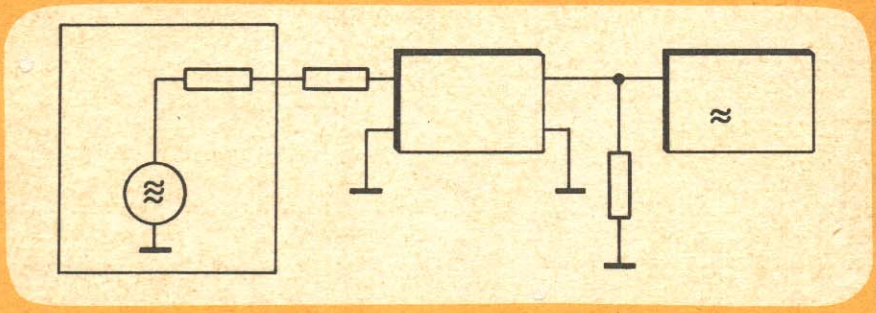
# PŘEDNÁŠKY Z AMATÉRSKÉ RADIOTECHNIKY



Ing. Vladimír Geryk

ZÁKLADNÍ POZNATKY AMATÉRSKÉ RADIOTECHNIKY

1.

ÚV SVAZU PRO SPOLUPRÁCI S ARMÁDOU
ÚSTŘEDNÍ RADA RADIOKLUBU SVAZARMU

**OBSAH**


1. Signály . . . . . 7

1.1. Nízkofrekvenční hovorový signál . . . . . 7

1.2. Přenos signálů pomocí vf kmitočtů . . . . . 10

2. Šumy . . . . . 15

2.1. Šumy vnitřní . . . . . 15

2.2. Šumy vnější . . . . . 20

2.3. Šumové číslo . . . . . 21

3. Parametry přijímačů . . . . . 27

3.1. Šíře propustného pásma přijímače . . . . . 27

3.2. Citlivost přijímače . . . . . 30

3.3. Křížová modulace . . . . . 32

3.4. Intermodulace . . . . . 37

3.5. Potlačení nežádoucích kmitočtů . . . . . 39

3.6. Principy zapojení přijímačů pro amatérská pásma . . . 42

4. Vysílače . . . . . 47

4.1. Zvýšení efektivnosti vysílače při provozu SSB . . . . 47

4.2. Požadavky kladené na amatérský vysílač . . . . . 51

5. Doplněk . . . . . 54

5.1. Decibely . . . . . 54

5.2. Měření malých kapacit a indukčností . . . . . 59

5.3. Tabulka LC konstant a jejich použití . . . . . 62

5.4. Určení přeladění laděného obvodu s proměnnou kapacitou . . . . . 66

**Seznam literatury** . . . . . 69

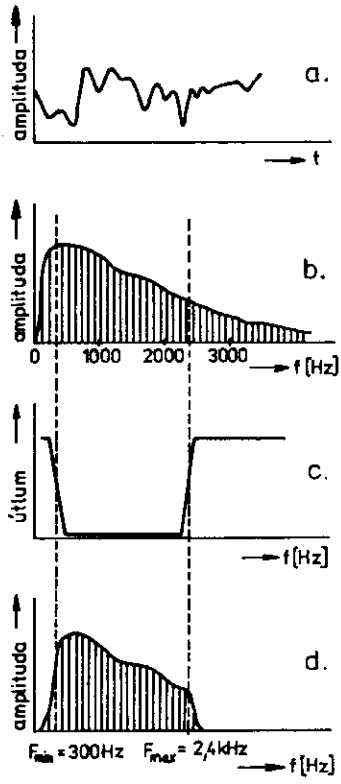
## 1.1. NÍZKOFREKVENČNÍ HOVOROVÝ SIGNÁL

Hlavním účelem radiotelefonního sdělování je přenos lidské řeči. Řeč je našimi mluvidly vytvářena jako sled tlakových změn okolního vzdušného prostředí, kterým říkáme akustické kmity. Charakter akustických kmitů řeči je značně složitý, proto si nejprve všimneme nejjednoduššího akustického projevu, kterému říkáme tón. Tón je charakterizován výškou a sílou. Výška tónu odpovídá kmitočtu a síla intenzitě změn akustického tlaku. Příkladem čistého tónu je zvuk ladičky nebo zkušební tón rozhlasového vysílání.

Kmitočtové složky řeči tvoří oblast kmitočtového spektra hovorových kmitočtů. Toto spektrum je zezdola ohraničeno kmitočty řádu desítek Hz, jeho horní hranice dosahuje až k 8 kHz. Intenzita jednotlivých kmitočtových složek je znázorněna na obr.1b/, ze kterého je patrno, že nejintenzívnější část spektra je oblast okolo 800 Hz. Experimentálně bylo zjištěno, že průměrný mužský hlas má okolo 80% akustické energie soustředěno v rozmezí 300 až 2400 Hz.

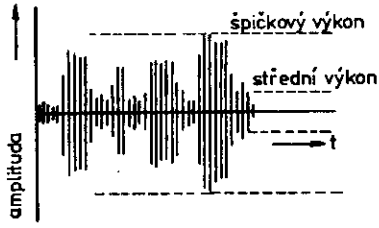
Zkoumání složek hlasu v kmitočtovém rozsahu 40 až 300 Hz vedlo k zjištění, že jsou postradatelné pro přenos informace v řeči obsažené. Rozbor kmitočtových složek hlasu, které leží v pásmu nad 2400 Hz, ukázal, že jsou obsaženy především v sy-

kavkách a ostrých hláskách. Potlačením tohoto kmitočtového pásma dostane hlas charakteristické zabarvení, známé z telefonního styku. Proto výše uvedené kmitočty 300 až 2400 Hz stanovujeme




Obr.1. Modulační hovorový signál

a/ amplitudový průběh hovorového signálu
b/ rozložení energie hlasu v závislosti na kmitočtu
c/ průběh útlumové křivky filtru pro omezení spektra hovorového signálu
d/ Kmitočtové rozložení modulačního signálu




Obr.2. Slabičný charakter řeči s vyznačením úrovní špičkového a středního výkonu hovorového signálu

jako hraniční kmitočty modulačního spektra pro radiotelefonní použití.

Z hovorového signálu dostaneme signál modulační odfiltrováním nežádoucích složek a tento signál má po filtraci kmitočtové rozložení znázorněné na obr.1d/. Průběh intenzity jednotlivých složek hlasu v závislosti na čase je znázorněn na obr.2.

Lze z něj vypozorovat slabičný charakter slov. Slabikám na uvedeném obrázku odpovídají výrazné skupiny kmitů. Přízvučným slabikám odpovídají skupiny s vyšší úrovní, slabiky nepřízvučné mají úrovně podstatně nižší. Slabiky vznikají artikulací tónového podložení hlasu, které charakterizuje výšku hlasu.

Rozsah změn intenzity jednotlivých slabik a podložení je charakterizován tzv. dynamikou hlasu. Běžná, nevzrušená řeč má poměr intenzity přízvučných a nepřízvučných slabik asi 1:10, tj. 20 dB. Zdůrazněná řeč, běžná při radiových spojeních, má dynamiku okolo 35 dB.

Pro věrný přenos řeči je nutný celý dynamický rozsah. Pro radiové spojení, při kterém je účelem především srozumitelnost, je přílišný dynamický rozsah zbytečný. Dynamika řeči vyšší než asi 10 dB srozumitelnost podstatně nezvyšuje. Proto byly hledány způsoby, jak dynamický rozsah hovoru snížit na tuto úroveň. Není to samoúčelná snaha, neboť srozumitelnost radiotelefonního signálu nás netíží v podmínkách dobrého příjmu, ale naopak tehdy, jsme-li nuceni jej přijímat v šumu a rušení.

Vysoce věrný signál s plnou dynamikou má vzhledem ke svému špičkovému výkonu malý střední výkon /obr.2/, kdežto upravený modulační signál s malou dynamikou má střední výkon několikanásobně vyšší. A při příjmu ve ztížených podmínkách radiového provozu je poměr středního výkonu signálu ku střednímu výkonu rušení a šumu rozhodující. Uvedenou úpravu modulačního signálu provádíme v obvodech omezovačů modulace nebo kompresoru modulace.

## 1.2. PŘENOS SIGNÁLŮ POMOCÍ VF KMITOČTU

Vysokofrekvenční elektrické kmity jsou charakterizovány třemi základními vlastnostmi: rozkmitem čili amplitudou, kmitočtem a fází. Každou z těchto tří veličin můžeme využít pro přenos informace. Rozeznáváme tak modulaci amplitudovou, kmitočtovou a fázovou.

Největšího rozšíření z těchto tří druhů modulací doznala modulace amplitudová. Masové rozšíření této modulace pro přenos rozhlasových pořadů na dlouhých, středních a krátkých vlnách bylo způsobeno její neocenitelnou výhodou - jednoduchou demodulací. Ještě před nedávnou dobou se tímto dnes už klasickým způsobem provozu pracovalo i na krátkovlnných amatérských pásmech. Dnes je však amplitudová modulace ve své jednoduché formě z těchto pásem prakticky vytlačena a široce se používá její modifikace, tj. z ní odvozeného způsobu vysílání, známého pod názvem "SSB".

Kmitočtová modulace se dnes používá především pro rozhlasové vysílání na VKV a pro vysílání zvukového doprovodu u televize. V amatérském provozu se její úzkopásmová forma používá pro mobilní provoz a spojení přes převáděče na VKV pásmech.

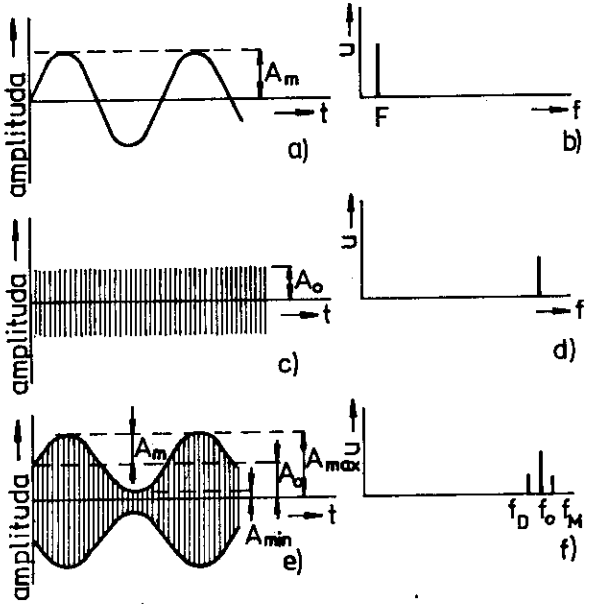
Fázová modulace se používá jen u speciálních druhů přenosu, např. v kosmických spojích.

Zvláštním druhem modulace je tzv. manipulace, nazývaná častěji klíčování. Amplitudovou manipulaci označujeme názvem nemodulovaná telegrafie. Tento druh provozu je vůbec nejzákladnějším způsobem provozu na všech amatérských pásmech.

Nyní si stručně probereme amplitudovou modulaci /AM/ a ohle-

dem na odvození SSB signálu. Modulačním signálem je nf kmitočet, modulovaným parametrem je amplituda vf kmitočtu.

Na obrázku 3a/ je na časové ose znázorněn amplitudový průběh nf modulačního tónu o kmitočtu F, který je na kmitočtové ose

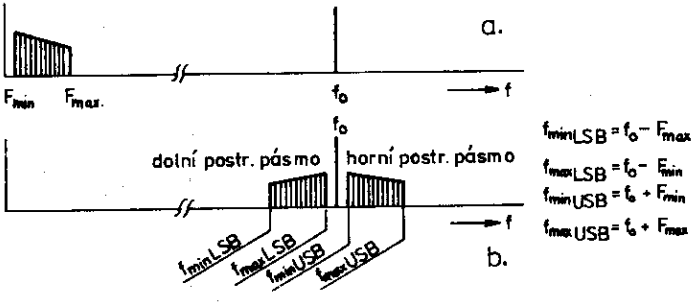



Obr.3. Znázornění amplitudových a kmitočtových průběhů při amplitudové modulaci jedním tónem

v části b/ obrázku představován úsečkou v místě s kmitočtem F a s délkou úměrnou amplitudě modulačního signálu. Podobně je v části c/ a d/ tohoto obrázku znázorněn vf kmitočet $f_o$. Bude-me-li tento vf kmitočet modulovat, bude se jeho amplituda měnit podle průběhu modulačního signálu. To je znázorněno v dolní části obrázku na časové ose. Na kmitočtové ose se kromě původního vf kmitočtu objeví i tzv. postranní kmitočty. Dolní postran-

ní kmitočet $f_d$ je rozdílem kmitočtů $f_o$ a F, horní postranní kmitočet je dán jejich součtem, tj. $f_h = f_o + F$ /viz obr. 3e/ a f/.

Použijeme-li k modulaci místo jednoho kmitočtu úplný hovorový modulační signál s kmitočtovým spektrem /viz obr.4a/, bude tento amplitudově modulovaný signál mít kmitočtové spektrum podle obr. 4b/. Zvolme si nosný kmitočet $f_o$ = 1000 kHz. Pak je

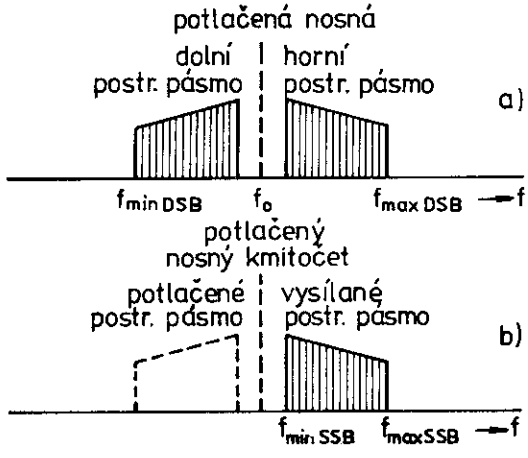



**Obr.4. Amplitudová modulace - znázornění na kmitočtové ose**

**a/ kmitočet nosné a spektrum modulačního nf signálu před modulací**
**b/ kmitočtové spektrum modulovaného vf signálu**

z obrázku patrno, že dolní postranní pásmo /LSB/ je dáno rozdílem kmitočtu nosné a nF spektra, kdežto horní postranní pásmo /USB/ součtem nosné a nf spektra modulačního signálu. Horní postranní pásmo má stejný smysl kmitočtového spektra jako nf modulační signál, dolní postranní pásmo jej má obrácený - říkáme že je inverzní. Obě postranní pásma přenášejí tutéž nf modulaci, jsou navzájem k sobě zrcadlová a jsou naprosto rovnocenná. Informaci ale nepřenáší nosný kmitočet. Kdybychom podrobně zkoumali výkonové poměry amplitudově modulovaného signálu, zjistili bychom, že obě postranní pásma obsahují v nejlepším případě třetinu jeho celkové energie, kdežto nosná zbývající dvě třetiny.

