



SSb

ING. E. SEVERIN

TECHNIKA RÁDIOVÉHO SPOJENÍ

S JEDNÍM POSTRANNÍM PÁSMEM

Kniha Technika rádiového spojení s jedním postranním pásmem, jejímž autorem je ing. Eduard Severin, nositel vyznamenání Za zásluhy o výstavbu, má podat základní vysvětlení vysílacího a přijímacího zařízení amatérům, kteří hodlají používat toto speciální, velmi účinné spojení. Publikace obsahuje řadu schémat s použitím našich i sovětských elektronek. Pro účely dálkových kursů Svazarmu jsou v závěru jednotlivých kapitol uvedeny otázky, které zahrnují nejdůležitější části obsahu.

Kniha je určena pro samostatné studium v kursech pro pokročilé radioamatéry.

KNIŽNICE SVAZARMU

ING. EDUARD SEVERÍN

**TECHNIKA
RÁDIOVÉHO
SPOJENÍ**

s jedním postranním pásmem

Úvod

Rádiové spojení na krátkých vlnách se stalo velmi významnou součástí rádiového sportu. Při používání vysílačů vlastní výroby dosahují se spojení s amatéry druhých měst a zemí na vzdálenosti tisíce až desetitisíce kilometrů. Amatérská spojení jsou jedním z prostředků upevňování družby mezi národy a boje za mírové soužití.

Silné obsazení krátkovlnných pásem a přitom snaha zaručit bezpečný bezporuchový provoz, vedly k zavedení telefonie na jednom postranním pásmu nejprve v komerčním provozu. V posledních letech se začíná používat modulace jednoho postranního pásma pro její podstatné výhody před jinými způsoby modulace i v amatérském provozu, protože dovoluje spojení na značné vzdálenosti bez rušení jinými rádiovými stanicemi. Nedostatkem je nutnost používat speciálních přijímačů a hlavně, že se komplikuje konstrukce vysílačů. Je tedy patrné, že používání tohoto způsobu modulace vyžaduje, aby amatéři dosáhli jisté znalosti v tomto rozsáhlém a ne zcela jednoduchém speciálním oboru.

V této publikaci je naší snahou podat základní vysvětlení vysílacího a přijímacího zařízení pro amatérské spojení na jednom postranním pásmu. Pokud bude mít účastník dálkových kursů snahu si znalosti ještě více prohloubit, je na konci publikace uvedena cizí literatura, která v tomto oboru v posledních letech vyšla.

I. Základy modulace s jedním postranním pásmem (SSB)

1. SIGNÁL S JEDNÍM POSTRANNÍM PÁSMEM

Nepřetržitě vzrůstající popularita modulace SSB je dána jejími mnohými podstatnými výhodami před modulací amplitudovou (AM).

Modulace SSB není variantou modulace amplitudové, ale je určitou kombinací modulace amplitudové a kmitočtové, při které amplituda a kmitočet složek signálu s jedním postranním pásmem závisí jak na amplitudě, tak na kmitočtu napěťových složek o nízkém kmitočtu na vstupu vysílače.

Probrat zásady modulace SSB a ujasnit její výhody před AM je velmi obtížné, není-li jasná představa o pochodech, které jsou při obyčejné AM a které nejprve uvážíme.

V případě AM generuje vysílač kmity o vysokém kmitočtu f a o neproměnné amplitudě, které nazýváme kmity nosného kmitočtu, neboli jednoduše nosnou (obr. 1a). Moduluje-li se nosná sinusovými kmity zvukového kmitočtu F (čistým tónem), získáme tónovou modulaci, která je nejjednodušším případem AM. Analyticky vyjádřeno: nosná vlna je předávána na vysílači anténě ve tvaru sinusově resp. kosinusově se měnícího průběhu

$$I = I_0 \cos(\omega t' + \psi) \quad , \quad (1)$$

kde I_0 — amplituda jevu,
 ω — $2\pi f$ kruhová frekvence,
 ψ — fázové posunutí.

Je-li modulační kmitočet F , je příslušná kruhová frekvence $\nu = 2\pi F$ a přitom se předpokládá že $F \ll f$.

Amplitudová modulace je dána tím, že původně konstantní amplituda nosné vlny I_0 se vlivem modulačního kmitočtu F mění sinusově tak, že lze její průběh vyjádřit rovnicí:

$$i = I(1 + m \cos \nu t), \quad (2)$$

kde: m — hloubka modulace (menší nebo rovná jedničce),
poměr amplitudy modulační k amplitudě nosné,

- I — amplituda nemodulované nosné vlny a také střední hodnota nosné, kolem které kolísají všechny hodnoty amplitud,
 mI — modulační amplituda překládající se přes I.

Dosazením 1 (do 2) obdržíme celkový vztah pro amplitudově modulovaný vf proud

$$i = I_0 (1 + m \cos \nu t) \cdot \cos(\omega t' + \psi).$$

Místo $\omega t' + \psi$ můžeme psát ωt , neboť ω i ψ jsou konstantní.

Po vynásobení $i = I_0 (\cos \omega t + m \cos \nu t \cdot \cos \omega t)$. (3)

Z trigonometrie je známo, že:

$$\begin{aligned} \cos(a + \beta) &= \cos a \cdot \cos \beta - \sin a \cdot \sin \beta, \\ \cos(a - \beta) &= \cos a \cdot \cos \beta + \sin a \cdot \sin \beta. \end{aligned}$$

