 Ω . Pomocí BCD přepínačů jsou přímo na vstupy přiváděny potřebné úrovně logické 1 (germaniové diody plní pouze oddělovací funkci).

U skupinového zapojení jsme uvedli výpočet potřebných dělicích poměrů, které jsou v tomto případě 28 až 84. Protože jde o jednotky a desítky, musíme použít dvou kusů MH 74 192. První, ve směru postupu signálu, určuje jednotky a druhá desítky. Např. pro dělení 28 bude první dělička nastavena na 8 a druhá na 2. Je pochopitelné, že na panelu přijímače přepínače prohodíme, aby ukazovaly skutečně nastavený dělicí poměr 28. Nevýhodou je, že čísla na přepínači neu-

kazují přijímaný kmitočet a pro jednotlivá amatérská pásma si je musíme pamatovat nebo k nim sestavit tabulku.

Popisovaný syntetizér může být použit v přehledovém přijímači pro celý rozsah krátkých vln. Jednotlivé polohy přepínače jednotek představují krok 500 kHz. VFO umožňuje plynulé ladění mezi jednotlivými kroky.

V tabulce 1.2 je názorně vysvětleno kmitočtové dělení syntetizéru. Tabulka by se mohla sestavit pro celý rozsah, byla by však obsáhlá, a proto zachycuje jen amatérská pásma. V prvním sloupci je začátek přijímaného rozsahu a v druhém potřebný kmitočet oscilátoru pro 1. směšovač přijímače. Ve třetím sloupci je pomocný kmitočet, který vznikne ve směšovači H a je ve čtvrtém pak po vydělení deseti. Pátý sloupec udává potřebný dělicí poměr. Nastavení logických úrovní předvolby pro žádaný dělicí poměr je v posledních sloupcích.

Tab. 1.2. Nastavení programovatelné děličky

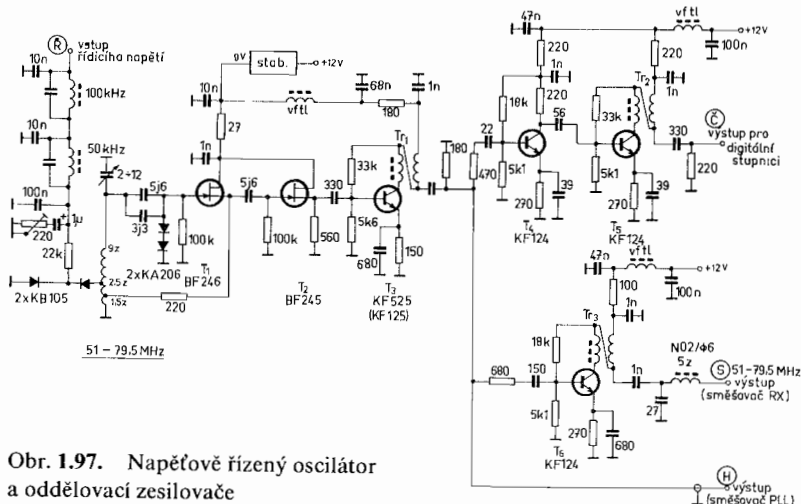
f_{st} [MHz]	f_{osc} [MHz]	f_{PLL} [MHz]	$f_{PLL/10}$ [kHz]	dělicí poměr : n	1 2 4 8 (15 1 10 9)	BCD 2	1 2 4 8 (15 1 10 9)	BCD 1
1,5	51,0	14,0	1 400	28	○ ○ ○ +	8	○ + ○ ○	2
3,5	53,0	16,0	1 600	32	○ + ○ ○	2	+ + ○ ○	3
7,0	56,5	19,5	1 950	39	+ ○ ○ +	9	+ + ○ ○	3
10,0	59,5	22,5	2 250	45	+ ○ + ○	5	○ ○ + ○	4
14,0	63,5	26,5	2 650	53	+ + ○ ○	3	+ ○ + ○	5
18,0	67,5	30,5	3 050	61	+ ○ ○ ○	1	○ + + ○	6
21,0	70,5	33,5	3 350	67	+ + + ○	7	○ + + ○	6
24,5	74,0	37,0	3 700	74	○ ○ + ○	4	+ + + ○	7
28,0	77,5	40,5	4 050	81	+ ○ ○ ○	1	○ ○ ○ +	8
28,5	78,0	41,0	4 100	82	○ + ○ ○	2	○ ○ ○ +	8
29,0	78,5	41,5	4 150	83	+ + ○ ○	3	○ ○ ○ +	8
29,5	79,0	42,0	4 200	84	○ ○ + ○	4	○ ○ ○ +	8

Jako fázový detektor je použit obvod CD 4046. Je vyroben technologií CMOS a obsahuje operační zesilovač, dva fázové komparátory a napěťově řízený oscilátor (VCO). VCO (s mezním kmitočtem 1 MHz) je určeno pro aplikace na nízkých kmitočtech a v popisovaném zapojení je vyřazeno spojením vývodu č. 5 s přívodem napájecího napětí.

Výstup řídicího stejnosměrného napětí z vývodu 13 prochází přes dolní propust z odporů a kapacit na kapacitní diody v oscilátoru.

Z vývodu č. 1 je odebráno napětí pro kontrolu stavu zachycení. Napětí ovládá tranzistor T_2 , v jehož kolektoru je zapojena světelná dioda. Ve stavu zachycení světelná dioda zhasne.

Napěťově řízený oscilátor na obr. 1.97 pracuje v zapojení s odbočkou do emitoru. Používá výkonnějšího hradlového fetu BF 246, který



Obr. 1.97. Napěťově řízený oscilátor a oddělovací zesilovače

má malý vlastní šum. Optimální zpětná vazba, nutná ke kmitání, je dána umístěním odbočky na cívce. Protože od VCO je vyžadováno, aby vlastní šumy modulované na obě postranní pásma signálu byly co nejnižší, je cívka řešena z hlediska vysoké jakosti. Je vinuta na průměru 9 mm. Kostříčka je keramická a vinutí je rozloženo v délce 17 mm. Vazební kapacita do báze je nízká a parazitní kapacity sníženy na minimální hodnotu. Pomocí malého ladicího kondenzátoru pro VKV (NDR) je přeladován rozsah 30 MHz, tj. od 51 do 79,5 MHz. Kapacitní diody jsou připojeny na odbočku a jsou účinné v rozsahu o něco větším, než je potřebná oblast zachycení závěsu (tj. přeladění VFO o 500 kHz). Kapacitní diody mohou zhoršit šumové vlastnosti oscilátoru a tak je nutné jejich vliv omezit na nejnutnější míru. To je i důvodem, proč bylo v oscilátoru použito ladění kondenzátorem. Profesio-

nnální přijímače se syntetizéry jsou přeladovány v celém rozsahu pomocí BCD přepínačů. Napěťově řízené oscilátory (bývá jich několik pro překrytí rozsahu přijímače) jsou přepínačem přepínány v hrubých skocích pomocí další kapacitní diody. Čím větší rozsah dioda ovládá, tím více se zhoršují šumové vlastnosti oscilátoru. Speciální, nízkošumové kapacitní diody jsou velmi drahé.

V popisovaném zapojení bylo použito způsobu, který kapacitní diody pro hrubé nastavení vypouští, ovšem za cenu zdvojení obsluhy. Přepínačem BCD se nejprve předvolí žádaný kmitočtový rozsah a ladicím kondenzátorem se otáčí tak dlouho, až světelná dioda zhasne. Kondenzátor nemusí mít převod, nastavení je snadné a rychlé, i když je osa kondenzátoru vyvedena na panel přijímače přímo. Tato nepatrná komplikace v obsluze je vyvážena mnohem lepšími vlastnostmi oscilátoru.

Řídicí napětí do kapacitních diod se přivádí přes dva paralelní laděné obvody, které potlačí zbytky porovnávacího kmitočtu fázového detektoru o kmitočtu 50 kHz a jeho druhé harmonické. Mezní kmitočet dolní propusti se nastavuje odporovým trimrem 220 Ω na nejvyšší čistotu výstupního signálu ze syntetizéru.

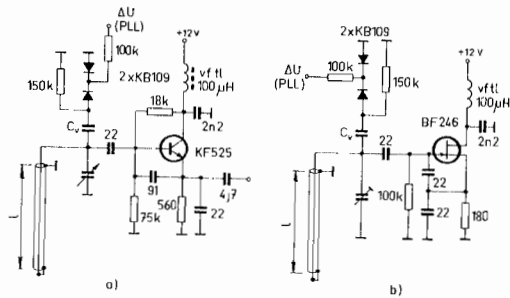
Za oscilátorem jsou zařazeny dva oddělovací stupně T_2 a T_3 . Z výstupu T_3 se vede napětí do oddělovacího zesilovače ve smyčce fázového závěsu a dále přes samostatné oddělovací zesilovače do digitální stupnice a do 1. směšovače přijímače.

Širokopásmové transformátory Tr_1 až Tr_3 jsou vinuty na feritovém toroidu o průměru 6 mm (z materiálu N1) a mají bifilární vinutí 2×8 závitů.

Vysoké požadavky na šumové vlastnosti napěťově řízených oscilátorů používaných v kmitočtových syntetizérech kladou velké nároky na provedení cívek v oscilačním obvodu. Dosažení vysokého činitele jakosti Q je sice možné, ale jeho udržení po zabudování do těsného prostoru již nikoli. Blízkost jakýchkoliv kovových součástí dosažené Q rychle znehodnotí.

Použití laděného vedení jako části oscilačního obvodu umožňuje dosažení vysokého činitele jakosti. Protože vedení pracuje s nízkou impedancí a je stíněné, nemají okolní součásti na jeho vlastnosti žádný vliv.

Zapojení oscilátoru s bipolárním tranzistorem a hradlovým fetem je na obr. 1.98. Zpětná vazba je dána kapacitním děličem báze – emi-



Obr. 1.98. Nízkošumové stabilní oscilátory

tor – zem. Laděné vedení je vyrobeno z kousku koaxiálního kabelu s teflonovou izolací o průměru 3 mm. Vedení může pracovat jako otevřené (pro kmitočty vyšší než 150 MHz) nebo jako zkratované. Pro zvýšení mechanické stability je výhodné připájet stínění kabelu k zemnicí ploše oscilátoru (při delším vedení může být umístěno po vnitřním obvodu krabičky). Oscilátor má velmi nízkou úroveň vlastních šumů a je velmi stabilní. Při měření s otevřeným vedením na kmitočtu 192 MHz se měnil kmitočet v rozmezí 20 Hz během 30minutového měření, ovšem za konstatní pokojové teploty.

Vzhledem k dané délce vedení závisí kmitočet na parazitních i mezielektrodových kapacitách polovodičů. Zkratované vedení o délce 100 cm pracovalo s tranzistorovým oscilátorem na kmitočtu 34 MHz, avšak s oscilátorem (osazeným fetem) na kmitočtu 80 MHz. Otevřené vedení stejné délky (oscilátor na obr. 1.98b) kmitalo na 195 MHz. Uvedené výsledky jsou pouze vodítkem pro další možné experimentování.

Mezifrekvenční zesilovače

Propustná šíře pásma přijímače, nutná pro zpracování přijímané informace, závisí na druhu použité modulace. Kmitočtová modulace při použitém zdvihu 5 kHz vyžaduje šíři pásma 15 kHz. Při amplitu-

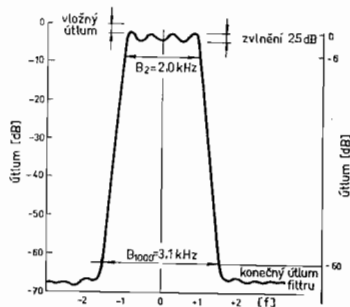
dové modulaci se vytvářejí postranní pásma na obě strany od nosného kmitočtu do vzdálenosti, která odpovídá nejvyššímu použitému modulačnímu kmitočtu. Nemá-li být snížena věrnost modulace, musí být obě postranní pásma přenesena bez zeslabení. Ve spojovací technice se používá nejvyššího modulačního kmitočtu 2,5 až 3 kHz a proto je nutná šíře pásma přijímače 5 až 6 kHz. Signály SSB mají potlačenou nosnou vlnu a jedno postranní pásmo. Tím se snižuje požadavek na nutnou šíři pásma, která bývá nejčastěji 2,4 kHz. Některé přijímače používají dokonce šíře pásma 2,1 kHz a praxe potvrzuje, že signály jsou použitelné i při šíři pásma 1,8 kHz. Zúžení pásma zlepšuje vlastnosti přijímače z hlediska přenosu šumů a lepšího potlačení sousedních rušivých signálů. Při příjmu telegrafních signálů je optimální šíře 500 Hz, ale můžeme se setkat s hodnotami menšími – od 50 do 500 Hz.

Způsoby, kterými se dosahuje požadované šíře pásma, závisí na zvolené koncepci přijímače a především na použitém mf kmitočtu. Všechny přijímače superhetového zapojení dosahují konečné šíře pásma (selektivity) v mezifrekvenčním zesilovači. Je tím míněno zpracování signálu před detekcí, protože dalších úprav je možné dosáhnout při zpracování v nf zesilovači.

V krátkovlnných přijímačích se již zásadně nepoužívá zesilovačů s rozloženým laděním, protože zhoršují vlastnosti přijímače z hlediska přetížení silnými signály. Používá se obvodů soustředěné selektivity, za kterými následuje relativně širokopásmový mf zesilovač.

Pro obvykle používané šíře pásma je omezeno řešení soustředěné selektivity z LC obvodů do kmitočtové oblasti nižší než 100 kHz. Elektromechanické filtry, které mají velmi dobré vlastnosti, jsou omezeny horním kmitočtem 500 kHz. Oba předchozí případy vyžadují zapojení přijímače s dvojím směřováním, aby byla zaručena vyhovující zrcadlová selektivita. Nedostatky dvojího směřování byly vysvětleny již dříve. V současné době je nejlepším řešením použití krystalových filtrů s kmitočtem v rozsahu krátkých vln.

Ideální průběh křivky propustnosti z hlediska selektivity by byl obdélníkový. Toho není v praktickém provedení možné dosáhnout, i když některé složité typy filtrů mají průběh dosti blízký. Jaké vlastnosti u filtrů posuzujeme, je znázorněno na obr. 1.99.



Obr. 1.99. K vlastnostem filtrů

Velikost vloženého útlumu udává v dB, o jakou hodnotu došlo k zeslabení signálu průchodem filtru v propustné části křivky. Nízké hodnoty vloženého útlumu nejsou na závadu. Při vyšších hodnotách (6 dB a více) je nutné útlum zakalkulovat do celkového zesílení přijímače. Při vysokých hodnotách (10 až 20 dB) může mít útlum vliv i na šumové číslo přijímače, pokud je filtr umístěn v předních stupních zesilovacího řetězu.

Amplitudová nerovnoměrnost křivky v propustném pásmu se udává jako zvlnění v jednotkách dB. Zvlnění do 1,5 dB se sluchem prakticky nepozná.

Šíře propustného pásma se udává pro pokles napětí 6 dB a označuje se jako B_2 . Obvykle se měří ještě širší pásma při vyšších hodnotách útlumu, a to při 40 dB (u méně kvalitních filtrů), označená jako B_{100} nebo při 60 dB označená jako B_{1000} .

Poměr těchto hodnot šířek pásma udává strmost boků křivky, neboli tzv. činitel tvaru. Z křivky na obr. 1.99 vypočítáme činitel tvaru:

$$B_{1000} / B_2 = 3,1 / 2,0 \text{ kHz} = 1,55.$$

Kvalitní filtry dosahují hodnoty 1,5 až 2, výjimkou jsou filtry s hodnotou 1,3. Zdánlivě bychom mohli posuzovat filtr s nízkou hodnotou činitele tvaru za kvalitnější. To však platí pouze při statickém hodnocení selektivity přijímače. Ve skutečnosti filtr pracuje v dynamickém režimu. Průchodem pulsních signálů (platí i pro SSB a CW) filtrem dochází ke zpoždění několika mikrosekund až milisekund, než signál dojde na výstup filtru. Přejde-li na filtr signál s větší amplitudou a delšího trvání, vychází z filtru o značně menší amplitudě a podstatně kratšího trvání. Výsledný efekt je podobný, jako zvonění při příjmu

telegrafních signálů. Nesprávně nastavené AVC ve spojení se strmými boky filtru se projevuje řadou nežádoucích efektů, např. nárazy, pumpování apod.

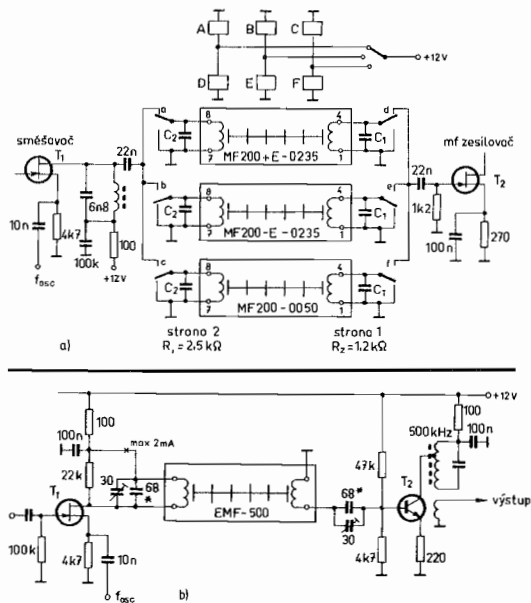
Mnohem důležitější vlastností než činitel tvaru filtru je jeho konečný útlum v nepropustném pásmu (tzv. stop band). Méně kvalitní filtry dosahují hodnoty 40 až 50 dB a u kvalitních se setkáváme s hodnotou kolem 90 dB. Výjimkou jsou speciální filtry s hodnotou 120 dB, kterou je možné pokládat za optimální. Konečný útlum filtru závisí na jeho konstrukci, avšak i u kvalitních filtrů je možné vlastnosti znehodnotit nevhodnou polohou v přijímači (obcházení signálů kolem filtru).

Zlepšení hodnoty konečného útlumu filtru se často projeví při zařazení dvou shodných filtrů za sebou. Lepších výsledků se dosahuje zařazením aktivního prvku mezi oba filtry, než jejich přímým propojením. Vůbec nejlepším řešením je předřadit druhý filtr bezprostředně před detektor. Dosáhneme tím nejen lepší hodnoty konečného útlumu, ale výrazně selepší i vlastnosti z hlediska šumů, zvláště když je použito širokopásmového mf zesilovače. (Šum, který přijde spolu se signálem na detektor, není již možné při dalším zpracování signálu odstranit.)

Hodnoty továrně vyráběných filtrů jsou uvedeny v tabulce 1.3. Elektromechanické filtry z produkce NDR pracují na kmitočtu 200 kHz a mají výborné vlastnosti. Z širokého výrobního programu jsou vybrány jen typy vhodné pro amatérské konstrukce. Je třeba upozornit, že střední kmitočet filtrů není přesně 200 kHz. Jsou vyráběny pro systémy, kde se používá jeden kmitočet záznejového oscilátoru na 200 kHz a nezávislé filtry pro dolní a horní postranní pásmo. Značka +E v typovém označení udává, že střední kmitočet filtru je nad nominálním kmitočtem a -E, že kmitočet je nižší než 200 kHz. Zapojení do obvodu je na obr. 1.100a. Obě postranní pásma a filtr pro příjem CW se přepínají pomocí relé. Kapacity C_1 a C_2 jsou dodávány s filtrem.

Sovětské filtry mají kmitočet 500 kHz a vyrábějí se také nezávisle pro dolní a horní postranní pásmo. Filtry vyžadují připojení do obvodu s vysokou impedancí (obr. 1.100b). Vstupní impedance filtru je dána výstupním odporem tranzistoru. Budicím vinutím nesmí procházet

vyšší proud než 2 mA, aby se nezměnily magnetické vlastnosti měniče. Výstup filtru je vyveden přes kapacitu, kterou je filtr doladován do rezonance.



Obr. 1.100. Zapojení EM filtrů v obvodu

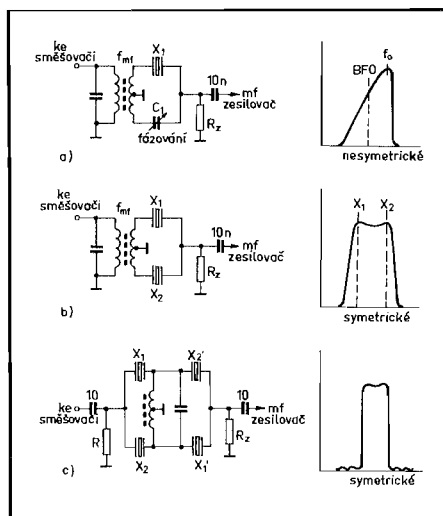
Použití elektromechanických filtrů vyžaduje nutně dvojí směšování. Vzhledem k dobrému činiteli tvaru jsou filtry vhodné do obvodů pro plynulou regulaci selektivity, jak bude popsáno dále.

Nad kmitočtem 500 kHz převažuje používání krystalových filtrů. Vzhledem k vysokému činiteli jakosti Q použitých krystalů je snadné dosáhnout malé šíře pásma i na vysokých kmitočtech, prakticky do kmitočtu 100 MHz. V amatérské praxi převažuje používání filtrů na kmitočtech 6 až 11 MHz. Zatěžovací odpory krystalových filtrů jsou nízkoohmové, takže filtry se dají snadno připojovat k tranzistorovým zesilovačům. Nízkoohmové přizpůsobení dále snižuje nebezpečí nežádoucích vazeb ze vstupu na výstup (obcházení filtru). Základní

Tab. 1.3. Hodnoty elektromechanických a krystalových filtrů

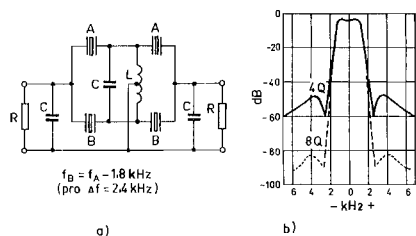
Typ filtru	Střední kmitočet [kHz]	Šíře pásma [kHz]	Vložný útlum [dB]	Zvlnění [dB]	Konečný útlum [dB]	Činitel tvaru B6/B60	Zatěžovací impedance		Počet reznátorů	Poznámka
							vstup Ω/pF	výstup Ω/pF		
MF 200 + E-0235	201,5	2,35	< 3	< 2	> 60	1:1,5	1 200/30	2 500/75	12	$I \leq 2$ mA
MF 200 - E-0235	198,5	2,35	< 3	< 2	> 60	1:1,5	1 200/30	2 500/75	12	$I \leq 2$ mA
MF-200-0050	200,0	0,5	< 3	< 1	> 60	1:2	1 200/30	2 500/75	8	$I \leq 2$ mA
EMF-9D-500-3V	501,5	3	15	6	6	1:1,5	200 k	200 k	9	$I \leq 2$ mA
EMF-9D-500-3N	498,5	3	15	6	6	1:1,5	200 k	200 k	9	$I \leq 2$ mA
EMF-5D-500-0,6S	500,0	0,6	15	6	6	1:4,5	200 k	200 k	5	$I \leq 2$ mA
PKF 9 MHz-2,4/4Q	9 000	2,5	< 3	< 1	50	1:2*	360/25	360/25	4	*B6/B40 výstup označen tečkou
PKF 9 MHz-2,4/8Q	9 000	2,3	< 3	< 1	90	1:1,5	360/25	360/25	8	výstup označen tečkou
PKF 10,7 MHz-15A	10 700	15	< 2,5	< 1,5	60	1:3	1 500/25	1 500/25	4	
PKF 10,7 MHz-15/8C	10 700	15	< 3,5	< 1,5	90	1:1,7	910/0	910/0	8	
2MLF 10,7-15	10 700	15	< 2,5	< 1	70	1:2,4	4 300/0	4 300/0	6	

údaje průmyslově vyráběných krystalových filtrů jsou v tabulce 1.3. Princip můstkového filtru je znázorněn na obr. 1.101. Nejjednoduš-



Obr. 1.101. Krystalové filtry

ší filtr s jedním krystalem je vhodný pro příjem CW. Součástí můstku je tzv. rejekční kapacita C_1 , pomocí které lze měnit tvar křivky a nastavit potlačení. Konečný útlum je asi 30 dB. Nahrazení rejekční kapacity krystalem se stane propustná křivka symetrická. Rozdíl kmitočtů obou krystalů má být asi 0,75 hodnoty žádané šíře pásma. Zvýšením počtu krystalů na čtyři se zlepší činitel tvaru filtru a konečný útlum filtru se zvýší na 40 až 50 dB. Nevýhodou můstkového zapojení je zhoršení útlumu na obou stranách křivky, v bezprostřední blízkosti kmitočtu, jak je vidět na obr. 1.102b. Filtr s 8 krystaly, který vzniká



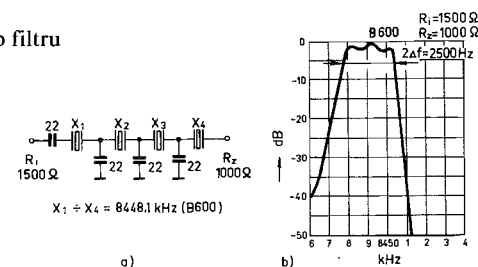
Obr. 1.102. Základní zapojení můstkového filtru a křivky XF9A a XF9B

spojením dvou čtyřkrystalových, dosahuje konečného útlumu až 90 dB. Křivky platí pro filtry KVG typů XF 9-A a XF 9-B a jsou prakticky shodné s obdobnými filtry TESLA PKF 9 MHz 2,4/4Q a PKF 9 MHz 2,4/8Q. V můstkových filtrech se používá dvou nebo čtyř dvojic krystalů, jejichž kmitočtový rozdíl je přibližně 0,75 hodnoty požadované šíře pásma.

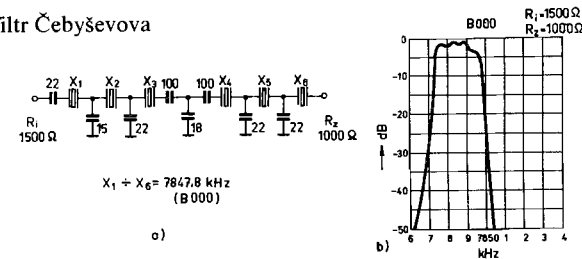
Ve srovnání se stejným počtem krystalů můstkového zapojení dosahují příčkové krystalové filtry lepších vlastností z hlediska konečného útlumu. Další jejich výhodou je použití krystalů o stejném kmitočtu sériové rezonance (některé průmyslově vyráběné příčkové filtry jsou založeny na rozdělení kmitočtů a dosahují konečného útlumu více než 120 dB). Amatérská konstrukce příčkových filtrů není obtížná a při pečlivé práci je možné získat dobré výsledky. Stavba příčkových filtrů s krystaly RM 31 je popsána v lit. [25].

Zapojení příčkového filtru se 4 krystaly a jeho propustná křivka jsou na obr. 1.103. Jde o amatérskou stavbu a ve filtru byly použity krystaly se stejnou sériovou rezonancí. Na obr. 1.104 je filtr Čebyševova typu se šesti krystaly a jeho výsledná propustná křivka splňuje

Obr. 1.103. Zapojení příčkového filtru a jeho propustná křivka



Obr. 1.104. Příčkový filtr Čebyševova typu



velké nároky přijímačové techniky. Dosažené výsledky jsou pouze ukázkou a nikoli stavebním návodem, který by bylo možné jednoduše okopírovat. Vlastnosti krystalů se liší a bez kontroly měřením nelze spoléhat na dosažení stejných výsledků.

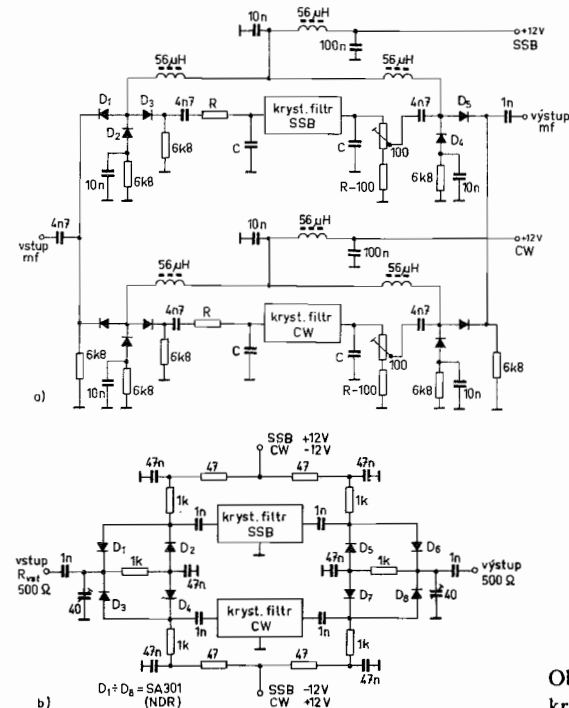
Krystalové filtry se vyrábějí pro pevně nastavenou šířku pásma. Pokud má přijímač zabezpečit příjem několika druhů modulace, musí být zajištěno přepínání více krystalových filtrů s rozdílnou šířkou pásma. Profesionální přijímače zabezpečují příjem mnoha druhů vysílání a jsou vybaveny často značným počtem filtrů nebo zapojením pro plynulou změnu selektivity. K přepínání filtrů se používají miniaturní relé v tranzistorových pouzdrech. Komerční přijímače pro amatérskou práci bývají vybaveny filtry pro SSB a CW a možností doplnění dalším, libovolně zvoleným filtrem. Při amatérské stavbě se obvykle spojíme s dvěma filtry, a to pro SSB a CW.

Pokud nemáme miniaturní relé, můžeme použít k přepínání běžné křemíkové spínací diody. Z hlediska výběru vhodných diod dbáme na to, aby dioda měla co nejmenší odpor v sepnutém stavu při malém průchozím proudu. Vhodným typem jsou diody KA 136. Dvě zapojení pro přepínání filtrů diodami jsou na obr. 1.105. K přepínání se používá stejnosměrného proudu, kde nezáleží na délce přívodu a přepínač proto může být umístěn na vhodném místě panelu přijímače.

Zapojení na obr. 1.105a používá k přepínání kladného napětí. Odpor R představuje sériový zatěžovací odpor předepsaný pro použitý filtr. Zatěžovací odpor na výstupu je rozdělen na dvě části, a to pevný odpor a proměnný odpor, zapojené v sérii. Součet jejich hodnot odpovídá předepsanému zatěžovacímu odporu. Proměnná část umožňuje nastavit shodnou výstupní úroveň obou filtrů. Na obr. 1.105b je zapojení, které využívá k přepínání napětí obou polarit.

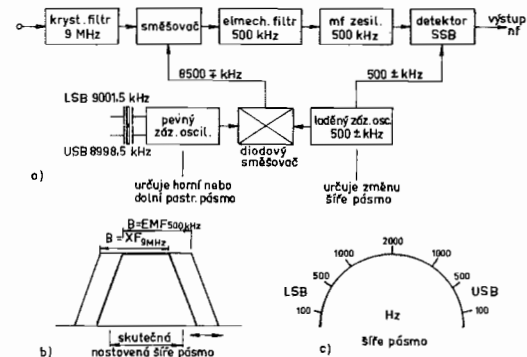
Velkou výhodou je možnost plynulé změny šířky pásma, kterou nabízí skupinové schéma na obr. 1.106. Zapojení využívá dvou filtrů, a to krystalového na kmitočtu 9 MHz a elektromechanického na kmitočtu 500 kHz. Změnou kmitočtu záznejového oscilátoru na 500 kHz dochází k překrývání propustných šířek pásma obou filtrů, jak je znázorněno na obr. 1.106b. Nejmenší dosažitelná šířka pásma závisí na strmosti boků obou křivek. Stupnice šířek pásma na ladicím prvku záznejového oscilátoru je na obr. 1.106c. Skutečný záznejový oscilátor,

určující příjem horního nebo dolního postranního pásma, má pevně kmitočty řízené krystaly.

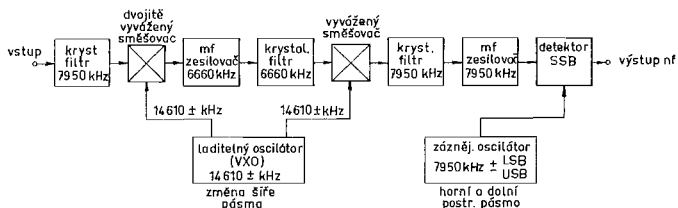


Obr. 1.105. Způsoby přepínání krystalových filtrů

Obr. 1.106. Skupinové zapojení pro plynulé nastavení selektivity



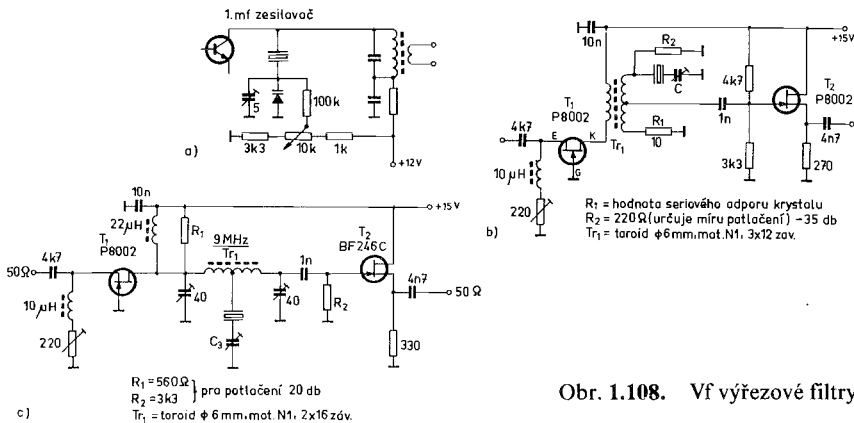
Na podobném principu pracuje plynulé řízení selektivity, jehož skupinové zapojení je na obr. 1.107. V tomto případě je použito tří krystalových filtrů. Mf kmitočet 7 950 kHz je ve směšovači převeden na nový mf kmitočet a po průchodu filtrem v dalším směšovači se vrací zpět na původní. V oscilátoru, který řídí oba směšovače, se používá k rozlaďování krystalu (VCXO).



Obr. 1.107. Skupinové schéma pro plynulé nastavení selektivity

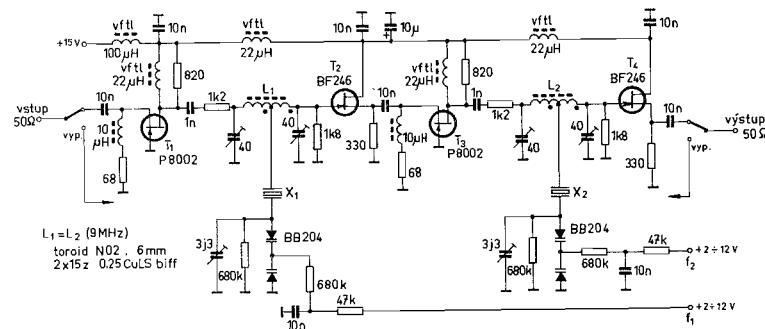
Do oblasti selektivity patří i výřezové filtry. Jejich úkolem není propustit, ale naopak potlačit nežádoucí kmitočty. Slouží k potlačení nežádoucích signálů a snižují úroveň rušení. K potlačení dochází ve velmi úzkém kmitočtovém pásmu s úrovní potlačení 30 až 60 dB. Potřeba vzniká často při práci na sdílených pásmech, kdy přijímaný SSB signál je rušen komerčním telegrafním signálem nebo nosnou vlnou. Vyříznutí nežádoucího signálu nemá podstatný vliv na charakter nebo srozumitelnost žádaného signálu.

Několik způsobů zapojení výřezových filtrů je na obr. 1.108. U prv-



Obr. 1.108. Vř výřezové filtry

ního způsobu je krystal o stejném kmitočtu jako je mf zesilovače přes ladící kapacitu na zem. Obvod představuje zkrat pro kmitočet, který odpovídá sériové rezonanci krystalu. Sériová rezonance se může měnit ladící kapacitou v rozsahu propustné šíře pásma následujícího krystalového filtru. Zapojení na obr. 1.108b je podobné, avšak dává lepší výsledky. Hloubka potlačení závisí na jakosti krystalu (na jeho sériovém odporu). Můstkové zapojení využívá kompenzace sériového odporu krystalu. Ještě dokonalejší je zapojení na obr. 1.108c, jehož praktická aplikace pro potlačení dvou nežádoucích signálů je na obr. 1.109. Zesílení tranzistorů T_1 a T_3



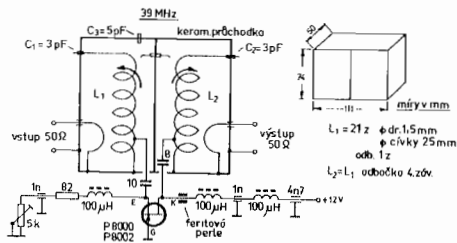
Obr. 1.109. Výřezový filtr pro dva kmitočty

(výkonové hradlové fety) je velmi malé a prakticky představuje pouze impedanční přizpůsobení pro laděný obvod výřezového filtru.

Přijímače typu up-konvertor soustřeďují hlavní selektivitu do 2. mf zesilovače. Na 1. mf kmitočtu se však používá také filtr, jehož šíře pásma bývá 5 až 7 kHz. Tomuto filtru se říká protiintermodulační, protože zúží šíři pásma ještě před druhým směšováním. Filtr plní funkci preselekce a zajišťuje konstantní šíři pásma pro všechny přijímané kmitočty (na rozdíl od vf preselekce klasických superhetů). Filtr bývá řešen jako krystalový a pracuje na vysokém kmitočtu od 40 do 100 MHz. Výroba těchto filtrů je náročná a promítá se do prodejní ceny. Amatérská výroba je možná z tzv. harmonických krystalů, vyžaduje ale značné zkušenosti a dobré měřicí pracoviště. Pro méně zkušené je výhodnější použít obvodů helical. Trojitá pásmová propust na

70 MHz dosahuje šíře pásma 50 kHz. To je mnohem lepší než běžná vf preselekce, která na 28 MHz nedosahuje menší šíře pásma než 300 kHz.

Na obr. 1.110 je zapojení násobiče Q s obvody helical. Přestože obvody helical dosahují činitele jakosti $Q \geq 1\ 000$, odtlumením pomocí kladné zpětné vazby a aktivního zesilovače se podaří zvýšit Q na hodnotu, která vede k zúžení šíře pásma pod 10 kHz. Uvedené zapojení pracuje na kmitočtu 39 MHz (bylo převzato), může však být přeladěno na libovolný kmitočet v oblasti VKV. Obvody helical jsou umístěny v krabičkách vyrobených z kuprextitu. Přesné doladění do rezonance se provede roztahováním závitů. Místo průchodkových kondenzátorů C_1 a C_2 , které tvoří kapacitu obvodu, je lépe použít skleněných kapacitních trimrů 4,7 pF a pomocí nich přesně obvody doladovat. Vazba mezi obvody je velmi volná a zajišťuje ji kousek vodiče procházející průchodkou v mezistěně. Počty závitů pro jiný kmitočet je nutné vyzkoušet.



Obr. 1.110. Násobič Q s obvody helical

Úkolem mf zesilovače je zesílit signál získaný směřováním vstupního signálu se signálem z oscilátoru na úroveň nutnou pro lineární demodulaci. (Toto pravidlo neplatí pro zpracování kmitočtově modulovaných signálů, kdy se přivádí na demodulátor napětí omezené.)

Při správném rozložení úrovní zpracovávaného přijímaného signálu má být nejvyšší zesílení zajištěno v mf zesilovači. Zesílení předchozích stupňů, zařazených před filtr hlavní selektivity, má být jen takové, aby byly zajištěny požadované šumové poměry přijímače (tj. aby nedošlo ke zhoršení šumového čísla přijímače).

Rozhodujícím faktorem pro stanovení zesílení mf zesilovače je velikost vstupního napětí demodulátoru, kterou je demodulátor schopen lineárně zpracovat. V praxi se tato hodnota pohybuje od 10 do 50 mV a měla by být dosažena při vstupním napětí mf zesilovače 1 až 5 μ V, což představuje napěťové zesílení 80 dB. Pro vyšší vstupní úrovně musí být v zesilovači zajištěno automatické řízení zesílení (často kombinované s ručním řízením), aby ani při nejsilnějších přijímaných signálech nedošlo k přebuzení demodulátoru. V praxi předpokládáme možnost nejsilnějších signálů o úrovni $S_9 + 40$ dB přicházejících na vstup přijímače (předpokládáme, že další prvek s řízeným zesílením je umístěn co nejbližší k anténním svorkám).

S nedodržení uvedených zásad při stanovení potřebného zesílení mf zesilovače se často setkáváme u komerčních přijímačů (transceiverů). V převážné většině jde o nedostatečné zesílení v mf zesilovači, které je dáno problémy zajištění stability při velkém zesílení. Nedostatečné stínění mezi jednotlivými stupni vede často k nestabilitě, která se v sériové výrobě obtížně odstraňuje.

Při vlastní konstrukci přijímače můžeme dosáhnout žádaného zesílení, když dodržíme dále uvedené zásady:

1. Jednotlivé stupně umístíme do stíněných boxů a ve sledu zesilovaného signálu.

2. Laděné obvody v kolektorech tranzistorů opatříme stínícím krytem. Vínutí indukčnosti na toroidní jádra, která mají malý rozptyl a snižují nebezpečí vazeb.

3. Důsledně použijeme tzv. protiparazitní odpory v přívodech ke kolektorům. Jejich odpor nemá žádný vliv na zesílení stupně, ale významně napomáhá ke zvýšení stability.

4. Nesnažíme se v jednom stupni dosahovat maximálního možného zesílení. Hodnota 26 dB je optimální, i když s některými polovodiči není problém dosáhnout zesílení 40 dB. Neblokováním části emitorového odporu zavádíme zápornou zpětnou vazbu, která dále napomáhá ke zlepšení linearity a stability. Jiným způsobem nastavení zesílení stupně je připojení kolektoru na odbočku indukčnosti laděného obvodu.

5. V napájecích přívodech jednotlivých stupňů zařazujeme vf tlumivky blokováné keramickými kondenzátory. Přestože zesilujeme

kmitočty vysokofrekvenční, je nutné v napájecím řetězu použít blokovacího kondenzátoru alespoň 47 μF .

6. V případě, že použijeme integrovaného mf zesilovače s vysokým ziskem, je užitečné použít plošného spoje, který je oboustranně plátován. Horní vrstva (na straně součástek) slouží jako velká zemnicí plocha, na spodní vrstvě jsou vyleptány spoje.

Dodržení těchto zásad dovoluje postavit mf zesilovač, jehož zesílení bude přes 100 dB a bude pracovat v naprosto stabilním režimu.

V mf zesilovačích se používají všechny druhy aktivních polovodičů. Použití bipolárních tranzistorů dává dobré výsledky, pokud je na vstupu zesilovače zařazen obvod soustředěné selektivity. Zesílení bipolárních tranzistorů je značné a většinou je musíme vhodnou úpravou snížit. Šumové vlastnosti moderních vf tranzistorů splňují vysoké nároky. Použití hradlových fetů je v současné době méně obvyklé. Nedosahují požadovaného zesílení na stupeň a často dochází k nestabilitě následkem velké přechodové kapacity báze/kolektor. Šumové vlastnosti jsou velmi dobré.

Ukazuje se, že nejlepších výsledků je možné dosáhnout použitím dvoubázových mosfetů. Jejich zesílení na stupeň je optimální a díky výraznému snížení přechodové kapacity mezi elektrodami nebývají ani problémy se stabilitou. Výborné šumové vlastnosti umožňují dosažení nízkého šumového čísla celého zesilovače. Řízením stejnosměrného napětí na druhé bázi se dosahuje změny zesílení v širokém rozmezí a tak řešení automatického řízení zesílení (AVC) je snadné.

Jako v mnoha jiných obvodech, i v mf zesilovači dochází k použití integrovaných obvodů. Jde jednak o použití obvodů s malým ziskem, kdy se obvodová technika neliší od použití s diskretními prvky, a pak o kompletní integrované mf zesilovače s velkým ziskem. Integrované obvody v současné době dávají horší výsledky z hlediska vlastních šumů. Použití obvodů s malým ziskem a se zařazením laděného obvodu na výstupu snižuje úroveň širokopásmových šumů, pronikajících na demodulátor. Méně uspokojivá je situace při použití kompletních obvodů s velkým ziskem. Jejich vlastní šum, který má širokopásmový charakter, se přidává k zesilovanému signálu a s ním je společně demodulován. Tento šum se nedá již v dalších stupních odstranit. Nejlepší pomocí, která dává vynikající výsledky, je zařazení dalšího filtru

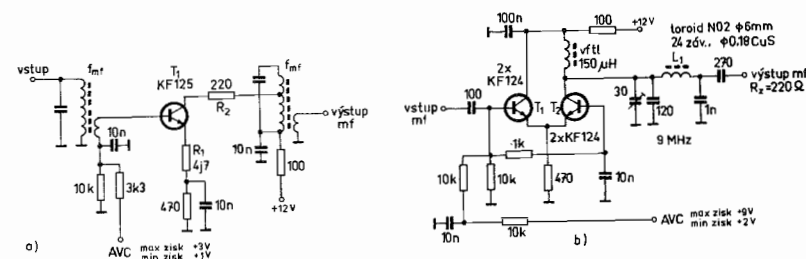
před demodulátor. Toto řešení je sice nákladnější, ale kdo požaduje od přijímače nejlepší výsledky, měl by tohoto způsobu využívat. Významné zlepšení představuje již použití obyčejné krystalové brány se dvěma krystaly.

Předcházející úvahy se týkaly především mf zesilovačů používaných v přijímačích s jedním směřováním, případně 2. mf zesilovače u přijímačů s dvojnásobným směřováním.

Požadavky na 1. mf zesilovač u přijímačů s dvojnásobným směřováním i přijímačů typu up-konvertor se částečně liší. Platí pochopitelně všechny požadavky na zabezpečení stability. Zásadní rozdíl je však v požadavku na zesílení. Při dodržení zásady, že mezi anténním vstupem a obvodem hlavní selektivity přijímače má být co nejmenší počet aktivních prvků, je třeba omezit 1. mf pouze na jeden stupeň a jeho zesílení nastavit jen na takovou úroveň, aby nedošlo ke zhoršení šumového čísla přijímače. Praktická kontrola je taková, že postupně zařazujeme jednotlivé stupně směrem od soustředěné selektivity (od filtru) ke vstupu. Připojením stupně musí vzrůst úroveň vlastních šumů o téměř neznatelnou hodnotu.

Zapojení mf zesilovačů

Dvě zapojení jednotlivých stupňů mf zesilovače, osazená bipolárními tranzistory, jsou na obr. 1.111. Na prvním obrázku je zapojení



Obr. 1.111. Mf zesilovače s bipolárními tranzistory

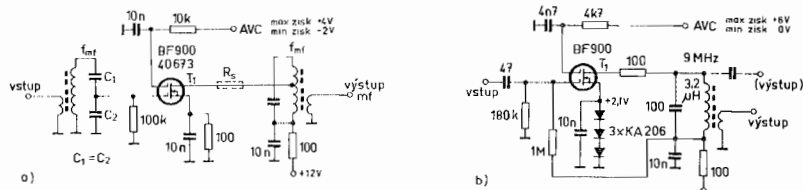
s jedním tranzistorem pracujícím se společným emitorem. Vzhledem k velkým mezielektrodoým kapacitám je nebezpečí nestability značné. Snížení zisku na stupeň je dosaženo připojením kolektoru na od-

bočku cívky a zápornou zpětnou vazbu na neblokované části emitorového odporu.

Na druhém obrázku je zapojení emitorově vázaného zesilovače. První stupeň (T_1) pracuje jako emitorový sledovač. Emitorový odpor je společný s druhým tranzistorem (T_2), který pracuje s uzemněnou bází. V tomto zapojení se výrazně snižuje vliv mezielektrodových kapacit na nežádoucí vazbu mezi vstupem a výstupem zesilovače. Vstupní impedance je velmi nízká a vazba na následující stupeň je pomocí π -článku, z vyšší na nižší impedanci.

Obě popsaná zapojení je možné použít řazením za sebou do dvoustupeňového nebo třístupeňového mf zesilovače, podle požadavků na celkové zesílení.

Na obr. 1.112 jsou zapojení mf zesilovače s dvoubázovým mosfetem. Vzhledem k malé průchozí kapacitě vyznačuje se toto zapojení



Obr. 1.112. Mf zesilovače s dvoubázovými mosfety

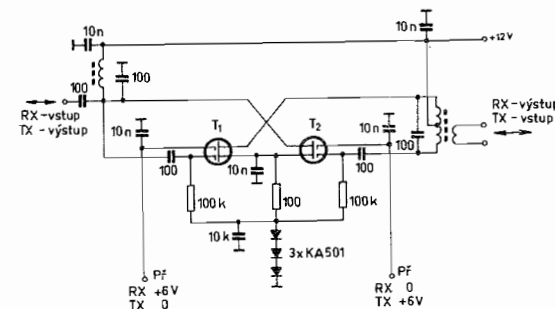
velmi dobrou stabilitou. Vstupní impedance tranzistoru je vysoká a nezatěžuje vstupní laděný obvod. Přesto je báze připojena na odbočku získanou kapacitním děličem C_1/C_2 . Použití tohoto způsobu zvyšuje stabilitu stupně.

Řízení zesílení tranzistoru se dosahuje změnou stejnosměrného napětí na druhé bázi. Většina dvoubázových mosfetů požaduje pracovní napětí na druhé bázi o hodnotě $+4$ V, při kterém také dosahují nejvyššího zisku. Snižováním napětí zisk klesá a úplného potlačení se dosahuje při hodnotě -2 V. Záporné napětí nebývá v přijímačích vždy k dispozici a v obvodech AVC se obtížně získává. Aby bylo možné dosáhnout co nejučinnějšího řízení zesílení, používá se úpravy z obr. 1.112b. Pomocí tří sériově zapojených diod v propustném smě-

ru (nebo Zenerovy diody $2,1$ V) se nastaví pevné předpětí v emitoru tranzistoru. K řízení zesílení se použije napětí druhé báze v rozmezí od $+6$ V do 0 V. Na první bázi se přivede kladné napětí z odporového děliče a tím se dosáhne požadovaného proudu tranzistoru.

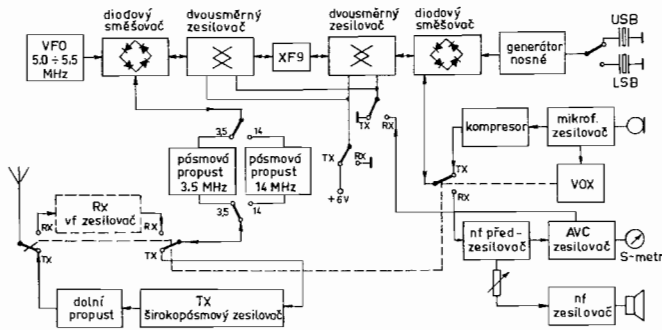
Vazba na následující stupeň může být vysokohmová (pokud následuje aktivní prvek s vysokou vstupní impedancí) nebo nízkohmová, vazební linkou z laděného obvodu.

Velmi často bývá přijímač součástí transceiveru. Ve snaze snížit počet součástí se může použít tzv. bilaterální (dvousměrný) zesilovač. Jeho zapojení je na obr. 1.113. Podobně jako v předchozím případě je provedena úprava pracovních napětí tak, aby ovládání zesílení bylo řízeno změnou napětí druhé báze od $+6$ V do 0 V. Přivedením odpovídajících napětí na druhou bázi jednoho nebo druhého tranzistoru se určuje směr zesílení. V poloze označené 0 V se přívod spojí přepínačem se zemí. Do polohy RX $+6$ V se přivede proměnné napětí $+6$ až 0 V ze zesilovače AVC.



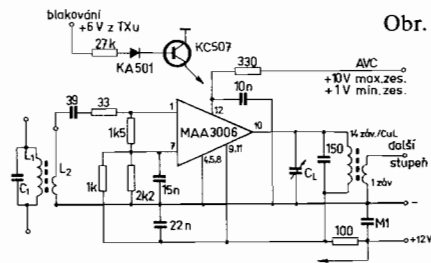
Obr. 1.113. Dvousměrný (bilaterální) mf zesilovač

Skupinové schéma transceiveru, ve kterém je použito dvousměrných zesilovačů, je na obr. 1.114. Transceiver je určen pro práci v pásmech $3,5$ a 14 MHz a využívá pouze jednoho laděného oscilátoru s laděním od $5,0$ až $5,5$ MHz (pro mf kmitočet 9 MHz). Přepínání funkcí příjem – vysílání je jednoduché a pracuje převážně na nízkých impedancích nebo přepíná pouze stejnosměrná napětí. Výhodou použití dvojsměrných zesilovačů je vyloučení přepínání vř signálu ve VFO a zánějového oscilátoru (generátoru nosně).



Obr. 1.114. Skupinové schéma trancieveru s dvousměrnými zesilovači

Použití integrovaných obvodů je v mf zesilovačích obvyklé. Jednoduchým typem obvodu je MA 3006. Obsahuje tři tranzistory, z nichž dva pracují jako diferenciální zesilovač a třetí jako zdroj konstantního proudu. Dokonalá symetrie diferenciálního zesilovače přináší výhody v lepším potlačení součtových napětí, takže zesilovač lépe potlačuje různá rušivá napětí. Šumové číslo je udáváno hodnotou 9,5 dB na 100 MHz a výkonový zisk 15 dB (v diferenciálním zapojení). Obvod je řešen pro napájení ze zdroje dvojí polarity, ale umožňuje i unipolární napájení. Zapojení stupně mf zesilovače je na obr. 1.115.



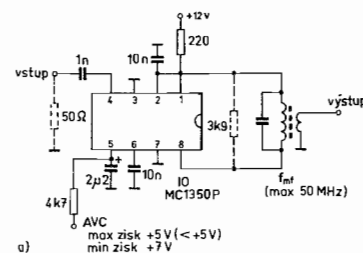
Obr. 1.115. Mf zesilovač s MA 3006

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 jeho hodnota překročit 1,5 k. Vstupní i výstupní impedanace je nízká, a to umožňuje snadnou vazbu mezi stupni. V praktickém mf zesilovači se používá tři až čtyř stupňů, řazených za sebou. Jako

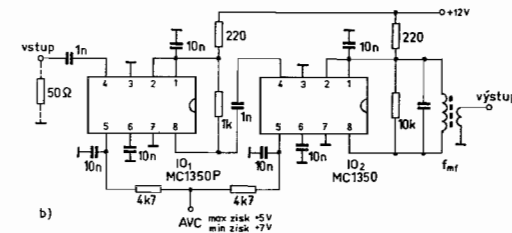
čtvrtý stupeň může být použit demodulátor SSB/CW se stejným obvodem. Napětí při řízení zesílení (AVC) se přivádí do báze třetího tranzistoru v kladné polaritě.

Velmi oblíbeným typem integrovaného mf zesilovače je MC 1350. Obvod obsahuje tři diferenciální zesilovače se stejnosměrnou vazbou. Může pracovat jako stejnosměrný i střídavý zesilovač od 0 do 100 MHz a v okolí kmitočtu 10 MHz dosahuje zisku 55 dB. Rozsah řízení AVC je větší než 60 dB při změně řídicího napětí od +5 V do +7 V (změna řídicího proudu od 100 do 200 μ A). Napětí menší než +5 V nemá vliv na zisk zesilovače a není-li obvod AVC využíván, může být jeho vstup (vývod 5) spojen přes odpor $4k7$ se zemí.

Zapojení mf zesilovače s obvodem MC 1350 je na obr. 1.116.



Obr. 1.116. Mf zesilovač s obvodem MC 1350

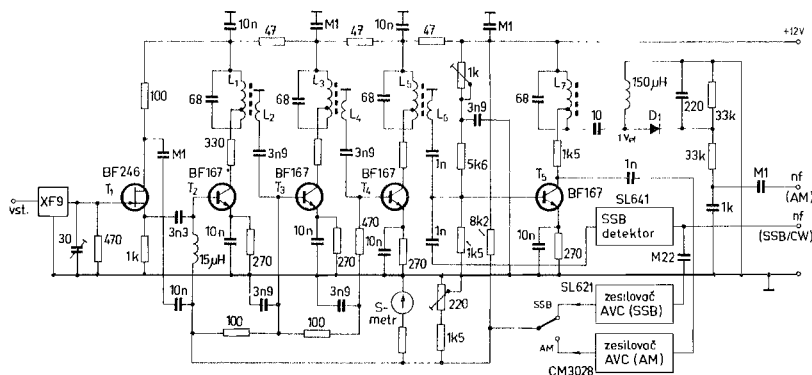


Obr. 1.116a znázorňuje zesilovač s jedním obvodem, vhodný pro méně náročné přijímače. Přestože obvod je velmi stabilní, je vhodné, aby vstup byl napájen ze zdroje s nízkou impedancí. V případě, že na vstupu má být filtr soustředěné selektivity, je prospěšné předradit obvod hradlovým fetem, zapojeným jako emitorový sledovač. Ke zlepšení stability se připojuje paralelně k výstupnímu laděnému obvodu tlumicí odpor. Napájecí napětí se přivádí přes odpor 220 Ω na vývody 1 a 2. Vzhledem k tomu, že tento odpor ovlivňuje průběhy řízení AVC, nemá jeho hodnota být nižší než uvedená.

Zapojení na obr. 1.116b znázorňuje mf zesilovač s vysokým ziskem. Využívá dvou obvodů MC 1350 řazených za sebou. Dosažitelný zisk je až 120 dB a říditelný v rozsahu větším než 100 dB. Při dosažení tak vysokého zisku hrozí nebezpečí nestability a je nutné věnovat větší péči návrhu plošného spoje. Použití dvouplátovaného kuprextitu a blokovacích kondenzátorů, připojených co nejkratšími přívody k vývodům IO, zajistí stabilní režim zesilovače.

Na výstupu prvního obvodu je zapojen místo LC obvodu zatěžovací odpor 1 kΩ. Toto řešení, které sice pomáhá ke zlepšení stability zesilovače, se však podílí na vyšší úrovni širokopásmového šumu na výstupu. Ideálním pomocníkem ke snížení těchto nežádoucích šumů je druhý filtr soustředěné selektivity, zařazený mezi výstup zesilovače a demodulátor.

Zapojení celého mf zesilovače s bipolárními tranzistory je na obr. 1.117. Použité tranzistory jsou typu KF 167 a mohou být nahrazeny modernějšími typy KF 125 nebo KF 525.



Obr. 1.117. Mf zesilovač s bipolárními tranzistory

Mezi filtr soustředěné selektivity a vstup zesilovače je zařazen hradlový fet, zapojený jako emitorový sledovač. Jeho vysoká vstupní impedance dovolí optimální přizpůsobení výstupu krystalového filtru. Zatěžovací odpor filtru zároveň slouží jako svodový odpor fetu. Hradlový fet pracuje jako oddělovací stupeň, aby změny vstupního

odporu bipolárního tranzistoru, ke kterým dochází působením AVC, neovlivnily průběh filtru.

Zesilovač má tři stupně před demodulátorem SSB/CW. Demodulace AM vyžaduje vyšší napětí, které zajišťuje čtvrtý stupeň s tranzistorem T_5 (u přijímačů pro SSB a CW může být vypuštěn). V kolektorech jednotlivých stupňů jsou zapojeny poměrně vysoké hodnoty odporů. Snižují vliv změn výstupních kapacit tranzistorů, ke kterým dochází působením AVC a zvyšují stabilitu zesilovače.

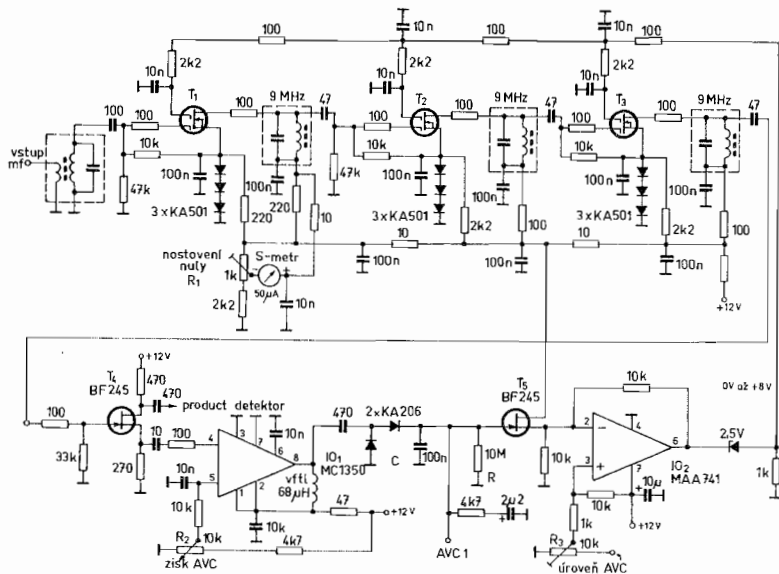
Hodnoty emitorových odporů jsou zvoleny na optimální průběh řízení zesílení AVC. Tranzistory pracují s kolektorovým proudem 4 mA. Napětí pro AVC je odvozeno z nf zesilovače a v původní literatuře se používá zesilovač AVC typu SL 621 (viz část věnovanou obvodům AVC). Řízení zesílení zesilovače je na principu zvyšování kolektorového proudu (tzv. řízení dopředu), přivedením řídicího napětí +2,1 až +5 V do bází tranzistorů. Sběrnice řídicího napětí je na nízké impedanci a může být proto zatížena přímo měřidlem k měření síly přijímaného signálu (S-metrem).

Laděné obvody v kolektorech tranzistorů se nepodílejí na celkové selektivitě zesilovače. Ta je určena obvodem soustředěné selektivity na vstupu. Obvody mají za úkol snížit úroveň širokopásmového šumu na výstupu, který by při aperiodické vazbě mezi stupni dosáhl nežádoucí hodnoty.

Zesílení zesilovače je větší než 80 dB a je nutné dodržet zásady stavby, jak byly stanoveny ve všeobecné části.

Zapojení velmi kvalitního mf zesilovače je na obr. 1.118. Je osazen dvoubázovými mosfety. Mohou být použity všechny typy moderních dvoubázových mosfetů, např. BF 900, BF 905, BF 960, KF 907, 40 673, MPF 121 atd.

Vazba mezi stupni je vysokoimpedanční a jednotlivé stupně mají shodné zapojení. Aby bylo možné použít plného rozsahu řízení AVC, je do emitorů přivedeno stálé předpětí 2,1 V. Tři diody v sérii zapojené v propustném směru nahrazují Zenerovu diodu. Klidovou hodnotu kolektorového proudu (8 až 12 mA) určuje velikost kladného napětí na první bázi, které je dáno poměrem odporů 10 kΩ a 47 kΩ. Snížení hodnoty 47 kΩ vede ke snížení proudu a opačně. Proud je možné měřit jako úbytek napětí na odporech v obvodu napájení kolektorů.



Obr. 1.118. Mf zesilovač s dvoubázovými mosfety

V průběhu řízení AVC, v závislosti na přijímaném signálu, dochází ke změnám hodnoty kolektorových proudů. Toho je využito k měření síly přijímaného signálu. Měřidlo pracující jako S-metr měří spád napětí na odporu 220Ω v přívodu kolektorového proudu. V klidovém stavu (bez signálu) se S-metr vynuluje nastavitelným odporem R_1 . Rozsah řízení AVC je větší než 100 dB a v tomto rozsahu je průběh stupnice lineární. Celkový zisk zesilovače je 110 dB.

V obrázku jsou zakresleny i obvody AVC, třebaže jim je dále věnována samostatná část.

Vf napětí pro zesilovač AVC se odebírá z kolektoru posledního mf stupně do emitorového sledovače T_4 . Hradlový fet nepracuje jako čistý emitorový sledovač, ale rozděluje vf napětí do dvou nezávislých výstupů. Z kolektoru se vf napětí vede do demodulátoru. Z emitoru přichází na vstup vf zesilovače (prakticky čtvrtý mf zesilovač), osazeného obvodem MC 1350. Zesílené napětí se usměrňuje diodovým zdvojovačem napětí a přivádí do vysoké impedance hradlového fetu T_5 ,

který je v zapojení se společným kolektorem. Stejnsměrný zesilovač s operačním zesilovačem MA 741 zesiluje napětí na žádanou úroveň nutnou k řízení mf zesilovače.

Časová konstanta obvodů AVC je určena kapacitou C a odporem R v bázi T_5 . Vysoká impedance tranzistoru T_5 umožňuje v RC členu použít vysokou hodnotu odporu a malou hodnotu kapacity, takže náběhový čas je krátký. Vybíjení RC členu trvá s použitými hodnotami asi 1 sekundu. Za diodami je vyvedeno napětí (označené AVC 1), které může být použito jako zpožděné AVC k řízení vstupních obvodů přijímače.

Pomocí odporu R_2 se nastavuje nasazení AVC vzhledem k úrovni vstupního signálu na anténních svorkách ($0,5$ až $2 \mu\text{V}$) a odporem R_3 rozsah stejnosměrného napětí na výstupu stejnosměrného zesilovače IO 2 lit. [26].

Automatické řízení zesílení (AVC)

Na vstup přijímače přicházejí signály s velmi rozdílnou napěťovou úrovní. V rozsahu krátkých vln musí přijímač zpracovat signály s úrovní $0,5 \mu\text{V}$ až 15 mV , výjimečně i vyšší. Signál se přivádí po zpracování ve vf obvodech a mf zesilovači na demodulátor. Demodulátor je schopen lineárně zpracovat signál jen do určité úrovně, která závisí na druhu demodulátoru. Diodové demodulátory AM jsou schopny zpracovat signál až 1 V. Demodulátory pro SSB a CW však v rozmezí pouze 10 až 50 mV. Vzhledem ke značnému zesílení v předchozích stupních, které musí být nastaveno tak, aby nejslabší přijímaný signál byl zesílen na úroveň schopnou demodulace, dochází při silnějších signálech k přebuzení demodulátoru. Z uvedeného vyplývá, že přijímač musí být vybaven možností úpravy zesílení s ohledem na sílu přijímaného signálu.

V úvahu přicházejí tři základní způsoby řízení zesílení:

- ruční,
- automatické,
- kombinace ručního s automatickým řízením.

Ruční řízení zesílení je nejméně náročné na provedení. Je možné plynulé řízení změnou pracovního bodu jednoho nebo více aktivních prvků ve vf nebo mf zesilovačích; obvykle změnou stejnosměrného

napětí. Další možností je plynulé nebo skokové řízení pomocí útlumových článků buď na vstupu přijímače nebo mezi dvěma stupni zesilovačů. O ručním řízení můžeme říci, že je nejdokonalejší, protože umožňuje optimální nastavení zisku vzhledem k úrovni přijímaného signálu. Z praktického hlediska je ruční ovládání zesílení nevhodné, protože vyžaduje neustálou manipulaci s ovládacím prvkem v případě ladění na různé stanice a při úniku.

Automatické řízení zesílení pracuje inverzně vzhledem ke změnám síly přijímaných signálů. Jeho úkolem je udržet konstantní úroveň signálu na vstupu demodulátoru (a tím i konstantní úroveň nf signálu na výstupu přijímače) bez ohledu na velikost signálu přivedeného na anténní svorky. Zidealizovaná křivka průběhu řízení AVC by byla přesným zrcadlovým průběhem změn vstupního napětí. Při praktickém příjmu dochází ke změnám vstupního napětí v rozmezí 80 až 100 dB. Znamená to, že ve stejném rozmezí musí být zaručeno zesílení přijímače od anténních svorek až po vstup demodulátoru, aby byly zesíleny na požadovanou hodnotu nejslabší přijímané signály. Účinnost automatického řízení zesílení musí být ve stejné relaci, aby nedošlo k přebuzení demodulátoru při příjmu nejsilnějších signálů.

K automatickému řízení zesílení přijímače se používá samostatných obvodů skládajících se ze zesilovače AVC, usměrňovače a v některých případech ještě stejnosměrného zesilovače. Protože obvody AVC reagují na velikosti vstupního napětí, bývá nedílnou součástí těchto obvodů i měřič síly pole – S-metr.

Podle místa v přijímači, odkud se odebírá napětí pro zesilovač AVC, rozlišujeme AVC odvozené od vysokofrekvenčního nebo nízkofrekvenčního signálu.

U AVC odvozeného od vf je vstup AVC zesilovače volně vázán na některý stupeň mf zesilovače. Nejčastěji to bývá poslední stupeň, před demodulátorem, kde je dostatečná úroveň signálu. U přijímačů pro SSB a CW však hrozí nebezpečí pronikání napětí ze zánějového oscilátoru, což vede k nesprávné funkci obvodů AVC. Nebezpečí se sníží použitím dvojité vyváženého demodulátoru. Některé profesionální přijímače připojují vstup AVC zesilovače k předposlednímu stupni mf zesilovače, aby pronikání zánějového oscilátoru bylo vyloučeno. To však vyžaduje použití AVC zesilovače s vyšším ziskem.

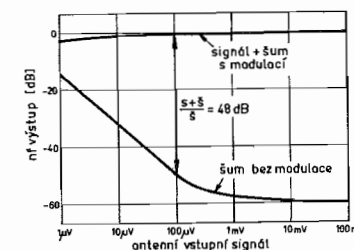
Při automatickém řízení zesílení odvozeném z nízké frekvence se signál odebírá za demodulátorem nebo za prvním nf stupněm, vždy však před řízením hlasitosti. Jestliže je za demodulátorem zařazena dolní propust omezující přenos vyšších mf kmitočtů, je výhodnější odebírat signál pro AVC až za touto propustí. AVC odvozená z nf signálu je nejčastěji používána u přijímačů komerční třídy nebo v amatérsky vyráběných přijímačích. Přijímače určené pro profesionální služby používají zásadně AVC odvozené z vf signálu.

Bez ohledu na to, z kterého bodu přijímače se signál odebírá, je zesílení, usměrněn a získané stejnosměrné napětí (v některých případech zesílené stejnosměrným zesilovačem) je použito k řízení pracovního bodu mf zesilovače a vf zesilovače (nebo elektronického atenuátoru na vstupu přijímače).

Podmínkou správné funkce AVC je, že všechny řízené stupně jsou ovládány ve stejném okamžiku.

Velmi důležitá je distribuce řídicího napětí do jednotlivých stupňů. Ne vždy je vhodné všechny stupně mf zesilovače řídit na stejnou úroveň útlumu. K řízení vf zesilovačů se používá tzv. zpožděná AVC. Ne tím míněn časový rozdíl, ale úroveň vstupního signálu, při kterém dochází teprve k řízení vf zesilovače. Znamená to, že při malých vstupních úrovních pracuje vf zesilovač s plným ziskem, aby nedošlo ke zhoršení poměru signálu k šumu. Teprve od určité úrovně vstupního signálu, kdy by již hrozilo přebuzení směšovače, začne AVC působit. Správné nastavení průběhu AVC je znázorněno v obr. 1.119.

Obr. 1.119. Optimální průběh AVC



Časové konstanty AVC jsou odezvou na změny úrovně vstupního signálu a představují dobu, za kterou obvody AVC upraví zesílení vf a mf stupňů na žádanou úroveň. U AVC, založené na jednoduchém

principu využívajícího nabíjení a vybíjení kondenzátoru, rozeznáváme náběžnou časovou konstantu, která určuje dobu reakce na náhlou změnu vstupního napětí, a sestupnou časovou konstantu, určující dobu reakce na pokles vstupního signálu přijímače.

Požadavky na časové konstanty AVC se liší podle druhu zpracovávaného signálu. U přijímačů určených k příjmu AM signálů se zásadně AVC odvozuje od vř signálu. Je to z toho důvodu, že AM je doprovázena nosnou vlnou a AVC je odvozeno od okamžité úrovně nosné vlny. (Odvození od nf signálu je prakticky možné, avšak dochází k tzv. pumpování v mezerách, kdy není signál modulován.) Při příjmu AM signálů prakticky nedochází ke skokovým změnám vstupního signálu a požadavky na náběžnou časovou konstantu nejsou kritické. Vyhovuje hodnota 20 až 100 ms. Sestupná časová konstanta se volí v rozmezí 0,2 až 1 s.

Volba časových konstant u přijímačů SSB a CW je mnohem závažnější. Modulace SSB i telegrafní signály mají prakticky impulsní charakter. Není přítomna nosná vlna a neustále dochází k rychlým změnám od nulové úrovně do maximální úrovně daného signálu. Obvody AVC musí především rychle reagovat na skokovou změnu od nulové úrovně do maxima, bez překmitů. Náběžná časová konstanta má být v rozmezí 10 až 20 ms. Pokud je kratší, reaguje AVC na rušivé signály impulsního charakteru. Jestliže je delší, dochází k překmitům, které se projevují ve svém akustickém projevu jako nárazy. Dochází k tomu především u silnějších signálů a poslech je velmi nepříjemný. Často se připojují ještě další efekty, na nichž mívá podíl sestupná nebo vzešupná hrana křivky filtru soustředěné selektivity (efekty způsobené silnými signály na sousedním kanále).

Sestupná časová konstanta se volí v rozmezí 0,5 až 2 s, při příjmu CW i více.

Doba náběžné časové konstanty závisí na rychlosti nabití kondenzátoru na žádanou hodnotu napětí. Dosahuje se toho nabíjením ze zdroje s nízkou impedancí (emitorový sledovač) nebo ze zdroje konstantního proudu. Sestupná časová konstanta je určena velikostí vybíjecího odporu připojeného ke kondenzátoru. Je výhodné připojit člen RC, určující časové konstanty, do obvodu s vysokou impedancí. Pak je možné použít vysoké hodnoty vybíjecího odporu a malé kapacity,

kteřá se rychleji nabije. Krátké náběžové časové konstanty se dosahuje snadněji u AVC odvozené z vř signálu než z nf signálu.

Účinnost AVC se udává v dB jako poměr mezi nejmenší úrovní vstupního signálu a největší úrovní vstupního signálu pro změnu výstupního výkonu přijímače o 10 dB.

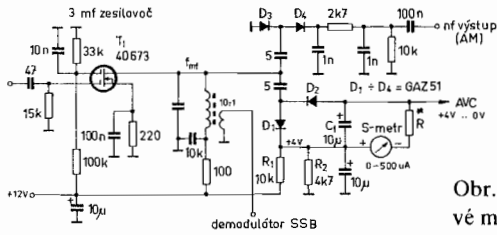
V katalogových údajích některých přijímačů se můžeme setkat s hodnotou 90 až 100 dB. Znamená to, že výstupní výkon přijímače se nezmění o více než 10 dB při změně vstupního napětí od 1 μ V do 100 mV. Takové hodnoty musíme pokládat pro amatérskou práci za extrémní. Jsou odůvodnitelné u přijímačů určených pro profesionální služby, kde mají za úkol zjednodušit obsluhu, často laickou. Poslech na přijímači s tak vysokou účinností nebývá obvykle příjemný. Vysoká komprese signálů, ke které dochází, zvýšená ještě o kompresi na vysílací straně, činí poslech plochý a nepřírozený. Při příjmu slabých signálů se subjektivně zvyšuje úroveň rušení i slabými signály.

V amatérské praxi je výhodnější nastavit obvody AVC na nižší účinnost (v rozmezí do 60 dB) a doplnit je ručním řízením zesílení. Při poslechu protistanice se ručně nastaví optimální zesílení s ohledem na poměr signálu k šumu a automatické řízení se ponechá pouze k vyrovnání výstupní úrovně během úniků. Poslech signálů při tomto režimu je daleko přirozenější a příjemnější. Nevýhodou je narušení přesnosti S-metru, který je od napětí AVC odvozen. Je však známo, že přesné S-metry jsou výsadou mála typů profesionálních přijímačů a v amatérských přijímačích pracují více méně jako indikátor k relativnímu srovnání síly signálů.

Zapojení obvodů AVC

Zapojení jednoduchého obvodu AVC určeného k řízení mf zesilovače s dvoubázovými mosfety je na obr. 1.120.

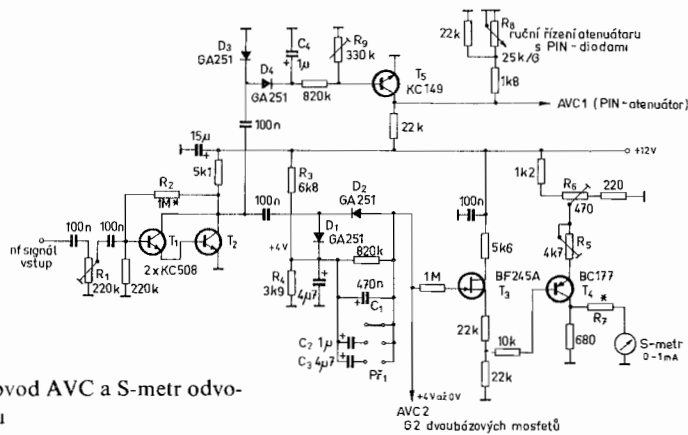
Napětí k řízení AVC se odebírá z laděného obvodu posledního stupně mf zesilovače. Vř napětí je usměrněno ve zdvojovači napětí s diodami D_1 D_2 . Stejnoseměrné napětí nabíjí kondenzátor C_1 . Náběžná časová konstanta je dána schopností diod rychle nabít kondenzátor na úroveň odpovídající vstupnímu signálu. Sestupná časová konstanta závisí na velikosti vnitřního odporu měřiče síly pole a odporu zapojeného s ním v sérii.



Obr. 1.120. Obvod AVC pro dvoubázové mosfety

Základní pracovní napětí druhých bází mosfetů +4 V je pevně nastaveno odporovým děličem $R_1 R_2$. Toto napětí je vedeno přes měřidlo do druhých bází. Usměrněné napětí, jehož velikost závisí na úrovni vstupního signálu, se od pevného předpětí odečítá. V obrázku je zapojen i demodulátor AM s diodami $D_3 D_4$. Může být vypuštěn, pokud je přijímač určen pouze k příjmu SSB a CW.

Zapojení odvozené z nf signálu je na obr. 1.121. Tranzistory $T_1 T_2$



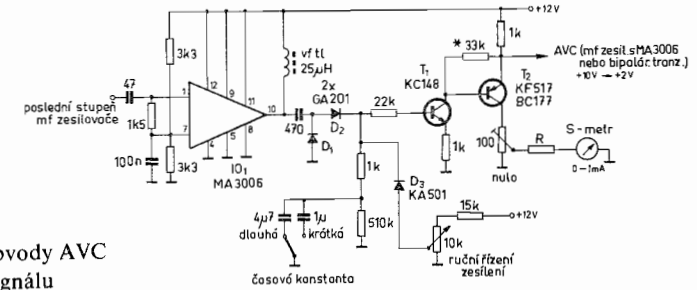
Obr. 1.121. Obvod AVC a S-metr odvozené z nf signálu

v Darlingtonově zapojení zesílí nf napětí na potřebnou úroveň. Zdvoujovač napětí s diodami $D_1 D_2$ signál usměrní a stejnosměrné napětí, úměrné velikosti vstupního signálu přijímače, se přivádí na druhé báze mosfetů v mf zesilovači. Obvod má přepínatelnou sestupnou časovou konstantu. K lince AVC je připojen obvod S-metru. Oddělovací zesilovač osazený hradlovým fetem svou vysokou vstupní impedancí neovlivní funkci AVC.

Zesílené nf napětí je přivedeno na druhý zdvojovač napětí s diodami $D_3 D_4$ a dále na stejnosměrný zesilovač s tranzistorem T_3 . Tyto obvody jsou určeny k řízení elektronického attenuátoru s PIN diodami, zařazeného na vstup přijímače. Proměnný odpor R_8 umožňuje ruční nastavení vstupního útlumového článku.

Odpor R_1 se nastavuje bod, od kterého začíná AVC působit. Bývá to při vstupním napětí 0,5 až 2 μV , podle zvyklostí uživatele. Odpor R_9 se nastavuje bod, při kterém má začít pracovat útlumový článek s PIN-diodami. V praxi se to stává při úrovni vstupního napětí 50 až 100 μV . Odpor R_6 slouží k nastavení nuly na S-metru při zkratovaném vstupu přijímače. Citlivost zesilovače S-metru se upraví nastavením odporu R_5 a maximální výchylka měřidla odporem R_7 .

Zapojení AVC určené pro zesilovače osazené bipolárními tranzistory a odvozené z vf signálu je na obr. 1.122.



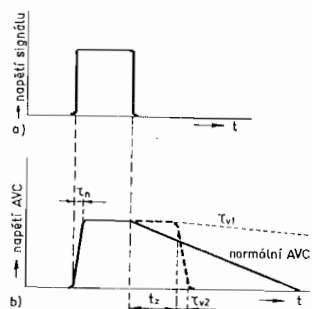
Obr. 1.122. Obvody AVC odvozené z vf signálu

Integrovaný vf zesilovač MA 3006 je volně vázán na poslední stupeň mf zesilovače. Vf napětí je po zesílení usměrněno ve zdvojovači napětí $D_1 D_2$ a dále zesíleno ve dvoustupňovém stejnosměrném zesilovači $T_1 T_2$. V posledním stupni je zařazen měřič síly signálu. Na vstup stejnosměrného zesilovače se přivádí přes oddělovací diodu D_3 stejnosměrné napětí z proměnného odporu, které umožňuje ruční řízení zesílení. Sestupná časová konstanta je volitelná pomocí přepínače.

Všechna předchozí zapojení používala v obvodech AVC jediné sestupné časové konstanty (i když volitelné přepínačem). V zjednodušené formě je možné průběh AVC graficky znázornit ve tvaru pily, kdy

dojde k rychlému nabití kondenzátoru a pomalému vybíjení přes odpor. Tento princip, přestože je převážně používaný, má některé nevýhody. Při rušivém impulsu, jehož amplituda bude vyšší než slabý přijímaný signál, se kondenzátor nabije na úroveň, která bude odezvu amplitudy silného signálu. Zesílení řízených stupňů přijímače poklesne. Než se kondenzátor vybije v čase daném sestupnou časovou konstantou, pracuje přijímač s malým zesílením, které může být pro slabý přijímaný signál nedostatečné. V případě příchodu velmi silného rušivého signálu může dojít až k zablokování příjmu po dobu, než se přijímač vrátí ke své plné citlivosti.

Moderním řešením jsou obvody závěsné AVC (v zahraniční lit. uváděné jako Hang-AVC). K vysvětlení funkce pomůže obr. 1.123.



Obr. 1.123. K pojmu závěsné AVC

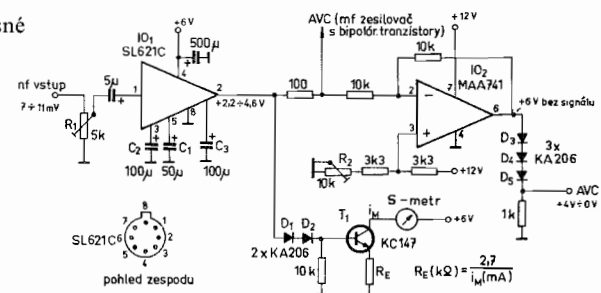
V horní části obrázku je nakreslen průběh signálu na vstupu přijímače. V dolní části jsou průběhy odezvy napětí AVC. Náběžná časová konstanta τ_n určuje dobu, za kterou napětí AVC dosáhne úrovně odpovídající úrovni vstupního napětí. Po dobu trvání signálu se na konstantní úrovni udrží i napětí AVC. V okamžiku, kdy vstupní signál zanikne, dochází k postupnému vybíjení kondenzátoru po dobu danou sestupnou časovou konstantou. To platí u normálního způsobu AVC. U závěsné AVC se používá dvou časových konstant. Dlouhá časová konstanta (označená jako τ_v) udržuje snížení zesílení přijímače v závislosti na úrovni vstupního signálu v případě, že dochází ke krátkým přestávkám mezi vstupními signály (krátké odmlčení u hovorové modulace). Vzhledem ke sníženému zesílení přijímače je omezen vliv rušivých signálů impulsního charakteru v mezerách mezi signály. V pří-

padě, že signál zanikl, začíná pracovat obvod s druhou časovou konstantou, který za dobu t_z (nastavitelnou) velmi rychle vybije kondenzátor určující dlouhou časovou konstantu a přijímač pracuje s plným zesílením.

Typickým představitelem závěsné AVC je obvod firmy Plessey, typ SL 621C. Původně je určen do sestavy přijímače osazeného obvodu SL 610, 611 a 612, ale jeho použití je možné v libovolném přijímači.

Zapojení obvodů AVC a SL 621C je na obr. 1.124. Integrovaný obvod je v kovovém pouzdře s osmi vývody. Generování napětí AVC je odvozeno od nf signálu. Vstupní nf signál musí být udržován v napěťovém rozmezí od 7 do 11 mV. Tomuto vstupnímu napětí odpovídá změna výstupního stejnosměrného napětí od +2,2 V do +4,6 V.

Obr. 1.124. Obvod závěsné AVC a SL 621C

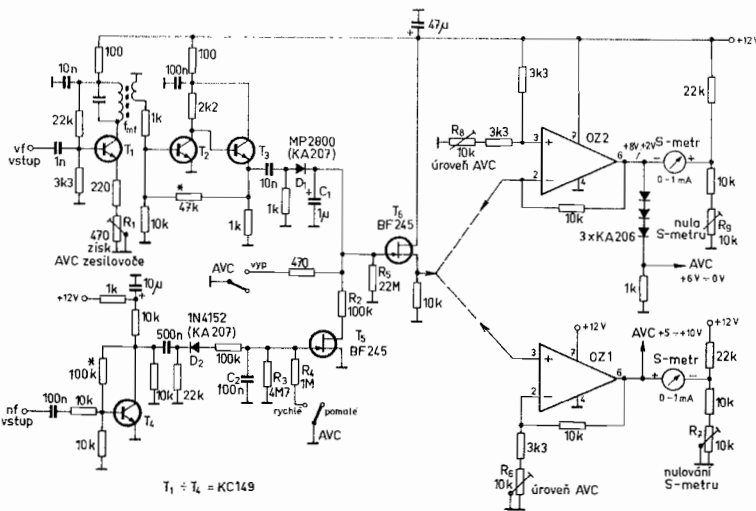
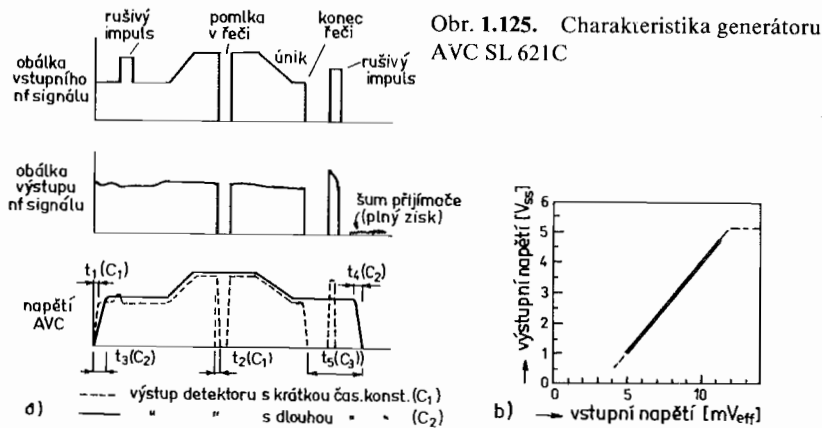


Z výstupu je možné přímo řídit mf zesilovač s bipolárními tranzistory. Řízení tranzistorů je v tzv. předním směru, kdy ke snížení zesílení dochází při zvyšování kolektorových proudů. Pro tento způsob řízení nejsou všechny tranzistory vhodné. Z běžných typů vyhovují KF 167, KF 125, KF 525 nebo v obvodu MA 3 006.

Generátor AVC je napájen ze zdroje 6 V a napětí musí být dokonale filtrováno. K výstupu je připojen měřič síly pole (S-metr). Emitorový odpor tranzistoru T_1 je nutné vypočítat vzhledem k použitému měřidlu. Ve spojení s mf zesilovačem, viz obr. 1.117, je možné dosáhnout lineárního průběhu měřidla v rozsahu přes 100 dB.

Připojení operačního zesilovače rozšiřuje použití obvodů pro mf zesilovače osazené dvoubázovými mosfety. Proměnným odporem R_2 se nastavuje bod nasazení AVC při malých vstupních napětích.

Kondenzátory C_1 , C_2 a C_3 určují náběžné, závěsné a sestupné časové konstanty obou detektorů. Jejich funkce je graficky znázorněna v obr. 1.125a. Na obr. 1.125 b je zachycena závislost mezi vstupním a výstupním napětím obvodu SL 621C.



Obr. 1.126. Závěsné AVC, odvozené z vf a nf signálů

Závěsné AVC odvozené od vf i nf signálů je na obr. 1.126. Vf signál, odebraný z posledního stupně mf zesilovače, je zesílen v laděném zesilovači s tranzistorem T_1 a širokopásmovém zesilovači T_2 . Tranzistor T_3 pracuje jako emitorový sledovač, který ze své nízké výstupní impedance dodává vf napětí do usměrňovače s diodou D_1 . Na výstupu usměrňovače je kondenzátor C_1 , který spolu se svodovým odporem R_5 určuje dlouhou sestupnou časovou konstantu obvodu.

Nf signál, odebraný za demodulátorem, je zesílen v tranzistoru T_4 a usměrněn diodou D_2 . Na výstupu usměrňovače je stejnosměrné napětí se zápornou polaritou. Krátká sestupná časová konstanta je určena hodnotami kondenzátoru C_2 a odporu R_3 . Připínáním paralelního odporu R_4 je možné časovou konstantu dále zkrátit. Záporné napětí z usměrňovače uzavírá spínací tranzistor T_5 .

Pokud je na vstupu přijímače přítomen signál, pracují obě větve obvodů AVC tak, že nadřazen je obvod s dlouhou časovou konstantou. Dojde-li k zániku signálu na dobu kratší než je doba krátké časové konstanty (mezera mezi slovy, mezera mezi značkami CW), zůstává zesílení přijímače na úrovni řízené obvodem s dlouhou časovou konstantou. Zanikne-li však signál na vstupu přijímače na dobu delší než je doba krátké časové konstanty, zanikne i záporné napětí na vstupu tranzistoru T_5 . Tranzistor se otevře a protože je připojen paralelně ke kondenzátoru C_1 , rychle jej vybije. Od toho okamžiku pracuje přijímač s plným zesílením.

Řídicí napětí AVC s kladnou polaritou se odebírá z emitorového sledovače T_6 . Vyšší úrovni vstupního signálu odpovídá vyšší stejnosměrné napětí na výstupu T_6 .

V obrázku jsou uvedeny dvě varianty oddělovacích zesilovačů s OZ MA 741. Zesilovač OZ_1 upravuje průběh řídicího napětí od +5 V do +10 V, jak vyžaduje mf zesilovač osazený MC 1350 nebo zesilovač s bipolárními tranzistory (řízení do vyššího kolektorového proudu). Druhá varianta s OZ_2 je určena pro mf zesilovače s dvoubázovými mosfety. V obou variantách je výstupní řídicí napětí použito zároveň k měření síly pole přijímaných signálů. K nastavení nuly S-metru (nulový signál na vstupu přijímače) jsou určeny proměnné odpory R_7 nebo R_9 . Pomocí odporů R_6 a R_8 se nastavuje bod, od kterého AVC začne působit, obvykle při vstupním napětí asi 1 μ V.

Záznějové oscilátory

Záznějové oscilátory se používají ve spojení s demodulátory SSB a CW signálů. Při příjmu SSB signálů obnovují potlačenou nosnou vlnu, která je nutná k demodulaci. Při příjmu CW vytvářejí zázněj s přerušovanou nosnou vlnou a tak přijímaný signál převádějí do oblasti slyšitelných kmitočtů.

Záznějové oscilátory nevyžadují žádné speciální obvodové techniky a je možné použít kteréhokoliv zapojení oscilátoru, jak bylo uvedeno v příslušné části.

U přijímačů s mf kmitočtem v rozsahu krátkých vln jsou výhodnější krystalem řízené oscilátory. Používá se krystalů pro příjem horního a dolního postranního pásma a krystalu pro příjem CW. Kmitočty pro volbu postranního pásma se volí 1,5 kHz nad a pod střední kmitočet mf zesilovače a pro příjem CW 700 až 900 Hz od středního kmitočtu.

U přijímačů s dvojitým směřováním, kde druhý mf kmitočet bývá nižší, je možné použít záznějového oscilátoru s plynulým laděním. Rozladění oscilátoru je vhodné v rozmezí $\pm 1,5$ kHz od středního kmitočtu. Za oscilátor se doporučuje zařadit oddělovací zesilovač, aby zátěž demodulátoru neovlivňovala kmitočet.

Výstupní napětí (výkon) záznějového oscilátoru závisí na použitém typu demodulátoru. Požadavky jsou shodné jako u směšovačů přijímače.

Omezovače poruch

Kromě rádiových signálů přicházejí na vstup přijímače další, nežádoucí signály, které ztěžují příjem žádaných signálů. Mohou být původu přírodního, jako je atmosférické rušení, nebo původu umělého jako důsledek lidské činnosti.

V praktické činnosti se setkáváme s dvěma druhy rušení, které se liší svým charakterem. První, nejčastěji způsobené činností pohybových mechanismů napájených elektrickým proudem (komutátory motorů), má charakter nepřetržitého sršení. Sled rušivých pulsů je tak rychlý, že prakticky splývají. Snížení úrovně tohoto rušení je v přijímači velmi obtížné a prakticky ho lze omezit pouze zvýšením selektivity v mf nebo v nf zesilovači.