Tj. při vysílání AM je vysílač trvale zatěžován vysíláním signálu, který z větší části žádnou informaci neobsahuje. Proto jsme při provozu na amatérských pásmech tento ztrátový druh přenosu opustili a nosný kmitočet nevysíláme. Vzhledem ke shodnosti obou postranních pásem vysíláme jen jedno z nich. Tento druh




Obr.5.
a/ Amplitudová modulace s potlačenou nosnou vlnou /DSB/
b/ SSB signál - horní postranní pásmo /vše na kmitočtové ose, modulace nf hovorovým modulačním signálem

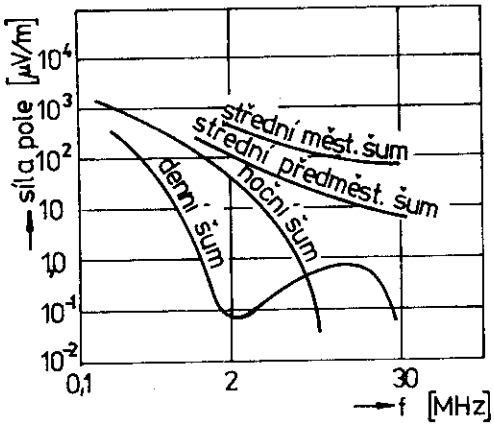
provozu označujeme jako SSB a používáme při něm buď dolní /LSB/, nebo horní /USB/ postranní pásmo. Na závěr můžeme říci, že SSB je tedy také amplitudová modulace, ale s potlačenou nosnou vlnou a jedním postranním pásmem.

Kromě energetické úspory, která umožní při SSB provozu lépe využít výkon koncového stupně vysílače, získáme navíc signál s méně než poloviční šířkou kmitočtového spektra. Tj. na pásmu

se vejde vedle sebe více stanic a navíc vzhledem k neexistenci nosných kmitočtů se navzájem neruší zázněji, známými například ze středních vln.

## 2.1. ŠUMY VNITŘNÍ

Zabýváme-li se praktickou stavbou radiových přijímačů, dojdeme k poznatku, že citlivost přijímače je závislá na zesílení jen do jisté míry. Po překročení hodnoty 120 dB celkového zesí-




Obr.6. Úroveň vnějších šumů v pásmu krátkých vln

lení přestává vztah mezi zesílením a citlivostí platit. Je to způsobeno tím, že zesílení je nyní tak velké, že přijímač zesiluje a přijímá nejen slabé signály, ale i elektrické projevy fyzikálních procesů, probíhajících podél celé vf přenosové cesty. Tyto "přírodní" elektrické signály mají zcela nahodilý průběh. Podle svého akustického projevu dostaly název šum.

Šumy přenosové cesty přicházející na anténu přijímače z prostoru označujeme jako šumy vnější. Ty složky celkového šumu na výstupu přijímače, které vznikají přímo v jeho obvodech nebo v anténě, označujeme jako šumy vnitřní a budeme se jimi teď zabývat.

Vnitřní šumy dělíme na šumy tepelné, výstřelové, rozdělovací, plápolavé a kontaktní.

### 2.1.1. Tepelný šum

Tento šum vzniká tepelným pohybem elektronů v elektrických vodičích a jeho střední šumové napětí určuje rovnice:

$$u_š = \sqrt{4\ k\ T_o\ B\ R} \qquad /V,\ ^oK,\ Hz,\ \Omega/$$

kde k je Boltzmanova konstanta /k = 1,372 . $10^{-23}$ J/$^oK$/

$T_o$ je absolutní teplota vodiče ve $^oK$

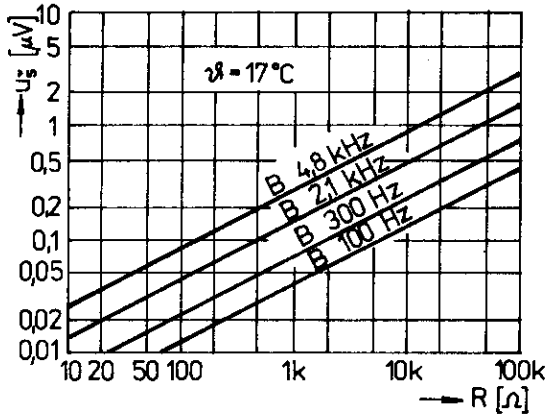
B je šumová šířka pásma přijímače /prakt. šíře filtru/

R je odpor vodiče na kterém šumové napětí vzniká.

Dosadíme-li do uvedeného vztahu číselnou hodnotu Boltzmanovy konstanty a za $T_o$ v přepočtu 17°C, tj. 290,15 $^oK$, je možno rovnici převést do praktického tvaru

$$u_š = 4\sqrt{R \cdot B} \qquad /\mu V,\ k\Omega,\ MHz/$$

Šumové napětí je tedy úměrné odporu vodiče který šumí a šířce pásma přijímací cesty.




**Obr.7. Velikost tepelného šumu při konstantní /pokojové/ teplotě v závislosti na velikosti šumícího odporu a šířce pásma**

## 2.1.2. Výstřelový šum

V diodě se projevuje v oblasti nasyceného proudu. Tokem elektronů z katody na anodu se každým elektronem přenáší náboj $-e = 1{,}6 \cdot 10^{-9}$ C. Nahodilostí proudových příspěvků jednotlivých elektronů vzniká šumový proud, jehož střední kvadratická hodnota je

$$\overline{I}^2 = 2\,e \cdot I_d \cdot B \qquad /A, C, A, Hz/$$

kde $I_d$ je proud diody a B je šířka pásma, pro kterou výstřelový šum uvažujeme. Charakteristickým rysem výstřelového šumu diody je, že jeho spektrum, stejně jako u tepelného šumu, v širokém rozsahu nezávisí na kmitočtu. Této vlastnosti diody využíváme při konstrukci šumových generátorů.

Stejně jako u diody vzniká výstřelový šum i u triody. Zde se

vžilo vyjadřovat jeho velikost jako velikost odporu, na kterém při normální teplotě $T_o$ vzniká ekvivalentní tepelný šum. Tento tzv. ekvivalentní šumový odpor $r_š$ určíme podle přibližného výrazu

$$r_š = \frac{2{,}5 \text{ až } 3{,}5}{S} \qquad /k\Omega,\ mA/V/$$

Metody ekvivalentního šumového odporu používáme i pro vyjádření velikosti šumu u dalších aktivních prvků.

### 2.1.3. Rozdělovací šum

Tento druh šumu si uvedeme jen pro úplnost. Vyskytuje se u vícemřížkových elektronek s jednou nebo více kladnými mřížkami. Mezi anodou a těmito kladnými mřížkami se pak elektronový proud rozděluje a vzniká tím silnější přírůstek šumu, čím se mřížky více podílí na celkovém katodovém proudu. Tento šum omezuje použití vícemřížkových elektronek na vf kmitočtech. Stejný vliv má i šum působený sekundární emisí.

Použití na vf kmitočtech omezuje u elektronek také šum indukovaný v mřížce elektrony, který se neúčastní pro svou menší energii anodového toku a vrací se ke katodě.

### 2.1.4. Plápolavý šum

Kolísáním výstupní práce elektronů při výstupu z katodové emisní vrstvy vzniká šum, uplatňující se především v nf a dlouhovlnné oblasti. Podobně kolísání koncentrace nosičů elektrického náboje u tranzistorů má za následek stejný šumový efekt.

Výkonová úroveň plápolavého šumu klesá s rostoucím kmitočtem podle vztahu 1/f a nad 1MHz jej není třeba uvažovat. Je silný u vysokofrekvenčních tranzistorů zhotovených planární technikou a znemožňuje jejich použití na nf. U oscilátorů musíme kvůli tomuto šumu dbát na dobré nf blokování, aby se tento šum nenamodulovával na vlastní oscilační kmitočet.

### 2.1.5. Kontaktní šum

Tento šum vzniká při průchodu proudu přes kontakty, kde zkrystalizováním nebo zoxydováním povrchu vzniká zrnitá struktura a tím nestálý přechodový odpor. Typickým příkladem jsou kontaktní čepičky uhlíkových odporů nebo zoxydované kontakty přepínačů. Proto zvláště ve vstupních částech přijímačů nahrazujeme tyto odpory modernějšími typy s kovovou vrstvou a snažíme se je nezatěžovat stejnosměrným proudem.

### 2.1.6. Šum tranzistorů

Kromě uvedeného šumu plápolavého vznikají sice na jiném fyzikálním principu především: šum výstřelový a šum tepelný. Výstřelový šum je závislý na provedení tranzistoru; moderní tranzistory pro vf kmitočty jej mají velmi nízký. Tepelný šum závisí především od odporu materiálu báze $r_{bb'}$. S tranzistory lze realizovat šumově podstatně lepší zesilovače než s elektronkami. Pro dosažení minimální úrovně šumu je důležitý pracovní bod zesilovače, který zpravidla udává výrobce.

## 2.2. ŠUMY VNĚJŠÍ

### 2.2.1. Atmosférický šum

Tento šum je hlavní složkou šumů dopadajících na anténu přijímače v krátkovlnných rozsazích. Od kmitočtu cca 50 MHz výše se už však prakticky neuplatňuje. Atmosférický šum vzniká pohybem elektricky nabitých částic zemské atmosféry a bouřkovou činností. Největší úroveň mají atmosférické šumy, které k nám přicházejí z tropických oblastí. Naproti tomu nejmenší úroveň těchto šumů je v oblastech polárních. Rozdíl mezi noční a denní intenzitou atmosférických šumů je ovlivněn podmínkami šíření krátkovlnných kmitočtů. Na vyšších kmitočtech se uplatňují jen atmosférické šumy lokálního charakteru.

### 2.2.2. Kosmický šum

Tento druh šumu vzniká ve vesmíru v oblasti Mléčné dráhy. Má široké kmitočtové spektrum, ale v oblasti KV se díky ionosféře uplatňuje méně, než v oblasti 30 až 120 MHz, kde převládá. Nad tuto hranici jeho úroveň rychle klesá. Jeho vliv se dá snížit směrovými anténními systémy. Zkoumáním zdrojů kosmického šumu se zabývá radioastronomie.

### 2.2.3. Tepelný šum prostředí indukovaný v anténě

Kromě tepelného šumu odporu antény vzniká v anténě indukovaný šum, který závisí od prostředí anténu obklopujícího a od směru,

ze kterého anténa přijímá signál. Vyjadřujeme jej tzv. šumovou teplotou antény, která je u směrových antén přímo úměrná souhrnu teplot všech zdrojů šumu ve směru hlavního laloku antény. Při směrování v horizontálním směru je šumová teplota stejná jako teplota okolního prostředí. Při směrování do kosmického prostoru lze rozlišit velmi studená místa prakticky bez zdrojů záření od míst teplejších.

Průměrnou teplotu směrové antény, jejíž hlavní svazek je v horizontální rovině, lze pro pásmo 30 až 120 MHz stanovit podle vztahu

$$T_a = \frac{1{,}8 \cdot 10^6}{f^3} \cdot T_o \qquad /\mathrm{MHz},\ ^{o}\mathrm{K}/$$

Pro kmitočty nad 120 MHz je tato teplota rovná přímo $T_o$.

### 2.2.4. Průmyslový šum

Je to šum vznikající jako důsledek lidské činnosti. Jde o soubor nahodilých záření průmyslového původu /sršení, jiskření kontaktů, elektrostatické výboje apod./. Je silný zejména v průmyslových a městských aglomeracích a zřetelný v jejich okruhu. Klesá na venkově a neexistuje v pustých oblastech. Jeho dosah závisí od podmínek šíření toho kterého kmitočtového pásma, na VKV má jen místní charakter /viz obr.6/.

## 2.3. ŠUMOVÉ ČÍSLO

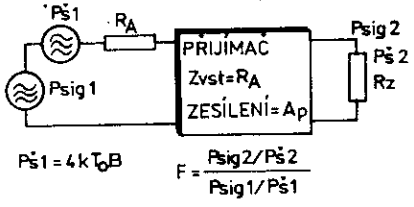
Poměru výkonu signálu ke střednímu výkonu šumu na vstupu radiového přijímače říkáme vstupní poměr signál/šum. Je podle

obr.8 dán poměrem $p_{sig1}/p_{š1}$. Výkon $p_{š1}$ je výkon tepelného šumu na anténní impedanci $R_A$ při teplotě $T_o$ a šířce pásma přijímače B.

Výstupní výkon signálu označíme $p_{sig2}$ a výstupní výkon šumu $p_{š2}$, výstupní poměr signál/šum pak bude $p_{sig2}/p_{š2}$. Šumové číslo přijímače je pak dáno poměrem

$$F = \frac{\text{vstupní poměr s/š}}{\text{výstupní poměr s/š}}$$

Ideální přijímač by vzhledem k tomu, že nešumí, vstupní poměr s/š zachoval a šumové číslo by měl F = 1. Všechny skutečné




**Obr.8. K výkladu o určení šumového čísla z poměru signál/šum na vstupu a na výstupu přijímače**

přijímače však mají vlastní šum a proto mají šumové číslo vyšší, neboť jejich vlastní šum zhorší výstupní poměr s/š. Jestliže například přijímač produkuje v přepočtu na vstup stejný výkon jako anténní odpor $R_A$, zhorší se výstupní poměr s/š dvakrát a takový přijímač bude mít šumové číslo F = 2.

Šumové číslo můžeme vyjádřit v uvedené prosté formě poměru nebo v logaritmických jednotkách dB. Uvedený příklad F = 2 odpovídá šumovému číslu 3dB.

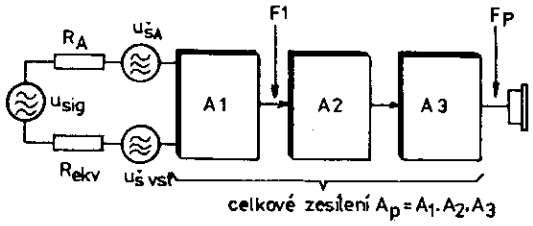
V německé literatuře se používá výraz $nkT_o$. Při definici tohoto čísla se vyšlo z přepočtu šumového výkonu na 1 Hz šíře pásma a číslo n určuje stejně jako F míru zvýšení šumu přijí-

mačem při přepočtu na vstup. Znamená to, že číslo $nkT_0$ a šumové číslo F v prosté formě můžeme považovat za totéž.

Poměr signál/šum můžeme zlepšit:

- dosažením co nejmenšího šumového čísla přijímače;
- maximálním zúžením šířky propustného pásma přijímače.

Na obr.9 je znázorněna přijímací cesta radiového zařízení. První blok představuje vstupní vf zesilovač se zesílením $A_1$, druhý blok je směšovač se zesílením $A_2$ a třetí blok představuje mf a nf zesilovací stupně se zesílením $A_3$. Celkové zesílení




**Obr.9. K výkladu vlivu prvních stupňů přijímače na celkové šumové číslo přijímače**

přijímací cesty je $A_p = A_1.A_2.A_3$. V sérii se zdrojem signálu o napětí $u_s$ a zdrojem šumu reálné složky $R_A$ anténní impedance o šumovém napětí $u_{šA}$ je zapojen na vstupu prvního stupně ekvivalentní šumový odpor tohoto stupně $R_{ekv}$ vytvářející šumové napětí $u_{šekv}$. Toto ekvivalentní šumové napětí představuje šumový přírůstek prvního stupně.