Po sloučení lze vyjádřit:

$$\cos a \cdot \cos \beta = 1/2 \cos(a + \beta) + 1/2 \cos(a - \beta).$$

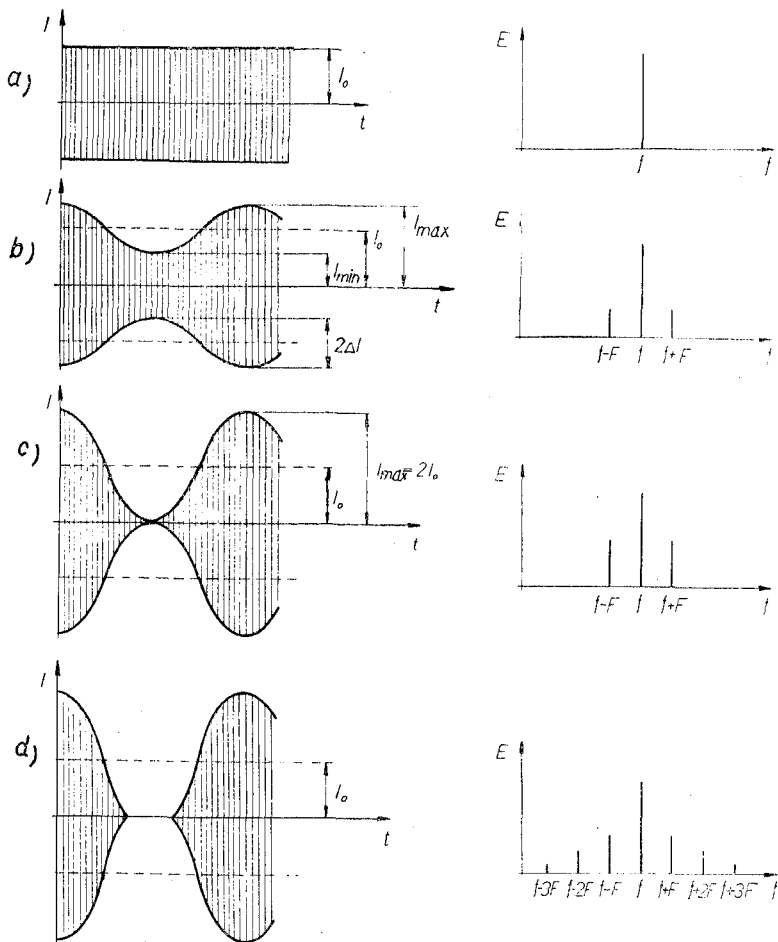
V našem případě $a = \omega t = 2\pi f t$ $\beta = \nu t = 2\pi F t$,
 a po dosazení do rovnice (3)

$$i = I_0 \cdot \cos 2\pi f t + \frac{m I_0}{2} \cos 2\pi (f + F) t + \frac{m I_0}{2} \cos 2\pi (f - F) t, (4)$$

- kde i — okamžitá hodnota proudu vf kmitů,
 I₀ — střední amplituda proudu vf kmitů,
 F — modulační kmitočet,
 f — kmitočet nosné,
 m — činitel hloubky modulace.

Prvý člen výrazu představuje nosnou. Neobsahuje ani m, ani F, tj. nezávisí na hloubce modulace, ani na modulačním kmitočtu. Druhý a třetí člen výrazu představují kmity postranních kmitočtů a obsahují jak m, tak i F. Amplituda kmitů postranních kmitočtů je úměrná činiteli modulace a jejich kmitočet je roven součtu nebo rozdílu nosných a modulačních kmitočtů.

Při modulaci jedním tónem AM vysílač nevyzařuje tedy jen kmity jednoho kmitočtu, jako v době, není-li modulován, ale kmity tří kmitočtů: nosného, horního postranního pásma (součtového) a spodního postranního pásma (rozdílového) — viz obr. 1b.



Obr. 1. Časové a kmitočtové diagramy AM signálu s tónovou modulací
 a) $m = 0$, b) $m = 0,5$, c) $m = 1$, d) $m > 1$

Jestliže kmitý získané modulací nosné jedním tónem, tj. systémem tří vř kmitů, se přivádějí na detektor, potom na jeho výstupu se získávají kmitý jednoho kmitočtu F . Kmitý na výstupu detektoru odpovídají tedy modulačním kmitům a napětí na výstupu detektoru odpovídá modulačnímu napětí.

Na příklad $f = 7000$ kHz a $F = 1$ kHz. Postranní kmitočty budou potom 7001 a 6999 kHz a po detekci obdržíme opět

tónový kmitočet 1 kHz. Vysílaná informace při tónové telegrafii je založena na postranních kmitočtech, přičemž oba postranní kmitočty obsahují shodnou informaci.

Předpokládejme nyní, že libovolným způsobem jsme odstranili spodní postranní kmitočet. Po detekci se opět získají kmity 1 kHz, ale dvakrát menší amplitudy, protože na výstupu detektoru nedojde ke sloučení napětí vzniklých detekcí dvou postranních kmitočtů.

Je tedy jasné, že pro vysílání zprávy není nutné vysílat oba postranní kmitočty. Postačí jen jeden z nich (horní nebo spodní) a nosný kmitočet. Uvažme nyní, zda je též nutný pro přenos zprávy nosný kmitočet. Protože parametry modulace (F a m) nejsou obsaženy v prvním členu výrazu, který vyjadřuje kmity nosné, nezmění se nosná při amplitudové modulaci. To dovoluje tudíž vyloučit nosnou ze signálu. Představme si, že v signálu nebude nosná (v našem případě 7000 kHz) obsažena a že na detektor v přijímači přivedeme kmity z generátoru přesně oněch 7000 kHz. Na výstupu bychom opět získali 1 kHz. Proces opětného zavedení odstraněného nosného kmitočtu v přijímači budeme nazývat obnovení nosné.

Jak je tedy patrné, je dostačující pro přenos zprávy přenést jen jeden z postranních kmitočtů, jestliže se v přijímači obnoví nosný kmitočet. Bude-li v našem případě kmitočet generátoru nikoli 7000 kHz, ale 7000,3 kHz, získají se na výstupu detektoru kmity o kmitočtu $7001 - 7000,3 = 0,7$ kHz. Změnou kmitočtu generátoru můžeme získat záznamy různých kmitočtů, tj. zvuk velmi vysokého nebo nízkého tónu.