Druhé rušení impulsního charakteru se vyznačuje tím, že rušivé impulsy mají krátkou dobu trvání v porovnání s mezerami mezi nimi. Nejčastěji jde o sled pravidelně se opakujících impulsů s velkou amplitudou, která převyšuje svou úroveň amplitudy přijímaných signálů. Zdroj tohoto rušení bývá v rozvodu elektrické sítě, v špatně odrušeném zapalování automobilových motorů a setkáváme se i s impulsy rádiového původu, z krátkovlnných radarů pro velké vzdálenosti. Někdy dochází i k jednorázovým poruchám, např. v důsledku jiskření na síťových vypínačích v domácnosti.

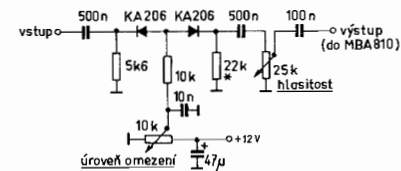
Proti rušení impulsního charakteru existují ověřené prostředky, které umožňují úroveň rušení snížit nebo úplně potlačit. Obvody určené k odstranění rušení mohou být zařazeny jak do vf, tak do nf cesty v přijímači.

Do první skupiny patří omezovače poruch. Jejich úkolem je snížit amplitudu rušivých signálů na úroveň, kterou má přijímaný signál. Již toto opatření často pomůže ke zlepšení čitelnosti přijímaného signálu a sníží sluchovou únavu. Neomezuje amplitudu pouze rušivých impulsů, ale i rušení silnými stanicemi, jejichž amplituda převyšuje slabší přijímaný signál. S potřebou omezení se často setkáváme při DX-provozu v pásmu 3,8 MHz, kdy silné evropské stanice ruší spojení se slabou, vzdálenou stanicí.

Omezovače poruch mohou být zařazeny do vf cesty v přijímači. Spolehlivějších výsledků je však možné dosáhnout zařazením omezovačů až za demodulátor.

Zapojení jednoduchého, ale účinného omezovače je na obr. 1.127. Používá dvou křemíkových diod k omezení amplitudy obou polarit.

Obr. 1.127. Symetrický omezovač

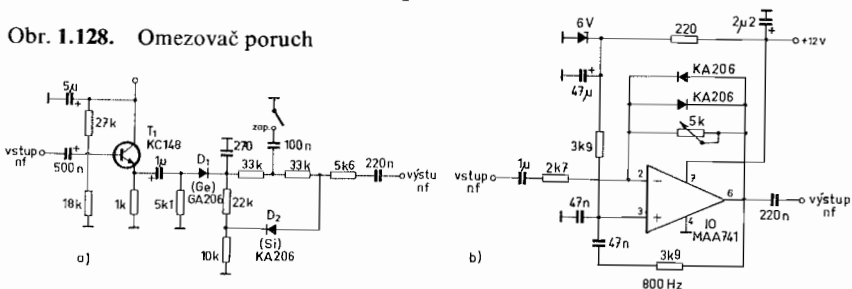


Pokud je na anodách kladné napětí, diody propouštějí nf signál bez omezení. Snížením napětí do nelineární části charakteristiky diod dochází k postupnému symetrickému omezení procházejícího signálu.

lu. Úroveň, od které mají diody omezovat, se nastavuje proměnným odporem umístěným na panelu přijímače. Signály, které jsou pod úrovní omezení, procházejí nezkreslené. Přesná symetrie omezení se nejlépe nastaví pomocí osciloskopu změnou hodnoty odporu z katody výstupní diody na zem (označen hvězdičkou).

Umlčovače poruch zařazené do cesty nf signálu bývají často málo účinné. Zapojení na obr. 1.128a (jak uvádí autor článku v lit. [27]), je mimořádně dobré. Pracuje na principu podobném zpožďovacímu vedení. Na odporovém děliči na výstupu germaniové diody se napětí vytvoří okamžitě, zatímco stejnosměrné napětí na výstupu obvodu je zpožděné. Pokud nejsou přítomny rušivé impulsy a kapacita 100 nF není připojena k zemi, je křemíková dioda na plovoucím potenciálu a není vodivá. Silný kladný impuls nabije kondenzátor 100 nF a křemíková dioda na okamžik zkratuje nf výstup. Záporné impulsy jsou potlačeny germaniovou diodou přímo.

Obr. 1.128. Omezovač poruch

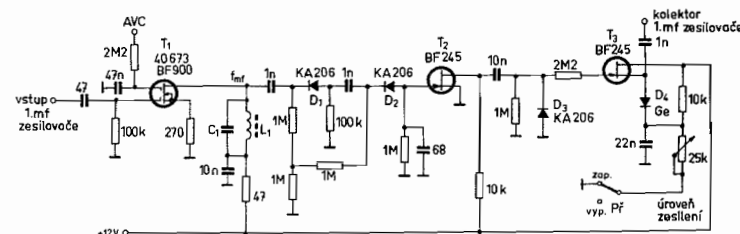


Na obr. 1.128b je zapojení aktivní pásmové propusti laděné na kmitočet 800 Hz, která se zapojuje při příjmu CW signálů. Dvě přepólované diody zapojené mezi výstup a invertující vstup operačního zesilovače pracují jako symetrický omezovač amplitudy. Úroveň omezení je nastavitelná potenciometrem 5 kΩ.

Umlčovače poruch (noise blanker) jsou určeny k potlačení rušivých impulsů s velkou amplitudou, ale krátkých a pravidelně se opakujících. Pracují na principu, kdy po dobu trvání impulsu se uzavře cesta do dalších stupňů přijímače. Vzhledem ke krátkosti impulsů nejsou krátké výseky sluchem pozorovatelné a obvykle nedojde k pozorovatelné změně v charakteru modulace. Dokonalé umlčovače poruch dokáží potlačit rušivé impulsy až o 90 dB.

Umlčovače poruch jsou vždy zařazeny v obvodech vf signálu. Musí být připojeny k některému stupni před obvodem hlavní selektivity, protože průchodem impulsů filtrem dochází k prodloužení impulsu a tím snížení účinnosti umlčovače.

Zapojení jednoduchého umlčovače poruch je na obr. 1.129. Tran-



Obr. 1.129. Vf umlčovač poruch

zistor T_1 zesiluje přijímaný signál spolu s impulsy na úroveň potřebnou k usměrnění. Diody D_1 a D_2 pracují jako pulsní detektor. Pracovní bod hradlového fetu T_2 je nastaven tak, že na jeho výstupu jsou pouze kladné špičky z usměrněných rušivých impulsů. Dioda D_3 potlačí zápornou polaritu, která vznikne derivací a kladné napětí otevírá spínací tranzistor T_3 a spínací diodu D_4 . Jako spínací dioda je vhodná dioda s přivařeným hrotem, např. OA5, OA7, OA9. Nastavením předpětí na diodě se nastavuje úroveň, od které má spínač pracovat.

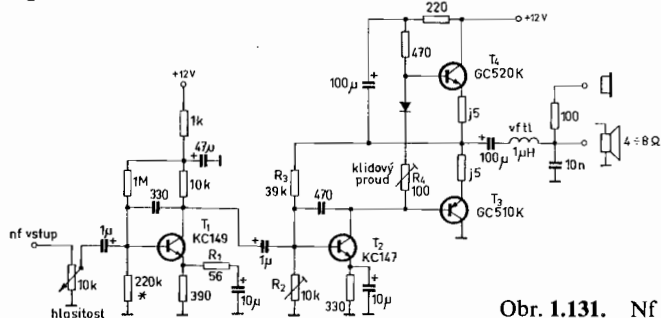
Nízkofrekvenční zesilovače

Úkolem nf zesilovače je zesílit demodulovaný signál na úroveň potřebnou k hlasité reprodukci na reproduktor nebo sluchátka. Poslech na reproduktor vyžaduje použití výkonového zesilovače s výkonem 1 W až 5 W, podle požadavku uživatele. Vysokoohmová sluchátka musí být buzena napětím o vyšší úrovni (1,5 až 2 V). V poslední době častěji používaná středně nebo nízkoohmová sluchátka vyžadují výkon přibližně 1 mW.

Citlivost nf zesilovače musí být taková, aby výstupní napětí z demodulátoru bylo zesíleno na žádaný výkon.

Zapojení typického zesilovače osazeného bipolárními tranzistorem je na obr. 1.130. Koncový stupeň pracuje s komplementární dvojicí ger-

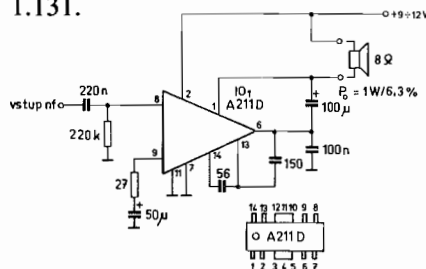
maniových tranzistorů, které mohou dodat výkon 1 W do zátěže 4 Ω. Vývod pro sluchátka je z reproduktorového výstupu přes oddělovací odpor.



Obr. 1.131. Nf zesilovač s A 211D

Do budicího tranzistoru T_2 je zavedena záporná zpětná vazba, která snižuje zkreslení zesilovače (přes odpor R_3). Pomocí odporu R_2 se nastavuje symetrie výstupního napětí a odporem R_4 klidový proud koncového stupně. Při nastavování je nutná kontrola osciloskopem. Nízkošumový předzesilovač T_1 zabezpečuje dostatečné zesílení celého zesilovače, které je možné upravit na žádanou hodnotu změnou zpětnovazebního odporu R_1 .

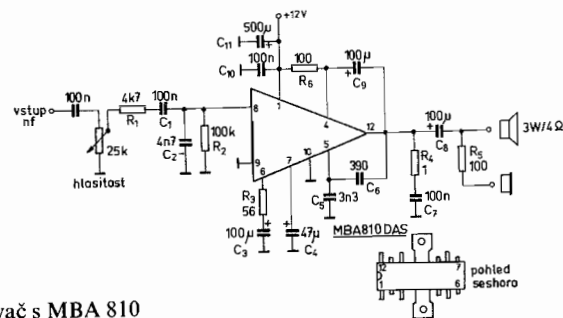
Problémy s nastavováním pracovních bodů odpadají u integrovaných zesilovačů. Obvod A 211D, dovážený z NDR, je integrovaným zesilovačem s výkonem 1 W. Jeho použití dovoluje snížit požadavky na prostor na minimální míru. Zapojení zesilovače s A 211D je na obr. 1.131.



Obr. 1.130. Nf zesilovač s tranzistroy

Z obrázku vidíme, že zesilovač má pouze malý počet diskretních součástí. Jeho nevýhodou je nutnost zapojení reproduktoru mezi výstup a napájecí napětí.

Integrovaný zesilovač Tesla typu MBA 810 DAS nabízí výkon 5 W při napájecím napětí 18 V. Při více používaném napájecím napětí 12 V dodá výkon 3 W do zátěže 4 Ω. Jeho zapojení je na obr. 1.132.



Obr. 1.132. Nf zesilovač s MBA 810

Hodnota svodového odporu R_2 musí být dodržena, protože je součástí obvodů pro nastavení pracovního bodu. Odparem R_3 je možné měnit zesílení zesilovače; uvedenou hodnotu je třeba brát jako minimální. Zvětšením hodnoty R_3 zesílení klesá. Odpor R_1 spolu s kapacitou C_2 tvoří dolní propust, která zlepšuje šumové poměry zesilovače. Někteří uživatelé si stěžují na vyšší šum obvodu. Obvykle používají kompenzační kapacity C_5 C_6 s hodnotami, které jsou doporučeny pro zesilovače hifi. Zvýšením hodnot (při zachování poměru mezi nimi) dosáhneme výrazného zlepšení šumových vlastností zesilovače (při nezátíženém vstupu není možné ve sluchátkách postřehnout jakýkoliv šum).

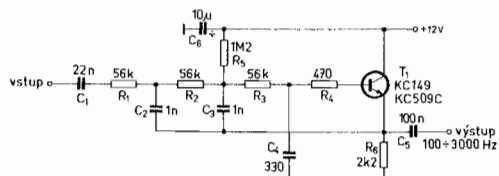
Na výstupu zesilovače je zapojen tzv. Boucherotův člen, sestavený ze sériového zapojení odporu R_4 a kondenzátoru C_7 . Odstraňuje nebezpečí rozkmitání na vysokých kmitočtech především při nezátíženém výstupu. Vazební kondenzátor mezi výstupem a reproduktorem nemusí mít hodnotu doporučenou pro náročnější aplikace. Plně vyhovuje hodnota 50 až 100 μF.

Popsané zesilovače je možné zapojit přímo na demodulátor. Tak tomu bývá u méně náročných přijímačů. Ve složitějších a náročnějších přijímačích se často zařazují mezi demodulátor a vstup nf zesilovače další obvody, jejichž smyslem je úprava selektivity v nf části.

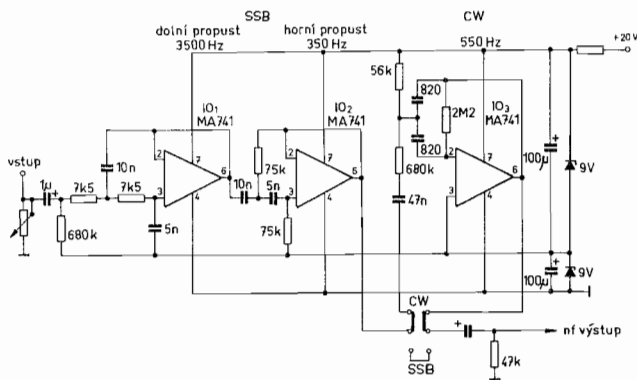
Většina zesilovačů je schopna lineárně zpracovat daleko širší rozsah kmitočtů, než se používají v radiokomunikačním provozu. SSB

signály amatérských vysílačů přenášejí kmitočty maximálně do 3 000 Hz (v ČSSR povinnost uložená povolovacími podmínkami). Je proto zbytečné přenášet zesilovačem kmitočty vyšší, protože jsou zastoupeny pouze šumem. Omezení kmitočtů vyšších než 3 000 Hz vede ke zlepšení šumových vlastností přijímače. Při příjmu telegrafních signálů je možné horní hranici kmitočtů snížit až na 1 000 Hz. Na opačné straně kmitočtového spektra se upravuje průběh zesílení tak, že kmitočty nižší než 300 Hz se potlačí. Úprava v oblasti nízkých kmitočtů zlepšuje šumové poměry (potlačení blikavého šumu) a snižuje úroveň brumů z nedostatečné filtrace napájecího napětí. Subjektivně se zlepšuje srozumitelnost přijímaných signálů.

Jednoduchá aktivní dolní propust s tranzistorem je na obr. 1.133. Je založena na stejném principu jako aktivní propusti s operačními zesilovači a navržena pro mezní kmitočet 3 000 Hz se směrnici 10 dB/oktáva. Napěťový zisk je 0,9. Malá vazební kapacita C_1 omezuje přenos kmitočtů nižších než 300 Hz.



Obr. 1.133. Aktivní dolní propust s tranzistorem

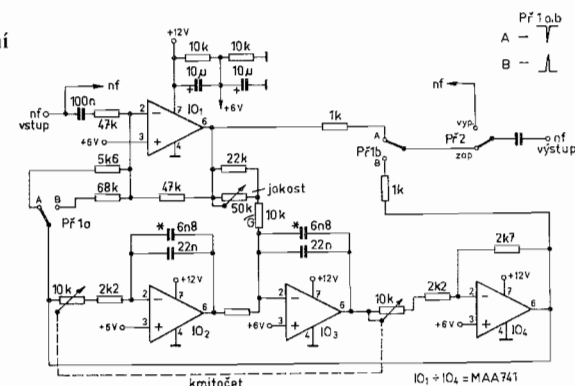


Obr. 1.134. Aktivní filtr SSB/CW

Složitější zapojení je na obr. 1.134. Zahrnuje velmi účinnou pásmovou propust 350 až 3 500 Hz. První OZ pracuje jako dolní propust s mezním kmitočtem 3 500 Hz a druhý OZ jako horní propust s dělicím kmitočtem 350 Hz. Útlum v nepropustné části kmitočtové charakteristiky se zvyšuje se směrnici větší než 12 dB/okt. V poloze přepínače funkcí nastaveného na SSB se výstup odebrává za druhým OZ. V poloze CW se zařazuje další pásmová propust OZ_3 , naladěná na kmitočet 550 Hz.

Na obr. 1.135 je zapojení telegrafního a výřezového filtru, u kterého je možné měnit kmitočty od 300 do 3 000 Hz a šíři pásma propouštěného nebo potlačeného signálu. Je-li přepínač funkcí Pf_1 v poloze B, pracuje zapojení jako aktivní pásmová propust s vysokým činitelem jakosti. Činitel jakosti je možné plynule měnit a tak nastavit vhodnou šíři pásma při příjmu telegrafních signálů. Plynule se může měnit i nf kmitočet (rezonance) v rozmezí od 300 do 3 000 Hz.

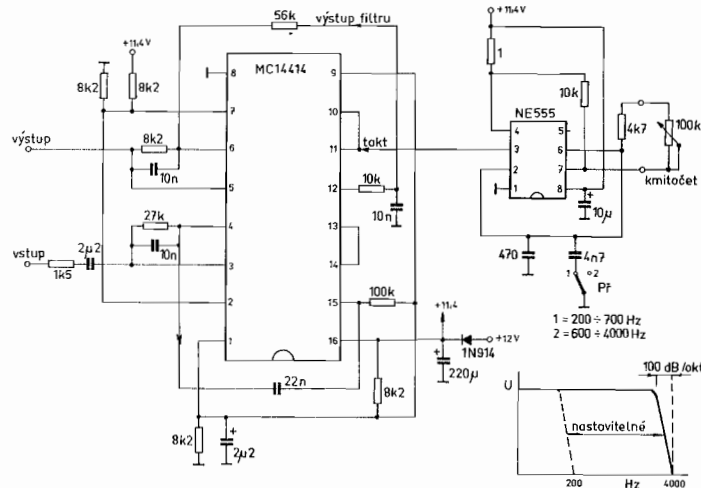
Obr. 1.135. Nf telegrafní a výřezový filtr



Přepnutím přepínače do polohy A se zapojí pásmová propust do smyčky záporné zpětné vazby a obvod pracuje jako výřezový filtr. Plynulá změna kmitočtu a jakosti zůstává zachována. Výřezový filtr se může s výhodou použít na sdílených pásmech, kde často ruší komerční telegrafní stanice nebo zapnuté nosné vlny. Účinnost filtru je značná: zcela se dá potlačit i velmi silná nosná vlna rušící slabý signál SSB stanice, aniž by došlo k postřehnutelné změně v charakteru modulace žádaného signálu. Přepínačem Pf_2 je možné filtr vyřadit.

Potenciometr pro plynulou změnu kmitočtu vybíráme s pokud možno nejlepším souběhem. Vhodné jsou tandemové potenciometry, určené k řízení hlasitosti ve stereofonních zesilovačích.

Integrovaný obvod MC 14414 pracuje jako dolní propust s plynule proměnným kmitočtem. Útlum kmitočtů v nepropustném pásmu se zvyšuje se směrnici 100 dB/okt. Zapojení s tímto obvodem je na obr. 1.136.

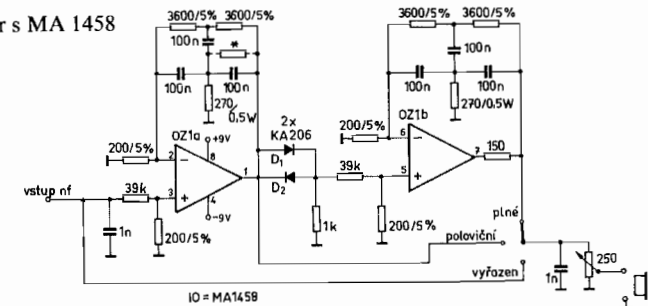


Obr. 1.136. Nf filtr s MC 14414

Mezní kmitočet dolní propusti je určen taktovacím napětím, které dodává časovač NE 555. Kmitočet časovače je dán kondenzátorem a proměnným odporem. Hodnota kapacity kondenzátoru se volí přepínačem pro dva rozsahy: 200–700 Hz a 600–4 000 Hz. V uvedených rozsazích se kmitočet nastavuje plynule potenciometrem 100 kΩ. Pronikání taktovacího kmitočtu na výstup filtru je účinně potlačeno.

V některých případech, převážně při příjmu telegrafních signálů, se používají filtry zařazované na výstup přijímače a určené k poslechu na sluchátka. Telegrafní filtr, který se připojuje na reproduktorový výstup přijímače, je na obr. 1.137. Vzhledem k malému odběru může být napájen z baterií. Dvě destičkové baterie 9 V vydrží v provozu asi půl roku.

Obr. 1.137. CW filtr s MA 1458



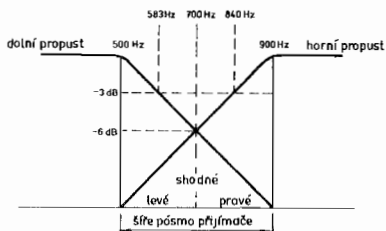
Ve filtru je použito dvojitého operačního zesilovače MA 1458 (je možné použít i dvou samostatných OZ MA 741). Každý OZ pracuje jako samostatná pásmová propust, laděná pomocí dvojitého T-článku ve zpětné vazbě na kmitočtu 750 Hz. Obvody jsou navrženy tak, že používají hodnot součástí z výrobní řady s tolerancí 5 %.

Při praktickém provozu, při vyhledávání stanic, se signál odebírá za prvním OZ. Při navázání spojení nebo sledování provozu vybrané stanice se přepne na výstup druhého OZ. Díky vazbě mezi oběma pásmovými propustmi, kterou tvoří diody $D_1 D_2$, dojde k potlačení rušivých signálů, jejichž úroveň je nižší než 0,6 V. Naladěná stanice se projeví čistým a nerušeným signálem. Je třeba upozornit, že provoz s tímto filtrem klade vyšší nároky na stabilitu oscilátoru přijímače a jemné ladění.

Při provozu na krátkovlnných pásmech se často stává, že při poslechu telegrafní stanice ruší jiná stanice, jejíž kmitočet je téměř shodný s poslouchanou protistanicí. Rozdíl v kmitočtu zázneje je nepatrný a soustředit se na žádanou stanici je velmi obtížné. Ještě složitější situace vzniká při volání vzácných expedičních stanic, které současně volá velké množství dalších stanic. Všichni volají ve stejnou dobu na téměř shodném kmitočtu a pokud i relativní amplituda jejich signálů je stejná, není možné rozlišit signály odpovídající stanice.

Při běžném poslechu je jedinou informací rozdíl kmitočtu zázneje. Bylo experimentálně ověřeno, že pokud subsystem ucho–mozek dostane další informaci, nejenom rozdíl v kmitočtu, je schopen žádaný signál rozlišit. Výsledkem experimentů je návrh filtru, který umožňuje prostorové vnímání signálů.

Základní princip filtru vysvětluje obr. 1.138. Nf signál odebraný z výstupu pro reproduktor se rozdělí do dvou nezávislých větví. První větev představuje dolní propust s mezním kmitočtem 583 Hz a má pokles -6 dB na kmitočtu 700 Hz. Signál z dolní propusti se vede do levého ucha pomocí stereofonních sluchátek. Druhá větev pracuje jako horní propust s dolním kmitočtem 840 Hz a má útlum 6 dB na kmitočtu 700 Hz. Signál se vede do pravého ucha přes stereofonní sluchátka. Šíře pásma přijímače musí být 400 Hz a záznejový oscilátor nastaven tak, aby do středu filtru padl záznej 700 Hz.



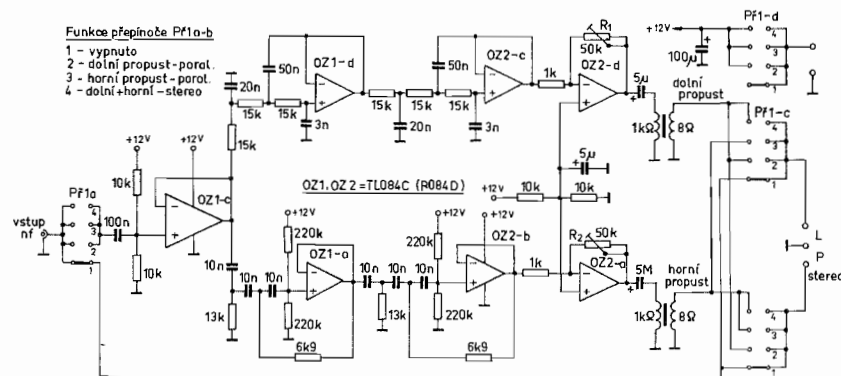
Obr. 1.138. Relativní charakteristiky obou sekcí filtru

Výsledný efekt filtru se jeví takto:

Při naladění záznej na kmitočt nižší než 700 Hz bude signál slyšitelný v levém sluchátku. Laděním přijímače k vyššímu záznej se bude signál přesouvat ke středu. Při kmitočtu záznej 700 Hz bude amplituda nf signálu v obou sluchátkách stejná a signál budeme vnímat, jako by vycházel přímo ze středu. Dalším zvyšováním kmitočtu záznej bude signál přecházet na pravou stranu a při kmitočtu vyšším než 900 Hz bude slábnout (odladění mimo propustnou křivku filtru).

Jestliže budou do filtru přivedeny současně dva signály, které vytvoří rozdílný kmitočt záznej, filtr oba signály rozdělí nejen podle kmitočtu, ale i prostorově tak, že nižší kmitočt bude slyšitelný v levém sluchátku a vyšší záznej v pravém.

Zapojení filtru je na obr. 1.139. Je v něm použito dvou čtyřnásobných operačních zesilovačů s hradlovými fety na vstupu TL084C. (Jejich ekvivalentem jsou operační zesilovače BiFET, typ B 084 D, vyráběné v NDR. Použitelné jsou i jednotlivé hybridní zesilovače Tesla WSH 220.) Bez vlivu na funkci je možné použít jednotlivé OZ MA 741 na pozicích OZ 1-c, OZ 2-a, OZ 2-d.



Obr. 1.139. CW filtr s prostorovým vnímáním

První stupeň OZ 1-c je zapojen jako sledovač, z jehož nízké výstupní impedance je napájena dolní propust (OZ 1-d a OZ 2-c) a horní propust (OZ 1-a, OZ 2-d). Obvody OZ 2-d a OZ 2-a pracují jako oddělovací zesilovače s výstupem pro stereofonní sluchátka. Výstupní transformátory transformují výstupní impedanci zesilovače pro nízkohmová sluchátka. Při použití sluchátek s jinou impedancí je nutné transformátory upravit.

Přepínačem je možné volit tyto funkce filtru:

- poloha 1 – vypnuto, signál jde mimo filtr do sluchátek zapojených paralelně,
- poloha 2 – do paralelně spojených sluchátek jde signál z dolní propusti,
- poloha 3 – do paralelně spojených sluchátek jde signál z horní propusti,
- poloha 4 – do levého sluchátka jde signál z dolní propusti, do pravého sluchátka jde signál z horní propusti.

Nastavení filtru spočívá v nastavení proměnných odporů R_1 , R_2 . Přijímač, s nastavenou šíří pásma 400 Hz, se naladí na signál (z antény nebo z vf generátoru) tak, aby záznej byl přesně 700 Hz. Filtr je přepnut do polohy 4. Pomocí odporů R_1 a R_2 se vyrovná zesílení v obou kanálech tak, aby signál vycházel ze středu sluchátek (subjektivně). Protože odpory R_1 a R_2 mění zisk zesilovačů, je třeba experimentálně nalézt vhodnou polohu vzhledem ke vstupnímu napětí do filtru.

■ Literatura

- [1] *Fisk, J. R.*: Receiver noise figure, sensitivity and dynamic range – what the numbers mean. Ham radio, October 1975, str. 8–25.
- [2] *Geryk, V., Ing.*: Přednášky z amatérské radiotechniky, sv. 1., str. 40. ÚV Svazarmu 1979.
- [3] *Borovička, J.*: Krátkovlnný přijímač s přímým zesílením. Amatérské radio 3/1964, str. 72–78.
- [4] *Borovička, J.*: Dvouokruhový komunikační přijímač. Amatérská radiotechnika, díl I., str. 169–172. Naše vojsko 1954.
- [5] Amateurfunk – str. 173. Militärverlag der DDR, 1978.
- [6] *Ring, Ch. L.*: Optimizing the superregenerative detector. Ham radio, July 1972, str. 32–35.
- [7] *Borovička, J.*: Moderní řešení krátkovlnných přijímačů. Sborník přednášek KV semináře, Pardubice 1974. Amatérské radio 2/1975 až 5/1975.
- [8] *Borovička, J.*: Přijímače typu up-konvertor řízené fázovým závěsem. KV seminář, Lanškroun 1979, sborník přednášek.
- [9] *Custogeorge, G.*: Up-conversion receiver for the high-frequency bands, part one. Ham radio, November 1981, str. 54–62.
- [10] ———: Příklady použití IO pro MF–FM zesilovače s detektorem a nf předzesilovačem MAA 661. Technické zprávy, Tesla Rožnov 1975.
- [11] *Hahn, H. J.*: Funkpeilenempfänger nach dem Direktmischprinzip mit dem A 244. Funkamateure 1/1981, str. 29–32.
- [12] CQ–DL 12/1981, str. 576–577.
- [13] CQ–DL 10/1980, str. 478.
- [14] *Fisk, J. R.*: Helical–Resonator Design Techniques. QST June 1976, str. 11–14.
- [15] The Radio Amateur's Handbook, ARRL 1982.
- [16] *Borovička, J.*: Vstupní obvody přijímačů s velkou odolností. Amatérské radio A 4/1979, str. 151–153.
- [17] *Rohde, U. L., Dr.*: Communications receivers for the year 2000. Ham radio, November 1981, December 1981.
- [18] *Martin, M., dipl. Ing.*: Neuartiger Vorverstärker für UKW (KW) Empfänger. CQ–DL 2/1978, str. 64–65.
- [19] *Flor, W.*: IM–Feste Verstärker für den KW-Bereich. CQ–DL 10/1981, str. 472–476.
- [20] *Flor, W.*: KW – Eingangsteile: FET-Doppelgegentaktmischer. CQ–DL 11/1981, str. 531–533.
- [21] *Borovička, J.*: Vstupní obvody přijímačů, mf zesilovače a demodulátory. PZAR sv. 1., ÚV Svazarmu 1979.
- [22] *Harrison, R.*: Survey of crystal oscillators. Ham radio, March 1976, str. 10–22.
- [23] *Carter, F. E.*: Meet the Remarkable but Little–Known Vackar VFO! – QST September 1978, str. 15–18.
- [24] *Kassenbrock, W.*: Zweit – VFO für FT 277. CQ–DL 3/1981, str. 109–110.
- [25] *Borovička, J.*: Amatérská výroba krystalových filtrů příčkového typu. Sborník přednášek III. semináře KV techniky – Ústí n. L. 1980.
- [26] *Ricaud, G., De Maw, D.*: A Universal MOSFET IF Amplifier. QST August 1981, str. 27–29.
- [27] *Rohde, U. L. Dr.*: If Amplifier Design. Ham radio, March 1977, str. 10–21.

MĚŘENÍ (2. část)

Měření na přijímačích

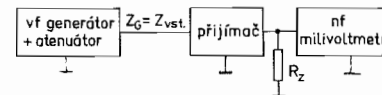
Měření citlivosti

Citlivost přijímačů byla v minulých dobách udávána hodnotou napětí signálu (v μV , mV), který bylo nutné přivést na vstup přijímače, aby bylo dosaženo normalizovaného výstupního výkonu při plném zesílení nf (obvykle 50 mW na zatíženém výstupu pro reproduktor nebo 1 mW na zatěžovacím odporu sluchátek). Tento způsob měření se používá u přijímačů s celkovým malým zesílením, kde vlastní šumy nemusí být slyšitelné nebo měřitelné.

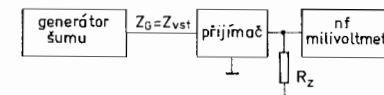
Moderní komunikační přijímače mají však tak velké zesílení, že vstupní šum je všemi následujícími stupni zesílen a na výstupu se objevuje spolu s vlastním šumem přijímače jako nežádoucí výstupní šumový výkon. Velikost šumového výkonu na výstupu přijímače závisí na teplotě, šumovém čísle přijímače, propustné šíři pásma a velikosti zesílení celého řetězce. Tento šumový výkon je omezujícím činitelem při příjmu slabých signálů. Schopnost přijímat signály v okolí šumové hladiny je do značné míry individuální. Pro měřicí praxi bylo dohodnuto, že nejmenší odstup výkonu signálu od výkonu šumu má být 10 dB při příjmu CW a SSB a 20 dB pro signály AM a KM. Za předpokladu lineárního zesílení jsou šum i signál zesilovány stejně, a proto velikost zesílení nemá vliv na odstup signálu od šumu.

Zapojení pracoviště pro měření citlivosti je na obr. 2.1a. Použitý generátor vf musí mít cejchovaný dělič výstupního napětí (výkonu) a jeho výstupní odpor musí souhlasit se vstupním odporem měřeného

přijímače. Kontrolním měřičem bývá nf milivoltmetr nebo i univerzální měřidlo, připojené na svorky paralelně k reproduktoru. Reproduktor představuje zatěžovací odpor a zároveň slouží k akustické kontrole. Ta je nutná, aby měření nebylo zkresleno náhodným pronikáním nežádoucích signálů.



Obr. 2.1a. Měření citlivosti přijímače



Obr. 2.1b. Měření šumového čísla

Měřený přijímač musí pracovat v lineárním režimu zesílení. Proto se vypíná AVC a různé omezovače. Vf zesílení se nastaví na maximum a šířka pásma na druh provozu, při kterém se bude citlivost měřit.

Měříme při takovém výstupním nf výkonu přijímače, který odpovídá některému z tzv. standardních výkonů, a to 50 mW , 5 mW nebo 1 mW . K měření výstupních výkonů musí být použito detektoru pracujícího v kvadratické oblasti detekční křivky. Z toho důvodu nastavujeme rozsah výstupního měřidla tak, aby se měřené hodnoty pohybovaly v první třetině rozsahu.

Protože měřidlo výstupního výkonu pracuje v kvadratické oblasti, může již malá nepřesnost v odečítání výchylky způsobit větší chybu ve výsledku. Tomu můžeme předejít tím, že mezi výstup přijímače a výstupní měřidlo zařadíme odepínatelný odporový dělič s útlumem 10 dB nebo 20 dB (vzhledem k žádanému odstup signálu od šumu). Vlastní šumový výkon přijímače měříme bez děliče a po zapnutí generátoru dělič zařadíme. Zvyšováním výstupní úrovně z generátoru nastavíme výchylku na stejnou hodnotu, jaká byla při měření vlastního šumu. Tím je zaručeno, že měřidlo bude indikovat výkon vf signálu ve stejném bodě usměrňovací charakteristiky.

Potřebné napětí pro žádaný výkon vypočítáme

$$U_{\text{výst}} = \sqrt{P_{\text{výst}} \cdot R_z} \quad [\text{V}; \text{W}, \Omega] \quad (1)$$

Příklad: Potřebujeme zjistit, jaké napětí musí být na zatěžovacím odporu (reproduktor) 4Ω při výstupním výkonu 5 mW . Podle (1) bude

$$U_{\text{výst}} = \sqrt{0,005 \cdot 4} = \sqrt{0,02} = 0,141 \text{ V} = 141 \text{ mV}.$$

Měření je vhodné provést na rozsahu 300 mV měřidla.

Postup při měření

CW: U měřeného přijímače nastavíme šíří pásma používanou při příjmu signálů CW. Výstupní výkon generátoru v_f nastavíme na nulovou hodnotu. Nastavením nf úrovně zesílíme vlastní šum přijímače tak, aby výchylka na výstupním měřidle odpovídala žádané úrovni výkonu, při které chceme měřit (např. 5 mW, tj. 141 mV na zátěži 4Ω). Postupně zvyšujeme výstupní úroveň z v_f generátoru. Přijímač doladíme na záněj, který dá nejvyšší výchylku na výstupním měřidle. Během těchto úprav již neměníme regulaci nf. Výstupní úroveň z nf generátoru upravíme tak, aby se výchylka na výstupním měřidle zvýšila o 3 dB ($1,4 \times$) nad hodnotu danou vlastním šumem přijímače (141 mV $\cdot 1,41 \approx 200$ mV). V tomto případě se výkon signálu generátoru v_f , přiváděného na vstup přijímače, rovná vstupnímu šumovému výkonu, přivedenému na vstupní svorky přijímače. Na generátoru v_f odečteme hodnotu napětí, při které k této rovnosti dochází.

Zjištěná hodnota napětí udává mezní citlivost přijímače a musí být vždy uváděna k definovanému vstupnímu odporu přijímače a nastavené šíří pásma. Hodnota šumového výkonu (napětí na známém odporu) představuje tzv. *šumový práh*, jehož znalost je nutná k měření dynamického rozsahu přijímače.

Citlivost přijímače se udává vzhledem ke stanovenému odstup signálu od šumu. Jako minimální odstup se udává hodnota 10 dB.

V měření pokračujeme tak, že zvyšujeme úroveň výstupního signálu z generátoru v_f na hodnotu, při které výstupní měřidlo ukáže vzrůst výkonu o 10 dB (v jednotkách napětí 3,16krát). V našem příkladě to bude hodnota $141 \text{ mV} \times 3,16 = 446 \text{ mV} / 4 \Omega = 50 \text{ mW}$.

Napětí, které odečteme na generátoru v_f , představuje nejnižší hodnotu napětí signálu přivedeného na udanou vstupní impedanci přijímače s danou šíří pásma, která zaručí odstup 10 dB od šumu.

Většina běžných generátorů v_f má výstupní dělič cejchován v jednotkách napětí. V praxi je však užitečnější a přesnější pracovat s jednotkami výkonu a jejich logaritmickými poměry. Základní jednotkou je decibel na 1 mW výkonu, označovaný dBm. Nula dBm představuje výkon 1 mW (v jednotkách napětí na běžně používaných odporech to je $224 \text{ mV} / 50 \Omega$ nebo $274 \text{ mV} / 75 \Omega$).

Pokud pracujeme s generátorem, který je cejchován v jednotkách napětí, můžeme výsledné údaje převést do jednotek dBm pomocí tabulky 2.1.

Tab. 2.1. Úrovně S-stupňů

	Pod 30 MHz			Nad 30 MHz		
	dBm	U/50 Ω	U/75 Ω	dBm	U/50 Ω	U/75 Ω
9 + 40 dB	-33	5,0 mV	6,15 mV	-53	500 μ V	615 μ V
9 + 30 dB	-43	1,6 mV	1,95 mV	-63	160 μ V	195 μ V
9 + 20 dB	-53	500 μ V	615,0 μ V	-73	50 μ V	61,5 μ V
9 + 10 dB	-63	160 μ V	195 μ V	-83	16 μ V	19,5 μ V
9	-73	50 μ V	61,5 μ V	-93	5,0 μ V	6,15 μ V
8	-79	25 μ V	31 μ V	-99	2,5 μ V	3,1 μ V
7	-85	12,6 μ V	15,4 μ V	-105	1,26 μ V	1,54 μ V
6	-91	6,3 μ V	7,7 μ V	-111	0,63 μ V	0,77 μ V
5	-97	3,2 μ V	3,8 μ V	-117	0,32 μ V	0,38 μ V
4	-103	1,6 μ V	1,9 μ V	-123	0,16 μ V	0,19 μ V
3	-109	0,8 μ V	0,95 μ V	-129	0,08 μ V	0,10 μ V
2	-115	0,4 μ V	0,48 μ V	-135	0,04 μ V	0,05 μ V
1	-121	0,21 μ V	0,24 μ V	-141	0,02 μ V	0,025 μ V

Máme-li k dispozici dobrý atenuátor, je výhodnější a přesnější zařadit jej mezi generátor a měřený přijímač a generátor v_f nastavit na pevnou hodnotu, vztaženou k dBm. Generátor s výstupním odporem např. 75Ω nastavíme na výstupní výkon (-20 dBm, tj. 27,4 mV) na 75Ω a další regulaci výstupního výkonu děláme pomocí atenuátoru. Ke konečné hodnotě na atenuátoru nesmíme zapomenout připočítat hodnotu přednastavenou na generátoru.

V případě nízkošumového přijímače se nám nemusí podařit s jedním atenuátorem zeslabit výstupní výkon v_f generátoru na úroveň šumového prahu přijímače. V takovém případě je užitečné vyrobit jeden útlumový článek s útlumem -30 dB, uzavřený do krabičky z oboustranně plátovaného kuprextitu. Tento článek zařazujeme do měřicí trasy vždy na stranu s nejnižší úrovní signálu, tj. mezi atenuátor a vstup měřeného přijímače.

Příklad: Výstupní výkon v_f z generátoru je nastaven na -20 dBm. Za atenuátorem je zařazen pevný útlumový článek -30 dB. Výstupní výkon generátoru, který se rovná úrovni šumového prahu, dosáhneme nastavením atenuátoru při hodnotě -85 dB. Mezní citlivost přijímače nebo šumový práh odpovídá vstupnímu výkonu -135 dBm. Z tabulky 2.1 můžeme zpětně zjistit, že úroveň se rovná $0,05 \mu\text{V}$ na vstupním odporu 75Ω . (Údaje uvedené v tabulce platí pro napětí zdroje signálu. V případě dokonalého impedančního přizpůsobení je na svorkách přijímače napětí poloviční, protože vnitřní odpor zdroje a vstupní odpor přijímače jsou zapojeny v sérii.)

SSB: Citlivost se měří pomocí speciálních dvousignálových generátorů, které však nejsou ani profesionálně běžně dostupné. Používá se proto náhradní metody za pomoci běžného generátoru. Postup je stejný, jak byl podrobně popsán při měření CW přijímačů. Šířka pásma se však nastaví na hodnotu obvyklou pro příjem SSB signálů, tj. 2,1 až 3 kHz. Zázněj se nastaví do středu propustného pásma, okolo 1 kHz.

Výsledná hodnota citlivosti se pak dělí: $\sqrt{2}$, tj. 1,41krát.

Amplitudová modulace: K měření se používá generátor v_f , jehož signál je modulován kmitočtem 1 kHz do hloubky 30 %. Zjišťujeme takovou velikost signálu, při které platí, že výstupní výkon modulovaného signálu a šumu je 100krát (20 dB) vyšší než výstupní výkon šumu při témtže signálu s vypnutou modulací.

Používání AM v radiokomunikaci ztratilo význam.

Kmitočtová modulace: Měření odstupu signálu od šumu u přijímačů pro FM se provádí vždy jako odstup nf. Při malých hodnotách odstupu v_f dochází k překrytí signálu šumem, avšak po překročení prahu (závislého na modulačním indexu) se odstup nf zvyšuje podstatně rychleji než odstup v_f .

Měříme v_f generátorem, který je kmitočtově modulován kmitočtem 1 kHz s předepsaným zdvihem. Hledáme takovou velikost vstupního signálu, při které je poměr výstupního výkonu signálu se šumem při zapnuté modulaci k výstupnímu výkonu šumu roven 100 (tj. 10krát v poměru k napětí) při témtže signálu s vypnutou modulací.

Při všech předchozích měřeních odstupu signálu od šumu byl spolu se signálem měřen i šum. Správně má být proto výsledný údaj uváděn jako poměr signálu + šum ku šumu $[(S + \mathcal{S})/S]$. Při odstupech menších než 10 dB může vzniknout chyba dosti značná, při odstupech větších než 10 dB je rozdíl ve vztahu S/\mathcal{S} a $[(S + \mathcal{S})/S]$ zanedbatelný.

Měření šumového čísla

Údaj o šumovém čísle přijímače umožňuje srovnání s jinými přijímači bez ohledu na druh modulace, vstupní impedanci a šířku pásma.

Při měření šumového čísla použijeme zapojení podle obr. 2.1. Podmínky pro měření jsou stejné jako při měření signálem, jen nezáleží na šíři pásma. v_f generátor je nahrazen generátorem šumu oceňovaným v jednotkách kT_0 nebo v dB s výstupní impedancí rovnou vstupní impedanci měřeného přijímače.

Při vypnutém napájení šumového generátoru nejprve nastavíme hodnotu vlastního šumového výkonu přijímače na výstupním měřidle. Nastavujeme regulátorem hlasitosti, a to tak, aby výchylka spadala asi do 1. třetiny rozsahu měřidla (kvadratická detekce). Pak zapneme napájení připojeného šumového generátoru a nastavíme generovaný šumový výkon tak, aby se šumový výkon na výstupu zdvojnásobil, tj. aby výchylka na výstupním měřidle vzrostla 1,4krát v napěťových jednotkách (nebo zařadíme na výstup odporový dělič s útlumem 3 dB a nastavujeme na stejnou výchylku měřidla).

Vlastní šumový výkon přijímače a přídavný šumový výkon šumového generátoru jsou si pak rovny. Odečtená úroveň šumu na stupnici generátoru je rovna vlastnímu šumu přijímače.

Z vlastního šumového výkonu přijímače můžeme vypočítat hodnotu šumového napětí, které je na vstupním odporu přijímače. Praktický vzorec pro výpočet napětí zdroje šumu, při pokojové teplotě 17°C (290 K), je

$$u_s = 4 \sqrt{R \cdot B}, \quad (2)$$

kde u_s = šumové napětí v μV ,

R = vnitřní odpor zdroje šumu v $k\Omega$,

B = šíře pásma, při které šum měříme v MHz.

Při dokonalém impedančním přizpůsobení (vnitřní odpor zdroje šumu je roven zatěžovacímu odporu) je na zatěžovacím odporu napětí poloviční neboli $u_s/2$.

Zatěžovacím odporem je v našem případě vstupní odpor přijímače.

Příklad: Měříme přijímač se vstupním odporem 75Ω a nastavená šíře pásma pro SSB je $2,4 \text{ kHz}$. Pokud by přijímač neměl vlastní šum, bylo by na jeho vstupním odporu šumové napětí

$$\frac{u_s}{2} = \frac{4 \sqrt{0,075 \cdot 0,0024}}{2} = \frac{4 \cdot 0,0134}{2} \doteq 0,027 \quad \mu\text{V}.$$

Měřením jsme však zjistili, že přijímač má činitel šumu $F = 8$. Znamená to, že přijímač zvyšuje výstupní šumový výkon 8krát, tj. 2,83krát v jednotkách napětí. Skutečné šumové napětí na vstupních svorkách přijímače bude

$$u_{s8} = 0,027 \cdot 2,83 \doteq 0,076 \mu\text{V}.$$

K tomuto údaji musí být vždy uvedeno, pro jaký vstupní odpor a šířku pásma platí.

Toto napětí můžeme vyjádřit ve vztahu k výkonu 1 mW na 75Ω jako úroveň výkonu $-131,2 \text{ dBm}$.

V uvedeném příkladu bude úroveň $-131,2 \text{ dBm}$ představovat šumový práh neboli dolní hranici dynamického rozsahu přijímače. Údaj platí pro nastavenou šíři pásma.

Mnohem přesnější a jednoznačné je měření šumového prahu a citlivosti ve výkonových jednotkách v logaritmickém poměru. Šumový práh pro pokojovou teplotu 17°C (290 K) a šíři pásma 1 Hz je -174 dBm . Postupným přičítáním dalších údajů zjistíme žádané hodnoty, například:

$$\text{šíře pásma } 2400 \text{ Hz: } 10 \log B = 10 \log 2400 = 33,8 \text{ dB};$$

$$\text{činitel šumu } F = 8, \text{ šumové číslo } F_{\text{dB}} = 10 \log F = 9 \text{ dB};$$

$$\text{normovaný odstup signálu od šumu} = 10 \text{ dB (pro CW a SSB)}.$$

$$\text{Šumový práh (} B = 2400 \text{ Hz)} = -174 \text{ dBm} + 33,8 \text{ dB} + 9 \text{ dB} = -131,2 \text{ dBm}.$$

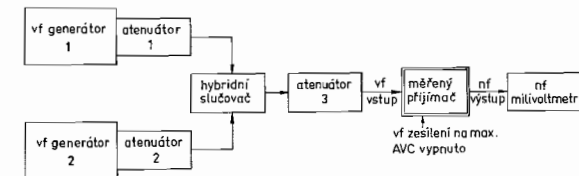
$$\text{Normovaná citlivost} = -174 \text{ dBm} + 33,8 \text{ dB} + 9 \text{ dB} + 10 \text{ dB} = -121,2 \text{ dBm}.$$

Měření odolnosti proti silným signálům

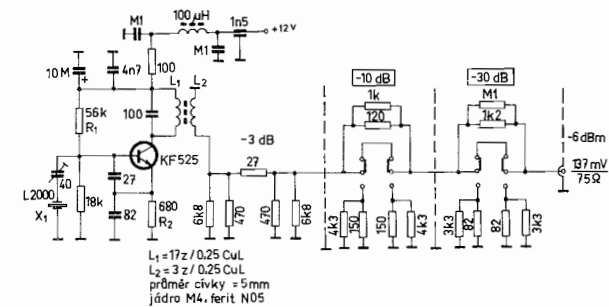
Odolnost přijímače proti rušení silnými signály patří k velmi důležitým vlastnostem moderních přijímačů. Měřicí metody jsou však velmi složité.

Sestava pracoviště pro několik měření je na obr. 2.2. Používá dvou oddělených generátorů vf, jejichž výstupní výkon se dá řídit ve stup-

ních po 1 dB . Atenuátory mohou být součástí generátorů nebo se používá oddělených atenuátorů. Jeden z generátorů musí mít vypínatelné napájecí napětí. Výstupní signál požadujeme velmi čistý, s účinně potlačenými vyššími harmonickými kmitočty. Signál má být nízkošumový, s minimální úrovní postranních modulačních šumů. Jen tak je možné zajistit, že měření nebude zkresleno nekvalitním zdrojem měřicího signálu.



Obr. 2.2. Měření odolnosti proti silným signálům



Obr. 2.3. Zapojení měřicích generátorů (1)

Zapojení jednoduchých generátorů je na obr. 2.3.

Oscilátory jsou řízené krystaly s kmitočtovým odstupem 20 kHz . Měření stačí udělat pouze v jednom pásmu, nejlépe uprostřed krátkovlnného rozsahu. Zde se nabízejí snadno dostupné krystaly L 2000 s kmitočtem 14010 kHz . Jeden pracuje na původním kmitočtu, druhý je upraven na kmitočet 14030 kHz (stačí gumou opatrně setřít nános jodidu).

Rezonanční obvod v kolektorovém obvodu oscilátoru je naladěn

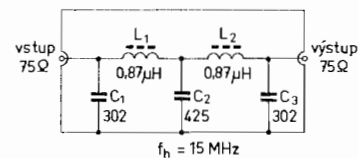
na kmitočet krystalu a pomáhá k potlačení vyšších harmonických kmitočtů. Na výstupu oscilátoru je zapojen útlumový článek s potlačením 3 dB. Představuje definovanou výstupní impedanci a zároveň odděluje částečně oscilátor od výstupu. Součástí generátorů jsou i další dva vypínatelné útlumové články (10 dB a 30 dB), které mohou být užitečné v případě, že rozsah externích atenuátorů je nedostačující. Útlumové články jsou sestaveny z dostupných odporů s 5% tolerancí. K vypínání jsou výhodné přepínače Isostat.

Základní úroveň výstupních výkonů je nastavena na hodnotu -6 dBm, tj. 137 mV na odporu 75Ω .

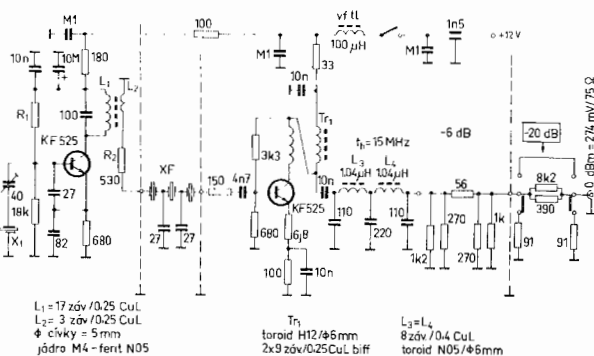
Při uvádění do chodu nastavíme hodnotu odporu R_1 na maximální výstupní napětí pomocí odporového trimru, který po nastavení nahradíme pevným odporem. Správné nastavení je takové, když střídavým zapínáním napájecího napětí oscilace vždy spolehlivě nasadí. Podmínkou je naladění LC obvodu v kolektoru do rezonance. Výstupní úroveň upravíme volbou vazebního vinutí na výstupu.

Ke zlepšení vlastností generátoru napomůže zařazení dolní propusti mezi výstup generátoru a externí atenuátor (obr. 2.4).

Zapojení na obr. 2.5 již splňuje vysoké nároky kladené na měřicí



Obr. 2.4. Zapojení měřicích generátorů (2)



Obr. 2.5. Zapojení měřicích generátorů (3)

$L_1 = 17 \text{ z\ddot{a}v} / 0,25 \text{ CuL}$
 $L_2 = 3 \text{ z\ddot{a}v} / 0,25 \text{ CuL}$
 ϕ cívký = 5 mm
 jádro M4 - ferrit N05

T_1
 toroid H12/ ϕ 6mm
 2x9 z\ddot{a}v/0,25CuL bif

$L_3 = L_4$
 8 z\ddot{a}v / 0,4 CuL
 toroid N05/ ϕ 6mm

generátor. Základní zapojení oscilátoru je shodné s popisem předchozího generátoru. Za oscilátorem je zařazen úzkopásmový příčkový krystalový filtr, jehož úkolem je potlačit postranní modulační šumy oscilátoru. Filtr je sestaven také z krystalů L 2000. Jejich úprava na shodný kmitočet s krystalem oscilátoru není obtížná. Nároky na průběh útlumové charakteristiky filtru nejsou kritické, stačí doladit krystaly na shodný kmitočet a maximální výstupní napětí. Již použití dvou krystalů ve filtru výrazně zlepšuje vlastnosti generátoru.

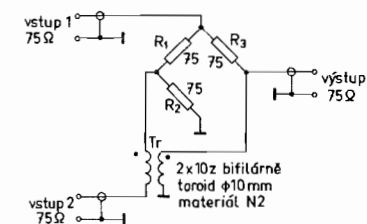
Za krystalovým filtrem následuje výkonový oddělovací stupeň s nízkou úrovní šumu a vysokou odolností. Na jeho výstupu je zařazen pětipólový Čebyševův filtr, který zabezpečí dostatečné potlačení vyšších harmonických kmitočtů. Za ním je útlumový článek -6 dB, který představuje definovaný výstupní odpor generátoru. Vypínatelný útlumový článek -20 dB umožňuje předběžné snížení výstupního výkonu signálu při některých měřeních.

Základní výstupní výkon generátoru je 0 dBm, tj. 274 mV na 75Ω .

Jeden z generátorů musí mít vypínatelné napájecí napětí.

Generátory musí být umístěny v dobře stíněných krytech, aby nedocházelo k nežádoucímu vyzařování signálu, což by zkreslovalo výsledky měření. Praxe ukazuje, že vyhovuje krabíčka z oboustranně plátovaného kuprextitu. Vnitřní stěny jsou spájeny po všech obvodech. Pomocí vodiče jsou propojeny i všechny vnější stěny a spojeny s vnitřním stíněním. Po uvedení generátoru do chodu se vloží víčko a spájí po celém obvodu. Výstup signálu je vyveden přes konektor BNC. Přívod napájení je vyveden přes vf tlumivku a průchodkový kondenzátor.

Další částí měřicí sestavy je hybridní slučovač. Jeho zapojení je na obr. 2.6. Je to v podstatě jednoduchý vf můstek. Slouží k oddělení



Obr. 2.6. Hybridní slučovač

dvou generátorů připojených k jednomu spotřebiči. Výkon přivedený na vstupy 1 nebo 2 se sníží o 6 dB na výstupu 3. Vzájemný útlum mezi vstupem 1 a vstupem 2 je 30 až 40 dB. Nedochozí ke kmitočtovému, amplitudovému ani fázovému ovlivňování generátorů navzájem.

Odpory můstku jsou voleny s ohledem na žádanou impedanci slučovače, tj. 50 nebo 75 ohmů. Signál symetrizujeme transformátorem. Vyhovuje toroid o průměru 8 až 10 mm z materiálu N 2. Na něm je navinuto bifilárně 2 × 10 závitů (dvěma vodiči Ø 0,3 mm, mírně zkroucenými). Začátky vinutí jsou ve schématu označeny tečkou.

Slučovač je umístěn v malé krabičce z dvouplátovaného kuprexitu. Odpory a transformátor jsou připájeny přímo na konektory BNC, přívody se zkracují na nejnutnější délku. Konstrukce krabičky musí zajistit dobré stínění proti nežádoucímu vyzařování.

Třetí atenuátor v sestavě umožňuje měnit výstupní úroveň z obou generátorů zároveň.

Podmínkou správného měření je, že všechny články sestavy pracují se stejnou impedancí (kromě připojení výstupního měřidla). Při měření se používá výkonových jednotek vztažených k 0 dBm.

Měření intermodulačního zkreslení

Přivedeme-li na vstup nelineárního prvku dva nebo více kmitočtů, objeví se na výstupu kromě těchto kmitočtů i celá řada kmitočtů dalších. Ty jsou výsledkem směřování základních kmitočtů s jejich harmonickými kmitočty a nazýváme je intermodulačními produkty. V přijímací technice nás zajímají produkty lichých řádů, neboť produkty sudých řádů spadají do kmitočtové odlehklých oblastí spektra. Zjednodušíme-li situaci na dva vstupní signály, pak intermodulační produkty třetího řádu vznikají na kmitočtech

$$2f_1 - f_2 \text{ a } 2f_2 - f_1. \quad (3)$$

V popisovaných generátorech jsme použili kmitočty 14 010 kHz a 14 030 kHz. Kmitočty, na kterých vzniknou intermodulační produkty třetího řádu, budou podle vzorců (3):

$$(2 \cdot 14\ 010) - 14\ 030 = 28\ 020 - 14\ 030 = 13\ 990 \text{ kHz}$$

$$\text{a } (2 \cdot 14\ 030) - 14\ 010 = 28\ 060 - 14\ 010 = 14\ 050 \text{ kHz.}$$

Vidíme, že v našem případě padá první kmitočet mimo amatérské pásmo, druhý je však v přijímaném rozsahu. Tyto nežádoucí produkty budeme měřit s ohledem na podmínky jejich vzniku.

Za předpokladu, že výkon signálů z generátorů je nastaven na stejnou úroveň, je pro měření lhostejné, zda budeme měřit produkty na nižším nebo vyšším kmitočtu. Kmitočet, na kterém produkt vzniká, budeme označovat jako f_{im} .

Při měření celého přijímače nevypínáme AVC. Přijímač se měří v podmínkách, v jakých obvykle pracuje. Naopak, některé postupy využívají jako měřicího indikátoru S-metr, který je od AVC odvozen.

Měřicí pracoviště je zapojeno podle obr. 2.2. Šíře pásma je nastavena na SSB a nf milivoltmetr nebo univerzální měřidlo je připojeno paralelně k reproduktoru. Atenuátor 3 je nastaven na útlum 0 dB (není zařazen žádný útlumový článek):

- přijímač naladíme na kmitočet f_{im} ;
- pomocí atenuátorů 1 a 2 (oběma zároveň) nastavíme takový výkon z generátorů, až se objeví intermodulační produkt. Přijímač doladíme na záněš asi 1 kHz. Úroveň z generátorů upravíme tak, aby výstupní měřidlo dávalo bezpečně odečitatelnou výchylku v první třetině měřicího rozsahu výstupního měřidla. Pokud má přijímač S-metr, neměla by výchylka překročit S3. Tím omezíme vliv AVC na přesnost měření;
- přijímač naladíme na kmitočet jednoho z generátorů f_1 nebo f_2 ;
- atenuátorem 3 snížíme výkon obou generátorů na vstupu přijímače tak, až výstupní měřidlo ukáže přesně stejnou výchylku, jakou dalo při měření intermodulačního produktu;
- vypočítáme, jaký je odstup mezi úrovní výkonu dvousignálového generátoru a úrovní vzniklých intermodulačních produktů. Postupujeme takto (příklad):
- výstupní výkon jednoho generátoru (stejně tak i druhého) je 0 dBm. Na atenuátoru 1 (stejně i na atenuátoru 2) je nastaven útlum 17 dBm. Hybridní slučovač má útlum 6 dB;
- na vstupu přijímače byl při měření výkon $-17 - 6 = -23$ dBm;
- odečteme nastavený útlum na atenuátoru 3. Bude např. -100 dB;
- vypočítáme odstup:
 $-23 - (-100) = 77$ dB.

(Výsledek je již hodnotou obecnou a uvádí se bez znaménka.)

Z příkladu vyplývá, že dva signály o úrovni -23 dBm na vstupu přijímače vytvoří intermodulační produkty, které jsou 77 dB pod úrovní vstupních signálů.

Ze zjištěného výsledku snadno můžeme vypočítat odstup intermodulačních produktů od libovolného vstupního výkonu tak, že za každý 1 dB vzrůstu nebo poklesu vstupního výkonu musíme přidat nebo ubrat 3 dB na výkonu IM produktů.

Vidíme, že křivka vzrůstu nebo poklesu IM produktů se mění strměji. Zvyšováním vstupního výkonu bychom se dostali k místu, kde by se obě křivky protnuly. Tento bod je čistě *teoretický*, v praxi dojde mnohem dříve ke kompresi signálů.

Bod, ve kterém se křivky protnou, se označuje zkratkou *IP* (z angl. Intercept Point – bod zahrazení; německá literatura jej uvádí jako Schneidepunkt – bod křížení, protnutí).

IP je měřítkem odolnosti proti přetížení silnými signály a slouží k objektivnímu srovnávání přijímačů navzájem, stejně jako šumové číslo.

Z předchozího měření zjistíme hodnotu *IP* výpočtem

$$IP = (0,5 \cdot IMO) + P_i, \quad (4)$$

kde *IP* = bod zahrazení v dBm;

IMO = odstup IM produktů v dB;

P_i = výkon jednoho generátoru na vstupu přijímače v dBm, pak pro náš příklad (4)

$$IP = (0,5 \cdot 77) + (-23) = 38,5 - 23 = +15,5 \text{ dBm.}$$

Z měření jsme zjistili, že přijímač má odstup intermodulačních produktů 77 dB pod úrovní výkonů přivedených na vstup o úrovní 2krát -23 dBm a odstupu kmitočtů 20 kHz. Údaj o odstupu kmitočtů nesmí chybět, jinak měření ztrácí význam. Dále jsme vypočítali, že *IP* přijímače se rovná +15,5 dBm, jde proto o přijímač velmi kvalitní.

Měření dynamického rozsahu

Dynamický rozsah přijímače udává v jednotkách dB poměr mezi úrovní nejslabšího přijímatelného signálu k úrovní nejsilnějšího při zachování požadované linearity. Dolní hranice dynamického rozsahu (*DR*) závisí na šumovém čísle přijímače (na vlastním šumovém výkonu přijímače, daným tzv. *šumovým prahem*) a nastavené šíři pásma. Horní hranice *DR* je definována úrovní vstupního signálu, při kterém jsou IM produkty třetího řádu právě na úrovni šumového prahu přijímače.

Měření šumového prahu bylo již popsáno. Pokud však máme k dispozici sestavu z obr. 2.2, bude výhodné ji využít i ke změření šumového prahu, protože výsledek dostaneme přímo v jednotkách dBm.

Postup:

- u přijímače nastavíme šíři pásma, ke které chceme *DR* měřit,
- jeden z generátorů vypneme (pouze napájecí napětí, musí zůstat připojen do sestavy),
- přijímač naladíme na kmitočet druhého generátoru a záznej nastavíme asi na 1 kHz,
- zařadíme všechny útlumové články u atenuátoru 3 a u atenuátoru zapnutého generátoru. Signál na přijímači musí být neslyšitelný. Pokud útlum atenuátorů nestačí, doplníme přidavným útlumovým článkem asi 30 nebo 40 dB,
- regulátorem hlasitosti nf nastavíme úroveň vlastních šumů přijímače na výstupu tak, aby připojené měřidlo ukázalo výchylku v první třetině rozsahu,
- postupně vyřazujeme útlumové články jednoho z atenuátorů, až signál z generátoru zvýší výchylku na výstupním měřidle přesně o 3 dB. Pak je výkon generátoru na vstupu přijímače roven výkonu vstupního šumu,
- vypočítáme, jaký výkon z generátoru na vstup přichází. Sečteme hodnoty všech zařazených útlumových článků a přičteme útlum slučovače, který je 6 dB. Výsledek odečteme od známé hodnoty výstupního výkonu generátoru (v dBm) a tak zjistíme úroveň výkonu na vstupu přijímače.

Příklad:

Výstupní výkon generátoru je 0 dBm. Součet všech zařazených útlumových článků je 120 dB a slučovač snižuje výkon o dalších 6 dB. Celková hodnota výkonu generátoru na vstupu přijímače se rovná

$$0 \text{ dBm} - (-126 \text{ dB}) = -126 \text{ dBm}$$

a tato úroveň odpovídá šumovému prahu přijímače pro nastavenou šíři pásma. Při změně šíře pásma se bude měnit i hodnota šumového prahu.

Známe-li z předchozí kapitoly hodnotu *IP*, můžeme již hodnotu *DR* vypočítat:

$$DR = 0,667 (IP - \text{ŠP}), \quad (5)$$

kde *DR* = dynamický rozsah v dB,

IP = bod zahrazení v dBm,

$\dot{S}P$ = šumový práh v dBm,

pak v našem případě

$$DR = 0,667 [15,5 - (-126)] \doteq 94,3 \text{ dB}$$

a platí pro nastavenou šíři pásma.

Ze známých hodnot IP , DR a $\dot{S}P$ můžeme vypočítat i úroveň signálu, který představuje horní hranici DR . Je to maximální úroveň výkonu signálu, který můžeme přivést na vstup přijímače, aniž by úroveň vzniklých produktů IM rušila.

$$P_{i(\max)} = 0,333 (2 IP + \dot{S}P), \quad (6)$$

kde $P_{i(\max)}$ = max. výstupní výkon v dBm (vztaženo na 1 tón),

IP = bod zahrazení v dBm,

$\dot{S}P$ = šumový práh v dBm,

pak podle (6)

$$P_{i(\max)} = 0,333 [2 \cdot 15,5 + (-126)] \doteq 31,7 \text{ dBm.}$$

Maximální výkon, který můžeme přivést na vstup přijímače, aniž by vzniklé produkty IM byly rušivé, se rovná úrovni $-31,5$ dBm, tj. asi $6,8 \text{ mV}/75 \Omega$ neboli signál přibližně $S 9 + 40 \text{ dB}$.

Horní hranici dynamického rozsahu můžeme zjistit přímo měřením. Zapojení je shodné s obr. 2.2. Postup měření je následující:

- oba generátory se nastaví na shodnou výstupní úroveň, např. 2×-10 dBm (za attenuátory 1 a 2);
- přijímač, nastavený na žádanou šíři pásma, se naladí na kmitočet f_{im} . Přítomnost IM produktů zjistíme okamžitě. Doladíme na záněj asi 1 kHz;
- attenuátorem 3 snižujeme společnou úroveň obou signálů na vstupu přijímače, až výstupní měřidlo ukáže úroveň intermodulačního produktu o 3 dB nad úroveň šumového prahu. V tomto okamžiku je úroveň IM produktů rovna šumovému výkonu na vstupu přijímače;
- odečteme úroveň signálů na vstupu, které dávají úroveň IM produktů na úrovni vlastního šumu přijímače.

Příklad:

Výstupní výkon generátorů (za attenuátory 1 a 2) je -10 dBm. Slučovač sníží úroveň o 6 dB. Attenuátor 3 má zařazen útlum 16 dB. Výkon signálu na vstupu přijímače je

$$P_i = -10 \text{ dBm} - 6 \text{ dB} - 16 \text{ dB} = -32 \text{ dBm}$$

neboli 94 dB nad šumovým prahem (-126 dBm).

Dynamický rozsah je 94 dB pro nastavenou šíři pásma. Tento typ DR je udáván jako dynamický rozsah prostý IM zkreslení. Pokud je v literatuře nebo při specifikaci vlastností přijímače udáván DR , je jím míněn tento druh.

Měření úrovně blokování přijímače

K blokování přijímače dochází působením silného, nežádaného signálu v poměrně blízkosti přijímaného kmitočtu tím, že dojde ke značnému posunu pracovních bodů zesilovačů. U přijímaného slabého signálu dojde k zeslabení vlivem komprese.

K měření opět využijeme zapojení z obr. 2.2 a postupujeme takto:

- přijímač naladíme na kmitočet generátoru 1 a záněj nastavíme asi na 1 kHz;
- attenuátor 3 nastavíme na útlum 0 dB (všechny články vyřazeny);
- attenuátorem 1 nastavíme takovou úroveň, aby signál ukazoval na S-metru asi S5;
- zvyšováním úrovně nf nastavíme dobře odečitelnou úroveň na výstupním měřidle;
- attenuátorem 2 zvyšujeme postupně výstupní úroveň generátoru 2;
- při určité hodnotě dojde k poklesu výstupní úrovně prvního slabého signálu o 1 dB (začíná komprese);
- odečteme úroveň vstupního silného signálu.

Příklad:

Výstupní výkon generátoru 2 je 0 dBm. Attenuátor je nastaven na útlum -24 dB. Slučovač má útlum -6 dB. Úroveň silného signálu na vstupu přijímače je -30 dBm. Ke kompresi přijímače o 1 dB dochází při vstupním výkonu -30 dBm (tj. 96 dB nad šumovým prahem).

Dynamický rozsah přijímače pro úroveň blokování je 96 dB. K údajím musí být uvedena rozteč obou kmitočtů a nastavená šíře pásma.

Měření úrovně modulačního šumu oscilátoru přijímače

Jistě jste pozorovali jev, kdy při příjmu stanice (nejčastěji v pásmu CW) se objevilo klíčování jiné stanice ve formě šumových rázů. Proladováním přijímače její signál obvykle najdete a zjistíte, že jde

o mimořádně silnou stanici, vzdálenou od původního kmitočtu 10 až 20 kHz.

Příčiny mohou být dvě. První, méně častá je ta, že na signálu rušící stanice je namodulován šum, který je průvodním jevem každého špatného oscilátoru. Druhou příčinou může být skutečnost, že náš oscilátor pro směšování v přijímači je špatně udělán a má sám značnou úroveň vlastního šumu. Tento šum je amplitudově namodulován na signál oscilátoru a kolem vlastního kmitočtu oscilátoru se vytvoří dvě postranní pásma se širokopásmovým šumem. Amplituda těchto postranních pásem velmi rychle klesá se vzdáleností od kmitočtu, ale může být ještě znatelná i 100 kHz na obě strany.

Silná stanice vytvoří se šumem postranního pásma směšovací produkt, jehož kmitočet je shodný s mf kmitočtem a přijímač ho dále zpracuje. Aby k tomu nedocházelo, musí mít oscilátor směšovače malý vlastní šum. Bohužel však nebývá této otázce často věnována náležitá pozornost. Špatně vyřešený oscilátor pak může znehodnotit jinak kvalitní funkci přijímače.

Nebezpečí modulačního šumu narůstá se zaváděním fázových závěsů. Obecně můžeme říci, že fázové závěsy se vyznačují vyšší úrovní vlastních šumů než dobře vyřešené LC oscilátory.

K měření modulačního šumu přijímače potřebujeme nízkošumový signální generátor, aby byly vyloučeny jeho vlastní šumy a uplatnil se pouze šum oscilátoru přijímače. Ideálním řešením je zařadit mezi generátor a přijímač úzkopásmový krystalový filtr, laděný na kmitočet generátoru. Vysoké nároky splňuje generátor na obr. 2.5.

Pokud měření vlastních šumů provádíme jako část souboru měření přijímače popsanych výše, použijeme opět pracoviště z obr. 2.2.

Postup při měření:

- jeden z generátorů se vypne (napájecím napětím);
- na přijímači se nastaví šíře pásma, při které chceme měření provádět a přijímač se naladí 20 kHz vedle kmitočtu generátoru, kterým budeme měřit;
- výstupní výkon generátoru snížíme na minimum pomocí atenuátoru;
- regulátorem hlasitosti nastavíme dobře odečitatelnou výchylku v první třetině měřicího rozsahu výstupního měřidla. Výchylka

ukazuje úroveň vlastního šumu přijímače;

- zvyšujeme úroveň výstupního výkonu generátoru, až vzroste úroveň šumu měřená na výstupu o 3 dB;
- zjistíme, při jaké úrovni signálu generátoru na vstupu přijímače došlo ke zvýšení šumu na výstupu.

Příklad:

Výstupní výkon generátoru je 0 dBm. Na atenuátoru je zařazen útlum -30 dB, slučovač má vlastní útlum -6 dB. Vstupní výkon $P_i = -36$ dBm. Šumový práh (z minulých příkladů) je -126 dBm. Vzárust šumu byl měřen vzhledem k šumovému prahu.

Úroveň postranního šumu je $\mathcal{S}P - P_i$, proto
 $(-126) - (-36) = 90$ dB.

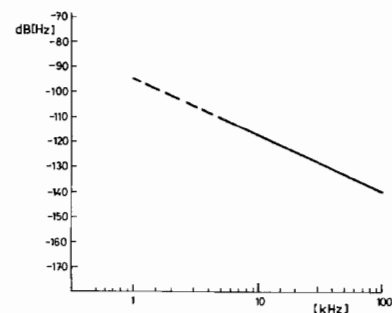
K výsledku musí být vždy uvedena šíře pásma, při které bylo měřeno a odstup kmitočtů generátoru a přijímače.

Obvykle se výsledek přepočítává na jednotkovou šíři pásma přijímače a udává se v dB/Hz. Přepočet je snadný. V uvedeném měření byla šíře pásma nastavena např. na 2 300 Hz. Poměr 1 Hz ku 2 300 Hz = 2 300. Výkonový převod do logaritmického měřítka je $10 \cdot \log 2\,300 \doteq 33,6$ dB. O tuto hodnotu se výsledek upraví na

$$\begin{array}{r} -90 \text{ dB} / 2\,300 \text{ Hz} \\ -33,6 \text{ dB} \\ \hline -123,6 \text{ dB} / 1 \text{ Hz.} \end{array}$$

Vlastní šum oscilátoru přijímače má úroveň -123,6 dB/Hz vzhledem k úrovni přijímaného signálu ve vzdálenosti 20 kHz.

Stejným způsobem můžeme změřit úroveň postranních šumů pro různé kmitočtové odstupy od nosného kmitočtu 5 B, 10 B, 20 B a výsledky zakreslit do grafu, který podá názorný obraz o kvalitách našeho oscilátoru v přijímači (viz obr. 2.7).



Obr. 2.7. Šum oscilátoru v přijímači

Výsledky úrovně šumu horší než -100 dB/Hz při odstupu asi 10 B, tj. 20 kHz, pokládáme za nedostačující. Středně kvalitní přijímač má mít úroveň alespoň -120 dB/Hz, špičkové přijímače dosahují hodnot -130 dB/Hz a vyšší. Pouze u oscilátorů s pevným kmitočtem, řízených vysoce kvalitními krystaly a v nízkošumovém zapojení, je možné dosáhnout hodnot až -150 dB/Hz.

Postup při měření cejchovaným S-metrem:

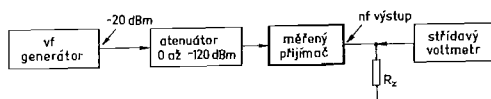
- naladíme přijímač na kmitočet generátoru, nastavíme žádanou šířku pásma, záznej asi 1 kHz;
- zvýšíme výkon generátoru, až výchylka na S-metru dosáhne úrovně S 9 + 40 dB;
- odladíme přijímač 20 kHz od kmitočtu generátoru;
- odečteme výchylku, danou šumem, na S-metru, bude např. S 6;
- dále již počítáme: při S 9 = 100 μ V (50 μ V zakončených) a každý stupeň S rozdíl 6 dB, pak S 9 + 40 dB \doteq 5 mV/50 Ω a S 6 \doteq 6 μ V/50 Ω . Rozdíl mezi oběma úrovněmi = 60 dB. Při přepočtu z nastavené šířky pásma např. 3 000 Hz na jednotkovou šířku pásma 1 Hz musíme přičíst 35 dB ($10 \cdot \log 3\,000$).

Úroveň vlastních šumů oscilátoru při odstupu 20 kHz je -95 dB/Hz.

Měření potlačení mezifrekvenčního a zrcadlového kmitočtu

K měření musíme použít generátoru přeladitelného v širokém kmitočtovém rozmezí. Běžné generátory vf mívají obvykle výstupní dělič cejchovaný v jednotkách napětí. Výhodnější je nastavit výstupní výkon generátoru na pevnou hodnotu např. -20 dBm (22,4 mV/50 Ω nebo 27,4 mV/75 Ω) a použít přesného externího attenuátoru.

Přijímač nastavíme na šířku pásma pro SSB, vypneme AVC, vf zesílení naplno. K výstupu pro reproduktor připojíme nf milivoltmetr nebo univerzální měřidlo. Sestava pracoviště je na obr. 2.8.



Obr. 2.8. Potlačení zrcadlového a mf kmitočtu

Generátor naladíme na mezifrekvenční kmitočet tak, aby vznikl záznej asi 1 kHz. Atenuátorem nastavíme takový výkon na vstupu přijímače, až měřidlo ukáže výchylku. Ta by měla být asi 10 dB nad úrovní danou vlastním šumem přijímače. Upravíme ji střídavou regulací zesílení nf a nastavením attenuátoru. Z výkonu generátoru a zařazených útlumových článků vypočítáme výkon signálu, který je na vstupu přijímače. Hodnotu si poznamenejme.

Přijímač přeladíme na kmitočet, který je vzhledem k mf kmitočtu nejbližší (např. pro $f_{mf} = 9$ MHz v pásmu 7 MHz). S nf regulací nehýbáme. Generátor naladíme na kmitočet přijímače se záznejí asi 1 kHz. Atenuátorem snížíme výstupní výkon, až dosáhneme stejné výchylky 10 dB nad šumem. Rozdíl poloh attenuátoru mezi prvním a druhým měřením udává přímo v dB hodnotu potlačení kmitočtu mf. Předpokládáme, že na ostatních kmitočtově odlehlejších pásmech je potlačení mf kmitočtu vyšší.

Stejným způsobem měříme i potlačení zrcadlového kmitočtu. Zrcadlový kmitočet je vzdálen od kmitočtu oscilátoru přijímače o stejnou velikost jako kmitočet přijímaný, jenže na opačnou stranu. Před měřením je třeba zjistit, zda oscilátor pracuje nad nebo pod přijímaným kmitočtem.

Potlačení zrcadlového kmitočtu je nutné měřit na všech přijímaných pásmech nebo alespoň na kmitočtově nejvyšších.

Potlačení mf kmitočtu je nejobektivnější měřit na pásmu, které je kmitočtově nejbližší použitému mf kmitočtu.

Mezifrekvenční a zrcadlový kmitočet by měly být potlačeny alespoň o 60 dB a u kvalitních přijímačů o 80 dB.

Měření relativní stability oscilátoru

Stabilita oscilátoru patří mezi důležité vlastnosti přijímače.

Ke kontrole potřebujeme zdroj stabilního kmitočtu řízený krystalem. Vhodný je generátor na 14 MHz, používaný v předchozích měřeních (obr. 2.3 nebo obr. 2.5) nebo univerzální dělič kmitočtu.

Přijímač naladíme do záznej se srovnávaným normálem. Protože nevíme, kterým směrem se může kmitočet měnit, volíme základní záznej 1 kHz. K porovnání použijeme nf generátor. Jeho výstup připojíme, přes oddělovací kondenzátor v sérii s odporem, na vstup nf zesí-

lovače přijímače. Paralelně k reproduktoru je připojen nf milivoltmetr nebo univerzální měřidlo. Při shodě kmitočtu zázneje s kmitočtem nf generátoru dojde ke kmitání ručky výstupního měřidla, signalizující rozdíl několika Hz. Aby tato indikace shody byla výrazná, musí být nf úroveň obou signálů přibližně stejná. Upravíme ji volbou výstupního napětí z generátoru nf.

Po zjištění, kterým směrem se kmitočet mění, zjednáme nápravu vhodnou teplotní kompenzací kapacit v oscilačním obvodu. Měření opakujeme.

Ustálí-li se kmitočet po deseti minutách od zapnutí tak, že změny se pohybují v rozmezí 100 Hz za půl hodiny, můžeme pokládat oscilátor pro amatérskou praxi za vyhovující.

Podobným způsobem lze měřit stabilitu kmitočtu v závislosti na změně napájecího napětí, změně okolní teploty, dlouhodobou stabilitu apod.

Měření síly přijímaného signálu

S-metr je přístroj, který slouží ke kontrole síly přijímaných signálů. Měření je odvozeno od logaritmického průběhu řízení AVC, a proto jednotky jsou uváděny v decibelovém vztahu.

Předem je třeba zdůraznit, že přesnost měření zaručuje jen málo profesionálních výrobců. Skoro všechny přístroje mají i značné odchylky od údajů stupnice a tyto odchylky jsou ještě rozdílné na jednotlivých pásmech.

Pro 1. oblast IARU byly dohodnuty tyto podmínky pro cejchování S-metrů:

- 1 stupeň S odpovídá rozdílu úrovní signálů 6 dB;
- v pásmech do 30 MHz odpovídá S 9 vstupnímu výkonu na vstupních svorkách přijímače -73 dBm (73 dB pod úrovní 1 mW, tj. 50 μ V na vstupním odporu 50 Ω);
- v pásmech nad 30 MHz se hodnota S 9 snižuje o 20 dB na úroveň -93 dBm, tj. 5 μ V na 50 Ω ;
- měřicí systém musí pracovat jako kvasi-špičkový detektor s čelem 10 ms a tylem 500 ms.

Hodnoty úrovní stupnice S-metru jsou uvedeny v tabulce 2.1.

K cejchování S-metru v přijímači je nutný generátor vf a attenuátor.

Nejpraktičtější by byl attenuátor s řadou článků o útlumu 6 dB, takže jejich postupným zařazováním by se snadno ocejchovaly jednotlivé stupně S.

Nejlépe cejchujeme v pásmu 14 MHz. Je velmi obtížné dosáhnout shody stupnice pro všechna pásma.

Pokud budeme dělat souborná měření a využívat pracoviště z obr. 2.2, s výhodou je použijeme i k cejchování S-metru. Zařazováním útlumových článků na attenuátoru budeme postupně nastavovat odpovídající výkon na vstupu přijímače a označovat výchylky na stupnici. Budeme se držet výkonových jednotek v dBm podle tabulky 2.1 (S 9 odpovídá -73 dBm).

Při použití laditelného generátoru vf, jehož výstup je cejchován v napěťových jednotkách, se budeme držet údajů o napětí v tabulce 2.1 vzhledem k odpovídajícímu zatěžovacímu odporu generátoru a přijímače. V průběhu celého nastavovacího postupu udržujeme kmitočet zázneje pokud možno stále stejný. Při použití méně stabilního generátoru vf kontrolujeme kmitočet zázneje pomocí metody uvedené u kontroly stability oscilátoru.

Měření na vysílačích

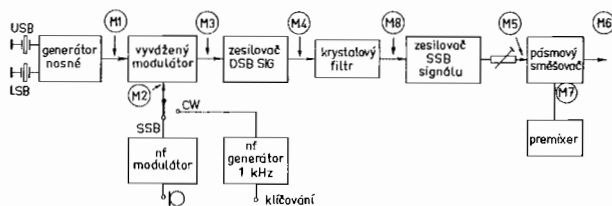
Pokud nám nebude pracovat přijímač tak, jak bychom si představovali, je to do jisté míry naše věc. Při špatné funkci vysílače však bude docházet k obtěžování nebo dokonce znemožnění práce jiných účastníků radiokomunikačních služeb, případně posluchačů rozhlasu a televize. Musíme proto věnovat mimořádnou pozornost nastavení vysílacího řetězce a zajistit, aby vysílač pracoval pouze na povoleném kmitočtu, s kvalitním signálem a využíval nejnütnější šíři pásma nutnou k přenosu informace. To můžeme zajistit tím, že všechny stupně vysílače budou pracovat v lineárním režimu a s dokonalou stabilitou.

Měření generátoru signálu CW a SSB

Úkolem generátoru je vyrobit kvalitní signál CW a SSB na jednom kmitočtu. Tento signál je přiveden do směšovače, kde za pomoci ladi-

telných kmitočtů z premixeru je převeden do jednotlivých amatérských pásem. Generátor spolu se směšovačem představují budič signálu CW a SSB. Za ním následuje kaskáda zesilovačů, jejichž úkolem je výsledný signál zesílit na požadovaný výstupní výkon. Zásadou má být, že výslednou kvalitu vysílaného signálu určuje budič a v průběhu dalšího zesilování nesmí dojít ke změnám tvaru signálu, ale pouze k zesílení výkonu.

Skupinové schéma budiče CW a SSB je na obr. 2.9. Do vyváženého modulátoru se přivádí napětí vf z generátoru nosných kmitočtů (pro horní a dolní postranní pásmo) a napětí ze zdroje signálu nf.

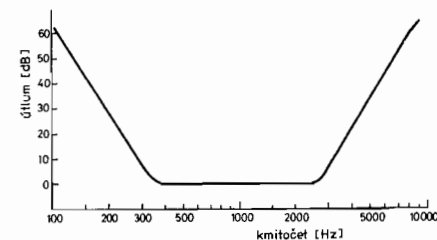


Obr. 2.9. Skupinové schéma budiče

Diodové modulátory vyžadují, aby napětí vf bylo asi $10 \times$ vyšší než napětí modulační. Aby diody spolehlivě spínaly, musí být v bodě *M1* alespoň 0,7 až 1 V vf napětí; *S_i* diody vyšší, germaniové a Schottkyho nižší napětí. Modulační napětí v bodě *M2* pak nesmí přesáhnout hodnotu 100 mV, raději méně. Protože hovorový signál z mikrofonu má proměnnou úroveň, je výhodné v modulátoru zavést kompresi signálu, aby nebyla překročena maximální hodnota nf signálu. Omezování pomocí diod je méně vhodné, protože může zavést do modulace vyšší zkreslení.

Povolovací podmínky ukládají povinnost zajistit, aby kmitočtové pásmo bylo omezeno již v modulátoru. Nesmějí být přenášeny kmitočty vyšší než 3 kHz. Z hlediska komunikační účinnosti je výhodné i potlačení nízkých kmitočtů pod 300 Hz. Mezi důležitá měření patří kontrola průběhu kmitočtové charakteristiky modulátoru. Nf generátor se připojí k mikrofonnímu konektoru, nf milivoltmetr nebo osciloskop (může se pak kontrolovat i zkreslení) připojíme do bodu *M2*. Měříme při vypnutém generátoru nosné.

Napětí z nf generátoru nastavíme na takovou hodnotu, aby výstupní napětí modulátoru nepřekročilo 50 mV. Při udržování konstantní úrovně vstupního signálu měníme postupně kmitočet nf generátoru. Měříme v oblasti kmitočtů 100 Hz až 10 kHz. Výsledky měření zakreslujeme do grafů (viz obr. 2.10). Správná kmitočtová charakteristika má být dostatečně rovná v rozmezí od 1 kHz do 3 kHz a k vyšším kmitočtům má vykazovat prudký pokles. Pod 1 kHz má křivka klesat tak, aby na 300 Hz bylo potlačení alespoň o 6 dB.



Obr. 2.10. Kmitočtová charakteristika modulátoru

Dále ověříme potlačení nosného kmitočtu. Vf voltmetr připojíme do bodu *M4*. Mikrofonní vstup je zkratován. Krystalový filtr je od bodu *M4* odpojen. Vyvažovací prvky (odporovým a kapacitním trimrem) nastavíme nejmenší pronikání vf z generátoru nosné přes vyvážený modulátor. Vyvažovací prvky se navzájem ovlivňují, proto postup několikrát opakujeme. Na mikrofonní vstup připojíme nf generátor s kmitočtem 1 kHz a měníme jeho výstupní napětí. Vf voltmetr musí indikovat lineární vzrůst napětí DSB signálu. Zápornou zpětnou vazbou v emitoru zesilovače DSB nastavíme zisk stupně tak, aby v bodě *M4* napětí nepřekročilo hodnotu 500 mV (když je v bodě *M2* napětí 100 mV). Pokud zjistíme, že dochází ke kompresi signálu, volíme vstupní nf napětí do vyváženého modulátoru nižší, např. 80 mV. Potlačení nosného kmitočtu musí být alespoň 40 dB nebo větší a při změně z plného vybuzení do nuly se nesmí měnit. Pro obě postranní pásma musí být stejná hodnota potlačení nosné.

CW signál můžeme generovat dvojím způsobem. Přivedeme-li do vyváženého modulátoru stejnosměrné napětí, dojde k rozvážení

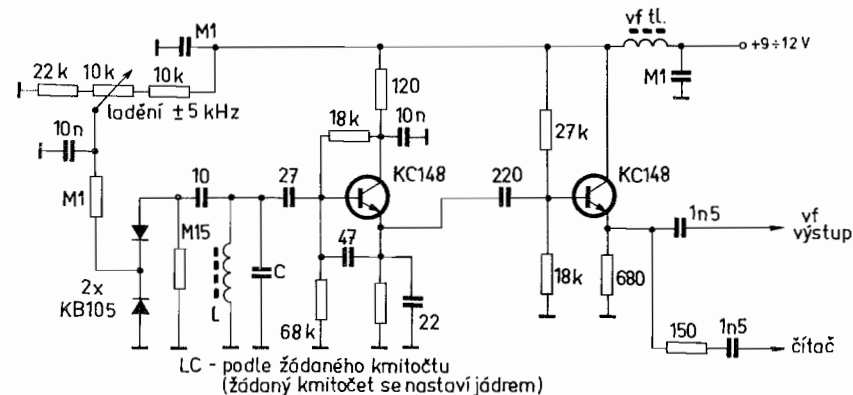
a vf napětí z generátoru nosné projde na jeho výstup. Aby byla zajištěna shoda vysílaného kmitočtu s přijímaným, je třeba v generátoru nosné zařadit krystal, jehož kmitočet se shoduje se středním kmitočtem krystalového filtru. Kmitočty USB a LSB jsou laděny mimo propustnou část filtru a za filtr by prošla jen malá část vf napětí.

Druhý způsob, který se čím dál tím více prosazuje do komerčně vyráběných zařízení, je generování CW modulací tónem. Místo hovorového signálu se přivede na vyvážený modulátor napětí z klíčovaného nf generátoru o kmitočtu kolem 1 kHz. Tvar nf signálu musí být dokonale sinusový, aby nevznikaly nežádoucí produkty. Běžný RC generátor dává na výstupu napětí kolem 1,5 V a snížení na potřebnou úroveň 100 mV zajistí dolní propust z RC článků, která zároveň potlačí vyšší harmonické kmitočty klíčovaného signálu. O kvalitě signálu se přesvědčíme osciloskopem připojeným do bodu *M2*. Úroveň z nf generátoru, měřenou v bodě *M2*, nastavíme na hodnotu asi o 3 dB nižší, než je úroveň modulačních špiček u hovorového signálu. Zde je nutná kontrola osciloskopem.

Je bezpodmínečně nutné měřit průběh útlumové charakteristiky krystalového filtru. Nejpřesnější měření je po zapojení filtru do obvodu, ve kterém bude skutečně pracovat.

Nejrozšířenější rozmítače, tzv. televizní voblersy, jsou naprosto nevhovující. Rozmítací kmitočet těchto rozmítačů je příliš vysoký a na strmých hranách propustné charakteristiky úzkopásmových krystalových filtrů dochází k zákmitům. Zobrazená křivka má pak hodně daleko ke skutečnosti. Při měření úzkopásmových krystalových filtrů má být použitý rozmítací kmitočet maximálně 1 Hz, a to obvykle vyžaduje použití obrazovky s dlouhým dosvitem.

Nejpřesnější je měření pomocí ručně laděného generátoru, metodou bod po bodu. Ladění musí být velice jemné, což běžné generátory vf nemívají. Výhodnější je vyrobit si účelový generátor vf pouze pro kmitočet ± 5 kHz. Ověřené zapojení je na obr. 2.11. Oscilátor musí být velmi stabilní, aby nedocházelo v průběhu měření bod po bodu k nežádoucímu posunu kmitočtu, protože ve strmé části křivky filtru měříme s rozlišením 100 Hz. Napájení stabilizovaným napětím je samozřejmostí. Ke kontrole kmitočtu je nutné použít čítače. Během měření je výstup generátoru vf připojen do bodu *M3* a vf voltmetr do bodu *M5*.



Obr. 2.11. Generátor pro měření úzkopásmových filtrů

Další metoda, velmi přesná až do potlačení 30 dB, využívá přímo obvodů měřeného generátoru SSB. Jejím použitím získáme informaci, jak se filtr uplatní ve skutečném provozu.

Vf voltmetr připojíme do bodu *M5*, trimr pro nastavení výstupní úrovně SSB generátoru na maximální výstupní napětí. Nf generátor připojíme přímo na vstup vyváženého modulátoru (mikrofonní zesilovač je kmitočtově omezen a zkreslil by měření). Výstupní napětí nf generátoru volíme nízké, asi 50 mV, aby nedošlo v dalších stupních k limitaci a abychom tím nezískali zidealizovanou křivku. Po dobu měření udržujeme výstupní napětí nf generátoru konstantní.