Poměr signál/šum na výstupu tohoto stupně bude:

$$(s/š)_1 = \frac{u^2_{sig}}{\bar{u}^2_{šA} + \bar{u}^2_{švst}}$$

tj. bude o příspěvek šumu prvního stupně horší. Pak šumové číslo prvního stupně bude:

$$F_1 = \frac{(S/š)_{vst}}{(s/š)_1}$$

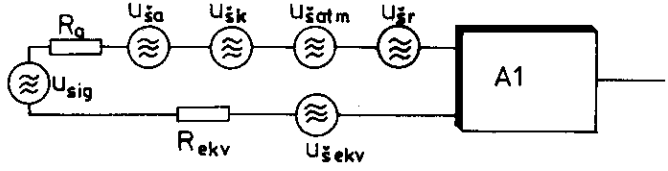
ale úroveň signálu i šumu na výstupu tohoto stupně bude $A_1$ krát větší než šumové napětí dalšího stupně a dále $A_1.A_2$ krát vyšší než šumový příspěvek třetího bloku přijímací cesty.

Z toho plyne, že celkové šumové číslo přijímací cesty $F_p$ je prakticky ovlivněno jen šumovým číslem vstupního vf zesilovače, tj. tento zesilovač musíme řešit s ohledem na co nejmenší vlastní šum a tak, aby měl dostatečné zesílení. Tato úvaha platí v plné míře pro přijímače na VKV pásmech, kde se jako vstupní šum uvažuje jen tepelný šum. Abychom už přímo na vstupu nezhoršovali poměr s/š, nepoužíváme zde pásmové propusti /neboť mají vložný útlum/, ale jednoduché laděné obvody s co nejvyšší jakostí a optimálním šumovým přizpůsobením.

Jiná situace však nastává, je-li prvním stupněm přijímací cesty stupeň, který nezesiluje, ale naopak má ztráty, tj. je-li jeho zesílení $A_1$ menší než 1. Tento případ nastává, je-li vstupním obvodem přijímače diodový směšovač. Pak se $1/A_1$ krát zvýrazní šumový příspěvek druhého stupně a na něm pak závisí šumové vlastnosti takto řešené přijímací cesty. Naštěstí moderní vf tranzistory umožňují realizovat dnes vstupní vf zesilovače i na nejvyšších používaných VKV pásmech a tak se můžeme vyhnout problematickému snížení citlivosti přijímačů pro tyto kmitočty.

Na krátkovlnných pásmech naopak přijímače s diodovými směšovači používáme. Je tomu tak proto, že vnější šumové zdroje svou úrovní vnitřní šumy přijímací cesty podstatně převyšují. Na

obr.10 jsou tyto šumy znázorněny jako přídavné šumové generátory šumových napětí $u_{šk}$ - kosmického šumu, $u_{šatm}$ - atmosférického šumu a $u_{šr}$ - průmyslového šumu. Součet úrovní všech vyjmenovaných šumů je přibližně desetkrát vyšší než šumová úroveň $u_{šekv}$. Tuto zásadu je možno vztahovat na kmitočty do 20 MHz,




Obr.10. Vnější šumové zdroje

/$u_{šk}$ - kosmického šumu, $u_{šatm}$ - atmosférického šumu, $u_{šr}$ - šumu z rušení - průmyslového/, které se přičítají k šumu anténní impedance $u_{ša}$ a k šumu ekvivalentního šumového odporu vstupního zesilovače

jen pásmo 10 m má z tohoto hlediska už skoro VKV charakter. Důvod používání diodových směšovačů na vstupním nebo druhém stupni KV přijímačů je v jejich schopnosti zpracovávat bez zkreslení vysoká vstupní napětí a v odolnosti proti rušení křížovou modulací. Zesílení stupňů před mf filtrem, určujícím šíři propustného pásma, se pak volí $A_1.A_2 \doteq 1$, tj. vf vstupní zesilovač pak svým zesílením kryje ztráty následujícího diodového směšovače.

Nejmenší šumové číslo vstupního zesilovače je dáno jeho vnitřními vlastnostmi, tj. provozními podmínkami, volbou tranzistoru, nastavením pracovního bodu a správným navázáním antény na vstupní obvod.

Z uvedeného plyne, že se budeme ve vstupních obvodech /zvláště na VKV pásmech/ snažit použít tranzistory s co nejlepšími

šumovými vlastnostmi a budeme je provozovat v doporučených pracovních bodech. Řízení zesílení a přeladování vstupního zesilovače je z šumového hlediska naprosto nevhodné.

Navázání antény je kritickým momentem, neboť určuje přizpůsobení anténního výstupu na vstupní obvod. Podrobným zkoumáním bylo zjištěno, že existují dva dosažitelné druhy přizpůsobení - šumové, při kterém se dosahuje minimálního šumového čísla a výkonové, při kterém se dosahuje největšího zesílení signálu. Šumového přizpůsobení se u zesilovačů se společným emitorem, resp. katodou, dosahuje při volnější vazbě, než odpovídá výkonovému přizpůsobení. U zesilovačů se společnou bází, resp. mřížkou, je tomu naopak. Proto moderní VKV přijímače používají tzv. mezielektrodové zapojení, které je kombinací obou uvedených. U takových zapojení je pak možno dosáhnout toho, že šumové a výkonové přizpůsobení je prakticky totožné.

## 3.1. ŠÍŘE PROPUSTNÉHO PÁSMA PŘIJÍMAČE

Prvním z parametrů přijímačů je šumové číslo. Mluvili jsme o něm v minulé části. S otázkou šumového čísla ovšem velmi úzce souvisí šíře pásma při které jej měříme a musíme ji, abychom dostali spolu se signálem co nejméně šumu, omezit co nejvíce. S ohledem na signál ale musí šíře pásma pokrýt celý výkon signálu, tj. kmitočtové spektrum signálu. Šíře spektra přijímaného signálu je tedy rozhodující pro volbu šíře propustného pásma přijímače s ohledem na dosažení nejmenšího šumového čísla. V této části se budeme zabývat jednotlivými druhy provozních signálů.

Šíře spektra telegrafního signálu závisí od rychlosti klíčování:

$$B_{CW} = /1,6 - 2,4/ \ N$$

kde N je rychlost klíčování v pětipísmenných slovech. Z uvedené rovnice plyne, že $B_{CW}$ = 150 až 500 Hz. Při použití menší šíře pásma musíme snížit i rychlost klíčování, např. v kosmických spojích.

Pro SSB signál je šíře pásma dána okrajovými kmitočty spektra, tj. modulačními kmitočty 300 Hz a 2400 Hz. Proto volíme

$$B_{SSB} = 2,1 \text{ kHz}$$

Podobně pro AM signál bude

$$B_{AM} = 4{,}8 \text{ kHz}$$

a pro kmitočtově modulovaný signál se zdvihem f = 5 kHz s indexem modulace m = 2 bude šíře pásma

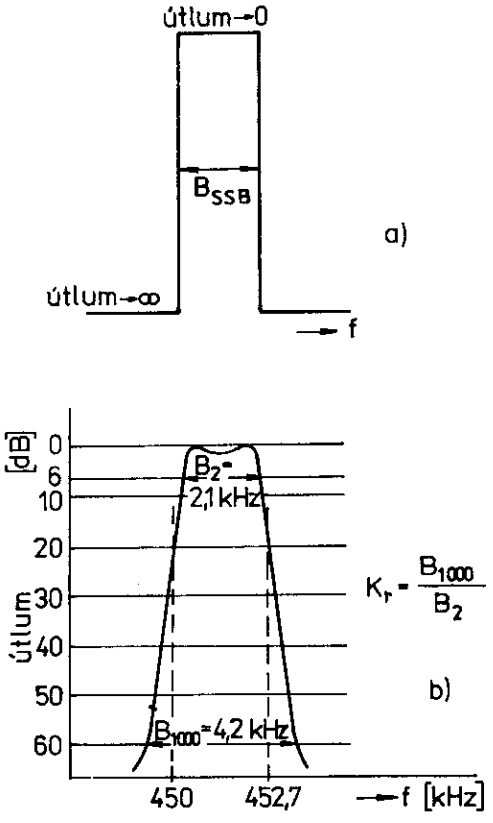
$$B_{FM} = 15 \text{ kHz}$$

Pro velikost poměru signál/šum je rozhodující tzv. šumová šíře pásma. Ta se se skutečnou šíří pásma přijímací cesty shoduje jen tehdy, je-li průběh křivky propustnosti obdélníkový, nebo se mu blíží. Proto v moderních přijímačích zásadně používáme v mf obvodech kvalitní krystalové nebo mechanické filtry, příp. LC filtry na nízkém mf kmitočtu. Zároveň lze z uvedeného pořadí šířek pásma signálů s ohledem na šum odvodit, že CW a SSB provoz je nejvhodnější pro DX práci, kdežto AM a FM provoz pro lokální spojení. To ostatně zkušenosti potvrzují.

Šířku propustného pásma odečítáme z průběhu propustné křivky přijímače /obr.11b/ jako rozdíl kmitočtů s útlumem 6dB, tj. kmitočtů, které odpovídají poklesu výstupního napětí přijímače na polovinu a označujeme ji jako $B_2$.

Z průběhu propustné křivky na uvedeném obrázku lze pozorovat, že pro vyšší hodnoty útlumu se šířka pásma přijímače zvětšuje. Šířku pásma pro hodnotu útlumu 20 dB označujeme jako $B_{10}$, hodnotě 40 dB odpovídá šíře pásma $B_{100}$ a útlumu 60 dB šíře pásma $B_{1000}$.

Velikost těchto hodnot šířek pásma určuje selektivitu přijímače, tj. schopnost přijímače oddělit požadovaný signál od signálů kmitočtově blízkých. Selektivita přijímače je tím větší,




**Obr.11. Celková propustná křivka SSB přijímače**

**a/ ideální**
**b/ skutečná**

čím méně se hodnoty $B_{10}$, $B_{100}$ a $B_{1000}$ liší od hodnoty $B_2$, tj. čím víc se tvar průběhu propustné křivky přijímače blíží obdélníku. Strmost boků propustné křivky přijímače vyjadřujeme pomocí koeficientu pravoúhlosti $K_r$, určeného jako poměr šíře pásma $B_{1000}$ a $B_2$, tj.:

$$K_r = \frac{B_{1000}}{B_2}$$

Ideální obdélníková křivka propustnosti by měla $K_r = 1$. Skutečné mf filtry pro SSB provoz mají $K_r = 1,5$ až 3, filtry pro telegrafní provoz pak $K_r = 3$ až 6.

## 3.2. CITLIVOST PŘIJÍMAČE

Citlivost přijímače omezená šumem se odvozuje jako minimální úroveň vstupního signálu, dávající standardní výkon na výstupu přijímače, dosažený při předem zvoleném poměru signál/šum. Poměr signál/šum přitom volíme zpravidla 10 nebo 20 dB /jen výjimečně lze použít hodnot 6 nebo 26 dB/.

Zapojení obvodu pro měření citlivosti přijímače je na obr.12. Jako zdroj měrného signálu je použit signální generátor, který ke vstupu přijímače s předpokládanou impedancí $Z_{vst}$ přizpůsobíme pomocí odporu $R_a$, jehož hodnotu určíme jako rozdíl $Z_{vst}$ a výstupní impedance generátoru $Z_g$.

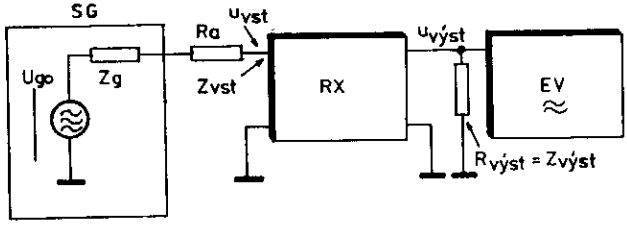
Výstup přijímače je zatížen odporem s velikostí rovnou výstupní impedanci přijímače /impedanci reproduktoru/. K tomuto odporu je připojen střídavý milivoltmetr.

Pro zjednodušení se budeme zabývat jen popisem měřící metody používané pro SSB/CW přijímače. Při nulovém výstupním napětí

signálního generátoru nejprve nastavíme regulátorem hlasitosti výstupní výkon šumu na úroveň $P_{švýst}$ = 0,5 mW, tj. na úroveň výstupního šumového napětí

$$\bar{u}_š = \sqrt{P_{švýst} \cdot R_{výst}}$$

kde $R_{výst}$ je výše zmíněný zatěžovací odpor na výstupu přijímače. AVC přijímače vypneme a vf citlivost nastavíme na maximum.




Obr.12. Zapojení přístrojů pro měření citlivosti přijímače

Po dosažení uvedené hodnoty šumového napětí na výstupu začneme zvyšovat napětí signálního generátoru až do okamžiku, kdy přijímačem zesílený signál dosáhne na výstupu desetkrát vyšší hodnoty než je napětí $u_g$, tj. hodnoty, která odpovídá tzv. normálnímu výkonu 50 mW. Nyní na děliči signálního generátoru odečteme velikost jeho výstupního napětí $u_{go}$ a toto odečtené napětí udáváme jako citlivost přijímače omezenou šumem.

U popsaného měření se dopouštíme určité chyby, neboť spolu s hodnotou výstupního signálu měříme i podloženou šumovou úroveň. To musíme korigovat tím, že zvolenou hodnotu odstupu neudáváme jako poměr signál/šum, ale jako signál + šum/šum (s+š/š). Při měření používáme šířku pásma pro telegrafní provoz, tj. $B_{CW}$. Uvedeným postupem zjištěná citlivost přijímače omezená

šumem bude pak udána jako $u_{vst} = u_{go}$ při poměru s+š/š = 20 dB, $Z_{vst}$ a $B_{CW}$.

Citlivost přijímače pro SSB signál měříme stejným způsobem, ale při šíři propustného pásma $B_{SSB}$ a při použití generátoru dvoutónového signálu. Zpravidla tento speciální generátor nemáme, použijeme proto stejný generátor jako pro CW, ale zjištěné vstupní napětí $u_{vst}$ vynásobíme koeficientem $\sqrt{2} = 1,41$.