Promodulujeme nyní náš vysílač místo čistým tónem celým spektrem kmitočtů obsažených v řeči (řeč, jak je známo, si nelze představit jako kmity jednoho kmitočtu; řeč je proměnný součet mnohých sinusových kmitů s měnící se amplitudou, tvořící spektrum řeči). Vlivem modulace spolu s nosnou se nevysílají jen dva postranní kmitočty, ale dvě pásma kmitočtů. Rozprostírají se nad a pod nosným kmitočtem a nazývají se horním a spodním postranním pásmem. Každé takové pásmo sestává z mnoha kmitočtů odpovídajících složkám ve zvukovém modulujícím spektru, přičemž každý z kmitočtů nižšího kmitočtového pásma má odpovídající kmitočet v horním kmitočtovém pásmu, které je jakoby zrcadlovým obrazem. Jejich amplitudy jsou si rovny a jsou rozloženy ve stejné vzdálenosti na ose kmitočtů od nosné. Postranní kmitočty odpovídající nižším kmitočtům modulačního spektra jsou blíže k nosnému kmitočtu. Rozdíl mezi postranními kmitočty odpovídajícími

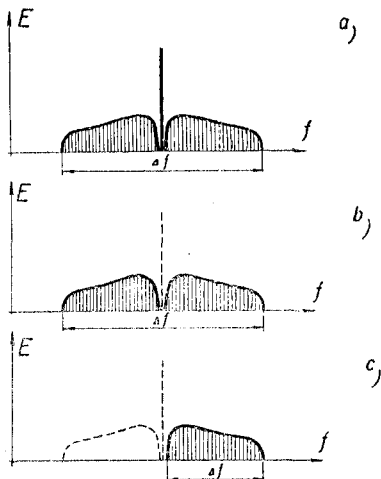
nejvyššímu modulačnímu kmitočtu F_{\max} je $2 \cdot F_{\max}$. Je-li vyšší kmitočet modulace roven 3 kHz, je vysílané pásmo kmitočtů 6 kHz. Nosná je tedy uprostřed tohoto úseku kmitočtu (obr. 2a).

Protože obě postranní pásma jsou shodná, co do informace uložené v nich, stačí pro přenos řeči používat jen jedno.

Je nutno zdůraznit toto:

Provede-li se vyloučení jednoho postranního pásma ve vysílači, máme co dělat s vysíláním s potlačeným jedním postranním pásmem. Jestliže se takové potlačení provede v přijímači, mluvíme o příjmu na jednom postranním pásmu. Jestliže se přijímá jednopásmově signál vysílaný s jedním postranním pásmem, získává se spojení na kanálu s jedním postranním pásmem – SSB. Je tudíž možný jednopásmový příjem vysílání, které je prováděno na dvou postranních pásmech.

Vyloučí-li se ve vysílači nebo v přijímači jedno z postranních pásem amplitudově modulovaného signálu, můžeme po spojovém kanálu přenést tutéž informaci, ale napětí na výstupu detektoru se zmenší na polovinu, což je nevýhodné. Podstatně výhodnější je potlačit při vysílání nosný kmitočet, při zachování postranních pásem. Takové vysílání se nazývá dvoupásmové s potlačenou nosnou – DSB (obr. 2b). Uskutečnění této varianty není technicky složité, ale bohužel při příjmu, aby se zabránilo zkreslení, nutno s velkou přesností udržovat určený fázový poměr mezi obnovenou nosnou a kmitky postranních kmitočtů. Menší odchylky kmitočtu obnovené nosné dělají příjem prakticky nemožným. Tak odchylka fáze obnovené nosné o 90° nebo 270° vede k úplnému zmizení nízkého kmitočtu signálu za detektorem (při fázi 180° nebo 0° a hodnot blízkých k těmto se signál detekuje normálně). Jestliže obnovená nosná se kmitočtem liší od nízko potlačené, potom



Obr. 2. Kmitočtová spektra AM-, DSB- a SSB signálu

a) AM – signál, b) DSB – signál, c) SSB signál

kmitočtová spektra detekovaných postranních pásem AM signálu se kmitočtově zdvihají jedno výše, druhé níže a srozumitelnost se ztrácí. Současné metody udržování správného fázového poměru jsou poměrně složité a proto se používá obvykle jen jedno z postranních pásem.

Tak jsme se dostali k svému cíli – k používání pro vysílání jen jednoho postranního pásma s potlačenou nosnou a s potlačeným druhým postranním pásmem (obr. 2c). Zde se veškerý výkon využívá pro přenos kmitů jednoho postranního pásma a přijímačem je přijímán též jen signál s jedním postranním pásmem. Výkon na přenos nežádoucího postranního kmitočtu a nosné se nespotřebuje. Proto jako při DSB v klidové době vysílač energii nevyzařuje. Nosný kmitočet se zavádí do detektoru v místě příjmu.

2. POMĚR VÝKONŮ PŘI AM A PŘI MODULACI SSB

Výkonem AM vysílače určeného pro telefonii rozumíme jeho výkon v režimu nosného kmitočtu (P_o), tj. když není modulován. Přitom proud v anténě má hodnotu I_o (viz obr. 1a). Pro zjednodušení uvažujeme opět modulaci čistým tónem, kdy proud v anténě symetricky se mění kolem střední hodnoty (tj. když činitel modulace horní i modulace spodní je sobě roven). Střední výkon dávaný AM vysílačem je určován vztahem:

$$P_{stř} = P_o \left(1 + \frac{m^2}{2} \right). \quad (5)$$

Proto při $m = 1$ (viz obr. 1c) se vyzařovaný výkon zvětšuje $1\ 1/2 \times$ ve srovnání s klidovým výkonem. Proud v anténě vzrůstá $\sqrt{1,5} \times$ tj. o 22 %. Přírůstek výkonu 50 % přichází na úkor dvou postranních pásem. Při výkonu AM vysílače 100 W přichází tak na každý postranní kmitočet 25 W jestliže $m = 1$ (při modulaci čistým tónem). Výkon nosné je $4 \times$ větší než výkon každého postranního kmitočtu, ale napětí kmitů nosného kmitočtu je jen $2 \times$ větší než napětí kmitů postranních kmitočtů, protože výkon je úměrný čtverci napětí.