Nf generátor ladíme od nejnižšího kmitočtu a k jednotlivým kmitočtům zakresluje do grafu velikost vf napětí v bodě *M5*. Totéž učiníme pro druhé postranní pásmo. Spojením naměřených bodů získáme průběh propustné křivky filtru do poklesu asi 20 dB. Na okrajích křivky můžeme zvýšit citlivost voltmetru vf a tak zjistit průběh do potlačení 30 dB i více. To již stačí k posouzení, zda u filtru nedošlo k výraznějšímu zkreslení průběhu.

Oblasti vysokého potlačení nejsou u vysílače tak podstatné (u přijímače jsou však velice důležité). Důležité je správné nastavení kmitočtů generátoru nosných vzhledem k filtru. U filtrů, které mají širší pásmo pro pokles 6 dB alespoň 2,4 kHz nebo větší, nastavujeme kmitočet

nosné tak, aby kmitočet 300 Hz dával o 6 dB nižší úroveň než kmitočty na rovném vrcholu propustné křivky filtru. U transeivtrů, kde se z přijímacích důvodů prosazují filtry užší, 2,1 kHz nebo i 1,8 kHz, nastavujeme vzdálenost kmitočtů nosných 1,5 kHz od středního kmitočtu filtru. Má být dosaženo shody průběhu u obou postranních pásem v oblasti vyšších modulačních kmitočtů od 1 kHz do 2,7 kHz. Větší útlum u nízkých kmitočtů není na závadu, spíše prospívá vyšší komunikační účinnosti.

Zesilovač SSB signálu nenastavujeme na zbytečně vysoký zisk. Zisk upravíme zápornou zpětnou vazbou na neblokované části emitorového odporu, což pomůže další linearizaci stupně.

Na výstupu generátoru SSB musí být prvek, který dovolí nastavení výstupní úrovně do směšovače.

Úrovně přivedené na pásmový směšovač závisí na typu použitého směšovače. Z hlediska nežádoucích produktů a linearity je nejvýhodnější diodový, dvojité vyvážený směšovač.

Bez ohledu na typ použitého směšovače musí napětí z premixeru několikrát převyšovat napětí SSB generátoru.

Měření linearity je možné provést klasickým způsobem za pomoci nf generátoru a vf voltmetru. Voltmetr (vf sonda) se připojí k bodu M6 a generátor nf ke vstupu mikrofonního zesilovače. Do grafu zakreslujeme závislost výstupního vf napětí na vstupním napětí nf. Výsledkem by měla být přímka. Zakřivení při malých napětích může mít na svědomí detekční charakteristika diody vf sondy voltmetru. U nejvyššího napětí je dovolena odchylka od linearity do 20 % (dochází ke kompresi signálu). Protože povolená odchylka od linearity platí pro celý vysílací řetěz až po koncový stupeň, snažíme se, aby budič SSB byl co nejlineárnější. Dovolenu odchylku si ponecháme jako rezervu pro zesilovací stupně, které se linearizují hůře.

Dojde-li při plynulém zvyšování vstupního napětí nf k náhlým změnám v průběhu měřeného napětí vf, signalizuje to nestabilitu některého stupně a dává předpoklad k zakmitávání. Zákmity dokáže indikovat opakovaná, rychlá změna vstupního napětí nf od nuly do maxima.

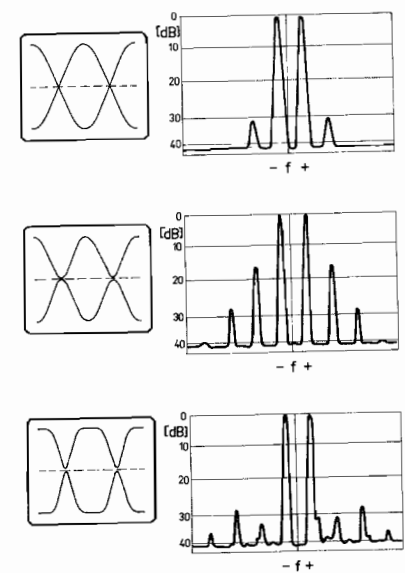
Kontrola linearity jednotlivých zesilovacích stupňů by vyžadovala výkonový generátor vf. Daleko obvyklejší je měření linearity kaskády

zesilovačů jako celku. Měříme na zatěžovacím odporu posledního výkonového stupně.

Přesnější metoda kontroly linearity je pomocí dvoutónového generátoru. Přesnější je ovšem za předpokladu, že můžeme ke kontrole použít spektrálního analyzátoru. Je to speciální přijímač s rozmitaným kmitočtem oscilátoru, který zobrazuje úrovně signálů v okolí měřeného kmitočtu na stínítku obrazovky. Vodorovná souřadnice je v jednotkách kmitočtu. Svislá souřadnice je cejchována v jednotkách amplitudy v logaritmickém vztahu (v dB nebo dBm), a to v rozsahu několika dekád.

Spektrální analyzátor však často nebývá ani ve vybavení profesionálních pracovišť. Častějším prostředkem používaným ke kontrole je širokopásmový osciloskop (v lepším případě) nebo běžný nf osciloskop. Z nf praxe víme, že osciloskop je schopen ukázat teprve vyšší stupeň zkreslení. Na obr. 2.12 je porovnání osciloskopických záznamů

Obr. 2.12. Osciloskopický záznam a záznam ze spektrálního analyzátoru



mů se spektrálním analyzátozem. Na prvním obrázku (2.12a) je dvoutónový signál na výstupu vysílače, který pracuje v lineárním režimu.

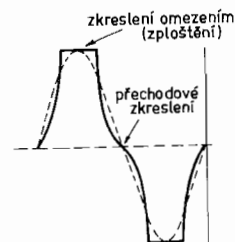
Sinusový tvar je čistý, bez omezení a zákmitů. Křížení obou tónů je rovné, ostré ve tvaru písmene X. Pro srovnání je tentýž signál znázorněn na stínítku spektrálního analyzátoru (obr. 2.12b). Vidíme, že IM produkty třetího řádu jsou 30 dB pod úrovní amplitudy obou tónů (dB jsou ve výkonovém poměru a hodnota odpovídá předepsané úrovni).

Dalším zvyšováním buzení dochází ke vzrůstu zkreslení. Vidíme (obr. 2.12c), že na obrazovce nedošlo k výrazné změně ve tvaru sinusovky, jen v bodech překřížení obou tónů došlo k posunu. Analyzátor však ukazuje (obr. 2.12d), že úroveň IM produktů 3. řádu vzrostla na nepřijatelnou míru a jejich potlačení kleslo na 17 dB. Objevily se i produkty 5. řádu. Uvedené hodnoty odpovídají zkreslení přibližně 10 %.

Bude-li buzení dále zvyšováno, dojde ke zploštění tvaru sinusovky, jak vidíme na obr. 2.12e. Stínítko analyzátoru ukazuje (obr. 2.12f), že dochází ke zdůraznění IM produktů 5. řádu. Nebezpečí tohoto zkreslení narůstá u hovorového signálu, kde se úroveň modulace snadno překročí v modulačních špičkách. Vyzářený signál je pak širší než odpovídá správnému promodulování a dochází k tvorbě tzv. spletrů. V praxi se tomu dá předejít tím, že ve vysilači je zavedeno a správně nastaveno automatické řízení výkonu. Podmínkou však je, že SSB buď i zesilovací stupně před koncovým stupněm pracují v lineárním režimu. Nezapomeňme, že od okamžiku, kdy nastává zploštění tvaru, za každý 1 dB vyššího buzení vzrůstají IM produkty 3. řádu o 3 dB a produkty 5. řádu o 5 dB!

Ke zkreslení zploštěním tvaru signálu dochází v důsledku komprese až omezení signálu v zesilovacím prvku. Jiným druhem zkreslení je tzv. přechodové zkreslení. Toto zkreslení se projevuje při malých buďicích signálech u zesilovačů třídy B (většina lineárních zesilovačů pro SSB). Je způsobeno malým klidovým proudem (anodovým nebo kolektorovým) zesilovacího stupně. Správným nastavením klidového proudu se dá snadno odstranit. Změna tvaru sinusového signálu (jeden tón) pro oba popsané druhy zkreslení je na obr. 2.13.

Předchozí ukázky vycházely pouze ze dvou měřicích tónů. Ve skutečnosti vznikají při přebuzení situace daleko komplikovanější, protože hovorový signál obsahuje značné množství kmitočtů.



Obr. 2.13. Změna tvaru sinusového signálu

Dvoutónová zkouška linearity

K měření dvoutónovou zkouškou potřebujeme dvoutónový nf generátor a širokopásmový osciloskop, alespoň do 10 MHz.

Dvoutónový generátor s nastavitelným výstupním napětím připojíme ke vstupu mikrofonního zesilovače. Úroveň napětí z generátoru nastavíme takovou, aby odpovídala úrovni, kterou dává námi používaný mikrofón. Amplituda obou tónů generátoru musí být shodná.

Měřená napětí přivádíme na vstup vertikálního zesilovače osciloskopu. Nejprve zkontrolujeme SSB generátor. Vstup osciloskopu připojíme k bodu *M8* (viz obr. 2.9) a přesvědčíme se, zda zůstala zachována stejná amplituda obou tónů. Následkem zvlnění v propustné charakteristice krystalového filtru může dojít snadno ke změně amplitudy některého z tónů. Časová základna je nastavena přibližně na 200 Hz. Změnou nastavení dosáhneme zasynchronizování obrazce. Tvar obrazce při kontrole shodnosti amplitud je na obr. 2.14. Pro tuto kontrolu raději ubereme výstupní napětí z generátoru, aby byla jistota, že stupně před bodem *M8* pracují skutečně v lineárním režimu. Prvkem pro nastavení amplitudy jednotlivých tónů v generátoru upravíme shodu v amplitudě obou tónů.

Obr. 2.14. Nerovnost amplitud při měření



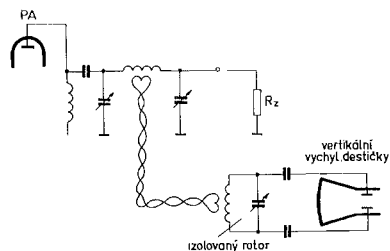
Postupně kontrolujeme v bodech *M5*, *M6*. Při zjištění nelinearity

zjednáme nápravu v příslušném stupni. Máme-li hotovou kontrolu SSB budiče, změříme velikost nf napětí na vstupu vyváženého modulatoru, při kterém je budič ještě lineární. Při použití mikrofonu nesmí být tato hodnota v modulačních vrcholech překročena.

Postupně měříme na výstupech jednotlivých zesilovačů až po koncový stupeň, který musí pracovat do umělé zátěže (měření *nikdy* nekonnáme s připojenou anténou!). Zesilovače měříme v pásmu, které je použitý osciloskop schopen zpracovat.

Pokud nemáme k dispozici širokopásmový osciloskop, dá se použít i běžný dílenský přístroj. Nemůžeme však měřit vf napětí, ale pouze detekované napětí nf. Pomocí vf sondy připojené k vertikálnímu zesilovači osciloskopu získáme obálku průběhů vf. V oblasti velmi malých vf napětí však může dojít ke zkreslení tvaru vlivem zakřivené detekční charakteristiky diody.

Méně kvalitním osciloskopem můžeme však měřit i vf signál, ale pouze na vysoké úrovni, převážně jen na výstupu koncového stupně. Osciloskop musí mít vyvedené vertikální vychylovací destičky na zdířky k externímu připojení. Pak můžeme použít linkové vazby mezi výstupní cívkou koncového stupně a vychylovacími destičkami. Linku tvoří dva závity silnějšího izolovaného vodiče. Velikostí vazby s cívkou π -článku nastavíme potřebnou amplitudu na stínítku obrazovky. Pokud je napětí na lince nedostatečné (citlivost vychylovacích destiček je malá), použijeme úpravu podle obr. 2.15.

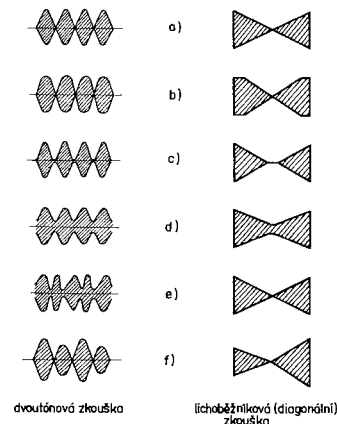


Obr. 2.15. Úprava pro malé napětí na lince

Tvary signálu při různých závadách ve vysílači jsou nakresleny v obr. 2.16, v levé polovině. Při použití vf sondy budou spodní části obrazů odříznuty detekcí.

Vysvětlivky k obr. 2.16:

– Správný průběh. Ostrá kresba, vrchol sinusovky nezploštělý, boky sinusovky rovné, křížení čisté ve tvaru X.



Obr. 2.16. Tvary signálu při závadách

- Stupeň přebuzen, vrcholy sinusovky zploštělé.
- Stupeň nastaven více do třídy C (malý klidový proud), zploštění spodní části sinusovky v místě křížení.
- Nestejná úroveň vf pro jednotlivé tóny. Za předpokladu, že na vstupu mikrofonního zesilovače je amplituda obou tónů stejná, může to být zaviněno větším zvlněním v krystalovém filtru nebo nedostatečným potlačením nosné.
- Zkreslení nf v mikrofonním zesilovači, pronikání vf do modulatoru.
- Nedostatečné potlačení nosného kmitočtu v aktivních balančních modulátorech (platí pouze pro fázové generování signálu SSB).

Lichoběžníková (diagonální) zkouška

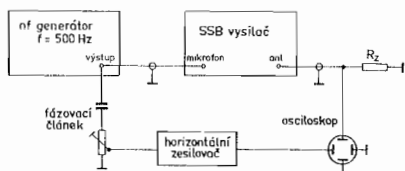
Při této zkoušce se používá pouze jeden tón z generátoru signálu nf. Modulační signál může být i zkreslený a při zkoušce je možné použít i hovorového signálu z mikrofonu. Zkouška ukazuje jen linearitu vf stupňů.

Vysílač a měřicí přístroje se propojí podle obr. 2.17. Signál z nf generátoru (1 tón) se přivede na vstup mikrofonního zesilovače a záro-

veň na horizontální zesilovač osciloskopu. Vstup vertikálního zesilovače, který musí být schopen pracovat na měřených kmitočtech, připojujeme k jednotlivým měřicím bodům v SSB budiči, zesilovacím stupňům až po koncový stupeň.

V případě použití méně kvalitního osciloskopu můžeme využít postupů uvedených v popisu dvoutónové zkoušky. Při měření v_f získáme obálku detekovaného signálu (horní polovinu obrázku při kladném výstupním napětí z detekční diody).

Tvary signálů, se kterými se můžeme setkat při lichoběžníkové zkoušce, jsou na obr. 2.17 v pravé polovině. Neplatí pouze obr. 2.17,



Obr. 2.17. Lichoběžníková zkouška

protože při této zkoušce nezáleží na zkreslení tvaru signálu nf. Na rovných liniích trojúhelníků se dá snadněji rozlišit především stav přebuzení, protože ke změně dojde již za stavu, kdy u sinusovky nemůžeme často změnu bezpečně rozpoznat.

V případě, že u méně kvalitního osciloskopu dochází v některém ze zesilovačů k fázovému posunu, nebudou kontury trojúhelníků rovné, ale ve tvaru elipsy. To ztěžuje přesné vyhodnocení tvaru. Musíme proto do cesty jednoho ze zesilovačů zařadit fázovací článek RC. Použijeme-li odpor proměnný, snadno dosáhneme fázové korekce pro měřený kmitočet a čáry na obrázku budou rovné. Hodnoty odporu a kondenzátoru je třeba vyzkoušet s ohledem na použitý měřený kmitočet.

Legenda k obr. 2.17 je stejná jako pro dvoutónovou zkoušku.

Kontrola kvality telegrafních značek

U vysílače vyžadujeme i vysokou kvalitu vysílaných telegrafních značek, abychom neměli problémy s kliky.

Ke kontrole potřebujeme opět širokopásmový osciloskop. Během měření stačí vstup citlivého svislého zesilovače volně navázat ke kon-

covému stupni vysílače. Časová základna se nastaví asi na 30 Hz. Vysílač klíčujeme (výhodný je automatický klíč, zaručuje pravidelnost) a časovou základnu jemně dostavíme, aby byla vidět celá značka. Lépe se posuzuje čárka než tečka.

U méně kvalitního osciloskopu přivedeme měřený signál na vertikální vychylovací destičky pomocí linkové vazby.

Tvary klíčovaných značek, se kterými se můžeme při měření setkat, jsou na obr. 2.18 a představují:

a – tvrdé nasazování a vysazování značek.

Kliky na začátku i na konci značky;



a)

b – kliky jen na začátku značky;



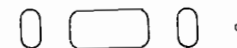
b)

c – kliky jen na konci značky;



c)

d – ideální značka, bez kliků;



d)

e – měkký zdroj napájecího napětí;



e)

f – zákmity na kontaktech klíčovacího relé.



f)

Obr. 2.18. Tvary klíčovaných značek

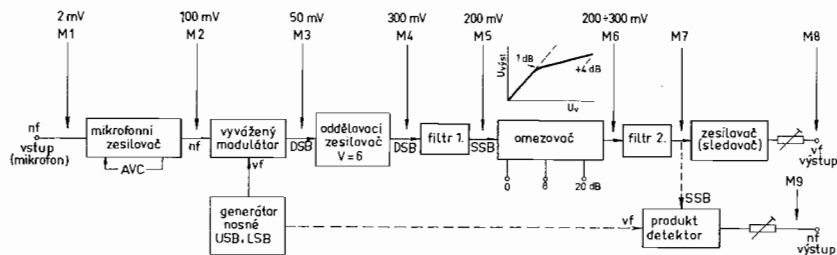
Měření generátoru SSB s úpravou signálu

Výhody úpravy signálu SSB, vedoucí ke zvýšení komunikační účinnosti, jsou nesporné. Ze závislosti koeficientu ITI vidíme, že nejlepší výsledky je možné dosáhnout omezením v_f signálu. Omezení signálu nf (tj. před vstupem do vyváženého modulátoru) dává výsledky horší o několik dB v závislosti na úrovni omezení.

Ideální je s úpravou signálu počítat již při konstrukci zařízení. Potřebné obvody jsou pak již součástí budiče signálu SSB. Skupinové schéma takového SSB budiče je na obr. 2.19.

Někteří výrobci dodávají doplňková zařízení, kde dochází k úpravě nf modulace před vstupem do vyváženého modulátoru. Tyto doplňky se zařazují mezi mikrofon a mikrofonní vstup vysílače.

Jednodušší přístroje využívají principu komprese nebo jednodu-



Obr. 2.19. Skupinové schéma budiče SSB

chého omezení signálu nf, náročnější a dražší přístroje jsou velmi složité. Představují prakticky kompletní SSB budič na pomocném kmitočtu, který je vždy nad pásmem slyšitelných kmitočtů. Můžeme se setkat s kmitočty v okolí 20 kHz, kde se využívá LC filtrů nebo aktivních pásmových propustí, v okolí 500 kHz s magnetrostrikčními filtry nebo v oblasti krátkých vln s obvyklými typy krystalových filtrů. Vf signál je vždy po zpracování převeden demodulátorem SSB do oblasti slyšitelných kmitočtů. Výstupní úroveň nf modulace z takovéto jednotky je nastavitelná a odpovídá úrovni běžně používaných mikrofonů. V obr. 2.19 je připojení demodulátoru zakresleno čárkovaně. K demodulaci se využívá stejného generátoru nosné, který dodává vf výkon pro vyvážený modulátor a tak nemůže dojít k nežádoucí interferenci.

Při nastavování postupujeme obdobně jako u běžného generátoru SSB. Průběh zesílení z bodu *M1* do bodu *M5* musí být naprosto lineární. Náročněji se obvykle řeší mikrofonní zesilovač, kde musí být zajištěno dokonalé potlačení modulačních kmitočtů vyšších než 3 000 Hz. Špičková zařízení používají v mikrofonním zesilovači i aktivních pásmových filtrů, potlačujících s vysokou směrnicí (18 dB/okt) nejen kmitočty vyšší, obvykle již od 2 700 Hz, ale i kmitočty nižší pod 500 Hz. Dále se v mikrofonním zesilovači zavádí účinná kontrola výstupního napětí na principu AVC a pro nejvyšší modulační špičky diodový omezovač s následující dolní propustí. Vstupní tranzistor mikrofonního zesilovače musí být nízkošumový.

Mnohem větší péče musí být věnována potlačení nosné vlny. Úro-

veň potlačení nosné vlny se zhoršuje při dalším zpracování o stejnou hodnotu v dB, na jakou je nastavena úroveň omezení. Druhý filtr sice může stav zlepšit, ale v případě použití filtru s větší šíří pásma se jeho vliv neuplatní.

Hlavní funkci při úpravě signálu plní omezovač amplitudy. Nejčastěji je to zesilovač pracující ve stavu přebuzení. Do určité úrovně vstupního napětí zesiluje lineárně. Při dalším zvyšování vstupního napětí se křivka výstupního napětí začne prudce zakřivovat – dochází k omezení signálu. Toto omezení však není ideální – se zvyšováním vstupního napětí stále mírně vzrůstá napětí výstupní. Ke zlepšení funkce se někdy používají na výstupu dvě diody v protitaktním zapojení.

Součástí omezovacího zesilovače má být prvek, který umožní regulaci zesílení zesilovače a tím i určení bodu, od které úrovně vstupního napětí dochází k omezování. Tento ovládací prvek musí umožnit plynulé nastavení úrovně omezení nebo pevně nastavit předem zvolené hodnoty (druhá možnost je pro běžnou praxi výhodnější). V případě pevně nastavených hodnot doporučujeme polohu 0 dB (lineární zesílení), 6 až 8dB omezení, které je přijatelné i pro spojení lokální a napomáhá zvýšení komunikační účinnosti v podmínkách silného rušení (na osmdesátimetrovém pásmu nebývá ve večerních podmínkách ani signál *S9* dostatečný). Třetí poloha pro 20dB omezení výrazně přispěje ke srozumitelnosti při dálkových spojeních za předpokladu, že nás protistanice přijímá na hranici šumu. Praxe potvrzuje, že v případě, kdy nás protistanice téměř nečte, zařazení omezení 20 dB vede ke 100 % srozumitelnosti. Tato úroveň omezení se nikdy nepoužívá při místních spojeních (rušivě vystupuje šumové a hlukové pozadí v modulaci) ani v případech, kdy nás protistanice přijímá silněji než *S6*. Postup nastavení (v obr. 2.19) uvedené úrovně napětí slouží pouze jako příklad:

- do mikrofonního vstupu připojíme generátor nf a jeho výstupní napětí nastavíme na úroveň, kterou dává používaný mikrofon;
- do bodu *M5* připojíme vf voltmetr a ověříme změnu napětí generátoru nf, že zesílení je v celé trase lineární;
- na vf voltmetru odečteme úroveň napětí vf, která odpovídá plnému lineárnímu promodulování;

- vf voltmetr připojíme k bodu *M5*;
- omezovač přepneme do polohy 0 dB;
- změnou napětí z nf generátoru ověříme, že průběh zesílení je až po výstup omezovače lineární;
- nastavíme ovládacím prvkem pro 0 dB zesílení omezovače tak, abychom pro maximální hodnotu promodulování naměřili změnu v zesílení omezovače o 1 dB (bod komprese 1 dB);
- omezovač přepneme do polohy 8 dB;
- napětí nf generátoru nastavíme o 7 dB nižší, než je potřebné pro plné promodulování. V příkladu z obr. 2.19 to bude 850 μV (poměr napětí pro 7 dB je 2,34, pak $2 \text{ mV} / 2,34 = 0,85 \text{ mV}$).

U některých nf generátorů se obtížně nastavují tak malá výstupní napětí; v tom případě je výhodnější připojit nf generátor na vstup vyváženého modulátoru do bodu *M2*. Předem však musíme ověřit, jaké napětí musí být na vstupu modulátoru pro plné promodulování.

Ovládacím prvkem pro omezení 8 dB nastavíme zesílení zesilovače tak, abychom v bodě *M6* naměřili kompresi 1 dB pro výstupní napětí generátoru nf o 7 dB nižší, než vyžaduje omezení 0 dB.

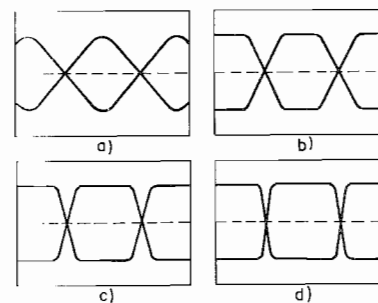
Stejný postup jako v předchozím případě použijeme při nastavování polohy omezení 20 dB. Výstupní napětí z nf generátoru nastavíme o 16 dB nižší, než odpovídá plnému promodulování. Je to z toho důvodu, že při tak velkém stupni omezení vzroste výstupní napětí z omezovače asi o 4 dB (poměr napětí pro 16 dB je 6,3).

Za omezovačem je zařazen druhý filtr, jehož úkolem je potlačit vyšší harmonické kmitočty a tak zabránit vzniku intermodulačního zkreslení. Propustná křivka filtru má být pokud možno shodná s filtrem prvním. To pomůže zlepšit úroveň potlačení nosného kmitočtu, který se následkem omezení zhorší o hodnotu nastavené úrovně omezení. Pokud nemáme dva shodné filtry, platí zásada, že jako druhý se dává filtr s větší šíří pásma.

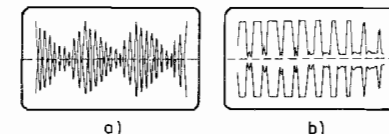
Za filtrem se zařazuje oddělovací zesilovač s možností nastavení výstupní úrovně. Pokud je použita varianta s demodulátorem SSB, nastavuje se výstupní úroveň signálu nf na hodnotu, kterou dává používaný mikrofon. Často se na výstup zapojuje přepínač, který výstup spojí buď přímo s mikrofonem nebo s výstupem demodulátoru.

Ukázky omezení měřené osciloskopem v bodě *M6* dvoutónovou

zkouškou jsou na obr. 2.20. Na obr. 2.21 je hovorový signál před omezením v bodě *M5* a po omezení v bodě *M6*.



Obr. 2.20. Úrovně omezení signálu: a) 0 dB, b) -5 dB, c) -10 dB, d) -15 dB



Obr. 2.21. Hovorový signál

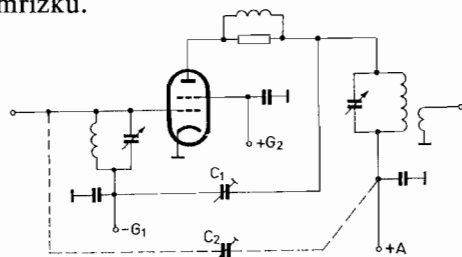
Kontrola výkonových lineárních zesilovačů

Výkonových zesilovačů používáme k získání velkých vf výkonů.

Nejmenší problémy s linearitou a stabilitou jsou u zesilovačů s uzemněnou mřížkou a buzením do katody. K vybuzení elektronky je však zapotřebí poměrně značný vf výkon, který není vždy k dispozici. Používá se proto i jiných zapojení koncového stupně. U většiny zapojení však dochází k nežádoucí vazbě mezi výstupem a vstupem zesilovacího stupně přes kapacitu anoda-mřížka. Důsledkem je stav nestability, zákmitů a kmitání, které dokáží znehodnotit i jinak dobře připravený budicí signál. Nejen že stupeň nedosáhne potřebného výkonu, ale vyzařuje velmi silné parazitní kmitočty. Zesilovač proto musí být neutralizován a neutralizace se řeší pokud možno jako širokopásmová. Základní schéma je na obr. 2.22. Používá se dvou způsobů zapojení neutralizační kapacity mezi vstup a výstup zesilovacího stupně. První způsob zavádí neutralizační napětí z anody do studeného konce mřížkového obvodu. Při druhém způsobu se neutralizační napětí přivádí do první mřížky elektronky. Kondenzátory C_1/C_{N1} , případně C_2/C_{N2} , jsou součástí můstku spolu s kapacitami anoda / první mřížka a první mřížka / katoda.

Kontrola nastavení neutralizace není obtížná. Používá se několika

způsobů, ale uvedeme ten, který je vhodný z bezpečnostních důvodů. Při tomto způsobu je odpojeno anodové napětí i napětí pro druhou mřížku.



Obr. 2.22. Základní schéma neutralizace

Ke kontrole použijeme indikátor neutralizace. Jeho vazební smyčku navážeme na výstupní obvod koncového stupně. K mikrofonnímu vstupu připojíme generátor nf s kmitočtem asi 1 kHz. Ladicí kondenzátor na straně antény nastavíme na maximální kapacitu.

Napětí generátoru nf nastavíme na úroveň odpovídající plnému vybuzení. Kondenzátorem v anodovém okruhu vyladíme obvod do rezonance, která se projeví výchylkou na indikátoru neutralizace. Výchylka bude pravděpodobně větší, než je rozsah stupnice, a proto ubereme buzení změnou úrovně nf signálu. Výstupní obvod opět pečlivě doladíme do rezonance. Otáčením neutralizačního kondenzátoru nastavíme minimální výchylku na indikátoru (nejmenší pronikání vf energie ze vstupu na výstup). Vhodně regulujeme úroveň budicího výkonu, aby indikátor ukazoval větší výchylku a minimum bylo možné nastavit co nejpřesněji.

Přestože nastavení neutralizace by mělo být širokopásmové, ověříme nastavené minimum postupně na všech pásmech, pro které je vysílač konstruován.

Jakmile nastavení neutralizace ukončíme, připojíme opět napájecí napětí pro anodu i druhou mřížku. Nastavený vysílač prověříme do umělé zátěže. Zvyšujeme budicí napětí z nf generátoru a sledujeme anodový proud a případný vf měřič na výstupu. Vzrůst anodového proudu i výkonu vf musí být plynulý. Jakékoliv zakolísání nebo dokonce krátkodobý pokles hodnot při plynulém zvyšování napětí nf znamená stav nestability.

Nestabilita se projeví nejvýrazněji při rychlé změně budicího napě-

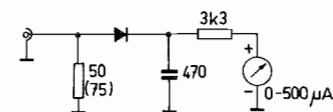
ti od nuly do maxima. Pokud se objeví známky nestability, je nutno proces opakovat, případně hledat jinou příčinu (blokovací kondenzátor, vf tlumivky apod.).

Může se stát, že vysílač spolehlivě pracující do umělé zátěže se bude chovat odlišně s připojenou anténou. Nejčastější příčinou je nedokonalé přizpůsobení antény nebo vedení.

Měření výkonu vysílače

Výkon měříme na zátěži, pro kterou je vysílač navržen. Zátěž musí odpovídat impedančně, chovat se jako reálný odpor a snést plný měřený výkon. Umělé antény se vyrábějí z většího počtu paralelně řazených odporů, aby se snížila jejich vlastní indukčnost a zvýšila výkonová zatížitelnost.

Na obr. 2.23 je jednoduchý indikátor vf výkonu do 50 mW. Je



Obr. 2.23. Indikátor výkonu vysílače

vhodný k nastavování budicích stupňů, malých vysílačů a výkonových oscilátorů přijímačů (pro výkonové diodové směšovače) až do oblasti VKV. Zatěžovací odpor je součástí wattmetru. K detekci je nevhodnější Schottkyho dioda, z dostupnějších hrotová Ge dioda pro televizní obrazové detektory. Wattmetr pracuje jako vrcholový voltmetr a je ho možné oceňovat stejnosměrným napětím. Plná výchylka na měřidle odpovídá 50 mW při napětí 2,24 V/50 Ω nebo 2,74 V/75 Ω. Pro přepočítání na mW musíme vrcholovou hodnotu napětí převést na efektivní dělením $\sqrt{2}$:

$$2,24 \text{ V}_s : 1,41 \doteq 1,588 \text{ V},$$

$$\text{pak } P = U^2 : R \quad [\text{W}; \text{V}, \Omega] \quad (7)$$

$$\text{po dosazení } P = 1,588^2 : 50 \doteq 2,52 : 50 = 0,05 \doteq 50 \text{ mW}.$$

Zjišťujeme-li potřebné napětí pro žádaný výkon při cejchování stupnice, použijeme vzorce

$$U_s = \sqrt{P \cdot R} \cdot \sqrt{2}. \quad [\text{V}_s; \text{W}, \Omega] \quad (8)$$

Příklad:

Potřebujeme ocejchovat výchylku pro 25 mW/50 Ω. Vypočítáme, jaké stejnosměrné napětí musíme přivést na vstup wattmetru. Podle vzorce (8)

$$U_s = \sqrt{0,025 \cdot 50} \cdot 1,41 \doteq 1,12 \cdot 1,41 \doteq 1,58 \text{ V.}$$

Pro některá měření je výhodnější cejchovat wattmetr v jednotkách dBm (v logaritmickém poměru výkonů vůči 1 mW). Rozsah 50 mW odpovídá úrovni +17 dBm (kladné znaménko proto, že výkon 50 mW je vyšší než 1 mW). Výpočtem se o tom přesvědčíme. Vypočítáme, že výkon 50 mW odpovídá stejnosměrnému napětí 2,24 V/50 Ω; přepočteno na efektivní hodnotu 1,59 V/50 Ω. Při výkonu 1 mW je napětí 0,224 V/50 Ω. Poměr obou napětí $1,59/0,224 \doteq 7,1$ převedený do logaritmického vztahu v dB:

$$20 \cdot \log 7,1 \doteq 20 \cdot 0,85 \doteq 17 \text{ dB.}$$

Výkon 50 mW se rovná úrovni +17 dBm.

Při cejchování wattmetru potřebujeme zjistit, jaké napětí musíme přivést pro žádaný výkon v dBm. Použijeme vzorce

$$U_{ef} = U_R \cdot 10^x, \tag{9}$$

kde je U_{ef} – hledaná efektivní hodnota napětí ve V,

U_R – napětí pro 1 mW na žádaném odporu ve V,

x – exponent $p/20$,

p – hodnota výkonu v dBm, pro kterou napětí hledáme.

Příklad:

Chceme zjistit napětí pro 14 dBm na zatěžovacím odporu 50 Ω. U_R se rovná 0,224 V/50 Ω (0 dBm).

Podle vzorce (9) bude efektivní hodnota napětí

$$U_{ef} = 0,224 \cdot 10^{0,7} = 0,224 \cdot 5,01 \doteq 1,12 \text{ V}_{ef}.$$

Protože wattmetr cejchujeme stejnosměrným napětím, musíme výsledek převést na vrcholové napětí

$$U_s = 1,12 \cdot \sqrt{2} \doteq 1,12 \cdot 1,41 \doteq 1,58 \text{ V.}$$

Při cejchování výchylky měřidla pro 14 dBm musíme na vstup wattmetru přivést stejnosměrné napětí 1,58 V.

Při výpočtu podle vzorce (9) vzniká potřeba mocnit zlomkovým číslem (exponent x je vlastně logaritmem neznámého poměru napětí – tento poměr potřebujeme zjistit). K výpočtu použijeme kalkulačku. Podle tabulek 2.2 a 2.3 se podaří potřebný výsledek zjistit snadno každému, kdo kalkulačku nemá.

Tab. 2.2. Přepočet poměrů napětí a proudů na dB – sudé řády

dB	0	20	40	60	80	100	120
0	1	0	0	0	0	0	0
1	1	1	2	2	0	1	8
2	1	2	5	8	9	2	5
3	1	4	1	2	5	3	8
4	1	5	8	4	8	9	3
5	1	7	7	8	2	7	9
6	1	9	9	5	2	6	2
7	2	2	3	8	7	2	1
8	2	5	1	1	8	8	6
9	2	8	1	8	3	8	3

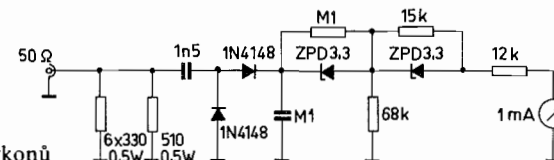
Napětí a proud

Tab. 2.3. Přepočet poměrů napětí a proudů na dB – liché řády

dB	10	30	50	70	90	110	130
0	3	1	6	2	2	7	8
1	3	5	4	8	1	3	4
2	3	9	8	1	0	7	2
3	4	4	6	6	8	3	6
4	5	0	1	1	8	7	2
5	5	6	2	3	4	1	3
6	6	3	0	9	5	7	3
7	7	0	7	9	4	5	8
8	7	9	4	3	2	8	2
9	8	9	1	2	5	0	9

Napětí a proud

Na obr. 2.24 je měřič malých výkonů do 1 W. Zátěž je součástí wattmetru a je realizována paralelně řazenými odpory. Měřené napětí v_f je usměrněno zdvojovačem napětí. Stejnosměrné napětí je vedeno přes kombinaci odporů a Zenerových diod na měřidlo. Kombinace slouží k linearizaci stupnice měřených výkonů. Je možno přímo použít měřidla s desetidílkovou stupnicí.

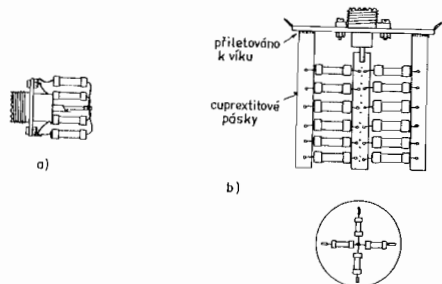


Obr. 2.24. Měřič malých výkonů

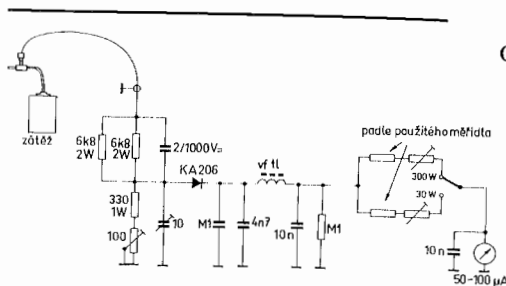
Wattmetr pro větší výkony je také založen na měření napětí na známém odporu. Zatěžovací odpor však musí být řešen jako výkonový. Pro impedanci 75 Ω je vhodné paralelní zapojení 29 odporů o hodnotě 2 200 Ω/2 W (typ TR 154 s kovovou vrstvou). Takto provedená zátěž snese dlouhodobý výkon 60 W a při měření v krátkých intervalech i 300 W.

Odpory jsou připájeny na nosné můstky z kuprextitu. Kryt zátěže tvoří plechovka od barev (dobře vyčištěná) s odnímatelným víkem.

Do středu víka je uchycen konektor a na něj odporové můstky (obr. 2.25). Nádoba je naplněna transformátorovým olejem nebo motorovým olejem SAE 10. Po uzavření víčkem jsou odpory ponořeny v oleji a jejich zatížitelnost vzroste – pro krátkodobá měření – až na dvacetinásobek. Při dlouhodobých měřeních by teplota uvnitř vzrostla, došlo by k přetlaku a víko by vyletělo. Některé továrně vyrobené zátěže mají do nádoby vmontovaný přetlakový ventil.



Obr. 2.25. Konstrukce umělých zátěží: a – pro malé výkony, b – pro velké výkony



Obr. 2.26. Měřicí obvod wattmetru

Měřicí obvod je rovněž na obr. 2.26. Protože polovodičové diody nesnesou příliš velké napětí, je použito odporového děliče 10:1. Napětí je po usměrnění filtrováno a přes předřadné odpory vedeno na měřidlo, jehož stupnice je ocejchována přímo ve wattech. Je výhodné použít přepínač a wattmetr cejchovat ve dvou rozsazích. Dělič je kmitočtově kompenzován pro zabezpečení širokopásmovosti.

Cejchování wattmetru je snadné za pomoci napětí síťového kmitočtu. Během cejchování je nutno zvětšit kapacitu za usměrňovací diodou na 10 μ F. Po skončení cejchování ji opět odpojíme.

K cejchování použijeme sekundárního napětí síťového transformá-

toru, řízeného regulačním transformátorem. Přiváděná napětí kontrolujeme střídavým voltmetrem (AVOMET II nebo podobné univerzální měřidlo). Zatěžovací odpor je připojen.

Na dělič přivedeme napětí 141,4 V a odporovým trimrem 100 Ω (keramický) nastavíme na odbočce děliče (anoda diody) napětí 10 \times menší, tj. 14,14 V. Předřadným odporem měřidla nastavíme plnou výchylku při poloze přepínače 300 W. Napětí na děliči snížíme na 44,7 V a přesvědčíme se, že na odbočce děliče je napětí 10 \times menší. Předřadným odporem pro rozsah do 30 W nastavíme plnou výchylku.

Cejchování stupnice, která bude mít nelineární průběh, musíme udělat postupně pro oba rozsahy. Zvolíme si vhodné dělení stupnic. U rozsahu do 300 W např. po 10 W a u druhého rozsahu po 2 W. Pro každou hodnotu musíme vypočítat potřebné napětí na děliči a toto napětí na dělič přivést.

Napětí vypočítáme podle vzorce

$$U = \sqrt{P \cdot R} \quad [V; W, \Omega] \quad (10)$$

Příklad:

Jaké napětí potřebujeme pro 100 W? Podle vzorce (10)

$$U = \sqrt{100 \cdot 75} = \sqrt{7500} = 86,6 \text{ V.}$$

Naměřené výsledky můžeme vynést do kalibrační křivky vzhledem k původnímu dělení měřidla nebo měřidlo ocejchovat přímo ve wattech.

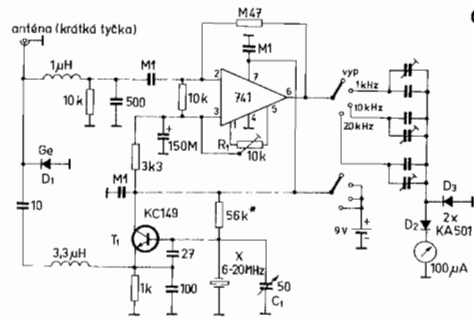
Jako průchozí wattmetry se dají použít i měřiče ČSV. Jejich cejchování však vyžaduje dokonalý elektronkový vf voltmetr a řízený zdroj vf výkonu. Dosažení souhlasu pro všechna krátkovlnná amatérská pásma je obtížné.

Závěrem je třeba říci, že i komerčně vyráběné a zvláště průchozí wattmetry nezaručují lepší přesnost měření než ± 10 až 15 %.

Měření zdvihu u vysílačů s kmitočtovou modulací

Potřeba měření kmitočtového zdvihu se týká převážně vysílačů pracujících v pásmu 145 MHz. V poslední době se však začíná rozšiřovat provoz s úzkopásmovou kmitočtovou modulací v pásmu 28 MHz.

Na obr. 2.27 je měřič, který umožňuje měřit zdvih našeho vysílače. Tranzistor T_1 pracuje jako krystalem řízený oscilátor. Kmitočet krys-



Obr. 2.27. Měřič kmitočtového zdvihu

talů může být v rozsahu 6 až 20 MHz. Podmínkou je, že jeho harmonický kmitočet musí spadat do pásma, kde pracuje měřený vysílač.

Signál z oscilátoru je přiveden na směšovací diodu D_1 . Druhý signál pro směšování se přivádí z antény, která přijímá signál měřeného vysílače. Anténu představuje krátký kousek drátu nebo tyčka. Signál z vysílače vytvoří s harmonickým kmitočtem oscilátoru zázněj v akustické oblasti. Zázněj je zesílena v operačním zesilovači na úroveň, kdy je limitována. Rozdílový kmitočet se měří derivační metodou.

Při uvádění do chodu nastavíme nejprve odporový trimr R_1 tak, aby na výstupu OZ bylo přesně poloviční napájecí napětí.

Cejchujeme nf generátorem. Přes oddělovací kondenzátor se připojí výstup nf generátoru na vývod 2 operačního zesilovače. Výstupní napětí generátoru se nastaví na 10 mV a kmitočet přesně na 1 kHz. Přepínač rozsahů do polohy 1 kHz. Úpravou hodnot kondenzátorů mezi přepínačem a násobičem napětí s diodami D_2 , D_3 nastavíme plnou výchylku na měřidle. Totéž provedeme na zbývajících dvou rozsazích, kdy použijeme kmitočet generátoru 10 kHz, respektive 20 kHz (třetí rozsah může být pro naši praxi zbytečný). Tím je cejchování skončeno a platí původní desetidílková stupnice. Závislost na kmitočtu je lineární (pro případný rozsah 20 kHz musíme údaj násobit dvěma).

Uvedeme do chodu krystalový oscilátor. Volbou odporu v bázi tranzistoru T_1 (odporovým trimrem, který pak nahradíme pevným odporem) nastavíme největší amplitudu kmitů a zkontrolujeme, zda oscilátor spolehlivě nasazuje při zapínání.

Zapneme vysílač bez modulace a přiblížíme anténu měřidla. Vysí-

lač naladíme do zázněje s harmonickým kmitočtem krystalového oscilátoru. Kondenzátorem C_1 nastavíme nulovou zázněj, která se projeví na měřidle minimální výchylkou a případnými rázy kolem nuly. Vysílač modulujeme kmitočtem 1 kHz z nf generátoru a na stupnici měřidla odečteme výchylku, která odpovídá kmitočtovému zdvihu vysílače.

Jiný způsob měření kmitočtového zdvihu používá Besselových funkcí. Vychází ze skutečnosti, že při modulování vysílače jediným nf kmitočtem dochází při určitém zdvihu k potlačení nosného kmitočtu vysílače a zůstávají jen postranní pásma. Tyto tzv. Besselovy nuly se objeví tehdy, je-li velikost kmitočtového zdvihu rovna některému z těchto násobků modulačního kmitočtu: 2,4 – 5,52 – 8,65 – 11,79 atd. Použijeme-li např. modulační kmitočet 1 kHz, dojde k vymizení nosného kmitočtu při zdvihu $\pm 2,4$ kHz (první nula), $\pm 5,52$ kHz (druhá nula) atd.

Kontrola během nastavování se nejlépe koná poslechem. Musíme použít přijímače se záznějovým oscilátorem, aby kmitočet nosné vlny vytvořil slyšitelnou zázněj.

Úroveň nf modulačního signálu volíme takovou, aby napětí na výstupu modulátoru odpovídalo úrovni, kterou poskytne používaný mikrofon. Správně navržený mikrofonní zesilovač by neměl dovolit překročení této úrovně (komprese, limitace).

Postup nastavení je následující:

- úroveň nf modulace nastavíme na nulovou hodnotu;
- naladíme přijímač na kmitočet vysílače a nastavíme vhodnou výšku zázněje;
- z tabulky 2.4 zvolíme vhodný modulační kmitočet pro požadovaný zdvih a nastavíme úroveň z nf generátoru na správné vybuzení modulátoru;
- v přijímači se objeví další kombinační kmitočty a musíme si pamatovat, která zázněj patří nosnému kmitočtu;
- velice opatrně zvyšujeme úroveň napětí z modulátoru do reaktančního prvku oscilátoru vysílače (nejčastěji to bude odporový trimr, upravující velikost zdvihu). V určitém okamžiku dojde k vymizení zázněje nosného kmitočtu. Tím bylo dosaženo první Besselovy nuly. Budeme-li pokračovat, dosáhneme úrovně zdvi-

hu, kdy se objeví druhá Besselova nula. Vzhledem k povolenému zdvihu u amatérských zařízení nebude nutné využít třetí Besselovy nuly.

Tab. 2.4. Besselovy nuly

Modulační kmitočet [Hz]	Vzniká při zdvihu \pm kHz		
	1. nula	2. nula	3. nula
905,8	2,18	5,00	7,84
1 000,0	2,40	5,52	8,65
1 500,0	3,61	8,28	12,98
1 811,0	4,35	10,00	15,67
2 000,0	4,81	11,04	17,31
2 079,2	5,00	11,48	17,99
2 805,0	6,75	15,48	24,27

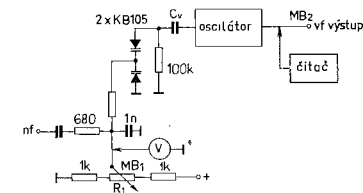
Příklad:

Vysílač pro pásmo 145 MHz chceme nastavit tak, aby zdvih nepřekročil hodnotu ± 5 kHz. Pohledem do tabulky 2.4 zjistíme, že můžeme použít modulačního kmitočtu 2 079,2 Hz a zdvih nastavit k bodu prvního potlačení nosného kmitočtu nebo použít modulační kmitočet 905,8 Hz a zdvih nastavit k bodu druhého potlačení nosného kmitočtu. V obou případech bude nastavený zdvih odpovídat hodnotě ± 5 kHz. V tabulce jsou uvedeny hodnoty modulačních kmitočtů s matematickou přesností. V praxi dojde k zanedbatelným chybám, když použijeme přesnost, kterou dovoluje běžné odečítání na stupnici nf generátoru (platí pouze pro malé zdvihy, které se v amatérském provozu používají).

Při konstrukci vlastního zařízení můžeme měřením zjistit potřebnou úroveň modulačního napětí pro žádaný zdvih. V současné době se v převážné míře používá k rozkmitání kmitočtu napěťově závislé kapacitní diody. Ukázka jedné z možností zapojení obvodu je na obr. 2.28. V tomto případě je použito protitaktního zapojení dvou kapacitních diod. Zapojení se vyznačuje linearitou a odolností k napětí vf oscilátoru (proti usměrňovacímu efektu). Z hlediska popisovaného měření není rozhodující, zda je použita jedna nebo dvě diody.

Podstatou měření je zjištění závislosti kmitočtu oscilátoru na napětí přivedeném na kapacitní diody. Z výsledku, kterým je křivka výše

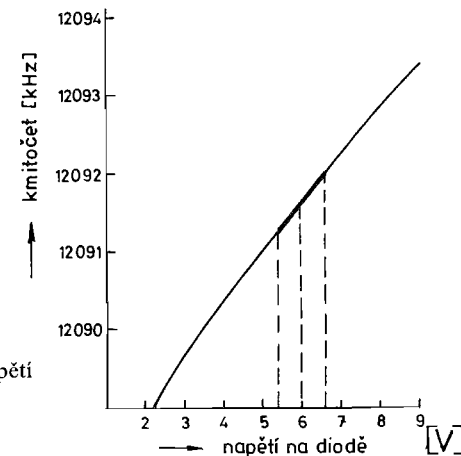
Obr. 2.28. Nastavení zdvihu



uvedené závislosti, snadno zjistíme optimální pracovní bod diod a úroveň modulačního nf napětí pro požadovaný zdvih.

Křivku závislosti zjistíme pomocí stejnosměrného napětí, které přivedeme na diody z potenciometru R_1 . Stejnosměrný voltmetr je připojen do bodu $MB1$. Do bodu $MB2$ na výstupu oscilátoru je připojen čítač, nebo můžeme použít některou z metod využívajících záznamník (pak můžeme měřit pouze relativní změnu kmitočtu).

Potenciometrem R_1 měníme napětí na diodách od nejnižšího napětí do nejvyššího po skocích 0,5 nebo 1 V. K příslušné hodnotě napětí poznamenejme kmitočet oscilátoru. Po skončení zakreslíme změřené údaje do grafu. Ukázka je na obr. 2.29. Z grafu vidíme, že nejlepší linearita závislosti kmitočtu na napětí je v okolí 6 V. Zvolíme hodnotu 6 V jako stejnosměrný pracovní bod diod. K této hodnotě bude superponováno nf modulační napětí.



Obr. 2.29. Závislost kmitočtu na napětí kapacitní diody

Potřebný rozkmit modulačního napětí můžeme z grafu odečíst

snadno. V ukázce vidíme, že oscilátor pracuje v okolí kmitočtu 12 MHz a pro kmitočet pásma 145 MHz musíme kmitočet oscilátoru násobit 12krát. Na výstupním kmitočtu požadujeme zdvih ± 5 kHz, a proto zdvih na základním kmitočtu oscilátoru musí být 12krát menší neboli $\pm 0,42$ kHz. Z grafu odečteme, že tuto změnu kmitočtu způsobí změna stejnosměrného napětí $\pm 0,6$ V. Při měření stejnosměrným napětím jde o vrcholovou hodnotu napětí, kterou přepočítáme na efektivní vydělením $\sqrt{2}$. Pak $0,6 \text{ V} : 1,41 \doteq 0,425 \text{ V} \doteq 425 \text{ mV}$.

Výpočtem jsme zjistili, že úroveň modulačního napětí musí být 425 mV v bodě *MBI* na obr. 2.28.

V konečném zapojení nahradíme potenciometr R_1 pevným odporovým děličem tak, aby v bodě *MBI* bylo stejnosměrné napětí +6 V.

Vazební kapacita C_1 mezi diodami a oscilátorovým obvodem určuje závislost změny kmitočtu na napětí diod. Vhodnou velikost kapacity musíme vyhledat experimentálně a případně uvedený postup měření opakovat.

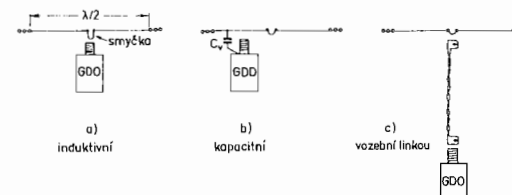
Měření na anténách

Z vlastností antén, které nás zajímají a které můžeme i amatérskými prostředky měřit, jsou rezonanční kmitočet, vstupní impedance a koeficient přizpůsobení k napáječi. Měření zisku a směrového účinku je náročnější.

Měření rezonančního kmitočtu a vstupní impedance

Stejně jako u jiného rezonančního obvodu, můžeme i u antény zjistit rezonanci pomocí měřiče rezonance. Na rozdíl od rezonančního obvodu se soustředěnými prvky zjistíme u antény pokles údaje měřidla i na harmonických kmitočtech. Pokles však nezjistíme u širokopásmových antén.

Před měřením odpojíme od antény napájecí kabel a místo něj spojíme oba přívoody smyčkou z drátu. Způsoby vazby měřiče rezonance s anténou jsou na obr. 2.30. Způsob používající linkové vazby je nej-



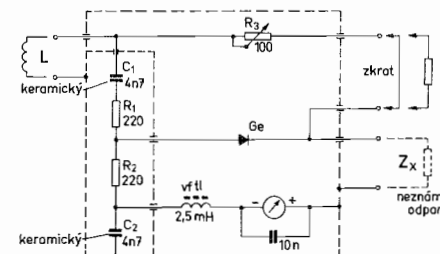
Obr. 2.30. Vazba měřiče rezonance s anténou

výhodnější, protože tak omezíme vliv naší přítomnosti v těsné blízkosti antény.

Vazbu s anténou volíme co nejvolnější. Metoda vyžaduje použití měřidla, jehož cejchování je dostatečně jemné. Vazbou měřidla s anténou dochází k jeho rozladění a kmitočet proto doporučujeme současně kontrolovat přijímačem.

Vstupní impedance antény se měří pomocí vf můstků, které umožňují měření jak reálné, tak jalové složky. Jedním z populárních můstků je antenskop, jehož autorem je W2AEF (jeho schéma je na obr. 2.31.)

Obr. 2.31. Antenskop



Ramena můstku tvoří odpory R_1 a R_2 , cejchovaný odpor R_3 a neznámý odpor, který měříme. R_1 a R_2 musí být co nejpřesněji shodné. Na jejich absolutní hodnotě tolik nezáleží. Kondenzátory C_1 a C_2 jsou oddělovací. Svorky označené – ZKRAT – dovolují zařadit do série s odporem R_3 další odpor (max. do 1 000 Ω) a tak rozšířit měřený rozsah.

Budicí cívky L tvoří vazbu na měřič rezonance a jsou výměnné pro kmitočtové úseky:

1 až 3 MHz – 8 až 10 závitů,

- 3 až 10 MHz – 5 závitů,
- 10 až 30 MHz – 3 závitů,
- 30 až 80 MHz – 2 závitů,
- nad 80 MHz – 1 závit.

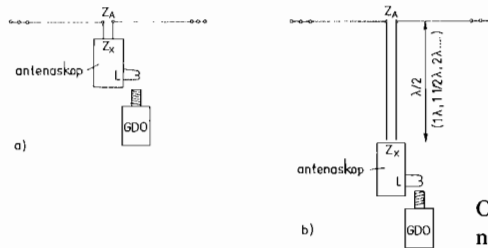
Cívky mají průměr 35 mm a jsou vinuty zvonkovým drátem s izolací PVC. Navineme je na trnu a silně přetřeme lepidlem na PVC (Novoplast, Fatraplast). Po zaschnutí tvoří kompaktní celek.

Použitý mikroampérmetr má být co nejcitlivější (40 μ A), aby mohla být vazba s měřičem rezonance co nejvolnější. Antenaskop vyžaduje relativně větší výkon, čemuž vyhovuje pouze elektronkový měřič rezonance.

Stupnice R_3 se ocejchuje pomocí známých odporů na některém středním kmitočtu (vhodné na 14 MHz). Antenaskop je širokopásmový.

Anténa se chová jako reálný odpor pouze na rezonančním kmitočtu. Před měřením antenaskopem musíme nejprve tento kmitočet změřit a nastavit ho na měřiči rezonance. Pokud budeme vstupní impedanci antény měřit na kmitočtu odlišném, nepodaří se můstek vyrovnat úplně do nuly. To je známkou, že se uplatňují jalové složky.

Připojení antenaskopu k anténě je na obr. 2.32. Jelikož není vždy



Obr. 2.32. Vazba antenaskopu s anténou

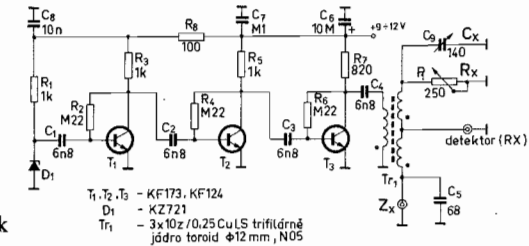
snadný přístup přímo k anténě, je někdy výhodnější měřit na konci napáječe. Podmínkou správného měření je, že napáječ má délku $\lambda/2$ nebo násobek této délky. Jde o elektrickou délku a proto musíme skutečnou délku násobit koeficientem zkrácení. Koeficient zkrácení bývá u dostupných kabelů s polyetylenovým dielektrikem zpravidla 0,66 a s pěnovým dielektrikem 0,82 a je vždy uveden v katalogu kabelů.

Koeficient zkrácení je možné změřit přímo antenaskopem nebo pomocí šumového můstku.

Šumový můstek

V zahraničí v posledním období vzrůstá obliba šumového můstku k měření antén. Můstek umožňuje měření reálné i jalové složky impedance s kapacitním a induktivním charakterem. Umožňuje velmi rychlé a přesné měření.

Šumový můstek používá jako signál šumový výkon, který se přivádí na měřený objekt. Nulovým indikátorem je běžný přijímač. Schéma můstku je na obr. 2.33.



Obr. 2.33. Šumový můstek

Zdrojem šumu je Zenerova dioda. Při průchodu proudu generuje šum, který je jindy nežádoucí. Je užitečné vybrat diodu, která šumí nejvíce. Šum je zesílen třístupňovým vf zesilovačem a přiveden na vf můstek. Ramena můstku tvoří sekundární vinutí transformátoru T_1 , cejchovaný potenciometr P_1 spolu s ladicím kondenzátorem C_9 a měřená impedance spolu s C_5 .

Transformátor musí být zhotoven velmi pečlivě, při maximální péči o jeho symetrii. Použijí se tři vodiče, které se mírně zkroutí (trifilární vinutí) a navine se 10 závitů na feritový toroid o průměru 10 až 12 mm z materiálu N05, N1 nebo N2. Závitů se rovnoměrně rozloží po obvodu (asi 3/4 obvodu), vinutí se zajistí niti a vývody se ustříhnou stejně dlouhé, ale co nejkratší. Jeden vodič tvoří primární vinutí a zbývající dva symetrické sekundární vinutí. Začátky vinutí jsou ve schématu označeny tečkou.

Celý šumový můstek se dá umístit do krabičky vyrobené z kuprextitu. Její rozměry bude určovat nejrozměrnější součástka, kterou je ladicí kondenzátor. Jako potenciometr P_1 je vhodný typ TP 280/250 Ω .

Největší pozornost musíme věnovat rozložení součástí v obvodu vlastního vf můstku, tj. ladicího kondenzátoru, potenciometru, konektorů a vf transformátoru. Spojovací vodiče by měly mít co nejkratší délku.

Napájení může být zajištěno z univerzálního zdroje, z přijímače nebo i ze dvou plochých baterií. Spotřeba je jen několik miliampérů.

Ke konektoru Z_x se připojuje měřená anténa. Konektor DETEKTOR se spojí slabým koaxiálním kabelem s anténním konektorem přijímače. Při měření antén, o kterých víme, že jsou již laděny do pásma, můžeme použít přijímače svého transceiveru. Jestliže nemáme představu o kmitočtu, na který je anténa laděna, musíme použít komunikačního přijímače s širokým rozsahem.

Rozsah měření vstupního odporu antény je od nuly do 250 Ω , jalové složky impedance do plus 70 pF kapacitní a do 70 pF induktivní reaktance. Paralelně je ke konektoru Z_x připojen kondenzátor 68 pF (poloviční hodnota ladicí kapacity C_0). Tím se posune nula ladicí kapacity do středu stupnice, která je pak cejchována ± 70 pF. Induktivní reaktance je měřena zápornou hodnotou kapacity. Indukčnost se vypočítá podle vzorce

$$L_x = \frac{-25\,300}{f^2 \cdot C_x} \quad [\mu\text{H}; \text{MHz}, \text{pF}] \quad (11)$$

Na rozdíl od reálné složky, která je kmitočtově nezávislá, jsou jalové reaktance závislé na kmitočtu.

Stupnice se cejchují pomocí odporů a kapacit o známých hodnotách, které se připojují ke konektoru Z_x . Nulujeme na některém středním kmitočtu krátkovlnného pásma (vhodné je pásmo 14 MHz). Po zapnutí můstku indikuje S-metr výraznou výchylku šumového spektra. Protáčením P_1 a C_0 se snažíme potlačit šum v přijímači na nulu. Nulový pokles bude velmi ostrý. Pro první měření použijeme bezindukčního vrstevového odporu, aby byla stanovena co nej přesněji nula na stupnici kapacit. Postupně ocejchujeme stupnici odporů a nakonec kapacit. Odpor ponecháme nejlépe kolem 75 Ω a k němu postupně připojujeme kondenzátory o známé kapacitě. Cejchování kapacit je však možné jen v kladných hodnotách. Protože stupnice je lineární, dokreslíme stupnici v záporných hodnotách aproximací.

Měřit vlastnosti antény v její bezprostřední blízkosti je obtížné. Mě-

říme proto na konci napáječe, jehož elektrická délka musí být $\lambda/2$ nebo násobek půlvlny. Vynulování je velmi ostré a změřené hodnoty platí s přesností několika kHz i na nejvyšších krátkovlnných pásech.

Změřená hodnota na odporové stupnici udává vstupní odpor antény. Jestliže je vynulování kapacitní stupnice v kladných hodnotách, je anténa pro daný kmitočet krátká. Je-li v záporných hodnotách (L_x), je anténa pro nastavený kmitočet dlouhá. Chceme-li zjistit kde anténa rezonuje, nastavíme kapacitní stupnici na nulu a ladíme přijímačem až dojde k výraznému poklesu šumu. Změnou nastavení odporu P_1 se snažíme dosáhnout největšího potlačení šumu.

Pomocí můstku můžeme zjistit elektrickou délku kabelu $\lambda/4$ nebo $\lambda/2$ a vypočítat činitel zkrácení u neznámých kabelů. Při měření $\lambda/4$ je kabel na konci otevřený a při měření $\lambda/2$ zkratovaný. Stupnice R i C jsou nastaveny na nulové hodnoty. Proladěním přijímače najdeme šumové minimum. Zjišťovaná délka pak platí pro nastavený kmitočet. Potřebujeme-li délku upravit pro žádaný kmitočet, snadno zjistíme, zda musíme kabel zkrátit nebo prodloužit. Porovnáním mechanické délky s vypočítanou délkou pro daný kmitočet snadno vypočítáme činitel zkrácení měřeného kabelu.

Pomocí můstku můžeme měřit i neznámé kapacity a indukčnosti malých hodnot.

Přizpůsobení antény k vysílači

Podmínkou účinného přenosu energie je impedanční přizpůsobení v místech styku vysílač-napáječ a napáječ-anténa. Nepřizpůsobení se udává činitelem stojatého vlnění (ČSV). Ke zjištění se používá měřičů ČSV, zařazených do cesty mezi vysílač a napájecí vedení. Ztráty výkonu, ke kterým dochází vinou nepřizpůsobení, jsou uvedeny v tab. 2.5.

Měřiče ČSV

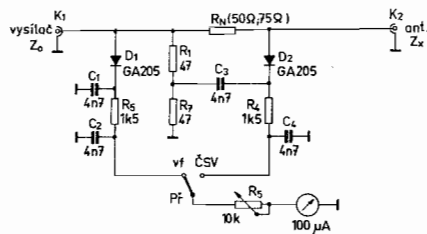
Na obr. 2.34 je zapojení jednoduchého měřiče ČSV, který ke své funkci potřebuje malý vf výkon a je proto vhodný pro měření i v době frekventovaného provozu. Nemůže však být trvalou součástí soustavy, protože u něho dochází ke ztrátě výkonu na měřicím odporu.

Měřič pracuje jako odporový můstek. Jeho dvě ramena tvoří shod-

né odpory R_1 a R_2 a další ramena pak normálový odpor R_N a neznámá měřená impedance Z_x (napájecí vedení s anténou). Velikost odporu R_N je shodná s charakteristickou impedancí napáječe.

Tab. 2.5. Vztah mezi ČSV a přeneseným výkonem

ČSV	Odražený výkon [%]	Přenesený výkon [%]
1	0	100
1,2	0,8	99,2
1,5	4	96
2,0	11	89
3,0	25	75
4,0	36	64
6,0	52	48
10,0	67	33
20,0	84	16
∞	100	0



Obr. 2.34. Měřič ČSV pro malé výkony

V poloze přepínače „VF“ měříme výkon, který jde z vysílače do antény. Proměnným odporem R_5 se nastaví plná výchylka na měřidle a přepínač se přepne do polohy „ČSV“. Měřidlo ukáže odražený výkon. Poměr stojatého vlnění se vypočítá

$$\text{ČSV} = \frac{U_{vf} + U_{\text{ČSV}}}{U_{vf} - U_{\text{ČSV}}} \quad (12)$$

Příklad:

Plná výchylka v poloze „VF“ na 10 dílků, odražený výkon v poloze „ČSV“ je 5 dílků stupnice.

Podle vzorce (12)

$$\text{ČSV} = \frac{10 + 5}{10 - 5} = \frac{15}{5} = 3.$$

Stupnici měřidla můžeme ocejchovat přímo v hodnotách ČSV, pokud předem ocejchujeme měřidlo v závislosti na nelineární charakteristice diod.

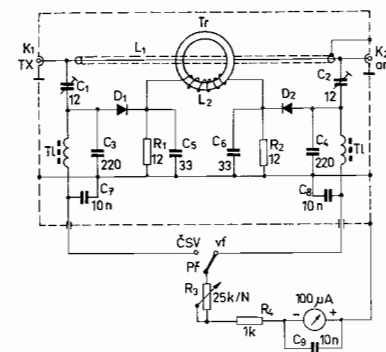
Pro větší výkony existuje několik variant měřičů ČSV. Nejstarší sy-

stémy používající úseku koaxiálního kabelu nejsou, vzhledem k nepraktickým rozměrům a značné kmitočtové závislosti, pro krátkovlnné rozsahy vhodné. Měřiče provedené technikou páskových vodičů se směrovou vazbou jsou rozměrově malé, dávají přesné výsledky, ale jsou také kmitočtově závislé. Na spodních kv-pásmech potřebují k vybuzení mnohem vyšší výkon než třeba na 28 MHz. Jsou však ideální jako jednopásmové přístroje, obzvláště v pásmech VKV.

V poslední době převažuje používání měřičů ČSV se soustředěnými směrovými vazbami na feritovém toroidu. Měřený výkon je přenášen z vodiče procházejícího středem toroidu (proudová vazba). Tento typ měřiče se vyznačuje velkou širokopásmovostí a často bývá využíván jako vf wattmetr. Bez nutnosti dostavování pracuje v rozsahu všech pásem kv. V praxi se používá dvou základních zapojení, avšak princip funkce je v obou případech stejný.

Na obr. 2.35 je použit transformátor s jedním vinutím. Je navinut na feritovém toroidu o průměru 10 až 12 mm z materiálu N1 nebo N2. Vinutí má 20 závitů smaltovaným vodičem o průměru 0,3 mm.

Obr. 2.35. Měřič ČSV (I)



Středem toroidu je protažen vodič, kterým prochází vf energie z vysílače do antény. Aby byla zajištěna širokopásmovost měřiče, musí být potlačena parazitní kapacitní vazba mezi primárem a sekundárem. Toho se dosáhne stíněním mezi středním vodičem a vinutím. Použije se kousek koaxiálního kabelu, jehož stínící plášť se na straně anténního výstupu spojí se zemí. Uzemnění musí být pouze na jedné straně, jinak by se vytvořil závit nakrátko.

Kolem transformátoru jsou symetricky rozloženy měřicí obvody.

Dodržení přísné symetrie je podmínkou správného měření. Odporů R_1 a R_2 uzavírají vinutí a na nich se snímá vf napětí úměrné protékajícímu vf proudu. Kondenzátory C_1 a C_3 spolu s C_5 (C_2 , C_4 , C_6 ve druhé větvi) tvoří kapacitní dělič. Použité diody D_1 a D_2 jsou univerzální hrotové diody. Nejlépe vyhovují diody germaniové, protože křemikové diody se otevírají až při vyšším napětí a došlo by tak ke zkreslení měřených údajů v oblasti malých hodnot ČSV (idealizování výsledku měření). Diody musí být pečlivě párovány. Jejich vývody se zkracují na nejnutnější míru z hlediska konstrukce a musí být proto při jejich vpájení do obvodu zajištěno účinné chlazení. Usměrněné napětí se vede přes vf tlumivky (mohou být nahrazeny odpory 470Ω) na přepínač. Přepínač umožňuje přepínat mikroampérmetr k měření přímého nebo odraženého výkonu.

Celý měřič ČSV je vhodné uložit do malé krabičky z kuprextitu. Vstupní a výstupní konektor jsou umístěny proti sobě, takže střední vodič jde nejkratší cestou ze vstupu na výstup.

Postup nastavení:

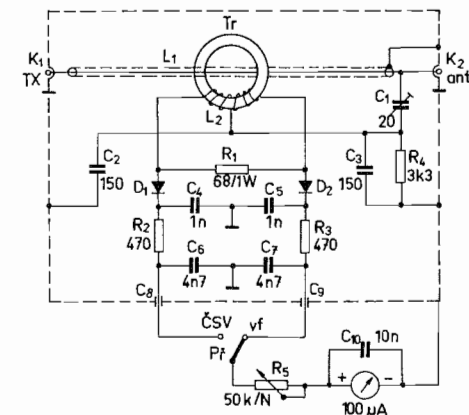
- kapacitní trimry C_1 a C_2 vytočíme na minimální kapacitu;
- potenciometr R_3 nastavíme na největší odpor;
- k měřiči připojíme vysílač naladěný v pásmu 3,5 MHz a umělou zátěž s požadovanou impedancí;
- zapneme vysílač a přepnutím přepínače „VF/ČSV“ zjistíme polohu, při které měřidlo ukazuje menší výchylku, v této poloze přepínač ponecháme;
- kapacitní trimr C_1 nebo C_2 (ten, který přísluší zapnuté poloze) nastavíme na minimum výchylky měřidla, výchylka by měla poklesnout až na nulu;
- na přístroji zaměníme připojení vysílače a umělé zátěže, přepínač přepneme do druhé polohy a příslušným trimrem nastavíme nulovou výchylku měřidla;
- protože se obě sekce nepatrně ovlivňují, je třeba opakovat záměnu vstup/výstup až nedochází k žádným změnám;
- označení přepínače „VF/ČSV“ může být ve skutečnosti obrácené, než je ve schématu uvedeno; záleží na smyslu vinutí na toroidu;
- v poloze „VF“ nastavíme výchylku měřidla na plnou hodnotu vy-

točením potenciometru R_3 . Přepnutím do polohy „ČSV“ musí výchylka klesnout na nulu. Pokud nedosáhneme přesné nuly, znamená to, že umělá zátěž má reaktanční složku.

Jestliže je tomu tak, bude se úroveň minima zhoršovat při přecházení na vyšší kmitočtová pásma (21 a 28 MHz).

Cejchování je možné pomocí kombinace odporů.

Zapojení měřiče ČSV na obr. 2.36 je podobné předchozímu. Sekundární vinutí transformátoru má však odbočku uprostřed. Vinutí je bi-



Obr. 2.36. Měřič ČSV (2)

filární, dvěma vodiči současně. Začátek jednoho vinutí spojený s koncem druhého vinutí tvoří střední odbočku. Počet závitů je 2×10 , vinutých vodiči o průměru 0,3 mm. Odpor R_1 tvoří zátěž vinutí, snižuje jeho jakost a tím pomáhá ke zvýšení širokopásmovosti měřidla.

Postup nastavení:

- připojení je stejné jako v předchozím případě;
 - zapneme vysílač a přepínačem „VF/ČSV“ nastavíme polohu, při které je větší výchylka na měřidle, potenciometrem R_3 ji nastavíme na plnou výchylku;
 - přepínač „VF/ČSV“ přepneme do druhé polohy a výchylka poklesne. Trimrem C_1 nastavíme výchylku na nulu;
 - postup pro kontrolu opakujeme.
- Při pevně zvolených odporech R_3 (obr. 2.35), případně R_5 (obr.

2.36), je možné oba měřiče oceňovat jako měřiče průchozího a odraženého výkonu.

Oba popsané měřiče ČSV je možné trvale zapojit do soustavy.

Doplňěk

Decibely

V doplňku 1. svazku PZAR [2] je uveden jednoduchý postup při počítání s decibely. Protože práce s decibely je v měřicí technice velmi častá, uvádíme ještě jednu pomůcku, která může být při počítání užitečná. V této publikaci konkrétně při výpočtech podle vzorce (9).

Tabulky nám umožní velmi rychle a s velkou přesností zjistit vzájemný vztah mezi decibely a poměry při počítání s napětím nebo proudem. Zahrnují jak sudé řády, tak liché řády.

Z tabulek můžeme zjistit, jaký je poměr napětí nebo proudů z dané hodnoty v decibelech a obráceně v rozsahu od 0 do 139 dB.

Příklad 1:

Jaký je poměr napětí nebo proudů pro 45 dB? V tabulce vyhledáme na svislé stupnici v dB hodnotu 5 dB a v příslušném řádku je již poměr zapsán, avšak bez určení řádu. Desetinnou čárku vložíme za číslo, které je u hodnoty 40 dB (na vodorovné stupnici) a přečteme výsledek, který v našem příkladu je 177,8279.

Příklad 2:

Poměr napětí (nebo proudů) je 5835. Kolik je uvedený poměr v decibelech? Pohledem do tabulek zjistíme, že žádané číslo se v tabulkách nevyskytuje. Nejbližší čísla jsou u hodnot 5 dB a 6 dB na svislé stupnici v tabulce. Udaný poměr napětí má 4 cely místa před desetinnou čárkou. Výsledná hodnota proto bude mezi 75 a 76 dB.

Výpočet Čebyšových filtrů

Dolní a horní propusti bývají často součástí různých měřicích přístrojů, převážně generátorů. Jejich úkolem je přenést z kmitočtového spektra žádaný úsek a další část spektra potlačit. Někdy takový požadavek vzniká i při některých měřicích postupech.

Výpočet filtrů bývá dosti složitou záležitostí a proto uvádíme tabulky, které návrh filtru pomohou zjednodušit.

Z tabulky 2.6 zjistíme vlastnosti filtrů a podle našich požadavků vy-

bereme vhodný typ. Počet pólů filtru (součet kapacit a indukčností v jednom článku) v převážné míře určuje velikost útlumu v nepropustném pásmu. Zvlnění je poměr nejmenší amplitudy k největší v propustném pásmu. Volba velikosti zvlnění má vliv i na útlum v nepropustném pásmu (strmost útlumové křivky) a na koeficient odrazu (ČSV). Všechny faktory je třeba při volbě zvážit.

Tab. 2.6. Útlum dolních a horních propustí Čebyševova typu

Počet pólů	Zvlnění [dB]	ČSV	2f [dB]	3f [dB]	4f [dB]	5f [dB]	6f [dB]	7f [dB]
3	1	2,66	22,46	34,05	41,88	47,85	52,68	56,74
3	0,1	1,36	12,24	23,60	31,42	37,39	42,22	46,29
3	0,01	1,10	4,08	13,75	21,41	27,35	32,18	36,24
5	1	2,66	45,31	64,67	77,73	87,67	95,72	102,50
5	0,1	1,36	34,85	54,21	67,27	77,21	85,26	92,04
5	0,01	1,10	24,82	44,16	57,22	67,17	75,22	82,00
7	1	2,66	68,18	95,29	113,57	127,49	138,77	148,26
7	0,1	1,36	57,72	84,83	103,11	117,03	128,31	137,80
7	0,01	1,10	47,68	74,78	93,07	106,99	118,27	127,75
9	1	2,66	91,06	125,91	149,42	167,32	181,82	194,01
9	0,1	1,36	80,60	115,45	138,96	156,86	171,36	183,55
9	0,01	1,10	70,56	105,41	128,91	146,81	161,31	173,51

Pozn.: pro horní propusti se mění 2f, 3f... na f/2, f/3 atd.

Údaj f je dělicím kmitočtem filtru. Tento kmitočet je ještě přenášen s plnou amplitudou. Těsně nad ním (u dolních propustí) nebo těsně pod ním (u horních propustí) začíná docházet k útlumu. Kmitočty 2f, 3f atd. jsou harmonické kmitočty dělicího kmitočtu u dolních propustí a f/2, f/3 atd. jsou subharmonické kmitočty od kmitočtu dělicího v případě horních propustí. Tabulka udává útlum v nepropustném pásmu pro jednotlivé harmonické, případně subharmonické kmitočty. Hodnoty útlumů jsou teoretické. V praxi nemůžeme počítat, vzhle-

dem k vzájemným vazbám mezi součástkami, s vyšší hodnotou než 60 až 70 dB. Na indukčnosti je výhodnější používat toroidní jádra, která se vyznačují malým rozptylem. Kondenzátory musí mít vysokou jakost, vhodné jsou slídivé nebo styroflexové. Hodnoty kapacit nastavujeme paralelním zapojením více kusů.

V dalších tabulkách jsou uvedeny hodnoty kapacit a indukčností pro dolní a horní propusti pro dělicí kmitočty 1 MHz a vstupní a výstupní odpor 50 Ω. Jsou to vypočítané tzv. normované hodnoty, z kterých můžeme snadno vypočítat žádaný filtr s libovolným dělicím kmitočtem a pro značný rozsah zatěžovacích impedancí.

Potřebujeme-li zjistit hodnoty součástí pro jiný dělicí kmitočty, vezmeme hodnoty uvedené v tabulkách a dělíme je novým kmitočtem

v MHz. Tím zjistíme nové hodnoty součástí, které platí pro nový žádaný kmitočty a zatěžovací odpor (R_z) 50 Ω. Má-li filtr pracovat do jiného zatěžovacího odporu, musíme hodnoty indukčností násobit poměrem $R_z/50$, kde R_z je nový zatěžovací odpor. Kapacity násobíme poměrem $50/R_z$.

Příklad:

Potřebujeme navrhnout jednoduchou dolní propust se zatěžovacím odporem 75 Ω, která by zajistila potlačení druhé harmonické alespoň o 20 dB. Pohledem do tabulky zjistíme, že požadavek splní propust se 3 póly, pokud se smíříme se zvlněním 1 dB a koeficientem odrazu 2,66. Dělicí kmitočty propusti má být 10 MHz. Zvolíme zapojení T-článku, protože je v něm použita pouze jedna kapacita a indukčnosti navineme na toroid, čímž zachováme malé rozměry článku.

Tab. 2.7. Dolní propust Čebyševova typu – sestava „T“

Počet pólů	Zvlnění [dB]	L1 [μH]	L2 [μH]	L3 [μH]	L4 [μH]	L5 [μH]	C1 [pF]	C2 [pF]	C3 [pF]	C4 [pF]
3	1	16,10	16,10	–	–	–	3 164,3	–	–	–
3	0,1	8,21	8,21	–	–	–	3 652,3	–	–	–
3	0,01	5,007	5,007	–	–	–	3 088,5	–	–	–
5	1	16,99	23,88	16,99	–	–	3 473,1	3 473,1	–	–
5	0,1	9,126	15,72	9,126	–	–	4 364,7	4 364,7	–	–
5	0,01	6,02	12,55	6,02	–	–	4 153,7	4 153,7	–	–
7	1	17,24	24,62	24,62	17,24	–	3 538,0	3 735,4	3 538,0	–
7	0,1	9,40	16,68	16,68	9,40	–	4 528,9	5 008,3	4 528,9	–
7	0,01	6,342	13,91	13,91	6,342	–	4 432,2	5 198,4	4 432,2	–
9	1	17,35	24,84	25,26	24,84	17,35	3 562,5	3 786,9	3 786,9	3 562,5
9	0,1	9,515	16,99	17,55	16,99	9,515	4 591,9	5 146,2	5 146,2	4 591,9
9	0,01	6,481	14,36	15,17	14,36	6,481	4 542,5	5 451,2	5 451,2	4 542,5

Hodnoty součástek normované pro 1 MHz a 50 Ω.

Tab. 2.8. Dolní propust Čebyševova typu – sestava π

Počet pólů	Zvlnění [dB]	C1 [pF]	C2 [pF]	C3 [pF]	C4 [pF]	C5 [pF]	L1 [μH]	L2 [μH]	L3 [μH]	L4 [μH]
3	1	6 441,3	6 441,3	–	–	–	7,911	–	–	–
3	0,1	3 283,6	3 283,6	–	–	–	9,131	–	–	–
3	0,01	2 002,7	2 002,7	–	–	–	7,721	–	–	–
5	1	6 795,5	9 552,2	6 795,5	–	–	8,683	8,683	–	–
5	0,1	3 650,4	6 286,6	3 650,4	–	–	10,91	10,91	–	–
5	0,01	2 407,5	5 020,7	2 407,5	–	–	10,38	10,38	–	–
7	1	6 896,4	9 847,4	9 847,4	6 896,4	–	8,85	9,34	8,85	–
7	0,1	3 759,8	6 673,9	6 673,9	3 759,8	–	11,32	12,52	11,32	–
7	0,01	2 536,8	5 564,5	5 564,5	2 536,8	–	11,08	13,00	11,08	–
9	1	6 938,3	9 935,8	10 105,0	9 935,8	6 938,3	8,906	9,467	9,467	8,906
9	0,1	3 805,9	6 794,5	7 019,9	6 794,5	3 805,9	11,48	12,87	12,87	11,48
9	0,01	2 592,5	5 743,5	6 066,3	5 743,5	2 592,5	11,36	13,63	13,63	11,36

Hodnoty součástek normované pro 1 MHz a 50 Ω.

Z tabulky zjistíme, že indukčnost je $16,1 \mu\text{H}$ a kapacita $3\,164,3 \text{ pF}$ pro normovaný člunek 1 MHz a 50Ω . Přepočítáme hodnoty pro žádaných 10 MHz :

$$L_{10} = 16,1 : 10 = 1,61 \mu\text{H}$$

a $C_{10} = 3\,164,3 : 10 = 316,43 \text{ pF}$.

Jelikož člunek má pracovat se vstupním a výstupním odporem 75Ω , provedeme další přepočet pro nový R_z :

$$L = 1,61 \mu\text{H} \cdot \frac{75}{50} = 1,61 \cdot 1,5 = 2,415 \mu\text{H};$$

$$C = 316,43 \cdot \frac{50}{75} = 316,43 \cdot 0,666 = 210,93 \text{ pF}.$$

Čím přesněji vypočítané hodnoty dodržíme, tím více se vlastnosti filtru budou blížit žádaným vlastnostem.

Tab. 2.9. Horní propust Čebyševova typu – sestava „T“

Počet pólů	Zvlnění [dB]	C1 [pF]	C2 [pF]	C3 [pF]	C4 [pF]	C5 [pF]	L1 [μH]	L2 [μH]	L3 [μH]	L4 [μH]
3	1	1 573,0	1 573,0	–	–	–	8,005	–	–	–
3	0,1	3 085,7	3 085,7	–	–	–	6,935	–	–	–
3	0,01	5 059,1	5 059,1	–	–	–	8,201	–	–	–
5	1	1 491,0	1 060,7	1 491,0	–	–	7,293	7,293	–	–
5	0,1	2 775,6	1 611,7	2 775,6	–	–	5,803	5,803	–	–
5	0,01	4 208,6	2 018,1	4 208,6	–	–	6,098	6,098	–	–
7	1	1 469,2	1 028,9	1 028,9	1 469,2	–	7,160	6,781	7,160	–
7	0,1	2 694,9	1 518,2	1 518,2	2 694,9	–	5,593	5,058	5,593	–
7	0,01	3 994,1	1 820,9	1 820,9	3 994,1	–	5,715	4,873	5,715	–
9	1	1 460,3	1 019,8	1 002,7	1 019,8	1 460,3	7,110	6,689	6,689	7,110
9	0,1	2 662,2	1 491,2	1 443,3	1 491,2	2 662,2	5,516	4,922	4,922	5,516
9	0,01	3 908,2	1 764,1	1 670,2	1 764,1	3 908,2	5,576	4,647	4,647	5,576

Hodnoty součástek normované pro 1 MHz a 50Ω .

Tab. 2.10. Horní propust Čebyševova typu – sestava π

Počet pólů	Zvlnění [dB]	L1 [μH]	L2 [μH]	L3 [μH]	L4 [μH]	L5 [μH]	C1 [pF]	C2 [pF]	C3 [pF]	C4 [pF]
3	1	3,932	3,932	–	–	–	3 201,7	–	–	–
3	0,1	7,714	7,714	–	–	–	2 774,2	–	–	–
3	0,01	12,65	12,65	–	–	–	3 280,5	–	–	–
5	1	3,727	2,652	3,727	–	–	2 917,3	2 917,3	–	–
5	0,1	6,939	4,029	6,939	–	–	2 321,4	2 321,4	–	–
5	0,01	10,52	5,045	10,52	–	–	2 439,3	2 439,3	–	–
7	1	7,159	5,014	5,014	7,159	–	1 469,2	1 391,6	1 469,2	–
7	0,1	6,737	3,795	3,795	6,737	–	2 237,2	2 023,1	2 237,2	–
7	0,01	9,985	4,552	4,552	9,985	–	2 286,0	1 949,1	2 286,0	–
9	1	3,651	2,549	2,507	2,549	3,651	2 844,1	2 675,6	2 675,6	2 844,1
9	0,1	6,656	3,728	3,608	3,728	6,656	2 206,5	1 968,9	1 968,9	2 206,5
9	0,01	9,772	4,410	4,176	4,410	9,772	2 230,5	1 858,7	1 858,7	2 230,5

Hodnoty součástek normované pro 1 MHz a 50Ω

■ Literatura

- [1] *Borovička Jiří*: Měření 1, PZAR sv. 3. ÚV Svazarmu 1982.
- [2] *Borovička Jiří*: Vstupní obvody přijímačů, mezifrekvenční zesilovače a demodulátory. PZAR sv. 1, ÚV Svazarmu 1979.
- [3] *Geryk, Vl., Ing.*: Základní poznatky amatérské radiotechniky. PZAR sv. 1, ÚV Svazarmu 1979.
- [4] *Woodward and Staff*: The Radio Amateur's Handbook. ARRL 1982.
- [5] *Waxweiler, R., Dr.*: Hochfrequenz – Zweitongenerator, CQ DL 9, 1980, str. 412–414.
- [6] *Hayward, W.*: 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, U. L., Dr.*: Evaluating noise sideband performance in oscillators. Ham radio, October 1978, str. 56.
- [9] *Achilles, G.*: Darstellung eines SSB-Zweitonsignals mit dem Oszilloskop. CQ DL 3/1980, str. 116–119.
- [10] *Mašek, Vl., Ing.*: Budicí a výkonové zesilovače. PZAR sv. 2, ÚV Svazarmu 1980.
- [11] Sdělovací technika č. 7/1979, str. 279.
- [12] *Vackář, J., Ing., CSc.*: Škola měřicí techniky. Amatérské radio – A, 6/1976, str. 221.
- [13] *Jordán, K., Ing., CSc.*: Antény. PZAR sv. 2, ÚV Svazarmu 1980.
- [14] *Geryk, Vl., Ing.*: Mezi anténou a zemí. Amatérské rádio 7/1972, str. 271–272.
- [15] *Pappot, G.*: Noise bridge. Ham radio, January 1973, str. 62–64.
- [16] *Fischer, K. H.*: Antennenbau und Optimierung mit Hilfe der Antennenrauschbrücke. CQ DL 10/1981.
- [17] *Borovička, J.*: Měřič PSV. Amatérské radio 3/1972, str. 113–115.
- [18] *Geryk Vl., Ing.*: Modulátory, obvody tvarování a komutace signálu. PZAR sv. 2, ÚV Svazarmu 1980.

Ing. Vladimír Geryk, OK1BEG

TECHNIKA JEDNOPÁSMOVÉHO PROVOZU

Než přistoupíme k vlastnímu tématu této kapitoly, považujeme za užitečné zmínit se o telegrafním signálu a o některých aspektech přenosu telegrafních signálů.

Modulační signály

Jako užitečné signály přenášíme v radiotechnice:

- a) telegrafní signály,
- b) dálkopisné signály,
- c) hovorové signály,
- d) televizní signály,
- e) jiné signály.

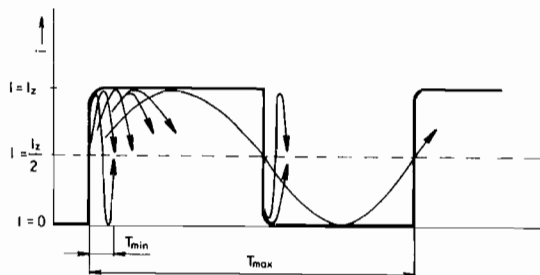
Telegrafní signál

Telegrafní signál je dvouhodnotový, tj. se dvěma jednoznačnými stavy. První stav (hodnota) je existence signálu (tj. signál je zapnut – zaklíčován). Druhý stav je neexistence, nepřítomnost tohoto signálu. Telegrafní signál lze nejsnadněji získat klíčováním (zapínáním a vypínáním) stejnosměrného proudu.

Při klíčování stejnosměrného proudu nemůže dojít k jeho změně z nulové hodnoty na ustálenou hodnotu I_k za nekonečně krátkou dobu. Pomocí Fourierovy transformace lze ukázat, že klíčovaný průběh je tvořen stejnosměrnou složkou a celým seskupením střídavých proudů s rozličnými amplitudami a vzájemnými fázovými posuny, jejichž kmitočty jsou celistvými násobky kmitočtu, odpovídajícího zá-

kladní periodě průběhu. Tuto periodu si podle obr. 3.1 označíme jako T_{\max} . Perioda odpovídá kmitočtově nejnižší střídavé složce, kterou budeme nazývat základní kmitočet:

$$f_z = \frac{1}{T_{\max}}$$



Obr. 3.1. Určení délky časových konstant klíčovacího průběhu

Nejvyšší kmitočtová složka, kterou nemůžeme zanedbat, bude souviset s šířkou náběžné, resp. sestupné hrany. Pro jednoduchost předpokládejme, že $\tau_n = \tau_s = \tau$. Nejvyšší kmitočet spektra pak bude dán přibližným vztahem

$$f_{\max} = \frac{1}{T_{\min}} = \frac{1}{2\pi\tau}$$

Bude-li se průběh uvedený na obr. 3.1b periodicky opakovat, bude kmitočet f_{\max} nejvyšším nezanedbatelným kmitočtem ze spektra kmitočtů f_k

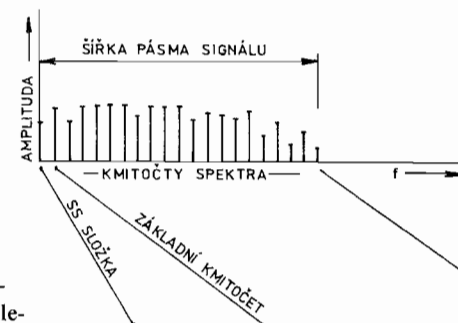
$$f_k = k \cdot f_z, \text{ kde } k = 1, 2, 3 \dots$$

Celočíselná konstanta k je řád příslušného harmonického kmitočtu. Pro přenos pravouhlých impulsů se kromě stejnosměrné složky předpokládá vždy přenos alespoň prvních desíti harmonických kmitočtů. Z telegrafní praxe je jako velmi dobře vyhovující odzkoušena hodnota $k = 20$. Kmitočtové spektrum takového signálu není spojitě (jako například spektrum šumu), ale je tvořeno v našem případě alespoň dvaceti diskrétními kmitočty a stejnosměrnou složkou (obr. 3.2).