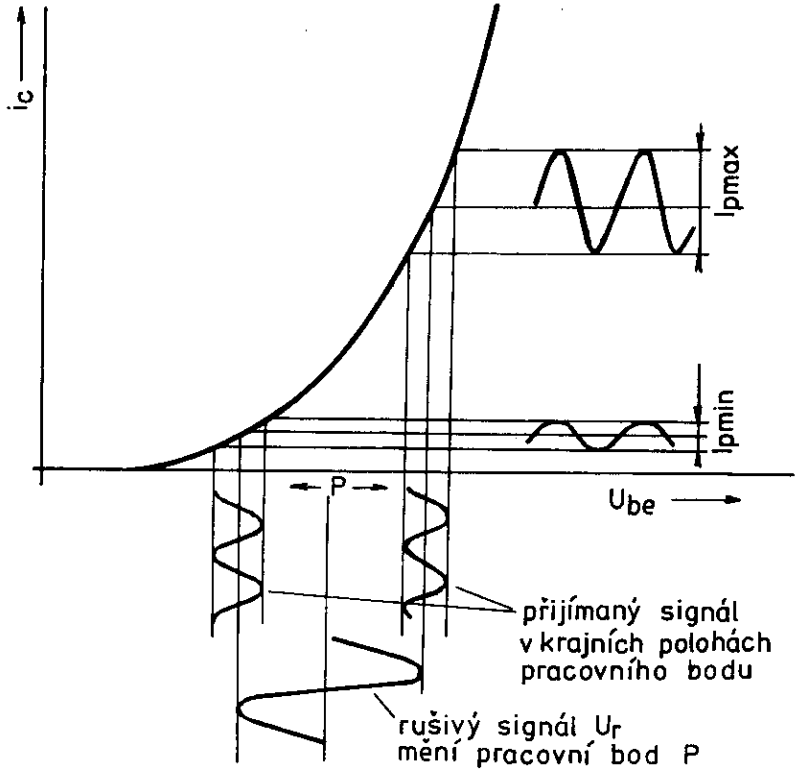
## 3.3. KŘÍŽOVÁ MODULACE

Pod pojmem křížová modulace je chápáno rušení přijímaného signálu jiným /rušícím/ signálem, který sám leží kmitočtově mimo propustné /slyšitelné/ pásmo přijímače a je zpravidla mnohem silnější než vlastní přijímaný signál.

Křížová modulace vzniká pak v podstatě tak, že silný rušivý signál začne měnit pracovní bod těch stupňů přijímací cesty, které leží před obvody určujícími šíři propustného pásma. Na obr.13 je nakreslena napěťová převodní charakteristika npn tranzistoru. Rušivý signál o vysoké amplitudě posunuje pracovní bod P po této charakteristice a slabý přijímaný signál $U_p$ pak mění svůj výstupní proud od $I_{pmin}$ do $I_{pmax}$ podle rušivého signálu. Vzniká pochod podobný modulaci a současně směšování, kterým je na přijímaný signál přenesena modulace rušícího signálu.

Na obr.14a/ je znázorněn vznik křížové modulace, způsobené na CW signálu silným rušivým AM signálem /pro názornost je tento signál modulován tónem/. Kmitočet přijímaného signálu $f_p$ je v propustném pásmu přijímače, kmitočet rušivého signálu $f_r$ s postrannímí kmitočty o $f_m$ výše a níže je v propustném pásmu vf

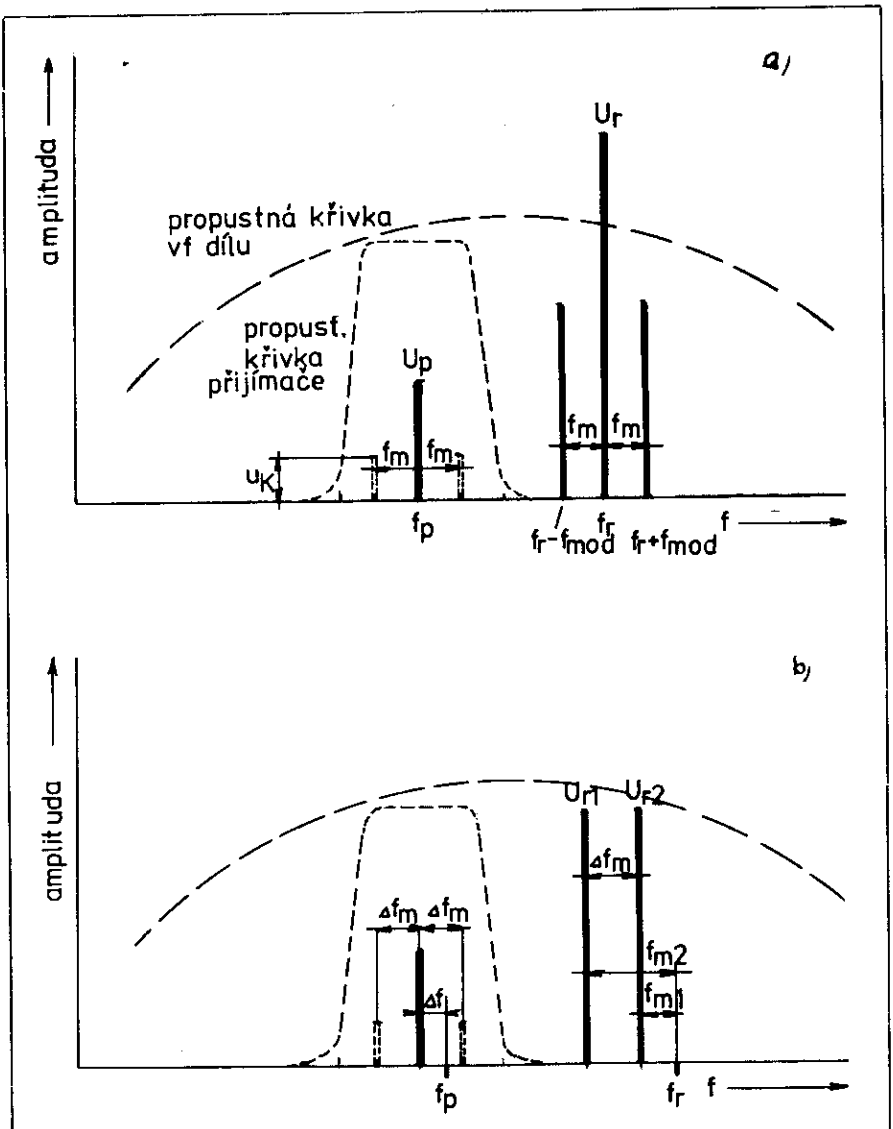
dílu, ale mimo propustnou křivku přijímací cesty. Křížová modulace CW signálu jsou vzniklá parazitní postranní pásma s amplitudou $u_k$.




**Obr.13. Ke vzniku KM u bipolárních tranzistorů**

**/rušivý signál má tak velkou amplitudu, že mění pracovní bod postiženého tranzistoru/**

V části b/ obr.14 je znázorněn příklad vzniku křížové modulace přijímaného CW signálu o kmitočtu $f_p - \Delta f$, kde $\Delta f$ je zázněj. Rušivým signálem je dvoutónový SSB signál /$f_{m1}$ = 300 Hz, $f_{m2}$ = 1 kHz/. Křížovou modulací vzniknou dva parazitní signály,




Obr.14. Vznik křížové modulace

a/ při příjmu CW signálu /působí ji AM signál/
b/ stejný případ, ale rušivým signálem je SSB

které jsou přijímány jako tóny o kmitočtu $\Delta f_m + \Delta f = 1100$ Hz a $\Delta f_m - \Delta f = 300$ Hz, kde $\Delta f_m$ je rozdíl mezi $f_{m1}$ a $f_{m2}$.

Ve skutečnosti nejsou ani přijímané, ani rušivé signály modulovány jen tóny, ale celými modulačními spektry. Tím se situace jen zhoršuje. Není se pak co divit, když na přijímači trpícím křížovou modulací je pásmo přeplněno, zatímco kvalitní přijímač působí dojmem malé citlivosti.

Rušivý signál ovlivňuje přijímaný signál svou modulací o hloubce m a působí křížovou modulaci o hloubce $m_k$, jejíž velikost je dána poměrem

$$KM = \frac{m_k}{m} = s \cdot U_r^2$$

tj. křížová modulace roste s druhou mocninou úrovně rušivého signálu $U_r$. Konstanta s souvisí s průběhem převodních charakteristik stupňů a její výklad je teoreticky náročný. Příjemnější je zjištění, že KM je pro SSB signály

$$KM = \frac{1}{2} s \cdot U_{r1} \cdot U_{r2}$$

tj. je o polovinu menší, než v případě rušení AM signálem.

Opatření, která z vyložených principů vzniku a vlastností KM vyplývají, lze shrnout do několika bodů:

1. Zmenšit počet stupňů postižených KM. Tzn. omezit šíři propustného pásma v přijímací cestě co nejblíže vstupu přijímače, aby rušivé signály byly co nejméně zesilovány, tj.:

a/ volit jen potřebné zesílení vst. zesilovače, případně jej nepoužít vůbec;

b/ použít jen jeden nezbytný směšovač;

c/ před směšovačem použít /s cílem dosažení co nejvyšší se-

lektivity na vf/ kvalitní laděné obvody. Pro zvlášť těžké příjmové podmínky je vybavit násobičem Q;

d/ hned za směšovačem použít filtr soustředěné selektivity, určující potřebně propustné pásmo.

2. Použít na stupních ohrožených KM co nejlineárnější zesilovače, resp. směšovače se schopností zpracovávat nejvyšší rozkmity vstupního signálu, tj:

a/ na vstupním zesilovači použít výkonové tranzistory v lineárním režimu /třída A/;

b/ neřídit zesílení vstupního zesilovače změnou pracovního bodu;

c/ použít k linearizaci vf zesilovače i záporné zpětné vazby, s cílem potlačit co nejvíce zkreslení způsobující KM;

d/ na směšovači používat jen přetižitelné obvody, např. s diodami v symetrickém zapojení. Správně nastavit injekci oscilátorového napětí, s ohledem na minimum KM;

e/ s výhodou použít v celé vf cestě symetrických zapojení vzhledem k jejich vyšší linearitě.

3. Ze závislosti KM na druhé mocnině úrovně rušivého signálu, tj. na jeho výkonu, plyne:

a/ nutnost přesného výkonového přizpůsobení ve všech obvodech ohrožených vznikem KM. Z tohoto hlediska je výhodnější použít na těchto stupních bipolární tranzistory před FETy, které nelze dokonale přizpůsobit. Směšovače s diodami je nutno řešit širokopásmově, s přesným odporovým vyvážením a přizpůsobením na vstupech i výstupu;

b/ vhodnost použití regulovaného útlumu na vstupu přijímače. Signál se zeslabí n-krát, KM však $n^2$-krát!

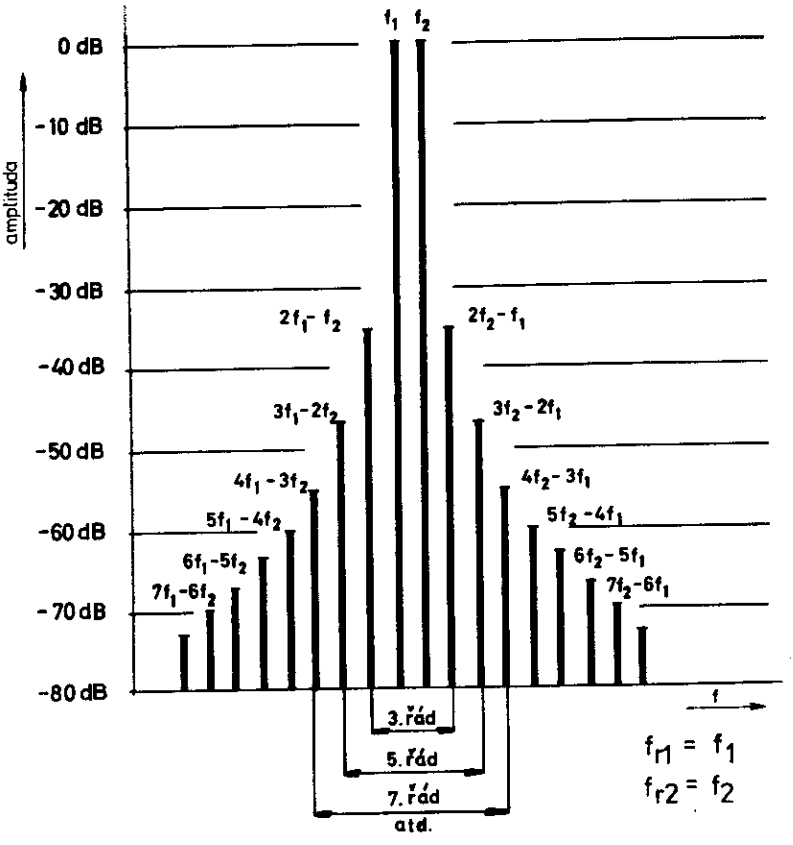
## 3.4. INTERMODULACE

Na obr.14b/ jsme znázornili vznik KM mezi dvoutónovým SSB signálem a CW signálem. Současně si na tomto příkladě můžeme vyložit vznik druhé podstatné složky rušení příjmu, která vzniká v principu stejně jako KM.

Kmitočtové složky rušivého signálu $U_{r1}$ a $U_{r2}$ působí nejen výše popsanou KM, ale přebudí-li přijímací cestu, vzniká jejich vzájemným "směšováním" tzv. intermodulační zkreslení, které se projeví jako celý vějíř parazitních kombinačních kmitočtů $f_k$ /obr.15/, rozložených symetricky okolo rušivého signálu. Kombinační kmitočty mají tím vyšší úroveň, čím vyšší je nelinearita díky které vznikají, a jsou dány rovnicí

$$f_k = m \cdot f_{r1} \pm n \cdot f_{r2}$$

kde m, n jsou čísla 0,1, 2, 3 atd. a součet m + n je tzv. řád kombinačního kmitočtu. Součtové i rozdílové kmitočty sudých řádů, kdy m + n je sudé číslo, padají daleko mimo propustné pásmo přijímače a neruší. Zato rozdílové kombinační kmitočty lichých řádů /m + n je liché číslo/ vytvoří zmíněný vějíř v těsné blízkosti obou kmitočtů $f_{r1}$ a $f_{r2}$. Např. kmitočty třetího řádu jsou $f_{k3} = 2f_{r1} - f_{r2}$ resp. $2f_{r2} - f_{r1}$, pátého řádu $f_{k5} = 3f_{r1} - 2f_{r2}$ atd. Všechny kombinační kmitočty jsou od sebe vzdáleny o rozdíl mezi kmitočty $f_{r1}$ a $f_{r2}$. V příkladě uvedeném na obrázku 15 by spektrum kombinačních kmitočtů intermodulace zasahovalo do přijímaného pásma svým okrajem. Intermodulace však může vzniknout i je-li silný kmitočet přijímaným kmitočtem a to v případě, přebudí-li některý stupeň přijímací cesty. Tak může intermodu-



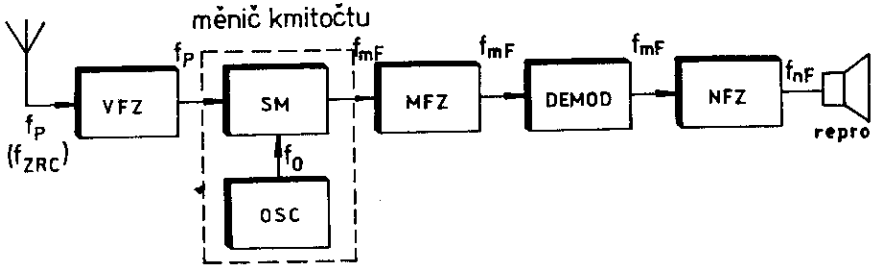

Obr.15. Intermodulační produkty lichých řádů, vznikající při zkreslení SSB signálu

/kmitočty $f_1$ a $f_2$ odpovídají dvěma modulačním kmitočtům $F_1$ a $F_2$/

lace vzniknout v mezifrekvenčním zesilovači, nebo často vzniká na demodulátoru. Zabránit tomu lze pouze správným rozložením zesílení v přijímači a jeho dobrou regulační charakteristikou. K potlačení IM v mezifrekvenčním zesilovači a hlavně v demodulátoru přispěje podstatnou měrou správně fungující AVC. Je potřeba také správně nastavit injekci pomocné nosné /BFO/ pro příjem SSB a CW.