Při dalším zvětšování modulačního napětí vzniká přemodulování (viz obr. 1d). Vlivem zkreslení sinusového tvaru obálky signálu se objevují doplňkové postranní kmitočty, odpovídající

harmonickým kmitočtům, kmitočtu modulačního a vysílač ne-
vysílá dva postranní kmitočty, ale daleko více (viz obr. 1d pravá
část), čímž ruší druhé stanice. Přemodulování vede k většímu
zkreslení, čímž se silně snižuje srozumitelnost řeči. Proto je
nepřípustná přemodulace vysílače.

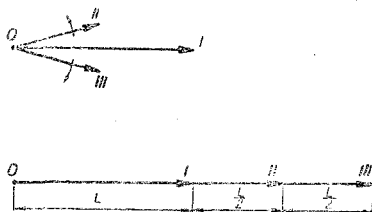
AM vysílač dává největší výkon ve špičkách obálky. V těchto
okamžicích pracuje v tzv. telegrafním režimu, tj. v režimu max.
výkonu. Určíme poměr mezi telegrafním (ve špičkách obálky
při $m = 1$) a telefonním výkonem vysílače.

Je jasné, že proud v anténě nemůže být menší než nula.
Proto max. hodnota proudu ve špičkách obálky – při podmínce
zachování nezkresleného jejího tvaru – je rovna dvojnásobné
hodnotě proudu v anténě. To značí, že v takové okamžiky vy-
sílač vyvinuje $4 \times$ větší výkon, tj. poměr telegrafního výkonu
k telefonnímu je 4 (v případě nesymetrické modulace, když
činitel modulace nahoře je větší než činitel modulace dole,
se tento poměr zvětšuje, čímž se zmenšuje telefonní výkon vy-
sílače).

Představme si kmitání nosného kmitočtu f ve tvaru vektoru
 L , který je úměrný co do délky napětí nosného kmitočtu a který
se otáčí kolem svého počátku kmitočtem f (jak známo, graf
sinusových kmitů se získává rovnoměrným otáčením vektoru,
kolem jeho počátku). Kmity postranních kmitočtů při $m = 1$
se zobrazují dvěma vektory o délce $L/2$, vycházejícími z téhož
bodu a otáčejícími se na stejnou stranu jako vektor nosné,
s kmitočty $(f - F)$ a $(f + F)$ (při použití stejného označení
jako na obr. 1b). Pro pozorovatele stojícího jakoby na vektoru
nosné a otáčejícího se spolu s ním, bude tento vektor rela-
tivně nepohyblivý a vektory postranních kmitočtů budou se
otáčet v různé strany s kmitočtem F (obr. 3a), zůstávajíce
symetrickými vzhledem k napětí vektoru nosné. V dané oka-
mžiky napětí všech tří otá-
čejících se vektorů jsou v sou-
hlasném směru a pro tyto
okamžiky (na špičkách obá-
lek) je možno je aritmeticky
složit (obr. 3b). Délka výsled-
ného vektoru bude:

$$L_{\text{výsl.}} = (1 + 0,5 + 0,5)L = 2L$$

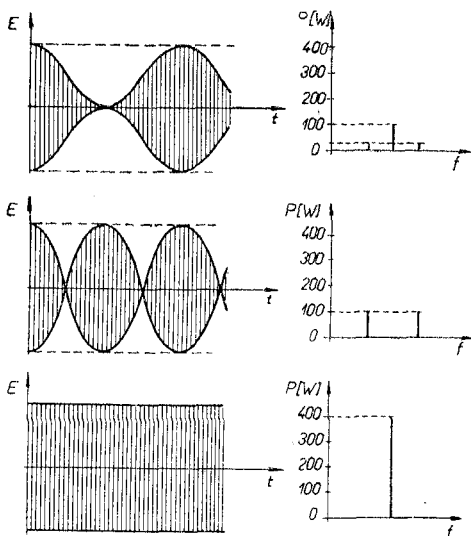
Jinak řečeno, napětí se
zdvojnásobuje ve srovnání
s napětím nosného kmitočtu.



Obr. 3. Vektorový diagram AM- signálu
I – vektor nosné, II – vektor horního postranního
pásmu, III – vektor dolního postranního kmitočtu

Proud v zátěži se rovněž zdvojnásobuje a výkon se zvětšuje $4 \times$. Během periody modulačního kmitání se mění vektorový diagram: vektory postranních kmitočtů budou směřovat proti vektoru nosného kmitočtu. V daném případě výsledné napětí a výkon bude rovný nule.

Špičkový výkon vysílače, i když se dosahuje jen na špičkách obálky, je mezí, která omezuje hodnotu účinného výkonu vyzářovaného vysílačem.



Obr. 4. Časové diagramy a vzájemný poměr výkonu postranních pásem

AM - DSB - a SSB - signálů

a) AM - pro $m = 1$, b) DSB-, c) SSB - signál

že napětí kmitů každého z postranních kmitočtů dvoupásmového signálu se zdvojilo ve srovnání s AM (obr. 4a), vzrostl výkon každého z nich $4 \times$ a je roven 100 W, součtový výkon je 200 W. Lze si lehkou představit, že maximální okamžitá amplituda v tomto případě bude též rovna $2L$, což odpovídá v našem příkladu špičkovému výkonu 400 W. Potlačí-li se jeden z postranních kmitočtů je možno zvětšit amplitudu kmitů druhého postranního kmitočtu ještě $2 \times$ bez zvětšování špičkového výkonu vysílače. Výkon kmitů postranního kmitočtu je potom 400 W, tj. roven telegrafnímu výkonu vysílače (obr. 4b). Celý tento výkon lze použít pro vysílání informace.

Je-li telefonní výkon vysílače 100 W, musí na špičkách obálky dávat více jak 400 W, jinak by nebylo možné dosáhnout 100% modulační tvaru modulačních kmitů. Přitom výkon postranních kmitočtů obsahujících vyslanou informaci je jen 50 W. Nutno též zdůraznit, že při vysílání řeči mají modulační kmitů složitý tvar a výkon postranních pásem je v tomto případě ještě menší.

Jestliže se potlačí nosný kmitočet, možno zdvojnásobit amplitudu kmitů bočních kmitočtů (obr. 4b). Protože

V jednopásmovém vysílači s výkonem postranního pásma 400 W se používá stejné elektronky, jako v koncovém stupni AM vysílače, vysílajícího maximální výkon postranních pásem 50 W. Tak získáme při přechodu na modulaci SSB ve srovnání s AM osminásobné zvýšení výkonu postranních pásem.