Budeme-li například klíčovat nepřetržitou sérii teček rychlostí 300 teček za minutu (tj. 5 teček za sekundu, asi 60 znaků za minutu PARIS), bude $T_{\max} = 200$ ms a $f_z = 5$ Hz. Bude-li dále délka náběžné a sestupné hrany $\tau = 1,5$ ms, bude $T_{\min} = 10$ ms a nejvyšší kmitočet

spektra f_{\max} .

$$f_{\max} = \frac{1}{2} = \frac{1}{6,28 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}} = 100 \text{ Hz.}$$



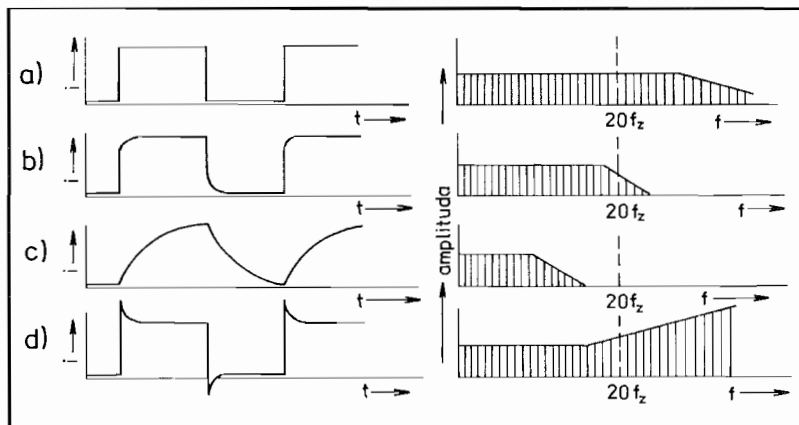
Obr. 3.2. Spektrum diskrétních kmitočtů při konstantní rychlosti klíčování telegrafního signálu

Stejnosečná složka tohoto průběhu bude mít (při poměru tečka: mezera = 1:1) hodnotu proudu $I_{ss} = 0,5 I_k$. Rozkmit střídavé složky bude $\pm 0,5 I_k$. Kdo nevěří, může si uvedený průběh navázat přes oddělovací kondenzátor s dostatečně velkou kapacitou. Střídavá složka bude složena nejméně z 20 harmonických kmitočtů f_k .

$$f_k = k \cdot f_z.$$

Budeme-li místo teček vysílat touto rychlostí Morseovu abecedu, zůstane horní mezní kmitočet spektra zachován, neboť je určen vztahem k časové konstantě τ . Měnit se bude skladba čárového spektra signálu. Šíří kmitočtového spektra telegrafního signálu musí respektovat šíře propustného pásma všech obvodů, kterými se telegrafní signál přenáší. Obvody, které jsou při vysílání ve vysílači klíčovány, nemají zpravidla jednoduché obvodové zapojení, obsahují řadu aktivních i pasivních prvků. Opomeneme-li kontrolovat u těchto obvodů průběh hran impulsů signálu, může (a často se tak stává) dojít k vytvoření průběhů znázorněných na obr. 3.3a, c, d. Vpravo od průběhu značky je znázorněn přibližný průběh úrovně kmitočtových složek.

Průběh na obr. 3.3a je nefiltrované, kmitočtově neomezené klíčování. Pokles úrovně vyšších harmonických nastává spíše díky parazitním filtračním kapacitám a jiným vlastnostem klíčovaných obvodů.



Obr. 3.3. Průběhy klíčovacích signálů a jejich kmitočtové spektrum

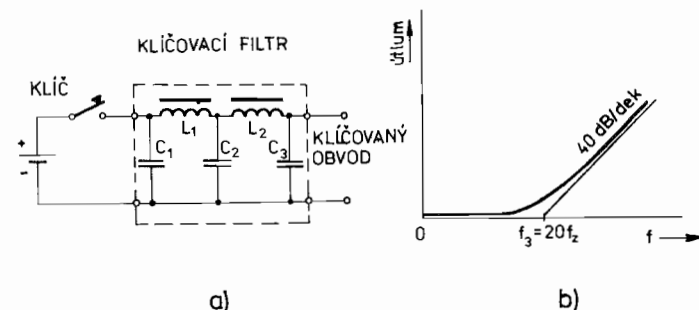
Klíčování je „ostré“; klíčujeme-li tímto průběhem vysílač, jsou nad i pod nosným kmitočtem slyšet rázy (tj. vyšší harmonické) klíčování.

Průběh na obr. 3.3b je správný, kmitočtově shora omezený průběh klíčování, se zlomovým kmitočtem zařazeného klíčovacího filtru někde v okolí $20 f_z$.

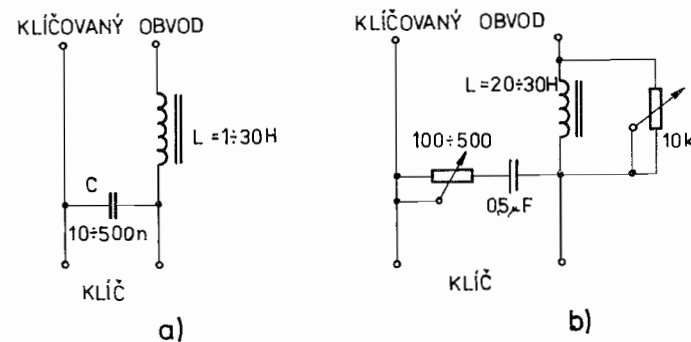
Průběh podle obr. 3.3c odpovídá přehnané filtraci. Klíčovaný průběh je kmitočtově omezen mnohem níže, než je potřebné. Při dané rychlosti klíčování dochází k zakulacení značek a narušení jejich čitelnosti. Tento jev můžeme nejčastěji pozorovat při příjmu telegrafie velmi úzkopásmovými přijímači. Často se jeví jako doznívání (např. u násobičů Q).

Průběh na obr. 3.3d vzniká při nesprávné funkci vysílače (např. při poklesu napájecího napětí vysílače po zaklíčování, změně pracovního bodu během trvání značky apod.) a je provázen přímo vějířem vyšších a vysokých harmonických kmitočtů. Tyto harmonické se rozkládají po obou stranách nosného kmitočtu a zasahují někdy i oblasti desítky kHz vzdálené. Mezi radiotelegrafisty jsou známy pod názvem „kliky“.

Požadovaného průběhu klíčovacího signálu lze dosáhnout tak, že klíčovaný obvod vybavíme klíčovacím filtrem. Bude to v podstatě



Obr. 3.4. Klíčovací filtr: a – dolnofrekvenční LC propust se zlomovým kmitočtem $f_3 = 20 f_z$ jako ideální klíčovací filtr; b – útlumová charakteristika tohoto filtru

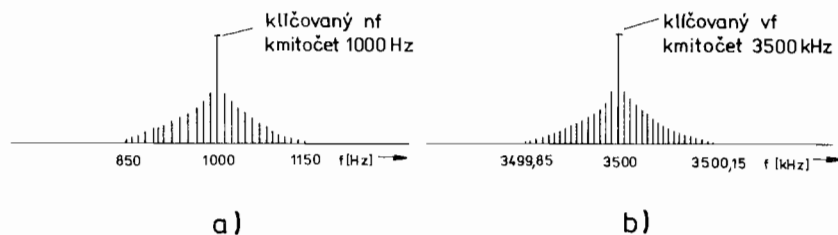


Obr. 3.5. a – jednoduchý klíčovací filtr; b – totéž zapojení doplněné o nastavovací prvky obvodu

dolnofrekvenční propust s kmitočtovým průběhem přibližně podle obr. 3.4b vpravo. Zlomový kmitočtem f_{max} budeme volit podle šíře spektra klíčujícího signálu. Pro telegrafii to bude asi 100 až 120 Hz. Použité kondenzátory a indukčnosti vycházejí proto poměrně velké, nároky na jejich toleranci jsou však poměrně malé. Zapojení klasických klíčovacích filtrů jsou na obr. 3.5a, b. Obvod v levé části obrázku je sice jednoduchý, ale velmi účinný. Kdo by chtěl tvar značek nastavit, může použít schéma zapojení v pravé části obrázku.

Při klíčování telegrafních vysílačů, jejichž stupně pracují ve třídě C, dochází při zaklíčování i k vlastním přechodovým jevům jednotlivých klíčovaných stupňů. Proto se u těchto zařízení používá tzv. diferenciální klíčování. Princip diferenciálního klíčování spočívá v pořadí zaklíčování a odklíčování jednotlivých stupňů. Při zaklíčování se nejdříve zapojují do funkce vnitřní obvody (oscilátor, směšovače atd.) a nakonec obvod budicího nebo koncového stupně. Tím se potlačí vysílání počátečních náběhových jevů vnitřních stupňů vysílače. Při odklíčování je tomu naopak, nejdříve se odpojí budicí stupeň a posléze vnitřní obvody. Tím se zamezí vysílání doběhových jevů. Časová diference mezi spínáním klíčovacího obvodu pro vnitřní stupeň a klíčovacího obvodu pro budicí stupeň je řádově desítky ms. Klíčovací filtr používáme pak pro tvarování značky budicího stupně.

Při klíčování nízkofrekvenčního tónu nebo vysokofrekvenčního signálu dojde k součtovému a rozdílovému složení spektra telegrafního signálu s tímto nosným kmitočtem (obr. 3b). V obou případech vidíme, že šířka pásma takového „namodulovaného“ signálu je dvakrát větší, než byla původní šířka kmitočtového spektra stejnosměrného klíčovaného proudu.



Obr. 3.6. a – postranní pásma u klíčovaného nf tónu 1 kHz při klíčovací rychlosti 100 zn/min; b – postranní pásma u klíčovaného vf kmitočtu 3 500 kHz při stejné klíčovací rychlosti

Tato šířka pásma

$$B_{CW} = 2 \cdot f_{max}$$

Oblíbená šířka kmitočtového pásma telegrafních přijímačů

$B_w = 300$ Hz je podle předchozího rozboru vhodná pro telegrafní rychlosti do 100 značek za minutu (zde je $f_{max} = 150$ Hz). Potřebná šířka pásma telegrafního přijímače v závislosti na rychlosti klíčování je uvedena ve druhém odstavci tab. 3.1. Tabulka je zpracována i pro pomalé rychlosti klíčování, neboť při speciálních druzích provozu (kosmický, odraz od Měsíce apod.) se používá velmi malých šířek propustného pásma (řádově desítky Hz). Z tabulky vyplývá, proč při takových extrémních šířkách propustného pásma je nutno používat velmi nízké rychlosti klíčování.

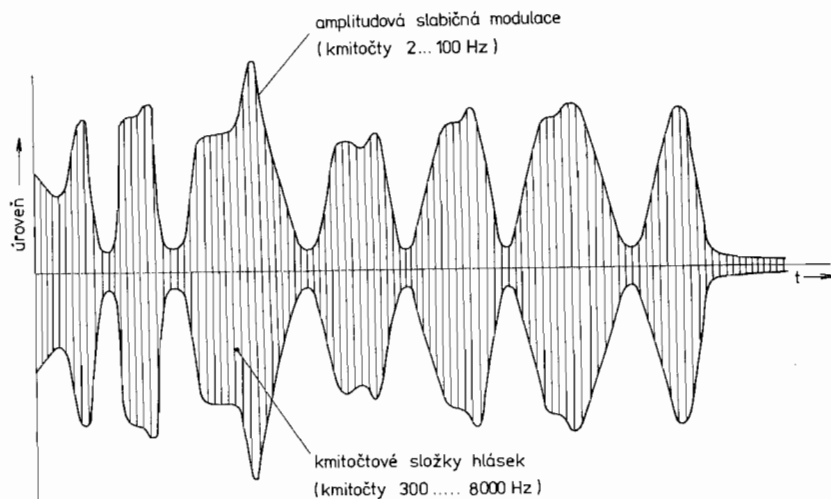
Tab. 3.1. Potřebná šířka pásma telegrafního přijímače a minimální záznějový kmitočet v závislosti na rychlosti klíčování

Telegrafní rychlost [značek za minutu]	Kmitočet el. pulsů [Hz]	Šířka pásma CW [Hz]	Min. záznějový kmitočet [Hz]
10	1,7	40	140
20	3,5	75	250
40	6,9	150	490
80	13,9	280	970
120	21	410	1 460
160	27	600	1 850

U nízkofrekvenčního klíčovaného generátoru (nebo také u tónu zázněje v přijímači) platí další pravidlo – tzv. Shannon-Kotělnikovův teorém. Podle tohoto pravidla musí být pro dostatečně účinný přenos klíčovaný kmitočet alespoň 6x (ale zpravidla požadujeme 10x) vyšší než nejvyšší přenášené složky klíčujícího signálu. Z této souvislosti pak vyplývá, že klíčujeme-li vyšší rychlostí nízký tón, dochází ke ztrátě čitelnosti značek (možno ostatně vyzkoušet). Pro telegrafní přijímače pak je nutné správně volit výšku záznějového kmitočtu. Například pro rychlost 100 znaků za minutu je nejnižší doporučený kmitočet 1 000 Hz. Ostatní rychlosti klíčování mají své minimální kmitočty zázněje uvedeny v tab. 3.1.

Lidský hlas

Na obr. 3.7 je znázorněn slabičný (amplitudový) charakter lidského hlasu, jak jej můžeme pozorovat sejmutý mikrofonom na pomaloběžném osciloskopu. Šrafování na tomto průběhu odpovídá kmitočtovým složkám 300 až 8 000 Hz. Obalová křivka průběhu je slabičná amplitudová modulace, která má ovšem také své kmitočtové spektrum. Základní kmitočty této slabičné modulace jsou v kmitočtové oblasti do 10 Hz, celé kmitočtové spektrum je přibližně do 100 Hz.



Obr. 3.7. Slabičný charakter lidské řeči

Amplitudová složka lidského hlasu má určitý rozsah úrovní, daných jednak silou hlasu, jednak jeho dynamikou. Běžný lidský hlas v nevzrušené intonaci nepřesahuje rozmezí 20 až 26 dB. Zdůrazněný umělecký přednes má dynamiku přes 30 dB.

Dynamiku hovorového signálu zmenšují obvody nazývané kompondory (nebo také kompresory). Obvody pro zpětné obnovení dynamického rozsahu se nazývají expandery.

Přenos signálu pomocí rádiových vln

Modulace vysokofrekvenčního signálu

Bude-li modulační signál ovlivňovat amplitudu vysokofrekvenčního signálu, jedná se o amplitudovou modulaci (AM). Modulujeme-li kmitočet f rádiového signálu, jde o kmitočtovou modulaci (FM).

Fázová modulace v jistém smyslu souvisí s kmitočtovou modulací. Obě tyto modulace zahrnujeme často pod společný název úhlová modulace. Úhlovou modulací a její technikou se zabýváme v dalším textu. Modulační signály mohou být buď analogové (plynule přecházející z jedné blízké hodnoty do druhé) nebo digitální (dvouhodnotové, mající jen dva stavy nebo úrovně).

Uvedenou zkratkou AM označujeme amplitudovou modulaci i v běžném hovor. Starší, dodnes doznívající označení amplitudové modulace a manipulace (manipulací bývá někdy označováno klíčování nosného nebo jiného kmitočtu) je písmeno A s číslem, udávajícím druh modulačního signálu:

- A1 – telegrafie přerušovanou nosnou vlnou (CW),
- A2 – tónová telegrafie,
- A3 – amplitudová modulace hovorovým signálem (AM),
- A3J – amplitudová modulace s potlačenou nosnou a jedním postranním pásmem (SSB),
- A5C – televize atd.

Nověji (od poslední konference Mezinárodní telekomunikační unie) se zavádí mezinárodní označení, které je uvedeno v tabulce 3.2. K uvedeným zkratkám se dále přidává další písmeno, označující opět druh modulačního signálu:

- A – Morseova abeceda,
- B – radiodálnopisné signály (Baudot, ASCII, Amtor atd.),
- C – faksimile,
- D – dálkové ovládání (např. převáděčů, modelů apod.),
- E – radiotelefonie,
- F – televize a videosignály.

Podle této nové klasifikace označujeme radiotelefonní signály am-

plitudové modulace s jedním postranním pásmem (SSB) zkratkou J3E. Telegrafní signál, vznikající klíčováním nosné, bude označen A1A, telegrafní signál vznikající v SSB vysílači klíčováním modulačního kmitočtu bude J3A. Radiodálnopis klíčovaný kmitočtovým posuvem (FSK) bude označen F1B. Vzniká-li prakticky tentýž signál jako posuv dvou modulačních kmitočtů (AFSK), bude mít označení J3B.

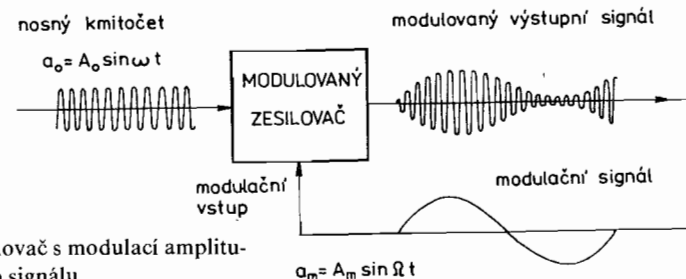
Tab. 3.2. Druhy rádiového provozu

Druh rádiového provozu	Normalizovaná zkratka
Klíčování nosného kmitočtu (CW)	A1
Amplitudová modulace (AM)	A3
AM se dvěma postranními pásmy a potlačenou nosnou (DSB)	D3
AM s jedním postranním pásmem a potlačenou nosnou (SSB)	J3
Klíčování posuvem kmitočtu (FSK)	F1
Kmitočtová modulace (FM)	F3
Klíčování skokem fáze	G1
Fázová modulace (PM)	G3

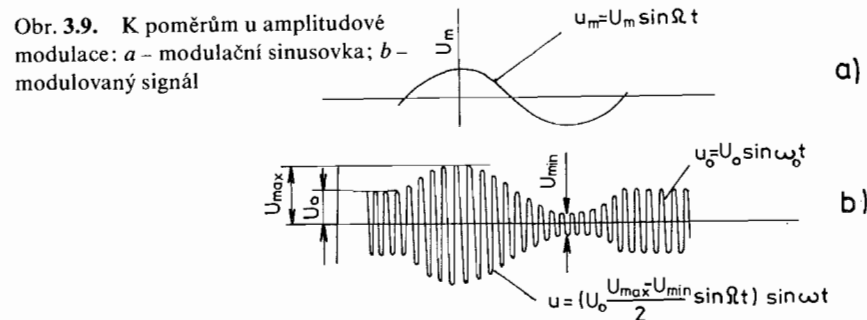
Amplitudová modulace a odvozené způsoby modulace

Vzhledem k tomu, že amplituda signálu se zvyšuje (zesiluje) v zesilovačích, jeví se jako nejpřístupnějším modulátorem amplitudy zesilovač, u kterého měníme stupeň zesílení procházejícího signálu (obr. 3.8). Dále může být amplitudovým modulátorem stupeň, jehož průchozí útlum se dá ovládat modulujícím signálem.

Celkem jednoduchý děj změny amplitudy si popíšeme také matematicky. K zavedení symbolů použijeme obr. 3.9, na kterém je v části a znázorněna jedna sinusovka modulačního tónu o kmitočtu f_m . V dalších výrazech budeme používat kruhový modulační kmitočet Ω , který je vyjádřen v rad/s, tj. v délkách obloukové míry za sekundu. Délka jedné otáčky je v této míře 2π , proto je kruhový kmitočet proti normálnímu kmitočtu (udávanému v Hz) číselně vždy 2π krát vyšší.



Obr. 3.8. Zesilovač s modulací amplitudy zesilovaného signálu



Obr. 3.9. K poměrům u amplitudové modulace: a - modulační sinusovka; b - modulovaný signál

Kruhový modulační kmitočet tedy bude

$$\Omega = 2\pi f_m.$$

Při modulaci jedním tónem o kmitočtu f_m bude mít modulační signál průběh daný vztahem

$$u_m = U_m \sin \Omega t,$$

kde U_m je vrcholová hodnota napětí modulačního signálu. Nemodulovaný vysokofrekvenční signál bude mít vrcholovou hodnotu napětí U_0 a průběh bude dán vztahem

$$u_0 = U_0 \sin \omega_0 t.$$

Při amplitudové modulaci se vrcholová hodnota napětí nosné U_0 mění podle modulačního signálu mezi dvěma hodnotami rozkmitu U_{max} a U_{min} , což se může zapsat takto:

$$U_{mod} = U_0 + \frac{U_{max} - U_{min}}{2} \sin \Omega t,$$

kde U_{mod} je průběh obálky modulovaného signálu.

Zbývá napsat celkovou rovnici amplitudově modulovaného signálu

$$u_{\text{mod}} = U_{\text{mod}} \sin \omega_0 t = \left(U_0 + \frac{U_{\text{max}} - U_{\text{min}}}{2} \sin \Omega t \right) \sin \omega_0 t.$$

V této rovnici nejprve nahradíme poloviční rozdíl maxima a minima modulovaného průběhu vrcholovou hodnotou U_m :

$$\frac{U_{\text{max}} - U_{\text{min}}}{2} = U_m$$

a pak použijeme větu o součinu goniometrických funkcí. Dostaneme známý tvar rovnice

$$u_{\text{mod}} = \underbrace{U_0 \sin \omega_0 t}_{\text{nosný kmitočet}} + \underbrace{\frac{U_m}{2} \cos(\omega_0 - \Omega) t}_{\text{dolní postranní kmitočet}} + \underbrace{\frac{U_m}{2} \cos(\omega_0 + \Omega) t}_{\text{horní postranní kmitočet}}$$

ze kterého je zřejmá skladba tónem amplitudově modulovaného signálu. Po obou stranách nosného kmitočtu $f_0 = \omega_0/2\pi$ vzniknou postranní kmitočty f_d a f_h . Dolní postranní kmitočet f_d bude o modulační kmitočet nižší

$$f_d = f_0 - f_m$$

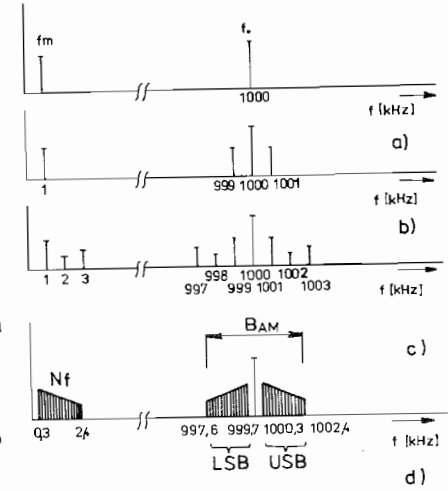
a horní postranní kmitočet f_h bude zase o modulační kmitočet f_m vyšší než f_0 :

$$f_h = f_0 + f_m.$$

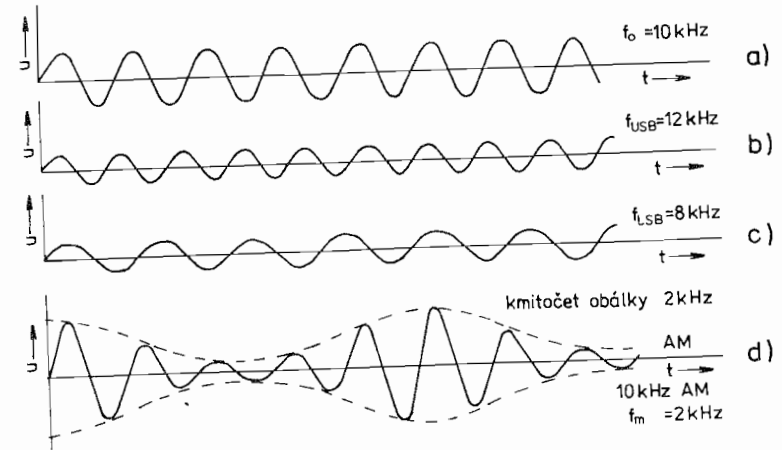
Kmitočtové poměry jsou vyneseny na obr. 3.10 na kmitočtové ose. V části *a* obrázku jsou znázorněny modulační kmitočty f_m a modulovaný kmitočet f_0 . Kmitočet $f_m = 1$ kHz, kmitočet f_0 zvolíme pro jednoduchost 1 000 kHz. Modulaci pak vznikají postranní kmitočty okolo nosné $f_0 = 1$ 000 kHz, a to $f_d = 999$ kHz a $f_h = 1$ 001 kHz, oba v odstupe 1 kHz od nosného kmitočtu.

Pro podrobné objasnění, jak vlastně tento známý průběh amplitudové modulace vzniká, si mohou ti, kteří neradi počítají, prohlédnout grafické složení tří průběhů: nosného kmitočtu, který bude v tomto případě velmi nízký ($f_0 = 10$ kHz), dále dolního postranního kmitočtu $f_d = 8$ kHz a horního postranního kmitočtu $f_h = 12$ kHz (obr. 3.11). Oba tyto kmitočty vznikají modulací nosné amplitudovou modulací, při čemž modulační kmitočet je 2 kHz. Výsledný modulovaný průběh je v každém okamžiku součtem úrovní všech tří kmitoč-

tů, což si můžeme např. pravítkem ověřit. Všimněte si i pravděpodobných fázových posuvů obalové křivky apod.



Obr. 3.10. Amplitudová modulace a její kmitočtové poměry: *a* – nosný kmitočet a modulační kmitočet 1 kHz před modulací; *b* – kmitočtové rozložení AM signálu s $f_0 = 1$ 000 kHz a $f_m = 1$ kHz; *c* – totéž s modulačními kmitočty 1 kHz, 2 kHz a 3 kHz; *d* – modulační hovorový signál (spektrum hovorového signálu a jeho rozložení v okolí nosné vlny)



Obr. 3.11. Znázornění poměrů při amplitudové modulaci: *a* – nosný kmitočet 10 kHz; *b* – horní postranní kmitočet 12 kHz; *c* – dolní postranní kmitočet 8 kHz; *d* – grafický součet jednotlivých složek

Na obr. 3.10c jsou znázorněny kmitočtové poměry při použití tří modulačních průběhů $f_{m1} = 1$ kHz, $f_{m2} = 2$ kHz a $f_{m3} = 3$ kHz. S těmito třemi modulačními signály modulujeme nosnou vlnu opět o kmitočtu $f_0 = 1\,000$ kHz. Každý ze zmíněných modulačních kmitočtů vytvoří dva postranní kmitočty, jeden v horním postranním pásmu a druhý v dolním postranním pásmu. V dolním postranním pásmu, které můžeme dále označovat zkratkou LSB (z angl. lower sideband – dolní postranní pásmo), se budou nacházet tři kmitočty (997, 998 a 999 kHz). Podobně v horním postranním pásmu, které budeme označovat zkratkou USB (z angl. upper sideband – horní postranní pásmo), se opět budou nacházet symetricky další tři kmitočty (1 001, 1 002 a 1 003 kHz). Všimněme si na uvedeném obrázku, že postranní kmitočty, odpovídající jednotlivým modulačním složkám, jsou v pásmu USB ve stejném pořadí a ve stejné orientaci jako v nízkofrekvenčním modulačním pásmu. Dále si všimněte, že u pásma LSB je toto pořadí kmitočtů obrácené. Říkáme, že pásmo LSB je proti pásmu USB a nf pásmu invertováno (obráceno).

V části *d* uvedeného obrázku je jako modulační signál přiveden do procesu modulace hovorový signál. Tento signál budeme pro jednoduchost znázorňovat jako kmitočtově vymezený, a to dolním kmitočtem 0,3 kHz a horním kmitočtem 2,4 kHz. Graficky jej budeme označovat lichoběžníkovým vyznačením klesající amplitudy s rostoucím kmitočtem hovorového signálu. Modulujeme-li s takovýmto signálem opět nosný kmitočtem $f_0 = 1\,000$ kHz, vzniknou okolo něj spojitá postranní pásma o těchto hraničních kmitočtech:

- pásmo LSB: nejnižší kmitočť 997,6 kHz,
nejvyšší kmitočť 999,7 kHz,
- pásmo USB: nejnižší kmitočť 1 000,3 kHz,
nejvyšší kmitočť 1 002,4 kHz.

Opačné sešikmení v grafickém vyobrazení LSB pásma naznačuje jeho kmitočtovou inverzi.

Ze znázornění uvedených kmitočtových složek AM signálu si můžeme odvodit i šíři kmitočtového pásma amplitudové modulace B_{AM} . Je celkem zřejmé, že

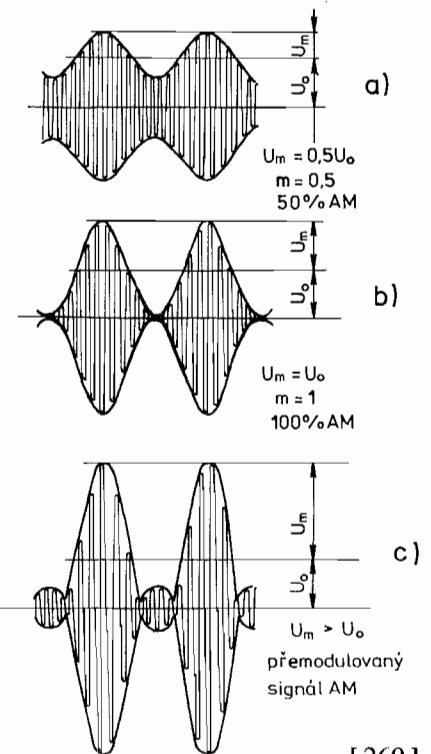
$$B_{AM} = 2 f_{m \max},$$

kde $f_{m \max}$ je nejvyšší modulační kmitočť.

U amplitudové modulace můžeme modulovat nosnou vlnu v různých mířech. Na obr. 3.12a je znázorněn amplitudově modulovaný signál, jehož modulační rozkmit U_m je poloviční proti rozkmitu nosného kmitočtu U_0 . Poměru

$$m = \frac{U_m}{U_0} \text{ nebo v procentech } m = \frac{U_m}{U_0} \cdot 100 \%$$

říkáme hloubka modulace. Vyjadřujeme jej buď jako číslo menší nebo rovno jedné, nebo častěji v procentech. V uvedeném případě je $m = U/U_0 = 0,5$ nebo 50 %. V části *b* téhož obrázku dosahuje znázorněný kmitočť modulace U_m hodnoty U_0 . Je to maximální stupeň promodulování ($m = 1,0$ neboli 100 %). Vyšší úroveň modulačního signálu způsobí tzv. přemodulování nosného kmitočtu. Při přemodulování přestane obálka AM signálu odpovídat původnímu modulačnímu průběhu, dojde k silnému zkreslení přenášené modulace a ke vzniku parazitních postranních pásem. Přemodulování AM je proto provozně nepřijatelný stav.



Obr. 3.12. Hloubka amplitudové modulace vř signálu: *a* – hloubka modulace 50 %; *b* – hloubka modulace 100 %; *c* – přemodulovaný signál

Pojem hloubky modulační m zjednoduší uvedenou rovnicí amplitudové modulační na tvar

$$U_{\text{mod}} = U_0 \sin \omega_0 t + \frac{mU_0}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t + \frac{mU_0}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t.$$

Amplitudová modulační je historicky první použitý a dodnes používaný způsob přenosu hovorové modulační. Má jedinou výhodu – velmi jednoduchou demodulační. Tato skutečnost měla i význam společenský – velmi rychle umožnila šíření rádia mezi obyvatelstvem. Při usměrnění AM signálu vzniká v podstatě opačný postup než při modulační. Dojde k „směšování“ postranních pásem se silnější nosnou a vzniku nf signálu.

Nosný kmitočet je z informačního hlediska u amplitudové modulační neúčinným prvkem. Nese pouze informaci o poloze bodu s modulačním kmitočtem rovným nule na kmitočtové ose. Neúčinnost vysílání nosné je zřejmá zvláště v modulačních pauzách, kdy se nevyšílá žádná modulační. Vysílače AM je nutné konstruovat tak, aby snesly (při účinnosti něco málo přes padesát procent) trvalý ztrátový výkon, prakticky rovný vysílanému výkonu. To vedlo k pokusům řídit úroveň nosné v závislosti na stupni modulační (tzv. amplitudová modulační s řízenou nosnou). Dále se ukázalo účelné potlačit i signál jednoho ze dvou postranních pásem, zvýšit střední výkon modulačního signálu použitím účinných modulačních obvodů, omezit i kmitočtové modulační spektrum atd.

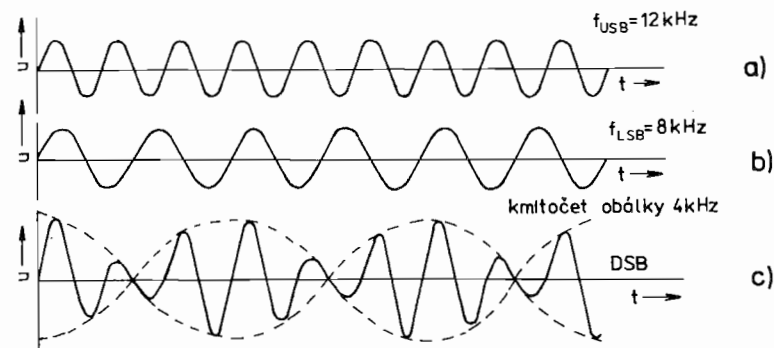
Radioamatéři přistoupili po vzoru profesionálních pracovišť nejprve k zásadnímu zvýšení komunikační účinnosti úplným potlačením nosného kmitočtu. Zbylý signál je složen ze signálů obou postranních pásem a označujeme jej jako signál DSB (z angl. double sideband – dvojitý postranní pásmo). Potlačení nosného kmitočtu lze nejlépe dosáhnout ve vyvážených zapojeních symetrických modulačních DSB, kde na výstupu jsou složky nosného kmitočtu navzájem v protifázi a vyruší se. Aby potlačení mělo smysl, je třeba dosáhnout jeho hodnotu asi 40 dB proti původní úrovni nosné.

Signál DSB si budeme ilustrovat opět na nosném kmitočtu (zde potlačeném nosném kmitočtu) 10 kHz – viz obr. 3.13. Po modulační modulačním kmitočtem $f_m = 2$ kHz dojde na výstupu modulačního k potlačení nosného kmitočtu $f_0 = 10$ kHz a zbudou dva postranní kmi-

točty $f_d = 8$ kHz a $f_h = 12$ kHz. Opět si můžeme výsledný tvar složit bod po bodu z průběhů obou kmitočtových složek výstupního signálu. Srovnáním s obdobným rozkreslením složek amplitudově modulačního signálu dojdeme k názoru, že vymizením nosného kmitočtu se změnil charakter obálky DSB signálu.

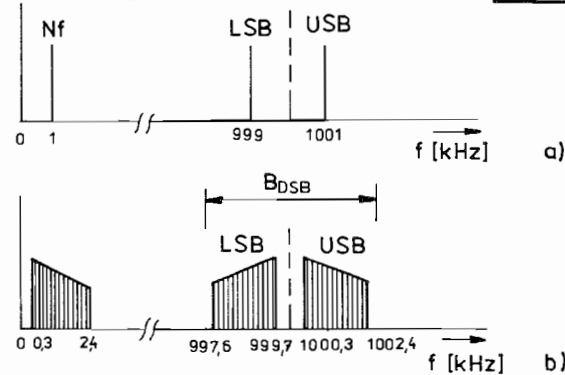
Kmitočtové rozložení složek signálu DSB na kmitočtové ose je na obr. 3.14. Jako příklad jsme opět zvolili nosný kmitočet $f_0 = 1000$ kHz. V části *a* obrázku je případ modulační jedním tónem o kmitočtu $f_m = 1$ kHz, v části *b* je pak signál DSB při modulační nf spektrem s kmitočty v rozmezí 0,3 až 2,4 kHz.

Šíře kmitočtového spektra DSB signálu je shodná se šíří amplitudově modulačního signálu.



▼ Obr. 3.14. Signál DSB: *a* – modulační nosné o kmitočtu 1 MHz kmitočtem 1 kHz; *b* – signál DSB při modulační nf hovorovým signálem

▲ Obr. 3.13. Skládání dvou výsledných kmitočtů při signálu DSB. Potlačená nosná má kmitočet 10 kHz a modulační kmitočet je 2 kHz



Používání signálu DSB jako provozního způsobu modulace ukázalo velké energetické úspory na vysílací straně. Demodulace pomocí uměle zaváděné vlny však byla dosti problematická, pro dosažení správného naladění vzhledem k postranním pásmům se vysílal i pomocný (tzv. pilotní kmitočet) apod. Přes všechna opatření se DSB signál na přijímací straně velmi špatně ladil. Potížím se nakonec čelilo tak, že vzhledem k souhlasnému obsahu přenášené informace není pro přenos modulace nutné přenášet postranní pásma obě, a tak bylo jedno postranní pásmo odstraněno.

Amplitudovou modulaci s potlačenou nosnou vlnou a jedním postranním pásmem nazýváme jednopásmovou modulací, ale častěji ji označujeme zkratkou SSB (z angl. single sideband – jedno postranní pásmo). Signál SSB je tedy signál, který v principu představuje kmitočtovou transpozici nízkofrekvenčního modulačního spektra do potřebné vysokofrekvenční kmitočtové oblasti. Tuto oblast určujeme volbou nosného kmitočtu f_0 . Výběrem postranního pásma určíme, jestli SSB signál bude transponován vzhledem k rozložení spektra ve stejném smyslu (USB) nebo v inverzním smyslu (LSB).

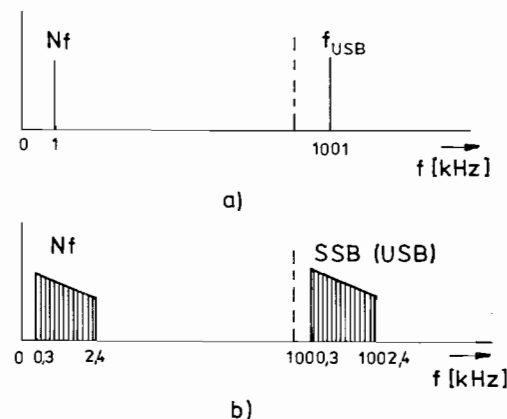
Kromě výhodnější a jednodušší demodulace nemusí mít SSB signál pomocnou nosnou v demodulátoru v přísném fázovém vztahu k postrannímu pásmu a snese i demodulaci pomocí nosné, která je i poněkud kmitočtově posunuta (kmitočtová odchylka asi ± 30 Hz je sluchem prakticky nepostřehnutelná, srozumitelnost se snižuje až při dva až třikrát větší odchylce). Další výhodou je, že šířka kmitočtového pásma SSB signálu je méně než poloviční ve srovnání s amplitudovou modulací, resp. signálem DSB se stejným modulačním spektrem. Je to ostatně možné pozorovat i na obr. 3.15, kde je na oblíbeném kmitočtu znázorněn USB signál.

Aby bylo možné posuzovat jakost signálu SSB, uvedeme parametry, které u tohoto signálu sledujeme a vyžadujeme pro radioamatérskou službu.

<i>Parametr</i>	<i>Doporučená hodnota</i>
Potlačení nosného kmitočtu	> 40 dB pod úrovní PEP
Potlačení opačného postranního pásma	> 40 dB pod úrovní PEP
Hluk a šum	> 40 dB pod úrovní PEP
Intermodulace 3. řádu	> 30 dB pod úrovní PEP

Intermodulace vyšších řádů	> 35 dB pod úrovní PEP
Dlouhodobá stabilita kmitočtu	< 100 Hz za hodinu
Šíře pásma SSB signálu	≤ 2 400 Hz

Zkratka PEP značí výkon ve vrcholech modulační obálky. Tímto pojmem se budeme zabývat v následujícím odstavci.



Obr. 3.15. Kmitočtové poměry u SSB signálu: a – signál USB; b – signál LSB (v obou případech modulujeme hovorovým signálem)

Výkonové poměry u AM, DSB a SSB

Výkonové poměry signálů AM, DSB a SSB budeme dále probírat z hlediska komunikační účinnosti, tj. nezbytně nutného výkonu, který postačí k přenesení dané modulační informace.

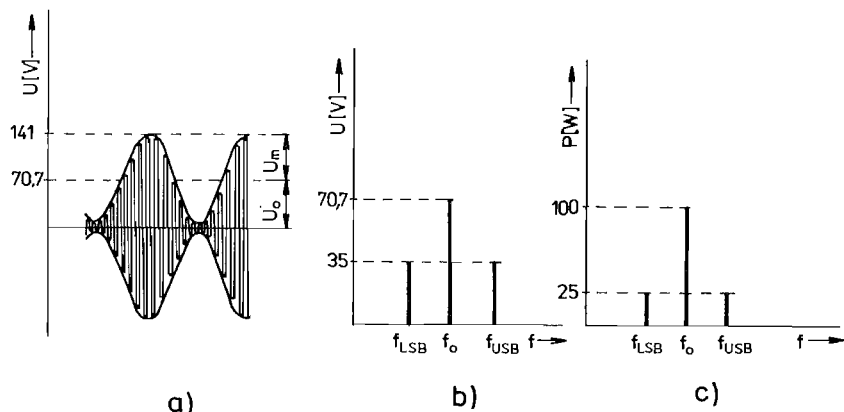
Výkon nemodulované nosné vlny bude dán vztahem

$$P_0 = \frac{U_0^2}{2R},$$

kde U_0 je vrcholové napětí nemodulovaného signálu nosné, dodávaného generátorem (vysílačem) tohoto signálu do výkonově přizpůsobené zátěže o odporu R . Pro jednoduchost výkladu budeme dále toto přizpůsobení vždy předpokládat.

Při stoprocentní amplitudové modulaci jedním tónem (viz obr. 3.16a) je hloubka modulace $m = 1$ a rozkmit nosné vlny U_0 je roven rozkmitu modulační obálky U_m . Ve špičkách modulační obálky pak bude vrcholové napětí $U_0 + U_m = 2 U_0$, tj. výkon ve vrcholech modulační obálky bude čtyřikrát vyšší, než byl výkon nosné

$$P_v = \frac{(2U_0)^2}{2R} = \frac{2U_0^2}{R}.$$



Obr. 3.16. Napěťové a výkonové poměry při amplitudové modulaci: a – průběh modulované nosné vlny; b – vrcholová napětí nosné a postranních pásem; c – výkon nosné a postranních pásem

Pojem „výkon ve vrcholech modulační obálky“ budeme označovat anglickou zkratkou PEP (z angl. peak envelope power). U amplitudové modulace musí vysílač takový výkon produkovat bez zkreslení modulační obálky. Občas bývá tento výkon označován jako „telegrafní výkon“.

Z rovnice pro amplitudově modulovaný signál vidíme, že vrcholová hodnota rozkmitu nastává tehdy, když se současně všechny tři goniometrické funkce rovnají 1 a hloubka modulace $m = 1$. V případě, který jsme uvedli, je modulační rozkmit $U_m = U_0$, ale současně z rovnice pro AM vyplývá, že se U_m skládá ze dvou polovičních rozkmitů

postranních kmitočtů. Budeme-li podle obr. 3.16a, b mít například $U_0 = 70,7$ V, bude i $U_m = 70,7$ V. Rozkmit ve vrcholech bude $U_0 + U_m = 141$ V, ale každé postranní pásmo bude mít rozkmit pouze 35 V. Snadno si určíme, že PEP amplitudově modulovaného signálu bude v tomto případě 400 W, výkon nosné $P_0 = 100$ W a výkon každého postranního pásmo $P_{LSB} = P_{USB} = 25$ W.

Celkový výkon stoprocentní amplitudové modulace P_{AM} bude dán součtem výkonu nosné P_0 a výkonů postranních pásem P_{LSB} a P_{USB} . Jak jsme si z rozboru uvedeného obrázku odvodili, bude platit

$$P_{LSB} = P_{USB} = \frac{(0,5 U_m)^2}{2R} = \frac{(0,5 U_0)^2}{2R} = \frac{U_0^2}{8R} = 0,25 P_0.$$

Celkový výkon P_{AM} pak bude součtem

$$P_{AM} = P_0 + P_{LSB} + P_{USB} = P_0 + 0,25 P_0 + 0,25 P_0 = 1,5 P_0.$$

Celkový výkon stoprocentně amplitudově modulovaného signálu je o polovinu vyšší než výkon nedomulované nosné. Pro jiné než stoprocentní hloubky modulace určíme výkon modulovaného signálu AM podle rovnice

$$P_{AM} = P_0 + \frac{m^2}{4} P_0 + \frac{m^2}{4} P_0 = P_0 (0,5 m^2 + 1).$$

U vysílačů je určujícím výkonem už zmíněný telegrafní výkon, odpovídající výkonu ve vrcholech modulační obálky. Ve vztahu k tomuto výkonu P_v bude výkon signálu AM s hloubkou $m = 1$

$$P_{AM} = 0,375 P_v$$

a výkon obou postranních pásem pak bude

$$P_{DSB} = 0,125 P_v.$$

Při předpokladu stejného telegrafního výkonu je možné dosáhnout u DSB signálu výkonu

$$P_{DSB} = 0,5 P_v.$$

Dojdeme k tomu celkem jednoduchou úvahou. Ve špičkách obálky signálu DSB mají obě postranní pásma poloviční rozkmit, a proto čtvrtinový výkon. Součet dvou čtvrtinových výkonů dává výkon poloviční.

Signál SSB je při modulaci jedním tónem tvořen jedním vf kmitočtem s plným rozkmitem a výkonem

$$P_{SSB} = P_v.$$

Zavedeme-li tzv. činitel využití, tj. logaritmičtý vyjádřený poměr

výkonu signálu SSB k téže složce u signálu AM, dojdeme ke zjištění, že v našem případě bude

$$P_n = 10 \log \frac{P_{SSB}}{P_{AM}} = 10 \log \frac{P_v}{0,125 P_v} \doteq 9 \text{ dB}.$$

Tento zisk 9 dB vychází z předpokladu shodně řešeného koncového stupně vysílače AM a SSB. Dovedeme-li úvahu do konce, zjistíme, že při běžném modulačním hovorovém signálu je jeho střední výkon asi $\frac{1}{10}$ jeho vrcholového výkonu. Pak střední výkon AM signálu bude asi jen 1,05krát vyšší než výkon nosné, zatímco SSB vysílač bude mít při plném vybuzení střední výkon jen $0,4 P_0$. Z toho vyplývá, že koncový stupeň, který má stejný vrcholový výkon při AM jako při SSB, dává na přijímací straně signál o 9 dB silnější při signálu SSB, přičemž odebírá ze zdroje asi čtyřikrát menší střední příkon než při modulaci AM.

Mikrofony pro radiotelefoni

Mikrofony jsou akusticko-elektrické měniče, tj. převodníky akustických kmitů na kmity elektrické. Pracují na základě různých fyzikálních principů. Elektrodynamický princip, stejně jako principy elektromagnetické, elektrostatický, piezoelektrický a magnetostrikční dovolují reciprokovou funkci měniče (tj. mikrofon může – ale v omezené míře – pracovat při buzení elektrickým signálem i jako reproduktor). Z běžných druhů pouze odporový mikrofon (např. známá uhlíková mikrofonní vložka) reciprokovou funkci nemá.

Vlastnosti mikrofonů

Pro posouzení vlastností mikrofonů jsou rozhodující tyto parametry:

- citlivost mikrofonu,
- kmitočtový rozsah převodu na elektrický signál,
- zkreslení signálu způsobené mikrofonem,
- směrové vlastnosti mikrofonu.

Citlivost mikrofonu je v podstatě parametr, udávající poměr vý-

stupního napětí mikrofonu k akustickému tlaku ve volném akustickém poli. Citlivost udáváme jako napětí (v milivoltech) na zátěži mikrofonu, rovné jeho charakteristické impedanci při akustickém signálu o kmitočtu 1 kHz a akustickém tlaku 1 Nm^{-2} . Jednotkou je mV/Nm^{-2} . Vzhledem ke změně v platných jednotkách se dodnes můžeme setkat s mikrofony, které mají udávanou citlivost v $\text{mV}/\mu\text{b}$, tj. milivolt na mikrobar. Platí převodní poměr

$$1 \text{ mV}/\mu\text{b} = 10 \text{ mV}/\text{Nm}^{-2}.$$

Je-li akustický tlak uveden ještě ve starších fonech, platí převod:

$$p = 10^{\frac{L}{20}} \cdot 2 \cdot 10^{-5},$$

kde p je akustický tlak v Nm^{-2} a L je tatáž hodnota ve fonech. Modernější je udávat citlivost mikrofonů v absolutních logaritmických jednotkách dBm. Pro tuto jednotku je vždy srovnávací hladinou výkon 1 mW. Výhoda spočívá v tom, že jednotky dBm nejsou závislé na impedanci mikrofonu a tak je možné srovnávat rozdílné typy mikrofonů. Údaj v dBm se rozumí jako elektrický výkon mikrofonu při akustickém tlaku 1 Nm^{-2} .

Spodní hranice citlivosti mikrofonů je omezena vlastními šумы a hluky. Pro vyjádření těchto signálů, tzv. pozadí, se používá buď ekvivalentní hodnota akustického tlaku, nebo poměr k úrovni prahu slyšení, tj. k hodnotě $p_0 = 2 \cdot 10^{-5} \text{ Nm}^{-2}$. Poměry libovolné hodnoty akustického tlaku k hodnotě p_0 vyjádřené v dB jsou tzv. „akustické decibely“, ve kterých se měří hluchnost prostředí, motorových vozidel apod. (viz tab. 3.3).

Kmitočtový rozsah mikrofonu čili jeho kmitočtová charakteristika je vymezena dolním a horním kmitočtem, mezi kterými je mikrofon využitelný. Oba tyto kmitočty se udávají pro uvedenou míru poklesu citlivosti v dB proti střední hodnotě citlivosti v pracovním pásmu mikrofonu. Dále se udává maximální přípustná nerovnost této charakteristiky v pracovním pásmu. Vzhledem k minimálním požadavkům na věrnost, kterou radiotelefonní provoz nepožaduje, není pro nás kmitočtová charakteristika tím nejzajímavějším údajem.

Zkreslení moderních mikrofonů je velmi malé. Má snad smysl se o něm zmínit u mikrofonů elektromagnetických, kde dosahuje řádově hodnoty procenta. Pozor však na uhlíkový odporový mikrofon, jehož zkreslení může dosáhnout až 25 %.

Tab. 3.3. Vyjádření zvuku v různých stupnicích, jejich srovnání a přirovnání ke známým zdrojům zvuku

Akustický tlak [μb]	[Nm^{-2}]	Síla zvuku [dB]	Typický údaj pro:
1 000	100	134	Práh bolestivosti
		130	Pneumatické kladivo
100	10	114	Výfuk automobilu vzdálený 1 m
		110	
10	1	94	Hluk ve vlaku
		90	Hluk v autobuse
1	10^{-1}	74	Střední ruch na rušné ulici
		70	Úroveň rozhovoru
10^{-1}	10^{-2}	54	Hluk v samoobsluze
		50	Obývací pokoj v klidné čtvrti
10^{-2}	10^{-3}	34	Knihovna
		30	Ložnice v noci
10^{-3}	10^{-4}	14	Rozhlasové studio – ticho
$2 \cdot 10^{-4}$	$2 \cdot 10^{-5}$	0	Práh slyšení

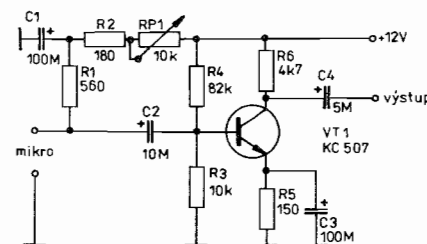
Modulační zesilovače

Úkolem modulačních zesilovačů je zesílit vstupní hovorový signál vytvořený mikrofonem, a to na úroveň požadovanou na vstupu modula-

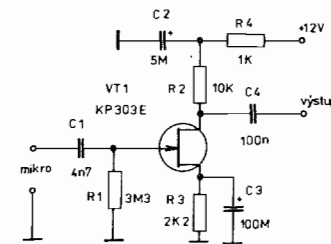
toru signálu DSB. Pro dosažení potřebného zesílení je třeba alespoň dvou zesilovacích stupňů. Vše můžeme odvodit z předpokladu, že nejčastějším modulátorem signálu DSB je diodový modulátor s budičím signálem nosné okolo +10 dBm. Úroveň modulačního signálu pak bývá asi o 20 dB menší, tj. jen okolo -10 dBm. Výstupní signály z nejčastěji používaných dynamických mikrofonů jsou v rozmezí -50 až -40 dBm. Při předpokládaném zisku jednoho zesilovacího stupně okolo 20 až 26 dB lze celý potřebný zisk modulačního zesilovače i s rezervou pokrýt dvěma stupni.

Mikrofony jako zdroje nf signálu se od sebe liší především svou výstupní impedancí. Mezi nízkoimpedanční mikrofony patří odporový (uhlíkový) mikrofon, dynamický mikrofon bez transformátoru a elektromagnetický mikrofon. Mezi vysokoimpedanční zařazujeme mikrofon dynamický s převodním transformátorem, krystalový, keramický a kondenzátorový (příp. elektretový).

Připojení uhlíkového mikrofonu předpokládá připojení tohoto mikrofonu na zdroj stejnosměrného proudu. V zapojení prvního zesilovacího stupně na obr. 3.17 je jako zdroj tohoto proudu využito přímo napájení zesilovače. Mikrofon je k němu připojen přes odpory R_1 a R_2 a potenciometr RP_1 . Filtrační kondenzátor C_1 zamezuje pronikání brumu z napájecího zdroje. Potenciometrem RP_1 můžeme (úměrně velikosti protékajícího proudu) řídit hlasitost, ale raději jej nahradíme odporovým trimrem. Nalezneme pak takovou polohu trimru, při které uhlíkový mikrofon dává nejméně zkreslený signál.



Obr. 3.17. Zapojení předzesilovače pro uhlíkový mikrofon

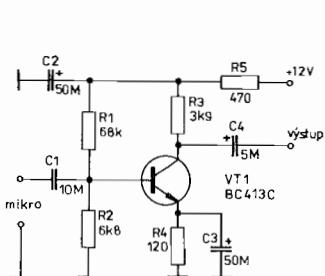


Obr. 3.18. Schéma zapojení předzesilovače pro vysokoimpedanční mikrofon

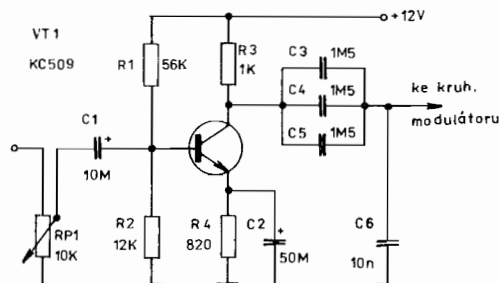
Krystalové a keramické mikrofony a dále mikrofony dynamické s vysokoimpedančním výstupem lze připojit k zesilovači podle zapojení na obr. 3.18. Tento zesilovač je osazen polem řízeným tranzistorem JFET. Pracovní bod tohoto stupně je nastaven velikostí odporu R_3 , svodový odpor R_1 je možné zvýšit až na hodnotu 10 M Ω . Místo doporučeného typu je možné použít i tranzistor typu MOSFET.

Nízkoimpedanční dynamický mikrofon je vhodné připojit k předzesilovacímu stupni, osazenému nízkošumovým tranzistorem BC 413 C. Vlastní nastavení stupně není kritické, zapojení takového předzesilovače je na obr. 3.19.

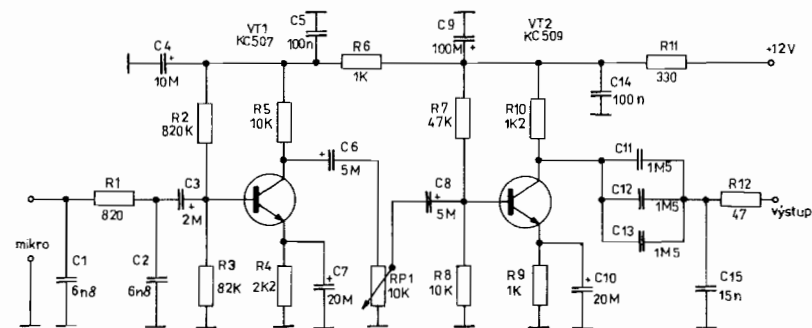
Pro dosažení celkového potřebného zesílení je vhodné uvedená zapojení prvních stupňů doplnit druhým regulovaným stupněm, zapojeným např. podle obr. 3.20. Jeho zapojení opět není nijak kritické, nutné je jen povšimnout si výstupní vazební kapacity, která je složena ze tří paralelně zapojených kondenzátorů typu TC215 nebo podobných (krabicový, MP atd.). Vhodný je i jeden kondenzátor o kapacitě 4 μ F (např. maďarské výrobky firmy REMIX). Na tomto místě nelze použít elektrolytický kondenzátor, neboť jeho svodový proud závisí kromě jiného i na teplotě a často pak působí nestabilitu vyvážení modulatoru.



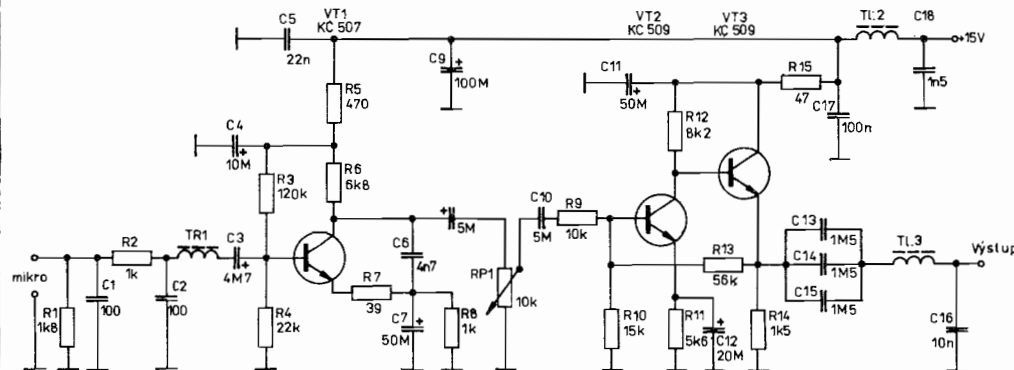
Obr. 3.19. Schéma zapojení předzesilovače pro nízkoimpedanční dynamický mikrofon



Obr. 3.20. Schéma zapojení výstupního regulovaného stupně jednoduchých modulačních zesilovačů



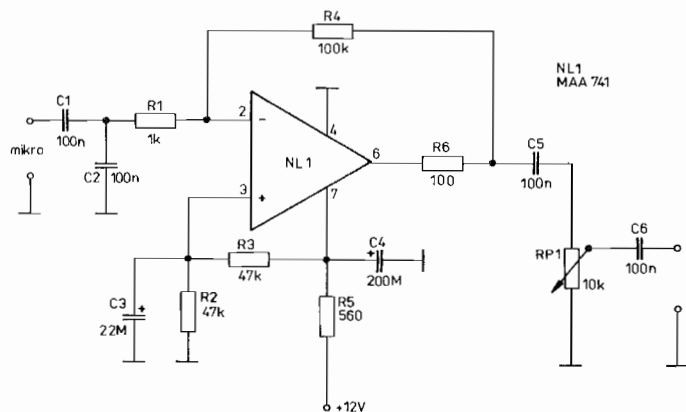
Obr. 3.21. Schéma zapojení úplného modulačního zesilovače pro nízkoimpedanční gradientní mikrofon



Obr. 3.22. Schéma zapojení modulačního zesilovače pro dynamické mikrofony

Zapojení modulačního zesilovače na obr. 3.22 je určeno pro vysokoimpedanční dynamické mikrofony s impedancí řádově v kiloohmech. Na vstupu prvního zesilovacího stupně je zařazena vysokofrekvenční tlumivka, která spolu s C_1 , R_2 a C_2 tvoří filtr proti vnikání vřkmitočtů do modulačního zesilovače. Podobný filtr je zařazen i v kladném přívodu napájení (tvoří jej prvky $C_{18} - T_L - C_{17}$) a dále ta-

ké ve výstupu signálu do modulátoru ($C_{16} - T_3$). Zapojení využívající operační zesilovač MAA741 je na obr. 3.23. Velikost jeho zesílení je nastavena poměrem odporů $R_4/R_1 = 100$ na hodnotu 40 dB. Vstupní impedance je okolo 1 kiloohmu. Vstupní RC kombinace ($R_1 - C_2$) tvoří současně filtr zamezující vnikání vf kmitočtů na vstup operačního zesilovače. Výstupní obvod s vysokohmovým potenciometrem je určen pro modulátor DSB s integrovaným obvodem, vhodný bude také pro modulátor s varikapou nebo s tranzistory typu FET. V případě, že bychom tento zesilovač chtěli připojit k diodovému modulátoru DSB, bylo by nutné mezi výstupní potenciometr a vstup tohoto modulátoru zapojit emitorový sledovač a tím dosáhnout impedančního přizpůsobení.



Obr. 3.23. Schéma zapojení modulačního zesilovače s integrovaným obvodem MAA741

Vymezení kmitočtového pásma modulačního signálu je vždy vhodné provést v nízkofrekvenčním modulačním řetězci. Některé dále popsané metody buzení SSB signálu takovému vymezení přímo předpokládají.

Kmitočty nižší než dolní mezní kmitočet modulačního spektra se potlačují zpravidla pomocí volby vhodných velikostí vazebních kapacit mezi stupni modulačního zesilovače. Vazební obvod RC má

charakter hornofrekvenční propusti se zlomovým kmitočtem $f = 1/2\pi RC$, kde C je vazební kapacita a R výsledná hodnota všech okolo ní zapojených odporů, se kterými zpravidla nemůžeme příliš hýbat. Zlomový kmitočet použité vazební RC kombinace zjistíme nejlépe měřením. Pod zlomovým kmitočtem poklesává úroveň zesilovaného signálu se sklonem přenosové charakteristiky 6 dB na oktávu. Je-li zlomový kmitočet příliš nízký, zmenšíme vazební kapacitu C a znovu měříme kmitočtovou charakteristiku stupně. Při třech vazebních obvodech lze u dvoustupňového modulačního zesilovače dosáhnout poklesu až 18 dB na oktávu (tj. při zlomovém kmitočtu 300 Hz bude na 150 Hz skoro desetkrát menší výstupní napětí).

Horní mezní kmitočet nf modulačního pásma se vymezuje pomocí dolnofrekvenčních propustí. I když moderní řešení, využívající operačních zesilovačů jako aktivních dolních propustí, mají svůj půvab, vykazují v provozu často nestabilitu. Je třeba je zvláště chránit proti vnikání vf kmitočtů, nežádoucím vazbám a jsou i daleko dražším řešením než dále uvedené propusti LC. Vhodná zapojení těchto propustí pro potlačení kmitočtů vyšších než 2 400 Hz, resp. 1 800 Hz, jsou tzv. eliptické filtry. Tento typ filtrů má největší pokles kmitočtové charakteristiky nad zlomovým kmitočtem. Dolnofrekvenční propust eliptického typu je na obr. 3.24 a vykazuje sklon kmitočtové charakteristiky 40 až 60 dB na oktávu už v oblasti do dvojnásobku zlomového kmitočtu – viz průběh její kmitočtové charakteristiky na obr. 3.25. Na uvedeném obrázku je kmitočet vyjádřen jako kruhový a je normován kruhovým zlomovým kmitočtem. Největší potlačení v nepropustném pásmu lze dosáhnout v okolí druhé a třetí harmonické zlomového kmitočtu.

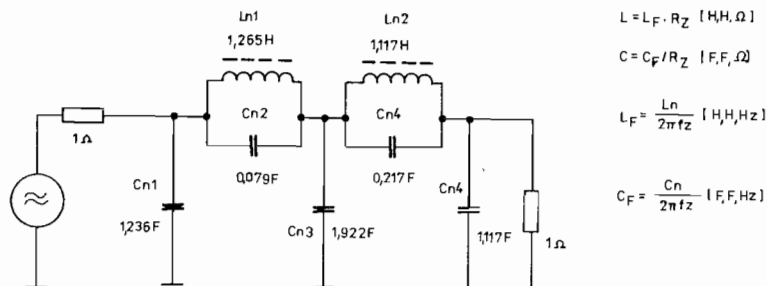
Výpočet skutečných prvků filtru si provedeme jednoduchým postupem. Nejdříve si určíme zatěžovací odpor R_z , kterým je třeba filtr z obou stran zatížit. Dále stanovíme potřebný zlomový kmitočet f_z a vypočítáme pomocné hodnoty L_f a C_f :

$$L_f = \frac{L_N}{2\pi f_z}, \quad [\text{H, H, Hz}]$$

$$C_f = \frac{C_N}{2\pi f_z}, \quad [\text{F, F, Hz}]$$

postupně pro všechny prvky filtru tak, že do vzorců dosazujeme po-

stupně L_{N1} a L_{N2} , resp. za C_N hodnoty C_{N1} až C_{N5} . Tak dostaneme soubor hodnot L_{F1} , L_{F2} , C_{F1} až C_{F5} .



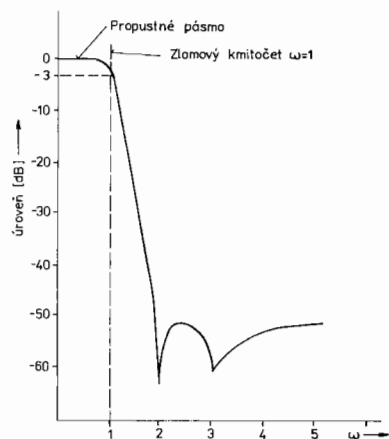
$$L = L_F \cdot R_Z \quad [\text{H}, \text{H}, \Omega]$$

$$C = C_F / R_Z \quad [\text{F}, \text{F}, \Omega]$$

$$L_F = \frac{L_N}{2\pi f_z} \quad [\text{H}, \text{H}, \text{Hz}]$$

$$C_F = \frac{C_N}{2\pi f_z} \quad [\text{F}, \text{F}, \text{Hz}]$$

Obr. 3.25. Propustná charakteristika eliptické dolnofrekvenční propusti. Kmitočť na ose x je normován zlomovým kmitočtem



Obr. 3.24. Schéma zapojení dolnofrekvenční eliptické propusti. Hodnoty prvků jsou udány jako normované pro zlomový kmitočť $\omega = 1$

Skutečné hodnoty indukčností L dostaneme, když získané hodnoty L_{F1} a L_{F2} vynásobíme hodnotou zatěžovacího odporu R_z :

$$L = L_F \cdot R_z \quad [\text{H}, \text{H}, \Omega]$$

Podobně hodnoty kapacit C_1 až C_5 dostaneme vydělením příslušných hodnot C_{F1} až C_{F5} hodnotou odporu R_z :

$$C = \frac{C_F}{R_z} \quad [\text{F}, \text{F}, \Omega]$$

Příklad:

Máme vypočítat eliptickou nízkofrekvenční propust podle zapojení na obr. 3.24 pro $R_z = 50 \Omega$ a $f_z = 1800 \text{ Hz}$.

Hodnoty L_F budou:

$$L_{F1} = \frac{L_{N1}}{2\pi f_z} = \frac{1,265}{6,28 \cdot 1800} = 1,12 \cdot 10^{-4},$$

$$L_{F2} = \frac{L_{N2}}{2\pi f_z} = \frac{1,117}{6,28 \cdot 1800} = 9,9 \cdot 10^{-5}$$

a hodnoty kapacit C_F určíme podobně:

$$C_{F1} = \frac{C_{N1}}{2\pi f_z} = \frac{1,236}{6,28 \cdot 1800} = 1,09 \cdot 10^{-4},$$

$$C_{F2} = \frac{C_{N2}}{2\pi f_z} = \frac{0,079}{6,28 \cdot 1800} = 7,09 \cdot 10^{-6},$$

$$C_{F3} = \frac{C_{N3}}{2\pi f_z} = \frac{1,922}{6,28 \cdot 1800} = 1,7 \cdot 10^{-4},$$

$$C_{F4} = \frac{C_{N4}}{2\pi f_z} = \frac{0,217}{6,28 \cdot 1800} = 1,92 \cdot 10^{-5},$$

$$C_{F5} = \frac{C_{N5}}{2\pi f_z} = \frac{1,117}{6,28 \cdot 1800} = 9,9 \cdot 10^{-5}.$$

Skutečné hodnoty L_1 , L_2 , a C_1 až C_5 budou:

$$L_1 = L_{F1} \cdot R_z = 1,12 \cdot 10^{-4} \cdot 50 = 5,6 \text{ mH},$$

$$L_2 = L_{F2} \cdot R_z = 9,9 \cdot 10^{-5} \cdot 50 = 4,95 \text{ mH},$$

$$C_1 = \frac{C_{F1}}{R_z} = \frac{1,09 \cdot 10^{-4}}{50} = 2,2 \mu\text{F},$$

$$C_2 = \frac{C_{F2}}{R_z} = \frac{7,09 \cdot 10^{-6}}{50} = 140 \text{ nF},$$

$$C_3 = \frac{C_{F3}}{R_z} = \frac{1,7 \cdot 10^{-4}}{50} = 3,4 \mu\text{F},$$

$$C_4 = \frac{C_{F4}}{R_z} = \frac{1,92 \cdot 10^{-5}}{50} = 384 \text{ nF},$$

$$C_5 = \frac{C_{F5}}{R_z} = \frac{9,9 \cdot 10^{-5}}{50} = 1,98 \mu\text{F}.$$

Vypočítaný filtr má schéma zapojení na obr. 3.26. Cívky navineme do hrníčkových jader z hmoty H22. Počet závitů n určíme pomocí konstanty A_L , která bývá na každém jádru vyznačena. Vztah mezi počtem závitů, touto konstantou a indukčností je

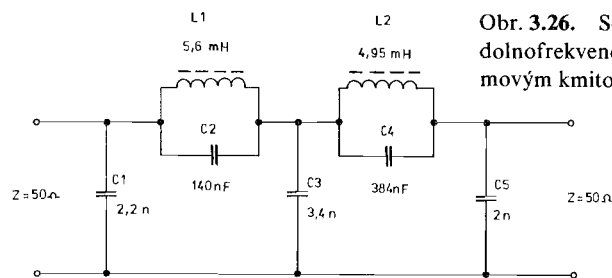
$$n = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad [\text{zav.}, \text{nH}, \text{nH/zav}^2]$$

Pozor! Indukčnost je ve vzorci zadána v nH (1 mH = 10^6 nH). Kondenzátory filtru musí být kvalitní (nejlépe MP krabicové nebo svítkové z umělých hmot). Výhodné je složit je z hodnot řady TC215.

Vzhledem k impedancím je tento filtr vhodné zařadit za modulační

zesilovač, před modulátor signálu DSB. Jinak uvedený postup výpočtu je možné použít i pro výpočet filtru v oblasti rádiových kmitočtů.

Kromě kmitočtového omezení modulačního signálu je velmi vhodné dosáhnout i omezení jeho možných úrovní, tj. omezení jeho dynamiky. Je to potřeba především z hlediska správné funkce následujících obvodů – modulátorů, jejichž parametry je možné zachovat jen v určitém rozmezí vstupních úrovní. DSB modulátory jsou stejně jako jiné amplitudové modulátory velmi citlivé na přebuzení. Přeroste-li modulační signál vzhledem k napětí nosné jistou úroveň, typickou pro to které zapojení, objeví se ve výstupním signálu silné intermodulační složky, rozšíří se kmitočtové pásmo DSB signálu a dojde k silnému zkreslení přenášené modulace.

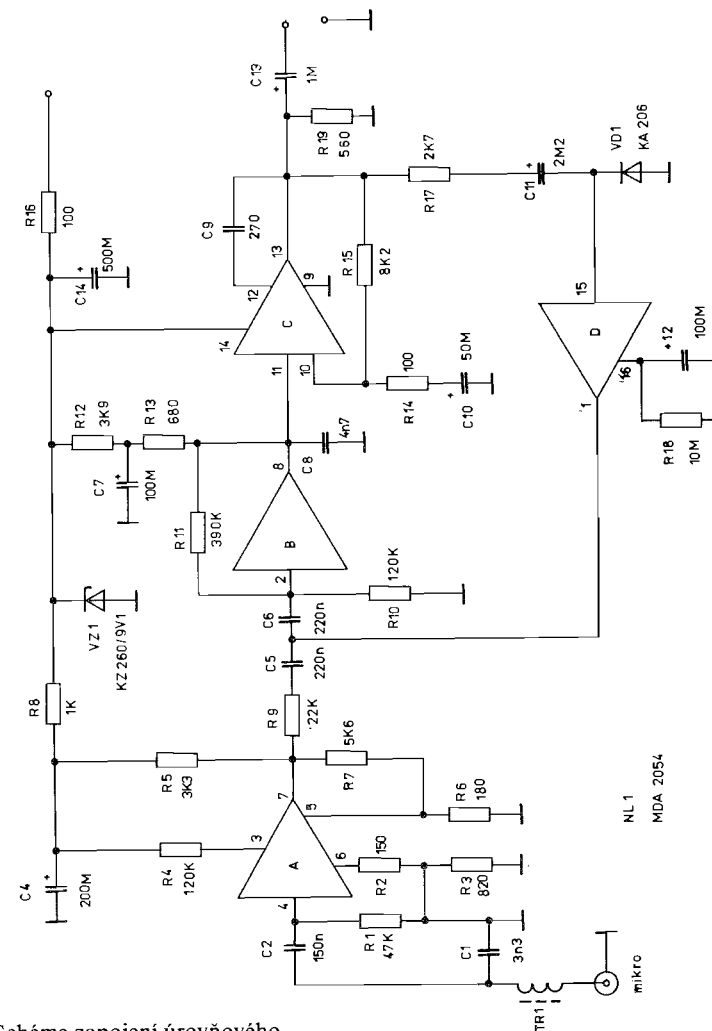


Obr. 3.26. Schéma zapojení skutečné dolnofrekvenční eliptické propusti se zlomovým kmitočtem $f_z = 1,8 \text{ kHz}$

Pro omezení vrcholových úrovní a zmenšení dynamiky modulačního hovorového signálu používáme nízkofrekvenční kompresory dynamiky a omezovače dynamiky. Nízkofrekvenční kompresor dynamiky je zesilovač, který obsahuje měnič útlumu, řízený výstupní úrovní signálu.

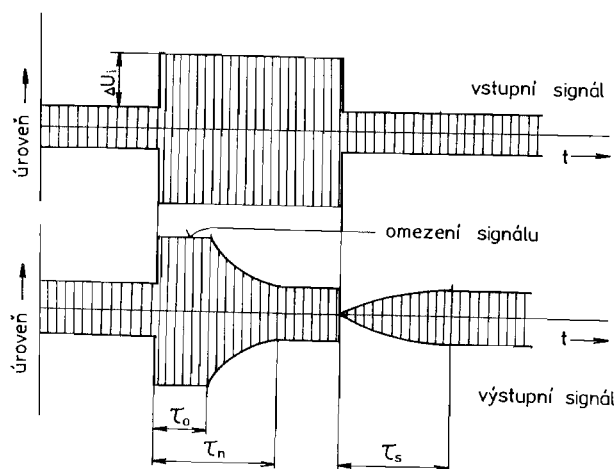
Kompresor dynamiky, který je řízen vrcholovou hodnotou výstupního napětí, detekovanou s poměrně velkou časovou konstantou, nazýváme *úrovňový kompresor*. Jeho úkolem je udržet nastavenou konstantní hlasitost modulačního signálu. Tímto typem kompresoru jsou například vybaveny všechny moderní kazetové nahrávače. Je znám pod názvem ALC (z angl. automatic level control – automatické řízení úrovně). Tento typ kompresorů má náběžnou časovou konstantu okolo 10 až 30 ms a velmi dlouhou sestupnou časovou konstantu (300 ms až několik sekund). Jedno ze vhodných zapojení úrovňového

kompresoru, vhodného pro použití v budiči signálu SSB, je na obr. 3.27. V tomto zapojení je použit integrovaný obvod MDA2054, který současně obsahuje i nízkoušumový vstupní předzesilovač. Obvod



Obr. 3.27. Schéma zapojení úrovňového kompresoru s integrovaným obvodem MDA2054

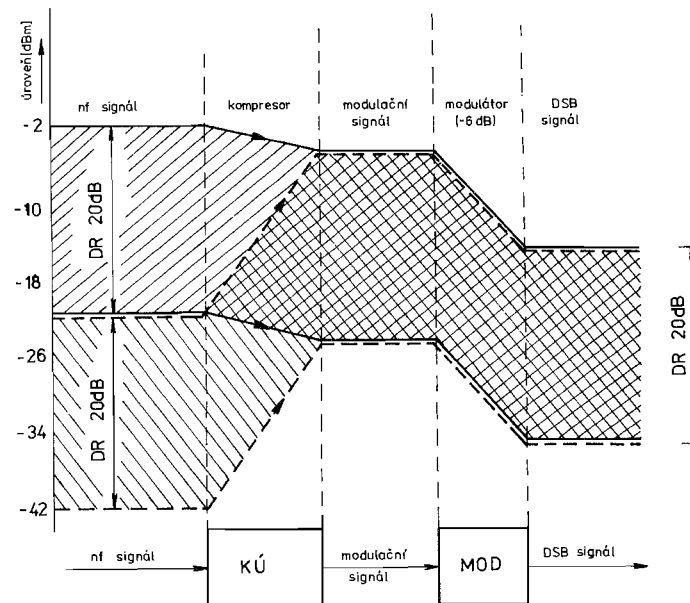
je určen pro připojení poměrně vysokoimpedančních mikrofonů. Mezní časové reakce tohoto obvodu jsou uvedeny pro vstupní signálovou změnu $\Delta U_i = 40$ dB, což je skoro celý rozsah možných vstupních signálů. Jejich průběh je znázorněn na obr. 3.28. Náběžná časová



Obr. 3.28. Průběhy časové odezvy obvodu úrovnňového kompresoru při změně vstupního signálu o ΔU_i

vá konstanta τ_n představuje v tomto případě regulační dobu změny zesílení (včetně omezení $\tau_0 = 75$ ms). Sestupná časová konstanta tohoto obvodu je mnohonásobně delší. Může se velmi dobře ovlivnit volbou časové konstanty obvodu $R_{18} - C_{12}$. S uvedenými hodnotami je τ_s řádově desítky sekund. Se zmenšením hodnot $R_{18} - C_{12}$ se poněkud zkracuje i náběžná konstanta. Svou funkcí tento kompresorový obvod připomíná „automatický regulátor hlasitosti“. Princip regulace vstupních úrovní je naznačen na obr. 3.29, kde se 40 dB rozdílu vstupních modulačních úrovní reguluje na konstantní výstupní úroveň.

Vlastní zapojení kompresoru s integrovaným obvodem MDA2054 vychází z jeho vnitřního uspořádání. Nízkošumový předzesilovač (část A) je v obvyklém zapojení, zajišťujícím vysoký vstupní odpor.



Obr. 3.29. Automatické řízení hlasitosti modulačního signálu pomocí úrovnňového kompresoru, zaznamenané v úrovnňovém diagramu

Na jeho vstupu je filtr proti vnikání vř kmitočtů ($T_1 - C_1$), odpory R_6 a R_7 tvoří větev zpětné vazby, linearizující průběh zesílení. Přes oddělovací odpor R_9 je modulační signál veden na útlumový člen, tvořený kondenzátory C_5 a C_6 a výstupními tranzistory části D obvodu (vývod I). Vodivost těchto tranzistorů proti zemi je řízena vzorkem výstupního signálu, přivedeného z výstupu kompresoru na vstup této části obvodu (vývod 15). Část B obvodu je první stupeň zesilovače. Jeho pracovní bod se nastavuje děličem R_{10}/R_{11} . Výstupní napětí z této části je vedeno na výstupní zesilovač (část C). Kmitočtová charakteristika tohoto zesilovače se okolo zlomového kmitočtu 1,8 kHz lomí se sklonem asi -20 dB na dekádu, takže vyšší kmitočty jsou poměrně účinně zeslabovány. Hodnota zlomového kmitočtu se může nastavit

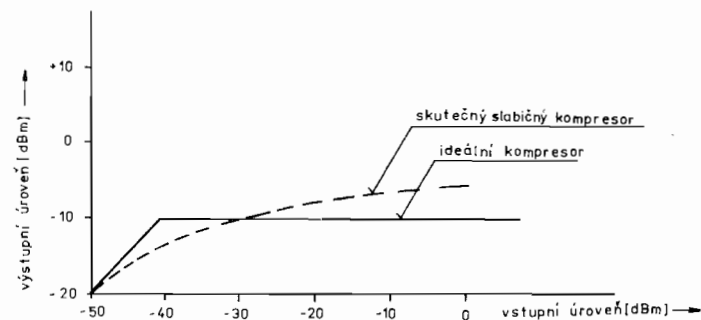
volbou velikosti kondenzátoru C_9 (např. s $C_9 = 100 \text{ pF}$ je tento kmitočet asi 4 kHz). Zesílení tohoto stupně je určeno poměrem velikostí odporů R_{15}/R_{14} .

Výstupní komprimovaný signál zajišťuje vždy správné vybudení modulátorů DSB a tím i kvalitu výsledného signálu SSB.

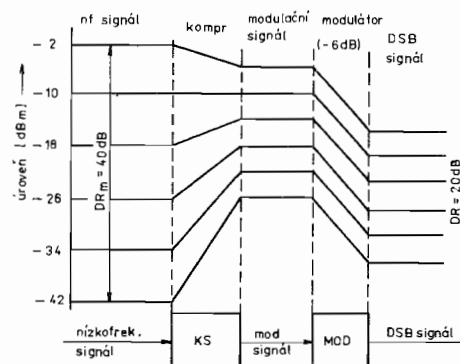
Snížení dynamiky nízkofrekvenčního modulačního signálu je možné dosáhnout pomocí tzv. *slabičných kompresorů*. Na rozdíl od úroveňových kompresorů mají slabičné kompresory při prakticky stejném obvodovém zapojení poněkud jinou funkci. Je to způsobeno tím, že mají nastaveny velmi krátké časové konstanty. Náběžná časová konstanta je $\tau_n \leq 3 \text{ ms}$ (zpravidla okolo 1 ms) a sestupná časová konstanta $\tau_s < 10 \text{ ms}$. Podle doporučení CCITT mají slabičné kompresory určené pro telekomunikace tyto konstanty: $\tau_n = 3 \text{ ms}$ a $\tau_s = 15 \text{ ms}$. Tak krátké konstanty umožňují kompresoru reagovat na slabičnou amplitudovou modulaci řeči a „vyrovnávat“ její průběh. Ideální charakteristika kompresoru je na obr. 3.30. Reálné kompresory nemají tuto charakteristiku v regulační části rovnoběžnou s osou x , protože pak by pracovaly vlastně jako amplitudové omezovače. Zpravidla se zvolí regulační vlastnosti slabičného kompresoru tak, aby se dosáhlo potřebného zmenšení dynamického rozsahu signálu. Zmenšení dynamického rozsahu na polovinu je znázorněno na obr. 3.31. Konstrukční nároky na návrh regulačního obvodu slabičného kompresoru jsou velké. V amatérských podmínkách je mnohem lepší nastavit časové konstanty, zesílení regulační smyčky a kmitočtový průběh experimentálně, nejlépe při buzení kompresoru nf signálem, přepínaným ve dvou úrovních.

Slabičný kompresor se také občas nazývá rychlý kompresor. Vhodné praktické zapojení, se kterým je možné dostatečně experimentovat, je na obr. 3.32. Jde o zapojení slabičného kompresoru s integrovaným obvodem produkce RFT (NDR) typu A202D. Obvod byl svého času dostupný i v naší maloobchodní síti.

V zapojení je vstupní signál přiváděn z vysokoohmového mikrofonu přes vf filtr $T_{11} - C_1$ na vstup předzesilovače. Zesílení tohoto předzesilovače se nastavuje pomocí odporového trimru RP_1 , kterým se ovlivňuje velikost zpětné vazby z výstupu 4 na emitor vstupního tranzistoru.



Obr. 3.30. Přenosová charakteristika ideálního a skutečného slabičného kompresoru

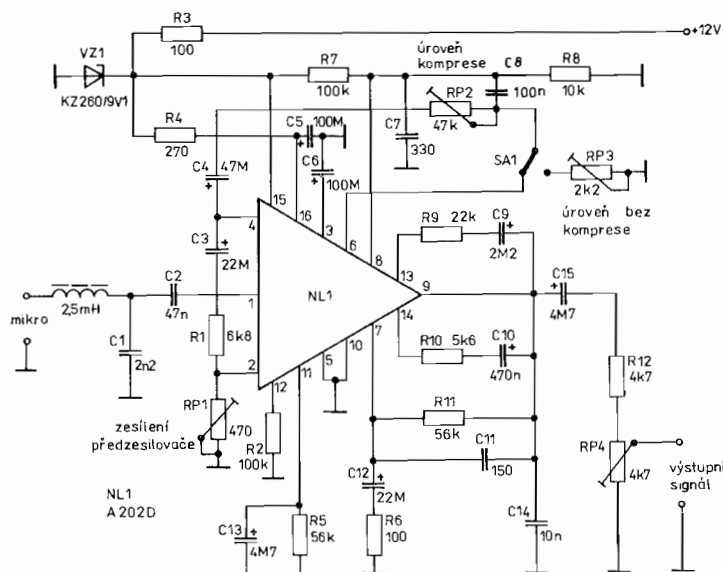


Obr. 3.31. Snížení dynamiky modulačního signálu pomocí slabičného kompresoru a jeho záznam v úrovňovém diagramu

Z výstupu předzesilovače (vývod 4) je signál veden přes odporový trimr RP_2 (nastavení stupně komprese) na regulační odpor (vývod 6) a dále pokračuje na vstup zesilovače (vývod 8). Regulační odpor, řízený výstupním signálem, je možné vyřadit přepínačem SA_1 a nahradit jej pevně nastavitelným trimrem RP_3 , kterým lze nastavit neregulova-

nou výstupní úroveň. Zesílení vlastního výstupního zesilovače kompresoru se nastavuje poměrem odporů R_{11}/R_6 , kapacita C_{11} omezuje zesílení kompresoru na vyšších kmitočtech. Její velikostí je možné nastavit potlačení kmitočtů, např. vyšších než 2,4 kHz. Regulační časová konstanta τ , se může ovlivnit změnou hodnot odporů R_2 , R_3 a zvláště velikostí kapacity C_{13} . Nastavení je třeba provádět pomocí osciloskopu.

Při větší míře komprese dynamiky pomocí rychlého kompresoru dochází ke vzniku poměrně značného intermodulačního a harmonického zkreslení. Na obr. 3.33 je znázorněn v části *a* nízkofrekvenční dvouúrovňový zkušební signál s odstupem úrovní 12 dB. V části *b* to-

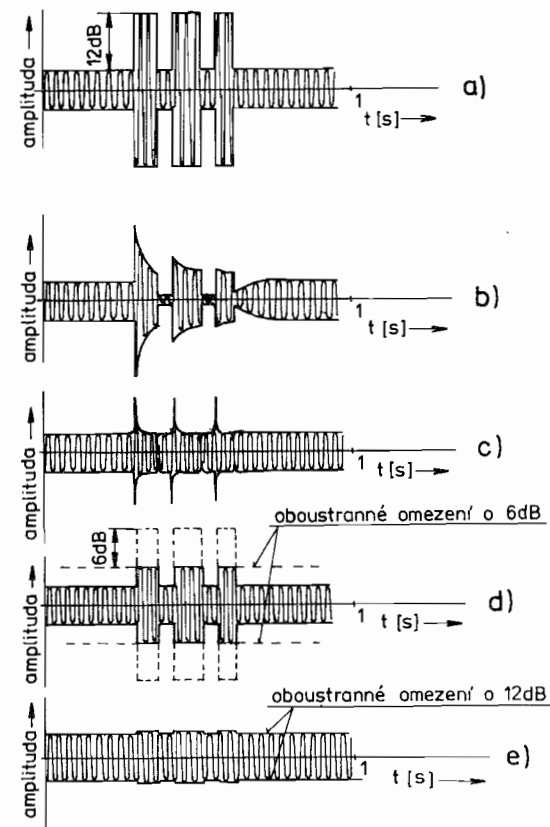


Obr. 3.32. Schéma zapojení slabičného kompresoru s obvodem A202D

hoto obrázku je znázorněn výstupní signál z úrovněového kompresoru, zpracovávajícího tento signál. Slabičný kompresor, nastavený na silné potlačení dynamiky zpracovávaného signálu, bude produkovat vý-

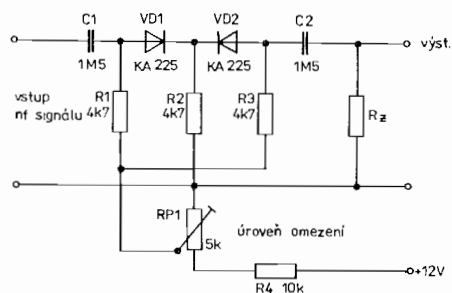
stupní signál podle části *c* tohoto obrázku. V části *d* je pak naznačeno omezení zkušebního signálu o 6 dB a v části *e* pak o celých 12 dB – tj. o původní rozdíl úrovní. Srovnáním průběhů *c* a *e* dojdeme k závěru, že oba způsoby úpravy nf signálu zkreslují původní nf signál, omezování je však, jak vidíme dále, podstatně konstrukčně jednodušší, a proto pro amatérské konstruktéry bohužel „přitažlivější“.

Oboustranný amplitudový omezovač je možné zapojit s různými aktivními prvky. Nejčastěji se pro tento účel používají germaniové nebo křemíkové diody, zapojené s polarizačním předpětím. Princip zapojení omezovače s diodami je na obr. 3.34. Na obr. 3.35 je obdobně fungující zapojení omezovače se Zenerovými diodami.

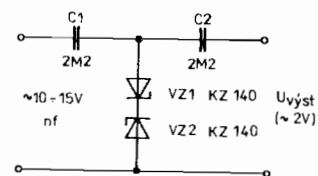


Obr. 3.33. K výkladu komprese dynamiky a omezení dynamiky nízkofrekvenčního signálu: *a* – skoky vstupního signálu; *b* – průběh tohoto signálu po průchodu úrovněovým kompresorem; *c* – průběh signálu po průchodu slabičným kompresorem; *d* – průběh signálu po průchodu omezovačem s úrovní omezení -6 dB; *e* – omezení dynamiky tohoto signálu o -12 dB

Blokové schéma zapojení modulačního zesilovače s omezovačem amplitudy je na obr. 3.36. V principu je naznačena jen skutečnost, že míru omezení dynamiky signálu musíme nahradit v modulačním řetězci předcházejícím zesilovačem a dále, že je prakticky nezbytné zařadit do modulačního řetězce přepínač, kterým je možné omezovač



Obr. 3.34. Princip zapojení diodového oboustranného omezovače



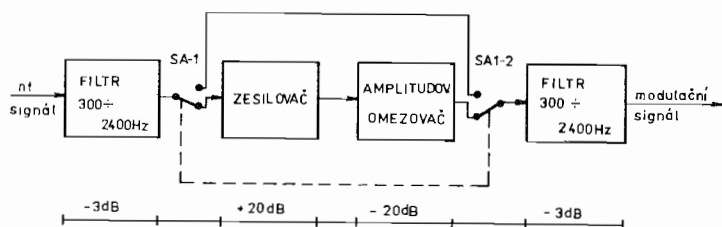
Obr. 3.35. Princip zapojení oboustranného omezovače se Zenerovými diodami

menší než 1:10 (udává se hodnota -14 dB), dojde při velmi silném omezení dynamiky k úplnému potlačení amplitudové složky tohoto signálu a v ideálním případě by tento poměr mohl být až 1:1. Bohužel polovinu výkonu takto upraveného signálu pak tvoří omezením vzniklé nežádoucí parazitní kmitočty, které silně „zahušňují“ kmitočtové spektrum tohoto signálu a výrazně zhoršují srozumitelnost hovorového signálu. Omezováním amplitudy se více méně sinusové průběhy tvarují do lichoběžníkových až obdélníkových tvarů, které obsahují celé vějíře harmonických kmitočtů. Vzájemným ovlivňováním silných složek řeči pak dále dochází ke vzniku intermodulačního zkreslení. Harmonické složky zkreslení signálů, ležících kmitočtově v první oktávě modulačního pásma (300 až 600 Hz), padají do druhé (600 až 1 200 Hz) a třetí (1 200 až 1 800 Hz) oktávy, složky z druhé oktávy pak do třetí a vyšší a jediné složky odpovídající omezení kmitočtů z třetí oktávy leží mimo požadované kmitočtové pásmo modulačního signálu a můžeme je pomocí výstupního filtru odfiltrovat. Složky ležící kmitočtově v tomto pásmu však stejně jako intermodulační produkty žádným filtrem neodstraníme. Prohlédneme-li si na obr. 3.37 výkonové rozložení hovorového signálu v závislosti na kmitočtu, dojdeme ke zjištění, že právě ty kmitočtové složky řeči, které produkují neodstranitelné harmonické zkreslení, jsou v hovorovém signálu nejsilnější. Proto je použití nízkofrekvenčního omezovače neustále otázkou spornou a na uvedené téma se ještě dočkáme mnoha diskusí. Vhodné zapojení, umožňující rozumné experimentování, je na obr. 3.38. Je to stupeň zesilovače s omezovačem, který je naznačeným způsobem možné vložit do stávajícího modulačního řetězce. Pomocí RP_1 je možné nastavit úroveň omezení modulačního signálu, pomocí přepínače SA_1 se mohou omezovací diody vypojit. Zachování modulační úrovně neomezeného signálu se pak nastaví pomocí potenciometrického trimru RP_1 .