## 3.5. POTLAČENÍ NEŽÁDOUCÍCH KMITOČTŮ

Až na některé výjimky pracují dnes prakticky všechny komunikační přijímače v superhetovém zapojení, blokově znázorněném na obr.16. Z principu směšování kmitočtů, na kterém superhet




Obr.16. Blokové schéma superhetu

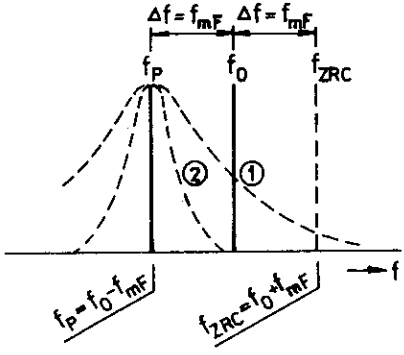
/VFZ - vf vstupní zesilovač, SM - směšovač, OSC - oscilátor přijímače, MFZ - mezifrekvenční zesilovač, DEMOD - demodulační obvody, NFZ - nízkofrekvenční zesilovač/

pracuje, vyplývá nejen možnost příjmu požadovaného kmitočtu, ale i jiných nežádoucích kmitočtů.

Vznik zrcadlového kmitočtu je znázorněn na obr.17. Z tohoto obrázku je zřejmé, že směšováním s kmitočtem oscilátoru $f_o$ podle rovnice

$$f_p - f_o = f_{mf}$$

je možné získat mezifrekvenční kmitočet $f_{mf}$ nejen z kmitočtu $f_p$, ale i z kmitočtu $f_{zrc}$, který na kmitočtové ose leží "zrcadlově" k přijímanému kmitočtu $f_p$ přes kmitočet oscilátoru $f_o$.




Obr.17. K pojmu zrcadlové selektivity

/při propustné křivce vf vstupního zesilovače, označené 1, je $f_{zrc}$ potlačená málo, selektivnější průběh 2 potlačí $f_{zrc}$ pod požadovanou úroveň/

Proto je zrcadlový kmitočet vždy vzhledem k přijímanému posunut o dvojnásobnou hodnotu mezifrekvenčního kmitočtu $f_{mf}$. Způsobuje nejednoznačnost příjmu a proto se jej snažíme co nejvíc potlačit. Dosahujeme toho tím, že před směšovač zařadíme rezonanční obvody laděné na přijímaný kmitočet $f_p$.

Míra potlačení zrcadlového kmitočtu závisí na průběhu celkové útlumové charakteristiky těchto obvodů, tj. na selektivitě vf vstupních obvodů. Požadovanou hodnotu potlačení zrcadlového kmitočtu, obvykle více než 50 dB, lze dosáhnout:

a/ při daném mf kmitočtu dosažením dostatečné selektivity vf vstupních obvodů, aby kmitočet $f_{zrc}$ ležel na jejich celkové propustné křivce, v místě s útlumem alespoň rovným požadovanému potlačení;

b/ při běžně dosažitelné selektivitě vstupu volbou tak vysoké hodnoty mf kmitočtu, aby $f_{zrc}$ byl utlumen o hodnotu požadovaného potlačení /nebo o hodnotu vyšší/.

Moderní přijímače jsou řešeny zpravidla podle bodu b/. Hodnota jejich mf kmitočtu se pohybuje v rozmezí 5 až 10 MHz. Tím je i při střední selektivitě vf obvodů vstupu zpravidla zaručeno dostatečné potlačení $f_{zrc}$ v celém KV rozsahu. Na VKV rozsazích je třeba obě uvedené zásady kombinovat. Nedostatečná zrcadlová selektivita způsobuje příjem rušení a šumu na $f_{zrc}$ a tím zhoršuje i šumové číslo přijímače.

Potlačení pronikání mf kmitočtu dosahujeme podobně jako potlačení zrcadlových kmitočtů, tj. především pečlivou konstrukcí vf vstupu, jeho stíněním a zablokováním všech cest, kudy by mohl tento kmitočet do mf zesilovače pronikat. Rozhodující je nejen selektivita vstupních obvodů, ale také správná volba mf kmitočtu. Existují jisté zcela konkrétní kmitočty, resp. kmitočtové oblasti, ve kterých je nevhodné volit mf kmitočet.

Je to pochopitelně především pracovní pásmo přijímače a jeho kmitočtově blízké okolí. Mf kmitočet má vyhovovat empirickému vzorci

$$\frac{|f_p - f_{mf}|}{f_{mf}} \geq 0{,}2$$

kde $f_p$ je nejbližší kmitočet amatérského pásma a $f_{mf}$ je zkoumaný mf kmitočet. Při použití vyváženého směšovače se koeficient v uvedené nerovnosti zmenší na hodnotu 0,1.

Dále nesmí mf kmitočet ležet v rozsazích krátkovlnných rozhlasových pásem, neboť síla stanic pracujících na těchto pásmech je někdy tak značná, že se jejich pronikání nedá zabránit. Proto

se vyplácí při návrhu zařízení prozkoumat kmitočet zamýšleného mf filtru; nejlépe poslechem na dobrém přijímači. K dosažení minimální hodnoty potlačení mf kmitočtu o 80 dB je také možno použít odlaďovačů tohoto kmitočtu, zařazených do vstupní části přijímací cesty.

## 3.6. PRINCIPY ZAPOJENÍ PŘIJÍMAČŮ PRO AMATÉRSKÁ PÁSMA

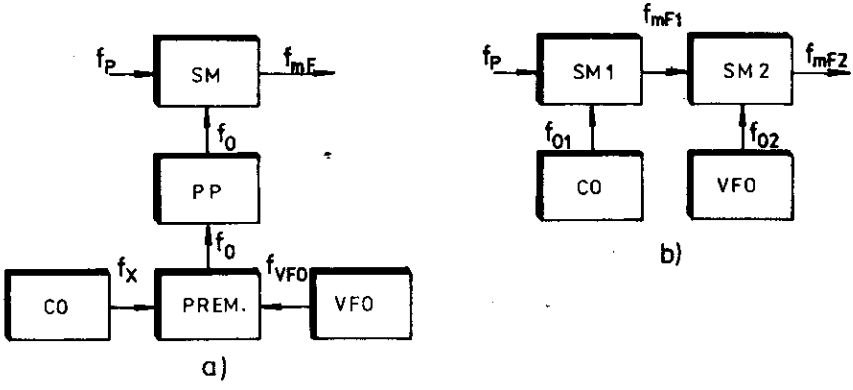
Přijímač pro amatérské KV a VKV pásma je co do parametrů charakterizován základními vlastnostmi, o kterých jsme se zmínili v předchozích částech. Dále je pro takový přijímač typické velmi jemné ladění kmitočtu v úzkých sektorech přidělených pásem, vysoká stabilita naladěného kmitočtu a schopnost přijímat základní druhy používaných signálů. Blokové schéma celého přijímače je na obr.16.

První částí přijímače, do které přichází přijímaný signál, je zpravidla vf zesilovač /preselektor/. Jeho obvody jsou buď nastaveny na přijímané pásmo, nebo přepínány na více pásem a laděny několikanásobným ladícím kondenzátorem nebo indukčností. Při volbě pásma přepínáme prvky laděných obvodů několikanásobným přepínačem nebo karuselem. Tímto přepínačem se současně volí i kmitočet oscilátoru v následujícím kmitočtovém měniči.

Kmitočtový měnič se v základní znázorněné verzi skládá ze směšovače a oscilátoru. Jednoduchý přepínaný oscilátor je přijatelným řešením pro přijímače do cca 10 MHz. Na vyšších pásmech je možno dosáhnout dostatečné kmitočtové stability jen za cenu pečlivé mechanické konstrukce. Tomu se vyhýbá zapojení směšovacího oscilátoru, jehož blokové zapojení je na obr.18a/.

Směšovací kmitočet zde vzniká jako výsledek směšování pevného kmitočtu krystalového oscilátoru a proměnného oscilátoru VFO.

Pomocný směšovač se nazývá premixer. Se změnou pásma přepínáme u tohoto systému jen krystaly CO a výstupní pásmové propusti premixeru. Výhodou je jedna ladící stupnice pro všechna




Obr.18.
a/ Blokové schéma zapojení konverze kmitočtu používajícího premixer /CO - krystalový oscilátor, VFO - laditelný oscilátor, PREM - premixer, PP - pásmové propust filtrující kmitočtové pásmo kmitočtu $f_0$/
b/ Blokové schéma konvertorového způsobu směšování v přijímačích a transceivrech

pásma, nevýhodou nebezpečí vzniku parazitních příjmů kombinačních kmitočtů z premixeru.

Předpokladem použití jednoho směšování v přijímací cestě je dostatečně vysoký mf kmitočet /vyšší než cca 3 MHz/. Nízký kmitočet filtru soustředěné selektivity vede k složitějším zapojením kmitočtových měničů na principu dvojího směšování. Zapojení podle obr.18b/ se nazývá konvertorové směšování. Zde se přijímané kmitočtové pásmo překládá do pásma tzv. mezifrekvenčního přijímače, tvořeného druhým směšovačem a oscilátorem s násled-

nými obvody. Pásmo pak volíme přepínáním pevného kmitočtu prvního oscilátoru, ladění v pásmu se provádí laděním druhého oscilátoru.

Vzhledem k tomu, že přidáním dalšího směšování se pro signál prodlouží přijímací cesta mezi vstupem a mf filtrem, je pak odolnost proti křižové modulaci podstatně nižší. Další nevýhodou je možnost vzniku nežádoucích směšovacích produktů, které se projeví zázněji /slavíci/.

Za kmitočtovým měničem zařazujeme prvek soustředěné selektivity. Bývá to zpravidla krystalový, mechanický, keramický, nebo LC filtr. Rozloženou selektivitu, tj. získávání celkové selektivity v mf zesilovači s pásmovými propustmi, prakticky neužíváme, neboť se možnost vzniku KM a IM rozšiřuje na další stupně.

Použití prvku soustředěné selektivity umožňuje řešit změnu šíře propustného pásma prostým přepnutím jednotlivých filtrů.

V mezifrekvenčním zesilovači přijímače získáváme hlavní část celkového zesílení přijímací cesty /okolo 80 dB/, což klade důraz na zabezpečení stability jeho funkce. Zesílení mf zesilovače musí být regulovatelné jak ruční, tak automatickou regulací zisku. Smyslem činnosti ruční regulace a automatické regulace zisku /AVC/ je nastavit zesílení celé přijímací cesty tak, aby bylo vzhledem ke kolísavé síle jednotlivých signálů zabráněno přebuzení přijímače signálem a aby bylo vyrovnáno kolísání působené únikem a jinými vlivy. Vzhledem k zachování maximální citlivosti přijímače v oblasti slabých signálů působí AVC teprve od vstupní úrovně, odpovídající středně silným signálům. Tomuto posunutí funkce automatiky o jistou úroveň říkáme zpožděné AVC, ačkoliv s časovými charakteristikami nemá tento pojem nic

společného. Časové konstanty AVC jsou doby reakce AVC na náhlý vzrůst, resp. náhlý pokles úrovně vstupního signálu, během kterých obvody AVC doregulují zesílení přijímače do požadovaných mezí. Rozeznáváme náběžnou časovou konstantu AVC /pro AM, SSB i CW je v rozmezí 0,001 až 0,01 s/, která určuje dobu reakce na skokový vzrůst vstupního signálu a sestupnou časovou konstantu, určující dobu reakce AVC na skokový pokles vstupního signálu přijímače. Délka sestupné časové konstanty je pro AM a SSB v rozmetí 0,2 - 1 s, pro telegrafii se volí delší než 1 s.

Účinnost AVC se vyjadřuje jako velikost potřebné změny vstupního napětí pro změnu výstupního výkonu přijímače o 10 dB. Účinnost AVC u SSB a CW přijímačů bývá zpravidla 40 až 60 dB.

Demodulace přijímaných signálů se uskutečňuje v demodulačních obvodech. Jako demodulační obvody používáme pro AM amplitudový detektor, pro FM kmitočtový diskriminátor a pro CW a SSB tzv. produktdetektory. Pomocný nosný kmitočet pro demodulaci obou posledních signálů vytváříme v záznějovém oscilátoru /BFO/.

V demodulátoru získaný nf signál vedeme přes regulátor hlasitosti do několikastupňového nf zesilovače, který jej zesílí na úroveň, potřebnou pro dostatečně hlasitou reprodukci ve sluchátkách nebo reproduktoru.

Stručně probrané blokové schéma základního zapojení přijímače uzavřeme výpočtem rozložení zesílení po přijímací cestě. Pro klasicky řešený přijímač bude:

| | |
|---|---|
| Vf zesilovač | asi 20 dB |
| Směšovač | 10 dB |
| Mf zesilovač | 70 dB |
| Nf zesilovač | 30 dB |
| Celkem | 130 dB |

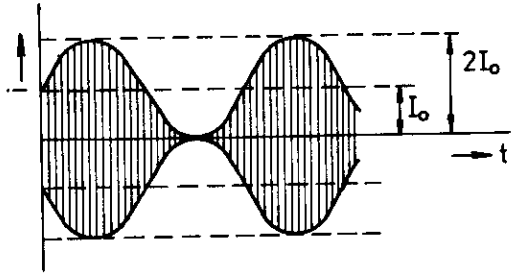
Moderně řešený přijímač s dobrou odolností proti KM bude mít vf zesílení okolo 10 - 15 dB, směšovač s diodami bude mít ztrátu cca -8 dB. Potřebné zesílení dosáhneme zvýšením hodnot na mf a nf stupních. Uvedené zesílení nelze prakticky na KV pásmech využít, na VKV stačí k dosažení maximální citlivosti.

## 4.1. ZVÝŠENÍ EFEKTIVNOSTI VYSÍLAČE PŘI PROVOZU SSB

Na obr.19 je znázorněn časový průběh AM signálu, modulovaného tónem s hloubkou modulace 100%. Vf proud i je dán rovnicí, která se skládá ze tří složek.

$$i = \underbrace{I_o \cdot \cos \omega_o t}_{\text{proud nosné}} + \underbrace{\frac{mI_o}{2} \cos /\omega_o + \Omega/t}_{\text{proud USB}} + \underbrace{\frac{mI_o}{2} \cos /\omega_o - \Omega/t}_{\text{proud LSB}}$$

kde $I_o$ je vf proud nosné bez modulace, $\omega_o = 2\pi f_o$ a $\Omega = 2\pi F$ /F je kmitočet modulačního tónu/ a m je index hloubky modulace. Pro 100% modulaci je m = 1.