3. VÝHODY MODULACE SSB

Jak se tedy osminásobný poměr výkonu postranních pásem při vysílání projeví na přijímací straně? Zdálo by se, že napětí za detektorem by se mělo zvýšit $\sqrt{8} \times$, tj. $2,83 \times$. Bohužel tomu tak není. Při shodném špičkovém výkonu vysílačů AM a SSB je výkon jednoho postranního pásma signálu SSB $16 \times$ větší než výkon každého z postranních pásem AM signálu. To značí, že za detektorem jediné postranní pásmo SSB signálu dá $4 \times$ větší napětí než každé postranní pásmo AM signálu. Protože celkové napětí od detekování obou postranních pásem AM signálu (díky soufázovosti složek) se zdvojuje, výtěžek za detektorem při přechodu z AM na SSB se získá jen dvojnásobně napětově neboli čtyřnásobně výkonově (o 6 dB).

Nesporný výtěžek ve výkonu vysílače je tedy 6 dB. Při dobrých podmínkách spojení, když je poměr signál–šum velký, jsou výhody málo znatelné. Avšak pro radioamatéra skutečného dálkové spojení je důležitý případ, když přijímaný signál je slabý a ještě navíc je doprovázen poruchami a případným mizením signálu. Zde díky zúžení pásma propustnosti přijímače a některými jinými okolnostmi lze realizovat podstatnou odolnost proti poruchám spojením SSB a tak zvětšit poměr signál–šum. Kromě toho, díky specifickým vlastnostem detektoru signálů jednoho postranního pásma (synchronního detektoru), objevují se ještě další výhody v reálné selektivitě přijímače dané rozdílností samotného detekčního procesu. Podrobně bude o tom pojednáno v kapitole sedmé o příjmu signálů jednoho postranního pásma.

Tím ovšem nejsou vyčerpány výhody modulace SSB. V důsledku potlačení jednoho postranního pásma zkracuje se pásmo kmitočtů, které zaujímá vysílač v celém kmitočtovém pásmu, což dovoluje ve stejném úseku dvakrát tolik rádiových stanic s kvalitnějším příjmem než při použití AM.

Jak je známo, složky spektra řeči jsou rozloženy od 80 do 8.000 Hz v závislosti na individuálních hlasových charakteristikách. Bylo však shledáno, že není třeba vysílat celé spektrum řeči, ale že je možno spektrum omezit a to shora kmitočty 2.500—3.000 Hz a zdola kmitočty 250—400 Hz. Přitom se sice zmenšuje přirozenost hlasu, ale srozumitelnost — nejdůležitější činitel pro rádiové spojení — se prakticky nezhoršuje. Individuální zabarvení hlasu se v mnohém též zachovává a při spojení se potvrzuje, že je možné poznat hlas korespondujícího i při tak úzkém pásmu. Omezení nízkých kmitočtů zmenšuje přirozenost zvuku, ale přitom se podstatně zvětšuje srozumitelnost řeči a potlačují se složky spektra o nízkém kmitočtu, mající větší amplitudu, což dovoluje zvýšit střední výkon postranních pásem.

AM vysílač promodulovaný spektrem 300—3.000 Hz zaujímá pásmo 6 kHz, zatímco vysílač s modulací SSB zaujímá jen 2.700 Hz, tj. 45 % pásma AM signálu.

Protože při SSB se nosný kmitočet nevysílá, nepotřebuje koncový stupeň v klidové době energii. V přestávkách mezi slovy a větami mají elektronky rovněž přestávku, čímž se zvětšuje jejich životnost. Tím je rovněž zvýšena ekonomika vysílače. Při SSB odpadá také nutnost výkonného modulačního zařízení, což zjednodušuje vysílač a zvětšuje jeho účinnost. Kromě toho koncový stupeň SSB vysílače může být použit jako lineární zesilovač AM a telegrafních signálů.

Protože není nosná a je zpravidla použito automatické řízení vysílačů zvukem hlasu (viz kapitola V), je možné, aby několik radiostanic pracovalo na jednom kmitočtu „za kruhovým stolem“, čímž se podmínky spojení přibližují obyčejnému rozhovoru. Při hovoru užíváme určitou analogii SSB. Stačí tudíž jen převést zvukové kmity do elektrických a dát spektrum řeči do pásma rádiových kmitočtů. Signál amplitudově modulovaný s jeho nosnou a dvěma zrcadlově umístěnými postranními pásmy je podstatně složitější než signál SSB, i když jeho získání je technicky jednodušší.

K nedostatkům modulace SSB je nutno uvést složitější tvarování signálu ve srovnání s AM a proto i větší náklady na vysílač. Kromě toho při spojení s jedním postranním pásmem je třeba ke stabilitě vysílačů a přijímačů dosti nákladných opatření.

Nakonec i řízení vysílačů a přijímačů s modulací SSB je složitější než při AM.

4. MODULAČNÍ SYSTÉMY SSB

Tvarování signálu s jedním postranním pásmem se obvykle provádí buď metodou fázovou nebo filtrovou, přičemž nosný kmitočet se potlačuje vyváženým (balančním) modulátorem. Při používání filtrové metody nežádoucí postranní pásmo a zbytek nosné se zeslabují úzkopásmovým filtrem a zůstávající postranní pásmo přichází na směšovače a zesilovače. U fázové metody se získává několik (nejčastěji dva) dvoupásmové signály, fázově posunuté. Signály se sčítají a při jejich určeném fázovém a amplitudovém poměru se jedno postranní pásmo snižuje, zatímco amplituda druhého postranního pásma se naopak zvětšuje, tj. získává se signál s jedním postranním pásmem. Kromě těchto dvou metod existuje ještě třetí, která je v podstatě kombinací obou prvních.

Všechny tři metody tvarování signálu jsou podrobně popsány v následujících kapitolách.