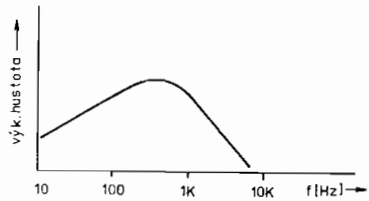
Závěrem této části lze poznatky shrnout asi takto:

Dobré zapojení modulačního zesilovače hovorového signálu v buďící signálu SSB by mělo obsahovat:

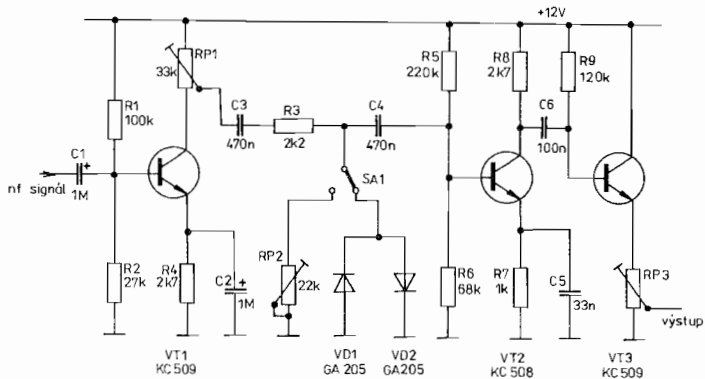
a) Vstupní předzesilovač osazený nízkosumovým nízkofrekvenčním tranzistorem se vstupním odporem, který vyžaduje ke své správné funkci použitý mikrofon.



Obr. 3.36. Blokové schéma zapojení nízkofrekvenčního omezovače dynamiky signálu



Obr. 3.37. Výkonové rozložení hovorového signálu v závislosti na kmitočtu



Obr. 3.38. Schéma zapojení omezovacího stupně, vloženého do modulačního zesilovače. Omezovač dynamiky vyžaduje vždy jeden stupeň zesilovače navíc

b) Za předzesilovačem by měl být zařazen nízkofrekvenční filtr, vymezující kmitočtové pásmo modulačního signálu shora se zlomovým kmitočtem v rozmezí 1 800 až 2 400 Hz.

c) Celý zesilovací modulační řetězec by měl potlačovat kmitočty pod 300 Hz.

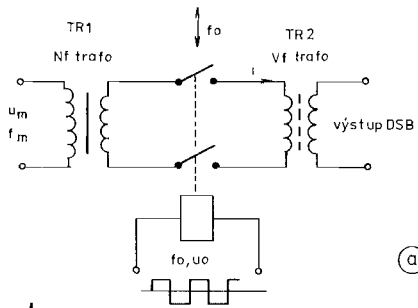
d) Za předzesilovačem by měl být zařazen buď úrovnový kompresor, nebo slabičný kompresor zmenšující dynamiku signálu jen asi dvakrát. Tento kompresor by měl dodržovat vstupní úroveň modulatoru DSB (u diodových vyvážených modulatorů to je okolo -10 dBm). Nepřekročení této úrovně by měl „hlídat“ dále zařazený nf diodový omezovač.

Silné omezení dynamiky hovorového signálu nebo úprava signálu rychlým kompresorem se silným stupněm komprese není nejvýhodnějším prostředkem ke zvýšení komunikační účinnosti SSB signálu. Výsledky ukazují, že tyto operace se signálem je vhodné provádět na vyšších kmitočtech, kde mizí oktávový vztah mezi složkami kmitočtového spektra signálu.

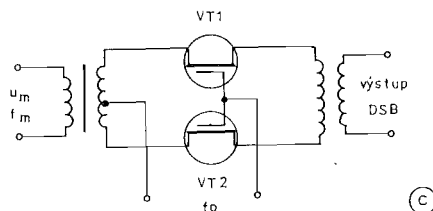
Vyvážené modulátory

Vyvážené modulátory jsou taková zapojení, u kterých dochází nejen k modulaci jednoho vstupního signálu (nosný kmitočet f_0) signálem druhým (modulační kmitočet f_m nebo hovorový signál), ale současně je alespoň jeden z obou vstupních signálů na výstupu obvodu silně potlačen. Dochází-li k potlačení jednoho ze vstupních signálů, je obvod jednoduše vyvážen. Potlačuje-li zapojení oba vstupní signály, jedná se o zapojení dvojité vyvážené.

Princip funkce vyvážených modulatorů se často vysvětluje na příkladu mechanického modulatoru (obr. 3.39a). U tohoto zapojení je mezi dvěma vinutími vstupního a výstupního transformátoru zapojen dvojitý mechanický spínač (např. relé), který je spínán pravouhlejším průběhem s kmitočtem mnohem vyšším, než je kmitočet signálu přiváděného do prvního transformátoru. Průběh protékajícího proudu je znázorněn na obr. 3.39b. Nízkofrekvenční proud i_m protéká obvodem jen v krátkých okamžicích, kdy jsou oba spínače sepnuty. Protože v sekundárním vinutí TR_1 dochází ke změně polarity, jsou v obou půlvlnách modulačního kmitočtu složky nosné v protifázi. Ve výstupním vinutí TR_2 je pak nosný kmitočet potlačen. Uvedené zapojení je reálné pro nízké kmitočty f_0 (do stovek Hz). Pro vyšší kmitočty je ve stejné funkci možné použít např. spínací tranzistory MOSFET anebo částěji polovodičové spínací diody. Totéž zapojení s tranzistory MOSFET je v části c uvedeného obrázku. Při použití spínacích diod se musí respektovat to, že je to prvek, který spíná podle polarity přivedeného napětí. Pro pochopení funkce modulatorů s diodami je velmi dobré si povšimnout funkce tzv. diodového modulatoru pro amplitudovou modulaci.



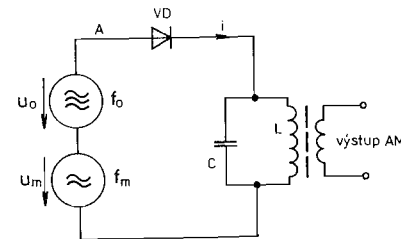
Obr. 3.39. Princip mechanického modulatoru: *a* – principiální zapojení mechanického modulatoru; *b* – průběh proudu; *c* – modulator s tranzistorem MOSFET



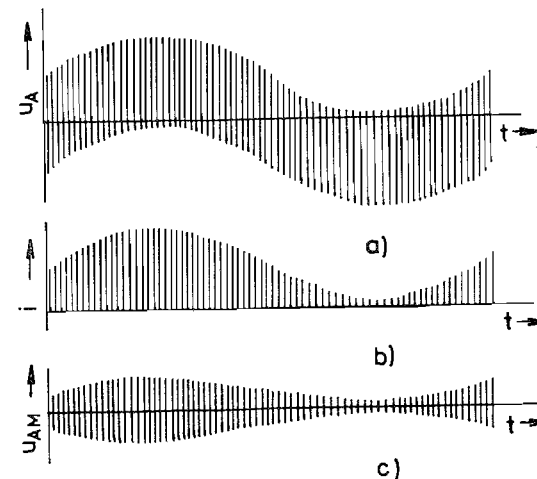
Diodový modulátor AM

Základním obvodem diodových modulatorů DSB je zapojení diodového amplitudového modulatoru (obr. 3.40). Je to v podstatě diodový usměrňovač, usměrňující vhodně zvolenou superpozici signálů nosného kmitočtu o napětí U_0 a signálu modulačního kmitočtu o napětí U_m .

Superponovaná (tj. vzájemně spolu sečtená) napětí přicházejí na diodu, kde dojde k jejich „usměrnění“. Protékající proud je znázorněn na obr. 3.41*b*. Vidíme, že podkladové nf modulační napětí řídí míru „usměrnění“ signálu nosného kmitočtu, což je opačný pochod než u předchozího mechanického modulatoru. Výsledek je však stejný – modulační signál je jakoby „vzorkován“. Tento pochod nemusí být díky voltampérové charakteristice diody příliš lineární. Abychom dosáhli co největší linearitě modulace, musí se vrcholové hodnoty su-



Obr. 3.40. Schéma zapojení diodového amplitudového modulatoru



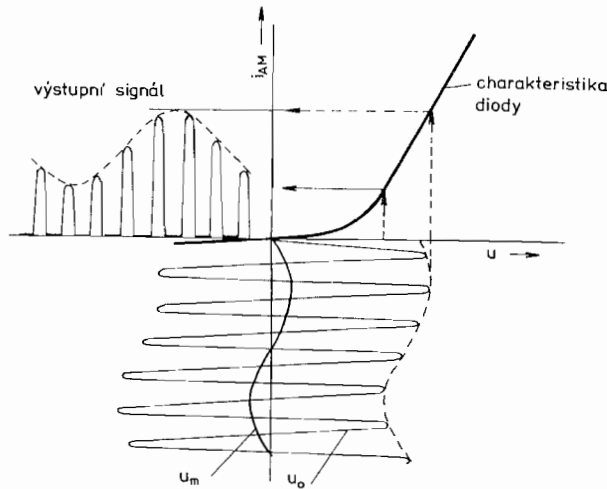
Obr. 3.41. Napěťové a proudové průběhy v obvodu diodového modulatoru: *a* – superpozice napětí nosné a modulačního signálu; *b* – usměrněný proud; *c* – výstupní napětí

perponovaného průběhu pohybovat v lineární části voltampérové charakteristiky diody v propustném směru. Výstupní proudové změny musí odpovídat vrcholovým napětím vysoko nad kolenem charakteristiky, tj. signál nosného kmitočtu musí mít na diodě dostatečnou úroveň. Pro germaniové diody je potřebná velikost U_0 asi 0,8 až 1,0 V.

Křemíkové diody vyžadují vrcholové napětí U_0 přibližně 1,3 až 1,5 V. Důležité dále je, aby vrcholové hodnoty proudu neopustily lineární část charakteristiky (obr. 3.42). To lze zajistit jen pro dostatečně malý rozkmit modulačního napětí U_m . Pro dodržení malého zkreslení přenášené modulace je třeba zachovat podmínku, která platí i pro vyvážená zapojení

$$U_m \leq 0,1 U_0,$$

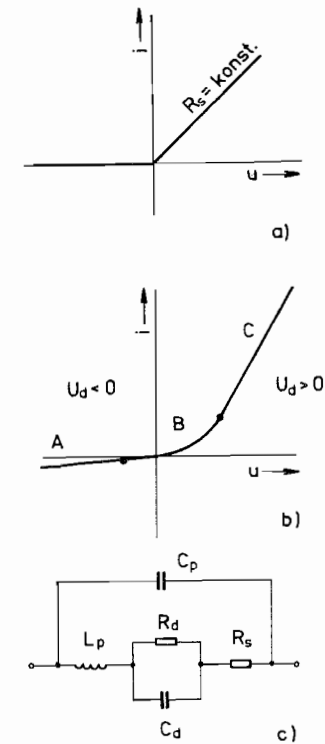
tj. modulační napětí může být nejvýše desetinou napětí signálu nosného kmitočtu. Při nedodržení uvedeného poměru vznikají na výstupu modulátoru i silné kombinační produkty, tj. harmonické, součtové a rozdílové složky obou vstupních signálů, které jsou nežádoucí. Ve vyvážených zapojeních je třeba zachovat rozmezí napětí nosného kmitočtu U_0 také z hlediska dosažení dostatečného potlačení nosného kmitočtu na výstupu modulátoru.



Obr. 3.42. K volbě poměru rozkmitu nosné U_0 a rozkmitu modulačního napětí U_m . Pro malé zkreslení musí být $U_m \leq 0,1 U_0$

Přepínání diody mezi vodivým a nevodivým stavem je ovlivněno elektrickými vlastnostmi polovodičového přechodu. Ideální dioda je pr-

vek, který má v nepropustném směru nekonečně veliký odpor a v propustném směru pak konstantní odpor R_s (obr. 3.43a). Skutečná polovodičová dioda má voltampérovou charakteristiku znázorněnu na obr. 3.43b a náhradní zapojení přechodu je na obr. 3.43c.



Obr. 3.43. a – voltampérová charakteristika ideální diody; b – tři oblasti na voltampérové charakteristice polovodičové diody; c – náhradní schéma diody pro vyšší kmitočty

Na voltampérové charakteristice polovodičové diody rozlišujeme celkem tři oblasti. Na uvedeném obrázku je jako oblast A označena oblast závěrných napětí diody. Zde se z náhradního zapojení diody nejvíce uplatní odpor r_d , který dosahuje značně vysokých hodnot a určuje velikost závěrného proudu diody. Tento proud je u germaniových diod řádově desítky μA , u křemíkových plošných diod pak desítky pA. Z ostatních prvků náhradního schématu se uplatní kapacita přechodu C_d , která by u dobré spínací diody měla být malá a co nejméně závislá na velikosti přiloženého závěrného napětí. Spolu s kapa-

citou přívodů C_p by neměla přesáhnout několik pF při větších závěrných napětích.

V oblasti B diodové voltampérové charakteristiky, kterou zpravidla nazýváme koleno, dochází ke změně polaroty přiloženého napětí a tím k velké změně hodnoty odporu r_a , který se z hodnot řádově stovky kilohmů se zvažujícím napětím snižuje až na jednotky ohmů. V této oblasti se zvětšuje také podstatně kapacita přechodu C_d . Její vliv je při kladnějších napětích posléze „neutralizován“ nízkou hodnotou odporu r_d . Náboj na této kapacitě spolu s vlivem indukčnosti přívodů L_p a kapacitou C_p způsobuje kmitočtovou závislost vlastností diody. V katalogových údajích se tyto závislosti projevují jako tzv. doba zotavení diody t_{rr} , která má být co nejmenší. Dobré spínací diody mají tuto dobu řádově jednotky ns.

V úseku voltampérové charakteristiky, který jsme si v uvedeném obrázku označili jako C , platí poměrně dobře Ohmův zákon, tj. proud $I = U/R$, a oblast je poměrně lineární. Odpor R je v podstatě dán odporem materiálu diody (polovodiče) a přívodů. V této oblasti je dynamický odpor r_d diody už mnohem menší než R . Běžné spínací diody mají odpor R řádově jednotky ohmů.

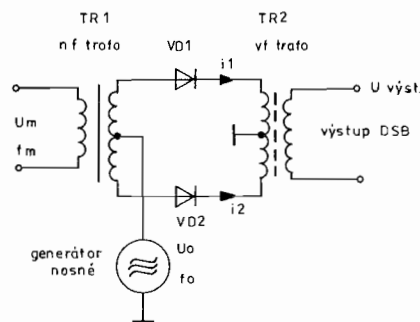
Přechod mezi oblastí B a C nastává u různých typů diod při různém přiloženém napětí. Pro germaniové diody je možné toto koleno očekávat u napětí 0,2 až 0,3 V, u křemíkových plošných diod u napětí 0,6 až 0,7 V. Schottkyho diody s nízkou bariérou mají oblast kolena v rozmezí 0,15 až 0,2 V, se střední bariérou okolo 0,3 až 0,35 V.

Ve vyvážených modulátorech velmi záleží na shodnosti parametrů diod v jednotlivých větvích modulátoru. Pro experimentování s vyváženými modulátory je třeba vybrat diody, které jsou shodné alespoň ve třech bodech jejich voltampérové charakteristiky. Osvědčilo se vybírat diody měřením jejich napětí přechodu v propustném směru při třech konstantních proudech I_d tak, aby se co nejlépe vystihla oblast kolena charakteristiky (např. při proudech 0,1, 1 a 10 mA).

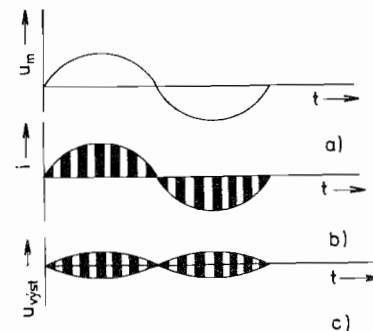
Diodové DSB modulátory

Zapojením dvou diodových amplitudových modulátorů do symetrického obvodu podle obr. 3.44 dostaneme tzv. *sériový dvoucestný modulátor*. Signál nosné o kmitočtu f_0 a vrcholovém napětí U_0 je při-

váděn do středu symetrického nf transformátoru TR_1 . Na koncích sekundárního vinutí transformátoru vzniká superpozice tohoto napětí a protifázových napětí nízkofrekvenčního signálu o vrcholovém napětí U_m . Obě diody vedou proud vždy v kladné půlčlne průběhu nosné a vzniklé proudy i_1 a i_2 se v primárním symetrickém vinutí vf transformátoru TR_2 odečítají. Rozdílový proud $\Delta i = i_1 - i_2$ (obr. 3.45b) je úměrný modulačnímu signálu (viz část a tohoto obrázku). Ze sekundárního vinutí se odebírá výstupní DSB signál (obr. 3.45c).

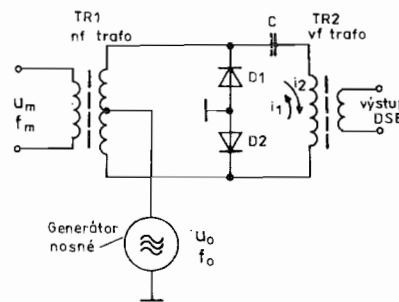


Obr. 3.44. Schéma zapojení sériového dvoudiodového modulátoru



Obr. 3.45. Dvoucestný modulátor – průběhy signálů

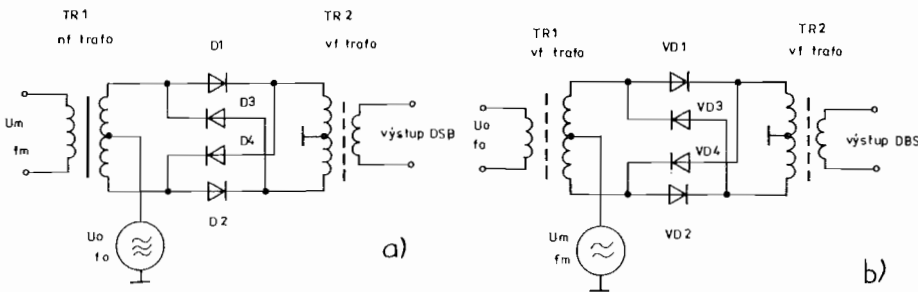
Pro některé aplikace je vhodnější prakticky stejně pracující *paralelní dvoucestný modulátor* (obr. 3.46). K superpozici nízkofrekvenčního modulačního signálu a signálu nosného kmitočtu dochází opět na sekundárním symetrickém vinutí transformátoru TR_1 . Rozdílové hodnoty spínaných průběhů napětí nosné jsou odebrány primárním vinu-



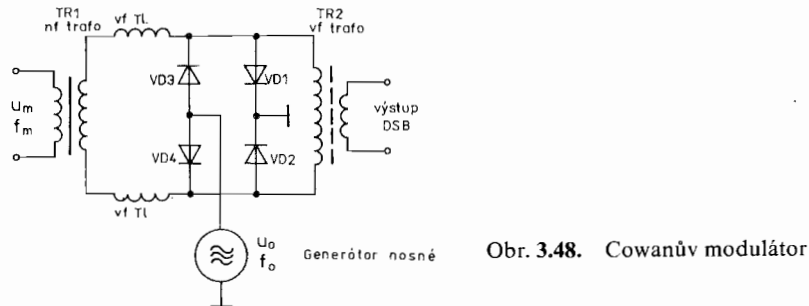
Obr. 3.46. Schéma zapojení paralelního dvoucestného modulátoru

tím transformátoru TR_2 . Naznačený kondenzátor má hodnotu řádově nF a brání zkratu nf modulačního signálu, který by jinak působil vinutí primáru TR_2 . Toto vinutí může být navrženo i jako rezonanční obvod. Spolu s kapacitou C může rezonovat na kmitočtu nosné. Často se takto zapojuje budící cívka mechanického filtru.

Doplněním dvoudiodového sériového modulátoru dalšími dvěma diodami podle obr. 3.47a vznikne zapojení čtyřdiodového sériového modulátoru. Dvě přidané diody nyní zajišťují celovlnnou funkci modulátoru, který podle smyslu řazení diod do kruhu dostal populární název *kruhový modulátor*.



Obr. 3.47. a – kruhový modulátor;
b – úprava zapojení kruhového modulátoru pro dva vf transformátory



Obr. 3.48. Cowanův modulátor

V části b tohoto obrázku je častěji se vyskytující varianta kruhového modulátoru, která vznikne přehozením vstupu pro modulační sig-

nál a vstupu nosného kmitočtu předchozího zapojení. Takto uspořádaný modulátor nevyžaduje rozměrný a těžký nízkofrekvenční transformátor. Transformátor TR_1 je stejný vf transformátor jako TR_2 .

Stejně jako jsme dvojici diod doplnili dvoudiodový sériový modulátor, můžeme podobně dvojici dalších diod doplnit paralelní dvoudiodový modulátor (obr. 3.48). Takto vzniklé zapojení nazýváme paralelní *Cowanův modulátor*. V zapojení jsou naznačeny vf tlumivky, které oddělují výstupní vinutí nf transformátoru od vysokofrekvenční části modulátoru. Místo nf trafa je možno použít invertující nf zesilovač.

Praktická zapojení diodových modulátorů

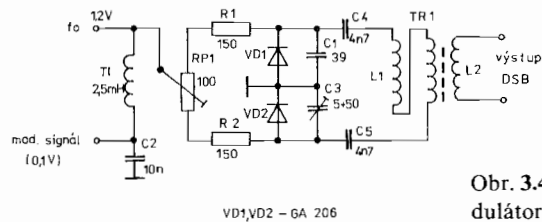
Uvedená základní zapojení se používají poměrně zřídka. Širokého rozšíření však doznaly jejich modifikace, které vznikly díky tomu, že u rádiových zařízení je podstatně větší poměr mezi nosnými a modulačními kmitočty, než tomu je u klasické telefonie. Modulátorová zapojení, používaná v DSB, resp. SSB budičích, mají dále prvky pro přesnější nastavení vyvážení.

Paralelní dvoudiodový modulátor na obr. 3.49 má proti původnímu zapojení obrácenou polaritu jedné z diod. Tím odpadne nutnost použití symetrického nf transformátoru. Výstupní vinutí modulátoru můžeme také vyladit do rezonance na kmitočtu DSB signálu (vinutí L_1 spolu s kondenzátory C_4 a C_5). Kapacitní trimr C_3 slouží spolu s odporovým trimrem RP_1 pro nastavení elektrické symetrie. Jako diody VD_1 a VD_2 je použit pár germaniových diod 2-GA206, které se používaly do diodových demodulátorů FM.

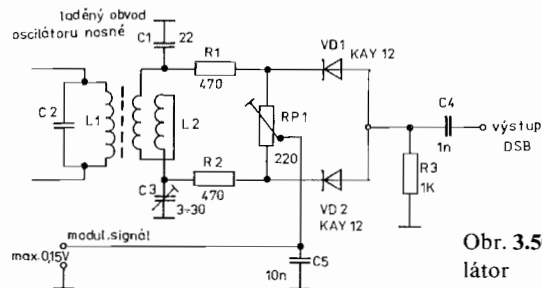
Sériový dvoudiodový modulátor na obr. 3.50 je buzen signálem nosného kmitočtu, získávaným pomocí induktivní vazby přímo z oscilátoru nosné. Elektrická symetrie se opět nastavuje prvky C_3 a RP_1 , napěťové úrovně jsou vyznačeny. Jinak pro toto zapojení platí vše jako pro předchozí modulátor.

Kruhový modulátor na obr. 3.51 je uveden ve vůbec nejpoužívanějším zapojení. Při dobré mechanické symetrii toto zapojení dosahuje i dobrého potlačení nosné. Diody jsou rychlé spínací typy s vysokou vodivostí. Vybíráme je na stejné napětí při konstantním proudu. Vzhledem k velmi malým rozdílům napětí je dobré použít jednu dio-

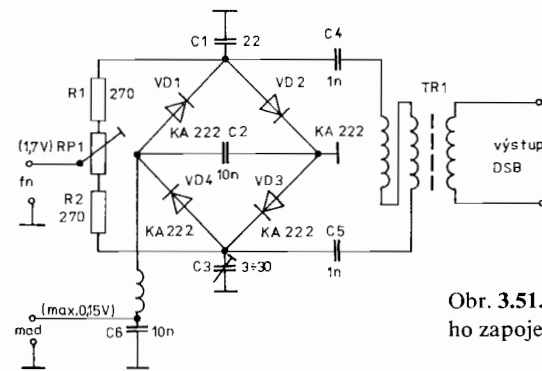
du jako referenční zdroj a napětí přechodu u vybíraných kusů měřit proti takto získanému referenčnímu napětí. Pro nižší kmitočty nosné (pod 1 MHz) je vhodné ladit primární vinutí TR_1 do rezonance se sériově zapojenými kondenzátory C_4 a C_5 . Tyto kapacity mají pak hodnoty řádově stovky pikofaradů. Vhodné to je například při přímém připojení mechanického filtru k tomuto modulátoru, kdy místo primárního vinutí TR_1 zapojíme přímo cívku vstupního měniče. U krystalových filtrů není přímé připojení vhodné, mezi modulátor a filtr zařazujeme prakticky vždy oddělovací stupeň a výstupní transformá-



Obr. 3.49. Paralelní dvoudiodový modulátor



Obr. 3.50. Sériový dvoudiodový modulátor



Obr. 3.51. Schéma nejčastěji používaného zapojení kruhového modulátoru

tor TR_1 řešíme jako aperiodický, zatížený na výstupu ohmickým odporem.

Diodové modulátory jsou v některých publikacích považovány za šestipóly s velmi složitým řešením přenosů mezi dvěma vstupy a jedním výstupem. Aby diodové modulátory dobře splnily svůj účel, je třeba je jak na vstupech, tak i na výstupu správně impedančně přizpůsobit. Impedance diodových modulátorů je na rádiových kmitočtech nízká, řádově desítky ohmů. Pro připojení výstupu modulátoru k zátěži často používáme symetrický širokopásmový vysokofrekvenční transformátor s trifilárním vinutím. Pro realizaci takového transformátoru používáme téměř výhradně feritová jádra. Pro oblast stovek kHz je nejvýhodnější použít feritové hrncové jádro z hmoty H12 nebo H6 (není kritické). Pro modulátory pracující s nosnými kmitočty řádu jednotek až desítek MHz je naopak vhodné použít toroidní feritová jádra o vnějším průměru 6 až 10 mm z hmoty N2, N1 nebo N05.

Vinutí transformátorů modulátoru pro budiče SSB signálu musí především splňovat požadavek elektrické symetrie a malého vnášeného útlumu. Transformátor naproti tomu nemusí být nijak širokopásmový, protože budič pracuje na jednom pevném kmitočtu. U primárního vinutí (ke kterému se pak přes transformační poměr vztahují i počty závitů sekundárního vinutí) musíme dodržet pouze jeho minimální indukčnost L_p :

$$L_p \geq \frac{4R_p}{\omega_0} = \frac{2R_p}{\pi f_0},$$

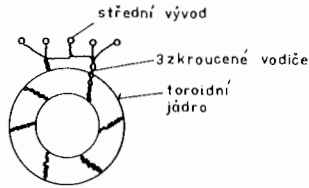
kde R_p je reálná složka impedance primárního vinutí a f_0 nosný kmitočet. U kruhového modulátoru, stejně jako u ostatních typů diodových modulátorů, je vstupní impedance silně závislá na poměru diferenciálního odporu diod v propustném směru r_p a v závěrném směru r_z , k hodnotě zatěžovacího odporu R_z a na stupni vybudění modulátoru signálem nosného kmitočtu.

U kruhového modulátoru zpravidla předpokládáme velikost R_p :

$$R_p = \sqrt{r_p \cdot r_z} \text{ (bývá mezi 40 až 100 ohmy).}$$

Se zmíněnou potřebou elektrické symetrie vyváženého modulátoru silně souvisí možnost jeho vyvážení dosáhnout, resp. nastavit, a tak dokonale potlačit nosný kmitočet. Předpokládáme-li použití diod, které jsou vybrány na co největší shodnost svých parametrů, musíme

dále dosáhnout mechanické symetrie montáže součástí modulátoru a elektrické symetrie vysokofrekvenčního transformátoru. Tuto symetrii získáme tak, že všechna potřebná vinutí vineme najednou. V případě tří vinutí je tzv. trifilární vodič složen ze tří drátů navzájem spolu zkroucených. Pro modulátory s nosným kmitočtem mezi 5 až 15 MHz je vhodný toroid o vnějším průměru 10 mm, na který navineme 10 až 15 závitů trifilárního vinutí z tří vodičů o průměru 0,3 až 0,4 mm. Vodiče spolu dohromady pravidelně zkroutíme, asi 20 zkrutů na 10 cm délky. Trifilární vinutí pevně a pravidelně navineme na toroidní jádro, které před vinutím opatrně obrousíme na hranách (strháme hrany), aby nedocházelo k prodření vodičů. Způsob vinutí je znázorněn na obr. 3.52. Vinutí, která jsou spojena v sérii, propojíme co nejkratším způsobem přímo na jádru. Má-li být transformátor aperiodický (neladěný), použijeme toroid hmoty N2 nebo N1. Pro laděný transformátor je vhodnější hmota N05. Transformátor ani v tomto případě nemá ladit ostře, měl by být okolními připojeními nízkými impedancemi značně tlumen.



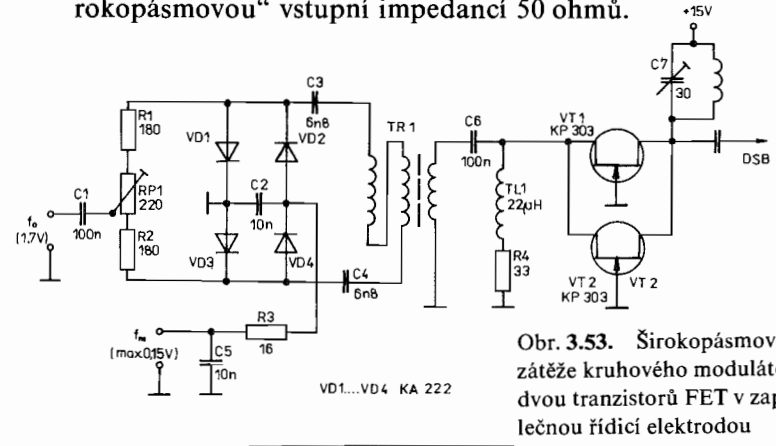
Obr. 3.52. Způsob vinutí vysokofrekvenčních symetrických transformátorů pro vyvážené modulátory

Pro dosažení elektrické symetrie se k základnímu zapojení přidává ještě kapacitní vyvážení. Na obr. 3.49 až obr. 3.51 jsou to vždy kapacity C_1 a C_3 . Kapacitní vyvážení nastavujeme na minimum nosného kmitočtu na výstupu modulátoru (střídavě s nastavováním tohoto minima i odporovým trimrem RP_1). Kapacitu C_1 volíme poloviční, než je maximální kapacita trimru C_3 .

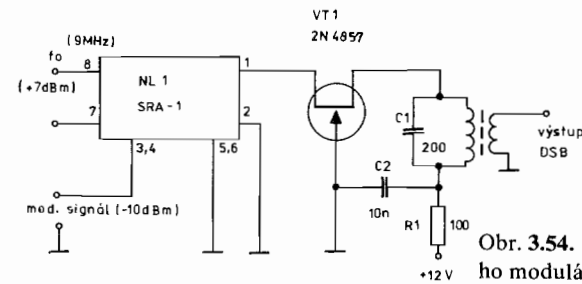
Celý balanční modulátor doporučujeme stínit, aby se zamezilo nejen elektrickému, ale také magnetickému ovlivňování jinými obvody.

Výstupní impedance modulátoru a jeho zatěžovací impedance (tj. vstupní impedance následujícího stupně) mají být shodné. Zásadně nepřipojujeme na výstup vyváženého modulátoru přímo vstup krystalového filtru, neboť jak modulátor, tak i filtr vyžadují čistě odporovou

zátěž. Ideální zátěží je širokopásmový zesilovač s definovanou vstupní impedancí, např. tranzistor FET nebo MOSFET v zapojení se společnou řídicí elektrodou. Vstupní impedance takového zapojení je přibližně rovna převrácené hodnotě strmosti tranzistoru. V literatuře se jako velmi vhodné pro tento účel uvádějí tranzistory BF246, P8000, P8002 nebo CP643. Ze sovětských typů (dostupných v NDR) to jsou KP902, KP903, KP307, KP302. Pro modulátor s výstupní impedancí 50 ohmů můžeme použít i náš tranzistor KF910 se strmostí 20 mA/V. Nemáme-li dostatečně strmý tranzistor, můžeme pro tento účel spojit dva i více kusů paralelně, jejich strmost se sčítá. Příklad takového zapojení je na obr. 3.53. Ideální kruhový modulátor pro DSB signál je na obr. 3.54. Je osazen továrně vyráběným modulátorem typu SRA-1 s přímo připojeným přizpůsobovacím tranzistorem typu 2N4857 s „širokopásmovou“ vstupní impedancí 50 ohmů.



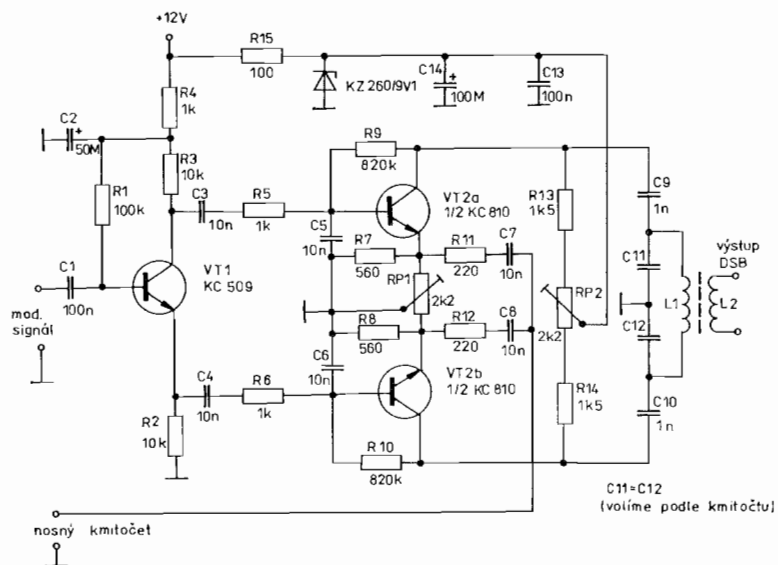
Obr. 3.53. Širokopásmové přizpůsobení zátěže kruhového modulátoru pomocí dvou tranzistorů FET v zapojení se společnou řídicí elektrodou



Obr. 3.54. Zapojení továrního kruhového modulátoru spolu s přizpůsobovacím tranzistorem FET

Modulátory DSB s tranzistory

Problémem modulátorů s tranzistory je jejich menší odolnost proti teplotním a mechanickým vlivům, což je především dáno počtem součástek a celkovou stabilitou montáže. Pro snížení těchto vlivů používáme v modulátorech dvojité tranzistory. Příklad zapojení tranzistorového modulátoru DSB je na obr. 3.55.

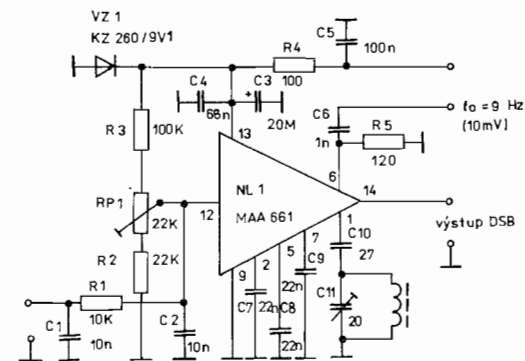


Obr. 3.55. Zapojení tranzistorového modulátoru DSB s dvojitým tranzistorem KC810

První tranzistor VT_1 je nízkofrekvenční invertor, který ze vstupního nf signálu vytváří dvojici symetrických nf napětí přiváděných do bází dvojitého tranzistoru $VT_{2a,b}$ (KC810). Přesného vyvážení se dosáhne pomocí střídavého nastavení dvou odporových trimrů RP_1 a RP_2 , potlačení nosného kmitočtu je vyšší než 40 dB. Modulátor má zesílení, je použitelný v celém KV rozsahu. Rezonanční kmitočet výstupního obvodu je určen hodnotou kapacity C_{11} C_{12} a indukčnosti L_1 .

Zapojení modulátorů DSB s diskretními bipolárními tranzistory se

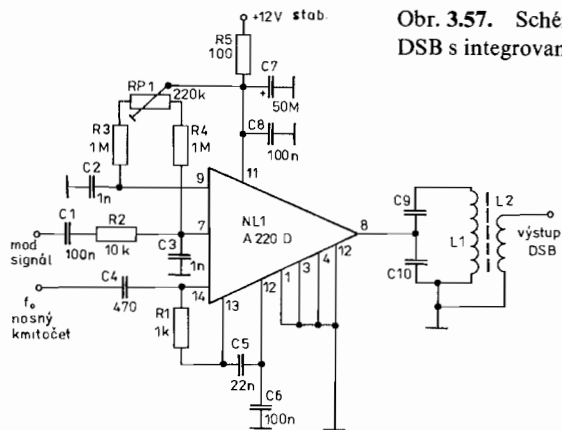
příliš nepoužívá. Naproti tomu používání bipolárních integrovaných obvodů je poměrně rozšířené. Na obr. 3.56 je zapojení integrovaného DSB modulátoru, využívající vyváženou demodulační část integrovaného obvodu MAA661. Signál nosného kmitočtu se přivádí na vstup



Obr. 3.56. Schéma zapojení modulátoru DSB s MAA661

omezovacího zesilovače (vývod 6), napětí na vývodu 12 se stejnosměrně vyvažuje proti vývodu 2. Na něm je vyveden vnitřní referenční zdroj integrovaného obvodu. Diferenciální stupeň se opírá o referenční napětí a vyvažovací napětí vývodu 12, do kterého se současně přivádí modulační střídavý signál. Společný výstup vyváženého obvodu je na vývodu 1. Pro kmitočty vyšší než 1 MHz připojujeme na tento vývod laděný obvod LC, navázaný přes kapacitu (ve schématu označenou jako C_{10}). Obvod se ladí na kmitočet signálu DSB a velikost vazební kapacity C_{10} se musí pro každý kmitočet vyzkoušet, neboť při příliš velké hodnotě kapacity může být následující emitorový sledovač (výstup na vývodu 14) nestabilní. Dále se u některých kusů tohoto integrovaného obvodu může projevit teplotní nestabilita vyvážení modulátoru, způsobená teplotní nestabilitou referenčního zdroje. Tomu můžeme poněkud odpomoci zvýšením proudu protékajícího referenčním obvodem, čehož dosáhneme přidáním rezistoru 2,2 k Ω mezi vývody 13 a 2.

Další zapojení s integrovaným obvodem je na obr. 3.57. U tohoto modulátoru DSB se využívá dvojitě vyvážená část integrovaného ob-



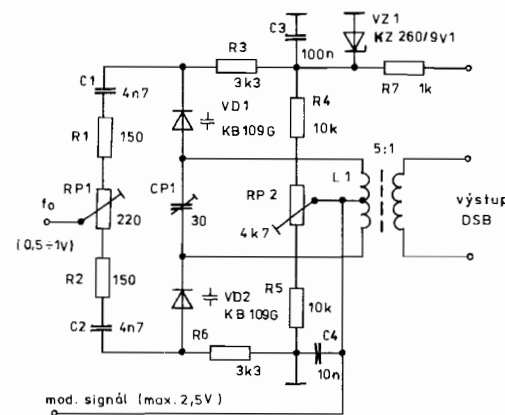
Obr. 3.57. Schéma zapojení modulátoru DSB s integrovaným obvodem A220D

vodu A220D (produkce NDR). Nosný kmitočet se přivádí na vývod 14 obvodu, jeho napěťová úroveň není kritická (30 až 100 mV). Vstupní modulační napětí se přivádí přes oddělovací kondenzátor C_1 a člen R_2C_3 na vývod 7 obvodu, který se proti druhému vstupu (vývod 9) vyvažuje pomocí odporového děliče $R_3-RP_1-R_4$ na co nejmenší úroveň nosné na výstupu (vývod 8). Výstupní LC obvod se ladí na kmitočet DSB signálu, poměr kapacit C_9/C_{10} se volí asi 1:10. K pochopení funkce tohoto zapojení (stejně jako předchozího) je dobré si v katalogu součástek prostudovat vnitřní zapojení integrovaného obvodu. Potlačení nosného kmitočtu je na kmitočtech nižších než 3 MHz lepší než 50 dB, na kmitočtech do 12 MHz lepší než 40 dB.

Stejně jako jsme použili popsané dva integrované obvody, je možno v obvodech vyvážených modulátorů použít i další typy integrovaných obvodů, např. B222D, A223D nebo TBA120S. Jsou to zpravidla obvody určené pro demodulaci frekvenčně modulovaných signálů rozhlasu nebo televize. Obvody je třeba vždy zapojit tak, aby bylo možno vyvážením potlačit nosný kmitočet na výstupu obvodu. Modulační signál pak přivedeme do některého ramena vyváženého zapojení. Na závadu bývá občas to, že výstupní obvod těchto integrovaných obvodů nebývá navržen pro vyšší kmitočty signálu DSB.

Modulátory s varikapy

V těchto modulátorech se používají varikapy, polovodičové prvky, jejichž kapacita polovodičového přechodu v závěrném směru se řídí přiloženým elektrickým napětím. Modulátory s varikapy jsou v podstatě vyvážené kapacitní můstky, u kterých se vyvážení ovlivňuje modulačním napětím. Pracovní bod varikapů (obr. 3.58) (tj. jeho stejnosměrné napětí) je volen vždy tak daleko v oblasti závěrných napětí, že na polovodičovém přechodu varikapu nedochází k usměrňovacímu jevu. Nosný kmitočet přichází na oba varikapy ve fázi, a proto (při shodném průběhu kapacity obou varikapů) nedochází k porušení rovnováhy zmíněného kapacitního můstku. Protifázově přiváděné nízkofrekvenční modulační napětí má rozkmit asi pětkrát větší, než je rozkmit nosné. Poměr těchto napětí je tedy obrácený než u diodových vyvážených modulátorů.

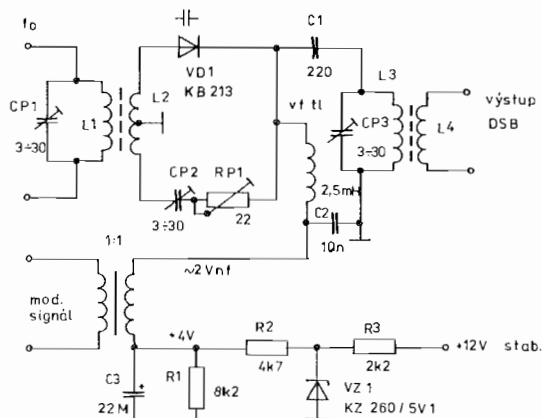


Obr. 3.58. Schéma zapojení modulátoru DSB s dvěma varikapy

Do kapacitního můstku je možné zapojit pouze jeden varikap, viz zapojení modulátoru na obr. 3.59. Druhý varikap je v tomto případě nahrazen sériovou kombinací kapacitního a odporového trimru.

S běžně dosažitelnými varikapy je kmitočtová oblast použití omezena pro kmitočty asi nad 3 MHz. Pro nižší kmitočty nosné je třeba po-

užit speciálních typů varikapů (např. TESLA KB113). Avšak i na nejvyšších používaných nosných kmitočtech lze celkem bez obtíží dosáhnout potlačení nosné lepší než 50 dB. Je jen třeba si uvědomit, že stálost potlačení nosného kmitočtu záleží také na stabilitě napájecího (nebo spíše polarizačního) napětí.



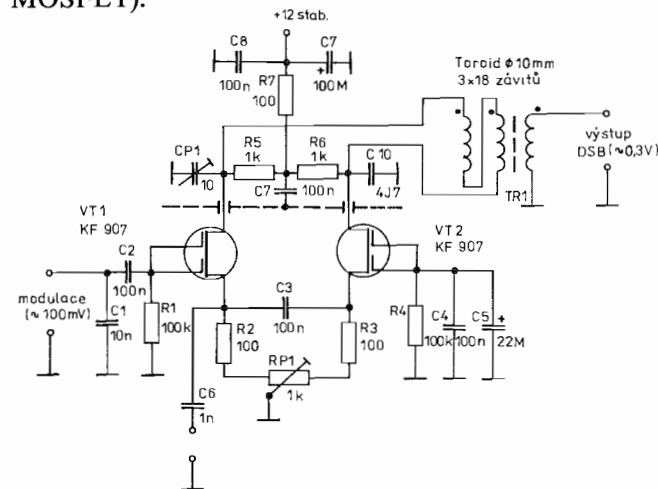
Obr. 3.59. Schéma zapojení modulátoru DSB s jedním varikapem

Po konstrukční stránce je nutné u těchto modulátorů zachovat stejná pravidla, jaká jsme si probrali u diodových vyvážených modulátorů. Snad jen stínění je třeba dělat ještě pečlivěji. Poněkud jinak se řeší výstupní laděný okruh, který vineme na toroidní jádro (hmota N1 nebo N05 – podle kmitočtu) tak, že v jedné polovině jádra je rozmístěno primární vinutí spojené s obvodem varikapu, na druhé – opačné – polovině jádra je výstupní vinutí. Vzdálenost mezi oběma vinutími se snažíme dodržet co největší, aby obě vinutí měla induktivní (magnetickou) vazbu. Proto se volí pokud možno větší průměr toroidního jádra. Do rezonance se odvod doladuje pomocí kapacitních trimrů. Dvojice varikapů v prvním zapojení je vybrána z téže třídící skupiny (poslední písmeno v označení). Pár je nejlépe určit přímo v zapojení, a to tak, že si poznamenejeme pro každou kombinaci velikost a smysl odchylky běžce odporového trimru od středu jeho dráhy. Před vybírá-

ním jenom voltmetrem zkontrolujeme, je-li při střední poloze běžce tohoto potenciometru na děliči R_4 - RP_2 - R_5 skutečně poloviční napětí Zenerovy diody. V modulátoru pak použijeme tu dvojici, která má uvedenou odchylku minimální. Dvojice se spolehlivě vybere přibližně z šesti kusů varikapů, jinak je pochopitelně výhodné vybírat z trojic nebo čtveřic varikapů určených pro ladění přijímačů VKV.

Modulátor DSB s tranzistorem MOSFET

Zapojení se dvěma tranzistorem MOSFET a dvěma řídicími elektrodami (obr. 3.60) je velmi vhodné do moderních zařízení. Původně bylo osazeno klasickými typy 40673, je však velmi dobře možné použít naše tranzistory KF907 nebo KF910, ze sovětských KP306 nebo KP350. Potlačení nosného kmitočtu je přes 50 dB (velmi záleží na stínění celého obvodu a zvláště odstínění vstupní a výstupní elektrody tranzistorů MOSFET).



Obr. 3.60. Schéma zapojení modulátoru DSB s tranzistorem MOSFET

Při realizaci zachováváme co největší symetrii. Nejlepší je, můžeme-li celý modulátor konstruovat do kovové krabičky klasickou vzdušnou montáží bez plošného spoje. Elektrické symetrie výstupního obvodu dosáhneme vyvážením jeho kapacit pomocí CP_1 , vlastní

vyvážení pak odporovým trimrem RP_1 . Vyvážení střídavě oběma trimry několikrát opakujeme. Tento modulátor je vzhledem k funkci srovnatelný s dříve používanými modulátory s přepínací elektronikou 6JH8.

Filtrační metoda generování signálu SSB

Ze tří základních způsobů generování signálu SSB je filtrační metoda nejdůležitější. V moderních zapojeních se v podstatě jiný způsob získávání signálu SSB nepoužívá. Svou oblibu získala především pro svou jednoduchost a stabilitu. Nastavování obvodů filtračního budiče signálu SSB se nemusí opakovat často i několik let, u fázového způsobu se muselo nastavení opakovat i několikrát během provozního dne a vždy při změně pracovního kmitočtu. Pro filtrační potlačení nežádoucího postranního pásma je třeba použít velmi kvalitní speciální krystalový nebo mechanický filtr.

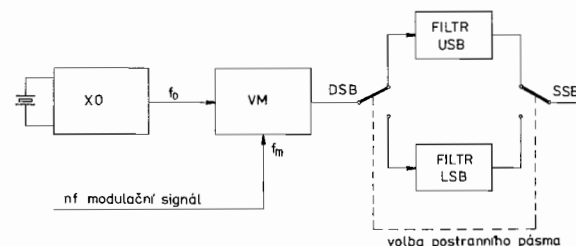
Generujeme-li signál SSB, vždy si musíme uvědomit, jestli je potřebné generovat tento signál v regulární nebo invertované formě. Na pracovních kmitočtech krátkovlnných radioamatérských pásem vyšších než 10 MHz je dohodnuto přednostní používání regulárního postranního pásma (USB), tj. pásma, jehož kmitočtové rozložení je co do k smyslu shodné s kmitočtovým rozložením (spektrém) původního nízkofrekvenčního hovorového signálu.

Invertované postranní pásmo (LSB) má obrácený smysl uspořádání svých kmitočtových složek, tj. nižším modulačním kmitočtům odpovídají vyšší kmitočty a vyšším modulačním kmitočtům nižší kmitočty SSB signálu. Invertované formě SSB signálu se dává přednost při práci na kmitočtech nižších než 10 MHz.

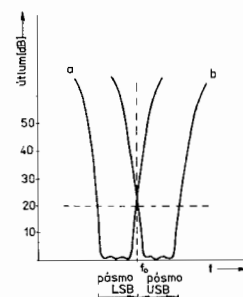
Budič signálu SSB pro vysílače pracující na radioamatérských pásmech musí být schopen generovat obě postranní pásma.

Metoda jednoho nosného kmitočtu a dvou filtrů je blokově znázorněna na obr. 3.61. Krystalový oscilátor (XO) pracující na kmitočtu potlačené nosné budí vyvážený modulátor (VM), do kterého se souběžně přivádí nízkofrekvenční modulační signál. Vyvážením modulátoru je

na výstupu potlačen nosný kmitočet a výsledný signál DSB se vede buď do filtru propouštějícího horní postranní pásmo, nebo do filtru propouštějícího dolní postranní pásmo. Filtry se volí buď mechanickým, nebo častěji elektronickým přepínačem. Vztah útlumových charakteristik obou filtrů ke kmitočtu nosné f_0 je znázorněn na obr. 3.62.



Obr. 3.61. Blokové schéma filtrační metody získávání signálu SSB pomocí dvou filtrů: XO – krystalový oscilátor nosného kmitočtu; VM – vyvážený modulátor



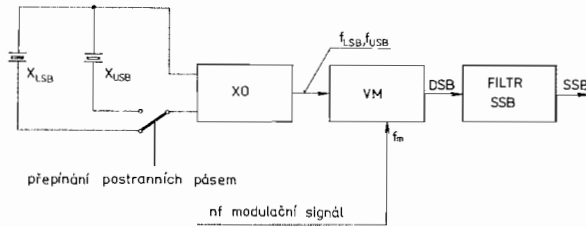
Obr. 3.62. Průběh útlumových charakteristik filtrů pro postranní pásma u filtrační metody se dvěma filtry: a – útlumová charakteristika filtru pro LSB; b – útlumová charakteristika filtru pro USB

Výhoda tohoto způsobu volby postranních pásem spočívá pouze v tom, že potlačený nosný kmitočet zachovává při přepínání postranních pásem svou nominální hodnotu. Nevýhodou této metody je nutnost použití dvou velmi drahých a obtížně dostupných filtrů. Vhodné filtry pro tuto metodu se vyrábějí např. v NDR nebo SSSR, dvojice filtrů používala ve svých zařízeních americká firma DRAKE. V NDR se vyrábějí mechanické filtry pro kmitočet nosné 200 kHz, a to filtr MF200 + E-0235 pro horní postranní pásmo a filtr MF200 - E-0235 pro dolní postranní pásmo. Sovětské mechanické filtry pro nosný kmitočet 500 kHz mají označení EMF-9D-500-3V pro horní po-

stranní pásmo a EMF-9D-500-3N pro dolní postranní pásmo.

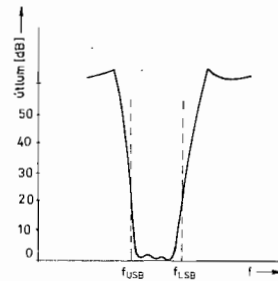
Metoda jednoho filtru a dvou postranních kmitočtů je nejčastěji používaným způsobem filtrace SSB signálu. Blokové zapojení je na obr. 3.63. Krystalový oscilátor nosných kmitočtů používá dva mechanicky nebo častěji elektronicky přepínané krystaly – jeden kmitající na kmitočtu f_{USB} (kmitočtově se nalézá těsně pod spodním okrajem propustného pásma filtru), druhý na kmitočtu f_{LSB} (kmitočtově těsně nad propustným pásmem filtru).

Příklad útlumové charakteristiky filtru se zakreslenými kmitočty f_{USB} a f_{LSB} je na obr. 3.64.



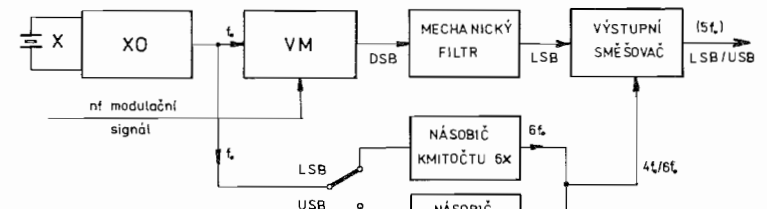
Obr. 3.63. Blokové schéma zapojení budiče SSB pomocí filtrační metody se dvěma kmitočty nosné a jedním filtrem: X_{LSB} a X_{USB} – krystaly nosných kmitočtů; XO – oscilátor nosné; VM – vyvážený modulátor

Obr. 3.64. Útlumová charakteristika filtru SSB a její vztah k nosným kmitočtům f_{LSB} a f_{USB}

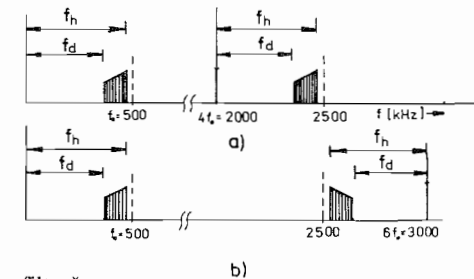


Třetí filtrační metoda využívá inverze postranního pásma směšování. Blokové schéma zapojení budiče signálu SSB je na obr. 3.65. Krystalový oscilátor pracuje na kmitočtu potlačené nosné příslušném buď f_{LSB} nebo f_{USB} – v daném příkladu je zvolen f_{LSB} . Po přivedení signálu nosného kmitočtu a modulačního signálu na vyvážený modulátor dojde k vytvoření signálu DSB a po potlačení horního postranního

pásma, ke kterému dojde v SSB filtru, je vzniklý LSB signál veden do výstupního směšovače (SM). Do tohoto směšovače je jako směšující signál přiváděn buď čtyřnásobek, nebo šestnásobek nosného kmitočtu, získávaný násobením nosného kmitočtu f_0 . Například směšováním LSB signálu o potlačeném nosném kmitočtu 500 kHz se čtyřnásobkem tohoto kmitočtu (tj. 2 000 kHz) vznikne na výstupu směšovače součtový LSB signál s potlačenou nosnou 2 500 kHz (viz obr. 3.66). Směšováním téhož LSB signálu s šestnásobkem nosného kmitočtu (tj. 3 000 kHz) vznikne na výstupu směšovače rozdílový signál SSB o kmitočtu potlačené nosné opět 2 500 kHz, ale charakteru USB (viz obr. 3.66b).



Obr. 3.65. Blokové schéma zapojení budiče SSB, používajícího inverzi postranního pásma pomocí směšování: X – krystal nosné; XO – krystalový oscilátor; VM – vyvážený modulátor; $4X$ – násobič kmitočtu čtyřikrát, $6X$ – násobič kmitočtu šestkrát; SM – směšovač s výstupním kmitočtem $5f_0$



Obr. 3.66. Kmitočtové poměry u filtračního budiče SSB signálu s inverzí směšováním

V této třetí metodě jsou v podstatě sečteny výhody obou předchozích způsobů. Nevýhoda je pouze jediná. Dvojitý směšování má jisté potíže (generování potřebných kmitočtů, odolnost proti křížové modulaci a intermodulaci atd).

Filtry pro SSB

Parametry filtrů pro SSB

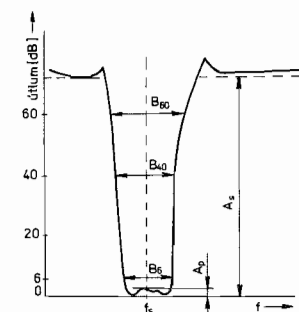
U filtrační metody generování SSB signálu (ale např. i u přijímačů pro SSB) velmi záleží na kvalitě filtru SSB. Kdybychom pro filtrování použili jednoduchý obvod LC, stačilo by, aby na kmitočtu 50 kHz měl činitel jakosti Q hodnotu asi 25. Na kmitočtu 500 kHz to bude desetkrát tolik, zatímco na oblíbeném kmitočtu 9 MHz by takový obvod musel mít činitel jakosti okolo 5 000. Z uvedeného srovnání je zřejmé, že klasické řešení filtru pomocí obvodů LC je možné jen v pásmu kmitočtu asi do 150 kHz. Od kmitočtu 50 kHz do přibližně 600 kHz je nejvýhodnější použít elektromechanických filtrů. Dříve zhotovované krystalové filtry na kmitočtech nižších než 1 MHz byly rozměrově náročné. Téměř ideální elektromechanické filtry však vzhledem ke svému nízkému pracovnímu kmitočtu vyžadují pro převedení signálu do pracovního pásma v krátkovlnném rozsahu dvojitý až trojitý směšování.

V kmitočtové oblasti mezi 3 až 20 MHz se používají krystalové filtry, které jako jediné mohou splnit představy konstruktérů zařízení pro SSB. Jsou rozměrově malé, kompaktní, bez nastavovacích prvků, mechanicky i elektricky stabilní a cenově poměrně přístupné.

Použitelnost a jakost daného filtru charakterizují parametry, které je možné určit podle průběhu jeho útlumové charakteristiky. Kromě středního (pracovního) kmitočtu filtru je to především šíře jeho propustného pásma, průběh útlumové charakteristiky v tomto propustném pásmu, průběh charakteristiky mimo pásmo propustnosti a vložený útlum filtru. Příklad útlumové charakteristiky filtru SSB je znázorněn na obr. 3.67.

Šíře propustného pásma filtru přímo souvisí s tvarem útlumové cha-

arakteristiky. Měříme ji jako kmitočtový rozdíl dvou bodů útlumové charakteristiky filtru s útlumem 6 dB proti nejmenším hodnotám útlumu v propustném pásmu. Na uvedeném obrázku je označena jako B_6 . Pro filtry SSB jsou vhodné šíře mezi 2,1 kHz až 3,4 kHz, pro speciální použití (závodní nebo DX provoz) se někdy používají i filtry se šíří propustného pásma 1,8 kHz.



Obr. 3.67. Útlumová charakteristika filtru SSB a její parametry

Samotná šíře pásma však ještě nepostačuje pro určení vhodnosti filtru pro SSB.

Tvar útlumové charakteristiky filtru pro SSB vyjadřujeme tzv. koeficientem pravoúhlosti K . Vycházíme z představy, že ideální filtr má kromě svého propustného pásma potlačovat všechny ostatní kmitočty s velkým útlumem, tj. jeho útlumová charakteristika má mít tvar obdélníku. Proto měříme šíři propustného pásma filtru pro další hodnoty útlumu (zpravidla pro 20, 40 a 60 dB; ideální filtr by měl příslušné šíře pásma, označené B_{20} , B_{40} a B_{60} , shodné s šíří propustného pásma B_6). Míra rozšiřování útlumové „sukénky“ filtru se vyjadřuje zmíněným koeficientem pravoúhlosti. Pro změřené šíře pásma B_6 a B_{60} , tj. šíře pásma pro útlumy 6 a 60 dB, bude

$$K_{60} = \frac{B_{60}}{B_6},$$

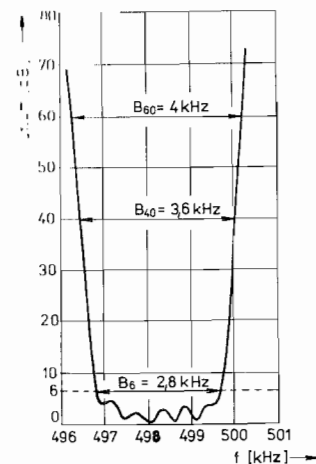
příčemž je tento koeficient bezrozměrné číslo. Jeho velikost je u kvalitních filtrů pro SSB okolo 1,5. Filtr pro SSB je charakterizován velikostí $K_{60} \leq 2$. U jednodušších filtrů však často nedosahuje potlačení

kmitočtů mimo propustné pásmo zcela jednoznačně hodnoty 60 dB. Proto se také často uvádí koeficient pravouhlosti K_{r60} , který charakterizuje tvar útlumové charakteristiky filtru do hodnoty útlumu 40 dB. Tento koeficient je „mírnější“. Měl by být $K_{r40} \leq 1,5$ a je vždy menší než příslušný K_{r60} .

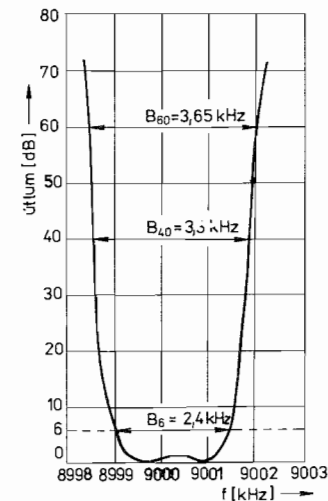
Potlačení kmitočtů mimo propustné pásmo. Koeficient K , popisuje tvar útlumové charakteristiky filtru v těsné blízkosti propustného pásma a tak vlastně vyjadřuje schopnost filtru potlačit nežádoucí postranní pásmo a zeslabit zbytky potlačeného nosného kmitočtu. Nic však nenaznačuje o ostatních kmitočtech mimo propustné pásmo. Protože vůbec (zvláště u jednodušších filtrů) nemusí platit, že velikost útlumu je zde větší než v v těsné blízkosti propustného pásma, používáme často pojem „útlum v nepropustném pásmu“. Na obr. 3.67 je označen A_s . Nepropustné pásmo filtru se často nazývá anglickým termínem „stopband“. Tento útlum by měl být $A_s \geq 60$ dB. Pro filtry SSB používané i jako přijímací je však nezbytné, aby byl alespoň $A_s = 80$ dB. Kvalitní filtry mají tuto hodnotu nezdědka vyšší než 100 dB. Dosažení této hodnoty a její udržení v konstruovaném zařízení vyžaduje velmi pečlivě stínit nejen vstup filtru od jeho výstupu, ale i stínit obvody spojené se vstupem filtru od obvodů spojených s jeho výstupem. Často se uvádí, že výstup filtru nesmí „vidět“ na svůj vstup. K udržení dostatečného útlumu v nepropustném pásmu dobře napomáhá i zařazení obvodů LC do signálové cesty, neboť pomáhají potlačit i vzdálenější „parazitní“ poklesy útlumové charakteristiky, které se někdy u krystalových filtrů vyskytují. Dojde-li k poklesu útlumu mimo propustné pásmo v již hotovém a provozovaném zařízení, jde zpravidla o poruchu stínění obvodů nebo o narušení impedančního přizpůsobení vstupu či výstupu filtru.

Nerovnosti útlumové charakteristiky filtru v propustném pásmu jsou náhlé změny útlumu v rozmezí šíře pásma B_6 . Tyto změny by neměly přesáhnout hodnotu 3 dB. Větší nerovnosti svědčí o nedokonalém impedančním přizpůsobení filtru k okolním obvodům. Hodnota zatěžovací impedance (zpravidla udaná jako paralelní kombinace odporu a kapacity) je údajem, který výrobce vždy uvádí. U neznámých filtrů je třeba tyto hodnoty nalézt (pomocí odporových a kapacitních trimrů), abychom dostali potřebný průběh útlumové charakteristiky.

Příklady průběhů útlumové charakteristiky továrně vyráběných filtrů jsou na obr. 3.68 (sovětský mechanický filtr EMF-9D-500-3N) a obr. 3.69 (osmikrystalový filtr TESLA PKF 9 MHz 8 Ω 2,4).



Obr. 3.68. Útlumová charakteristika mechanického filtru EMF-9D-500-3N



Obr. 3.69. Útlumová charakteristika krystalového filtru TESLA 9 MHz 2,4/8 Ω

Na příkladu mechanického filtru vidíme průběh útlumové charakteristiky s koeficientem pravouhlosti $K_{r60} = 1,5$. Filtr má velmi dobrý útlum v nepropustném pásmu ($A_s \geq 100$ dB), poněkud horší průběh útlumu v propustném pásmu. Tento parametr by se pravděpodobně zlepšil individuálním přizpůsobením. Šíře propustného pásma je sice větší, než jsme si uváděli jako optimum, ale dá se velmi dobře omezit filtrací nf signálu v modulačním zesilovači.

Krystalový filtr, uvedený na druhém obrázku, je špičkový výrobek známý u nás i za hranicemi. Koeficient pravouhlosti je stejně jako v předchozím příkladu $K_{r60} = 1,5$, útlum v nepropustném pásmu je větší než 80 dB, zvlnění útlumové charakteristiky v propustném pásmu menší než 1 dB. Šířka propustného pásma filtru je $B_6 = 2,4$ kHz, filtr

má nízkoimpedanční vstup i výstup a velmi dobře se přizpůsobuje. Proti předchozímu mechanickému filtru má navíc krystalový filtr menší vložný útlum (tj. útlum, který filtr, zařazený v signálové cestě, představuje pro procházející signál). Krystalové filtry mívají tento útlum v rozmezí 3 až 5 dB, mechanické filtry jej mají vyšší (7 až 14 dB). Parametry dostupných filtrů pro SSB jsou uvedeny v tab. 3.4.

Tab. 3.4. Parametry filtrů pro SSB

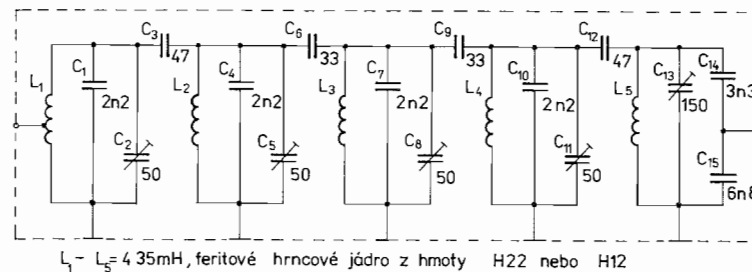
Výrobce	Označení filtru	Typ	Kmitočet [MHz]	B_6	K_{r40}	K_{r60}	R_z [Ω]	C_p [pF]
Tesla	PKF 9 MHz 2,4/4Q	X	9,0	2,4	1,9	-	320	30
Tesla	PKF 9 MHz 2,4/8Q	X	9,0	2,4	1,4	1,5	350	30
Unitra	PP9-A2-2R	X	9,0	2,3	1,4	1,6	350	30
KVG	XF9A	X	9,0	2,5	1,9	-	500	30
KVG	XF9B	X	9,0	2,4	1,5	1,8	500	30
SSSR	FP2P4-410-8,815	X	8,815	2,0	-	1,8	470	25
RFT	MF200+E-0235	M	0,2	2,4	1,25	1,5	1,2K/2,5K	30/75
RFT	MF200-E-0235	M	0,2	2,4	1,25	1,5	1,2K/2,5K	30/75
RFT	MF200+E-0310	M	0,2	3,2	1,25	1,6	1,2K/2,5K	30/75
RFT	MF450+E-0310	M	0,45	3,2	1,25	1,6	20K	20
SSSR	EMF-9D-500-3V	M	0,5	2,8	1,3	1,5	12K	25
SSSR	EMF-9D-500-3N	M	0,5	2,8	1,3	1,5	12K	25

X – krystalový filtr
M – mechanický filtr

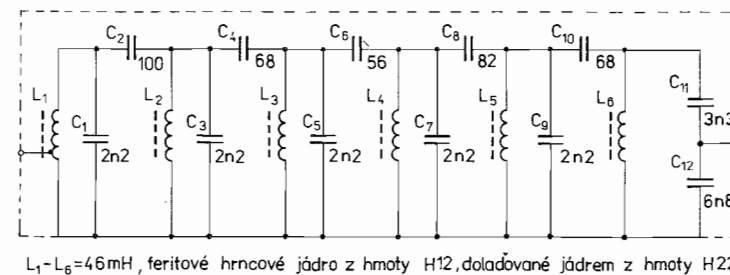
Všechny uvedené filtry s kmitočtem pod 1 MHz jsou elektromechanické, na vyšší kmitočty pak krystalové. Kromě filtrů PKF, které jsou v prodeji v maloobchodní síti (prodejna podniku Elektronika), je ostatní filtry možné zakoupit v okolních státech. Kromě uvedených typů mechanických filtrů jsou ještě známy československé mechanické filtry ze souprav nosné telefonie KNK12. Pro tyto soupravy se vyrábělo celkem 12 různých typů filtrů v kmitočtovém rozmezí 64 až 108 kHz a dále filtry se středním kmitočtem 130 kHz a 450 kHz.

Konstrukce SSB filtrů

Uvedené požadované parametry a zvláště požadavky na strmost boků útlumové křivky dovolují konstruovat filtry LC jen v omezeném kmitočtovém rozsahu. Amatérskými prostředky je možné tyto filtry zhotovit v kmitočtovém rozsahu 20 až 50 kHz. Příklad zapojení filtru s LC obvody doladovanými pomocí kapacitních trimrů je na obr. 3.70. SSB filtr s obvody doladovanými feritovými jádry je na obr. 3.71. Oba tyto filtry jsou navrženy pro střední kmitočet 50 kHz. Koeficient pravoúhlosti útlumové charakteristiky není větší než 2, vložný útlum je okolo 10 dB. Filtry jsou nejen vhodné pro generování signálu určeného k vysílání, ale pokud máme přístup k feritovým nebo ferokartovým hrncovým jádrům, je možné zhotovit i několik takových filtrů pro dále popisované obvody pro úpravu hovorového signálu.



Obr. 3.70. Schéma zapojení filtru LC pro SSB na kmitočtu 50 kHz (podle DM2APM)



Obr. 3.71. Schéma zapojení filtru LC pro SSB na kmitočtu 50 kHz (podle DM2BQK)

Zájemci o tyto filtry vidí obvykle největší obtíž ve zhotovování potřebných cívek. Ty jsou u obou popisovaných filtrů vinuty na hrncová feritová nebo ferokartová jádra. Pokud budeme mít k dispozici feritová hrncová jádra, bude počet závitů poměrně malý. Pro vinutí pak volíme co nejsilnější vodič, kterým se může do kostřičky jádra ještě navinout potřebný počet závitů. Ten určíme celkem snadno pomocí tzv. konstanty A_L , která je obvykle na feritových hrncových jádrech vyznačena jako číslo v rozmezí 100 až 2000 a určuje vztah mezi indukčností a počtem závitů cívky do daného jádra navinuté. Dosadíme-li do vzorce

$$n = \sqrt{\frac{L}{A_L}}$$

indukčnost L v nanohenry (1 mH = 10^6 nH) a konstantu A_L použitého jádra, dostaneme počet závitů n s přesností, která je pro výrobu filtrů dostatečná.

Ferokartová jádra obvykle konstantu A_L nemají známou. Proto navineme na zkušební jádro 20 až 50 závitů a změříme jejich indukčnost. Tyto hodnoty n a L dosadíme do vzorce

$$A_L = \frac{L}{n^2}. \quad [\text{nH}/\text{záv.}^2; \text{nH}; \text{záv.}]$$

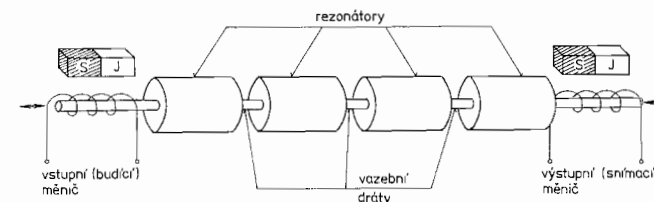
Do ferokartových jader bude třeba navinout více závitů než do feritových. Abychom dosáhli co největšího činitele jakosti cívek, snažíme se použít tzv. vf lanko neboli licnu. Vf lanko se musí v připojovacích místech dokonale propájet, aby se spojily všechny jeho drátky. Cívky u druhého typu filtru doladujeme buď feritovými válcovými jádry, které jsou zavedeny do jádra pomocí prvků držáku, nebo do otvoru upevněného feritového jádra zasuneme kousek molitanu a jednu nebo několik feritových tyčinek. Posunováním tyčinek jádro doladíme, polohu tyčinek pak zakápneme vhodným voskem.

Kondenzátory filtrů LC jsou styroflexové nebo kvalitní keramické. Vzhledem k malému zápornému teplotnímu součiniteli dáváme přednost styroflexovým typům.

Filtr nastavujeme pomocí generátoru a milivoltmetru. Generátor připojíme ke vstupu filtru přes odpor 10 k Ω , stejný odpor připojíme jako zátěž filtru. Vyladíme jednotlivé obvody na maximum výstupního napětí na středním kmitočtu filtru a zkontrolujeme šíři pásma B_6 .

Případné odchylky šíře pásma korigujeme změnou velikosti vazebních kondenzátorů mezi obvody. Nakonec postupně snižujeme oba odpory na vstupu a výstupu filtru, až najdeme kompromis mezi velikostí vložného útlumu a zatížením filtru, projevujícím se na tvaru propustné charakteristiky.

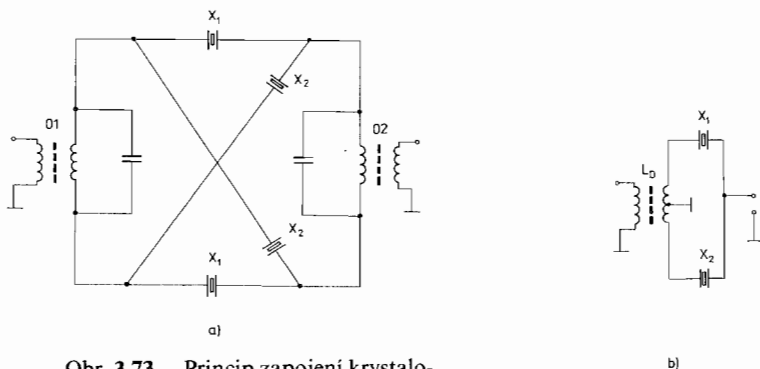
Elektromechanické (zkráceně mechanické) filtry překrývající kmitočtové pásmo od nízkých kmitočtů až asi po 600 kHz využívají mechanické rezonance přesně zhotovených kovových těles (válečků nebo kroužků). Skládají se z měniče elektrických kmitů na kmity mechanické, soustavy mechanických rezonátorů a mechanických vazebních prvků (které určují střední kmitočet pracovního pásma a šíří propustného pásma filtru) a zpětného mechanicko-elektrického měniče. Náčrt skladby prvků takového filtru je na obr. 3.72. Mechanické rezonátory filtrů mohou kmitat různými způsoby – podélně, ohybově, torzně nebo střížně. Měníče, zařazené na koncích mechanické rezonátorové řady, jsou buď magnetostrikční (feritové nebo niklové), nebo piezoelektrické (křemenné nebo keramické). Broušení a opracovávání rezonátorů a zhotovení měničů je velmi náročné na přesnost, strojní a technologické vybavení.



Obr. 3.72. Příklad sestavy mechanického filtru

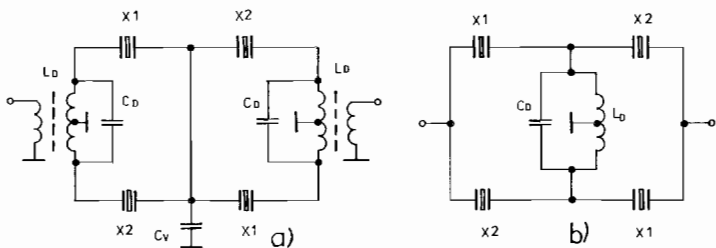
Moderní krystalové filtry se ve světě vyrábějí zpravidla pro kmitočty vyšší než 3 MHz, obvykle však v rozmezí 8 až 11 MHz. Krystaly jsou ve filtru zpravidla zapojeny v tzv. křížovém článku (obr. 3.73a) nebo jeho elektrickém ekvivalentu s diferenciálním transformátorem (obr. 3.73b). Zapojení s diferenciálním transformátorem je economic-

ky výhodnější a elektricky vhodnější pro vyšší pracovní kmitočty filtrů. Proto se stalo i základním zapojením většiny továrních filtrů.

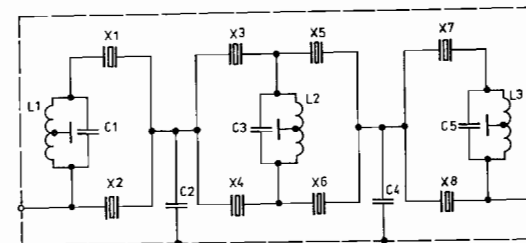


Obr. 3.73. Princip zapojení krystalových filtrů: *a* – křížový článek; *b* – poločlánek s diferenciálním transformátorem

U jednodušších filtrů se používá zapojení se čtyřmi krystaly a dvěma diferenciálními transformátory (obr. 3.74*a*) nebo se čtyřmi krystaly s jedním diferenciálním transformátorem (obr. 3.74*b*), nazývané mezi radioamatéry „McCoy“. Příkladem zapojení s diferenciálními transformátory je vnitřní zapojení filtru KVG XF9B (obr. 3.75).



Obr. 3.74. Schéma zapojení krystalového filtru: *a* – se dvěma diferenciálními transformátory; *b* – s jedním diferenciálním transformátorem (McCoy)

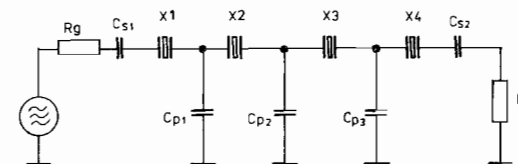


Obr. 3.76. Principiální schéma zapojení čtyřkrystalového příčkového filtru

V křížových člancích složených z krystalů se používají vždy dva kmitočtově poněkud odlišné krystaly X_1 a X_2 . Rozdíl rezonančních kmitočtů těchto krystalů je ve vztahu k požadované šíři propustného pásma filtru.

Pro obvyklou šíři pásma 2,4 kHz je rozdíl kmitočtů X_1 a X_2 1,8 až 2 kHz. Přibližně stejný by měl být i rozestup mezi paralelní a sériovou rezonancí krystalů. U křížových filtrů pro vyšší kmitočty se diferenciální transformátor ladí spolu s připojenými kapacitami do středu přenášeného pásma. Strmost boků útlumové charakteristiky se dále zvyšuje pomocí kompenzačních kapacit, připojovaných ke krystalům s vyšším kmitočtem.

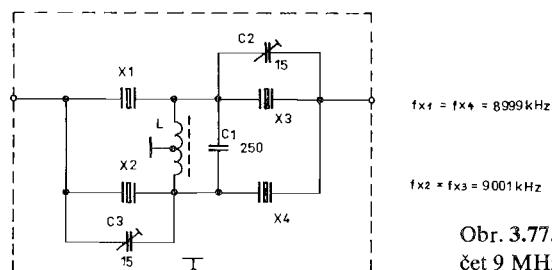
Vývoj krystalových filtrů vedl v poslední době k zapojení tzv. příčkových filtrů. V těchto filtrech jsou krystalové výbrusy řazeny za sebou v sérii a navzájem jsou vázány sériovými a paralelními kapacitami. Příklad zapojení čtyřkrystalového příčkového filtru je na obr. 3.76. Tyto filtry jsou ve srovnání s filtry s diferenciálním transformátorem podstatně vhodnější pro amatérskou výrobu.



Obr. 3.75. Princip zapojení továrního filtru KVG typ XF9B

Amatérská výroba filtrů pro SSB

Zapojení typu McCoy s jedním diferenciálním transformátorem má schéma zapojení na obr. 3.77. Tento filtr je navržen na kmitočet 9 MHz, sériové rezonanční kmitočty krystalů X_1 jsou 8 999 kHz, krystalů X_2 pak 9 001 kHz. Diferenciální transformátor má cívku L bifilárně vinutou na válcovém tělísku o průměru 5 mm s feritovým jádrem z hmoty N05. Na cívku navineme celkem 16 závitů (2×8 závitů bifilárně) z vodiče o průměru 0,35 mm izolovaného smaltem. Tato cívka by se měla dát spolu s kapacitou $C=250$ pF a okolními kapacitami krystalů ladit v pásmu 9 MHz. Rezonanci nejlépe zjistíme pomocí měřiče rezonance (Grid-dip metru). Po předladění zapojíme filtr mezi dostatečně jemný generátor a směrný přijímač (stačí např. Lambda



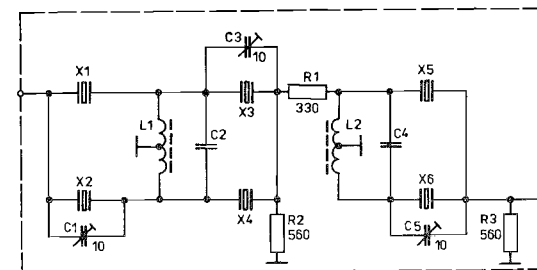
Obr. 3.77. Filtr typu McCoy pro kmitočet 9 MHz

s předřazeným proměnným útlumem). Generátor připojíme přes proměnný odpor (odporový trimr) 1 kiloohm. Stejný trimr zapojíme i paralelně k výstupu (nebo do série se vstupním odporovým článkem) měrného přijímače. Nyní nastane nekonečně zdiluhavá práce postupného ladění generátoru, měření výstupní úrovně a vynášení do grafů. Cílem je nalézt správné hodnoty zatěžovacích odporů, paralelních kapacit u kmitočtově vyšších krystalů a naladění cívky L .

Ještě ke konstrukčnímu provedení filtru. Stejně jako všechny další popisované konstrukce filtrů je vhodné jej vestavět do plechové krabičky nejlépe z železného pocínovaného plechu tloušťky 0,35 nebo 0,5 mm, kterou zhotovíme pájením. V této krabičce vytvoříme přepážkami místo pro krystaly, cívku diferenciálního transformátoru a propojovací montáž. Dbáme, aby výstupní vývody „neviděly“ na vstupní

obvody. Pro vývody použijeme skleněné průchodky ze starších tropikalizovaných kondenzátorů.

Pro radioamatéry, kteří dosáhnou úspěchů a budou mít další trpělivost a krystaly, je určen dokonalý filtr se šesti krystaly, jehož zapojení je na obr. 3.78. Postup zhotovení dílů a nastavování je shodný s předchozím popisem, jen nastavování a měření bude asi čtyřikrát více.



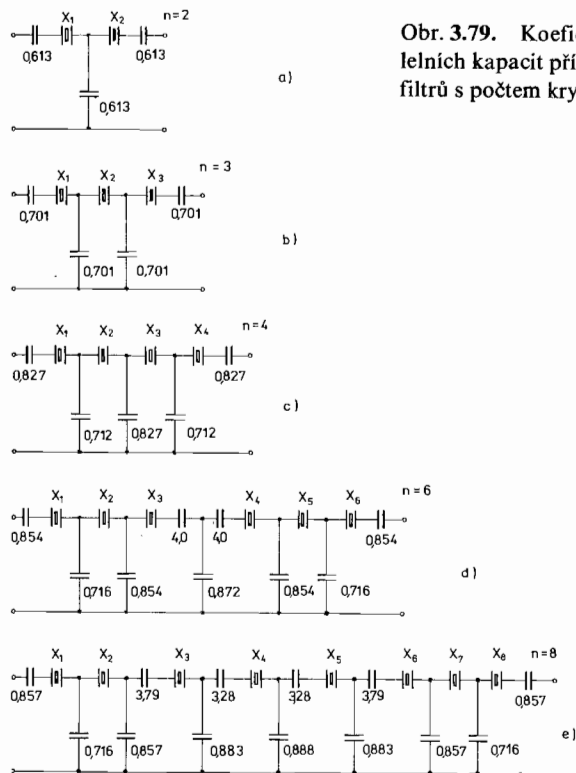
$$f_{x1} = f_{x4} = f_{x5} < f_{x2} = f_{x3} = f_{x6} \quad f_{x2} - f_{x1} = 1,5 \text{ až } 2,5 \text{ kHz}$$

Obr. 3.78. Schéma zapojení zlepšené verze krystalového filtru s šesti krystaly a dvěma diferenciálními transformátory (rezistory R_1 , R_2 a R_3 je třeba vybrat podle průběhu útlumové charakteristiky filtru)

Nejjistější a relativně i nejméně časově nákladné je zhotovení příčkového filtru. Vzhledem k tomu, že vhodné krystaly jsou dostupné v leteckomodelářských prodejnách za poměrně nízkou cenu (krystaly pro kmitočty 27 MHz mají základní rezonanci na kmitočtu 9 MHz), není ani materiálová situace úplně beznadějná. Kromě toho je možné za různých okolností získat celé sady krystalů z inkurantních pojítek a různých jiných zařízení. Prakticky všechny krystaly s kmitočty nad 25 MHz jsou harmonické se základním kmitočtem zpravidla pod 15 MHz (tj. kmitočet udaný na pouzdru krystalu je buď třetí, pátá, nebo sedmá harmonická původního základního kmitočtu). Lze to rychle zjistit změřením kmitočtu v jednoduchém oscilátoru. Bez dalších rezonančních obvodů kmitá krystal vždy na svém základním kmitočtu.

V příčkovém filtru jsou všechny krystaly laděny na stejný sériový

rezonanční kmitočty. Vazební kondenzátory, které spojují jednotlivé krystaly, mají k sobě navzájem vztah v přesném poměru, udaném koeficientem jejich poměru k normovací kapacitě C_0 . Určení této kapacity za situace, že zpravidla neznáme elektrické parametry krystalů, je smyslem celého dále popsaného postupu. Po určení této kapacity můžeme podle obr. 3.79 začít zapojovat potřebný filtr. Pro potřebu generování SSB vyhoví už šestikrystalový filtr, pro všechny nároky pak filtr s osmi krystaly. Sestavování filtrů s více než osmi krystaly je již bez přímého vlivu na kvalitu filtru a navíc je zbytečně neekonomické.

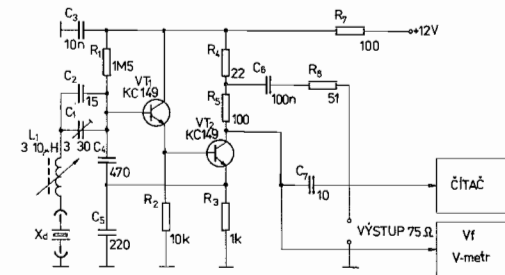


Obr. 3.79. Koeficienty sériových a paralelních kapacit příčkových krystalových filtrů s počtem krystalů $n = 2$ až 8

Postup zhotovení příčkového filtru popíšeme podle D. Lechnera, Y21TD a P. Nováka, OK1WPN:

1. Prvním krokem je obstarání vhodného počtu krystalů. Pro příčkové filtry jsou vhodné krystaly obvyklých řezů AT. Jsou to prakticky všechny dostupné krystaly (z ráiových pojítek, vojenských zařízení atd.) s kmitočty v rozmezí 5 až 25 MHz, resp. se základními kmitočty v tomto rozmezí. S krystaly pod 5 MHz je třeba experimentovat, výsledky nelze předem určit. Pro osmikrystalový filtr je potřeba mít o dva krystaly více (pro oscilátor nosných kmitočtů) a budeme-li mechanicky nebo chemicky upravovat kmitočty krystalů, je dobré mít těchto krystalů ještě o několik více (rezerva pro nešikovné ruce).

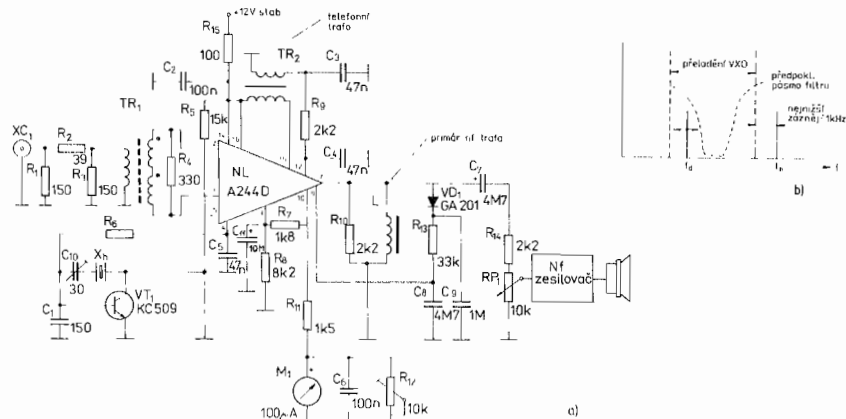
2. Dalším krokem je zjištění (a popřípadě dostavení) sériového rezonančního kmitočtu f_s . Pro tento účel použijeme zapojení měrného oscilátoru na obr. 3.80. V tomto zapojení bude krystal v závislosti na velikosti sériové indukčnosti kmitat o něco málo níže, než je jeho skutečná sériová rezonance. Pro daný účel vyšroubujeme jádro z cívky úplně a kapacitu C_1 nastavíme tak, aby kmitaly všechny měřené výbrusy. Připojíme čítač a hledáme krystaly, jejichž kmitočty se od sebe liší co nejméně, a dva krystaly, které se liší od skupiny více (pro nosné kmitočty). Při měření krystalů připojíme na výstup měrného oscilátoru i jednoduchý indikátor vř napětí a třídíme krystaly podle jejich výstupního napětí (aktivity kmitání).



Obr. 3.80. Zapojení VXO pro výběr krystalů podle kmitočtu jejich sériové rezonance

3. Uvedeným postupem vybereme potřebný počet krystalů, které nesmějí mít větší rozdíl svých kmitočtů než 50 Hz. Mají-li některé

krystaly, určené do filtru, rozdíl kmitočtu od ostatních větší, upravíme jejich kmitočet. Krystal určený pro kmitočet f_{USB} zapojíme do měrného oscilátoru. Krystal určený pro f_{LSB} pak do přípravku, který si zhotovíme podle schématu zapojení na obr. 3.81 a. Kmitočet krystalu v měrném oscilátoru musí jít měnit v rozsahu předpokládaného propustného pásma filtru, kmitočet krystalu v přípravku by měl být nad tímto

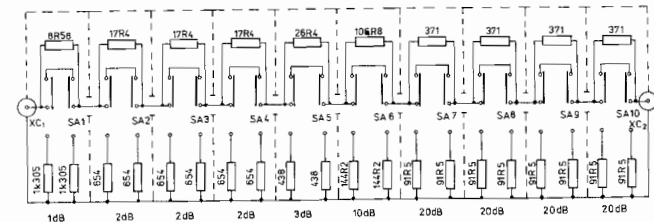


Obr. 3.81. Indikační obvod (měrný přijímač) s obvodem A244D

pásmem. Vztah těchto kmitočtů je znázorněn na obr. 3.81 b. V přípravku budeme měřit záněj mezi oběma těmito kmitočty, neboť přípravek, osazený přijímačovým integrovaným obvodem A244D, budeme používat jako jednoduchý měrný přijímač, laděný do pásma nastavovaného filtru. Mezifrekvenčním kmitočtem bude právě nízko-frekvenční zánějový kmitočet. Pro dobrou indikaci by neměl zánějový kmitočet klesnout pod 1 kHz. Vstupní signál je přiváděn na útlumový člen $-6 \text{ dB}/75 \Omega$ a z něj přes symetrizační člen $75 \Omega/300 \Omega$ na vstupní vývody integrovaného obvodu 1,2. Signál oscilátoru, zapojeného s tranzistorem VT_1 a pracujícího s výše zmíněným krystalem, je přiváděn do integrovaného obvodu jako signál místního oscilátoru. „Mezifrekvenční“ jednoduchého superhetu tvoří telefonní (nebo jiný podobný) transformátor s převodem asi 1:5 až 1:10. Mezi sekundá-

rem a vstupem mezifrekvenčního zesilovače (vývod 12) je zapojena jednoduchá RC dolnofrekvenční propust, propuštějící kmitočty asi do 20 kHz. Výstup mf zesilovače (vývod 7) je zatížen rezistorem R_{10} , jehož velikost zvolíme tak, aby mf zesilovač byl stabilní. Stabilitu lze ovlivnit také přehozením vývodů transformátoru TR_2 . Na výstup mf zesilovače je dále zapojen obvod AVC s diodou VD_1 , který rozšiřuje dynamický rozsah přípravku. Součástí obvodu AVC je také S-metr (M_1), který používáme jako indikátor síly signálu. Pomocí připojeného nf zesilovače posloucháme kontrolně výšku záněje, regulujeme útlumový člen apod.

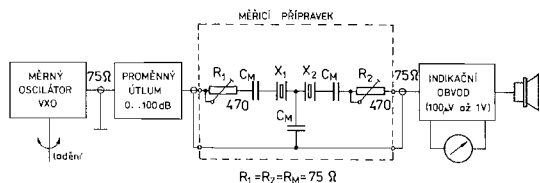
Kromě uvedeného přípravku a měrného oscilátoru použijeme dále proměnný útlum, který bývá běžným vybavením pokročilejších radioamatérů. Schéma tohoto užitečného měřicího obvodu je na obr. 3.82. Jako přepínače jsou použity tlačítka Izostat, odpory jsou TR 151 nebo TR 191, popřípadě jiné miniaturní.



Obr. 3.82. Schéma zapojení průměrného útlumového členu 0 až 100 dB. Spínače jsou typu Izostat, odpory TR151 nebo TR191

Nyní spojíme přes proměnný útlum měrný oscilátor s přípravkem. Bude-li měrný oscilátor mít na výstupu napětí asi 1 V, bude s přístrojem možné měřit vložné útlumy asi do 80 dB, což je postačující. Nastavíme proto proměnný útlum na tuto hodnotu a indikační přístroj by měl ukázat výchylku asi do 1/3 rozsahu (vstupní signál na vývodech 1, 2 je asi $50 \mu\text{V}$). Poznamenejme si výchylku indikátoru a proladěním krystalu v měřicím oscilátoru zkontroluje rozsah přeladění a konstantní charakter výstupního signálu měrného oscilátoru.