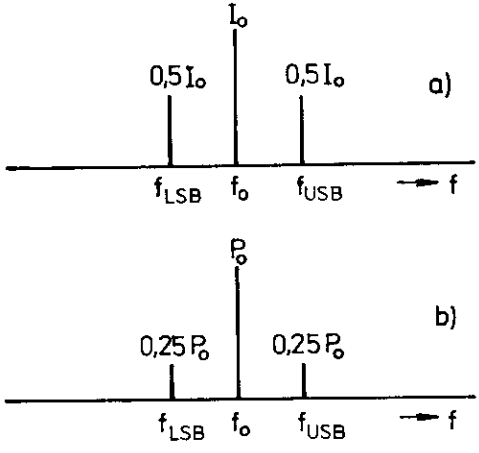

**Obr.19. K výkladu výkonových poměrů složek amplitudové modulace**

Maximum modulačního průběhu odpovídá stavu, kdy v uvedené rovnici jsou oba kosiny rovny 1, tj. proud v maximu obálky je $I_{max} = 2I_o$ a výkon $P_{max} = 4P_o$ kde $P_o$ je výkon nosné. Výkon ve

špičce modulační obálky je čtyřnásobný, neboť výkon roste s druhou mocninou proudu. Při plném vybuzení je tento výkon zpravidla maximálním výkonem, který je vysílač schopen lineárně odevzdat a nazýváme jej telegrafní výkon vysílače. Trvalý výkon, který při AM musí vysílač produkovat, je:

$$P_{AM} = P_o \left/ 1 + \frac{m^2}{2} \right/$$

čili pro 100% modulaci s m = 1 je $P_{AM} = 1{,}5\ P_o$. Výkony postranních kmitočtů jsou pak $P_{DSB} = 0{,}5\ P_o$ a výkon jediného postranního kmitočtu je pak zřejmě poloviční, tedy $P_{SSB} = 0{,}25\ P_o$.




Obr.20. Proudové /a/ a výkonové /b/ poměry u amplitudové modulace

Aniž bychom narušili lineární režim koncového stupně, můžeme celý telegrafní výkon vysílače využít při potlačení nosné a jednoho postranního kmitočtu využít pro zesílení zbylého SSB signálu. Tj. SSB kmitočet můžeme zesílit až na hodnotu $P_{SSB} = 4\ P_o$,

tj. výkon nesoucí informaci bude osmkrát vyšší než u původní AM. Představuje to zisk 9 dB.

To však není všechno. Hovorem modulovaný SSB signál má svůj amplitudový průběh, odpovídající slabičnému charakteru řeči. Jeho výkonovou úroveň nelze vyjádřit efektivními hodnotami, ale jen hodnotami špičkovými a středními. Špičkový výkon SSB signálu se označuje zkratkou PEP /z angl. "peak envelope power" - výkon ve špičkách obálky/. Vysílač nemůže odevzdat vyšší PEP než je jeho telegrafní výkon, aniž by přitom došlo ke zkreslení signálu ve špičkách.

Střední výkon SSB signálu je rozložením výkonu jednotlivých slabik a slov do délky relace. Je proto mnohem nižší než PEP. Pro běžnou nekomprimovanou modulaci lze bezpečně počítat s poměrem špičkového a středního výkonu 5 : 1. Pro telegrafii a komprimovanou modulaci je pochopitelně tento poměr menší, cca 3 : 1. Z těchto poměrů vyplývají ovšem velmi výrazné závěry pro konstrukci vysílače pro SSB provoz.

Vysílač AM s výkonem nosné 50 W měl totiž při 100% modulaci tónem výkon 75 W a při účinnosti koncového stupně asi 50% ztrátu na PA rovněž 75 W. Příkon z napájecího zdroje byl tedy 150 W. Při konstrukci tohoto vysílače se musely použít takové elektronky, které uvedenou anodovou ztrátu snesly a které umožňovaly svými proudovými parametry telegrafní výkon 200 W, tj. 4 $P_o$. Zde je důležité si uvědomit, že hledisko anodové ztráty je u koncových stupňů podstatné, neboť špičkové proudy moderních elektronek by dovolily takové telegrafní výkony, při kterých vede mnohonásobné překročení anodové ztráty ke zničení elektronek /ale i tranzistorů, jsou-li tyto na PA použity/. Vzhledem k te-

pelné setrvačnosti odpovídá ztrátový výkon střednímu výkonu vysílače.

Se stejným vysílačem je v provozu SSB možno dosáhnout stejného středního ztrátového výkonu, tj. 75 W, tehdy, bude-li PEP ztrátový výkon cca pětkrát vyšší, tj. 375 W. Tedy při stejné účinnosti bude výkon také 375 W PEP a příkon celého koncového stupně bude součtem obou těchto výkonů, tj. bude 750 W PEP.

Proti 25 W výkonu postranního pásma u AM je 375 W PEP výkonu při SSB patnáctinásobným zvýšením výkonu přenášejícího informaci, přičemž můžeme použít původní napájecí zdroj s příkonem 150 W, neboť střední příkon SSB vysílače nebude větší.

Při CW provozu pak musí příkon vysílače klesnout na 3/5 příkonu PEP při SSB /viz poměr výkonů 3 : 1/ a bude cca 450 W.

Praktické hodnoty příkonů a výkonů budou o cca 10% nižší, neboť musíme uvážit příkon klidového proudu koncového stupně. Ladění takového koncového stupně je také potřeba provádět s ohledem na časovou závislost střední ztráty stupně, tj. ladíme v krátkých intervalech; jinak běžné zaklíčování vysílače pomocí cihly má charakter ladění destruktivního.

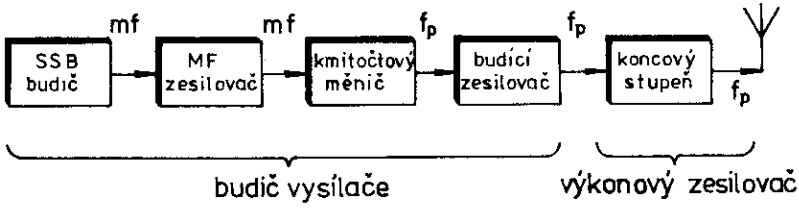
Závěr: Pro stejnou sdělovací účinnost jako měly původní AM vysílače jsou SSB vysílače řešeny s výkonovými stupni s mnohem nižším ztrátovým výkonem. Konstrukčně pak vycházejí mnohem menší, lehčí a nenáročnější co do provedení a požadavků na speciální součásti. Také zdroje jsou vzhledem k malému střednímu příkonu mnohem menší a tento příkon je čerpán pouze pro přenos informace.

## 4.2. POŽADAVKY KLADENÉ NA AMATÉRSKÝ VYSÍLAČ

V zásadě se každý vysílač skládá ze dvou funkčních celků, a to budiče vysílače a koncového zesilovače výkonu. Budič vysílače je v podstatě malý vysílač, jehož úkolem je signál vytvořit a zesílit jej na úroveň potřebnou pro vybuzení koncového zesilovače výkonu. Například budič SSB/CW vysílače v sobě zahrnuje:

- budič SSB signálu, pracující na kmitočtu mezifrekvence
- mezifrekvenční zesilovač
- měniče kmitočtu signálu
- selektivní vf zesilovač
- klíčovací obvody.

Koncový zesilovač výkonu zesiluje signál z budiče na požadovanou úroveň výkonu, přičemž se ostatní parametry signálu neměnní. Výjimkou je jen míra intermodulačního zkreslení, která zpravidla závisí na nastavení pracovních podmínek tohoto stupně.




Obr.21. Blokové schéma SSB vysílače

Požadavky na vysílač amatérské stanice jsou podstatně přísnější než na přijímač. Je to tím, že vysílač je aktivním prvkem radiového provozu a nekvalitní vysílání je nepřípustné.

Žádoucím vyzařováním vysílače je vlastní signál. Nežádoucí

vyzařování dělíme na dvě skupiny - nežádoucí vyzařování v těsném okolí vysílaného signálu a nežádoucí vyzařování na jiných kmitočtech.

Nežádoucí vyzařování v okolí CW signálu poznáme z jevu zvaného "kliksy". Je to projev rozšířeného kmitočtového spektra telegrafního signálu, způsobeného ostrými náběžnými a sestupnými hranami jednotlivých značek. Důležité je proto správné tvarování značek klíčovacími obvody, tj. "zakulacení" průběhů značek.

V okolí SSB signálu se projevuje obdobný jev, způsobený intermodulačním zkreslením. Vznik tohoto zkreslení jsme probrali v předchozí části, v odstavci 3.4. U vysílačů vzniká intermodulační zkreslení především na nelinearitách v signálové cestě, hlavně pak v koncovém zesilovači výkonu. Dobře nastavený vysílač má tyto intermodulační produkty lichých řádů pod hranicí -25 dB pod úrovní signálu. Vyšší úroveň těchto parazitních produktů se projeví jako tzv. "spletry".

Nežádoucí složkou SSB signálu je také zbytková úroveň nosného kmitočtu. Má být proti vlastnímu signálu potlačena nejméně o 40 dB, jinak se okrádáme o účinnost vysílání a signál není SSB.

Nežádoucí vyzařování na jiných kmitočtech vyplývá obvykle z kmitočtového plánu vysílače, tj. ze způsobů kmitočtových změn v signálové cestě vysílače. Při nesprávné konstrukci vysílače mohou být totiž vyzařovány pronikající kmitočty oscilátorů, kombinační kmitočty a nejvíce násobné kmitočty - tzv. "vyšší harmonické". Všechny tyto produkty je třeba důkladně potlačit, zvlá-

ště pak ty, které spadají do rozhlasových a televizních pásem. Případné rušení v těchto pásmech má nepříjemné následky.

Posledním parametrem, který si probereme, je velikost výkonu amatérské stanice. Je omezena především povolovacími podmínkami na 40, 150 a 500 W příkonu koncového stupně. Na dvě nižší třídy stavíme vysílače které mají v podstatě charakter budičů, na dosažení příkonu třídy A pak přidáváme lineární koncový stupeň.

Ke snaze zvyšovat výkon amatérských vysílačů mnohdy až přes povolenou mez je třeba říci několik slov. Síla signálu naší stanice v místě, se kterým chceme navázat spojení, závisí především na velikosti efektivního vyzářeného výkonu do směru, kterým toto místo leží. Tento výkon je, stručně řečeno, dán ziskem antény a skutečnou úrovní výkonu na vstupních svorkách antény. Dvojnásobné zvýšení výkonu znamená zisk pouze 3 dB, dobrá směrovka má zisk od 6 do 12 dB a navíc je selektivní a směrová. Proto by mělo být naší snahou pečlivě řešit přenos výkonu a vlastní antény - rušení se sníží a naše slyšitelnost se zvýší bez zbytečného riskování a potíží.

## 5.1. DECIBELY

Vzhledem k velkému rozsahu výkonů pracovních signálů v radiotechnice je výhodné vyjadřovat poměry úrovní signálů v logaritmických jednotkách - decibelech. Důležité je nejdříve si uvědomit, že decibel je jednotka poměrná, tj. srovnáváme vždy výkonovou úroveň alespoň dvou signálů navzájem /např. vstupního a výstupního u zesilovače/, nebo dvou úrovní téhož signálu /např. výstupní signál ze směrové antény po nasměrování a odsměrování/. Poměr dvou výkonů 10 : 1 bude odpovídat 10 dB, poměr výkonů 100 : 1 pak 20 dB, poměr 1000 : 1 /čili $10^3$/ je 30 dB atd. Podobně obrácené poměry, odpovídající zeslabení např. 1 : 10 výkonu, je -10 dB, dále 1 : 100 čili $10^{-2}$ bude -20 dB apod. Tyto hodnoty přepočtu poměrů výkonu na decibely vyplývají z rovnice

$$\text{hodnota v dB} = 10 \cdot \log. P_2/P_1 \qquad / \ .1/$$

kde $P_1$ a $P_2$ jsou srovnávané výkonové úrovně signálu. Poměry výkonů, které jsme si uvedli, vyplývají z toho, že pro poměr 10 : 1 je logaritmus roven 1, pro 100 : 1 je roven 2 atd. Ostatní necelé poměry pak mají svůj logaritmus uveden v tabulkách, nebo jej odečítáme na logaritmickém pravítku /nebo kalkulačce/. To je ovšem pro běžnou radioamatérskou praxi nepraktické a proto nepoužívané. S hodnotami v decibelech se pak raději provádějí

různá kouzla, která nemají se skutečností nic společného. Uvedeme si nyní jednoduchý způsob, jak se zacházení s decibely naučit. Z uvedené rovnice plyne, že pro poměr výkonů $P_2/P_1 = 2$ je logaritmus skoro přesně 0,3, tj. poměr je 3 dB. Bude-li se například jednat o zesilovač, znamená to, že zesilovač, který zesiluje výkon dvakrát, má výkonové zesílení rovno 3 dB. Bude-li ale tentýž zesilovač mít v dalším případě výkonové zesílení čtyřikrát, tj. dvakrát více než v předchozím případě /tedy o 3 dB/, bude to v decibelech hodnota 6 dB. Je to logické, neboť 4 = 2 x 2, což v dB odpovídá 3 + 3 dB. Sestavíme si tabulku:
zesílení výkonu je

2x tj. 3 dB

4x tj. 2x2 čili 3 + 3 = 6 dB

8x tj. 2x2x2 čili 3 + 3 + 3 = 9 dB

10x je 10 dB /viz předchozí text/

20x je 2x10, čili 3 + 10 = 13 dB a dále například

100x je 20 dB, neboť 10x10 odp. 10 + 10 = 20 dB

400x je 26 dB, neboť rozloženě je 2x2x10x10

a podobně pro jiný poměr.

Mezi uvedenými hodnotami si už klidně můžeme dovolit pro běžné úvahy interpolovat. Tak například zesílení výkonu šestkrát je mezi hodnotami čtyřikrát a osmkrát, tj. mezi 6 dB a 9 dB, tedy přibližně 7,5 dB. /Přesně to je 7,78 dB - chyba je zanedbatelná./

Příklad: Zesilovač má zisk 16 dB. Kolikrát výkonově zesiluje? Rozložíme si hodnotu 16 dB na součet 10+3+3, který odpovídá součinu 10x2x2=40. Zesilovač zesiluje výkon čtyřicetkrát.

U zesilovacích stupňů i u jiných obvodů však měřícími přístroji neměříme přímo vstupní a výstupní výkony, ale měříme vstupní a výstupní napětí. Máme-li u měřeného obvodu nestejné vstupní a výstupní impedance, musíme výkony zjistit pomocí známého vztahu $P = U^2/R$, kde R je reálná složka příslušné impedance.

Příklad: Přijímač má zesílení 130 dB, výstupní impedanci 4 Ω, vstupní impedanci 50 Ω. Jaký je vstupní výkon a jaké je vstupní napětí, je-li výstupní výkon 1 W?