V amatérské praxi používané označení „SSB“ je ve skutečnosti výraz pro více vzájemně se lišících modulačních systémů. Tak se rozeznává:

SSSB—single—sideband—suppressed—carrier—jednopásmová modulace s potlačenou nosnou (40 dB pod max. výkon),

SSRC—single—sideband—reduced—carrier—s redukovanou nosnou (10 dB pod max. výkon),

SSFC—single—sideband—full—carrier—s trvalou slabě zeslabenou nosnou (5 dB max. výkonu),

SSCC—single—sideband—controlled—carrier—se slabě redukovanou nosnou, která je vyzařována jen v modulačních přestávkách.

V amatérském provozu se používá jen první způsob. Pro jakou ze jmenovaných modulačních metod se rozhodnout, je v první řadě otázkou materiálovou a po studiu jednotlivých metod budeme k jejich ohodnocení blíže.

Otázky k I. kapitole

1. K danému modulačnímu napětí na obr. 5 zakreslete signál SSB.
2. Stručně shrňte výhody modulace SSB.
3. Aby se lépe poznala odolnost systému SSB proti poruchám, lze porovnat poměr signál-šum na výstupu k téže hodnotě na vstupu pro systém AM a SSB.

Podle literatury se udává pro AM vztah:

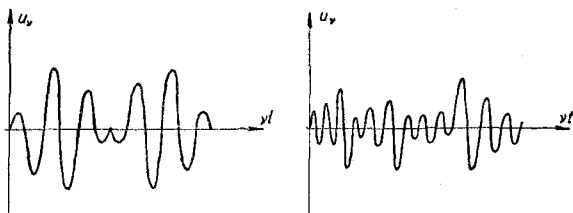
$$\left(\frac{U_{\text{sign}}}{U_{\text{šumu}}}\right)_{\text{výst}} = \frac{\left(\frac{U_{\text{sign}}}{U_{\text{šumu}}}\right)_{\text{vstupu}}^2}{\sqrt{2} \left[1 + \left(\frac{U_{\text{sign}}}{U_{\text{šumu}}}\right)_{\text{vstupu}}^2 \right]},$$

a pro přijímač SSB:

$$\left(\frac{U_{\text{sign}}}{U_{\text{šumu}}}\right)_{\text{výst}} = \left(\frac{U_{\text{sign}}}{U_{\text{šumu}}}\right)_{\text{vstupu}}.$$

Pro různé poměry $\left(\frac{U_{\text{sign}}}{U_{\text{šumu}}}\right)_{\text{vstupu}}$ [od 1 do 6] určete

$\left(\frac{U_{\text{sign}}}{U_{\text{šumu}}}\right)_{\text{výst}}$ a vynesete tyto poměry do diagramu, z čehož udělejte příslušný závěr.

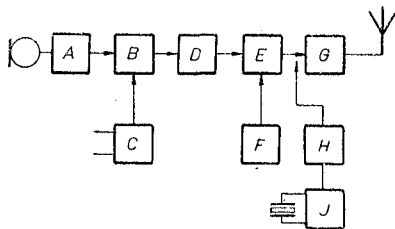


Obr. 5. Modulační signály k otázce I. kapitoly

II. Vysílač s filtrovou modulací a jeho hlavní části

1. BLOKOVÉ SCHÉMA A ČÁSTI VYSÍLAČE

Při provozu SSB musí být kromě nosného kmitočtu potlačeno také jedno postranní pásmo. K tomuto účelu se ve vyváženém modulátoru vytváří signál o dvou postranních pásmech bez nosné (DSB) a vhodným filtrem se odděluje nežádoucí postranní pásmo. Filtr má mít lichoběžníkovou křivku propustnosti a velkou strmost boků. Z přijímačové praxe jsou známé filtry pro nižší kmitočty (30—90 kHz) ve tvaru mechanických filtrů a vícenásobné filtry krystalové pro kmitočty 130—1700 kHz. Pro amatérské SSB vysílače se dává přednost kmitočtovému rozsahu 400—500 kHz, jelikož ke zhotovení filtrů lze použít normální pásmové filtry. Jsou však též známá zapojení pracující s krystalovými filtry na 8 MHz, resp. na 6—9 MHz.



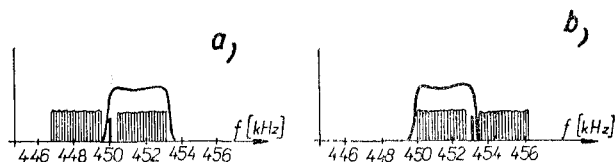
Obr. 6. Blokové schéma vysílače SSB na principu filtrovém

A – nf. zesilovač, B – vyvážený modulátor, C – oscilátor nosný, D – filtr postranního pásma, E – první směšovač, F – vf. oscilátor, G – lineární zesilovač a koncový zesilovač, H – druhý směšovač, J – oscilátor řízený krystalem.

Obr. 6. ukazuje blokové schéma SSB vysílače pracujícího na principu filtrovém. Vyváženému modulátoru (B) se přivádí modulační kmitočet (A) a vf kmitočet nosný z oscilátoru stabilizovaného krystalem (C). Modulátor zeslabuje nosnou o více jak 40 dB, takže na jeho výstupu jsou jen obě postranní pásma. Následující filtr (D) odfiltrává jedno postranní pásmo.

Např. vyvážený modulátor dostává z oscilátoru nosné 450 kHz a z nf zesilovače spektrum kmitočtů 300—3000 Hz, takže vzniká horní postranní pásmo 450,3—453 kHz a spodní 447—449,7 kHz. Propouští-li filtr pásmo 450—453 kHz, propustí pouze horní postranní pásmo. Aby se také mohlo pra-

covat se spodním postranním pásmem, přepne se oscilátor nosné na 453 kHz. Potom vzniká 453,3—456 kHz jako horní a 450,0—452,7 kHz jako spodní postranní pásmo. Nyní je spodní postranní pásmo v mezích propustného pásma filtru. Jak je patrné z obr. 7, budou modulační kmitočty nad 3 kHz odříznuty. Zvláště ostré výškové omezení v modulačním zesilovači není nutné, spíše je žádoucí omezení spodních kmitočtů. Jinak vzniká nebezpečí, že spodní modulační kmitočty nežádoucího postranního pásma projdou krystalovým filtrem.