4. Mezi proměnný útlum a přípravek zapojíme podle obr. 3.83 zkušební obvod se dvěma krystaly X_1 , X_2 ze sady určené pro filtr. Do série



Obr. 3.83. Schéma zapojení měřicích obvodů a měřicího přípravku se dvěma krystaly

s nimi pak zapojíme dva trimry 470 ohmů, nastavené na hodnotu $R_{1,2} = R_M - 75 \Omega$ (změříme ohmmetrem). Hodnotu R_M zvolíme mezi 200 až 400 ohmy.

5. Výpočtem určíme kapacitu C_M :

$$C_M = \frac{0,613}{2\pi f_0 R_M} \quad [\text{F, Hz, } \Omega]$$

6. Obvod se dvěma krystaly zapojíme a změříme jeho útlumovou charakteristiku v krocích po 100 Hz. Tuto charakteristiku vyneseme do semilogaritmického grafu. Charakteristiku odečítáme jako změnu zařazené hodnoty proměnného útlumu, který nastavujeme tak, abychom na výstupu přijímačového přípravku měli neustále stejnou úroveň – stejná výchylka indikátoru. Proti nesprávným údajům se bráníme občasnou kontrolou výchozí úrovně. Nebude-li mít útlumová křivka tohoto obvodu přijatelný tvar v oblasti propustného pásma, tj. bude-li mít v propustném pásmu zvlnění větší než 1 dB, zvolíme novou hodnotu odporu R_M , vypočteme a zapojíme novou hodnotu C_M , a měříme znovu. Ve volbě R_M se zpravidla zorientujeme nejpozději počtvrté.

7. Po zjištění vyhovujících hodnot R_M a C_M určíme šířku pásma útlumové charakteristiky B_{3M} , a to pro útlum 3 dB proti minimu útlumu charakteristiky v propustném pásmu. Křivka útlumové charakteristiky může být přetlumená, plochá s velkou šířkou propustného pásma B_{3M} proti šíři pásma, kterou budeme požadovat u konečného filtru (více než dvakrát). Zvolíme proto vhodnější velikost R_M (kompromis mezi zvlněním a šíří propustného pásma) a postup opakujeme.

8. Zvolíme počet krystalů ve filtru.

9. Ze zjištěné kapacity C_M a odporu R_M , dále ze změřené šíře B_{3M} a požadované šíře propustného pásma B_{3N} (je o něco menší než šíře B_6) a ze zvolené hodnoty zatěžovacího odporu R_Z (obvykle rovné R_M až $3R_M$) vypočítáme normovací kapacitu C_0 podle vzorce:

$$C_0 = \frac{C_M R_M}{0,613 R_Z} \left(\frac{B_{3M}}{B_{3N}} \right)^2$$

10. Nyní vypočítáme skutečné hodnoty jednotlivých kapacit zvoleného typu filtru. Na příslušném schématu na obr. 3.83 jsou uvedeny tzv. normalizované hodnoty, tj. poměr mezi kapacitou obvodu a kapacitou C_0 . Např. pro osmikrystalový filtr (viz obr. 3.83e) má vstupní kondenzátor tuto hodnotu $k = 0,857$. Skutečná hodnota jeho kapacity je dána vynásobením C_0 tímto koeficientem

$$C = k \cdot C_0 = 0,857 \cdot 61 = 52 \text{ pF.}$$

11. Vypočítané hodnoty kapacit vybereme nebo složíme z nejvhodnějších kondenzátorů s přesností alespoň 2 %. Širší tolerance hodnot kondenzátorů se projeví snížením útlumu v nepropustném pásmu.

12. Filtr sestavíme do kovové krabičky z pocínovaného plechu s přepážkami mezi jednotlivými články. Vstup a výstup jsou na opačných koncích a snažíme se je co nejvíce oddělit od sebe. Montáž musí být provedena s co nejmenšími rozptylovými kapacitami, čistě a pečlivě.

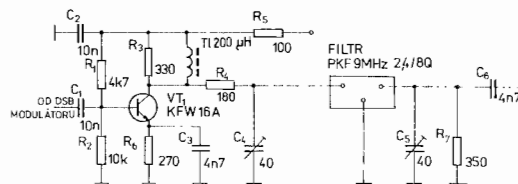
13. Zapojený filtr zařadíme do měřicí sestavy a změříme jeho útlumovou charakteristiku. Pokud nedošlo v zapojení k hrubé chybě při montáži, nebo pokud jsme nevycházeli nějakým omylem z nepravdivých hodnot při výpočtu, bude správně zatížený filtr (pozor na doplnění odporu R_Z na vstup a výstup) mít zvlnění v propustném pásmu menší než 2 dB. Změřením určíme B_6 a B_{60} a vypočítáme součinitel pravouhlosti K_v , který by měl být menší než 1,7. Odhadneme útlum v nepropustném pásmu $A_s \geq 80$ dB a změříme vložný útlum v propustném pásmu A_v . Měl by být $A_v \leq 6$ dB.

14. Nepodaří-li se nám dosáhnout požadované šíře propustného pásma B_6 , opravíme poněkud vypočítanou hodnotu normovací kapacity C_0 o jistou hodnotu a velikosti kapacit přepočítáme. Existují autoři filtrů, kteří celý postup začínají volbou hodnoty C_0 a pomocí řady oceňovaných kapacitních trimrů se podle průběhu útlumové cha-

rakteristiky snaží najít správnou hodnotu C_0 pro dané krystaly. Není to o nic méně pracné než popsaný postup, výsledek je stejný. Spravedlivě nutno poznamenat, že oběma metodami je zdánlivě zhotovení příčkového filtru poměrně pracné, výsledek je však u těchto filtrů daleko lepší a jistější než u můstkových nebo křížových filtrů a nakonec i méně pracný. Důležité je pouze připravit si dobrou měřicí techniku a mít k dispozici několik dlouhých zimních večerů.

Připojování a přizpůsobování filtrů SSB

Draze zakoupený nebo pracně zhotovený filtr pro provoz SSB může velmi rychle přijít o své parametry nevhodným zapojením do obvodů, ve kterých má pracovat. U tak kvalitních filtrů, jakými SSB filtry bezesporu jsou, je zpravidla nejbezpečnější poněkud ztrátové aperiodické připojení podle obr. 3.84. Zesilovač s tranzistorem VT_1 je zařa-



Obr. 3.84. Aperiodické zapojení krystalového filtru do mezifrekvenčního zesilovače

zen mezi modulátor DSB a filtr. Jeho zesílení není o mnoho vyšší než 10 dB, ale plní dvě důležité funkce. Jednak od sebe odděluje diodový modulátor DSB (který pro správnou funkci potřebuje na výstupu reálnou zátěž) a filtr, jednak dovoluje zařadit do kolektoru potřebný reálný odpor a paralelní kapacitu ($R_3 + R_4, C_4$). Potřebné zatížení filtru na výstupu je provedeno připojením paralelního rezistoru R_7 s hodnotou odporu přímo rovnou R_5 a kapacitním trimrem C_5 s rozsahem dovolujícím přesně nastavit potřebnou hodnotu paralelní kapacity (v tomto případě 30 pF). Vstup následujícího mf zesilovače je vysokoimpedanční. Tovární filtry používají zpravidla ve svých vnitřních zapojeních diferenciální transformátory jak na vstupu, tak i na výstupu. (Pozná se to ostatně tak, že při měření ohmmetrem se vstup jeví

jako zkratovaný.) Pro takto řešené vstupy a výstupy je aperiodické připojení vstupu jediným rozumným způsobem připojení. Naopak oblíbené filtry typu McCoy s jedním diferenciálním transformátorem mezi krystaly jsou vhodné pro připojení mezi nízkoimpedančními paralelní laděnými obvody (tj. LC obvody s malým poměrem L/C). Jak vstupní, tak i výstupní rezonanční obvod pak musíme naladit s ohledem na propustnou křivku, která připojením obou obvodů jen získá na činiteli pravouhlosti K . Obvody je v případě potřeby možné přitlmit paralelními odpory.

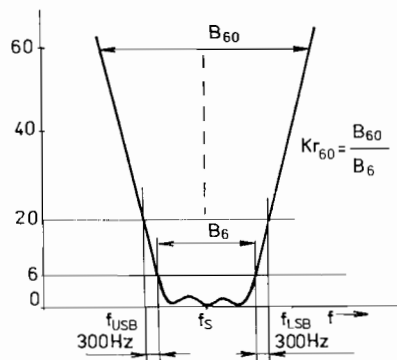
Všeobecně je možné říci, že je velmi vhodné jak tovární, tak i amatérský filtr SSB po zabudování do zařízení proměřit. Protože dostatečně jemný generátor není pro amatéra zpravidla přístupný, je možné sejmout útlumovou charakteristiku také tak, že modulační zesilovač nebo budiče signálu SSB budíme nf generátorem a vyhodnocujeme pomocí vf voltmetru přenos příslušného modulačního kmitočtu až na výstup vysílače. Tuto kontrolu přizpůsobení je možné dělat až po vyvážení modulátoru DSB a zajištění linearitu vysílací cesty.

Generátory nosných kmitočtů

Jako generátory nosných kmitočtů jsou při generování signálu SSB používány krystalové oscilátory. Při použití filtrační metody se dvěma filtry je zapotřebí jen jeden oscilátor nosného kmitočtu. Při nejčastěji používaném způsobu s jedním krystalovým filtrem a dvěma nosnými kmitočty pro LSB a USB používáme buď dvou oscilátorů nosné s jedním výstupem, nebo přepínáme v jednom oscilátoru dva krystaly.

Každý oscilátor nosného kmitočtu musí umožňovat jistou malou změnu kmitočtu v rozsahu alespoň ± 500 Hz. Přídavné kapacitní trimry by neměly zhoršovat jakost krystalu. Proto by měly být buď vzduchové, nebo kvalitní slídkové. Keramické trimry mohou mít nežádoucí tepelnou závislost. Sériová cívka pak má být malá, s malými vlastními kapacitami (křížové nebo divoké vinutí), pevným stínícím krytem a jádrem z kvalitního ferokartu. Feritová jádra zhoršují teplotní stabilitu oscilátoru.

Nastavení kmitočtu nosné je dáno průběhem útlumové charakteristiky filtru SSB signálu. K určení hledaného kmitočtu použijeme obr. 3.85, na kterém je znázorněn vztah těchto kmitočtů k průběhu této charakteristiky.



Obr. 3.85. Nastavení hodnoty kmitočtu nosné f_{LSB} a f_{USB} podle útlumové charakteristiky filtru

Jak kmitočet nosné horního postranního pásma f_{USB} , tak kmitočet nosné dolního postranního pásma f_{LSB} by měly mít takovou hodnotu, aby při provozu odpovídal modulační kmitočet 300 Hz vždy kmitočtu, majícímu na útlumové charakteristice útlum 6 dB, tj. kmitočet f_{USB} bude dán vztahem

$$f_{USB} = f_s - \frac{B_6}{2} - 300 \quad [\text{Hz}, \text{Hz}]$$

a kmitočet nosné pro dolní postranní pásmo f_{LSB} bude

$$f_{LSB} = f_s + \frac{B_6}{2} + 300 \quad [\text{Hz}, \text{Hz}]$$

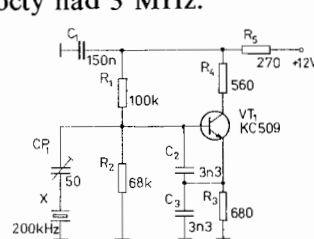
Kvalitní filtr pro SSB má pro takto určené kmitočty vždy větší útlum než 20 dB. Tento předpoklad je splněn pro koeficient pravouhlosti $K_{r60} \leq 1,8$ (K_{r60} je poměr šíří pásma B_{60}/B_6).

V současných budičích signálu SSB jsou nosné kmitočty buď řádu stovek kHz (budiče používající mechanických filtrů), nebo v rozmezí 3 až 15 MHz (budiče používající krystalové filtry). U továrně vyráběných filtrů dodává výrobce krystaly nosných kmitočtů zpravidla s filtrem. Někdy se prodávají krystaly zvlášť, ale speciálně označené. U amatérských filtrů musíme z počtu krystalů vyjmout pro oscilátor

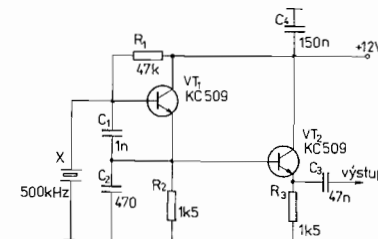
nosných jeden nebo dva krystaly a upravit jim kmitočet na výše uvedené hodnoty.

Oscilátor pro kmitočet 200 kHz, určený pro budič s mechanickým filtrem výroby NDR, je na obr. 3.86. Na dalším obrázku je zapojení oscilátoru nosné pro sovětský mechanický filtr (obr. 3.87).

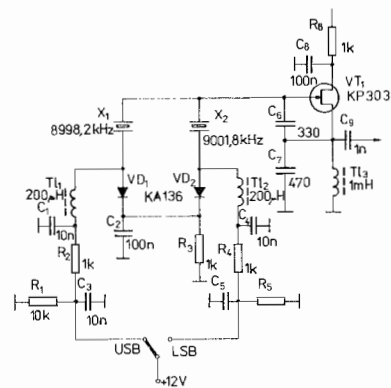
Tři dále uvedená zapojení krystalových oscilátorů jsou určena pro kmitočty nad 3 MHz.



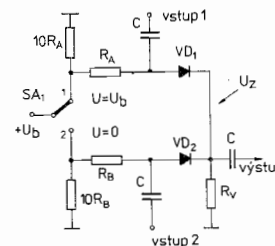
Obr. 3.86. Schéma zapojení oscilátoru nosného kmitočtu s krystalem 200 kHz



Obr. 3.87. Schéma zapojení oscilátoru nosného kmitočtu s krystalem 500 kHz



Obr. 3.88. Schéma zapojení oscilátoru nosných kmitočtů s tranzistorem JFET a diodovým přepínačem



Obr. 3.89. Princip elektronického diodového přepínače používaného pro přepínání krystalů

Na obr. 3.88 je zapojení oscilátoru nosných kmitočtů s tranzistorem JFET. Oba krystaly X_1 i X_2 jsou přepínány elektronickým přepínačem s diodami VD_1 a VD_2 ($2 \times KA136$). Princip elektronického přepínače je na obr. 3.89. Je-li přepínač SA_1 přepojen do polohy 1, je na

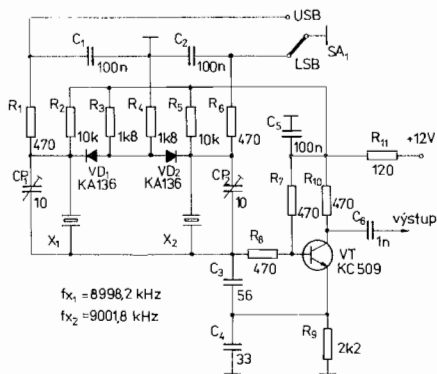
napájecí napětí připojena sekce obvodu s diodou VD_1 , kterou protéká proud určený především velikostí odporů R_A a R_V . Jejich hodnota je volena tak, aby platilo $I_D = U_b / (R_A + R_V) \geq 5$ mA. Při tomto proudu má např. spínací dioda KA136 odpor $r_s < 1 \Omega$. Protékajícím proudem I_D je dioda VD_1 „otevřená“ a signál ze vstupu 1 se dostane skoro beze ztrát na výstup přepínače. Signál ze vstupu 2 je od výstupu naopak oddělen, neboť dioda VD_2 je polarizována v závěrném směru, a to napětím U_Z , vznikajícím průtokem proudu I_D odporem R_V :

$$U_Z = \frac{U_b \cdot R_V}{R_A + R_V} \geq 4 \text{ V.}$$

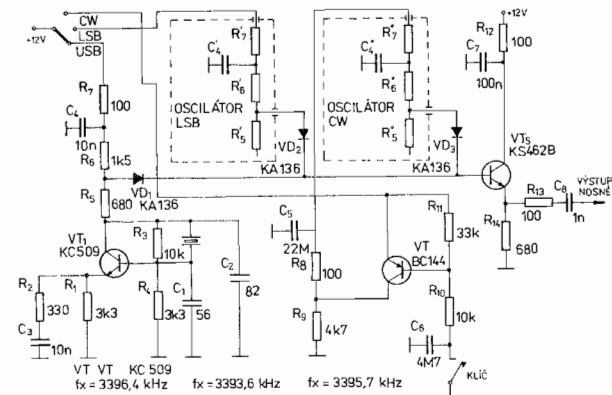
Anoda VD_2 je spojena s nulovým potenciálem přes rezistor s hodnotou $10R_B$.

Přepneme-li přepínač SA_1 do polohy 2, je otevřena dioda VD_2 a zavřena dioda VD_1 . Pro praktické použití určíme $R_A = R_B$. Při proudu $I_D = 5$ mA a $U_b = 12$ V bude $R_A + R_V = 2,4$ k Ω . Proto volíme $R_V = 820 \Omega$ a $R_A = R_B = 1,5$ k Ω . Přepínač osadíme vhodnými diodami, např. $VD_1 = VD_2 = KA136$. Přepínač bude přepínat tím lépe, čím budou vstupní a výstupní impedance obvodů nižší. Vazební kapacita C musí mít $X_C \leq 1 \Omega$, a to na nejnižším pracovním kmitočtu.

Stejný princip, ale s přepínáním pomocí připojování na nulový potenciál je použit ve schématu oscilátoru na obr. 3.90.



Obr. 3.90. Schéma zapojení oscilátoru nosných kmitočtů. Přepínání kmitočtů pomocí nulového potenciálu



Obr. 3.91. Schéma zapojení tří krystalových oscilátorů nosných kmitočtů se společným oddělovacím stupněm

Princip přepojování celých oscilátorů je znázorněn na obr. 3.91. Diody VD_1 , VD_2 a VD_3 pracují jako přepínače polarizované napájecím napětím zapojeného oscilátoru. Ze tří oscilátorů je na uvedeném obrázku vykreslen jenom jeden, zbylé dva jsou naprosto stejné. Třetí oscilátor je osazen krystalem s kmitočtem uprostřed propustného pásma filtru, který je pomocí tranzistoru VT_4 při telegrafním vysílacím provozu klíčován. Tranzistor VT_5 je výstupní emitorový sledovač, který sdružuje signály všech tří oscilátorů na jeden výstupní vývod.

Kromě uvedeného způsobu, tj. použití zvláštního krystalu pro signál telegrafie, je možné budič SSB namodulovat čistým tónem, čímž vznikne postranní kmitočet, využitelný jako telegrafní signál o kmitočtu

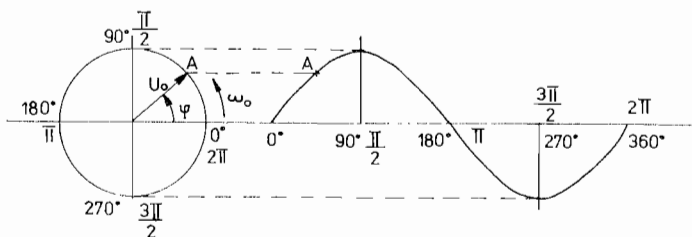
$$f_T = f_0 + f_{nr}$$

Znaménko + v rovnici značí, že pro provoz telegrafie používáme pásmo USB. Při tomto způsobu generování telegrafního signálu je problém pouze s čistotou vstupního modulačního tónu. Bude-li tento tón jen málo zkreslený (jak velmi často bývá), vzniknou harmonické postranní kmitočty. Aby jich bylo co nejméně, volíme modulační tón co nejvyšší. To zase činí zvláště u transceivru potíže s pohodlným la-

děním a tak tento problém na sebe váže zase další potíže. Operátorem, kteří dávají telegrafii přednost, doporučujeme zásadně oscilátor nosné se zvláštním telegrafním krystalem.

Fázová metoda generování SSB

Pro rychlé pochopení principu generování signálu SSB fázovou metodou si musíme nejprve objasnit fázové poměry u amplitudové modulace. Nejjednodušší je fázorové znázornění nemodulované nosné vlny. Její průběh je odvozován jako průmět otáčejícího se vektoru nosné vlny (viz obr. 3.92). Délka tohoto fázoru se rovná rozkmitu (amplitudě) čili vrcholové hodnotě U_0 napětí nosné vlny s kmitočtem f_0 .



Obr. 3.92. Fázor nosného kmitočtu a jeho vztah k sinusovému průběhu tohoto kmitočtu

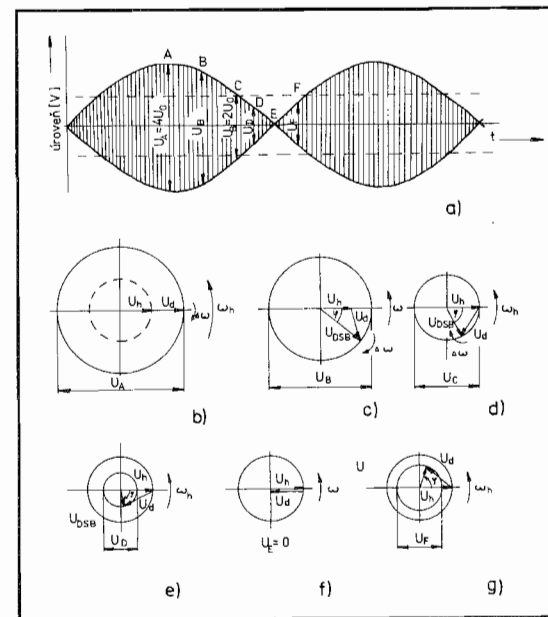
Fázor nosné vlny se otáčí okolo počátku souřadnic kruhovou rychlostí ω_0 . Za dobu periody T_0 se fázor otočí jednou, tj. o 360° (čili v obroukové míře 2π), proto bude

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0} = 2\pi f_0,$$

neboť platí, že $f_0 = 1/T_0$. Rychlost otáčení fázoru označujeme také jako kruhový kmitočet.

Nyní si pomocí fázorů znázorníme superpozici dvou kmitočtů, jakou je například signál DSB, vzniklý při modulaci jedním kmitočtem (tónem) f_m s konstantní úrovní. Pro lepší pochopení toho, jak taková superpozice vypadá, si prohlédněte obr. 3.93, kde jsou v superpozici

zmíněných kmitočtů označeny jako U_n – fázor horního postranního kmitočtu, U_d – fázor dolního postranního kmitočtu. Oběma signálům odpovídají kruhové kmitočty $\omega_h = 2\pi f_h$ a $\omega_d = 2\pi f_d$. Předpokládejme pro jednoduchost, že oba signály mají stejnou amplitudu (rozkmit), vyjádřenou vrcholovým napětím $U_h = U_d$. Vektorovým součtem fázorů obou postranních kmitočtů vzniká součtový fázor \vec{U}_{DSB} . Z průběhů superpozice těchto dvou kmitočtů si budeme všimnout vždy té chvíle, kdy bude fázor \vec{U}_h právě procházet nulovou osou.



Obr. 3.93. Fázové poměry u DSB signálu při modulaci jedním tónem

Z principu vzniku signálu DSB víme, že kmitočty f_h a f_d jsou od sebe kmitočtově vzdáleny o dvojnásobek modulačního kmitočtu $f_h - f_d = 2f_m$.

Bod A průběhu na obr. 3.93a je okamžikem, kdy oba fázory postranních kmitočtů jsou ve fázi, jak je vidět na fázorovém diagramu v části b obrázku. Všimněme si ale postupně na dalších diagramech, že

fázor dolního postranního kmitočtu se kolem středu soustavy stáčí proti otáčení fáze horního postranního kmitočtu o trochu pomaleji, a to o rozdíl rychlosti daný rozdílem kruhových kmitočtů:

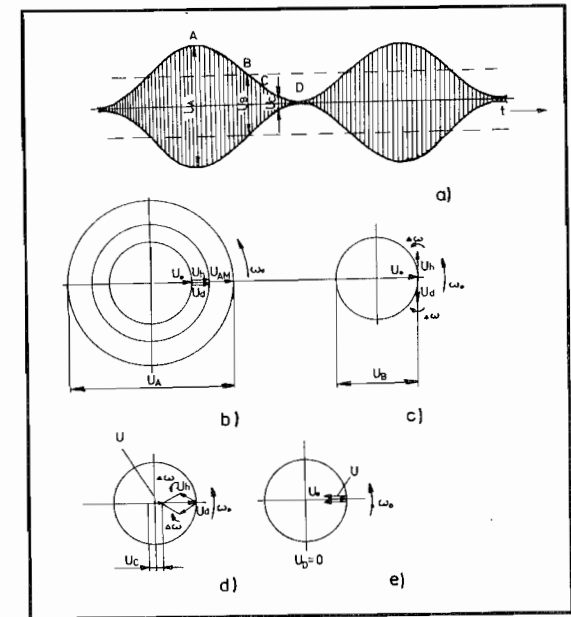
$$\Delta\omega = \omega_h - \omega_d = 2\pi 2f_m = 4\pi f_m,$$

takže s každým otočením systému se fázor dolního postranního kmitočtu „pomalu láme“, neboť je pomalejší, pootáčí se okolo fáze horního postranního kmitočtu rychlostí $\Delta\omega$. Vidíme, že výsledná amplituda vektoru U_{DSB} postupně klesá (viz části *c*, *d*, *e* obrázku). Zároveň s otáčením fáze dolního postranního kmitočtu je možné pozorovat, že výsledný fázor signálu DSB se fázově opožďuje (neustále vzrůstá fázový úhel φ). V bodě *E* (obr. 3.93 *f*) je amplituda U_{DSB} nulová, fáze $\varphi = -90^\circ$. Zde nespojitě přeskočí fázový úhel o 180° , na obr. 3.93 *g* se úhel zmenšuje od hodnoty $\varphi = +90^\circ$.

Fázorový diagram signálu DSB jsme si prohlédli jako přípravu na pochopení mnohem složitějšího fázorového diagramu amplitudově modulovaného signálu. Zde jsou při stoprocentní hloubce modulace jedním tónem celkem tři základní kmitočtové složky – nosný kmitočet $f_0(\omega)$, horní postranní kmitočet $f_h(\omega_h)$ a dolní postranní kmitočet $f_d(\omega_d)$. Oba postranní kmitočty mají při stoprocentní hloubce modulace poloviční rozkmit, než je rozkmit nosné vlny. Oba fázory postranních kmitočtů jsou proto poloviční délky. Zobrazujeme je na vrcholu fázoru nosné.

Fázor horního postranního kmitočtu se otáčí okolo počátku souřadnic spolu s fázorem nosné vlny kruhovou rychlostí ω_0 , ale protože má o modulaci vyšší kmitočet, neustále jej (mnohem pomaleji) předbíhá rozdílovou kruhovou rychlostí $\Delta\omega = \omega_h - \omega_0$. Fázor dolního postranního kmitočtu se naopak za fázorem nosné neustále „opožďuje“ se stejnou rozdílovou rychlostí.

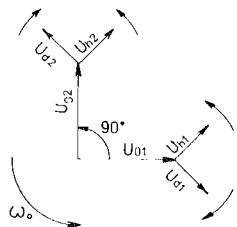
Fázorový diagram opět vztáhneme k známému amplitudovému průběhu AM (viz. obr. 3.94a). V bodě *A* je maximum rozkmitu AM, neboť všechny fázory jsou ve fázi a sčítají se do hodnoty $U_{AM} = U_0 + U_h + U_d = 2U_0$ (obr. 3.94b). V bodě *B* jsou fázory postranních pásem v protifázi a rozkmit $U_{AM} = U_0$ (obr. 3.94c). V bodě *C* je rozkmit U_{AM} velmi malý (obr. 3.94 d). V bodě *D* jsou fázory postranních kmitočtů spolu ve fázi, ale proti nosné v protifázi. Výsledkem je (podle obr. 3.94e) nulový rozkmit AM.



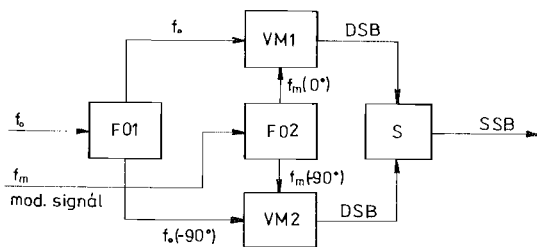
Obr. 3.94. Fázové poměry u amplitudové modulace

Popsané fázové poměry u AM vedly některé radioamatéry ke snaze o potlačení nejen nosného kmitočtu, ale i jednoho z postranních pásem. Bylo jen nutno ve dvou vyvážených modulátorech modulovat na dva proti sobě o 90° posunuté nosné kmitočty i dva o 90° posunuté modulační signály. Tím vznikne velmi zajímavý fázorový diagram (obr. 3.95), který popisuje fázorové poměry u tzv. klasické fázové metody. U_{01} je první nosný kmitočet, proti kterému je druhý nosný kmitočet U_{02} posunut o 90° . Všimněme si i posunů a smyslů otáčení dvou složek dolního postranního kmitočtu U_{d1} a U_{d2} , které se otáčejí stejnou rychlostí, stejným směrem a jsou proti sobě neustále pootočený o 180° , takže se neustále ruší. Naopak složky horního postranního kmitočtu U_{h1} a U_{h2} se otáčejí také ve stejném smyslu a stejnou rychlostí, ale navíc jsou i stejně orientovány, takže složíme-li podle blokového schématu na obr. 3.96 oba signály z vyvážených modulátorů

v součtovém členu S dohromady, vznikne SSB signál (v našem příkladu by měl charakter USB). V uvedeném blokovém schématu je kmitočet f_0 veden do vf fázovacího členu FO 1, ze kterého vystupuje na dvojici vyvážených modulátorů dvojice nosných kmitočtů f_0 a f_0



Obr. 3.95. Fázorový diagram potlačení nežádoucího postranního pásma u klasické fázové metody získání signálu SSB



Obr. 3.96. Blokové schéma zapojení klasické fázové metody získávání signálu SSB: F_{01} , F_{02} – fázovače; VM_1 , VM_2 – vyvážené modulátory; S – sečítací obvod

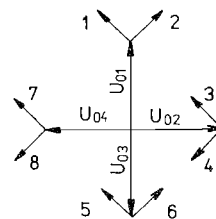
+90°. Podobně do nízkofrekvenčního fázovacího obvodu F_{02} vstupuje nízkofrekvenční modulační signál f_m , aby z něj vyšel rozdělen na f_m a $f_m + 90^\circ$. Tyto dva signály se vedou do modulačních vstupů zmíněné dvojice vyvážených modulátorů (VM). Z výstupu těchto modulátorů, jak už jsme se ostatně zmiňovali, jsou vedeny dva signály DSB na součtový člen S . Pro změnu charakteru SSB signálu z regulárního USB signálu na invertovaný LSB stačí zaměnit buď nosné kmitočty, nebo modulační signály u vyvážených modulátorů. Ve fázorovém diagramu si to můžeme vyzkoušet.

Tato klasická fázová metoda není (po původně velkém počátečním nadšení) u amatérů-vysílačů příliš oblíbená. Vínou na tom má především velmi složité zapojení původních nízkofrekvenčních fázovačů, obtížné nastavení vysokofrekvenčních fázovačů a celkově těžkopádná koncepce, neumožňující jednoduchou stavbu kompaktních spojovacích zařízení, jakými jsou např. transceivery. Nastavený fázový budič však jinak dokonale splňuje požadavky normy na SSB signál.

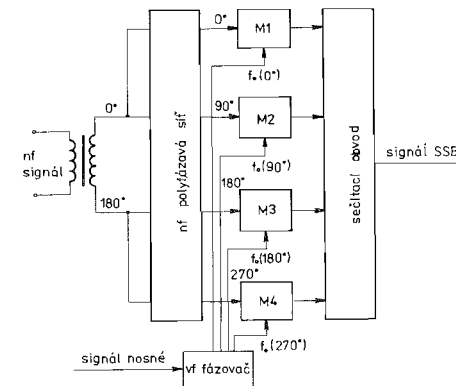
Během posledních dvou desetiletí se fázová metoda vyvíjela a nyní

se zásadně využívá ve formě tzv. polyfázové modulace, která nemá prakticky žádný z nedostatků dříve uvedených. Nejčastěji používaným systémem je čtyřfázová metoda. Nf fázovací článek vychází v polyfázovém systému podstatně jednodušší, realizovatelný z běžných součástek. Místo vysokofrekvenčního fázovače se používají integrované digitální obvody, které pracují v poměrně širokém kmitočtovém pásmu bez nastavení.

Polyfázová metoda získávání signálu SSB má fázorový diagram znázorněn na obr. 3.97. Na čtyři navzájem o 90° posunuté nosné kmitočty se namodulovávají čtyři modulační signály opět s posuvem 0°, 90°, 180° a 270°. Výsledkem součtu všech složek je kvalitní SSB signál. Skutečně jde o součty modulovaných signálů, v žádné větvi není vyvážený modulátor. Blokové schéma polyfázového budiče je na obr. 3.98, schéma zapojení na obr. 3.99. Výhodou polyfázového řešení je skutečnost, že fázové chyby v jednotlivých větvích se navzájem kompenzují a ve sčítacím obvodu se potom ruší. Na blokovém schématu je znázorněn i princip přepínání postranního pásma. Tohoto přepnutí je možné dosáhnout buď záměnou nf modulačních signálů s posuvem fáze 0° a 180°, nebo vf budičích signálů se stejným posuvem.



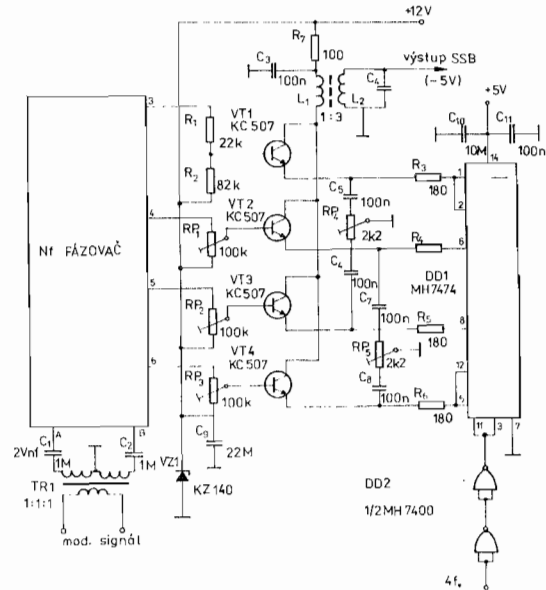
Obr. 3.97. Fázorový diagram polyfázového budiče SSB – použity jsou čtyři fáze. Nosné U_{01} , U_{02} , U_{03} , U_{04} jsou navzájem posunuty o 90°. Složky dolních postranních pásem jsou označeny lichými čísly, horních postranních pásem sudými čísly. Ve znázornění poměru složek je generovaný signál LSB



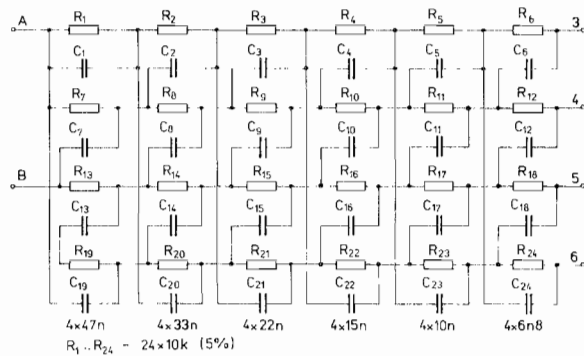
Obr. 3.98. Blokové schéma zapojení čtyřfázového budiče

Polyfázový nf fázovač je vypočítán pro běžné druhy součástek (obr. 3.100). Není příliš důležité, jakou skutečnou hodnotu součástky uvnitř své tolerance mají, je však nutné, aby se součástky stejné hodnoty od sebe lišily co nejméně. Sčítací obvod, který je na obr. 3.99 realizován pomocí čtyř tranzistorů, se může sestavit i z tranzistorů MOSFET. V zapojení na obr. 3.101 jsou použity sovětské typy KP350, je ale stejně dobře možné použít KF910 nebo KF907.

Obr. 3.99. Schéma zapojení čtyřfázového budiče signálu SSB

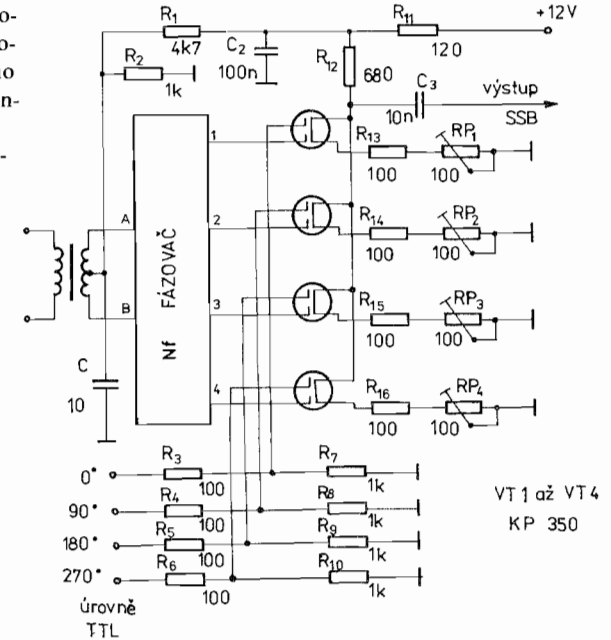


Obr. 3.99. Schéma zapojení čtyřfázového budiče signálu SSB



Obr. 3.100. Schéma zapojení nízkofrekvenčního fázovače pro čtyřfázový budič signálu SSB

Obr. 3.101. Schéma zapojení modulačního a součtového obvodu polyfázového způsobu získání SSB s tranzistory MOSFET se dvěma řídicími elektrodami

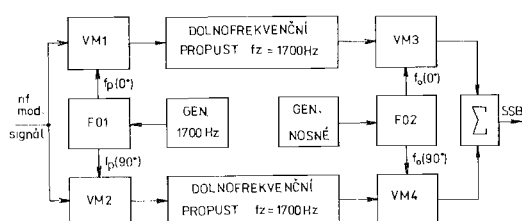


Klasické vf fázovače jsou u fázového systému s polyfázovou sítí s výhodou nahrazeny číslicovými klopnými obvody, které vytvářejí ze čtyřnásobku nosného kmitočtu čtyři obdélníkové průběhy přesně fázově o 90° posunutě. Pro kmitočty nosné asi do 4 MHz vystačíme s logickými obvody TTL, pro kmitočty zhruba do 12 MHz pak můžeme použít obvody Schottky-TTL.

Současný stav techniky polyfázového způsobu získávání signálu SSB je velmi vhodný pro všechny aplikace. Vzhledem k tomu, že prozatím není tento způsob kompatibilní se stávající koncepcí KV zařízení, je přednostně používán např. v obvodech pro úpravu hovorového signálu. V nejbližší budoucnosti však lze předpokládat zhotovení jednoduchých transceiverů pro SSB, které by používaly polyfázový systém.

Třetí metoda získávání SSB signálu

Tohoto způsobu získávání signálu SSB se dotkneme jen pro úplnost. Tento třetí nebo také Weaverův způsob využívá dvojnásobnou modulaci a filtraci dolními propustmi. Vzhledem k tomu, že se fází pomocný nízkofrekvenční kmitočet, není pak třeba fázovat nízkofrekvenční modulační signál. Blokové schéma této metody je na obr. 3.102. Modulační signál se přivádí na dva vyvážené modulátory, kde se „směšuje“ s nízkofrekvenčním signálem o kmitočtu f_p (zpravidla okolo 1 700 Hz), který je vytvářen v pomocném oscilátoru, a na vyvážené modulátory VM_1 a VM_2 je přiváděn jako dva signály, fázově posunutý o 90° . V těchto modulátorech vzniknou dva rozdílové, přes sebe „přeložené“ signály a jeden součtový, jehož kmitočtové spektrum je nad kmitočtem 1 700 Hz. Rozdílové signály jsou vedeny přes dolnofrekvenční propust se zlomovým kmitočtem 1 700 Hz. Součtový signál je touto propustí potlačen. Díky směšování s fázově pootočenými signály kmitočtu 1 700 Hz jsou i spektra vzniklá v modulátorech VM_1 a VM_2 navzájem fázově pootočena o tento úhel. Další směšovací postup je shodný s klasickou dvoufázovou metodou. Složky ve fázi se v součtovém členu sečtou a protifázové odečtou. Vznikne tak výstupní signál SSB.



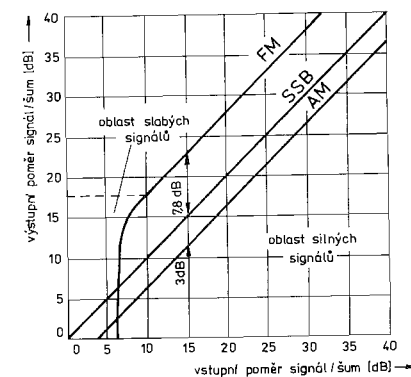
Obr. 3.102. Blokové schéma obvodů pro získání signálu SSB na principu Weaverovy „třetí“ metody

Nedostatkem třetí metody je potřeba celkem čtyř vyvážených modulátorů. Nevyváženost kteréhokoliv z nich se ve výstupním signálu projeví jako trvalý tón uprostřed spektra. Poměrně velká obvodová složitost třetí metody čeká ještě na vhodné řešení pravděpodobně ve formě obvodů vysoké integrace. V amatérském provozu se nevyužívá.

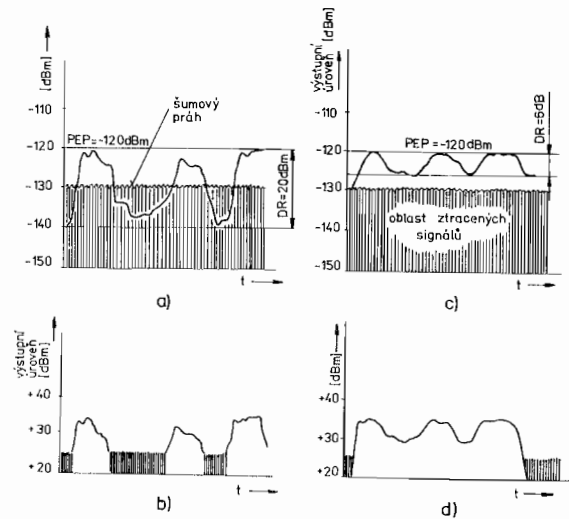
Úpravy dynamického rozsahu signálu SSB

Při nepříznivých příjmových podmínkách (tj. při malém poměru signálu k šumu, při rušení nebo velké úrovni nežádoucích signálů) vychází ve srovnání se signály amplitudově nebo kmitočtově modulovanými signály SSB jako komunikačně neúčinnější. Na obr. 3.103 je graficky znázorněn výstupní poměr signál/šum přijímače při příjmu ekvivalentně upravených signálů AM a FM, srovnatelných se signálem SSB. Z obrázku je patrné, že v oblasti silných signálů je zřetelně nejvýhodnějším druhem provozu úzkopásmová kmitočtová modulace, která při indexu modulace $m = 2$ dosahuje výstupní poměr signál/šum o 10,8 dB větší než amplitudová modulace a o 7,8 dB větší než SSB. V oblasti slabých signálů, tj. pro vstupní poměr signálu k šumu menší než 10 dB, dochází s poklesem tohoto poměru rychle k degradaci této výhody a při poklesu síly signálu pod úroveň 6 dB nad šumovým prahem se signál FM modulace prakticky vytrácí. Amplitudová modulace má proti SSB ztrátu 3 dB, což lze přičíst dvakrát vyšší šíři propustného pásma. To s sebou v oblasti slabých signálů přináší o 3 dB vyšší šumový výkon, než při stejných podmínkách přijímá SSB přijímač s poloviční šíří pásma.

Obr. 3.103. Závislost výstupního poměru signál/šum na vstupním poměru signál/šum pro různé druhy modulací



V oblasti slabých signálů si ještě povšimněme (obr. 3.104), jak se bude jevit signál SSB se stálou hodnotou vrcholového výkonu



Obr. 3.104. Poměr signál/šum na vstupu (a, c) a výstupu (b, d) přijímače při konstantním vrcholovém výkonu signálu a různé dynamice signálu

$P_{PEP} = -120$ dBm (přibližně $0,35 \mu\text{V}$ na vstupní impedanci 75Ω). Když je šumový práh například -130 dBm, tj. signály slabší, než je tato úroveň, zanikají beznadějně v šumu. Tyto oblasti signálových úrovní jsou na grafu vyznačeny šrafováním. Nyní si na obr. 3.104a prohlédneme průběh SSB signálu s dynamickým rozsahem $DR = 20$ dB. Vidíme, že přes úroveň šumového prahu přesahuje pouze jistá část signálových úrovní, což se v části b tohoto obrázku, znázorňující výstupní signál téhož přijímače, projeví silným „rozsekáním“ modulační šumem. Při srovnání se předpokládá vypojené AVC přijímače, takže můžeme současně pozorovat, že velikost šumové úrovně bude závislá na šíři propustného pásma. Abychom úroveň šumů udrželi co nejnižší, používáme co nejmenší šíři propustného pásma. Při příjmu je výhodné šíři pásma měnit podle charakteru přijímaného signálu.

Na obr. 3.104c je tentýž signál SSB přijímán za stejných příjmových podmínek, pouze jeho dynamický rozsah je pomocí úpravy zmenšen

na pouhých 6 dB. Je celkem zřejmé, že modulační bude na výstupu šumem prakticky nedotčená (část d obrázku). Zatímco vrcholový výkon $P_{PEP} = -120$ dBm je stejný jako v předchozím případě, nebude stejný střední výkon signálu, protože se zmenší podíl nižších signálových úrovní a střední výkon upravovaného signálu bude vyšší. U signálu s naprosto potlačenou amplitudovou složkou (tzv. konstantní SSB) se bude nakonec střední a vrcholový výkon sobě rovnat.

Zamysleme-li se nad tím, co jsme si právě odvodili o zmenšení dynamiky a tím zvětšení odstupe signálu od šumu, zjistíme, že zase tak velký objev jsme neučinili. Dlouhá léta se v oblasti telekomunikační techniky používají kompondory (tj. kompresory-expandery), obdobně pracuje v menší míře i systém Dolby atd. Výhodou u úpravy signálu SSB je to, že rozhodující je pouze srozumitelnost, takže experimentátorům v této oblasti nic nebrání pracovat systémem „antihifi“. U zmenšení šíře kmitočtového spektra nebo omezení dynamiky je celkem možné dosáhnout známých výsledků. Zajímavou oblastí je posuv kmitočtového spektra nebo vypouštění jeho určitých úseků. Vzhledem k tomu, že vstupní signál do takovýchto „procesorů“ vstupující je individuální, nejsou výsledky dobře přenosné. Vynikající radiotelefonní operátoři, provozující závodní provoz na vysoké úrovni, mají zpravidla nejen svůj mikrofon, ale i svůj hlasový procesor. Na závěr tohoto odstavce připomínáme, že všechny úpravy modulační mají smysl pouze v těžkých příjmových podmínkách. Při provozu se silnými signály (loco, čili místní provoz) je dobré mít možnost obvodu pro úpravu dynamiky vypojit.

Pro úpravu signálu SSB se používají celkem čtyři základní postupy: nízkofrekvenční komprese, nízkofrekvenční omezení dynamiky, vysokofrekvenční komprese (označována často symbolem ALC – Automatic Load Control – automatické řízení buzení koncového stupně vysílače) a vysokofrekvenční omezení dynamiky signálu. Nízkofrekvenčními kompresory s funkcí nízkofrekvenčních omezovačů rozkmitu signálu jsme se zabývali v části kapitoly věnované modulačním zesilovačům. Funkci úrovnového kompresoru jsme označili za velmi vhodnou pro dosažení konstantního vybuzení modulátoru. Nízkofrekvenční omezovač jsme poznali jako obvod, který je pro omezení dynamiky vhodný, ale nedá se u něj dosáhnout dostatečného snížení

dynamiky, neboť jeho nevýhodou je vznik silného intermodulačního zkreslení, které je ze signálu neodstranitelné.

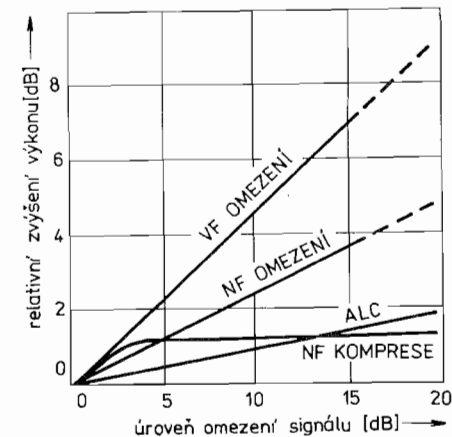
Vysokofrekvenční komprese je velmi podobná kompresi nízkofrekvenční a zpravidla je ve vysílači zajišťována obvodem ALC, který má náběhovou konstantu okolo 1 až 3 ms a sestupnou časovou konstantu asi 300 ms. Úkolem tohoto obvodu je, podobně jako u nízkofrekvenčního kompresoru, zajistit rovnoměrné vybudování koncového stupně nebo jiné nepřekročení jeho parametrů. Účelem ALC není (jak se svého času mylně předpokládalo) zvýšit střední výkon signálu.

Pro dosažení požadovaného snížení dynamiky se nejlépe hodí a také prakticky používá vysokofrekvenční omezení. Při něm především odpadá nebezpečí harmonického zkreslení omezovaného signálu, neboť pracovní kmitočet je značně vysoký a kmitočtový rozsah SSB signálu je menší než setina oktávy (v nf oblasti je modulační rozsah tříoktávový). Z toho důvodu je možné dosáhnout při vf omezení i úplné potlačení dynamiky hovorového signálu (s výjimkou mezer mezi slovy). Mezi nevýhody vf omezování patří především nutnost použít po omezení amplitudy druhý filtr SSB, dále velmi pečlivě navrhnout modulátor DSB tak, aby stabilně udržel co nejvyšší potlačení nosného kmitočtu (neboť o úroveň omezení se vlastně zhorší parametry SSB signálu). Omezíme-li u SSB signálu – s potlačením nosné 40 dB proti PEP a nežádoucího postranního pásma také 40 dB – jeho úroveň o 20 dB, zhorší se uvedené parametry o těchto 20 dB (signál je sice konstantní s vysokým středním výkonem, ale není to SSB). Toto zhoršení parametrů signálu SSB musí právě svým filtračním účinkem uvést do původního stavu druhý filtr.

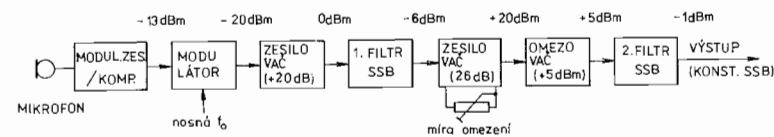
Srovnání účinnosti všech čtyř uvedených způsobů úpravy signálu je provedeno v grafu na obr. 3.105. Tento graf má opět vztah k oblasti slabých signálů a ukazuje, jakého zdánlivého zvýšení výkonu se použitím té které metody dosáhne. Vstupním parametrem je úroveň komprese nebo omezení (rozumí se poměry vrcholových hodnot). Čárkovaně je naznačena úroveň omezení, která se už nedoporučuje. Jak jsme však již uvedli, vše je individuální. Vf omezování je navíc celkem jednoduché, ale za cenu drahých součástek.

Při vf omezování je třeba ještě připomenout, že se tímto omezením silně zvýrazní akustické pozadí místnosti, ve které je mikrofon umís-

Obr. 3.105. Závislost relativního zlepšení srozumitelnosti signálu SSB v oblasti malých poměrů signál/šum na způsobu úpravy

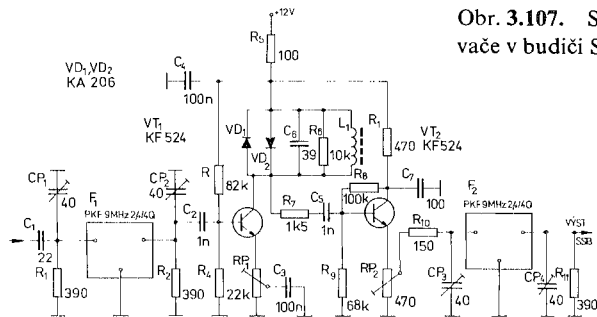


těn. Doporučujeme proto použít zásadně přísně gradientní mikrofon. Použijete-li tlakový typ mikrofonu, bude mít posluchač na pásmu pocit, že s vámi u mikrofonu konverzuje celá rodina včetně domácích zvířat. Blokové zapojení vysokofrekvenčního omezovače je na obr. 3.106. Podél signálové cesty je naznačena průběžná úroveň procházejícího signálu, přičemž vycházíme z předpokladu, že použitým modulátorem signálu DSB je diodový modulátor s výstupní úrovní okolo -20 dBm. Samotný omezovač má zisk okolo +5 dBm, velikost omezení se nastavuje velikostí předcházejícího zesílení.



Obr. 3.106. Blokové schéma zapojení omezovače modulace do mezifrekvenční řetězce SSB vysílače

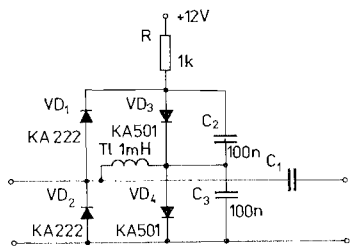
Příklad zapojení zesilovače s omezovačem je na obr. 3.107. Jde o zapojení se dvěma filtry TESLA PKF 9 MHz 2,4/4 Q, mezi které je zařazen omezovací stupeň s tranzistorem VT₁. Jako omezovač jsou po-



Obr. 3.107. Schéma zapojení vf omezo-
vače v buďiči SSB signálu

užity dvě křemíkové diody KA206, zapojené paralelně k rezonančnímu obvodu $L_1 C_6$, laděnému na kmitočet 9 MHz. Úroveň omezení se nastavuje velikostí zesílení zesilovače pomocí trimru RP_1 . Za omezo-
vačem je zařazen emitorový sledovač, který přizpůsobuje výstupní filtr F_2 . Dostavení obou filtrů se provede paralelními trimry na co nejstrmější boky útlumové charakteristiky filtru.

Při úpravách starších elektronkových vysílacích stupňů bývá na jejich obvodech i větší rozkmit signálu. Pak je možné použít omezo-
vač podle obr. 3.108, který se také velmi dobře hodí jako ochrana proti špičkám signálu, např. za úroňovým kompresorem. Procházející signál je omezo-
ván diodami VD_1 a VD_2 , které mají pevné předpětí, vytvářené průtokem proudu přes diody VD_3 a VD_4 . Maximální výstupní

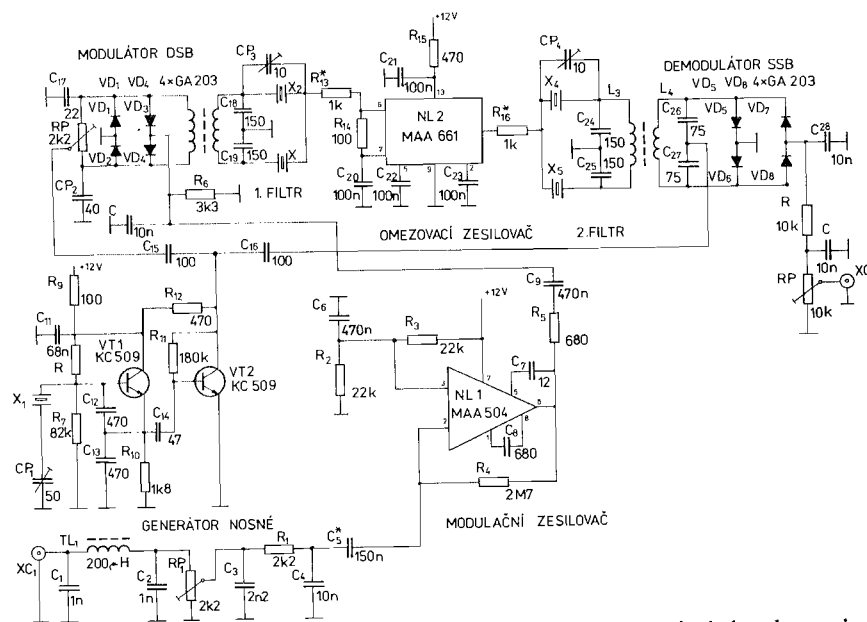


Obr. 3.108. Schéma zapojení vf omezo-
vače pro vyšší úroň signálu

rozkmit signálu je $\pm 1,2$ V.

Zásah do modulačních nebo vysílacích cest hotového vysílače nebo transceiveru nebývá pokždě možný a také není nutný. Zpravidla každý zkušený radioamatér-vysílač se pokoušel zhotovit filtr SSB s nej-
různějšími možnými krystaly. Většina těchto pokusů skončila zakou-

pením továrního filtru, takže krystaly lze použít v externím modulač-
ním procesoru, např. v zapojení na obr. 3.109, jehož autorem je J. Bit-
tner, OK10A. První část procesoru tvoří nf modulační zesilovač s in-
tegrovaným obvodem NL_1 (MAA504). Z výstupu tohoto zesilovače je
nf signál veden do vyváženého modulátoru s diodami VD_1 až VD_4 ,
který je buzen nosným kmitočtem přiváděným z krystalového oscila-
toru, osazeného tranzistorem VT_1 , přes oddělovací stupeň s tranzis-
torem VT_2 . Přímou na výstup prvního modulátoru DSB je indukční vaz-
bou L_1/L_2 navázán dvoukrystalový filtr s krystaly X_2 a X_3 . Cívky L_1 /
 L_2 mají $\frac{1}{41}$ závitů a je nejlépe je navinout do fero-kartového hrníčkového
jádra, indukčnost cívky L_2 je 36 μ H. Cívka L_2 rezonuje spolu s ka-
pacitami $C_{18}-C_{19}$ na kmitočetu nosné. Vyuvážení nosného kmitočtu pro-
vedeme po naladění tohoto obvodu, a to prvky RP_2 a CP_2 . Rejekční
minimum filtru nastavíme paralelním kapacitním trimrem CP_3 na
stranu potlačené nosné a nežádoucího postranního pásma.



Obr. 3.109. Zapojení obvodu vysoko-
frekvenčního omezo-
vače podle OK10A

Jako omezovací zesilovač je využita část integrovaného obvodu NL_2 (MAA661). Na nízkoimpedanční výstup tohoto zesilovače je navázán druhý krystalový filtr s krystaly X_4 a X_5 . Kmitočet krystalu X_4 je shodný s kmitočtem krystalu X_2 (3 185,4 kHz) a kmitočet krystalu X_5 je roven kmitočtu krystalu X_3 (3 183,3 kHz). Stejně jako u prvního filtru nastavíme i u druhého filtru rejekční pokles útlumové charakteristiky na stranu nosného kmitočtu a nežádoucího postranního pásma. Vazební obvod filtru L_3/L_4 je ve stejném provedení jako L_2/L_1 . Přes tento obvod je filtr F_2 navázán na kruhový demodulátor, sestavený z diod VD_5 až VD_8 ($4 \times GA203$). Nízkofrekvenční signál je z výstupu tohoto obvodu vyveden přes nf filtr ($C_{28}-R_{17}-C_9$) na výstupní potenciometrický trimr RP_3 .

Nejprve tento obvod seřídíme jako „SSB budič“, tj. pomocí generátoru a pomocného přijímače nastavíme průběh útlumové charakteristiky obou filtrů a jejich rejekčních obvodů (CP_3 , CP_4). Potom dostavíme vyvážení modulátoru DSB na maximální potlačení nosného kmitočtu (RP_2 , CP_2).

Pro další nastavování procesoru musíme použít magnetofonového záznamu. Magnetofon připojíme na výstup tohoto procesoru (konektor XC_2) a přívod od kondenzátoru C_{10} a R_6 k modulátoru DSB (diody VD_3 , VD_4) přepojíme na výstup demodulátoru (mezi diody VD_7 , VD_8). Do konektoru XC_1 připojíme mikrofon a při hovoru, odpovídajícímu běžnému spojení, se snažíme dosáhnout změnou hodnot členů RC ($C_3-R_1-C_4$, $R_5-C_9-R_6-C_{10}$, a $C_{28}-R_{17}-C_{29}$) potřebného omezení vysokých modulačních kmitočtů. Volíme přitom takový zlomový kmitočet, který při individuálním zabarvení našeho hlasu ještě nepůsobí dojem „huhňání“. Střídavě upravujeme charakteristiku i ze strany nízkých tónů, kde má největší vliv kondenzátor C_5 . Pomocí magnetofonové nahrávky, ve které udáváme hodnoty zmíněných prvků, se snažíme upravit kmitočtové spektrum svého vlastního hlasu tak, až se líbí nejen nám, ale i našim dobře poučeným známým. Hlas má být plný, srozumitelný a průrazný.

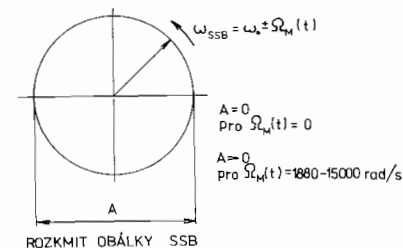
Potom přepojíme vývod z C_{10} na modulátor a nastavujeme pomocí kmitočtu nosné (kapacitní trimr CP_1) kmitočtové posunutí hlasu v přenosu přes vf omezovač. Změny ladění s CP_1 děláme malé a v kontrolních magnetofonových nahrávkách si uvedeme hodnotu

kmitočtu oscilátoru nosné. Po kontrole pomocí svých přátel, případně na pásmu při použití slabého signálu, se pro jeden způsob nastavení rozhodneme a trimr CP_1 zajistíme lakem.

Zapojení procesoru je v podstatě orientační, neboť každý zájemce bude vycházet ze svých materiálových možností. Vzhledem k bezproblémovému zapojení jednotlivých obvodů nebude ožívování přístroje činit pravděpodobně potíže. Ještě jednou připomínáme kontrolu nastavení pomocí magnetofonové nahrávky, která je ničím nenahraditelná.

Signál PLL – SSB

Při popisu fázové metody generování signálu SSB jsme si pomocí fázorových diagramů zobrazili postupně nosný kmitočet (CW), signál DSB a AM signál. Pomocí fázorového diagramu lze také zobrazit i signál SSB (obr. 3.110), jehož obrazem je jednoduchý rotující fázor. Délka tohoto fázoru odpovídá amplitudové složce signálu SSB (v podstatě slabičné modulaci) a úhlová rychlost otáčení odpovídá kmitočtové složce signálu SSB. Tato úhlová rychlost je pro USB signál o něco vyšší než je úhlová rychlost potlačené nosné, pro LSB signál je zase o něco málo nižší.



Obr. 3.110. Fázorový diagram signálu SSB

Obálka signálu (na obrázku označená jako A) je buď nulová (v mezerách mezi slabikami, slovy nebo v době bez modulace), nebo větší než nula (v době znění slabik hovoru nebo při modulaci tónem).

Úhlová rychlost otáčení fázoru signálu SSB se od úhlové rychlosti nosné, odpovídající kruhovému kmitočtu ω_0 , liší o nízkofrekvenční

kmitočtovou složku modulace $\Omega_M(t)$. Pak lze úhlový kmitočet signálu USB zapsat jako součet

$$\omega_{USB} = \omega_0 + \Omega_M(t)$$

a pro signál LSB podobně

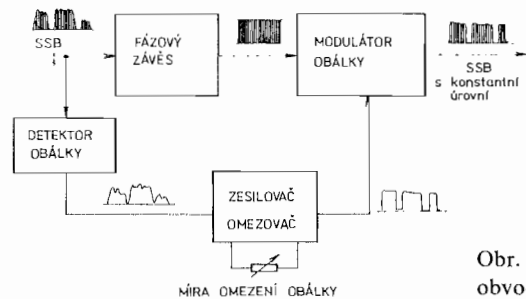
$$\omega_{LSB} = \omega_0 - \Omega_M(t).$$

Nízkofrekvenční kmitočtová složka modulace $\Omega_M(t)$ představuje rozsah úhlových rychlostí, odpovídající rozsahu modulačních kmitočtů $f_{m \min}$ až $f_{m \max}$, tj.

$$2\pi f_{m \min} \leq \Omega_M(t) \leq 2\pi f_{m \max},$$

tedy $\text{prof}_{m \min} = 200 \text{ Hz}$ a $f_{m \max} = 3\,400 \text{ Hz}$ je rozsah úhlových rychlostí $\Omega_M(t) = 1\,880$ až $15\,000 \text{ rad/s}$.

Obě složky signálu SSB, tj. obálková modulace a kmitočtová složka, mohou existovat odděleně. Úprava signálu se po oddělení těchto složek rozdělí na úpravu obálky a vytvoření kmitočtové a fázově zavedeného signálu s konstantní amplitudou. Blokové schéma takového obvodu je na obr. 3.111. Ze vstupního signálu SSB se vrcholovým detektorem sejme průběh obálky. Vlastní signál je veden do fázového závěsu, který se synchronizuje na kmitočtovou složku signálu SSB.



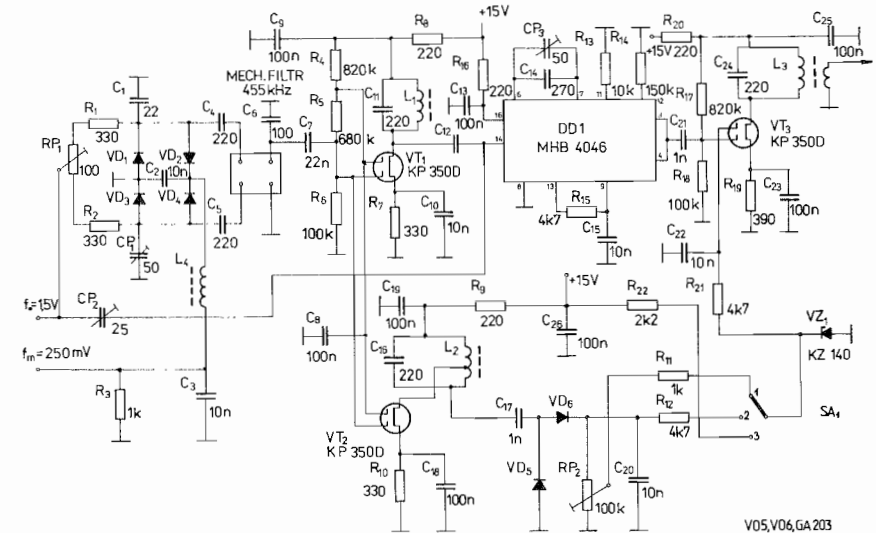
Obr. 3.111. Blokové schéma zapojení obvodu PLL-SSB

Výstupní kmitočet z tohoto závěsu je totožný s touto složkou, má však konstantní amplitudu a díky amplitudovým poměrům a časové konstantě fázového závěsu je spektrálně mnohem čistší než původní signál. Na takto nově vytvořenou kmitočtovou složku je ve výstupním modulátoru obálky zpětně namodulována amplitudová složka obálky SSB signálu. Tato obálková modulace je nutná. Je však třeba si uvědomit, že v modulačních pauzách kmitá fázově zavedený oscilátor na nesynchronizovaném kmitočtu, který nemá k signálu SSB žádný

vztah, a proto je nutné zabránit jeho proniknutí na výstup obvodu.

Amplitudový průběh obálky přivádíme do modulátoru obálky buď v původním (na potřebnou míru zesíleném) tvaru, nebo jej můžeme zesílit a omezit až na tvar „obdélníků“ s konstantní amplitudou, které spíše než by modulovaly, tak vlastně „klíčí“ výstupní kmitočtovou složku. Výstupní signál je pak SSB s konstantní úrovní s nižším obsahem intermodulačních produktů než při vysokofrekvenčním omezení signálu SSB.

Zkušební zapojení obvodu PLL-SSB je na obr. 3.112. Obvod je vykreslen i s příslušným generátorem signálu SSB, který je tvořen kruhovým DSB modulátorem s diodami VD_1 až VD_4 .



Obr. 3.112. Schéma zapojení obvodu PLL-SSB s integrovaným obvodem MHB4046

Do tohoto modulátoru je přiváděn signál nosného kmitočtu 455 kHz s úrovní asi 1,5 V a dále modulační nízkofrekvenční signál s vrcholovou hodnotou napětí okolo 150 mV. Potlačení nosného kmitočtu dosáhneme vyvážením trimry RP_1 a CP_1 . Vytvořený DSB signál

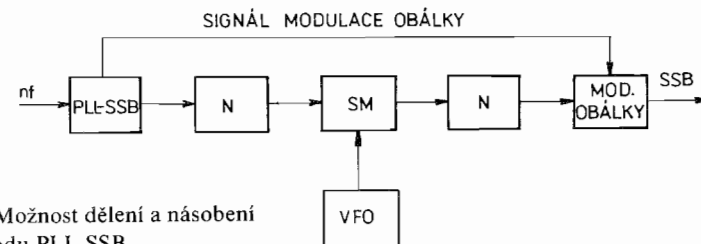
je filtrován mechanickým filtrem 455 kHz. (Místo tohoto filtru je vzhledem k nepříliš náročným požadavkům možné použít i jednodušší filtry pro rozhlasové přijímače nebo ze dvou takovýchto filtrů sestavený „filtr SSB“ prodávaný v prodejně podniku Elektronika.) Vytvořený SSB signál je zesilován v zesilovači s tranzistorem VT_1 a VT_2 . Jejich pracovní body jsou shodné. Z výstupu prvního tranzistoru je signál SSB veden na vstup fázového závěsu s integrovaným obvodem CMOS typu MHB4046. Tento obvod obsahuje napěťově laděný oscilátor, fázově-frekvenční detektor a zesilovač řídicího napětí. Kmitočet vnitřního oscilátoru tohoto obvodu je nastaven do pásma signálu SSB pomocí kapacit C_{14} a rezistorů R_{13} – R_{14} . Střední kmitočet volně běžícího závěsu se může dostavit pomocí trimru CP_3 . Vhodná časová konstanta filtračního obvodu se nastavuje pomocí členu R_{15} – C_{15} . Výstupní kmitočet fázového závěsu je veden na řídicí elektrodu g_1 modulátoru s tranzistorem VT_3 . Aby v pauzách modulace neujel kmitočet oscilátoru fázového závěsu příliš z pracovního pásma, je na jeho vstup spolu se signálem SSB přivedena malá injekce nosného kmitočtu f_0 . Velikost injekce se nastavuje pomocí kapacitního trimru CP_2 . Tato injekce způsobí, že v pauzách modulace generuje oscilátor fázového závěsu kmitočet nosné.

Na druhou řídicí elektrodu modulačního tranzistoru VT_3 je přiváděno stejnosměrné napětí, vytvořené detekcí signálu SSB v celovlnném detektoru, osazeném diodami VD_5 a VD_6 . Pro dosažení dostatečného rozkmitu tohoto napětí je SSB signál zesilován v zesilovači omezeném tranzistorem VT_2 . Ve výstupu celovlnného usměrňovače je zařazen přepínač SA_1 . V poloze 1 je pomocí RP_2 nastavena taková úroveň modulace výstupního SSB signálu, že tento signál v podstatě odpovídá charakteru vstupního signálu. V poloze 2 dojde k omezení rozkmitu zesílené obálky na diodě VZ_1 . Míra omezení je v podstatě dána zesílením zesilovače a tranzistoru VT_2 a nastavujeme ji asi na hodnotu 15 dB. Nastavení je možné provést změnou polohy odbočky na cívce L_2 .

V poloze 3 přepínače SA_1 je generován trvalý signál oscilátoru VCO, který má charakter SSB signálu jen v okamžiku modulačního signálu. V pauzách, kdy je modulační signál nulový (resp. je na vstupu fázového závěsu menší, než je úroveň injekce nosné), je na výstu-

pu obvodu plný signál nosné. Amplitudová složka signálu je v podstatě potlačena úplně, vysílač vysílá trvalý výkon rovný telegrafnímu výkonu a na první pohled je patrné, že se touto úpravou signálu ztrácí celá energetická výhodnost SSB provozu. To platí pouze o straně vysílání, na straně přijímání se nic nemění, neboť nosná při demodulaci nedává žádný nízkofrekvenční demodulovaný signál. Výhoda tohoto druhu provozu je však jiná. Takto vysílaný signál právě tím, že postrádá amplitudovou složku, zaručuje daleko vyšší elektromagnetickou kompatibilitu (tj. slučitelnost) s okolím, v našem případě především s bytovou elektronikou a okolním elektronickým zařízením. Tato skutečnost je naprosto neocenitelná v místech s hustou obytnou zástavbou (sídlíště, centra měst). V tomto případě je nám klid okolních uživatelů bytů daleko milejší, než poněkud vyšší údaj bytového elektroměru.

Obvody PLL–SSB jsou inspirací ke zkoušení dalších možností zpracování SSB signálu. Je celkem patrné, že konstantní kmitočtovou složku můžeme dělit pomocí děličů kmitočtu a posléze ji zase pomocí násobičů kmitočtu obnovit. Amplitudový obálkový modulátor je třeba vždy zařadit až na konec tohoto řetězce. Tyto možnosti jsou naznačeny na blokovém schématu na obr. 3.113. Je zřejmé, že signál, odpo-



Obr. 3.113. Možnost dělení a násobení signálu v obvodu PLL-SSB

vidající kmitočtové složce SSB signálu, se může zesilovat i v zesilovačích třídy C, může se tímto postupem vytvořit SSB signál i na vysokých pásmech VKV a při nestejných poměrech dělení a násobení dojde k posuvu kmitočtového spektra modulace (což by se dalo využít při úpravě hovorového signálu nebo k vytvoření hlasu znějícího o oktávu výše) atd.

Směšování a zesilování signálů SSB

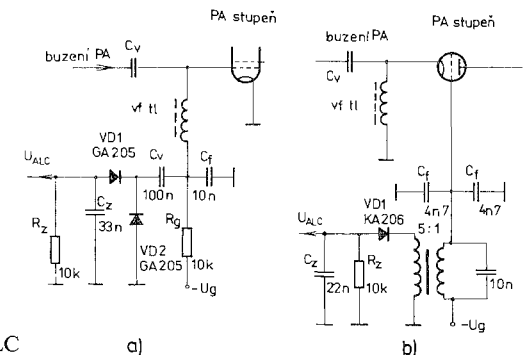
Výstupní úroveň budiče SSB signálu je obvykle v rozmezí -10 až $+8$ dBm, signál je zpravidla vytvořen na pevném „mezifrekvenčním“ kmitočtu. Tento signál potřebujeme kmitočtově převést do několika KV, resp. VKV pásem a navíc potřebujeme jeho kmitočet přesně a pokud možno plynule nastavovat. Tuto kmitočtovou transpozici můžeme provést pouze směšováním ve směšovačích. Záleží na kmitočtovém plánu vysílače, resp. transceiveru, jestli potřebných směšovací obvodů bude ve vysílací cestě zařazeno několik, nebo bude-li v ideálním případě toto směšování pouze jedno.

Každý směšovač vytváří ze vstupujícího směšovaného signálu a mnohem silnějšího směšujícího signálu jejich součtový a rozdílový kmitočet. Je úkolem laděných obvodů nebo filtrů zařazených za tímto směšovačem, aby jeden z těchto kmitočtů (žádaný) vybraly a ostatní (tj. nežádaný produkt a původní do směšovače vstupující signály) potlačily. Každý směšovač vyžaduje pro správnou funkci určité úrovně obou vstupních signálů. Při překročení úrovně směšovaného signálu může dojít k prudkému vzrůstu úrovně dalších signálů, které jsou při běžné funkci poměrně silně potlačeny. Jsou to kombinační součtové a rozdílové signály (nastane směšování harmonických násobků obou vstupních signálů) a co je horší – dojde i k vzájemnému směšování jednotlivých složek procházejícího signálu SSB. Popsaný jev, kterému říkáme intermodulace, nehrozí pouze při přebuzení směšovače, ale i při přebuzení nebo přechodovém zkreslení v zesilovačích signálu SSB.

Aby bylo možné udržet přijatelné poměry úrovně intermodulačních složek, musí být všechny směšovací a zesilovací stupně zpracovávající signál SSB co nejlineárnější. Takovým zesilovacím stupněm nemůže být například stupeň pracující ve třídě C, protože nezesiluje celý průběh signálu. Ideálním zesilovačem je zesilovač třídy A, ale jeho účinnost je velmi nízká. Proto ve třídě A pracují jen mezifrekvenční a budičí zesilovací stupně. Koncové výkonové stupně pak nejčastěji pracují ve třídě AB nebo B (tj. s malým nebo velmi malým klidovým proudem). Pro zamezení přebuzení zvláště elektronkových výkonových

stupňů se používají tzv. obvody ALC. Obvod ALC pracuje obdobně jako regulační smyčka nízkofrekvenčního úrovněového kompresoru, pouze zpracováváný signál je vysokofrekvenční. Obvod vychází ze skutečnosti, že při přebuzení koncového elektronkového stupně začíná obvodem zařazeným v mřížce elektronky protékat pulsuující proud, úměrný vrcholovým průběhům budičího signálu, které přesahují nulovou hodnotu předpětí mřížky. Tyto proudové impulsy jsou z mřížkového obvodu odebírány a po usměrnění je z nich vytvářeno stejnosměrné řídicí napětí U_{ALC} , které se vede do prvního řízeného budičího stupně vysílací cesty, kde se snižuje jeho zesílení. Tím je dosaženo konstantní úrovně budičího napětí koncového stupně a při správném rozložení zesílení předchozích stupňů vysílací cesty je i zabráněno přebuzení některého z nich. Časová náběhová konstanta obvodu ALC je zpravidla okolo 1 až 3 ms, sestupná časová konstanta pak okolo 300 ms.

Příklad zapojení obvodů ALC u elektronkových koncových stupňů je na obr. 3.114. Obvod v části a obrázku zpracovává nízkofrekvenční impulsy, odebírané z mřížkového obvodu přes vazební kondenzátor C_v . Usměrněním v celovlnném detektoru s diodami VD_1 a VD_2 vzniká na výstupu obvodu regulační napětí U_{ALC} , které svou velikostí odpovídá míře přebuzení elektronky koncového stupně. Polarita tohoto napětí je závislá na polaritě diod VD_1 a VD_2 . Bude-li regulovaný stupeň vysílací cesty vyžadovat regulační napětí opačného charakteru, lze diody polarizovat obráceně. Celovlnný detektor je podle charakteru regulační křivky řízeného stupně také možné podložit potřebným stejnosměrným předpětím.

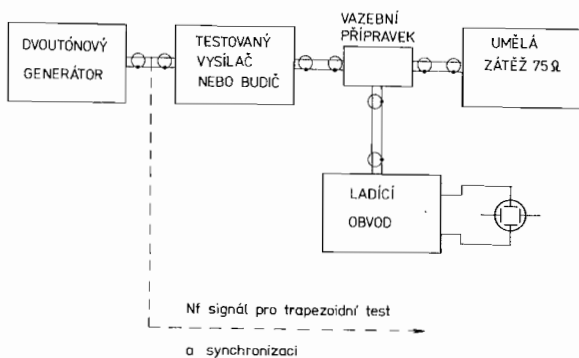


Obr. 3.114. Zapojení obvodů ALC

Druhým zapojením je obvod ALC při použití strmé elektronky, u které se musí pro mřížkové předpětí použít tvrdý napájecí zdroj. Předpětí je do mřížky tohoto zesilovače vedeno přes primární vinutí nízkofrekvenčního transformátoru se vzestupným transformačním poměrem. Polaritu diody volíme opět podle potřeby regulovaného stupně vysílací cesty.

ALC obvody nemusíme zapojovat jen do mřížkových obvodů koncových stupňů. U tranzistorových zesilovačů je výhodnější řídit regulaci buzení z obvodu směrové vazby (reflektometru), zařazené do anténního výstupu koncového stupně. Budicí výkon můžeme potom omezovat po dosažení dostatečného výkonu do antény a současného malého odraženého výkonu. Zapojení takovýchto obvodů jsou složitější a je lépe je pro danou potřebu sestavit experimentálně.

Obecně platí, že u tranzistorových výkonových zesilovačů je (s výjimkou výkonových tranzistorů řízených polem typu VMOS) obtížné dosáhnout dostatečného odstupu intermodulačních produktů lichých řádů. Uvážíme-li i jejich nepříliš velkou odolnost proti přetížení, je vhodné místo tranzistoru volit klasické zapojení koncového stupně s elektronkou. Pro koncové stupně radioamatérských vysílačů s výkony nad 100 W bude dobrá a dostatečně dimenzovaná elektronka ještě dlouhou dobu jediným stavebním prvkem.



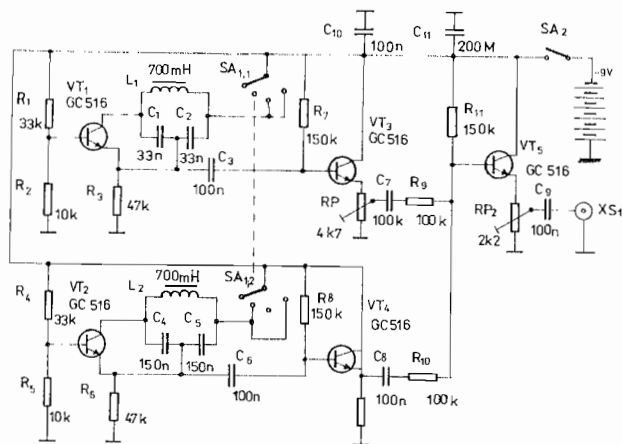
Obr. 3.115. Blokové schéma zapojení měrného pracoviště

Nastavování budičů signálů SSB

Sestava pracoviště podle WIKLK je uvedena na blokovém schématu na obr. 3.115. Po měření je nutné zhotovit pro vysílač umělou zátěž, kterou nelze nahradit žádnou „žárovkou“. Umělá zátěž má mít impedanci v daném kmitočtovém pásmu reálnou a rovnou charakteristické impedanci anténních přívodů, které na stanici používáme. Zpravidla to je 50 nebo 75 ohmů. Tato zátěž musí snést výkon našeho vysílače. Nejlépe ji zhotovíme z odporů hodnot řádu kiloohmů, které spojujeme pomocí měděných pásů paralelně do co nejmenšího prostoru. Odporů musí být spojeno tolik, aby zátěž měla požadovanou impedanci. Většina umělých zátěží radioamatéry používaných je zhotovena na víku vhodné plechovky od laku nebo podobného prostředku. Po nasazení víka do plechovky je zátěž stíněna, navíc je plechovku možno naplnit destilovanou vodou (ne vodou z vodovodu!) nebo pro větší výkony olejem. Vhodný je transformátorový řídký olej, v nejkrajnějším případě je možné použít i jedlého oleje. Kvalitní aditivované automobilové oleje vhodné nejsou. Použité odpory by měly být vrstevové. Mají-li broušenou drážku, měly by mít malý počet závitů. Lze je v prostoru umístit tak, aby se jejich parazitní indukčnost navzájem mezi jednotlivými kusy rušila. Radioamatér může tímto způsobem zhotovit zátěž vhodnou alespoň pro nejnižší krátkovlnná pásma, pro VKV je to velmi obtížný problém. Pro zjištění linearity našeho vysílače stačí, provedeme-li dále popsaná měření alespoň na nejnižších krátkovlnných pásmech.

Dalším přístrojem pro testování SSB budiče nebo vysílače je nízkofrekvenční generátor. Nejvhodnější je ten, který je schopen generovat dva tóny současně při velmi malém zkreslení obou signálů. Vhodným zdrojem takového signálu jsou LC oscilátory. Jiné typy oscilátorů se v podstatě neosvědčily. Zapojení vhodného dvoutónového generátoru je na obr. 3.116. Jsou použity germaniové tranzistory GC516 nebo podobné typy, které se dají dobře využít i v moderním měřicím přípravku. V generátoru jsou použity dva oscilátory typu Colpitts, jež v daném zapojení dávají signál s nejmenším možným zkreslením. Pro dosažení čistě sinusových průběhů je i zátěž oddělena od obvodů

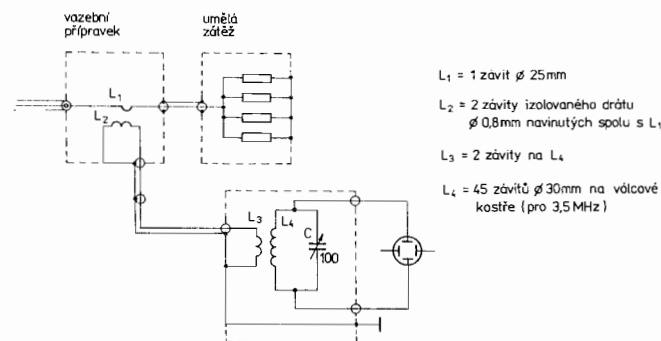
obou oscilátorů emitorovými sledovači (VT_3, VT_4). Za slučovací členem $C_7R_9-C_8R_{10}$ je zařazen třetí emitorový sledovač s výstupním potenciometrickým děličem RP_2 , který je po seřízení přístroje vhodné ocejchovat. Kmitočet prvního oscilátoru s tranzistorem VT_1 je s danou hodnotou indukčnosti L_1 a kapacit C_1 a C_2 okolo 1 800 Hz. Kmitočet druhého oscilátoru, osazeného tranzistorem VT_2 , je se stejnou indukčností L_2 a kondenzátory C_4 a C_5 okolo 800 Hz. Přesný kmitočet obou oscilátorů není nutné nijak zvlášť nastavovat, důležité je pouze, aby oba kmitočty nebyly k sobě v harmonickém vztahu. V emitoru prvního sledovače je zařazen odporový trimr RP_1 , kterým nastavíme amplitudy obou signálů na stejnou úroveň, přepínačem SA_1 zapínáme buď každý oscilátor zvlášť, nebo oba najednou. Dvoutónový generátor vestavíme do vhodné krabičky a napájíme ze dvou plochých baterií. Síťový napáječ nedoporučujeme, neboť při připojení generátoru do mikrofonního vstupu vysílače se jen těžko zbavujeme brumu pronikajícího ze zdroje.



Obr. 3.116. Schéma zapojení dvoutónového generátoru

Posledním obvodem pracoviště je vazební přípravek s ladicím obvodem, který je možné zhotovit podle schématu zapojení na obr. 3.117. Vazební přípravek je navržen pro krátkovlnné vysílače (pro

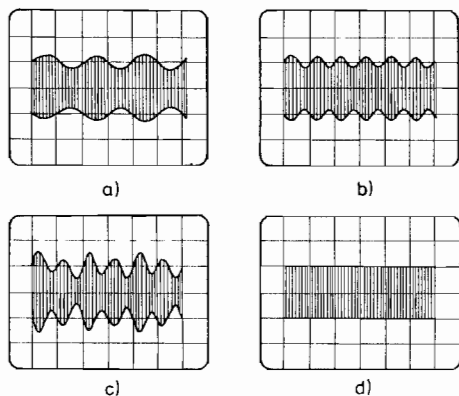
VKV vysílače bude nejvýhodnější použít směrové odbočnice). Tvoří jej jeden vazební závit zapojený v sérii s výstupním koaxiálním vývodem vysílače. Na tento závit jsou navázány dva závity linkové vazby, připojené na propojovací koaxiální kabel, propojující vazební přípravek s ladicím obvodem. V ladicím obvodu je linková vazba zakončena vazební cívkou (na obr. 3.117 označenou jako L_3), která je navinuta na cívce rezonančního obvodu L_4 . Tento rezonanční obvod, tvořený kromě L_4 i kondenzátorem C (a také kapacitami destiček osciloskopu), dokáže už z malého vysílaného výkonu nakmitat na sobě dostatečné vysokofrekvenční napětí pro potřebné vertikální vychýlení. Velikost rozkmitu tohoto napětí se dá plynule nastavovat doladěním obvodu pomocí otočného kondenzátoru C . Konstrukční provedení tohoto přípravku je celkem jednoduché. Můžeme jej sestavit i provizorně na kousek plechu nebo plošného spoje. Je pouze potřeba použít ladicí kondenzátor s většími mezerami a jeho osičku vyvést izolovaně.



Obr. 3.117. Schéma zapojení vazebního přípravku

S popsanou sestavou měřicích přístrojů a přípravků můžeme po vyladění vysílače (budiče) a nastavení dostatečného vertikálního rozkmitu pozorovat průběhy obálky vf napětí při různých zkouškách.

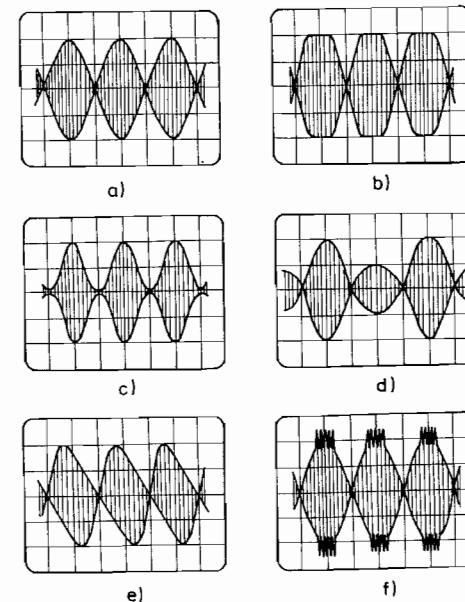
Při jednotónové zkoušce zapojíme nízkofrekvenční generátor tak, aby generoval buď 800 nebo 1 800 Hz, synchronizaci nastavíme na ustálení obrázku na stínítku. Pronikání nosného kmitočtu v SSB signálu se projeví slabší nebo silnější modulací obálky podle obr. 3.118a. Pronikání nežádoucího postranního pásma se projeví stejným způsobem, jenom „modulační“ kmitočet obálky je dvakrát vyšší než v předchozím případě. Je to způsobeno tím, že rozdílový kmitočet mezi postranními pásmy je dvakrát vyšší, než je modulační kmitočet z generátoru tónu. To můžeme pozorovat při přepínání modulačního kmitočtu mezi 800 a 1 800 Hz. Pronikání postranního pásma se na obrazovce osciloskopu projeví průběhem podle obr. 3.118b. Kombinace pronikání nosného kmitočtu a kmitočtu nežádoucího postranního pásma se pak projeví průběhy podle obr. 3.118c. Na posledním obrázku je výstupní signál při jednotónové zkoušce, odpovídající správně nastavenému budiči. Uvedené průběhy se prakticky nedají pozorovat u budičů, pracujících na principu filtrační metody získávání SSB signálu. Kdyby se objevily, šlo by o hrubé narušení jejich činnosti (poškozený filtr, silně nevyvážený modulátor DSB apod.). Může se však vyskytnout při seřizování fázových budičů SSB signálu.



Obr. 3.118. Průběhy signálu při jednotónové zkoušce: *a* – průnik nosného kmitočtu; *b* – průnik nežádoucího postranního pásma; *c* – průnik nosné i nežádoucího postranního pásma současně; *d* – dobrý SSB signál

Jednotónová zkouška nepodává tak zřetelnou představu o linearitě budiče signálu SSB, jako je tomu u dvoutónové zkoušky nebo u lineární zkoušky.

Obr. 3.119. Průběhy signálu při dvoutónové zkoušce: *a* – správný průběh signálu SSB; *b* – přebuzení některého ze stupňů vysílací cesty; *c* – nevhodný pracovní bod některého stupně vysílací cesty (tzv. přechodové zkreslení); *d* – průnik nosného kmitočtu; *e* – průnik nežádoucího postranního pásma; *f* – zakmitávání vysílače SSB při vyšších úrovních buzení



Při dvoutónové zkoušce modulujeme ve stejné přístrojové sestavě vysílač nebo budič signálu SSB současně dvěma tóny. Superpozice průběhů těchto dvou tónů má výslednou amplitudu obálky v rozmezí mezi nulou a součtem vrcholových hodnot obou průběhů. To umožňuje vyšetřit průběh zesílení budiče pro celé rozmezí budičích úrovní. Časovou základnu osciloskopu opět synchronizujeme obálkou v f kmitů nebo vhodněji signálem z výstupu tónového generátoru. Bude-li mít budič nebo vysílač SSB lineární zesílení v potřebném rozsahu úrovní, bude výsledný obrázek na stínítku obrazovky osciloskopu podobný obr. 3.119a. V části *b* tohoto obrázku je tentýž průběh v případě, že budič SSB nebo vysílač je přebuzen. Uvedené zploštění horních částí průběhů může být také důsledkem nesprávného zatížení koncového stupně (nebo některého předchozího stupně). Třetí část tohoto obrázku (obr. 3.119c) znázorňuje průběhy, odpovídající nevhodně zvoleným pracovním bodům zesilovačů, které potom nezesilují malé budič signály. U elektronek se jedná o velké mřížkové předpětí nebo pokles napětí druhé mřížky – stupeň pracuje ve třídě C.

U tranzistorových zesilovačů je nastaven malý klidový proud kolektoru. V části *d* tohoto obrázku je naznačen tvar průběhů, které vznikají při špatném potlačení nosného kmitočtu (průnik nosné). Špatné potlačení opačného postranního pásma zase „nakloní“ průběhy dvoutónové zkoušky vpravo nebo vlevo (obr. 3.119e). Zakmitávání některého stupně budiče nebo vysílače se projeví tzv. „trávou“ na průbězích dvoutónové zkoušky. Na obr. 3.119f je znázorněno zakmitávání při buzení signálem s vyšší úrovní. Tyto kmity mohou vznikat na kmitočtu v pracovním pásmu budiče, ale obvykle se jedná o parazitní VKV kmity. Jejich vzniku předcházíme zpravidla tím, že do vývodů aktivních elektrod zařazujeme tlumicí členy. V mřížkách a anodách elektronek nebo v bázích a kolektorech tranzistorů pak zpravidla pomůže paralelní kombinace malého bezindukčního odporu a cívky o několika závitech, navinuté přímo na tomto odporu (tzv. „stopr“) nebo navlečená feritová perla z „nízkofrekvenčního“ feritového materiálu.