Hodnota 130 dB zesílení představuje vstupní výkon $10^{-13}$ W, tj. 0,1 pW /pikowattu/ - při 1 W na výstupu. Na vstupní impedanci 50 Ω představuje tento výkon napětí $U = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{10^{-13} \cdot 50} = 2{,}24$ μV. Podobně určíme i velikost výstupního napětí, které bude 2 V.

Máme-li měřit uvažovaný poměr výkonu, resp. napětí na stejné impedanci, např. na rezonančním obvodu, výstupu jakéhokoliv obvodu, napájecím vedení apod., je možné vyjádřit poměr úrovní signálu přímo poměry z napětí podle vzorce:

$$\text{hodnota v dB} = 20 \cdot \log U_2/U_1 \qquad /.2/$$

Je to stejný vzorec jako pro výpočet z poměrů výkonů, jen "počet decibelů" je dvojnásobný - ovšem jen zdánlivě. Porovnáme si své úvahy na příkladu:

Příklad: Koaxiální kabel má pro daný kmitočet a délku útlum 6 dB. Kolikrát je na výstupu kabelu menší napětí a kolikrát výkon? /Kabel je přizpůsoben ke zdroji i k zátěži./ Z předchozího výkladu je zřejmé, že výkon se zmenší čtyřikrát, tj. 3/4 výkonu se ztratí na kabelu /ztrátový výkon se přemění v teplo/. Aby vzorec /.2/

platil a aby platila i logika vztahu mezi napětím a výkonem, musí být výstupní napětí poloviční, tj. 6 dB zde znamená, že vstupní napětí na kabelu je dvakrát větší než výstupní. Správně ale bude $U_{výst} : U_{vst} = 1/2$ což je -6 dB. Znaménko minus znamená, že na kabelu ztrácíme, že se jedná o útlum.

Z uvedeného vzorce a z příkladu plyne, že zesílení napětí

2x odpovídá hodnotě 6 dB

4x tj. 2x2 čili 6 + 6 = 12 dB

8x tj. 2x2x2 čili 6 + 6 + 6 = 18 dB

10x odpovídá hodnotě 20 dB /tj. 100x výkonu!/ a podobně

20x tj. 2x10 čili 6 + 20 = 26 dB

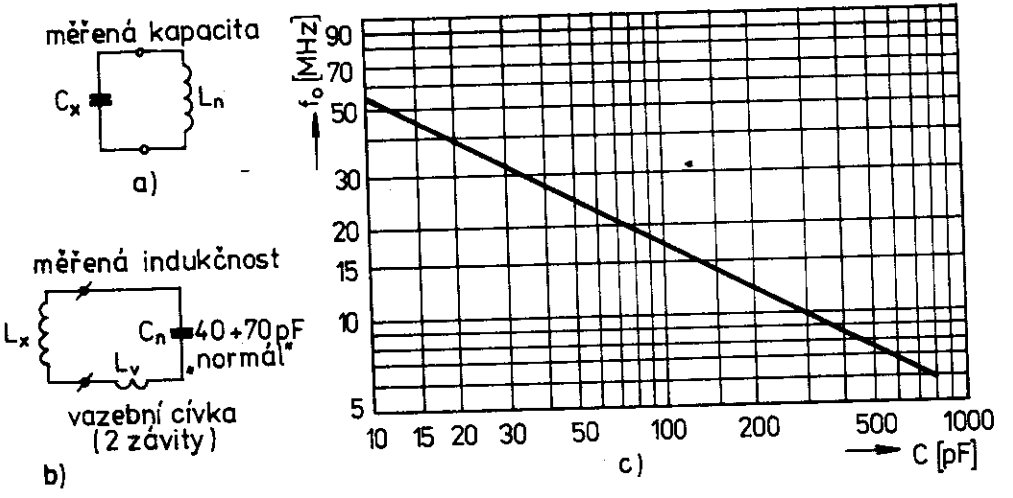
100x tj. 10x10 čili 20 + 20 = 40 dB

a dále podobně jako u výkonů.

Zeslabení napětí odpovídají záporné hodnoty v dB. Tyto záporné hodnoty používáme jen při přesném vyjadřování. Zesílení -6 dB je tedy totéž co útlum 6 dB apod.

Uvedené vztahy odpovídají celým poměrům 2, 4, 8 atd. Mezi nimi můžeme už s dostatečnou přesností interpolovat /tj. odhadovat/. Např. při poměru napětí rovnému 6 je výsledná hodnota v dB mezi poměrem 4 /tj. 12 dB/ a poměrem 8 /tj. 18 dB/. Odhadneme tedy, že poměr napětí 6 odpovídá asi 15 dB /přesně 15,5 dB/ a chyba je zanedbatelná. Znovu si musíme zdůraznit, že hodnotu v dB můžeme z poměru napětí počítat jen tehdy, jsou-li odpory, na kterých napětí měříme, stejné, nebo měříme-li obě napětí na tomtéž odporu.

Příklad: Při měření filtrů pro SSB zjišťujeme šíři pásma filtru pro útlum kmitočtů mimo propustné pásmo rovnou 6 dB,




Obr.22. Graf k měření malých kapacit indukčností

20 dB a 60 dB. O jaký poměr napětí se jedná? Pomocí předchozího výkladu určíme hodnoty poměru napětí přímo z hodnot v dB, neboť vše měříme na stejné zatěžovací impedanci. Označíme-li si napětí signálu v propustné části pásma jako $U_o$, je potlačení o 6 dB hodnota $0,5\ U_o$, potlačení o 20 dB pak desetina původního napětí, tj. $0,1\ U_o$ a potlačení o 60 dB odpovídá hodnotě $0,001\ U_o$ čili tisícině hodnoty v propustném pásmu.

## 5.2. MĚŘENÍ MALÝCH KAPACIT A INDUKČNOSTÍ

V radioamatérské praxi se často vyskytuje potřeba měřit malé kapacity /0 - 500 pF/ a malé indukčnosti /0,1 - 20 μH/. Speciální měřiče zpravidla nevlastníme, ale i tak můžeme běžnými prostředky s dostačující přesností tyto veličiny měřit, máme-li základní přístroj - sací měřič /GDO/. Pro měření použijeme rezonanční metodu. Zhotovíme si normálovou cívku o indukčnosti cca 0,4 - 0,6 μH /asi 10 záv. drátu o průměru 1 mm navinutých na průměru 10 mm se stoupáním 2 mm/, kterou zafixujeme pomocí Epoxy 1200. Na vývody připájíme dvě neizolované krokosvorky.

Postup ocejchování přípravku:

K normálové cívce postupně připojujeme kondenzátory o známé kapacitě v rozmezí 10 ÷ 470 pF a pomocí GDO zjišťujeme rezonanční kmitočet vzniklého obvodu. Hodnoty kapacity a kmitočtu postupně zakreslujeme do grafu na logaritmickém papíru podle obr.22c/. Spojením jednotlivých bodů vznikne přímka, která vymezí i případné nepřesnosti cejchování. S takto ocejchovanou normálovou cívkou $L_n$ můžeme nyní měřit neznámé kondenzátory,

ale také kapacity takových obvodů, které se nedají běžnými přístroji dostatečně přesně měřit /např. počáteční kapacity obvodů přijímačů a vysílačů, kapacity montáže apod./.

Podobně si zhotovíme přípravek pro měření indukčností. Tvoří jej přesný kondenzátor o kapacitě cca 40 ÷ 70 pF. Snažíme se získat co nejpřesnější hodnotu s tolerancí pod 5% /např. z mf transformátorů, padingů, nebo sériovým spojením kondenzátorů s horší tolerancí/. Tento kondenzátor upevníme na izolační podložku spolu s vazební cívkou, která má asi dva závity o průměru cca 15 mm z drátu o průměru 1 mm a spojíme je spolu s měřícími svorkami podle obr. 22b/. Postup ocejchování přípravku:

Měřící svorky spojíme nakrátko a pomocí GDO změříme rezonanci přípravku a určíme indukčnost vazební cívky $L_v$

$$L_v = \frac{25\,330}{f_o^2 . C_n} \qquad [\mu H,\ MHz,\ pF] \qquad / .3/$$

kde $C_n$ je normálová kapacita a $f_o$ je rezonanční kmitočet přípravku. Pak použijeme upraveného vzorce

$$f_x = \sqrt{\frac{25\,330}{/L_x + L_v/ . C_n}} \qquad [MHz,\ \mu H,\ pF] \qquad / .4/$$

do kterého za $L_x$ postupně dosazujeme hodnoty 0,3-0,4-0,5-0,6-0,8-1,0-1,5-2-3-5-10-15-20 $\mu H$ a pomocí zručného počtáře nebo kalkulačky vypočteme příslušné rezonanční kmitočty $f_x$ pro tyto indukčnosti. Líný počtář si musí vypůjčit L-metr a ocejchovat přípravek pomocí změřených indukčností. Při měření zachováváme pravidlo, že měřená a vazební cívka mají mít navzájem kolmé osy. Uvedeným přípravkem lze měřit cívky v krytech, hrníčkových

a toroidních jádrech a i jinak nepřístupné cívky pro přímé měření pomocí GDO.

Jednotlivé hodnoty kmitočtu, $f_x$ zjištěné výpočtem nebo měřením, zaneseme podobně jako u předchozího přípravku opět do grafu na logaritmickém papíru. Spojnicí bodů bude opět přímka /kromě oblasti malých indukčností, kde se bude uplatňovat přídavná indukčnost vazební cívky/.

Kontrolu správnosti ocejchování obou přípravků provedeme tak, že pomocí nich změříme indukčnost a kapacitu, které po spojení musí rezonovat na odpovídajícím kmitočtu /ten zjistíme pomocí tabulky LC konstant - viz dále/.

Příklad použití: Jako zajímavý příklad použití zhotovených přípravků si uvedeme postup pro určení charakteristické impedance neznámého vedení nebo kabelu. Charakteristická impedance vedení $Z_0$ je dána odmocninou z poměru

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad [\Omega, H, F] \qquad / .5/$$

kde L je indukčnost vedení spojeného na protějším konci nakrátko a C je kapacita vedení na protějším konci rozpojeného. Pro měření je vhodné použít pak úsek vedení v délce od 0,5 do 1,5 m, nejraději okolo 1 m. Do uvedeného vzorce se dosazuje v jednotkách H a F. Pro hodnoty indukčnosti a kapacity udané v H a pF je vhodnější praktický vzorec

$$Z_0 = 100 \cdot \sqrt{\frac{100\ L}{C}} \qquad [\Omega, \mu H, pF] \qquad / .6/$$

Například u vedení nakrátko byla změřena indukčnost 2,2 H a kapacita 112 pF při rozpojených koncích. Po dosazení vypočteme hodnotu charakteristické impedance $Z_0$ = 140 Ω.

Takto měříme i impedance zkroucených drátů pro vf širokopásmové transformátory, tří i čtyř nebo vícevodičových vedení apod.

## 5.3. TABULKA LC KONSTANT A JEJICH POUŽITÍ

Indukčnost a kapacita laděného obvodu určuje rezonanční kmitočet tohoto obvodu /malý vliv ztrátového odporu pro tuto úvahu zanedbáme/. Vzájemný vztah těchto tří veličin určuje tzv. Thompsonův vzorec $\omega^2 = 1/LC$, který rozepisujeme do praktických tvarů pro kmitočet, indukčnost a kapacitu

$$f = \sqrt{\frac{25\,330}{L \cdot C}} \; ; \quad L = \frac{25\,330}{f^2 \cdot C} \; ; \quad C = \frac{25\,330}{f^2 \cdot L} \qquad / .7/ \; / .8/ \; / .9/$$

do kterých dosazujeme hodnoty v MHz, pF a μH. Vzhledem k nechuti většiny radioamatérů počítat složitější výrazy byly uvedené vzorce přepočítány na kalkulátoru do tabulky tzv. LC konstant /viz tabulka/.

Pomocí této tabulky lze:

a/ určit pro pracovní kmitočet indukčnost potřebné cívky ke zvolené nebo změřené hodnotě kapacity kondenzátoru;

b/ určit pro pracovní kmitočet potřebnou hodnotu kapacity kondenzátoru ke zvolené nebo zjištěné hodnotě indukčnosti cívky;

c/ určit z hodnot kapacity a indukčnosti rezonančního obvodu s dostatečnou přesností rezonanční kmitočet.

Postup si doložíme na příkladech použití této tabulky.

Příklad 1. Obvod oscilátoru má celkovou kapacitu 215 pF a má rezonovat na 4,5 MHz. Určeme indukčnost oscilátoru cívky.

LC konstanta pro kmitočet 4,5 MHz je 1250,86 /viz tabulka/. Hodnota potřebné indukčnosti je 1250,86 : 215 = 5,82 μH.

## TABULKA LC KONSTANT

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| 1,0 | 25330,00 | 5,8 | 752,97 | 10,6 | 225,44 |
| 1,1 | 20933,88 | 5,9 | 727,66 | 10,7 | 221,24 |
| 1,2 | 17590,28 | 6,0 | 703,61 | 10,8 | 217,16 |
| 1,3 | 14988,17 | 6,1 | 680,73 | 10,9 | 213,20 |
| 1,4 | 12923,49 | 6,2 | 658,95 | 11,0 | 209,34 |
| 1,5 | 11257,78 | 6,3 | 638,20 | 11,1 | 205,58 |
| 1,6 | 9894,53 | 6,4 | 618,41 | 11,2 | 201,93 |
| 1,7 | 8764,71 | 6,5 | 599,53 | 11,3 | 198,37 |
| 1,8 | 7817,90 | 6,6 | 581,50 | 11,4 | 194,91 |
| 1,9 | 7016,62 | 6,7 | 564,27 | 11,5 | 191,53 |
| 2,0 | 6332,50 | 6,8 | 547,79 | 11,6 | 188,24 |
| 2,1 | 5743,76 | 6,9 | 532,03 | 11,7 | 185,04 |
| 2,2 | 5233,47 | 7,0 | 516,94 | 11,8 | 181,92 |
| 2,3 | 4788,28 | 7,1 | 502,48 | 11,9 | 178,87 |
| 2,4 | 4397,57 | 7,2 | 488,62 | 12,0 | 175,90 |
| 2,5 | 4052,80 | 7,3 | 475,32 | 12,1 | 173,01 |
| 2,6 | 3747,04 | 7,4 | 462,56 | 12,2 | 170,18 |
| 2,7 | 3474,62 | 7,5 | 450,31 | 12,3 | 167,43 |
| 2,8 | 3230,87 | 7,6 | 438,54 | 12,4 | 164,74 |
| 2,9 | 3011,89 | 7,7 | 427,22 | 12,5 | 162,11 |
| 3,0 | 2814,44 | 7,8 | 416,34 | 12,6 | 159,55 |
| 3,1 | 2635,80 | 7,9 | 405,86 | 12,7 | 157,05 |
| 3,2 | 2473,63 | 8,0 | 395,78 | 12,8 | 154,60 |
| 3,3 | 2325,99 | 8,1 | 386,07 | 12,9 | 152,21 |
| 3,4 | 2191,18 | 8,2 | 376,71 | 13,0 | 149,88 |
| 3,5 | 2067,76 | 8,3 | 367,69 | 13,1 | 147,60 |
| 3,6 | 1954,48 | 8,4 | 358,99 | 13,2 | 145,37 |
| 3,7 | 1850,26 | 8,5 | 350,59 | 13,3 | 143,20 |
| 3,8 | 1754,16 | 8,6 | 342,48 | 13,4 | 141,07 |
| 3,9 | 1665,35 | 8,7 | 334,65 | 13,5 | 138,98 |
| 4,0 | 1583,13 | 8,8 | 327,09 | 13,6 | 136,95 |
| 4,1 | 1506,84 | 8,9 | 319,78 | 13,7 | 134,96 |
| 4,2 | 1435,94 | 9,0 | 312,72 | 13,8 | 133,01 |
| 4,3 | 1369,93 | 9,1 | 305,88 | 13,9 | 131,10 |
| 4,4 | 1308,37 | 9,2 | 299,27 | 14,0 | 129,23 |
| 4,5 | 1250,86 | 9,3 | 292,87 | 14,1 | 127,41 |
| 4,6 | 1197,07 | 9,4 | 286,67 | 14,2 | 125,62 |
| 4,7 | 1146,67 | 9,5 | 280,66 | 14,3 | 123,87 |
| 4,8 | 1099,39 | 9,6 | 274,85 | 14,4 | 122,15 |
| 4,9 | 1054,98 | 9,7 | 269,21 | 14,5 | 120,48 |
| 5,0 | 1013,20 | 9,8 | 263,74 | 14,6 | 118,83 |
| 5,1 | 973,86 | 9,9 | 258,44 | 14,7 | 117,22 |
| 5,2 | 936,76 | 10,0 | 253,30 | 14,8 | 115,64 |
| 5,3 | 901,74 | 10,1 | 248,31 | 14,9 | 114,09 |
| 5,4 | 868,66 | 10,2 | 243,46 | 15,0 | 112,58 |
| 5,5 | 837,36 | 10,3 | 238,76 | 15,1 | 111,09 |
| 5,6 | 807,72 | 10,4 | 234,19 | 15,2 | 109,63 |
| 5,7 | 779,62 | 10,5 | 229,75 | 15,3 | 108,21 |