Obr. 7. Působení filtru při přepínání nosného kmitočtu

Propustné pásmo v obou případech 450—453 kHz

- a) Nosný kmitočet 450 kHz, propouštěno je horní postranní pásmo.
 b) Nosný kmitočet je 453 kHz, propouštěno spodní pásmo

Za krystalovým filtrem následuje směšovač (E), v němž je vytvářen požadovaný vysílací kmitočet. Pro náš případ se musí směšovači dodávat z oscilátoru s proměnlivým kmitočtem kmitočet naladitelný na 3950—4250 kHz, aby se přišlo na 80ti metrové amatérské pásmo. Jestliže má vysílač sloužit jen k telefonii, dostačí přirozeně vysílací rozsah 3600 a 3800 kHz. S vysílačem SSB je možno také pracovat v telegrafním provozu. Za tímto účelem se obejde filtr postranního pásma a nosný kmitočet se přivede z oscilátoru nosné (450 neb 453 kHz) ke směšovači. Stejným způsobem se postupuje, má-li se pracovat AM na A_3 . K tomu jsou dvě možnosti. Buď se moduluje koncový stupeň vysílače (anodovou nebo mřížkovou modulací), nebo se pracuje jako v provozu SSB s vyváženým modulátorem se současným přiváděním nosné. Poslední metoda vyžaduje od všech stupňů za směšovačem linearitu (třída A neb AB). Z této podmínky není ani vyjmut koncový stupeň.

Abychom se dostali na vyšší amatérská pásma, nelze použít běžné násobiče kmitočtu. Modulační spektrum by bylo odpovídajícím způsobem násobeno a tudíž by se stávalo nepoužitelné. Proto se zapojuje další směšovač, v němž je např. 3,5 MHz signál se stabilním kmitočtem řízeným krystalem přetvářen na nový vysílací kmitočet. Doporučuje se pro tento

účel oscilátor řízený krystalem (J) s kmitočtem kolem 10,5 MHz. Provede-li se oscilátor s proměnným kmitočtem tak, že za prvním směšovačem vznikají kmitočty nastavitelné v mezích 3400—3850 kHz, obdržíme za druhým směšovačem jako rozdílové kmitočty 40ti metrové vlnové pásmo (7,1—6,65 MHz) a jako součtové kmitočty 20ti metrové pásmo (13,9—14,35 MHz).

Aby bylo možno také pracovat na pásmu 21 a 28 MHz, musí být krystal 10,5 MHz nahrazen jiným (např. 24,85 MHz). Podle rozsahu výstupních kmitočtů pásma se volí oscilátor s proměnným kmitočtem. S hodnotami našeho číselného příkladu můžeme dosáhnout pásmo 21 MHz s oscilátorem 21,00 až 21,45 MHz a pásmo 28 MHz s kmitočty 28,25—28,7 MHz.

Poslední směšovač se napojuje na lineární zesilovač, který je budičem vysílacího stupně, pracujícím rovněž v lineárním provozu. Protože zesilovací stupně, které jsou nastaveny na provoz A a AB, pracují v mřížkovém a anodovém obvodu nalaďeny na stejný rezonanční kmitočet, je velké nebezpečí vlastního rozkmitání. Bude proto skoro vždy nutné tyto stupně neutralizovat.

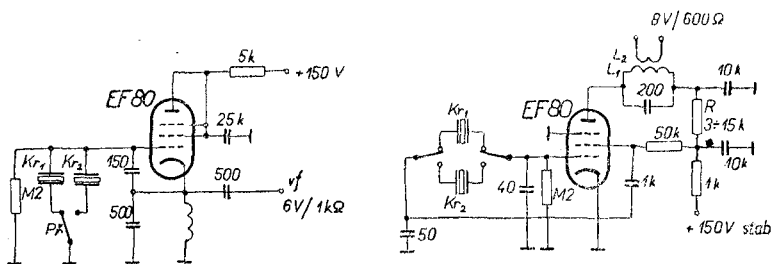
V dalších statích budou probrány zvláštnosti jednotlivých stupňů, aby každý zájemce podle svých možností a přání si mohl pro svoji potřebu učinit sám nejlepší závěr.

2. GENERÁTOR NOSNÉHO KMITOČTU

Kmitočet oscilátoru nosné a spektrum kmitočtu modulačního napětí dávají obě postranní pásma. Následující filtr je natolik úzkopásmový, že jedno z postranních pásem se nechá projít. Malé změny nosného kmitočtu by měly za následek posun pásem postranních kmitočtů, takže by i nežádoucí postranní pásmo mohlo částečně projít filtrem a naopak z použitého postranního pásma by byly části odříznuty. Proto oscilátor nosné musí být plně kmitočtově stabilní. Nestabilní SSB signál by byl také obtížně na přijímací straně přijímán.

Generátor nosné je proto převážně prováděn jako oscilátor řízený krystalem. Jen při kmitočtech nižších než 500 kHz je možno pečlivou výrobou, za použití vystárnutých cívek, trimrů a při přesně provedené tepelné kompenzaci kmitavých obvodů dosáhnout i bez krystalu dostatečné stability. Podle možnosti může být takový generátor vestavěn do termostatu.