■ Literatura

- [1] *Pappenfus, Bruene, Schoenike*: Single Sideband Principles and Circuits. McGraw-Hill B. C., New York, 1964.
- [2] *Sedláček a kol*: Amatérská radiotechnika I. a II. díl. Naše vojsko, Praha 1954.
- [3] *Holzknicht, Poš*: Kniha o hudbě. Orbis, Praha 1964.
- [4] *Lechner, D.*: Kurzwellenempfänger. Militärverlag, Berlin 1975.
- [5] *ARRL*: The Radio Amateur Handbook. ARRL, Newington 1981.
- [6] *Broch, J. T.*: Acoustic Noise Measurements. Brüel-Kjaer, Copenhagen, 1975.
- [7] *Severin, E.*: Technika radiového spojení s jedním postranním pásmem. Naše vojsko, Praha 1967.
- [8] *Hozman, J.*: Amatérská stavba vysílačů a přijímačů. Naše vojsko, Praha 1963.
- [9] *Novák, P.*: Zapojení FM techniky. PZAR 3, Svazarm, Praha 1983.
- [10] *Vachala, V.*: Technika amplitudové modulace s jedním postranním pásmem. SNTL, Praha 1983.
- [11] *Mihola, J.*: Filtry pro SSB. Amatérské radio č. 5, 6, 7/1982.
- [12] *Schubert, K. H.*: Amateurfunk. Militärverlag, Berlin 1978.
- [13] *Šoupal, Z.*: Vř dělič napětí do 90 dB. Amatérské radio 11/76.
- [14] *Lapovok, Ya.*: Transceiver s kvarceвым filtrem. Radio 8/1984.
- [15] *Rusher, G.*: Eine Verstärker-Baugruppe mit 9-MHz-Quarzzweigfilter. Funkamateurl 11, 12/1984.
- [16] *Jordan, K.*: Vícefázová metoda generování SSB. Sdělovací technika 10/1976.
- [17] *Poljakov, V.*: Novyj způsob formirovanija SSB signala. Radio č. 4, 1984.
- [18] *Brauer, H.*: Einseitenbandtechnik. Militärverlag, Berlin 1984.
- [19] Polovodičové součástky 1984/85. Tesla Rožnov 1983 (katalog).
- [20] Databook Linear Integrated Circuits. 3rd Edition, SGS-Ates C. E. Spa, 1982.
- [21] *Lange, W.*: A Pulsed Two-Tone Test Oscillator. Single Sideband for the Radio Amateurs, ARRL, Newington, 1974.
- [22] *Blakeslee, D. A.*: Testing a Sideband Transmitter. Single Sideband for the Radio Amateurs, ARRL, Newington, 1974.

- [23] Kerwin, K. H.: Intermodulation Distortion: A Mystery, Solved. QST, January 1984, p. 26–29.
- [24] Geryk, Vl.: Základní poznatky z amatérské radiotechniky. PZAR 1, Svazarm, Praha 1979.
- [25] Borovička, J.: Měření v radioamatérské praxi. PZAR 3, Svazarm, Praha 1983.
- [26] Geryk, Vl., Kudr, K.: Zvýšení účinnosti SSB signálu úpravou při jeho zpracování. Sborník. Seminář lektorů KV techniky, Mariánské Lázně, 1978.
- [27] Niewiadomski, S.: Elliptic Lowpass Audio Filter Design. Radio Communication, October 1984.
- [28] Moltrecht, E. K. W.: Modulations- und Sendeararten. CQ-DL č. 10–11/1984.
- [29] OK1DAP: PLL–SSB. Radioamatérský zpravodaj č. 4/1977.

Milan Rašik, OK2HAP

TRANSCEIVER TESAR 7 PRO PÁSMA KV

Pásmo: 160 m, 80 m, 40 m, 30 m, 20 m, 15 m, 10 m.

Impedance: 75 Ω.

Napájení: 12 V, stejnosměrný proud.

Citlivost: lepší než 0,3 μV.

Mf kmitočet: 8 450 kHz.

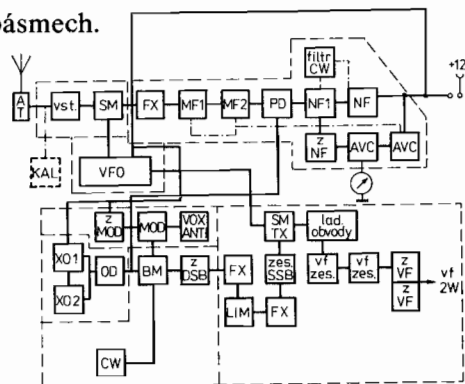
Šířka pásma: 2,4 kHz.

Nf výkon přijímače: 2 W/4Ω.

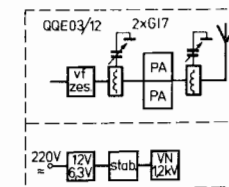
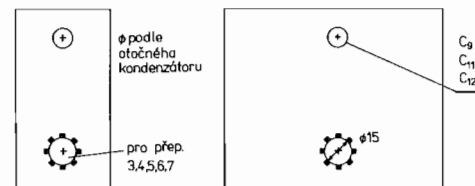
Vf výkon: 1 až 2 W ve všech pásmech.

Rozměry: 90 × 330 × 280 mm.

Hmotnost: 4 kg.



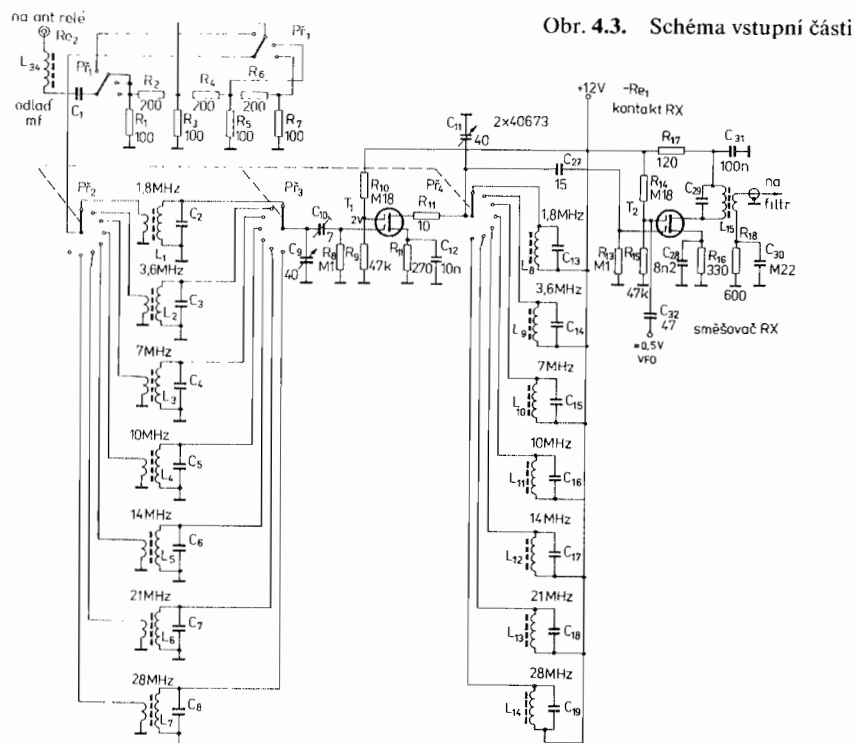
Obr. 4.2. Přepážky přepínače



Obr. 4.1. Skupinové schéma

Přijímací část transceiveru

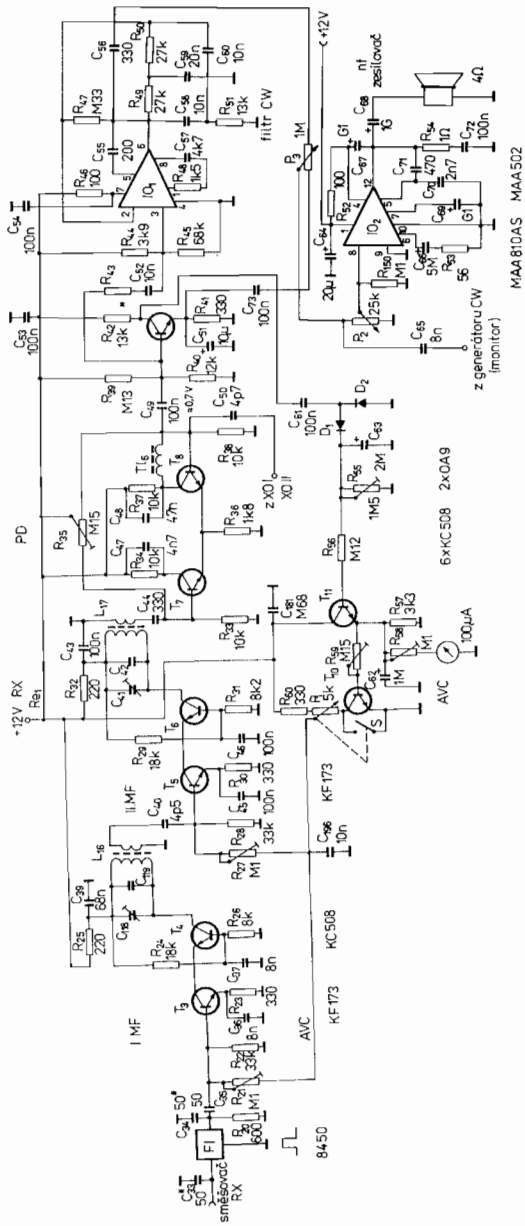
Signál z antény se vede přes anténní konektor a anténní relé (umístěné na zadním panelu) na cívku L_{34} a C_1 odlaďovače mezifrekvence, dále na přepínač atenuátoru ($Př_1$) a odpory R_1 až R_7 atenuátoru, které jsou umístěny na přepínači (obr. 4.3). Z atenuátoru se vede signál přes přepínač $Př_1$ na přepínač $Př_2$ cívek anténního vinutí, z laděného obvodu L_1 na přepínač $Př_3$. Vstupní cívky se doladují kondenzátorem



C_9 . Z přepínače $Př_3$ jde signál dále přes kondenzátor C_{10} na G_1 vstupního tranzistoru. Kapacitu kondenzátoru C_{10} nastavíme přesně, až bude celý přijímač v chodu. Má být tak malá, aby nevznikla křížová mo-

dulace. Nastavuje se obvykle při zařazeném pásmu 21 MHz, připojené anténě a bez zařazeného atenuátoru (u vzorku TCVR byla 5 pF). Pokud by měl tranzistor T_1 v některém pásmu sklon ke kmitání, doporučuji zařadit mezi vstupní laděný obvod a $Př_3$ odpor (není zakreslen ve schématu) – při určování jeho velikosti doporučuji na jeho místě použít odporový trimr asi 4,7 k Ω a po nastavení pracovních podmínek trimr změřit a nahradit pevným odporem.

Z kolektoru tranzistoru T_1 jde signál přes R_{11} na přepínač $Př_4$ kolektorových obvodů. Obvody jsou doladovány kondenzátorem C_{11} . Z odporu R_{11} pokračuje signál přes kondenzátor C_{27} na G_1 tranzistoru T_2 směšovače přijímače. Na G_2 tranzistoru T_2 je přiveden signál VFO, který by neměl být větší než 0,5 V. Stejnoseměrné napětí na G_2 obou tranzistorů je 2 V. V kolektoru tranzistoru T_2 je laděný obvod s L_{15} , naladěný na kmitočet mezifrekvence 8 450 kHz. Z vazebního vinutí L_{15} se signál vede stíněným kabelem na filtr SSB 8 450 kHz. Na vstupu i výstupu filtrů jsou zařazeny R_{18} a R_{20} (R_{19} vynechán). Odpory se nastavují při uvádění přijímače do provozu, jejich velikost je dána použitým typem filtrů SSB. Podobně se nastavují kondenzátory C_{33} a C_{34} . Signál z filtrů SSB se přivádí přes kondenzátor C_{35} na bázi tranzistoru T_3 prvního stupně mf zesilovače (obr. 4.4). Z laděného obvodu v kolektoru s L_{16} , který je naladěn na mf kmitočet 8 450 kHz, se odebrá signál z vazebního vinutí přes kondenzátor C_{40} na bázi tranzistoru T_5 druhého stupně mf zesilovače. Kapacita kondenzátoru C_{40} se volí tak, aby se jednotlivé stupně vzájemně nežádoucím způsobem neovlivňovaly, v prototypu byla 5 pF. Z laděného obvodu s L_{17} , který je naladěn rovněž na 8 450 kHz, se přivádí signál z vazebního vinutí přes kondenzátor C_{44} na bázi tranzistoru T_7 , který spolu s tranzistorem T_8 tvoří produkt-detektor. Na bázi tranzistoru T_8 se přivádí vf signál z krystalového oscilátoru nosné z kolektoru tranzistoru T_{12} nebo T_{13} . Vf napětí je 0,5 až 0,7 V. Trimr R_{35} nastavíme na největší šum. Volbou kapacity kondenzátoru C_{48} v kolektoru tranzistoru T_8 nastavíme potlačení výšek v nf signálu. Z kolektoru T_8 jde signál přes tlumivku T_{16} a kondenzátor C_{49} na bázi tranzistoru T_9 nf zesilovače. Část nf signálu se odebrá z báze T_9 přes odpor R_{43} a kondenzátor C_{52} a vede na vstup filtru CW (IO_1), který rezonuje na 1 300 Hz. Pracovní bod operačního zesilovače IO_1 (těsně před nasazením oscilací) se nastaví

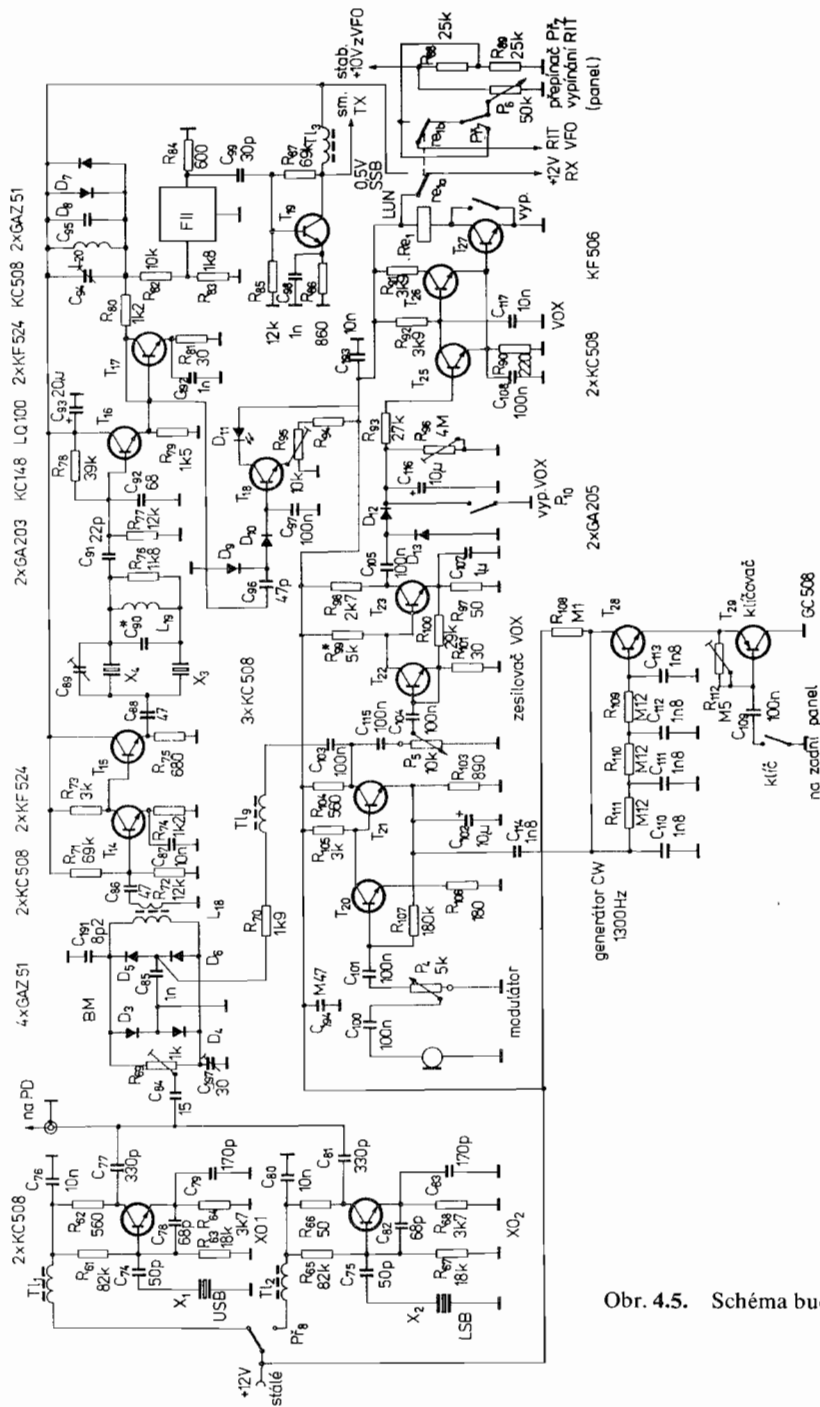


Obr. 4.4. Schéma přijímače

volbou odporu R_{47} (použijeme trimr $0,5 \text{ M}\Omega$). Signál z filtru CW je veden přes kondenzátor C_{56} na potenciometr P_3 . Další část nf signálu se odebírá z emitoru T_9 přes kondenzátor C_{73} a vede na druhý konec potenciometru T_3 . Ze středu potenciometru se odebírá nf signál pro potenciometr hlasitosti P_2 . Vytočením běžce potenciometru P_3 „na stranu“ filtru CW přichází na potenciometr hlasitosti P_2 pouze signál z filtru CW a úplný signál nf z emitoru tranzistoru T_9 je potlačen odporem odporové dráhy potenciometru P_3 . Otáčí-li se hřídelem potenciometru na druhou stranu, tlumí se postupně signál z filtru CW, až je zcela potlačen a potenciometrem P_2 se reguluje úplný nf signál z emitoru T_9 . Na potenciometr P_2 je rovněž přiveden vzorek napětí nf generátoru pro telegrafii (přes C_{65}).

Ze středu potenciometru P_2 je nf signál veden na nf koncový stupeň s IO_2 , MBA810AS. Jeho zapojení je zcela běžné. MBA810AS má trvale připojeno napájecí napětí 12 V, neboť při vysílání se používá jako monitor telegrafie.

Z kolektoru tranzistoru T_9 je nf signál veden přes kondenzátor C_{61} na diodový zdvojovač s D_1 a D_2 . Tam se nf signál mění na stejnosměrné napětí. Na kolektoru tranzistoru T_9 nastavíme stejnosměrné napětí 2 V odporem R_{39} v bázi. Napětí musí být tak malé proto, že větší napětí při rychlém přepínání TCVR z vysílání na příjem způsobuje dlouhou časovou konstantu vyrovnávání AVC díky velkému zesílení nárazového napětí při zapnutí přijímací části (+12 V). Paralelně ke zdvojovači s D_1 a D_2 je připojen kondenzátor C_{63} a odporový trimr R_{55} (nastavení časové konstanty AVC). Kapacitu kondenzátoru volíme co nejmenší, aby nevznikla časová prodleva mezi přijímaným signálem a jeho úpravou AVC. Stejnospměrné napětí ze zdvojovače D_1 , D_2 otevírá tranzistor T_{11} prvního stupně AVC. Upravené napětí se odebírá z emitoru T_1 přes trimr R_{59} , jímž se řídí stupeň AVC. V kolektoru tranzistoru T_{10} je potenciometr P_1 , kterým se ručně ovládá zesílení mezi-frekvenčního zesilovače. Pracovní body prvního a druhého stupně mf zesilovače se nastavují trimry R_{21} a R_{27} tak, že potenciometr P_1 se vytočí na plné zesílení a trimry R_{21} a R_{27} se nastaví jednotlivé stupně na největší zesílení. Otáčí-li se potenciometrem P_1 do „nulové“ polohy, vypne se spínačem, spráženým s potenciometrem, ruční řízení zesílení; AVC by pak mělo být správně nastaveno. Přes trimr R_{58} se napájí měřidlo S-metru.



Obr. 4.5. Schéma budiče

Budič a vf omezovač

Oscilátory nosné pro horní a dolní postranní pásma jsou běžné. Postranní pásmo se volí přepínačem $Př_8$, jímž se přepíná napětí +12 V na tranzistor T_{12} nebo T_{13} . Oscilátor pro dolní postranní pásmo není nutný, neboť kmitočty oscilátoru VFO jsou voleny tak, že v každém amatérském pásmu pracuje pouze jeden oscilátor, a to pro horní postranní pásmo. Oscilátor pro dolní postranní pásmo jsem použil pouze proto, aby bylo možno měnit postranní pásma podle potřeby (proti zvyklosti, např. dolní na 14 MHz atd.). Signál z oscilátoru USB (LSB) se vede přes kondenzátory C_{77} nebo C_{81} a C_{84} na balanční modulátor s D_3 až D_6 . Vf napětí krystalového oscilátoru nastavíme vazbou (kondenzátor C_{84}) tak, aby na trimru R_{69} bylo vf napětí 1 V. Balanční modulátor jemně doladíme na úplné potlačení nosné trimrem 30 pF na jednom konci L_{18} . Na druhém konci cívky L_{18} je pevný kondenzátor 8 pF na zem (kondenzátory diody D_5 a D_6 je přiveden signál nf z modulátoru). Rozvážením balančního modulátoru nf signálem z modulátoru vzniká na cívce L_{18} signál DSB, který je veden z vazebního vinutí přes kondenzátor C_{86} na bázi zesilovače s T_{14} a T_{15} . Z emitoru T_{15} vede signál DSB na krystalovou bránu s X_3 , X_4 (střední kmitočet 8 450 kHz), dále pokračuje již signál SSB přes kondenzátor C_{91} na další zesilovač s tranzistorem T_{16} a T_{17} . V kolektoru T_{17} je laděný obvod s L_{20} , na němž se omezuje vf napětí diodami D_7 a D_8 asi na 0,5 V. Z tohoto obvodu jde omezený signál SSB na odporový dělič R_{82} , R_{83} a čtyřkrystalový filtr SSB 8 450 kHz, z něj na zesilovací tranzistor T_{19} . Z kolektoru T_{19} jde zesílený signál SSB miniaturním souosým kabelem přes kondenzátor C_{121} na bázi tranzistoru T_{31} směšovače vysílače.

Modulátor a ovládání VOX

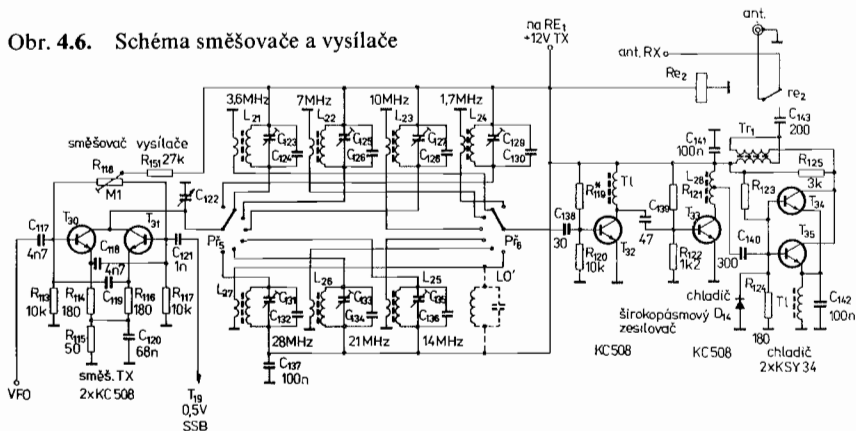
Modulátor tvoří tranzistory T_{20} a T_{21} . Signál z mikrofonu se reguluje potenciometrem P_4 . Do emitoru tranzistoru T_{21} se přivádí nf signál 1 300 Hz přes C_{114} z generátoru CW (tranzistor T_{28}). Tranzistor T_{29} je

klíčovací, jeho pracovní bod se nastavuje trimrem R_{112} , klíčuje se přes kondenzátor C_{109} . Z tranzistoru T_{21} se odeberá nf signál přes kondenzátor C_{103} , tlumivku T_{19} a R_{70} pro balanční modulátor. Další část nf signálu se vede z kolektoru T_{21} přes C_{115} , P_5 a C_{104} na bázi tranzistoru zesilovače VOX (T_{22} , T_{23}). Z kolektoru T_{23} přes kondenzátor C_{105} se vede signál na diody D_{12} a D_{13} , jimiž je usměrňován. Časovou konstantu VOX určují C_{116} a R_{96} . Usměrněné napětí z D_{12} a D_{13} se vede přes odpor R_{93} na klopný obvod s tranzistory T_{25} a T_{26} , jehož signálem se otevírá tranzistor T_{27} , ovládající činnost relé LUN, Re_1 . Relé jedním dvoukontaktem ovládá napětí 12 V pro příjem a vysílání, druhým dvoukontaktem se přepíná RIT při vysílání. Přepínač P_7 slouží k zapínání a vypínání RIT při příjmu (je umístěn na předním panelu). Střední kontakt druhého dvoukontaktu Re_1 je spojen s odporem R_{138} a varikapem D_{24} (VFO). V kolektoru tranzistoru T_{27} je spínač, který uzemňuje Re_1 na kostru. Spínač je vyveden na držák mikrofonu a ovládá se jím příjem/vysílání.

Směšovač vysílače a vysílač

Směšovač vysílače tvoří tranzistory T_{30} a T_{31} (obr. 4.6). Obvod směšuje omezený signál SSB se signálem VFO. Signál VFO se přivádí přes kondenzátor C_{117} na bázi tranzistoru T_{30} . Sondou vf mezi kolektory

Obr. 4.6. Schéma směšovače a vysílače



T_{30} a T_{31} „vybalancujeme“ napětí vf z VFO na nejmenší velikost, a to trimrem R_{118} . Smíšený signál SSB se pak odvádí z kolektorů T_{30} a T_{31} přes přepínač P_5 na příslušný laděný obvod směšovače a z vazebního vinutí vede na přepínač P_6 a přes kondenzátor C_{138} na bázi prvního tranzistoru zesilovače vysílače (T_{32}). Laděný obvod, zvolený přepínačem P_5 , se doladuje kondenzátorem C_{122} . Přepínače P_3 až P_8 jsou na společném hřídeli, stejně jako doladovací kondenzátory C_9 , C_{11} a C_{122} . Zesílený signál SSB z kolektoru T_{32} se vede přes kondenzátor C_{139} na bázi T_{33} zesilovače vysílače. Ze střední odbočky cívky L_{28} se signál SSB vede přes kondenzátor C_{140} na dvojici koncových tranzistorů T_{34} , T_{35} . V kolektoru koncových tranzistorů je zapojen širokopásmový transformátor, z něhož se odvádí signál SSB přes kondenzátor C_{143} na kontakty anténního relé Re_2 .

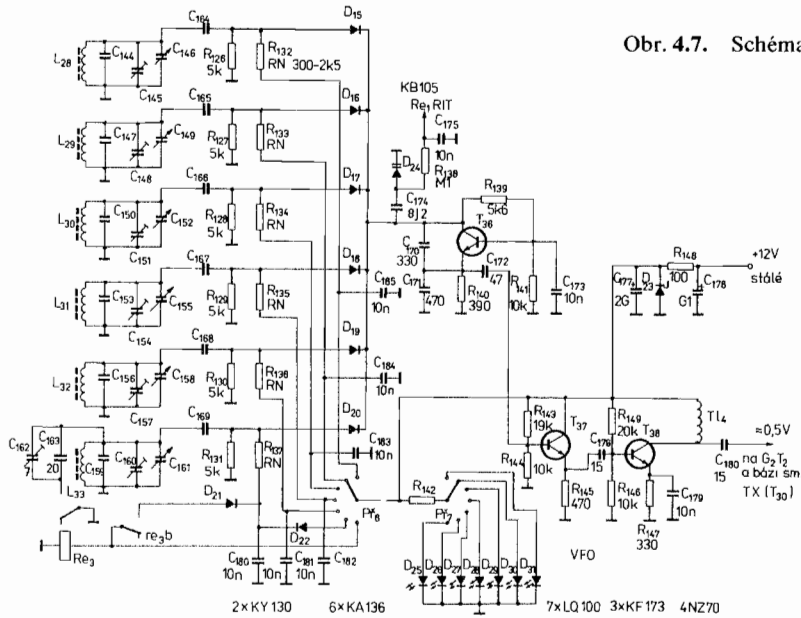
K připojení výkonového koncového stupně je na zadním panelu přístroje 16pólový nožový konektor (připojuje se jím i zdroj). Konektor má tyto vývody: 12 V pro relé v PA TX, anténa přijímače, buzení vysílače, 12 V pro napájení TCVR ze zdroje v PA.

VFO

VFO (obr. 4.7) se přepíná diodami D_{15} a D_{22} . Stabilizované napětí 8 V se přepínačem P_7 přepojuje na jednotlivé diody, které spínají příslušné laděné obvody s L_{28} až L_{33} ke kolektoru tranzistoru T_{36} . Vf napětí oscilátoru se nastavuje odpory R_{132} až R_{137} na stejnou výstupní úroveň. Napětí vf volíme co nejmenší. Všechny kondenzátory v laděných obvodech jsou ploché, slídové.

Pro pásma 10,5 MHz a 7 MHz je jeden společný laděný obvod s L_{33} . Pro 10,5 MHz je naladěný na 18,5 MHz, pro pásmo 7 MHz se kontakty relé Re_3 připojuje k L_{33} kondenzátor C_{164} spolu s C_{162} . Kmitočet VFO je pak 15,5 MHz. Rozladování RIT ovládá relé Re_1 . „Rozladované“ napětí ze středního kontaktu Re_1 , regulované potenciometrem P_6 , se přivádí na odpor R_{138} a varikap D_{24} . Rozladění VFO závisí na C_{174} . Z tranzistoru T_{36} (z emitoru) se přivádí vf napětí přes C_{172} na oddělovací stupeň (na bázi T_{37}). Vf napětí se dále zesiluje na 0,5 V tranzistorem T_{38} . Z kolektoru T_{38} se přes kondenzátor C_{180} vede vf na-

pětí na G_2 tranzistoru T_2 a na bázi tranzistoru T_{30} směšovače vysílače (miniaturním souosým kabelem).

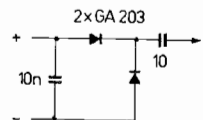


Obr. 4.7. Schéma VFO

Svítivé diody D_{25} až D_{31} , které na předním panelu označují zvolené pásmo, se přepínají přepínačem P_7 . Odpor R_{142} v sérii s kontaktem přepínače slouží k nastavování pracovního napětí diod.

Stabilizované napětí 8 V pro VFO se získává ze stabilizátoru s D_{23} , R_{148} a C_{177} .

Vf napětí doporučuji měřit Avometrem II a diodovou sondou, jejíž schéma je na obr. 4.8.



Obr. 4.8. Diodová sonda

Transceiver je postaven na čtyřech deskách s plošnými spoji. Desky jsou vzájemně spájeny a po obvodu zpevněny měděnými úhelníky 5 mm × 10 mm × 1 mm. Úhelníky jsou k deskám s plošnými spoji při-

pevněny šrouby M3. V přední části desek je kolmo k nim přišroubován k úhelníku přední pomocný panel, na němž jsou připevněny ovládací prvky: potenciometr hlasitosti, potenciometr filtru CW, potenciometr ručního řízení AVC, přepínač LSB/USB, potenciometr modulátoru, přepínač atenuátoru, přepínač pásem, potenciometr RIT, potenciometr k řízení VOX, spínač RIT, spínač VOX, měřidlo S-metru. Pomocným panelem prochází také hřídel doladovacích kondenzátorů. K tomuto pomocnému panelu je distančními šroubky připevněn přední vnější panel. Vpravo na čelním panelu je přilepen alkaprénem ozdobný panel stupnice a měřidla S-metru. V ozdobném panelu jsou upevněny svítivé diody, indikující zvolené pásmo. Zadní panel je přišroubován k úhelníku stejně jako přední. K zadnímu panelu jsou zevnitř připevněny chladič koncových tranzistorů vysílače a anténní relé. Dále jsou do zadního panelu zapuštěny konektory pro klíč, přídavný reproduktor a sluchátka, pro připojení mikrofonu, pro připojení antény (75 Ω), dále je v něm zásuvka nožového konektoru pro připojení koncového stupně se zdrojem. Panely a kryty jsou z hliníkového plechu tloušťky 2 mm.

Deska s plošnými spoji přijímače je z oboustranně plátovaného kuxprexitu, horní měděná fólie je použita jako společné zemnění. Díry pro vývody součástek jsou zahloubeny vrtákem o průměru 4 až 5 mm, aby se vývody součástek nemohly spojit se zemnicí fólií. Doporučuji na vývody součástek navléci bužírku. Na desce přijímače jsou umístěny tyto obvody: AVC, čtyřkrystalový filtr, první a druhý mf zesilovač, PD, filtr CW a koncový stupeň nf zesilovače.

Oboustranně plátovaná je i druhá deska s plošnými spoji, na níž jsou umístěny tyto obvody: vstupní cívky přijímače, vstupní zesilovač a směšovač přijímače, cívky pro směšovač vysílače, směšovač vysílače, tři stupně širokopásmového zesilovače vysílače a přepínače cívek s doladovacími kondenzátory pro jednotlivé obvody. Protože se mi nepodařilo získat vhodný sedmipolohový otočný přepínač (k přepínání pásem), upravil jsem dva čtyřpolohové miniaturní přepínače takto: proudem teplého vzduchu z vysoušeče na vlasy jsem uvolnil lepidlo držící sestavu přepínače. Z vyjmutých rotorů jsem odstranil jednu polovinu kontaktů. Ke spínání slouží druhá polovina rotorů, které se přepínají ve všech sedmi polohách přepínače.

K přepínání vstupních cívek přijímače jsem použil čtyři sekce upraveného přepínače. Přepínač je připájen za kontakty poslední sekce do otvoru o průměru 15 mm, který je v první přepážce z kuprexitu, oddělující vstupní cívky od tranzistoru T_1 . Těsně nad přepínačem je v přepážce umístěn doladovací kondenzátor. Stejně je řešena i druhá přepážka, s tím rozdílem, že jsou z přepínače použity pouze dva segmenty (pro kolektorový obvod T_1). Ve třetí přepážce jsou opět čtyři segmenty přepínače (k přepínání laděných obvodů a vazebních vinutí směšovače vysílače) a doladovací kondenzátor. Původní první část přepínače spolu se čtyřmi upravenými segmenty jsem vestavěl do předního pomocného panelu. První dva segmenty tohoto přepínače přepínají VFO, druhé dva ovládají svítivé diody, označující pásma na stupnici. Na krátkou hřídel tohoto přepínače je připájen prodlužovací hřídel, který vede přes všechny rotory přepínačů v přepážkách. Hřídel je z mosazi o průměru 3 mm, délky asi 12 cm. Doladovací kondenzátory jsou na společném hřídeli, vyvedeném přes střední panel na knoflík VSTUP.

K umístění cívek na druhé desce s plošnými spoji: původně byly všechny cívky umístěny na přepážkách vedle přepínačů a doladovacích kondenzátorů, aby příklady k přepínačům byly co nejkratší. Doladování obvodů bylo však komplikované pro nedostatek místa – proto jsem cívky umístil na základní desku a vynechal jsem doladovací trimry 30 pF, takže v konečné verzi se obvody doladují jen jádry v cívkách.

Třetí deska s plošnými spoji, deska budiče, je též z oboustranně plátovaného kuprexitu, jehož jedna strana se používá jako zemnicí plocha. Na desce jsou umístěny tyto obvody: vf omezovač s krystalovou bránou a čtyřkrystalovým filtrem, obvod indikace omezování, modulátor, balanční modulátor, generátor telegrafního signálu, zesilovač VOX s relé LUN, dva generátory nosné (USB, LSB). Kryty krystalů jsou uzemněny.

Poslední deska s plošnými spoji – VFO – je z jednostranně plátovaného kuprexitu tloušťky 2 mm (pro větší mechanickou odolnost). Na desce je připevněn šestinásobný ladící kondenzátor 60 pF. Při konstrukci je třeba dbát zásad mechanické pevnosti celého VFO. Pro lepší tepelnou stabilitu je VFO pokryto lehkou izolační pěnou.

Válec, na němž jsou stupnice radioamatérských pásem, je stočen z křídového papíru, na kterém jsou vyznačeny stupnice. Dno válce je z kuprexitu, má průměr 90 mm. Výška válce je 45 mm. Horní základna válce je z měděného drátu o průměru 2 mm. S dnem válce je spojena vzpěrou ze stejného drátu. Válec je přišroubován k řemeničce o průměru 20 mm šroubkem M3 a nasazen na čep. Přes tuto řemeničku jsou položeny dva závity ocelového lanka, jehož konce vedou přes dvě středící kladky na dvě řemenice o průměru 28 mm (rovněž s drážkou pro lanko). Obě řemenice jsou připájeny na společnou hřídel ladícího kondenzátoru. Na jedné řemenici o průměru 28 mm je konec lanka upraven napevno, na druhé je konec lanka připevněn přes malou pružinku. Celý systém se otáčí převodem 1:20, který je uchycen na předním panelu. Stupnice je osvětlena žárovkami 12 V, umístěnými uvnitř válce.

Vedle převodu stupnice je reproduktor o průměru 60 mm.

Stupnice se seřizuje ve spoji válce s řemeničkou o průměru 20 mm na šroubku M3, jenž prochází oválným otvorem na dně válce.

Seznam polovodičových a hlavních součástek

Tranzistory

T_1, T_2	40673
$T_3, T_5, T_{36}, T_{37}, T_{38}$	KF173
T_4, T_6 až T_{13}, T_{19} až $T_{23}, T_{25}, T_{26}, T_{28},$ $T_{30}, T_{31}, T_{32}, T_{33}$ s chladičem	KC508
T_{14} až T_{17}	KF524
T_{27}	KF506
T_{34}, T_{35} s chladičem	KSY34
T_{18}	KC148
T_{29}	GC508

Integrované obvody

IO_1	MAA502
IO_2	MBA810AS

<i>Diody</i>	
D_1, D_2	OA9
D_3 až D_8	GAZ51
D_9, D_{10}	GA203
D_{11}, D_{25} až D_{31}	LQ100
D_{12}, D_{13}	GA205
D_{14}, D_{21}, D_{22}	KY130
D_{15} až D_{20}	KA136
D_{24}	KB105
D_{23}	4NZ70

Tlumivky

TL	toroid o \varnothing 5 mm, 20 závitů drátu o \varnothing 0,2 mm
TL_1 až TL_3	feritová tyčka, \varnothing 2 mm
TL_4	feritová tyčka, \varnothing 2 mm, 20 závitů \varnothing 0,3 mm
TL_5	toroid o \varnothing 5 mm, 10 závitů, \varnothing 0,3 mm
TL_6	3 \times 100 závitů, \varnothing 0,01 mm

Vf transformátor

Tr_1	dvouděrové feritové jádro z TVP, 2 \times 5 závitů bifilárně, drát o \varnothing 0,5 mm
--------	---

Přepínače

$Př_3$ až $Př_6$	upravené miniaturní otočné přepínače na společném hřídeli
$Př_8$	miniaturní otočný přepínač
$Př_7, Př_{10}$	Isostat

Ladislav Lapiš, OK2BSL; Ing. Vladimír Geryk, OK1BEG

KRÁTKOVLNŇY TRANSCEIVER

Úvod

Předložené technické řešení transceiveru pro všechna krátkovlnná pásma je odvozeno z transceiveru pro 80 a 20 m, uveřejněného v lit. [1].

Technické údaje transceiveru

Kmitočtové rozsahy: 3,5 – 7 – 14 – 21 – 28 MHz (rozladění +0,5 MHz).

Druhy provozu: SSB (USB, LSB), CW.

Citlivost bez zesilovače: –116 dBm, 4 μ V pro 3 dB SINAD/75 Ω a šíři propustného pásma 3 kHz.

Citlivost se zesilovačem: –130 dBm, 0,086 μ V pro 3 dB SINAD/75 Ω a šíři propustného pásma 3 kHz.

Šumové číslo: 16 dB.

Dynamický rozsah: lepší než 88 dB, $IP=0+0,5$ dBm při $B=2,4$ kHz.

Impedance anténního vstupu: 50 Ω .

Vlastnosti AVC: Počátek působení při S5.

Časová konstanta AVC: náběžná konstanta 5 ms, sestupná konstanta 1 s.

Mezifrekvenční kmitočet: 9 MHz.

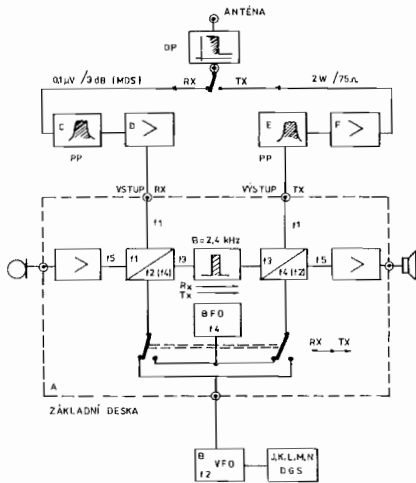
Potlačení zrcadlového a mf kmitočtu: větší než 80 dB.

Výstupní vf výkon: 1,5 W.

Potlačení nežádoucího vyzářování při vysílání: větší než 40 dB.

Popis podle blokového schématu

Na obr. 5.1 je blokové schéma transceiveru, ve kterém je přerušovanými čarami ohrazena základní deska přístroje. Signálová cesta při příjmu začíná u antény, pokračuje přes dolnofrekvenční vstupní filtr, anténní relé, pásmový filtr a přes zesilovač vstupuje do desky A. Signál označený f_1 vytvoří spolu se signálem VFO označeným f_2 mezi-frekvenční signál f_3 . Tento signál f_3 projde selektivním krystalovým filtrem a se signálem f_4 (BFO) vytvoří ve 2. směšovači nízkofrekvenční signál f_5 . Vzájemnou reverzací kmitočtů f_2 (VFO) a f_4 (BFO) do obou směšovačů vznikají příslušné kmitočty potřebné pro příjem a vysílání. Současně je zaručeno, že signál f_3 prochází přes krystalový filtr stále stejným směrem.



Obr. 5.1. Zjednodušené blokové schéma zapojení transceiveru

Z obr. 5.1 vyplývá, že signál f_2 (VFO) určuje pracovní kmitočet na vstupu i výstupu desky A. Při použití kvalitních směšovačů není kmitočtový rozsah signálu prakticky omezen. Proto lze desku A použít například i pro zařízení na VKV.

Pro úplnost uvedeme příklad vytvoření signálu v pásmu 14 MHz.

$$f_1 = f_2 + f_3,$$

$$f_1 = 5 + 9 = 14 \text{ MHz.}$$

Podobně se při příjmu ve stejném směšovači vytváří nf kmitočet f_5 . Přitom kmitočet BFO (f_4) je dán kmitočtem krystalového filtru a nf kmitočtem $f_3 = 1,5 \text{ kHz}$, který slyšíme jako záznej:

$$f_4 = f_3 - f_5,$$

$$f_4 = 9\,000 - 1,5 = 8\,998,5 \text{ kHz.}$$

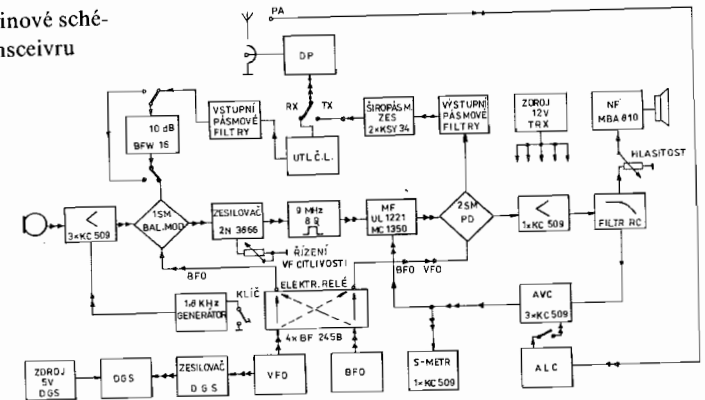
Oba směšovače musí být rovnocenné. Jsou proto použity dvojité vyvážené diodové směšovače, které mají velmi dobré vlastnosti.

K desce se připojí signál z VFO a přivede se vstupní signál z antény kmitočtově omezený dolní propustí a pásmovým filtrem. V extrémních podmínkách příjmu lze citlivost přijímače zvýšit zapojením zesilovače (deska D). K desce A připojíme reproduktor a napájení 12 V. Tím je přijímací část připravena k provozu.

Při vysílání se připojí mikrofon a k výstupu desky A se dále připojí filtry s následujícím širokopásmovým zesilovačem. Výstupní výkon tohoto zesilovače 1,5 W je schopný vybudit přídavný elektronkový zesilovač pro třídu B. Samotný transceiver lze rovněž využít jako QRP zařízení.

Rozšířené blokové schéma na obr. 5.2 je doplněno znázorněním jednotlivých stupňů zesilovačů a některými pomocnými obvody. Dolní propust se přepíná pro každé pásmo a je zařazena do přívodu antény. Tím je trvale v signálové cestě pro příjem a vysílání. Dále je podle blokového schématu v přijímací signálové cestě zařazen útlumový článek, který se ručně přepíná podle požadovaného útlumu.

Obr. 5.2. Skupinové schéma zapojení transceiveru



Vstupní pásmové filtry jsou tříobvodové s potlačením nežádoucího signálu mimo přijímané pásmo až o 80 dB. Následující nízkošumový zesilovač je možné vyřadit. Vstupní signál po směšování se signálem VFO vytvoří na výstupu 1. směšovače mezifrekvenční signál, který je dále zesílen a filtrován krystalovým filtrem.

Hlavní část zesílení přijímací cesty zajišťuje integrovaný obvod polské výroby UL1221. Zesílený mf signál se dále směšuje se signálem BFO a na výstupu 2. směšovače vytváří nízkofrekvenční signál, který je dále kmitočtově omezen a zesílen v následujícím nf zesilovači. Regulace zesílení mezifrekvenčního zesilovače je zajištěna regulační smyčkou AVC a je odvislá od nízkofrekvenční úrovně signálu. Ke smyčce AVC je také připojen indikátor síly signálu (S-metr).

Ruční řízení zesílení lze provádět regulátorem hlasitosti a také lze regulovat vysokofrekvenční úroveň zesílení zesilovače za 1. směšovačem, a to přibližně v rozsahu 18 dB.

V režimu vysílání je v činnosti mikrofonní zesilovač, z jehož výstupu je modulační signál přiváděn do 1. směšovače, kde moduluje signál BFO, čímž se vytvoří DSB signál. Odfiltrováním jednoho postranního pásma DSB signálu krystalovým filtrem vznikne SSB signál, který je dále zesílen mf zesilovačem. Tento zesílený SSB signál se směšuje ve 2. směšovači se signálem VFO a výsledný signál prochází selektivním pásmovým filtrem, připojeným k výstupu desky A. Takto vytvořený signál je zesílen v širokopásmovém zesilovači na výkonovou úroveň asi 1,5 W.

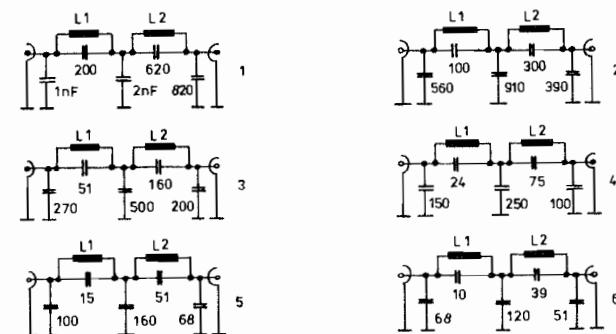
Pomocné obvody na obr. 5.2 jsou určeny pro digitální stupnici (DGS), klíčovaný oscilátor pro CW, regulaci výkonu vysílací cesty (ALC) a vnější zdroj 12 a 5 V.

Popis jednotlivých dílů

1. Dolnofrekvenční filtr

Na obr. 5.3 je zapojení filtrů Čebyševova typu, které mají v propustném pásmu dostatečně malý útlum. Nепropustné pásmo je potlačeno více než o 60 dB. Hodnoty prvků filtrů jsou uvedeny ve schéma-

[394]



POZNÁMKA: L1 REZONUJE NA 3.HARMONICKÉ
L2 REZONUJE NA 2.HARMONICKÉ

Obr. 5.3. Schéma zapojení dolnofrekvenčních propustí

tu. Vstup i výstup filtrů je přepínán přepínačem. Tento díl je trvale zapojen v signálové cestě. Při příjmu přispívá ke zvětšení útlumu v tzv. „stop bandu“ vstupní pásmové propusti. Při vysílání přispívá k potlačení nežádoucí 2. a 3. harmonické. Hodnoty v tab. 5.1 jsou vypočítány počítačem. Poměrně velký poměr L/C je volen s ohledem na snadnou realizaci filtru v pásmu 10 metrů. Ferokartový hrníček má výhodu snadného doladění, proto vyhoví kapacity kondenzátorů v běžných řadách hodnot.

2. Útlumový článek

Je použit ručně ovládaný útlumový článek s útlumem po -6 dB na stupeň. Tyto stupně lze seřadit do řady 6 - 12 - 18 dB. Volba velikosti útlumu bude závislá na příjmových podmínkách. Zapojení a hodnoty součástek nalezneme na obr. 5.4.

3. Vstupní pásmové filtry

Vstupní pásmové filtry na obr. 5.5a se přepínají pomocí přepínače. Přepínání obyčejnými diodami se neosvědčilo. Jednotlivé obvody fil-

[395]

trů jsou realizovány na toroidních jádrech volených podle tabulky 5.2. Vstupní a výstupní impedance filtrů je 50 ohmů. Nastavení odbočky je důležité z důvodu zachování reálné složky vstupní i výstupní impedance v přenášeném pásmu. Cívky a kondenzátory je nutno studeným koncem připájet na jednu zemnici sběrnici. Předpokladem jsou krátké spoje a čistá montáž.

Tab. 5.1. Dolnofrekvenční filtry

Pásmo [m]	č.	Počet záv.	L_1 Ø drát	L [μH]	Počet záv.	L_2 Ø drát	L [μH]	Útlum v pásmu propustnosti [dB]	Poznámka
160	1	11,5	0,6	4,2	10	0,6	3,13	0,10	Indukčnosti jsou navinuty na zelených ferokart. jádrech Ø 22 mm z RM 31
80	2	8	0,6	1,9	7	0,6	1,46	0,12	
40	3	4	0,6	0,57	4	0,6	0,41	0,17	
20	4	4	0,6	0,57	4	0,6	0,41	0,17	
15	5	3,5	0,6	0,41	3	0,6	0,27	0,25	
10	6	3	0,6	0,33	2,5	0,6	0,19	0,35	

Tab. 5.2.

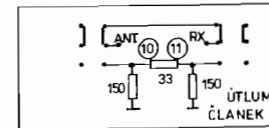
f [MHz]	L [μH]	C ₁ [pF]	C ₂ [pF]	C ₃ [pF]	C ₄ [pF]	C ₅ [pF]	Toroid Ø 10 mm
3,5	14,2	130	15	100	15	115	N 05 32z Ø 0,115 odb. 5,5z.
7	2,3	200	8,2	200	8,2	200	N 05 12z Ø 0,3 odb. 2,5z.
14	0,97	120	3,9	120	3,9	120	N 05 7z Ø 0,3 odb. 1z.
21	0,48	120	3,3	120	3,3	120	N 02 6z Ø 0,5 odb. 0,5z.
28	0,48	60	2,2	60	2,2	60	M 02 6z Ø 0,5 odb. 0,5z.

Vysvětlivky:

Hodnoty k vstupním a výstupním filtrům.

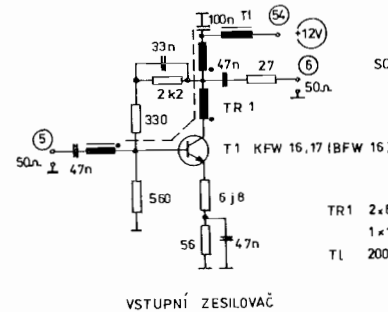
Odpory R: TR 151, 1K

Kapacita C: TK 782,3, M1



Obr. 5.4. Schéma zapojení útlumového článku

Obr. 5.6. Schéma zapojení vstupního zesilovače



4. Vstupní zesilovač

Vstupní zesilovač v zapojení podle obr. 5.6 má zesílení 9 dB. Je realizován na desce D. Kolektorový klidový proud tranzistoru je nastaven na hodnotu 25 mA. Použitý tranzistor KFW16 má dobré šumové vlastnosti. Výstupní transformátor je navinut na dvouotvorovém jádru, určeném pro TV symetrizátory. Je vytvořen z hmoty N1, má šířku 12 mm a je na něm navinuto 2 × 6 + 1 závit.

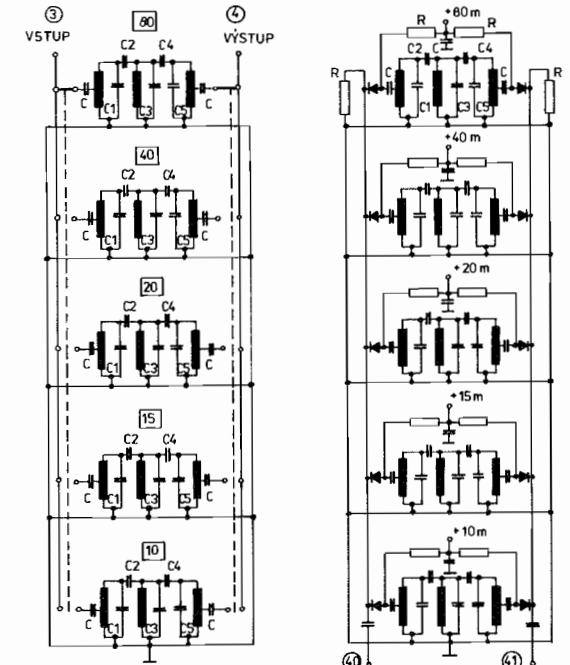
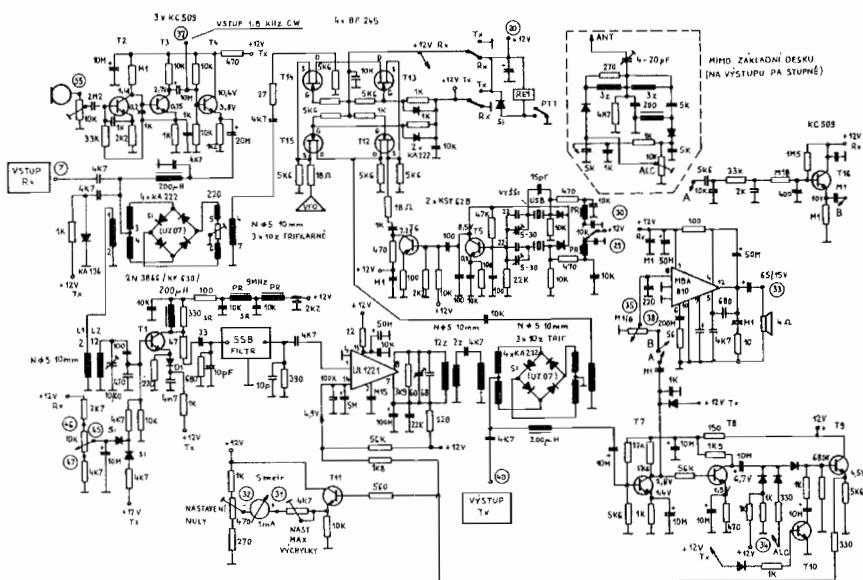


SCHÉMA VSTUPNÍCH FILTRŮ DESKA-C - SCHÉMA VÝSTUPNÍCH FILTRŮ DESKA-E

Obr. 5.5. Schéma zapojení vstupních a výstupních pásmových propustí

5. První směšovač

Jedná se o diodový směšovač, jehož širokopásmové transformátory jsou provedeny na feritových toroidních jádrech o vnějším průměru 10 mm z hmoty N05 (modré). Na jedno je navinuto „trifilárně“ 3×10 závitů (3 vodiče mírně spolu stočeny). Použité diody jsou typu KA222 a musí být vybírány alespoň ve 3 bodech jejich voltampérové charakteristiky. Směšovač je doplněn odporovým trimrem 220 ohmů, určeným při vysílání k vyvážení minima nosného kmitočtu. Na obr. 5.7 je zapojení směšovače doplněno oddělovací tlumivkou T_{11} 200 μH , která je navinuta na feritu z hmoty N1 (žlutá) o průměru 8 mm a má 60 závitů navinutých vodičem \varnothing 0,2 mm, izolovaným smaltem a hedvábím.



Obr. 5.7. Schéma zapojení základní desky A

Na výstupu tohoto směšovače bylo upuštěno od širokopásmového reálného zakončení. Použitý laděný obvod má cívku navinutou na feritovém toroidním jádru o vnějším průměru 10 mm, z hmoty N05,

s počtem $\frac{2}{12}$ závitů. Na kmitočet filtru je obvod doladěn pomocí doladovacího kondenzátoru 60 pF. Tento rezonanční obvod je stíněný hliníkovým krytem.

6. Předzesilovač před krystalovým filtrem

V signálové cestě před filtrem je zařazen předzesilovač s tranzistorem T_1 (2N3866, příp. KFW16). Tento tranzistor má mít co nejmenší vlastní šum, neboť ovlivňuje šumové číslo celé přijímací cesty. Regulace vf zesílení se provádí ručně, pomocí potenciometru 10k. Při příjmu je připojen kondenzátor 5n v emitoru tranzistoru T_1 na zem přes diodu KA136. Při vysílání je regulace mimo činnost. Zesílení se sníží odblokováním emitorového odporu 270 ohmů. Dioda D_5 zapojená k emitoru slouží jako spínač. Přivedeným napětím +TX se stane nevodivou. V kolektoru T_1 je tlumivka T_{12} 200 μH , která je ztlumená odporem 330 ohmů. Kombinace tlumivky, odporu 330 a 47 ohmů tvoří podle doporučení výrobce zatěžovací impedanci filtru. Tlumivka v kolektoru je provedena opět na feritovém jádru o \varnothing 10 mm z hmoty N1 a má 60 závitů. Uvedená tlumivka má velkou vlastní kapacitu a také kapacitu proti zemi. Tato kapacita se přičítá ke kapacitám vstupu krystalového filtru, čímž dochází ke zhoršení činitele tvaru křivky. Následkem je malé potlačení nosného kmitočtu na hraně filtru. Snížení vstupní kapacity filtru lze dosáhnout použitím vazebního kondenzátoru 33 pF.

Dále je třeba upozornit na důležitost napájecího obvodu pro tranzistor T_1 . Ve snaze zamezit obcházení signálu mimo filtr (což se může stát i po napájecím přívodu), je do stejnosměrného napájecího obvodu zařazen sériový i paralelní obvod laděný na kmitočet 9 MHz. Sériový obvod tvoří keramické kondenzátory 10 nF, které jsou do sériové rezonance „doladěny“ uštípnutím částí hmoty kondenzátorů. Do paralelní rezonance se doladí tlumivky PR, které rezonují se svou vlastní kapacitou. Naladění se provede pomocí sacího měřiče rezonance (GDO). Tato paralelní a sériová kombinace zajistí dostatečné potlačení signálu v obvodech napájení. Tranzistor T_1 je v objímce, protože při uvádění do provozu v případě nestabilního režimu stupně (při regulaci potenciometrem 10k) je jednodušší vyměnit T_1 , než impedančně upravovat poměry zesilovače. Regulace T_1 má značný vý-

znam při silných signálech z pásma a při použití méně kvalitního krystalového filtru.

7. Mezifrekvenční filtr

Je použit krystalový filtr PKF 9MHz, 2,4 kHz/8Q z Tesly Hradec Králové. Tento filtr má velmi dobré parametry. Jeho zakončovací impedance je 360Ω s kapacitou 25 pF. Má dobrý činitel tvaru i konečný útlum v nepropustném pásmu (stop band). Podrobnosti jsou v lit. [7]. Filtr je umístěn na základní desce A; má dvojí stínění.

8. Mezifrekvenční zesilovač

Integrovaný obvod polské výroby UL1221 zajišťuje na kmitočtu 9 MHz zesílení 65 až 70 dB. Výstupní laděný obvod má cívku L_3/L_4 navinutou na toroidním jádru z hmoty N05 o $\varnothing 10$ mm a má $1\frac{1}{2}$ závitů. Obvod se doladuje kapacitním trimrem 60 pF. Je ztlumen odporem 3k9 a je stíněný hliníkovým krytem. Integrovaný obvod je v patičce, nepoužité vývody jsou odstraněny odštěpnutím.

9. Druhý směšovač

Ve druhém směšovači je vypuštěn balanční trimr. Diody jsou typu KA222 a čtveřici je nutno vybrat opět se stejnými parametry. Umístění součástek na plošném spoji zajišťuje mechanickou a elektrickou symetrii obvodu.

10. Krystalový oscilátor (BFO)

Jeho zapojení je netypické. Krystaly jsou zapojeny v obvodu báze a kolektoru tranzistoru KSY62B. Přepínání krystalů se provádí pomocí rychlých spínacích diod KA136. Správné nastavení nosného kmitočtu se provádí změnou kapacity trimrů 30 pF. U krystalu s vyšším kmitočtem (modrá tečka) je nutné připojit ke krystalu paralelní kapacitu 15 pF (k dosažení správné hodnoty kmitočtu USB). Napětí BFO je přiváděno přes oddělovací stupeň do elektronického přepínače.

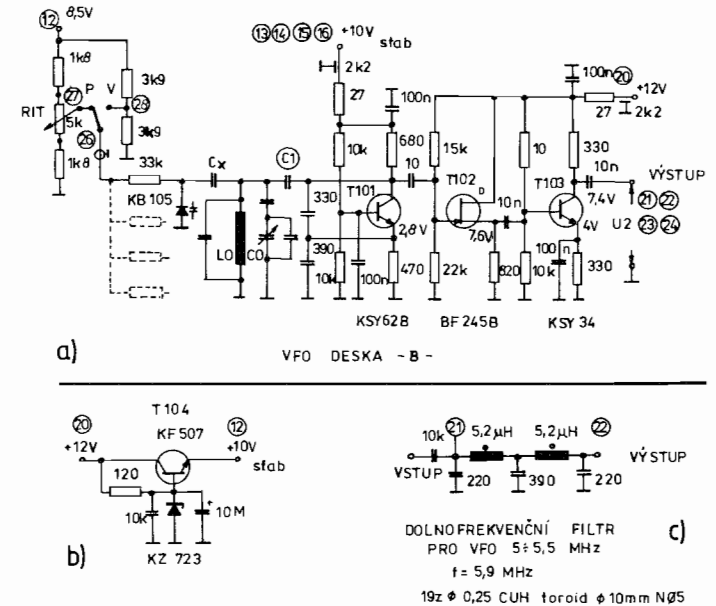
11. Elektronický přepínač

Slouží k bezkontaktnímu přepínání signálů obou oscilátorů (BFO a VFO) do příslušných směšovačů. Elektronický přepínač je osazen

čtyřmi tranzistory JFET typu BF245B. Ovládání elektronického přepínače se provádí pomocí relé *Rel* napětím 12 V. Elektronický přepínač lze se stejným výsledkem nahradit použitím relé přímo k přepínání obou signálů.

12. Laděný oscilátor (VFO)

Zapojení laděného oscilátoru je převzato z transceiveru typu Atlas 210 (obr. 5.8). Je upraveno pro provoz na všech KV pásmech. Využívá



Obr. 5.8. Schéma zapojení VFO; a – obvod oscilátorů, b – obvod stabilizátoru napájení, c – obvod výstupní dolnofrekvenční propusti pro VFO 5 až 5,5 MHz

se proto 4násobný ladící kondenzátor 4×15 pF (výrobce Avon Gottwaldov). Při mf kmitočtu 9 MHz je možno pro pásmo 80 a 20 m použít jeden kmitočet VFO. Indukčnosti jsou provedeny na kostřičkách o $\varnothing 8,5$ mm ze starších TV přijímačů, a to s původními stínicími kryty

21 × 21 mm. Jsou využity i původní ladicí jádra. Počet závitů je uveden v tabulce 5.3. Zapojení obvodu i rozmístění součástek na plošném spoji B je znázorněno na obr. 5.8a. Na žádaný kmitočet jsou oscilátory doladěny pomocí ferokartových jader a dále paralelními a sériovými kapacitami. Pro snazší nastavení kmitočtového rozsahu použijeme následující předpis, který platí za podmínek uvedených hodnot kapacity ladicího kondenzátoru (4 až 15 pF) a uvedených indukčností.

Tab. 5.3.

f [MHz]	ROZSAH VFO	POČET ZÁVITŮ	KOSTRA	POZNÁMKA
35,14	5– 5,5 MHz	63 Ø 0,15 mm CuH	8,5 mm	C ₁ 33 pF
7	16–16,1 MHz	16 Ø 0,25 mm CuH	8,5 mm	C ₁ 22 pF
21	12–12,5 MHz	20 Ø 0,25 mm CuH	8,5 mm	C ₁ 22 pF
28	19–20 MHz	14 Ø 0,25 mm CuH	8,5 mm	C ₁ 22 pF

Oscilátor pro pásmo 3,5 a 14 MHz.

Kmitočet 5 až 5,5 MHz: kapacity C_s a C_p nejsou použity, kmitočet se kontroluje čítačem na výstupu; doladuje se jen jádrem.

Oscilátor pro pásmo 7 MHz.

Kmitočet 16 až 16,1 MHz: sériová kapacita C_s je 5 pF a paralelní C_{pz} 10 pF.

Oscilátor pro pásmo 21 MHz.

Kmitočet 12 až 12,450 MHz: paralelní kapacita C_{pl} je 18 pF a C_s je 22 pF.

Oscilátor pro pásmo 28 MHz.

Kmitočet 19 až 20,4 MHz: sériová kapacita C_s je 22 pF.

U oscilátoru s kmitočtem 5 až 5,5 MHz je kapacita C₁ zvětšena na 33 pF. Na výstupu oscilátoru je zařazena dolní propust k potlačení vyšších kmitočtů než 6 MHz. Platí jen pro oscilátor 5 až 5,5 MHz. Schéma zapojení je na obr. 5.8. Napájení oscilačního tranzistoru se přepíná podle pásma. Tento stupeň se napájí stabilizovaným napětím

10 V. Ostatní stupně jsou trvale připojeny na napětí 12 V. Na oddělovacím stupni je tranzistor JFET typu BF245B. Výstupní tranzistor je typu KSY34. Výstupy oscilátorů jsou přivedeny na pásmový přepínač a dále na elektronický přepínač. Plošný spoj desky B je oboustranný, horní fólie tvoří zem. Celé VFO je umístěno v krabici z pocínovaného plechu o rozměrech plošného spoje a výšce 35 mm. Napájení je provedeno přes průchodkové kondenzátory. Signály jsou vyvedeny přes bezkapacitní průchodky.

13. Nízkofrekvenční zesilovač

Zapojení je na obr. 5.7. První zesilovač za demodulátorem je osazen tranzistorem KC509, jehož kolektorový proud je nastaven na 1,4 mA. Z kolektoru se nf signál vede přes oddělovací kondenzátor na regulátor hlasitosti. Mezi body A–B je zapojen jednoduchý filtr RC, který tvoří dolní propust, ořezávající kmitočty nad 3,5 kHz. Koncový stupeň s integrovaným obvodem MBA810 je v doporučeném zapojení.

Z kolektoru T₇ je odebíráno nf napětí pro obvod AVC. Sériový odpor M₁ v bázi T₈ ovlivňuje počátek zpoždění AVC (8 μV na vstupu). Nf napětí z výstupu T₈ se usměrňuje pomocí diody a ss napětí se přivádí do báze T₉, který je v zapojení se společným kolektorem. Z emitoru T₉ se vede regulační ss napětí na vývod 14 integrovaného obvodu UL1221. Časovou konstantu AVC nastavujeme odporem 1k8 a kondenzátorem 5 nF.

14. Měřič síly signálu (S-metr)

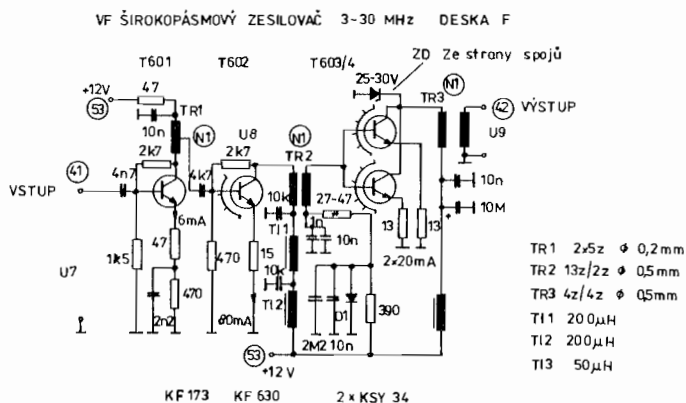
Z regulační smyčky AVC je odebírán vzorek signálu na T₁₁. Tento tranzistor je zapojen jako zesilovač proudu a tvoří součást můstku. Měřidlo můstku má citlivost 1 mA a jeho nulová výchylka se nastaví pomocí odporového trimru 470 kΩ. Maximální výchylka se nastavuje pomocí odporového trimru zapojeného do série s měřidlem.

15. Modulační zesilovač

V zapojení jsou použity nízkošumové tranzistory KC 509. Zapojení je v podstatě běžný zesilovač s výstupním emitorovým sledovačem.

Do báze tranzistoru T_4 přivádíme sinusový signál o kmitočtu asi 1,8 kHz, který slouží k provozu CW.

16. Širokopásmový vysokofrekvenční zesilovač (obr. 5.9)



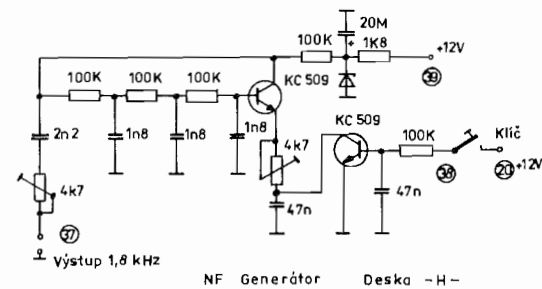
Obr. 5.9. Schéma zapojení širokopásmového vf zesilovače

Trístupňový zesilovač vysílací cesty má zesílit malé napětí (okolo 25 mV) za pásmovými filtry na výkonovou úroveň 1,5 W. První stupeň je osazen tranzistorem KF 173, jehož kolektorový proud je nastaven na 6 mA. Vazba na další stupeň je provedena pomocí vf trafo. Na druhém stupni je zapojen výkonový tranzistor KF630S, opatřený chladičem. Je nastaven na proud 80 mA. Na třetím stupni jsou zapojeny dva paralelní tranzistory KSY34. Klidový proud každého z nich je 40 mA. Oba chladiče koncových tranzistorů jsou spojeny měděným páskem, na který je připevněna dioda D_1 , která tvoří tepelnou stabilizaci v obvodu napájení báze. Oteplením koncových tranzistorů se na diodě zmenší úbytek napětí a tím se stabilizuje klidový proud tranzistorů. Bez tepelné stabilizace dojde k jejich zničení. Zenerova dioda v kolektorech T_{16} a T_{17} chrání tranzistory před zničením při odpojení zátěže a také slouží jako ochrana proti indukované ems v transformátoru TR_3 . Její napětí se volí na 2 až 3 násobek napájecího napětí. Z důvodu stability zesilovače je montáž provedena na oboustranném

plošném spoji. Zesilovač je zapájen do krabičky z pocínovaného plechu o výšce 35 mm. Plošný spoj je v krabičce osazen ve výšce 11 mm. Napájení je provedeno přes průchodkové kondenzátory. Horní fólie plošného spoje je použita jako zemnicí plocha. Jednotlivé stupně musí být odstíněny přepážkami, protože zesilovač má značné zesílení a poměrně vysokou výkonovou úroveň.

17. Generátor CW

Příčkový článek je nastaven na optimální kmitočet 1,8 kHz. Na obr. 5.10 je zapojení generátoru. Pracovní bod tranzistoru se nastaví na sinusový výstupní signál. Klíčování je provedeno pomocí klíčovacího tranzistoru. Bude-li k dispozici krystal 9 MHz, je možné CW generátor realizovat přímo na mf kmitočtu.

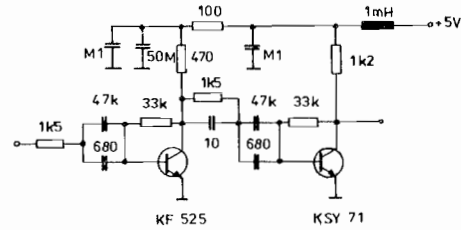


Obr. 5.10. Schéma zapojení nf generátoru pro CW

18. Digitální stupnice (DGS) lit. [3]

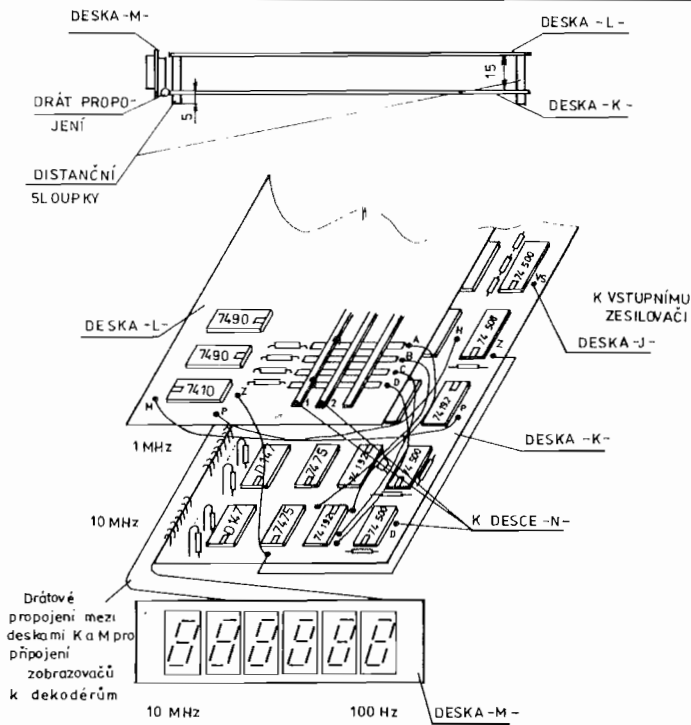
Vstupní signál pro DSB je odebírán z výstupu VFO přes zesilovač na obr. 5.11. Paralelní vazební kapacity umožňují tomuto zesilovači širokopásmově zesilovat kmitočty až do 35 MHz. Samotná DGS je řešena jako přednastavitelný čítač. V pásmu 80m stupnice čítá dolů a v pásmu 20, 40, 15, 10 m nahoru. Přednastavení se provádí pomocí diodové matice, hodnota je volena podle pásma. Měří se střední kmitočet přenášeného pásma filtru. U této DGS se provádí asi 9 měření kmitočtu za sekundu. DGS je napájena z externího zdroje 5 V. Odběr

je 1,3 A. DGS tvoří jeden celek podle obr. 5.12. Všechny vývody jsou vyvedeny na konektor, který umožňuje DGS zkoušet mimo zařízení. Schéma zapojení časové základny je na obr. 5.13, schéma zapojení čítače digitální stupnice na obr. 5.14.



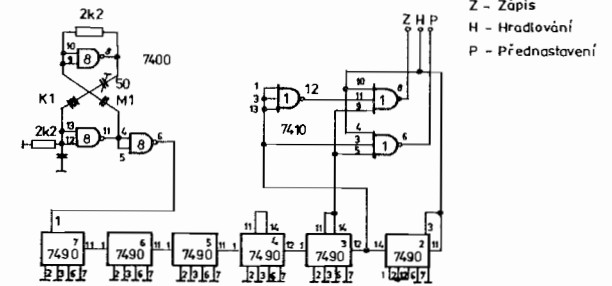
Obr. 5.11. Schéma zapojení vstupního zesilovače digitální stupnice

VSTUPNÍ ZESILOVAČ DIGITÁLNÍ STUPNICE DESKA -J-



PŘÍKLAD PROPOJENÍ A SESTAVENÍ JEDNOTLIVÝCH DESEK DIGITÁLNÍ STUPNICE (SESTAVA)

Obr. 5.12. Sestava digitální stupnice (příklad)



ČASOVÁ ZÁKLADNA DIGITÁLNÍ STUPNICE DESKA -L-

Obr. 5.13. Schéma zapojení časové základny digitální stupnice

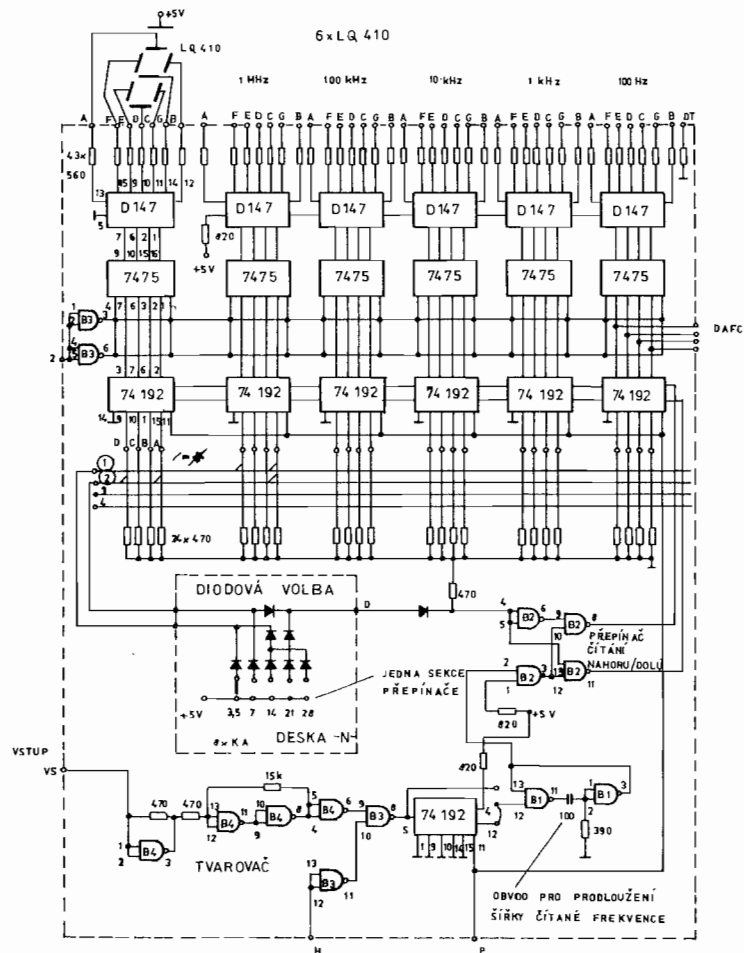
19. Vnější spoje

Výkres vnějších spojů je na obr. 5.15. Všechny vývody, na kterých jsou signály, je nutné propojit kvalitním souosým kablíkem s impedancí 50 Ω. Vhodný je stíněný vodič s teflonovou izolací. Po mechanickém upevnění všech oživených dílů je nejvhodnější vyrobit pro vnější spoje kabelovou formu. Je také možné samostatně desky propojit do funkčního celku, pak je vyzkoušet v provozu a nakonec toto provizorní řešení nahradit konečnou montáží.

Měření a uvádění do provozu

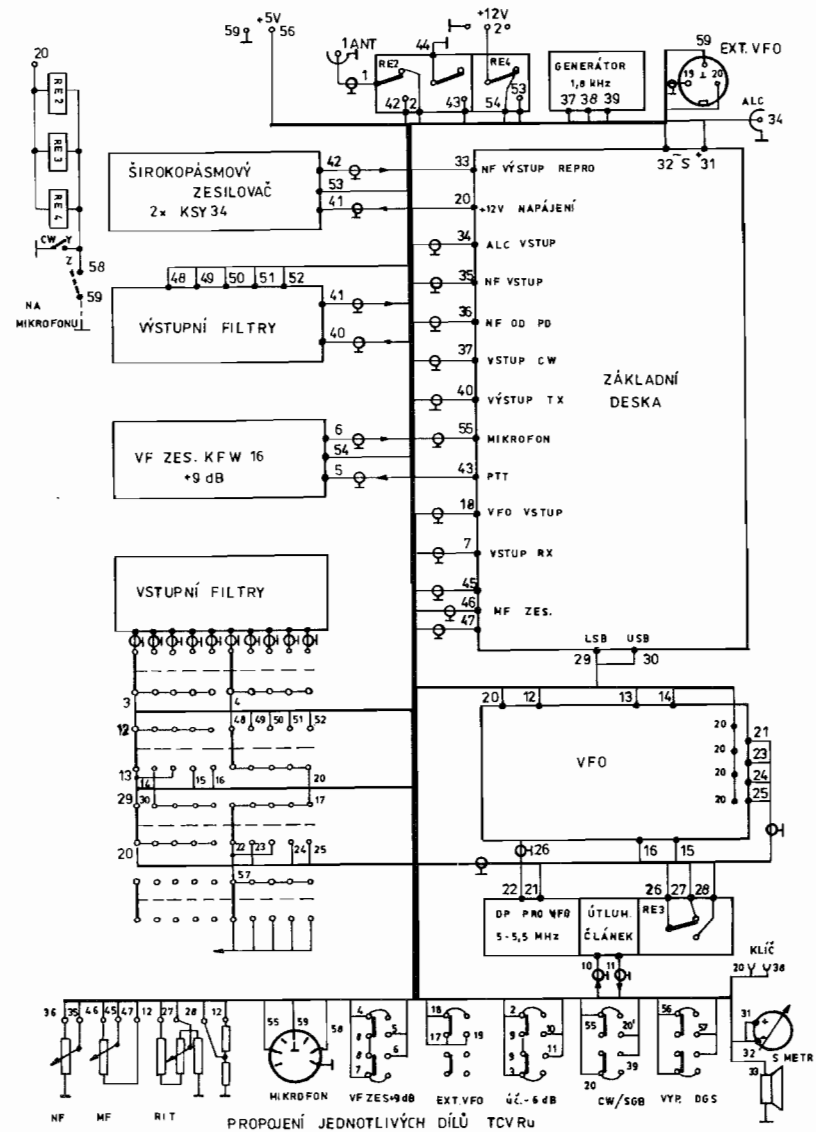
Úvod

Je třeba předem proměřit hodnotu každé pasivní součástky. Měřením součástek ušetříme spoustu času při pozdějším ožívání obvodů. Postupně osazujeme součástkami jednotlivé díly, které pak proměřujeme. Úrovně stejnosměrných napětí jsou vyznačeny přímo ve schématech (zakroužkované hodnoty). Napětí jsou měřena na kolektorech a emitorech tranzistorů. Po kontrole všech stejnosměrných napětí přistoupíme k funkčním zkouškám obvodů vybuzením střídavým signálem.



Přednastavení:	3,5 MHz	na	9 000	čítání	dolů	①
	7 MHz	na	91 000	čítání	nahoru	②
	14 21 28 MHz	na	9 000	čítání	"	③

Obr. 5.14. Schéma zapojení čítače digitální stupnice



Obr. 5.15. Schéma propojení jednotlivých dílů transceivru

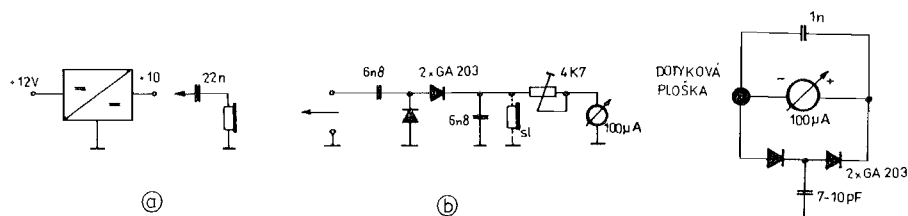
Seřizování jednotlivých dílů budeme provádět v pořadí:

- VFO (deska B) na všech pracovních pásmech;
- základní deska A, všechny funkce při příjmu i vysílání;
- oscilátor pro CW (deska G);
- širokopásmový zesilovač (deska F);
- pásmové filtry na vstupu i výstupu a dolní propust;
- vstupní zesilovač (deska D);
- komplexní zkoušky transceivru;
- DGS (samostatná jednotka) jako čítač.

Osazení a nastavení laditelného oscilátoru (VFO)

Osadíme nejdříve jedno pásmo, které ověříme. Na obr. 5.8 jsou v zapojení uvedena napětí na všech tranzistorech. Napětí na emitorových odporech jsou úměrná proudu protékajícímu tranzistorem. Pro měříme velikost stabilizovaného napětí. To může být v rozsahu 9 až 11 V. Důležitější bude připojit na výstup +10 V zatěžovací odpor okolo 1 000 ohmů a přesně měřit stabilizaci tohoto napětí při připojování a odpojování této zátěže. Diference napětí by měla být maximálně 10 mV. V opačném případě zvětšíme proud Zenerovou diodou.

Další zkouškou ověříme, zda tento stabilizátor nevytváří šumové napětí. K odzkoušení stačí sluchátka v sérii s kondenzátorem 22n (můžeme použít i nf zesilovač). Pro úplnost je vhodné tento zdroj ověřit i vysokofrekvenční sondou, zda nekmitá. Případnému kmitání zamézíme tzv. trojkombinací blokovacích kapacit (například 3,3 nF, 22 nF, 10 μ F). Způsob měření je na obr. 5.16a.



Obr. 5.16. Měřicí přípravky a jejich použití: a – kontrola parazitního kmitání zdroje sluchátkem, b – vf detektor s indikátory napětí a modulace

Připojíme napětí 12 V a proudové omezení zdroje nastavíme na 20 mA. Pokud jsme postupovali správně, naměříme na výstupu VFO napětí U_2 o velikosti 1 V. Přítomnost napětí lze indikovat sluchátky podle obr. 5.16b, spolehlivější je místo sluchátek (příp. i paralelně) připojit měřidlo, ocejchované do 1 V.

Vděčným indikátorem vf napětí je i přípravek na obr. 5.17. Budeme jej používat při dalších měřeních. Velikost napětí U_2 měříme na připojeném zatěžovacím odporu 50 ohmů. Proladěním kondenzátoru zkontrolujeme, jestli má výstupní napětí U_2 konstantní úroveň. V případě menšího výstupního napětí musíme na výstup zařadit zesilovač (např. podle obr. 5.6).

V další fázi se budeme zabývat kmitočtovým rozsahem VFO. Můžeme použít komunikační přijímač, absorpční vlnoměr, čítač, anebo použijeme již vyrobenou digitální stupnici (DGS), včetně zesilovače na obr. 5.11. Úprava hodnot C_s a C_p byla již popsána. Zbývá vyzkoušet velikost rozladění VFO obvodem varikapu. Rozladění upravíme změnou C_s , případně změnou hodnoty sériových odporů zařazených v sérii s ladicím potenciometrem. Tento postup opakujeme pro každé pásmo. Kmitočty kontrolujeme podle tab. 5.3.

Další zkouškou VFO bude určení tepelné stability kmitočtu. K tomuto účelu se výborně hodí vysoušeč vlasů, kterým střídavě pouštíme do obvodů teplý a studený vzduch. Zároveň kontrolujeme směr změny kmitočtu VFO. Je vhodné se seznámit s tepelnou závislostí použitých součástek a kombinovat takové typy, které dají co nejlepší výslednou stabilitu kmitočtu.

Základní deska A

Součástky začneme osazovat od nf zesilovače. Po připojení napájecí nemá být jeho klidový proud větší než 20 mA. Připojíme reproduktor a regulátor hlasitosti M_1 . Dotykem zkušební hrotu na „živý“ konec potenciometru se přesvědčíme o funkci zesilovače. Pak osadíme obvody tranzistorů T_7 , T_8 , T_9 , T_{10} , T_{11} . Změříme ss napětí na elektrodách tranzistorů a vyzkoušíme funkci T_7 . Je nutno propojit body A–B. Následuje osazení obvodu s tranzistorem T_{16} . Jeho funkci ověříme opět změněním napětí na emitorovém odporu (má být 4 V). Pokud bude napětí odlišné, zapojíme místo odporu 1,5 M Ω trimr 2,2 M Ω a na

stavíme napětí $U_c = 4 \text{ V}$, které odpovídá kolektorovému proudu 50 mA. Součástky článku RC tvoří dolní propust, proto jejich hodnoty mají odpovídat hodnotám na obr. 5.7. Pomocí nf generátoru lze změnit frekvenční charakteristiku nf zesilovače.

Dalším krokem bude nastavování obvodu BFO. Změříme stejnosměrná napětí, na emitoru oscilačního tranzistoru má být 0,9 V, což odpovídá proudu 9 mA. Oddělovací tranzistor je nastaven na proud 12 mA. Střídavé výstupní napětí BFO indikujeme měřicí sondou podle obr. 5.17. Na kolektoru T_3 je úroveň 1 V. Připojujeme střídavě napětí +12 V ke svorkám pro volbu USB a LSB. V obou polohách ověříme funkci oscilátoru. Nastavíme správný kmitočet pro USB a LSB: Na výstup tranzistoru připojíme přes oddělovací kapacitu 100 pF čítač, případně DGS. Pomocí trimru nastavíme přesně rozdíl obou kmitočtů BFO od středního kmitočtu filtru 9 000 kHz o $\pm 1,5 \text{ kHz}$. Na výstupu BFO tedy naměříme 9 001,5 a 8 998,5 kHz. Tím je obvod BFO připraven k provozu.

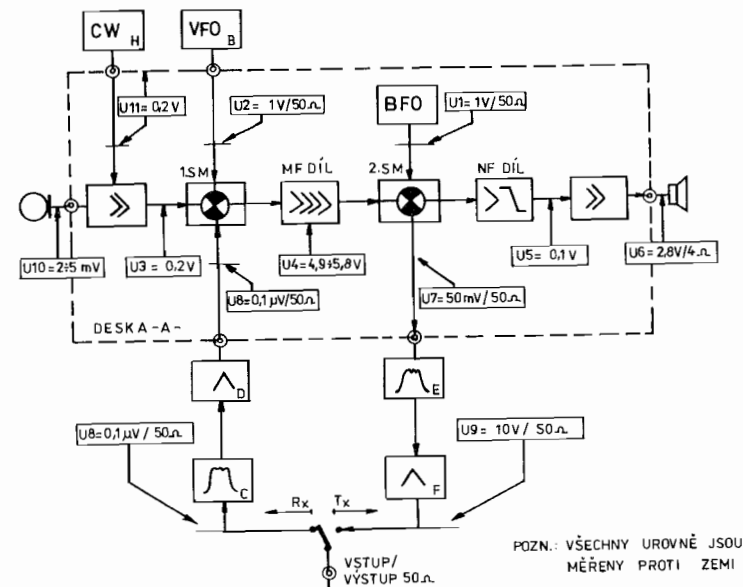
Obvody modulačního zesilovače

Změříme napětí na T_2 , T_3 , T_4 . Ke vstupu zesilovače připojíme mikrofon a na výstup připojíme sluchátka. Můžeme i změřit výstupní napětí, má být asi 200 mV. Označení jednotlivých střídavých napětí na desce A je na zjednodušeném blokovém schématu desky A na obr. 5.18. Zda nf zesilovač nekmitá na vyšším kmitočtu, zjistíme měřením na výstupu pomocí vf sondy podle obr. 5.16b.

Po osazení všech ostatních součástek změříme stejnosměrná napětí, postupně na I_0 , T_1 , T_{12} až T_{15} . Důležitá je hodnota napětí 4,9 V na vývodu 14 integrovaného obvodu UL1221 (U_4). Dále se přesvědčíme o správné funkci elektronického prepínače. Připojíme čítač na vazební vinutí diodového směšovače (U_1 , U_2) a při přepínání příjem-vysílání zjistíme, zda přepíná signály BFO/VFO. Po této kontrole přepneme zařízení na vysílání a budeme nastavovat mezifrekvenční zesilovač. Signál BFO budeme využívat jako signál měrného generátoru.

Mezifrekvenční zesilovač

Trimr 220 ohmů v obvodu prvního směšovače nastavíme do krajní



Obr. 5.18. Blokové schéma transceivru s vyznačením úrovní střídavých napětí

polohy. Tím dojde k rozbalancování směšovače a signál BFO proniká v režimu vysílání do mf. Přesvědčíme se o tom také sondou podle obr. 5.17, kterou přiložíme k vývodu 8 obvodu UL1221. Po doladění rezonančních obvodů před a za mf filtrem musí být výchylka indikátoru alespoň ve $\frac{2}{3}$ stupnice. Doladíme obvody mf zesilovače na maximální výchylku. Opětným vybalancováním nosného kmitočtu pomocí trimru (220 ohmů) v obvodu 1. směšovače na minimální výchylku napětí na vývodu 8 integrovaného obvodu je obvod připraven k použití.