| | |
|---|---|
| 15,4 | 106,81 |
| 15,5 | 105,43 |
| 15,6 | 104,08 |
| 15,7 | 102,76 |
| 15,8 | 101,47 |
| 15,9 | 100,19 |
| 16,0 | 98,95 |
| 16,1 | 97,72 |
| 16,2 | 96,52 |
| 16,3 | 95,34 |
| 16,4 | 94,18 |
| 16,5 | 93,04 |
| 16,6 | 91,92 |
| 16,7 | 90,82 |
| 16,8 | 89,75 |
| 16,9 | 88,69 |
| 17,0 | 87,65 |
| 17,1 | 86,62 |
| 17,2 | 85,62 |
| 17,3 | 84,63 |
| 17,4 | 83,66 |
| 17,5 | 82,71 |
| 17,6 | 81,77 |
| 17,7 | 80,85 |
| 17,8 | 79,95 |
| 17,9 | 79,05 |
| 18,0 | 78,18 |
| 18,1 | 77,32 |
| 18,2 | 76,47 |
| 18,3 | 75,64 |
| 18,4 | 74,82 |
| 18,5 | 74,01 |
| 18,6 | 73,22 |
| 18,7 | 72,44 |
| 18,8 | 71,67 |
| 18,9 | 70,91 |
| 19,0 | 70,17 |
| 19,1 | 69,43 |
| 19,2 | 68,71 |
| 19,3 | 68,00 |
| 19,4 | 67,30 |
| 19,5 | 66,61 |
| 19,6 | 65,94 |
| 19,7 | 65,27 |
| 19,8 | 64,61 |
| 19,9 | 63,96 |
| 20,0 | 63,33 |
| 20,1 | 62,70 |
| 20,2 | 62,08 |
| 20,3 | 61,47 |
| 20,4 | 60,87 |
| 20,5 | 60,27 |
| 20,6 | 59,69 |
| 20,7 | 59,11 |
| 20,8 | 58,55 |
| 20,9 | 57,99 |
| 21,0 | 57,44 |
| 21,1 | 56,89 |
| 21,2 | 56,36 |
| 21,3 | 55,83 |
| 21,4 | 55,31 |
| 21,5 | 54,80 |
| 21,6 | 54,29 |
| 21,7 | 53,79 |
| 21,8 | 53,30 |
| 21,9 | 52,81 |
| 22,0 | 52,33 |
| 22,1 | 51,86 |
| 22,2 | 51,40 |
| 22,3 | 50,94 |
| 22,4 | 50,48 |
| 22,5 | 50,03 |
| 22,6 | 49,59 |
| 22,7 | 49,16 |
| 22,8 | 48,73 |
| 22,9 | 48,30 |
| 23,0 | 47,88 |
| 23,1 | 47,47 |
| 23,2 | 47,06 |
| 23,3 | 46,66 |
| 23,4 | 46,26 |
| 23,5 | 45,87 |
| 23,6 | 45,48 |
| 23,7 | 45,10 |
| 23,8 | 44,72 |
| 23,9 | 44,34 |
| 24,0 | 43,98 |
| 24,1 | 43,61 |
| 24,2 | 43,25 |
| 24,3 | 42,90 |
| 24,4 | 42,55 |
| 24,5 | 42,20 |
| 24,6 | 41,86 |
| 24,7 | 41,52 |
| 24,8 | 41,18 |
| 24,9 | 40,85 |
| 25,0 | 40,53 |
| 25,1 | 40,21 |
| 25,2 | 39,89 |
| 25,3 | 39,57 |
| 25,4 | 39,26 |
| 25,5 | 38,95 |
| 25,6 | 38,65 |
| 25,7 | 38,35 |
| 25,8 | 38,05 |
| 25,9 | 37,76 |
| 26,0 | 37,47 |
| 26,1 | 37,18 |
| 26,2 | 36,90 |
| 26,3 | 36,62 |
| 26,4 | 36,34 |
| 26,5 | 36,07 |
| 26,6 | 35,80 |
| 26,7 | 35,53 |
| 26,8 | 35,27 |
| 26,9 | 35,01 |
| 27,0 | 34,75 |
| 27,1 | 34,49 |
| 27,2 | 34,24 |
| 27,3 | 33,99 |
| 27,4 | 33,74 |
| 27,5 | 33,49 |
| 27,6 | 33,25 |
| 27,7 | 33,01 |
| 27,8 | 32,78 |
| 27,9 | 32,54 |
| 28,0 | 32,31 |
| 28,1 | 32,08 |
| 28,2 | 31,85 |
| 28,3 | 31,63 |
| 28,4 | 31,40 |
| 28,5 | 31,18 |
| 28,6 | 30,97 |
| 28,7 | 30,75 |
| 28,8 | 30,54 |
| 28,9 | 30,33 |
| 29,0 | 30,12 |
| 29,1 | 29,91 |
| 29,2 | 29,71 |
| 29,3 | 29,51 |
| 29,4 | 29,30 |
| 29,5 | 29,11 |
| 29,6 | 28,91 |
| 29,7 | 28,72 |
| 29,8 | 28,52 |
| 29,9 | 28,33 |
| 30,0 | 28,14 |

Příklad 2. K cívce s indukčností L = 2,6 μH je třeba najít kapacitu, se kterou bude vzniklý obvod rezonovat na 14,4 MHz.

LC konstanta pro kmitočet 14,4 MHz je 122,15. Dělíme ji hodnotou indukčnosti v μH a dostaneme kapacitu, tj. 122,15 : 2,6 = 47 pF.

Příklad 3. Máme indukčnost L = 5,6 μH a kapacitu C = 45 pF. Na jakém kmitočtu bude rezonovat obvod složený z těchto prvků?

Součinem hodnot v μH a pF určíme LC konstantu, tj. 5,6 x 45 = 252. Tato hodnota leží mezi hodnotami 253,30 a 248,31, které odpovídají kmitočtům 10,0 a 10,1 MHz. Interpolací /odhadem/ určíme rezonanční kmitočet jako hodnotu 10,02 MHz. Vidíme, že přesnost tohoto postupu je pro naše účely dostačující.

Použití tabulky LC konstant není omezeno jen na kmitočty 1 až 30 MHz, pro které jsou hodnoty uvedeny. Pro nižší kmitočty můžeme použít tyto hodnoty: pro pásmo 0,1 až 3 MHz použijeme LC konstanty pásma 1 až 30 MHz vynásobené 100x, pro pásmo 10 až 300 kHz stejné hodnoty, ale násobené 10 000x.

Pro VKV pásma postupujeme obdobně: pásmo 30 až 300 MHz má LC konstanty 100x menší než pásmo 3 až 30 MHz, uvedené v tabulce. Např. kmitočet 144,0 MHz má LC konstantu 1,2215 /viz 14,4 MHz/.

Spolu s metodou měření kapacit a indukčností, uvedenou v předchozím odstavci, umožňuje tabulka LC konstant určení hodnot laděných obvodů a jejich realizaci bez potíží, které jsou pro většinu amatérských pracovníků značné.

## 5.4. URČENÍ PŘELADĚNÍ LADĚNÉHO OBVODU S PROMĚNNOU KAPACITOU

Ladíme-li laděný obvod otočným kondenzátorem, změříme si pomocí přípravku nejprve maximální a minimální kapacity $C_{max}$ a $C_{min}$ tohoto kondenzátoru a určíme si rozdíl $\Delta C = C_{max} - C_{min}$. Obvod máme přeladovat v rozsahu kmitočtů $f_{max}$ až $f_{min}$. Postup výpočtu má tři body, ve kterých určíme přídavnou paralelní kapacitu $C_p$ k otočnému kondenzátoru a indukčnost obvodu L.

a/ Určíme druhou mocninu poměru krajních přeladovaných kmitočtů $p^2 = /f_{max} - f_{min}/^2$ a číslo $K = p^2 - 1$. Čísla K pro jednotlivá amatérská pásma jsou: 3,5 - 3,8 MHz je K = 0,18, 3,5 - 4,0 MHz je K = 0,31, 7,0 - 7,5 MHz je K = 0,25, 14 - 14,5 MHz je K = 0,075, 13,5 - 14,5 je K = 0,15, 20,5 - 21,8 MHz je K = 0,13 a pro 27 - 30 MHz bude K = 0,23.
/Uvedené hodnoty počítáme nejlépe na logaritmickém pravítku a to tak, že na horní stupnici x máme $f_{min}$, kterou nastavíme proti hodnotě $f_{max}$ na dolní stupnici x a na stupnici $x^2$ odečítáme přímo $p^2$ resp. $K = p^2 - 1$. Na celé stupnici pravítka pak vidíme kmitočty, které při daném $p^2$ můžeme přeladit./

b/ Určíme paralelní přídavnou kapacitu k otočnému kondenzátoru, kterou označíme $C_p$ a která bude $C_p = \Delta C/K$. Tato kapacita je souhrnem všech základních kapacit obvodu, tj. obsahuje v sobě počáteční kapacitu otočného kondenzátoru $C_{min}$, kapacitu připojených elektronek resp. tranzistorů, kapacitu montáže a spojů, poloviční kapacitu doladovacího trimru. Do vypočítané hodnoty $C_p$ doplňujeme uvedené základní kapacity pevnými kondenzátory.

c/ Indukčnost L obvodu určíme k hodnotě kapacity $C_p$ tak, aby

obvod rezonoval na kmitočtu $f_{max}$. Tento kmitočet odpovídá otevřenému otočnému kondenzátoru, tj. $\Delta C = 0$. Pro součet kapacit $\Delta C + C_p$ bude obvod rezonovat na $f_{min}$. /Tato skutečnost slouží zároveň ke kontrole správnosti výsledku./ Hodnotu cívky L určíme pomocí tabulky LC konstant.

Příklad: Pomocí otočného kondenzátoru s kapacitou $C_{min}$ = 10 pF a $C_{max}$ = 40 pF chceme přeladit pásmo 3,5 až 3,8 MHz.
Výpočet: $\Delta C = C_{max} - C_{min}$ = 30 pF. Pro uvedené pásmo je K = 0,18, tj. $C_p = \Delta C/K$ = 30/0,10 = 167 pF. LC konstanta pro $f_{max}$ = 3,8 MHz je 1754 tj. indukčnost $L = 1754/C_p$ = 1754/167 = 10,5 μH.

Kapacita $C_p$ se skládá z počáteční kapacity otočného kondenzátoru $C_{min}$ = 10 pF, kapacity montáže a vstupu zesilovače, kterou odhadneme $C_m$ = 30 pF, dále z kapacity trimru 30 pF ze kterého započítáme polovinu, tj. $C_T$ = 15 pF a z pevných doplňujících kapacit, které určíme odečítáním uvedených základních kapacit od $C_p$. Tedy $C_{dopl} = C_p - C_{min} - C_m - C_T$ = 167 - 10 - 30 - - 15 = 112 pF. Tuto hodnotu složíme z pevných kondenzátorů 47 a 68 pF. Přesně dostavíme vypočítanou hodnotu $C_p$ pomocí trimru na $f_{max}$ a jádra cívky na $f_{min}$ /při zavřeném ot. kondenzátoru/. Postup opakujeme, až dosáhneme požadovaný souběh mezi laděním a kmitočtem.

1. Stránský, J: Základy radiotechniky I, II, SNTL Praha 1959
2. Hofner, V.: Směšovače a oscilátory, SNTL Praha 1964
3. Čermák, Navrátil: Tranzistorová technika, SNTL Praha 1967
4. Major, R.: Radiotechnika - vysílače /skripta/
5. Goodman and Staff: The Radio Amateur's Handbook, ARRL 1973
6. Pappenfus, Bruene, Schoenike: Single Sideband Principles and Circuits, McGraw-Hill Inc., New York 1964
7. Kvítek, Slezák, Staněk: Vstupní obvody přijímačů, SNTL Praha 1964
8. Sedláček a kol.: Amatérská radiotechnika I, II, Naše vojsko 1953

Články z časopisů:

Amatérské radio, roč. 1968 - 75

Radio /SSSR/, roč. 1972-75

QST Amateur Radio, roč. 1970-74

Radioamatérský zpravodaj, roč. 1970-75

CQ, roč. 1970-73

ÚČELOVÁ EDICE ÚV SVAZARMU
Knižnice zájmové, branně technické a sportovní činnosti

# PŘEDNÁŠKY Z AMATÉRSKÉ RADIOTECHNIKY

## ZÁKLADNÍ POZNATKY AMATÉRSKÉ RADIOTECHNIKY

Vydal ústřední výbor Svazu pro spolupráci s armádou v Praze roku 1979 jako svou 2391. publikaci, 72 stran, 22 obrázků.

Napsal Ing. Vladimír Geryk
Obálku navrhl František Prouza
Šéfredaktorka Nina Erbenová
Odpovědná redaktorka Ilona Manolevská
Grafická úprava Miloslav Torn

Náklad 3.000 výtisků. Publikace je vydána pro vnitřní potřebu Svazarmu a rozšiřuje se bezplatně.
Vytiskly Východočeské tiskárny Jihlava.