Nyní přejdeme do polohy příjem. Z reproduktoru se musí ozývat jen slabé šumění (při vytočení regulátoru vf pro T_1 na maximum). Pokud dojde k rozkmitání mf zesilovače, vyměníme tranzistor T_1 za jiný, vhodnější. (Osvědčilo se pro první etapu seřizování osadit T_1 tranzistorem KSY34. Zesílení bude sice menší, ale zato stupeň bude stabilní, bez kmitání.) Pokud se nepodaří vybrat T_1 tak, aby se zesilovač nerozkmital, musíme upravit dělič v napájení báze T_1 (odpory s poten-

ciometrem pro potenciometr 10k) tak, aby zesílení bylo menší (výměnou odporů 2,7 kΩ a 4,7 kΩ za jinou hodnotu).

Po připojení antény na vstupní svorku desky A zaslechneme signály. V odpoledních hodinách můžeme např. poslouchat v pásmu 80 metrů, zařadíme na vstup pásmový filtr a doladíme oba rezonanční obvody v mezifrekvenci na největší úroveň šumu. Dále připojíme voltmetr na obvod AVC a měříme úroveň napětí U_4 při silných signálech. Napětí má vystoupit až na hodnotu 5,8 V. Pak nastavíme S-metr. Při odpojené anténě nastavíme nulovou výchylku měřidla a při nejsilnějších signálech (5,8 V) maximální hodnotu. Ocejchování ve stupních S provedeme později. Při odpojené anténě nesmíme přijímat žádné signály, jinou cestou nesmějí vstupní signály do zařízení vnikat.

Budič SSB signálu

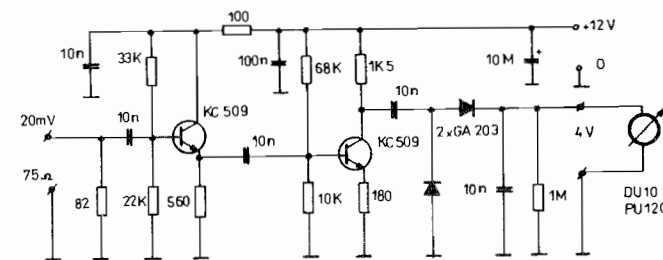
Odporový trimr na vstupu mikrofonního zesilovače nastavíme na jeho největší hodnotu. Přepneme zařízení na vysílání a měříme sondou napětí na vývodu 8 integrovaného obvodu. Napětí se musí měnit v rytmu mluveného slova do mikrofonu. Tím kontrolujeme průběh typický pro SSB signál. Na pomocném přijímači naladíme kmitočet 9 MHz a přepínáním přepínače USB–LSB (vývody na desce A) ověříme kvalitu SSB signálu. Jsme-li vybaveni měřicími přístroji, připojíme místo mikrofonu dvoutónový generátor a na vývod 8 osciloskop.

Dále ověříme, zda je SSB signál i na výstupu druhého směšovače. Výstupní napětí U_7 má úroveň okolo 50 mV. Kvalita signálu se dá opět ověřit přeladěním přijímače. Napětí můžeme změřit i sondou podle obr. 5.16b, ale musíme předřadit zesilovač podle obr. 5.19. Výstupní napětí U_6 v hodnotě 10 V měříme sondou podle obr. 5.16b ve spojení se stejnosměrným voltmetrem (PU120).

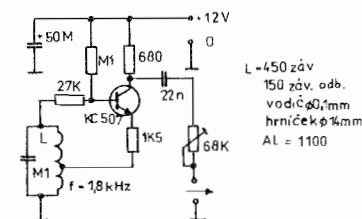
Oscilátor pro telegrafii (deska H)

Oscilátor na obr. 5.10 má mít sinusový průběh signálu. Ověření jakosti stačí provést měřením pomocí sluchátek (obr. 5.16a). Další kontrolu provedeme ve spojení s deskou A. Propojíme výstup oscilátoru se vstupem T_4 desky A a otáčením trimru nastavíme vhodnou úroveň napětí při klíčování a odposlechu výstupního signálu. Kontrolovaný

signál musí být bez vrčení a klapání. Kdo nebude s tímto oscilátorem spokojený, může postavit oscilátor LC podle obr. 5.20. Jeho výstupní signál je sinusový s minimálním zkreslením.



Obr. 5.19. Schéma zapojení měřícího zesilovače s indikátorem



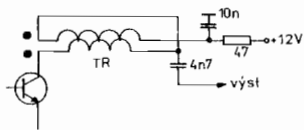
Obr. 5.20. Schéma zapojení oscilátoru LC pro kmitočet 1,8 kHz

Širokopásmový zesilovač (deska F)

Před začátkem nastavování je vhodné proškrábnutím plošného spoje rozdělit napájení jednotlivých stupňů. Tímto způsobem se snadněji nastavuje celý zesilovač. V opačném případě je odběr 200 mA. Na prvním stupni měříme odběr 6 mA (napětí na emitorovém odporu 470 ohmů bude 2,8 V). Další stupeň je nastaven na klidový proud 80 mA. Tento proud vytvoří na emitorovém odporu úbytek napětí 1,2 V. Tranzistory na koncovém stupni jsou nastaveny na klidový proud 40 mA. Tento proud je vhodné měřit miliampérmetrem, proto-

že úbytek napětí na jejich emitorovém odporu bude jen 40 mV. Změříme také napětí na diodě D_1 (bude v rozsahu 0,7 až 0,8 V). Zároveň ověříme sluchátky (případně nf zesilovačem), zda nevzniká na diodě D_1 šumové napětí. Může se to stát v případě méně kvalitního blokovačního kondenzátoru 2,2 μF (vhodný je tantalový). Blokování můžeme zlepšit trojkombinací (1 n, 22 n, 5 μF). Proud 40 mA nastavíme změnou sériového odporu R_9 (27 až 47 Ω).

Ověření funkce můžeme provést i bez voltmetru. Na výstup připojíme žárovku 12 V/300 mA (3,6 W) (případně paralelně tři žárovky 12 V/100 mA) a vstup zesilovače propojíme s deskou A. Zaklíčováním oscilátoru CW vybudíme zesilovač tak, že žárovky jasně svítí. Podle jasů můžeme odhadnout i výstupní výkon. Ten bude nyní vyšší, protože pozdějším zapojením pásmových filtrů vznikne určitá ztráta. Takto také můžeme odhadnout vložný útlum pásmových filtrů. Poloviční jas žárovky po připojení filtrů indikuje maximální možný útlum 3 dB (nesmí být větší). Kontrolujeme také teplotu chladiče při trvalém zaklíčování. Při přehřívání je nutno zvětšit chladič plochou žebrováním, případně meandrováním. Měříme celkový odběr, který nemá přestoupit 300 mA. Při proudu okolo 500 mA dochází již k značnému zkreslení signálu. Spokojíme se raději s výkonem do 1,5 W, kdy je signál ještě kvalitní. Tento výkon bude konstantní v rozsahu 3 až 30 MHz. Častou chybou je nesprávně zapojené trafo TR_1 . Obvod je pro názornost zakreslen na obr. 5.21. Tečkami se označují začátky vinutí. Vineme najednou 2 vodiče, jeden je výhodně barevně označit.



Obr. 5.21. Znázornění správné orientace vinutí transformátoru TR_1 v širokopásmovém vf zesilovači (deska F)

Pásmové filtry

Pro vstupní a výstupní filtry platí zapojení na obr. 5.5 a údaje v tab. 5.2. Rozdíl je jen ve způsobu přepínání. Hodnoty součástek jsou stejné. V zapojení výstupních filtrů si ověříme spínací schopnosti diod. Spínací proud je nastaven asi na 6 mA. Změříme úbytky na odporech a diodách. Na sepnuté diodě bude úbytek napětí 0,6 až 0,7 V.

Pro úspěšné zvládnutí nastavení pásmových filtrů je třeba dodržet následující postup:

1) Opatříme si potřebný počet toroidů z hmoty uvedené v tab. 5. 2. Pokud budeme mít jiné průměry, budou jiné počty závitů. Indukčnost cívek musí být ale zachována. Odbočky budou ve stejném poměru počtů závitů.

2) Pro pásmo 80 m lze použít v nejhorším případě i jádro N1 (žluté). Pro pásmo 20 m se hodí i jádro N01 (červené). Pokud si neobstaráme uvedená toroidní jádra, lze indukčnosti pásmových filtrů vyrobit i na běžných válcových kostřičkách, které však musí být umístěny v krytech. Vhodné jsou například cívky označené 1 PK 58946. Hliníkové kryty o rozměrech 21 \times 21 mm připevníme na desku plošného spoje a mezi pájecí špičky vývodů připájíme stínící přepážky tak, aby vstup a výstup filtru na sebe „neviděly“. Jen tak dosáhneme dostatečný útlum v nepropustném pásmu. Hodnota tohoto útlumu by měla dosáhnout 80 dB.

3) Navineme cívky podle údajů v tab. 5.2. Pro jiné kostřičky a feritové materiály nejdříve zjistíme konstantu A_L . S touto konstantou pak dělíme hodnotu žádané indukčnosti v nH a po odmocnění dostaneme počet závitů.

Příklad: Na kostřičku navineme 60 závitů a měřením zjistíme, že indukčnost $L = 13 \mu\text{H}$. Pak konstanta A_L bude:

$$A_L = \frac{L}{n^2} \quad [\text{nH/záv.}^2, \text{nH, záv.}]$$

čili v našem příkladu (indukčnost je v nH):

$$A_L = \frac{13\,000}{60^2} = \frac{13\,000}{3\,600} = 3,61 \text{ nH/záv.}^2$$

Na tutéž kostřičku stejným drátem potřebujeme navinout cívku o indukčnosti 8,2 μH . Vzorec pro A_L konstantu upravíme takto:

$$n = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad [\text{záv.}, \text{nH, nH/záv.}^2]$$

a počítáme počet závitů požadované cívky:

$$n = \sqrt{\frac{8\,200}{3,61}} = \sqrt{2\,270} \doteq 47 \text{ závitů.}$$

Má-li cívka mít feritové nebo ferokartové jádro, určíme konstantu A_L při jeho polovičním zašroubování. Nejlépe uděláme, zjistíme-li si pře-

dem konstanty A_L pro všechny typy kostřiček, jader a stínících krytů, resp. pro typy a materiály feritových toroidů, které hodláme v zařízení použít.

Přepočítáváme-li novou cívku obvodu podle původní cívky, odbočku nastavíme ve stejném poměru závitů p , jaký měla původní cívka

$$p = \frac{n}{n_0} = \frac{32}{5,5} = 5,8.$$

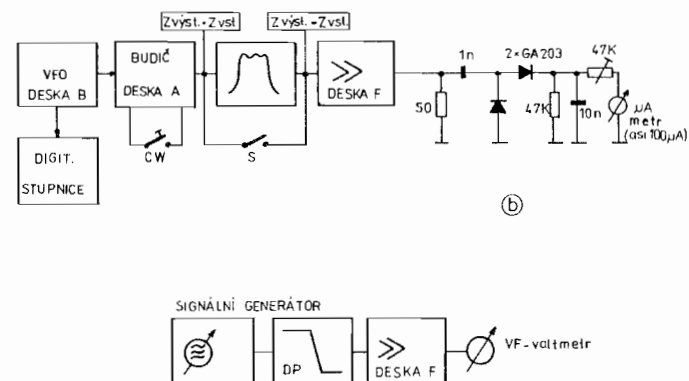
Pro novou cívku s počtem závitů n_1 bude při stejném poměru p odbočka na n_{01} závitů:

$$n_{01} = \frac{n_1}{p} = \frac{47}{5,8} \doteq 8.$$

Odbočka bude na osmém závitě.

Rovněž všechny kondenzátory laděných obvodů změříme s přesností alespoň 2%. Při nastavování pásmových propustí použijeme zkušební univerzální plošný spoj. Je to vhodnější, protože jinak bychom pravděpodobně spoje na desce C, příp. E zničili častým pájením. Zásadou musí být, že cívky a kondenzátory jednoho laděného obvodu pájíme do stejného zemního místa.

Po zapájení součástek zkusíme frekvenční průběh filtru v zapojení podle obr. 5.22. Proladíme celé pásmo a zaznamenáme průběh ampli-



(b)

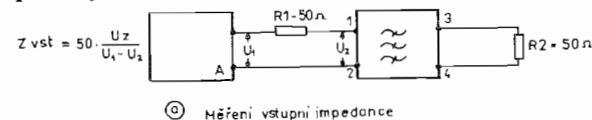


Obr. 5.22. Měření průběhu propustné křivky pásmových propustí

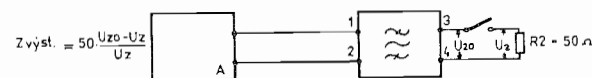
tudy výstupního signálu. Pak nastavíme střed pásma a pomocí kapacitních trimrů připájených paralelně k indukčnosti nalezneme laděním vždy maximální výchylku. Pak změříme hodnotu kapacity nastaveného trimru a nahradíme jej pevným kondenzátorem. U cívek s jádry je nastavení časově méně náročné. Správně nastavený filtr bude mít nadkritickou vazbu. Šířku pásma rovněž určíme na okrajích propustné křivky pro pokles výstupního signálu na 70% maximální hodnoty (-3 dB).

Průchozí útlum filtru zjistíme sepnutím spínače S (spojení filtru do krátká, případně jeho vyrazení). Při pečlivé práci se dá dosáhnout útlumu 1,5 až 2 dB. Větší průchozí útlumy nejsou vhodné. Zapojením filtru do přijímací cesty vzroste šum a vložením do vysílací cesty rostou ztráty (3 dB je polovina výkonu). Ztráty jsou většinou způsobeny špatným přizpůsobením, tj. nevhodnou polohou odbočky. Impedance má však i velkou jalovou složku, která způsobuje zúžení přenášeného pásma a další ztráty. Připojením filtru ke zdroji (zátěži) vznikají odrazy, stejně jako při nepřizpůsobené anténě. Mělo by vždy platit, že výstupní impedance zdroje signálu je rovna vstupní impedanci filtru a výstupní impedance filtru impedanci zátěže.

Chceme-li změřit impedanci filtru, můžeme použít zapojení na obr. 5.23. Vstupní impedanci měříme pomocí napětí U_1 , U_2 a připojením sériového odporu 50Ω . Pokud je vstupní impedance shodná se sériovým odporem, bude $U_2 = U_1 \cdot 0,5$. Výstupní impedanci zjistíme měřením napětí naprázdno U_{20} (rozpojený spínač S) a napětí na zátěži U_2 . Bude-li napětí U_2 poloviční proti napětí U_{20} naprázdno, je výstupní impedance rovna hodnotě zatěžovacího odporu. Ke komplexnímu měření impedance $Z = R \pm jX$ potřebujeme speciální měřicí přístroje, které měří reálný odpor a jalovou složku.



(a) Měření vstupní impedance



(b) Měření výstupní impedance

Obr. 5.23. Princip měření vstupní (a) a výstupní (b) impedance filtru

Po odzkoušení na zkušebním plošném spoji přepájíme součástky do desek C, E a znovu je proměříme. Obvykle musíme provést menší korekce paralelních kapacit pomocí malých kondenzátorů 4j7, 5j6, případně i přihrbáním součástek.

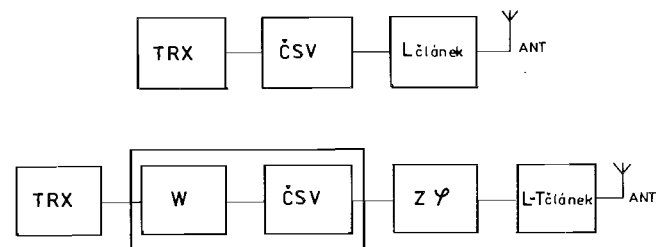
U dolních propustí je situace příznivější, protože cívky jsou laditelné jádrem a pak je možné nastavit jejich indukčnosti přesně podle tab. 5.1 i na měřiči indukčnosti. Rovněž všechny kapacity na obr. 5.3 složíme z vhodných hodnot tak, abychom dostali výsledné hodnoty (1 000, 2 000, 820, 620, 200 atd.). Hodnoty jsou vypočítané pro pokles 3 dB asi 50 kHz nad každým pásmem. Potlačení nežádoucí části pásma je větší než 60 dB. Útlum v propustném pásmu zjistíme stejným způsobem jako na obr. 5.22. Při některých zapojeníh koncových stupňů je výhodné změnit výstupní impedanci DP , například vstup 50 a výstup 200 ohmů.

Vstupní zesilovač, deska D (obr. 5.6)

Kolektorový klidový proud je nastaven na 25 mA. Přesvědčíme se o tom měřením napětí na emitorovém odporu 56 ohmů, které bude okolo 3 V. Způsob zapojení vysokofrekvenčního transformátoru je znázorněn na obr. 5.21. Připojením zesilovače k desce A zjistíme přírůstek šumu přijímače. Stačí vypnout a znovu zapnout napájení +12 V. Korekci klidového proudu pomocí odporového trimru 10 kΩ (místo 2,2 kΩ), případně 2,2 kΩ (místo 560 Ω) můžeme nastavit optimální pracovní bod právě podle minimálního přírůstku šumu. Pokud bude šum značně vysoký, bude pravděpodobně špatně zapojena záporná zpětná transformátorová vazba zapojená do vstupního obvodu. Proto vývody provléknutého jednoho závitu ponecháme tak dlouhé, abychom mohli přehodit jeho začátek a konec. Můžeme to také vyzkoušet při příjmu slabšího signálu na pásmu. V jedné ze dvou možností, tj. v té, kdy bude zesílení menší, je vinutí správně zapojeno. Zesilovač má zesílení asi 9 dB. To můžeme ověřit pomocí S-metru. Vstupní a výstupní impedanci zjistíme opět postupem podle obr. 5.23. Případné odchylky upravíme tak, aby výstup pásmového filtru měl shodnou impedanci se vstupem zesilovače a výstup zesilovače byl impedančně shodný se vstupem desky A. Dosáhneme toho změnou hodnoty sériového odporu 27 ohmů na výstupu zesilovače. Tranzistor v tomto zesilovači je opatřen chladičem.

Komplexní zkoušky

Jednotlivé díly propojíme mezi sebou podle obr. 5.15. V sestavě lze provést zkoušky na jednom pásmu. S výkonem 1,5 W lze už i navazovat spojení. Mezi anténou a transceiverem jsou obvykle zapojeny přístroje podle obr. 5.24a. Pomocí L članku přizpůsobíme impedanci antény. Velmi dobré výsledky zajišťuje „měřicí anténní ústředna“ podle obr. 5.24b. Zabezpečuje optimální přizpůsobení komplexním měřením impedance a tím snížení ztrát vlivem jalového odporu na minimální úroveň. Obvykle je měřič Z nastaven na pevnou hodnotu (50, 75 ohmů) a indikuje se pouze změna impedance $\pm jX$ oproti nastavení. Měření fáze mezi napětím a proudem je prováděno v můstkovém zapojení. Proto mají oba měřicí přístroje pro impedanci i fázi nulu uprostřed (nulový indikátor). Pak pomocí L nebo T-článků kompenzujeme vzniklé jalové složky tak, aby platil vztah $Z = R \pm jX$ (kde $jX = 0$).



Z Y - MĚŘIČ IMPEDANCE A FÁZE

Obr. 5.24. Připojení transceiveru k anténě přes měřič ČSV a přizpůsobovací článek typu L. Dále je uvedena sestava zvaná „měřicí anténní ústředna“

Ještě předtím, než připojíme anténu, zkusíme poslechem pomocí přijímače kvalitu SSB signálu. Na výstup je při tom připojena zátěž. Po této zkoušce se odvážíme zavolat protistanici, která náš signál může posoudit. Tyto zkoušky provedeme v době, kdy je na pásmu relativní klid a dobré podmínky šíření. Pokud nemáme na některém pásmu vhodnou anténu, anebo nejsou vhodné podmínky šíření, umožňující spojení pro přesné nastavení kmitočtu, použijeme generátor, případně alespoň kalibrátor.

Seznam součástek základní desky A

Odpory: TR112, TR151 nebo TR191

1 × 10	1 × 150	1 × 680	1 × 2k7	1 × 27k	1 × M68
5 × 18	1 × 220	13 × 1k	3 × 3k9	1 × 33k	1 × 1M5
2 × 27	2 × 270	1 × 1k2	3 × 4k7	1 × 47k	
1 × 47	2 × 330	1 × 1k5	9 × 5k6	2 × 56k	
1 × 56	1 × 390	1 × 1k8	7 × 10k	3 × M1	
4 × 100	6 × 470	2 × 2k2	1 × 22k	1 × M18	

Trimry: 220, 4k7, 470, cermetové TP011/TP012

Kondenzátory: TK754, TK783

2 × 10 pF keramika	5 × 1 n keramika	1 × 5M TE004
2 × 22 pF keramika	11 × 5n6 (4n7)	9 × 10 MTE003
1 × 68 pF keramika	10 × 10n keramika	1 × 20M TE004
4 × 100 pF keramika	1 × 22n keramika	6 × 50M TE152
1 × 65/15 trimr	6 × M1 keramika	1 × 100M TE984
1 × 470 pF styroflex	1 × M15 keramika	1 × 200M TE984
1 × 680 pF keramika	1 × 2M2 tantal	

Trimry: 2 × 30pF 2 × 60pF

Polovodiče a IO:

8 ks KC509	1 ks MBA810
4 ks BF245B	1 ks UL1221/MC1350P)
2 ks KSY52B	2 ks 1L500 (8ks Schottky)
	2 × 4 ks KA222 vybírané
1 ks KF630 (2N3866)	16 ks Si diod KA136 (KAY21)
TR ₁ , TR ₂ , TR ₃ , TR ₄	trifilárně 3 × 10 záv. Ø 0,2 mm na toroidu Ø 10 mm, hmota N05
TL ₁ , TL ₂ , 200µH	60 záv. Ø 0,2 mm na tyčince Ø 8 mm z hmoty N1
L ₁ /L ₂	² / ₁₂ závitů Ø 0,3 mm na toroidu Ø 10 mm z hmoty N05
TL ₃ , TL ₄ , TL ₅ , TL ₆	paralelní rezonance na 9 MHz (viz text)
L ₃ /L ₄	¹² / ₂ závity Ø 0,3 mm na toroidu Ø 10 mm z hmoty N05

[422]

Seznam součástek pro dolnofrekvenční anténní filtr

Kondenzátory: TC210 – slídivé

1 × 10	2 × 200
1 × 15	1 × 250
1 × 24	1 × 270
1 × 39	1 × 300
3 × 51	1 × 390
2 × 68	1 × 500
1 × 75	2 × 560
3 × 100	1 × 620
1 × 120	1 × 820
1 × 150	1 × 910
2 × 160	1 × 1nF
	1 × 2nF

Seznam součástek desek J, L, K a N

Zesilovač (DGS deska)

<i>Odpory:</i> TR112	<i>Kondenzátory:</i> keramické TK754/TK783
100	1 × 10 pF
470	2 × 100n
1,2k	4 × 47n
1,5k	
1,5	2 × 680
2 × 33k	

Tranzistory:

T₁ KF525
T₂ KSY71

Čas. základna DGS deska L

<i>Odpory:</i> TR112	<i>Kondezátory:</i>	
2 × 2k2	100n keramický	IO1 MH7410
24 × 470	40 pF keramický	IO 2,3,4,5,6,7 MH7490
	trimr 50 pF	IO8 MH7400

[423]

Čítačová deska DGS deska K

Odpor: TR112

1 × 390

3 × 470

46 × 820

15k

Kondenzátory: TK754 / TK 783

1 × 100

3 × 100n

IO 1, 2, 3, 4 MH7400

IO 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11 MH74192

IO 12, 13, 14, 15, 16, 17 MH745

IO 18, 19, 20, 21, 22, 23 D147

Ostatní součásti:

6 ks LQ410

Deska N:

8 ks dioda KA136

Seznam součástek desky F

Širokopásmový vf zesilovač 3 až 30 MHz

Odpor: TR151

2 × 1 0,5

15

2 × 47

180

390 0,5 W

2 × 470

1k5

2 × 2k7

Kondenzátory: TK783

1 × 2k2 keramika

2 × 4n7 keramika

6 × 10n

2M2 tantal TE123

10M TE004

Ostatní součásti:

1 × KF173

1 × KF630

2 × KSY34

D₁ KA206, KA207

D₂ Zenerova dioda na 25 až 30 V

TR₁–2 × 6 záv. Ø 0,2 mm na malý symetrizační člen (hmota N1)

TR₂–3 × 2 záv. drát Ø 0,5 mm, hmota N1 (televizní symetrizační člen)

TR₃–4 × 4 záv. drát Ø 0,5 mm, hmota N1 (televizní symetrizační člen)

TL₁–200 µH, drát Ø 0,3 mm, ferit. tyčka Ø 3 mm

TL₂–200 µH, drát Ø 0,3 mm, ferit. tyčka Ø 3 mm

TL₃–50 µH, drát Ø 0,3 mm, ferit. tyčka Ø 3 mm

Seznam součástek desky D

Vf zesilovač:

Odpor: TR112/TR151

6j8

27

56

330

560

2k2

TR 1, 2 × 6 záv. Ø 0,3 mm CuLH na feritovém jádru N1 z televizních symetrizačních členů

1 × 1 záv. Ø 0,3 mm CuLH

TL₁ 200–220 µH na feritové tyčce z nf materiálu

Kondenzátory: TK783

1 × 33 nF keramické

3 × 47 nF keramické

Tranzistor KFW16

Seznam součástek desky B—VFO

Osazení pro 1 × VFO (pro všechna pásma vše 4 ×)

Odpor: TR151

1 × 10

2 × 27

2 × 330

470

680

820

3 × 10k

15k

22k

33k

Kondenzátory: TK754/TK783

10 keramika

2 × 10n

4 × 100n

2 × 2n2 průchodkový

ladící kondenzátor kvartál 4 × 15 pF

výroba Avon Gottwaldov

1 × KB105G

1 × KSY62B

1 × BF245B

1 × KSY34

1 × 330

styroflex

1 × 390

RIT: R
 2 × 3k9
 2 × 1k8
 potenc. 1 × 5k TP160/N

Stab. obvod:
 Odpor 1 × 120
 Kondenzátory: 10 n TK983
 10M TE004
 1 × KF507
 1 × KZ723

Seznam součástek pro desku H

Odpory: TR151
 5 × 100k
 1 × 1k8
 2 × 4k7 potenc. trimr

Kondenzátory:
 3 × 1n8 (styroflex, slída)
 1 × 2n2 (keramický)
 2 × 47n TK783
 1 × 20M TE982

Tranzistory:
 T801, 7802, 2 × KC509

Literatura

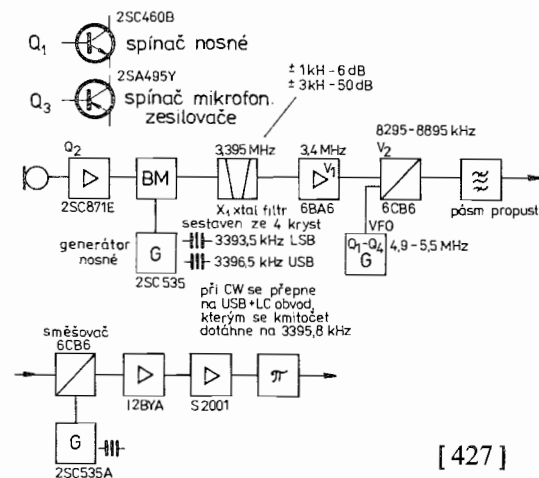
- [1] CQ-DL č. 4/77.
- [2] RZ č. 5 a 6/81.
- [4] RZ č. 6/79.
- [4] RZ č. 9/77.
- [5] RZ č. 11 a 12/74.
- [6] Dokumentace TRCV ATLAS 210.
- [7] Amatérské radio č. 5/1982.

Dr. Ing. Josef Daneš, OKIYG

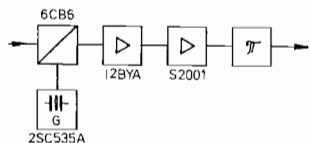
KONCEPCE TRANSCEIVERŮ PRO AMATÉRY

Transceivery z první poloviny sedmdesátých let jsou hybridní. Koncový stupeň a při nejmenším jeden nebo více předchozích zesilovacích stupňů jsou elektronkové. Dosahují i slušného výkonu. Typ 500-D, Electronic Communication dává na telegrafii 0,4 kW, na SSB 0,5 kW PEP. Postupně se výkon krátkovlnných transceiverů ustaluje na 10 W a 100 W a vyšší výkon se dohání lineárním zesilovačem. Přepínání kmitočtových rozsahů je řešeno, zejména ve výkonových stupních, mechanickými přepínači. Vzhledem k nežádoucím produktům směšování, většinou dvojího, je nutno pečlivě uvážit kmitočtový plán přístroje.

Představitelem této generace je TRIO TS-311 z konce roku 1970. Má 12 tranzistorů, 34 diod a 10 elektronek. Pracuje na SSB, AM a CW v pásmech 3,5 až 29,7 MHz. Dává 70 W, stupnice je analogová. Cesta vysílací a přijímací je znázorněna na obr. 6.1 a 6.2. Generátor



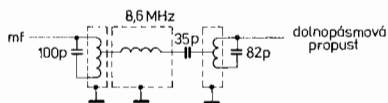
Obr. 6.1. TS-311, cesta vysílací



Obr. 6.2. TS-311, cesta přijímací

nosné je řízen krystalem. Pro dolní postranní pásmo se používá 3 393,5 kHz, pro horní postranní pásmo 3 396,5 kHz. Tentýž krystal slouží i pro telegrafii, když se k němu připojí pomocný obvod k doladění na 3 395,8 kHz. Přepínání se děje křemíkovými diodami. Nosná se potlačuje diodovým balančním modulátorem a jedno postranní pásmo se odřezává filtrem složeným ze čtyř krystalů. Následující zesilovací a směšovací stupně jsou osazeny elektronkami. Mezifrekvenční signál se po zesílení směšuje se signálem z VFO o rozsahu 8 295 až 8 299,5 kHz, jehož oscilátor a oddělovací stupeň jsou osazeny jedním FET a dvěma tranzistory NPN v Darlingtonově zapojení. Přeladování do amatérských pásem se děje dalším směšováním s kmitočty 12 395, 22 895, 29 895, 36 895, 37 395 a 37 955 kHz, které dodává krystalem řízený oscilátor. Anténní výstup umožňuje připojení kabelu o impedanci 50 nebo 75 ohmů. U pozdějších transceiverů se ustálila impedance 50 ohmů. K VFO je přiřazen RIT (Receiver Incremental Tuning) k doladění přijímací cesty při zachování kmitočtu cesty vysílací pro případ nestabilního kmitočtu protistanice, nebo když si nějaká expedice přeje být volána na jiném než na jejím vlastním kmitočtu. Za druhým směšovačem je začleněna dolnofrekvenční propust (obr. 6. 3); obvody elektronek i tranzistorů jsou opatřeny antiparazitními RL a RC členy. Potlačení nežádoucího vyzařování však není uspokojivé. Celý transceiver je postaven na osmi vyměnitelných deskách plošných spojů.

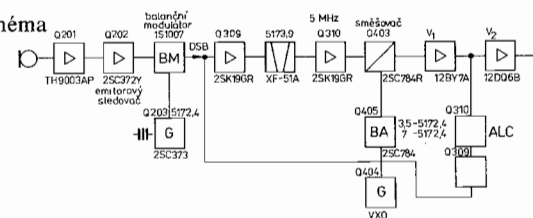
YAESU FT-75 z roku 1972 je malý, desetiwattový transceiver o stejném kmitočtovém rozsahu. Elektronky má však už jen dvě, tranzistorů 16 a nové konstrukční prvky: tři integrované obvody.



Obr. 6.3. TS-311, dolnopásmová propust

Dalším hybridním typem je TRIO TS-900, který má 58 tranzistorů,

Obr. 6.4. TS-75, skupinové schéma



16 FET, 3 integrované obvody a 72 diod. Výkonové stupně jsou osazeny elektronkami pracujícími ve třídě AB 1. Jeho kmitočtový plán vychází z TS-311. Rozsah VFO je však zúžen na 5,0 až 5,5 MHz. Skedy na stálém kmitočtu umožňuje další, přepínatelný oscilátor řízený krystalem. V tomto modelu je už veškeré ladění elektronické, pomocí varikapů. Generátor nosné má zvlášť krystaly pro vysílání a zvlášť pro příjem:

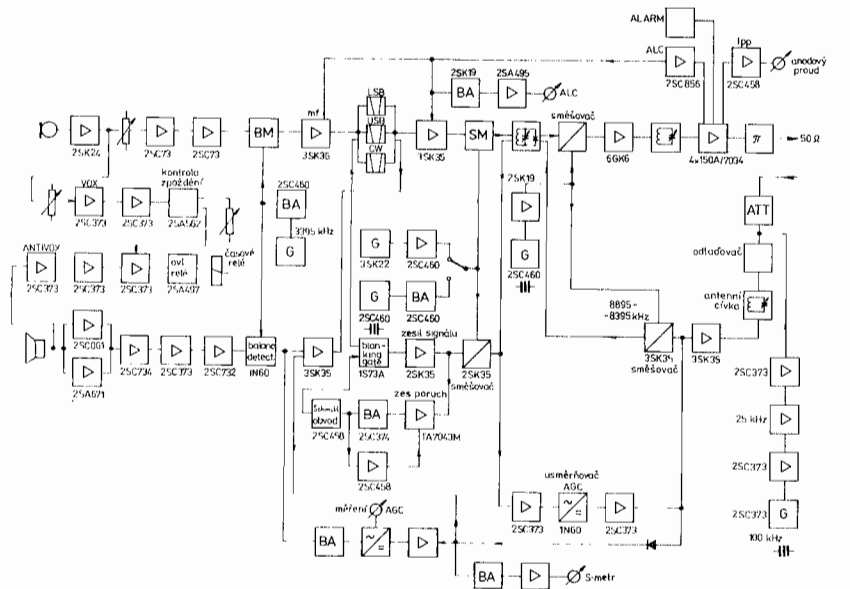
	Příjem		Vysílání
SSB	3 395	kHz	3 395
CW	3 394,15		3 395
Ladění	3 394,15		3 395
FSK značka	3 394,15		3 396,275
FSK mezera	3 394,15		3 397,125

Konstrukce přístroje je zřejmá z obr. 6.5, 6.6.

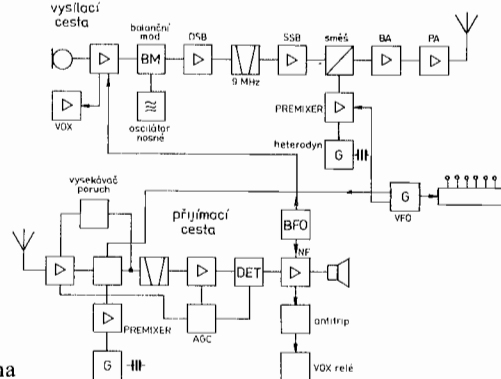
Napětí pro automatické řízení zisku se odebrá na vstupní straně druhého směšovače. Na jeho výstupní straně se odebrá napětí pro umlčovač poruch. Impulsové složky přijímaného signálu se zesilují v integrovaném obvodu TA7043M, jsou tvarovány Schmittovým obvodem a spouštějí následující obvod. Výsledkem je to, že přijímaný signál je očištěn od impulsových složek. Na výstup mikrofonního zesilovače je připojen VOX. V transceiveru TS-900 je už pamatováno na kalibraci kmitočtu, a to dvojitým způsobem. V přístroji je vestavěn krystalový kalibrátor 100 kHz a přijímací část je vybavena obvody pro příjem kmitočtových normalů WWV, JJY aj. na 15 MHz.

Do anténního obvodu je vestavěn atenuátor ATT, kterého se používá k zeslabování silných signálů překračujících stupnici S-metru. Prv-

ní jeho stupeň zeslabuje o 10 dB, každý další o 6 dB. Tento atenuátor spolu s automatickou regulací je účinným prostředkem proti rušení silnými signály.

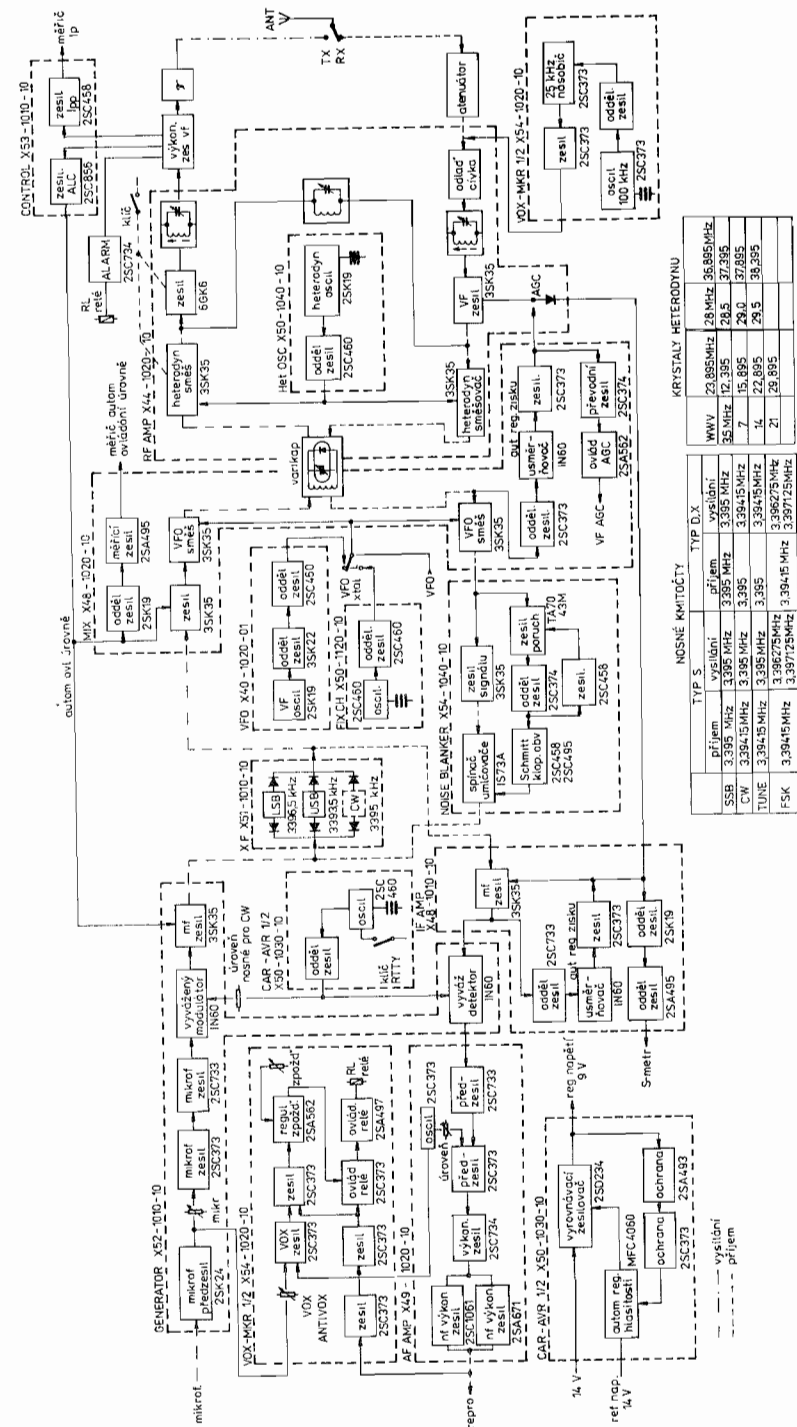


Obr. 6.5. TS-900, skupinové schéma



Obr. 6.7. D-500, skupinové schéma

Obr. 6.6. TS-900, desky plošných spojů



NOŠNÉ KMITOČTY

TYP S		TYP D, X	
přijem	vysílání	přijem	vysílání
SSB 3,395 MHz	3,395 MHz	3,395 MHz	3,395 MHz
CW 3,394,5 MHz	3,395 MHz	3,394,5 MHz	3,395 MHz
TUNE 3,394,5 MHz	3,395 MHz	3,394,5 MHz	3,395 MHz
FSK 3,394,5 MHz	3,396,75 MHz	3,394,5 MHz	3,396,75 MHz
	3,397,25 MHz		3,397,25 MHz

KRYSYALY HETERODYNU

WWV	23,895 MHz	23,895 MHz
Z63	37,395 MHz	37,395 MHz
Z65	15,895 MHz	15,895 MHz
Z67	29,0 MHz	29,0 MHz
Z69	36,995 MHz	36,995 MHz
Z71	26,895 MHz	26,895 MHz

--- vstřížení

--- příjem

Éra přístrojů, transceiverů i přijímačů s analogovými stupnicemi pomalu končí. Transceiver 500-D z roku 1972 má ladící stupnici digitální. Pracuje na pásmech 3,5–30 MHz SSB a CW. Citlivost přijímače je 0,5 mikrovoltu S/N 10 dB na obou druzích provozu. Generátor nosné pracuje na 9 MHz. Má tři diodami přepínatelné krystaly: pro horní postranní pásmo, pro dolní pásmo a pro telegrafní provoz. VFO má rozsah 5,0 až 5,5 MHz. Heterodyn a premixer pracují na těchto kmitočtech:

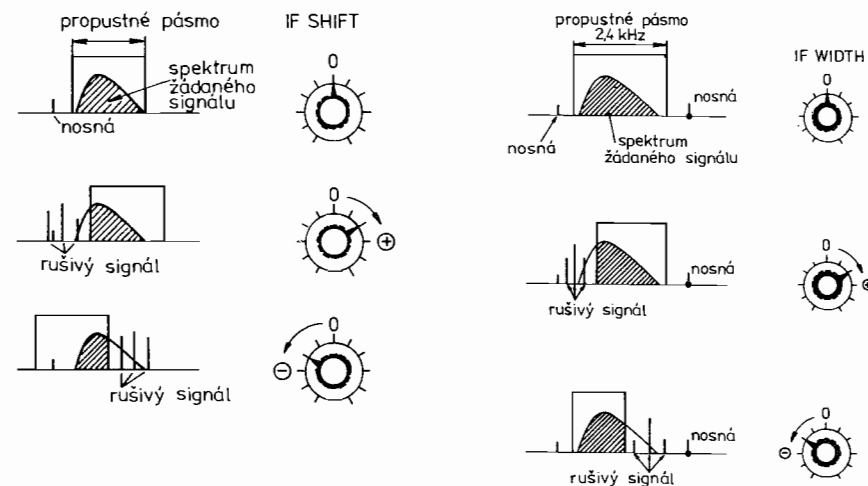
Rozsah	Heterodyn	Premixer
3,5– 4,0 MHz	0	5,5– 5,0 MHz
7,0– 7,5 MHz	21,5 MHz	16,0–16,5
14,0–14,5	28,5	23,0–23,5
21,0–21,5	35,5	30,0–30,5
28,0–28,5	42,5	37,0–37,5
28,5–29,0	43,0	37,5–38,0
29,0–29,5	43,5	38,0–38,5
29,5–30,0	44,0	38,5–39,0

Např. kmitočet 14 MHz se skládá: z 28,5–5,5; vzniklý kmitočet 23 MHz se přivádí na premixer (pro vysílání i pro příjem) a rozdílem s kmitočtem nosné 23–9 vzniká žádaný kmitočet 14 MHz. Kmitočet 3,5 MHz se tvoří bez heterodynu rozdílem kmitočtu nosné a VFO. Signál z VFO se přivádí do čítače, kde se směšuje se signálem z časové základny 5,6 MHz, řízené krystalem. Po zesílení je zpracován obvody čítače a výsledek se objeví na číslicovém displeji. Skupinové schéma D-500 vidíme na obr. 6.7.

YAESU se v polovině sedmdesátých let pokouší o jistou specializaci a nabízí pečlivě vypracovaný vysílač FL 101 a odpovídající přijímač FR 101. Zdůvodňuje to tím, že některým stanicím ujíždí kmitočet a že expedice si přejí být volány na kmitočtu někdy dost vzdáleném od jejich kmitočtu vysílacího. Poměr mezi časem stráveným příjmem a časem, kdy je nutno mít vysílač v chodu, je asi 3:1. Není tedy lepší mít zvláštní přijímač a zvláštní vysílač? Zákazníci rozhodli, že tomu tak není. Samostatné komunikační přijímače jdou na odbyt, vysílače však nikoliv.

Transceiver YAESU FT-901 obsahuje již i pásmo 1,8 MHz. Koncovou elektronku 6146 B chrání zpoždovací relé, které ji zapíná přibližně za 10 sekund po zapnutí přístroje. Tento transceiver má PLL, VCO a obvod automatického ovládní zisku mikrofonního zesilovače, který vyrovnává rozdíly hlasitosti vznikající náhodným přibližováním k mikrofonu a vzdalováním se od něho. Udržuje konstantní hloubku modulace a potlačuje nežádoucí šумы.

Dalším technickým pokrokem, který už nechybí v žádném kvalitním zařízení od druhé poloviny sedmdesátých let, je doladování posuvem propustného pásma mezifrekvenčního zesilovače a změnou jeho šířky (obr. 6.8, 6.9). Vyskytne-li se rušivý signál ve směru dolů od

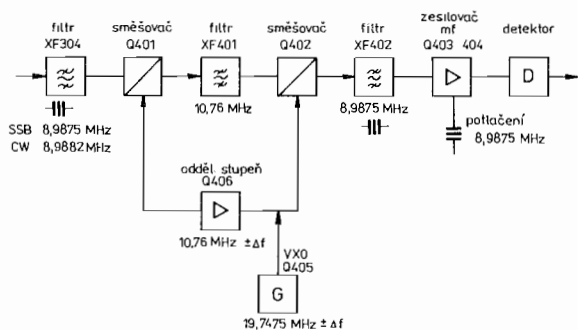


Obr. 6.8. Doladování posuvem propustného pásma mezifrekvenčního zesilovače

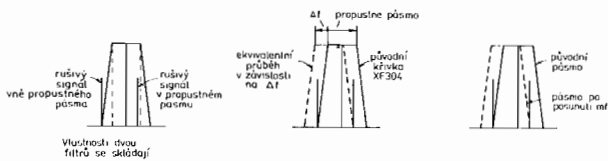
Obr. 6.9. Doladování změnou šířky propustného pásma mezifrekvenčního zesilovače

přijímaného kmitočtu, přesune se propustné pásmo nahoru a naopak a zůstává stále stejně široké. Druhý způsob znamená, že když se rušivý signál objeví v dolním směru, zúží se šířka propustného pásma směrem dolů a naopak. Tato opatření se dosahují syntézou účinků prvního a druhého mezifrekvenčního filtru (obr. 6.10). Filtry XF 304 a XF 401 mají stejné charakteristiky a odlišují se jen středním kmito-

čtem. Jejich šířky pásma se skládají. Když se kmitočet VXO zvýší o 1 kHz, kmitočet procházející druhým filtrem se v našem případě zvýší z 10 760 kHz na 10 761 kHz. Signál prochází oblastí vyšší, než je střední kmitočet filtru. Budeme-li považovat signál za střed, střední kmitočet XF 401 se ekvivalentně sníží a vysoká oblast XF 304 dostane sestřížený tvar (viz obr. 6.11). Propustné pásmo uhně rušivému signálu. Další rušivý signál, který se z pozice mimo pásmo dostal posunutím do pásma, se ve výstupu neprojeví. Amplitudově a kmitočtově modulované signály XF 401 neprocházejí a jsou převáděny spínacími diodami D 402 a D 403.



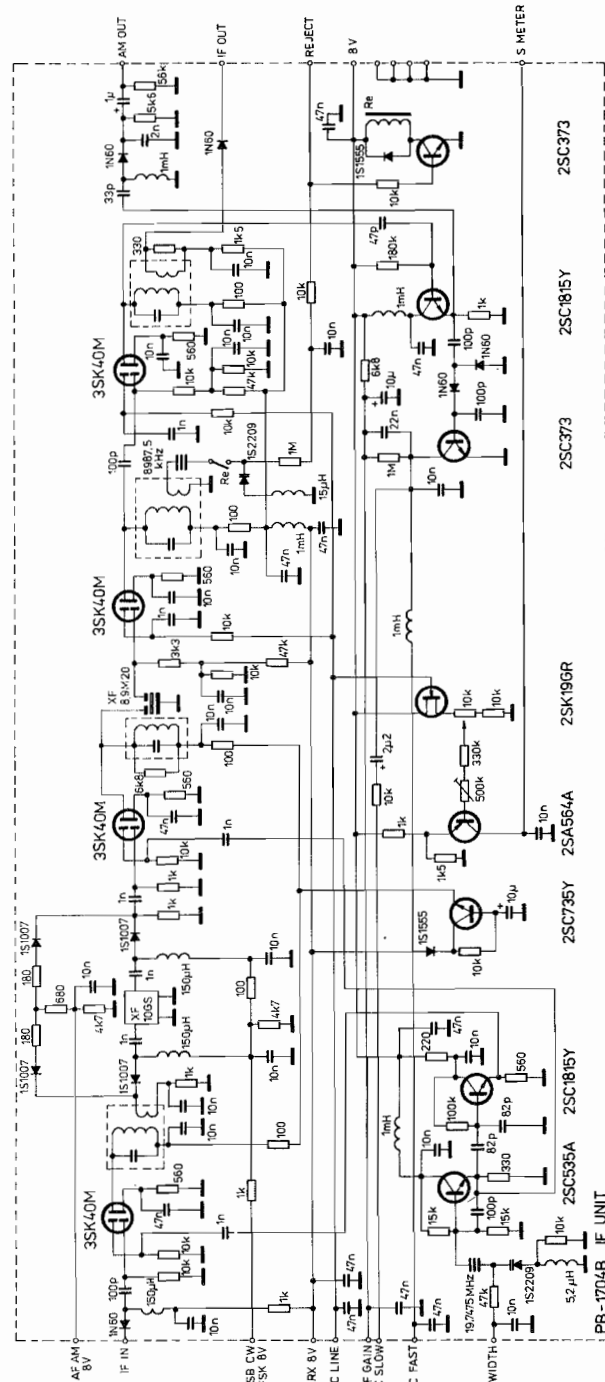
Obr. 6.10. FT-901, doladování změnou mf, skupinové schéma



Obr. 6.11. Princip doladování změnou mf

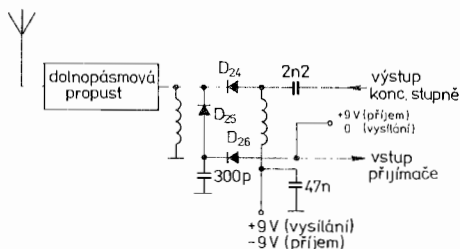
Nežádoucí zázněje uvnitř propustného pásma se odstraňují stisknutím spínače REJECT. Tranzistor Q 411 otevře cestu přes RL 401 a X401 se připojí paralelně k mf obvodům (obr. 6.12). Na obr. 6.13 je znázorněno skupinové schéma paměťových obvodů FT-901. VFO má

Obr. 6.12. FT-901, zapojení mf zesilova-
če

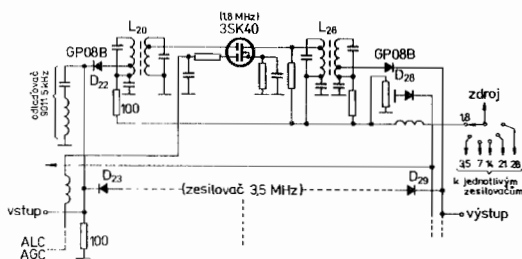


displeji jsou odvozeny od programovatelné děličky a souhlasí se skutečným kmitočtem na 100 Hz, v nejnepříznivějším případě na několik set Hz.

IC-710 je jedním z prvních transceiverů, ve kterých se setkáváme s přepínáním antény na příjem a vysílání pomocí spínacích diod. Princip je znázorněn na obr. 6.16. Všechny tři diody jsou S 5277 G. Při vysílání je otevřena dioda D_{24} , diody D_{25} a D_{26} jsou uzavřeny předpětím, které na nich vznikne. Při příjmu jsou otevřeny diody D_{25} a D_{26} . Dioda D_{24} je uzavřena předpětím -9 V. Filtr mezi anténou a anténním přepínačem je dvojitý článek, přepínaný na jednotlivá pásma elektromagnetickým rotačním přepínačem.



Obr. 6.16. IC-710, přepínání antény



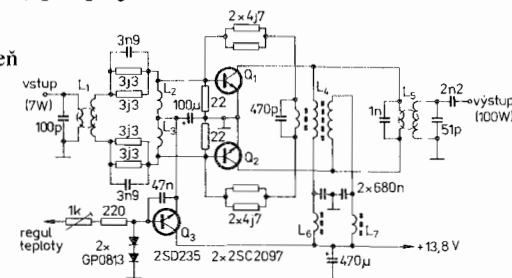
Obr. 6.17. IC-710, zesilovač vf

Řízení vf zesilovačů je patrné z obr. 6.17, který znázorňuje základní zapojení vf zesilovače pro pásmo 1,8 MHz. Potřebné šířky pásma a selektivity se dosahuje vzájemným rozladěním obvodů L_{20} a L_{26} . Zesilovač se uvádí do chodu napětím na diodách D_{22} a D_{28} . Ostatní pásma jsou přitom odpojena.

Mezifrekvenční zesilovač je řešen podobně jako u transceiveru FT-901. Vstupní kmitočet je 9 011,5 kHz, kmitočet VXO 19 761,5 kHz, Δf je 1 500 Hz. Pro příjem telegrafie se propustné pásmo zužuje na 500 Hz. K tomu účelu slouží zvláštní aktivní filtr, pásmové ladění je přitom vyřazeno.

Na obr. 6.18 máme schéma lineárního koncového stupně, který potřebuje budící výkon 7 W a poskytuje výstupní výkon 100 W (kromě pásma 28 MHz, kde se dosahuje výstupního výkonu polovičního). Termoregulační obvod zapíná v případě potřeby ventilátor na chlazení tranzistorů koncového stupně; ten je osazen tranzistor 2SC1945. Zdroj dodává napětí 13,8 V. Odběr proudu při vysílání CW nebo RTTY je 20 A, při SSB 16 A, při příjmu 1 A až 1,6 A.

Obr. 6.18. IC-710, koncový stupeň



Typ ICOM OC-720 má budič s krokem 10 Hz (tak tomu je i u dalších modelů) a přijímač se neomezuje na amatérská pásma a kmitočtové normály, nýbrž má kontinuální rozsah od 100 kHz do 30 MHz, který překrývá ve třiceti skocích po 1 MHz. Podobně je tomu i u dalších modelů různých firem. YAESU FT-980 nebo KENWOOD TS.430 se spokojují s rozsahem 150 kHz až 30 MHz, YAESU FT-757 GX dokonce 500 kHz–30 MHz po 500 kHz. Rozsah 100 kHz–30 MHz se však ujal u většiny transceiverů.

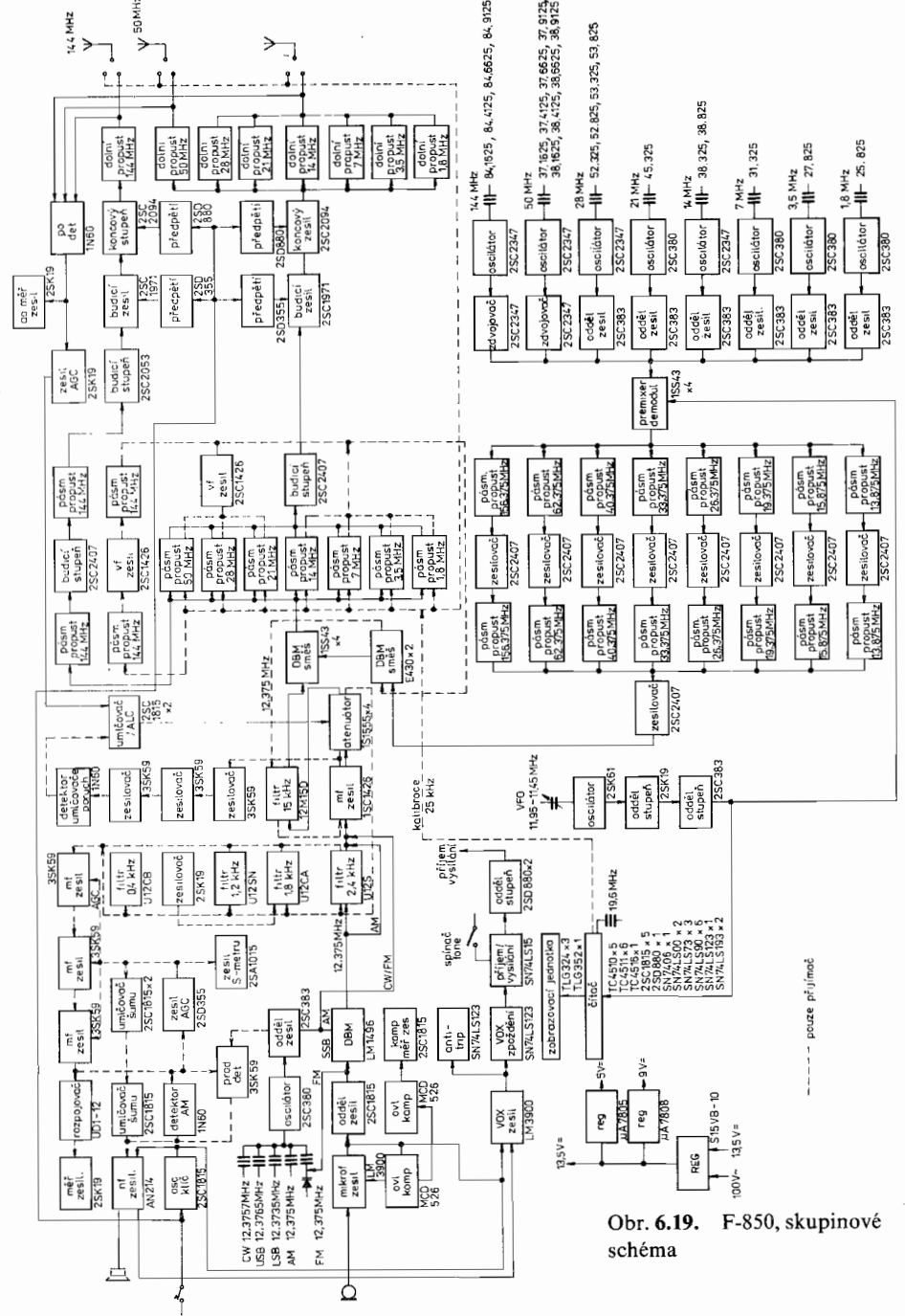
IC-720 je typ up-conversion. První mf je 39 731,5 kHz, druhá 9 011,5 kHz, třetí 10 750 kHz a čtvrtá opět 9 011,5 kHz. Citlivost přijímače je 0,5 mikrovoltu při S/N 10 dB. Kmitočet ujede do 1 hodiny po zapnutí nejvýše o 500 Hz, pak o méně než 100 Hz. Má stejně jako ostatní výrobky ladění UP/DOWN. Při používání RIT se na displeji ukáže přijímaný (posunutý) kmitočet. Možnosti rozladění se od původních necelých 2 kHz rozšiřují. U transceiveru IC-750 je rozsah

RIT i XIT $\pm 9,9$ kHz (XIT je rozladění vysílače při zachovaném kmitočtu příjmu).

Koncem sedmdesátých let se rozšíření rozsahů vysílání o pásmo 1,8 MHz stalo pro všechny výrobce krátkovlnných transceiverů samozřejmým. Firma Sugiyama Denki jde ještě dál. Uvádí na trh transceiver F-850, který má všechna amatérská pásma od 1,8 do 144 MHz CW, FM, AM a SSB. Každé pásmo je montováno na samostatném bloku, přepínáném tlačítky. Výkon je 10 W (při AM jenom 5 W), mezifrekvence 12 375 kHz, rozměry 380 × 397 × 180 mm, hmotnost 14 kg.

Ke koncepci tak univerzálního transceiveru (pro všechny druhy provozu) se vrací YAESU typem FT-767 SX. Jeho přijímací část má základní kontinuální rozsah 0,1 až 30 MHz s doplňky pro pásma 50, 144 a 430 MHz. Část vysílací obsahuje všechna amatérská pásma krátkovlnná a doplňky pro uvedená pásma VKV. Mezifrekvence jsou 45,03 MHz, 8,215 MHz a 455 kHz. Citlivost pro AM v rozsahu 100 kHz – 200 kHz 25 μ V, na SSB, CW a FSK 5 μ V; v rozsahu 200–500 kHz AM 4 μ V, ostatní druhy provozu 1 μ V; 500 kHz – 1,5 MHz AM 20 μ V, ostatní druhy provozu 0,25 μ V. Výkon vysílače je při amplitudové modulaci 2,5 W, při ostatních druzích provozu 10 W. Hmotnost se neliší od F-850, objem transceiveru je poloviční.

„Srdcem“ vysílačů bývalo jedno VFO, za kterým následovaly násobiče a výkonové stupně. Protože bylo nutno brát zřetel i na estetický vzhled panelů, používalo se k přepínání komplikovaných těžkých mechanismů s dlouhými hřídeli a převody, které bývaly častými zdroji poruch. Mikroprocesory a elektronické ovládací obvody poskytují lepší možnosti přepínání rozsahů a větší spolehlivost. Integrované obvody umožňují, že konstrukce budičů už není takovým problémem. Technika plošných spojů vede k tomu, že z přístrojů mizí dráty, opravy výměnou desek a bloků zjednodušují život opravářům a ztrpčují ho amatérům. Hmotnost transceiverů se snižuje z původních 12 až 13 kg na polovinu a ještě méně. Ve vývoji elektrických obvodů se neudálo mnoho nového. Hlavní vývojový trend spočívá v aplikaci výpočetní techniky a elektroniky. Základní rozměry přístrojů určených k práci ze stálého pracoviště nejsou tímto vývojem nijak podstatně ovlivněny. Konstruktoři se snaží využívat místo v „ham-shacku“, volí rozměry panelů menší a rozměry přístrojů raději zvětšují do hloubky. Dobrá

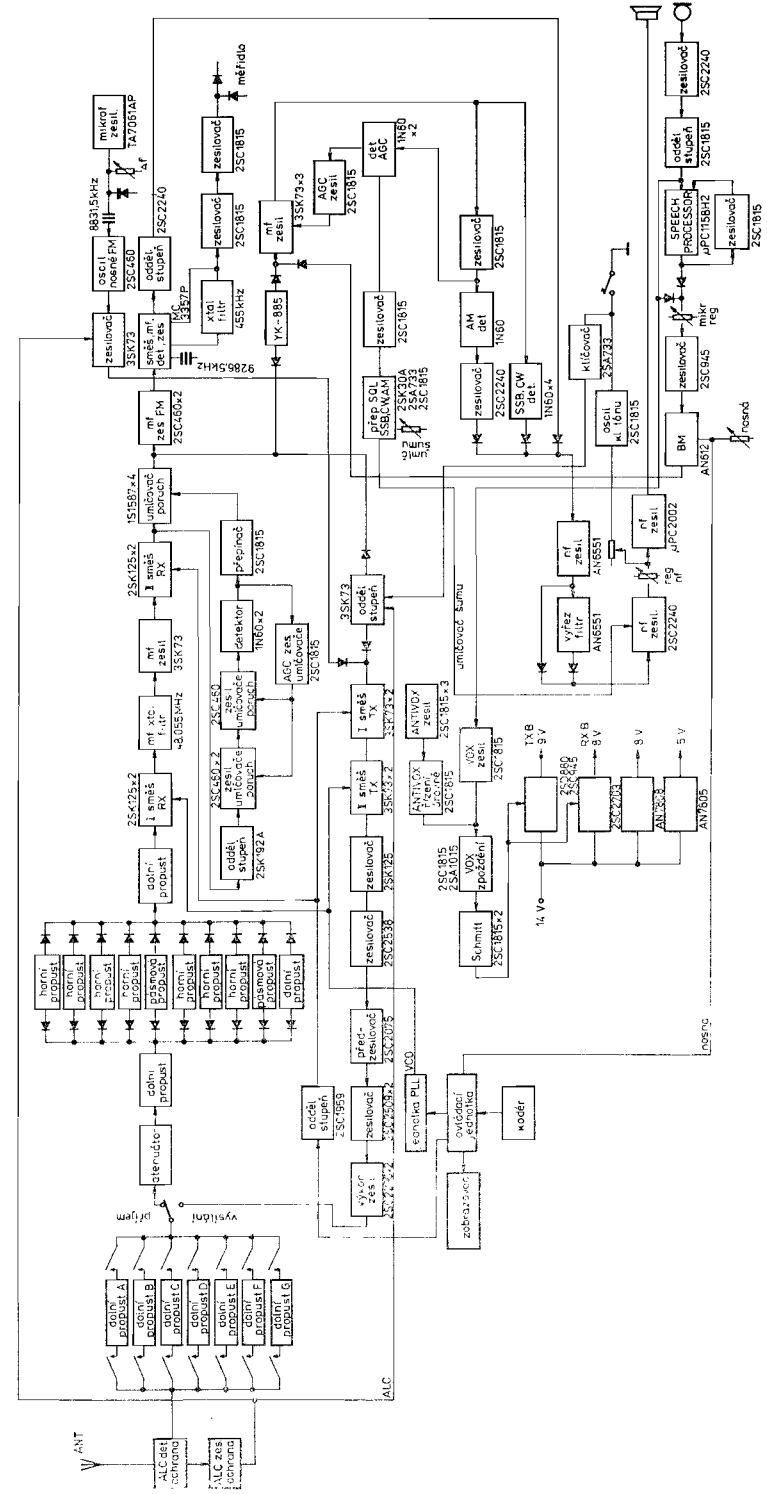


Obr. 6.19. F-850, skupinové schéma

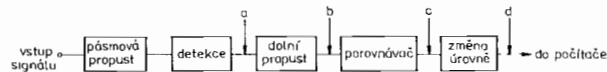
stabilita, selektivita a citlivost přijímačů jsou samozřejmostí. Ve zvyšování citlivosti se však nejde tak daleko, jak by polovodiče umožňovaly a do popředí vystupuje požadavek na vysoký intercepční bod a dynamický rozsah. Silné signály někdy způsobují rušení, které se skládá se signálem žádoucím a znemožňuje jeho příjem. Bod, ve kterém žádoucí a nežádoucí signál dosahují stejné úrovně, se nazývá bodem intercepčním. Čím je tento bod vyšší, tím silnější signál může být přijímačem bez úhony zpracován. Dynamický rozsah je rozdíl mezi citlivostí a zkažením příjmu silným vstupním signálem. Cestou k jeho zvýšení je přímé směřování DFM (Direct Fed Mixer). Odpadá vř zesilovač a signál přichází z antény přes dolnopásmovou propust přímo na směšovač. Transceivery z konce sedmdesátých a počátku osmdesátých let dosahují dynamiky 100 dB, ICOM IC-750 105 dB.

V první polovině osmdesátých let se objevují transceivery CAT (Computer Aided Transceiver). Jejich předzvěstí bylo ovládání PLL a paměťové obvody. IC-710 má 4 kanály, TS-430 a FT-757 GX jich má 8, IC-731 S, FT-980 a další 12 a TS-940 S má 40 kanálů řízených paměťovými obvody. Transceivery CAT mohou ve spojení s osobním počítačem automaticky plnit některé funkce, jako např. volbu kmitočtu, přepínání paměťových kanálů, přepínání kmitočtů VFO uložených do paměti a dálkovou manipulaci s ovládacími prvky na panelu. Je možno monitorovat jednotlivá kmitočtová pásma a výsledky sledovat na obrazovce (skupinové schéma KENWOOD TS-430 viz obr. 6.20). Přenosová rychlost systému CAT bývá 4 800 bit/s, start 1, stop 2 bity. Pro manipulaci byly vypracovány a zveřejněny programy v jazyku BASIC. Menu transceiveru FT-980 zahrnuje 30 povelů: 1. REMOTE (dálkové ovládání), 2. CONFIRM, 3. FREQ SET, 4. HAM MODE (amatérská pásma), 5. GENERAL MODE, 6. SELECT (VFO, MR, RX), 7. MEMORY CHANNEL, 8. MEMORY SHIFT, 9. MEMORY WRITE, 10. MEMORY CHECK, 11. IF SHIFT, 12. IF WIDTH, 13. TAB ON/OFF, 14. TAB UPPER SET, 15. TAB LOWER SET, 16. MODE SET, 17. CLAR SET (TX, RX), 18. REPEATER SH IFT, 19. FSK SHIFT (170 Hz, 425 Hz, 850 Hz), 20. OFFSET, 21. LDB SET DISPLAY, 22. 10 Hz UP, 23. 10 Hz DWN, 24. 100 Hz UP, 25. 100 Hz DWN, 26. 5 kHz UP, 27. 5 kHz DWN, 28. BAND UP, 29. BAND DWN, 30. MENU. Přístroj zachytí automaticky, bez obsluhy, v na-

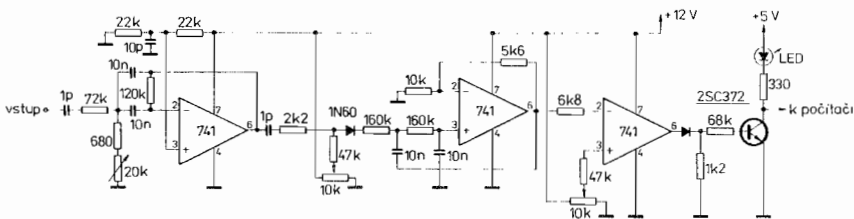
Obr. 6.20. TS-430, skupinové schéma



programovaném čase maják nebo jinou stanicí a umožňuje tak systematické sledování podmínek šíření. Pomocí klávesnice na počítači a převodníku morse /písmo může i operátor neznalý Morseovy abecedy pracovat rychlým a kvalitním telegrafním provozem. Další možností jsou vizuální radiokomunikace, jako SSTV a fascimile. Jednoduchý interface pro zprostředkování mezi klíčovacím (klíč nebo páška) je znázorněn na skupinovém schématu na obr. 6.21, teoretické schéma na obr. 6.22. Vstupní signál po průchodu dolnofrekvenční propustí má tvar znázorněný křivkou *a* na obr. 6.23. Po detekci zbudné složky *b*, která se přivádí na porovnávací obvod. Na výsledné křivce *c* odpovídá potenciál +12 V mezeře, nulový potenciál značce. Ke konečné úpravě dochází v posledním stupni: nula je mezerou, +5 V značka *d*. Požadované úrovně se nastaví potenciometry VR_1 , VR_2 a VR_3 . Naprogramování převodu výstupních signálů na písmena, resp. číslice a interpunkční znaménka bylo vypracováno v jazyku BASIC.

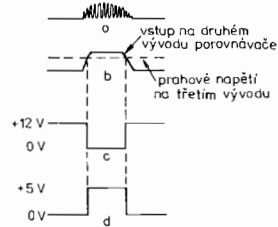


Obr. 6.21. Propojení mezi klíčovacím a počítačem, skupinové schéma

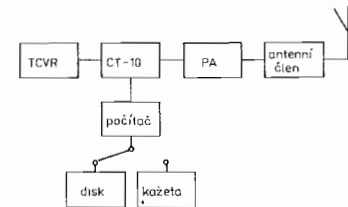


Obr. 6.22. Propojení mezi klíčovacím a počítačem, teoretické schéma

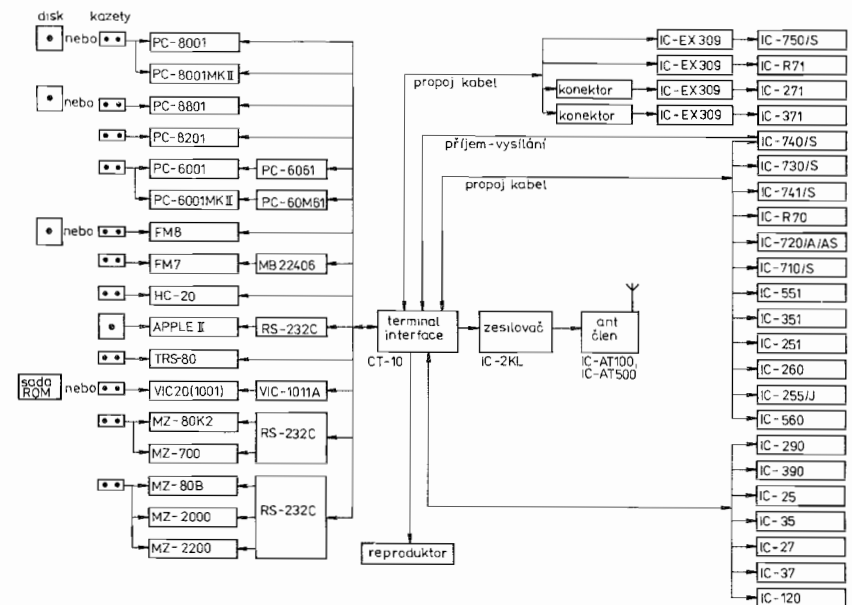
Obr. 6.23. Průběhy signálů na obvodech propojovacího mezičlánku



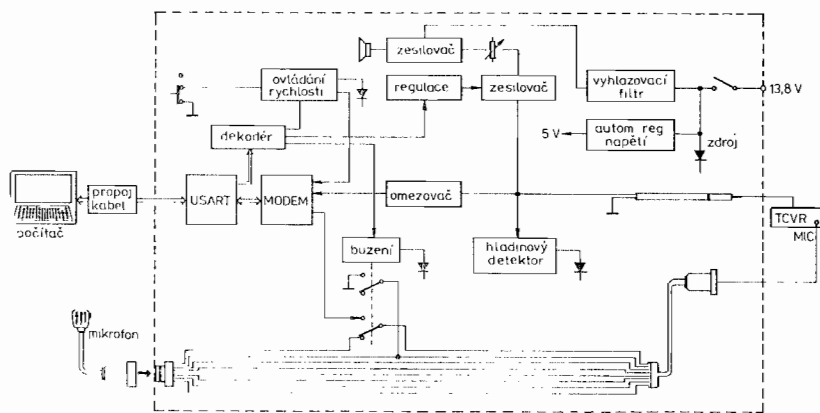
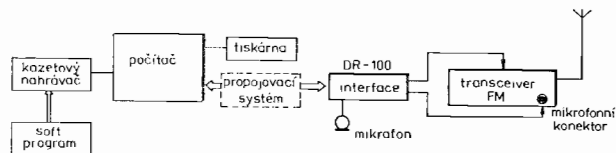
Profesionální interface terminál ICOM CT-10 (skupinové schéma obr. 6.24) slouží k dálkové volbě kmitočtu a druhu provozů (plus 1 kanál časových údajů) a k příjmu a vysílání radiodálnopisných signálů. Zpracovává pětibitový baudot, 8 bit ASCII, rychlosti 45, 45 a 50, zdvihy 170 Hz, 425 Hz a 850 Hz a ovládá tiskárnu. Je s ním možno hrát hry a ve své novější verzi je schopen ovládat kmitočty protistanice a tisknout QSL lístky. Komunikuje s transceivery typu IC-750, IC-271, IC-231 a pod. a s počítači PC-8001, Apple II a jinými.



Obr. 6.24. Propojovací mezičlánek CT-10, skupinové schéma



Na obr. 6.25 vidíme skupinové schéma interface KENWOOD DR-100. Pracuje v F2 a F3 se vstupní impedancí 600 ohmů a výstupní 8 ohmů (připojuje se k mikrofonnímu konektoru). Umí totéž, co CT-10, dále SSTV, hry s písmeny i značkami, přenos dat s odečítáním na obrazovce, tiskne QSL listky včetně všech obligátních údajů, umožňuje tvorbu vlastních programů pro spojení a během provozu píše staniční deník. Všichni víme kolik času zabírá staniční administrativa a dovedeme si představit výhody výpočetní techniky. Už jenom zapisování časů a kmitočtů při provozu! Počítač to vyřídí na jediný dotek spínače prstem.



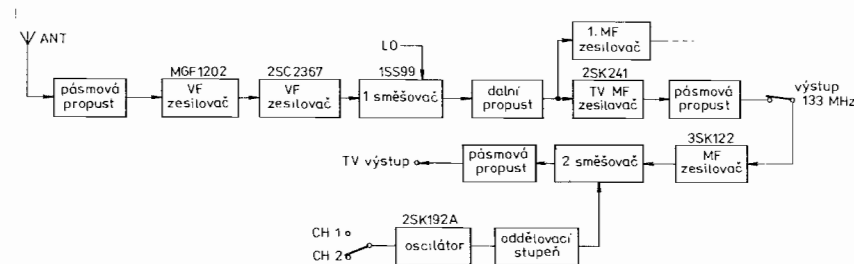
Obr. 6.25. Propojovací mezičlánek DR-100

Transceivery pro VKV se staly nezávislým „územím“, ve kterém převládají specializované přístroje pro jednotlivá pásma a pokud se vyskytují kombinace, tedy ponejvíce 144/430 MHz. Samostatné jsou většinou i transceivery pro 1,2 GHz. Transceivery pro VKV se vyskytují ve třech hlavních provedeních. Pro normální provoz např.

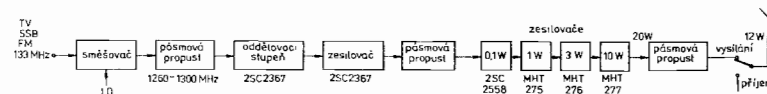
IC-271, který má rozměry 385 × 110 × 275 mm a hmotnost 5,2 kg. Do druhé skupiny patří přístroje určené především pro provoz mobilní, např. FT-790. Jeho rozměry jsou 150 × 58 × 195 mm a hmotnost 1,3 kg. Dává 3,5 W. Třetí, a to nejrozšířenější skupinu tvoří malé půlkilogramové přenosné kapesní transceivery o rozměrech řádově 65 × 34 × 153 mm. Jejich výkony jsou 1 až 5 W (v pásmech 430 MHz a 1,2 GHz od 0,25 nebo od 0,5 W).

C-4800 pro 430 MHz používá FET GaAs; 1. mf je 63,8 MHz, 2. mf 10,7 MHz, a 3. mf 455 kHz. Pracuje na SSB, CW a FM, má 10 paměťových kanálů a dává výkon 1W/10W. ICOM IC-37 má 9 kanálů a tzv. prioritu. To znamená, že během jakéhokoliv spojení se v určenu hodinu automaticky přeladí na naprogramovanou frekvenci, zůstane na ní 4 sekundy a nedostane-li jiný povel, vrací se na původní kmitočet.

Obr. 6.26 představuje přijímací cestu a obr. 6.27 vysílací cestu transceiveru ICOM IC-1271 pro 1,2 GHz. Je určen pro všechny druhy provozů a s adaptorem se používá na amatérské televizi. Paměťových kanálů má 32.

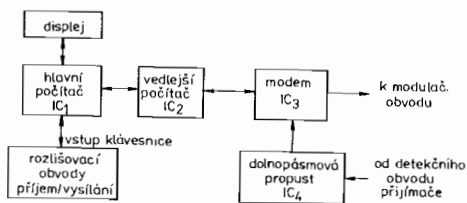


Obr. 6.26. IC-1271, skupinové schéma cesty přijímací



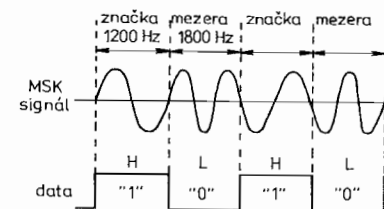
Obr. 6.27. IC-1271, skupinové schéma cesty vysílací

V transceiverech KENWOOD TS-711 pro 144 MHz a TS-811 pro 430 MHz je použito systému DCL (Digital Channel Link), který vychází ze zkušeností s občanskými pojiťky. Ty používají pětimístných číslicových skupinových kódů a mají zvláštní ovládací kanál, který není k dispozici ve službě amatérské. U TS-711 a TS-811 je volací značka zakódována v paměťovém kanálu, a to nikoli jen v jednom, aby bylo pamatováno na rodinné příslušníky s vlastními koncesemi, a tedy vlastními volacími značkami. DCL najde v pásmu v případě rušení volný kanál, naladí se na něj a navede na něj i protistanici. Je možný i jiný způsob, např. že při výskytu rušení navede DCL obě stanice na kmitočet záložní, předem naprogramovaný. Povelom RECALL nebo REPASS se obě stanice vrátí na původní kmitočet. Volací značky se napíší ve tvaru ASCII, který se vysílá jako digitální signál. Princip DCL je znázorněn na obr. 6.28. Integrovaný obvod IC_1 , je



Obr. 6.28. Skupinové schéma systému DCL

hlavní počítač, který ovládá vstupní i výstupní signály. IC_2 4 bit/8 bit je dílčí počítač pro zpracování hlavních dat. IC_3 je modem (modulátor – demodulátor), který pracuje jako interface v režimu MSK (Minimum Shift Keying). Modulační část zpracovává a synchronizuje data pro vysílání a předává na výstupu signál MSK. Demodulační část detekuje, synchronizuje a obnovuje data z přijatého signálu MSK. (MSK je vlastně kmitočtové klíčování, při kterém každý interval symbolu má na začátku a na konci nulové napětí, celý tvar vlny je hladký a šířka zdvihu je pokud možno nejmenší. Výhodou je velká odolnost proti chybám.) Vztah signálu MSK a dat je znázorněn na obr. 6.29.



Obr. 6.29. DCL, vztah signálu MSK a dat

DCL je způsob, při kterém se z jednoho až čtyř signálů vytvoří signál ovládací, jehož důležitou částí jsou přenášené informace. Má schopnost opravovat chyby vzniklé například vlivem šumových poruch:

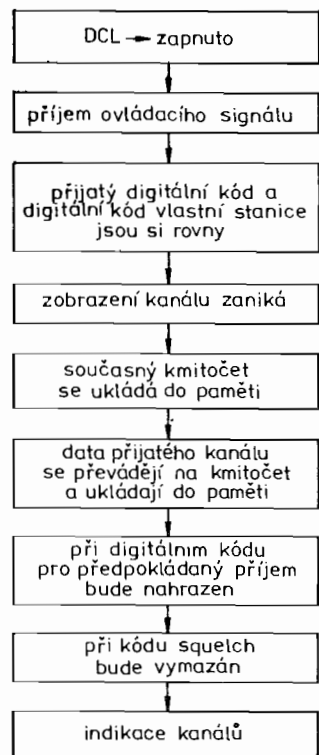
- synchronizovaný signál, který odlišuje poruchy od užitečného signálu DCL;
- skupiny v pětimístném číslicovém kódu určené k rozeznávání signálů protistanice;
- data volného kanálu;
- data volací značky (šestimístná informace složená z písmen a číslic). Ovládací signál má rychlost 1 200 baudů). Vstupující volací značka se zpracovává v kódu ASCII. Postup při navádění protistanice na volný kanál je znázorněn na obr. 6.30, postup při navádění stanice vlastní na obr. 6.31.

Nyní je asi nutné se zmínit o pojmu „digitální spojení“.

Když si s kamarádem sjednáme na určitou hodinu sked na SSB k výměně jednoduché informace o počasí, zapneme ve stanovenou hodinu vysílač a řekneme „je hezky“ nebo „je škaredě“. Tuto informaci můžeme podle potřeby rozšířit. Takové spojení je analogové.

Můžeme se však také domluvit, že při hezkém počasí stiskneme klíč a vyšleme čáru trvajíc jednu minutu, při škaredém počasí nevyšleme nic. Takovému spojení říkáme digitální. Informace jsou jednoznačné a nedá se na nich nic měnit. Kdybychom je chtěli rozšířit, museli by-

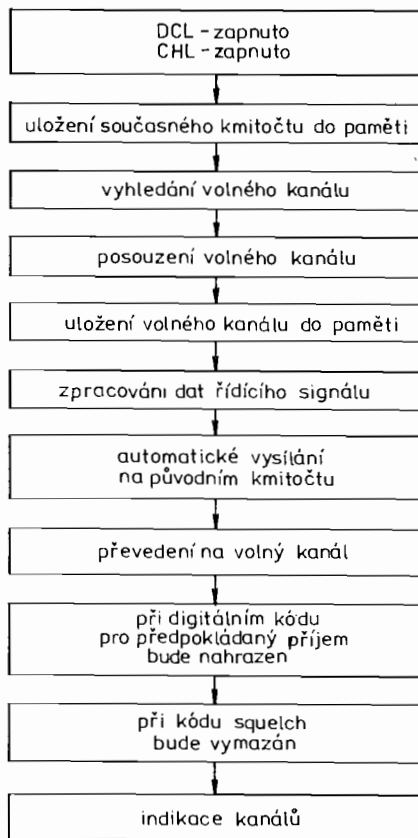
Příklad navedení stanicí partnera



DCL - Digital Channel Link
spojení přes digit. kanál

Obr. 6.30. DCL, navedení protistanice na volný kanál

Příklad navedení vlastní stanicí

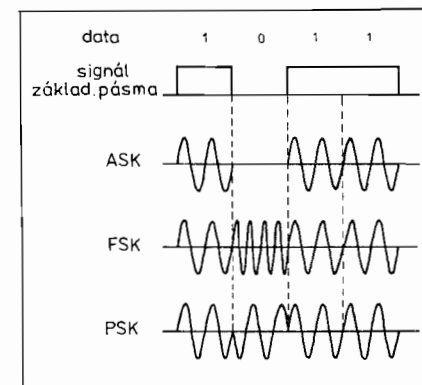


Obr. 6.31. DCL, navedení vlastní stanice na volný kanál

tyto stavy: (0,0), (0,1), (1,0) nebo (1,1). Tím vzrostla kapacita přenosového kanálu a můžeme přidat další informace:

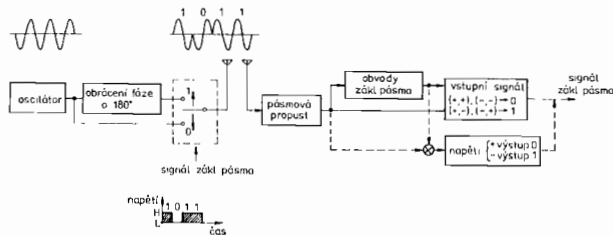
- (0,0) počasí špatné, nálada špatná;
- (0,1) počasí špatné, ale nálada dobrá;
- (1,0) počasí dobré, ale nálada špatná;
- (1,1) počasí dobré, nálada dobrá.

Zkrátíme-li čas na 20 sekund, můžeme rozšířit kapacitu: (0,0,0), (0,0,1), (0,1,0), (1,0,0) atd. V prvním případě, kdy jsme zaklíčováním oznámili, že je hezky, a nezaklíčováním, že je škaredě, má naše informační soustava kapacitu 1 bit. V druhém případě (0,0) atd. dva bity. Ve všech třech našich příkladech můžeme informace převádět na dvojkový kód pomocí telegrafního ručního klíče. Rychlost, které bychom takto dosáhli (počet bitů za sekundu), by však byla malá, a to i u sportovního rychlotelegrafisty. Proto se tato činnost svěřuje počítačům. Při analogovém spojení v otevřené řeči nemusíme zachytit 100 % textu, abychom rozuměli smyslu. Spojení digitální však klade vysoké nároky na přenos informací. Proto se co nejvíce automatizuje a lidský činitel se omezuje na nejnütnější minimum. Data z počítače je možno na nosnou vlnu namodulovat amplitudově, kmitočtově nebo fázově (obr. 6.32). Z hlediska obrany proti rušení je nejvýhodnější modulace fázová (obr. 6.33), která se v profesionální praxi osvědčuje



Obr. 6.32. Modulace digitálního signálu

chom se dohodnout na nějakém jiném kódu. Například, že předání informace bude trvat jednu minutu, ale stav zaklíčování a nezaklíčování se bude střídát po třiceti sekundách. Stav nezaklíčováný označíme 0, stav zaklíčováný 1. V naší jednodominutové relaci mohou nastat

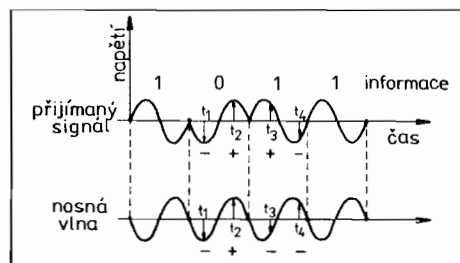


Obr. 6.33. Skupinové schéma fázové modulace

zejména v kosmických spojích. Amatéři se jí pro její složitost vyhýbají, ale v některých zemích se počátkem osmdesátých let objevily na trhu vhodné modemy a fázová modulace nabývá na oblibě.

Princip detekce fázově modulovaných signálů je znázorněn na obr. 6.34. V čase t_1 se sčítají dvě záporné amplitudy, v čase t_2 dvě amplitudy kladné, výsledek je v obou případech kladný (1). V časech t_3 a t_4 se sčítají amplitudy se znaménkem opačným, výsledek je záporný (0). Znázorněný způsob pracuje se dvěma fázovými rozdíly: 0° a 180° . Podobně je možno pracovat se čtyřmi fázovými rozdíly: 0° , 90° , 180° a 270° . Takový způsob se nazývá kvadrurní fázové klíčování.

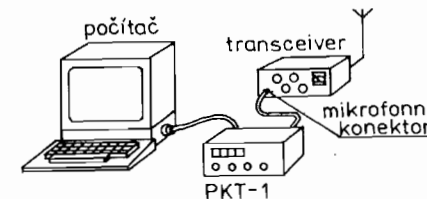
Plně automatizovanému amatérskému provozu se říká provoz paketový. Jeho struktura připomíná balík posílaný poštou. Na každém balíku musí být napsána adresa, a to je volací značka protistanice.



Obr. 6.34. Princip detekce fázové modulace

Adrese odesílatele odpovídá vlastní volací značka stanice odesílající. Balík i spojení mají svůj obsah. Balík dostane pouze adresát a nikdo jiný. V paketovém provozu reaguje na zavoání jen stanice, které je informace určena a žádná jiná. Všechno pracuje automaticky, ve dvojkovém kódu. Zařízení si samo hlídá a identifikuje chyby, které by mohly vzniknout v důsledku atmosférických poruch nebo rušením cizím signálem a hned je opravuje. Hardware se vyrábí pod označením PKT-1 (obr. 6.35). Jiným profesionálně vyráběným zařízením pro amatérský provoz je ICOM-MP 1, lehký kompaktní přístroj vhodný zejména pro mobilní práci, především na VKV. V literatuře je tento způsob provozu označován „AQS“. Paměťové obvody umožňují bez obsluhy předat depeši předem určené stanici a od ní depeši přijmout a zapamatovat si ji. Počítač najde volný kanál a obě stanice se na něj automaticky naladí. Přijímač se otevírá jen na té stanici, které je depeše určena. Průběh spojení lze sledovat na obrazovce. Paměťové obvody mají abecedu s malými i velkými písmeny, číslice, rozdělovací znaménka a japonskou slabikovou abecedu katakana. Do paměti se ukládá i jméno operátora, stanoviště, lokátor a další údaje, které se při spojení opakují.

Obr. 6.35. Princip paketového provozu



Soubor pravidel pro paketové spojení se nazývá „protokol“. ARRL vypracovala v říjnu 1984 pokyny pro provoz a sestavování potřebných dvojkových kódů, které jsou známy pod označením AX 25. Jedno z takových pravidel říká, že stanice, pracující paketovým systémem, se musí na začátku vysílání identifikovat hlasovým signálem (svou přidělenou volací značkou). K transceiverům konstruovaným pro AQS (Amateur Quinmatic System) patří například ICOM IC.2600, určený k provozu FM v pásmech 144/430 MHz.

■ Literatura

- [1] *Suzuki Minoru, JA1KP*: Šinseihin šokai SSB tranšiba. CQ HAM RADIO 1/1972, str. 218.
- [2] *Komemura Tačifu, JA1BRK*: FL/FR-101 sódžušinki. CQ HAM RADIO, 1/1975, str. 245.
- [3] *Ihata Ičiga, JE1HYR*: Zenšúhasú džušinkonó HF toranšiba. CQ HAM RADIO, 10/1983, str. 367.
- [4] Amačua musen to kompjúta. CQ HAM RADIO 9/1981, str. 311 a další (seriál různých autorů).
- [5] *Nišikawa Tošihiro, JF3MXU*: Pasokon óyó no kison čišiki. CQ HAM RADIO, 1/1984, str. 351.
- [6] *Itó Šinkó, JA1KSO*: Déta cúšin. CQ HAM RADIO, 4/1986, str. 333

Obsah

Přijímače	[5]
Měření (2. část)	[190]
Technika jednopásmového provozu	[255]
Transceiver Tesar 7 pro pásma KV	[377]
Krátkovlnný transceiver	[391]
Koncepce transceiverů pro amatéry	[427]

Amatérská radiotechnika a elektronika [3. díl]

Sestavil dr. Ing. Josef Daneš.

Autorský kolektiv: Jiří Borovička, dr. Ing. Josef Daneš (vedoucí autorského kolektivu),
Ing. Vladimír Geryk, Ladislav Lapiš a Milan Rašík.

Vazbu navrhl a graficky upravil Pavel Rajský.

Vydání I. Praha 1988. Vydalo Naše vojsko, nakladatelství a distribuce knih, n. p.,
v Praze v koedici s ÚV Svazarmu jako svou 5850. publikaci, stran 456. Odpovědní
redaktoři RNDr. Jan Boukal, mjr. Miroslav Žďárský. Výtvarná redaktorka Larisa
Dašková. Technický redaktor Petr Husák. Vytiskla tiskárna Naše vojsko, n. p.,
v Praze. AA 27,84 (z toho obr. 7,06), VA 28,63. Náklad 20 000 výtisků.

K tisku schváleno 6. 9. 1988.

28-098-88. 05/38. Váz. 35 Kčs 505/21/856.