Má-li kmitavý obvod za účelem přepínání postranních pásem obsahovat spínač, používá se nejlépe polarizovaných telegrafních relé se zlato-niklovými kontakty, které zaručují správný dotek a přesně definovanou polohu kontaktů relé. Oscilátor musí být tak proveden, aby dodával potřebné vf napětí na

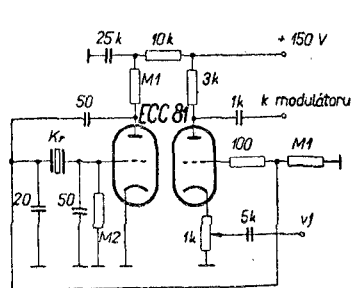


Obr. 8. a) Oscilátor nosného kmitočtu s krystaly

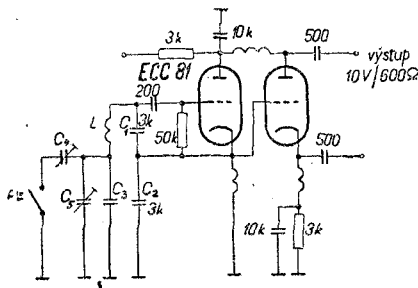
např. $Kr_1, \dots 450 \text{ kHz}$
 $Kr_2, \dots 453 \text{ kHz}$. Rozdíl asi 2,5–3 kHz

b) Oscilátor nosného kmitočtu se dvěma krystaly. $C_1 L_1$ naladěno

na $\frac{f_{Kr_1} + f_{Kr_2}}{2}$, L_2 má 1/10 závitů L_1



c) Oscilátor nosného kmitočtu s jedním krystalem a dvojistou triodou



d) Oscilátor bez krystalu. Hodnoty pro 450 kHz:

$C = C_3 = 3 \text{ nF}$, $C_4 = 600 \text{ pF}$ Tempa + 50 pF
 Kondensa, $C_1 = C_2 = 50 \text{ pF}$, $L = 0,27 \text{ mH}$.

daný vstupní odpor modulátoru. Na obr. 8 jsou příklady oscilátorů a to tři řízené krystalem a jeden bez krystalu. Pro dobrou teplotní kompenzaci musí být kmitočet oscilátoru podle obr. 8d měřen při různých teplotách mezi $+10^\circ$ a $+45^\circ \text{ C}$ a přitom kombinace C_3 tak dlouho měněna, až se neukáže žádná změna kmitočtu.

Protože každý oscilátor v SSB vysílači ovlivňuje stabilitu vyzařovaného signálu, musí být zvláštní pozornost věnována oscilátoru s proměnlivým kmitočtem. Nestačí však jen dbát elektrických hledisek, nutno také pro stabilitu udělat vše z hlediska mechanického. Mechanicky takový oscilátor musí být bezpodmínečně naprosto pevný. Všechny díly musí být spojeny co možno silnými propojkami. Kapacity kmitavých obvodů musí být sestaveny z kondenzátorů s kladnými a zápornými tepelnými činiteli tak, aby v mezích $+ 10^{\circ} \text{C}$ a $+ 50^{\circ} \text{C}$ byla dosažena dobrá tepelná kompenzace. Takové vyrovnávání je zdoluhavé a namáhavé, ale bezpodmínečně nutné. K ulehčení jsou výrobcem kondenzátorů udávány tepelné vztahy jednotlivých hmot a dielektrik. Jako příklad jsou uváděny materiály užívané pro tuzemské keramické kondenzátory:

Materiál	Dielektr. konstanta	Teplotní činitel kapacity. $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$	Barva nátěru	Barevná tečka
Porcelit	7	+135	světle šedá	modrá
Stabilit L33P	15—20	+ 33	„	bílá
L47N	15—20	— 47	„	tmavošedá
K47N	35—40	— 47	„	„
Rutilit	80—100	—750	„	fialová
Permitit 2000	1700—2000	nelineární	pastel. hnědá	—
6000	6000—7500	„	višň. červená	—

3. VYVÁŽENÉ MODULÁTORY (BALANČNÍ)

a) triodové vyvážené modulátory

Na obr. 9 jsou znázorněna základní schémata vyvážených modulátorů elektronkových s nesymetrickým a symetrickým zapojením v anodovém obvodu.

Na řídicí mřížky elektronek přicházejí napětí dvou kmitočtů: v_f ... vysokofrekvenčního a n_f ... nízkofrekvenčního. Ve

schématu 9a každé z těchto napětí v libovolný okamžik je v protifázi. Nepřichází-li nf modulační napětí, potom není vf napětí v anodovém obvodu, protože prvé harmonické anodových proudů elektronek v libovolném okamžiku jsou si rovny co do velikosti, avšak jsou v protifázi, tj. modulátor je vyrovnán.

Při přivedení nf (F) napětí moduluje se vf (f) signál. Okamžité hodnoty anodových proudů každé z elektronek vyváženého modulátoru lze určit vztahy:

$$i_1 = I_m (1 + m \cos 2\pi ft) \cos 2\pi ft, \quad (6)$$

$$\begin{aligned} i_2 &= I_m [1 + m \cos (2\pi F + \pi) t \cdot \cos (2\pi f + \pi)] t, \\ &= -I_m (1 - m \cos 2\pi Ft) \cdot \cos 2\pi ft, \end{aligned} \quad (7)$$

kde I_m — amplituda proudu elektronkou do příchodu modulačního napětí,

m — činitel modulace, rovný poměru $\frac{I}{I_m}$.

Po jednoduchých trigonometrických úpravách lze obdržet pro proudy elektronek vyváženého modulátoru:

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{m}{2} I_m \cos 2\pi (f - F) t + I_m \cos 2\pi ft + \\ &+ \frac{m}{2} I_m \cos 2\pi (f + F) t, \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} i_2 &= \frac{m}{2} I_m \cos 2\pi (f - F) t - I_m \cos 2\pi ft + \\ &+ \frac{m}{2} I_m \cos 2\pi (f + F) t. \end{aligned} \quad (9)$$

Jak je patrné anodové proudy každé z elektronek představují složité kmitání obsahující proudy nosného kmitočtu a kmitočtu postranních pásem.

V anodovém obvodu vyváženého modulátoru se proudy i_1 a i_2 skládají a součtový proud v obvodu je:

$$i = i_1 + i_2 = mI_m \cos 2\pi (f - F) t + mI_m \cos 2\pi (f + F)t. \quad (10)$$

Napětí na obvodu je úměrné proudu v něm a je rovno:

$$u = mU_m \cos 2\pi (f - F) t + mU_m \cos 2\pi (f + F) t, \quad (11)$$

kde U_m — pokles napětí na obvodu způsobený proudem I_m .

Jak je patrné z posledního vztahu, odděluje se v anodovém

obvodě vyrovnaného modulátoru napětí postranních pásem a chybí již napětí nosné. Výraz dále ukazuje, že napětí postranních pásem je úměrné napětí U_m a činiteli modulace m .

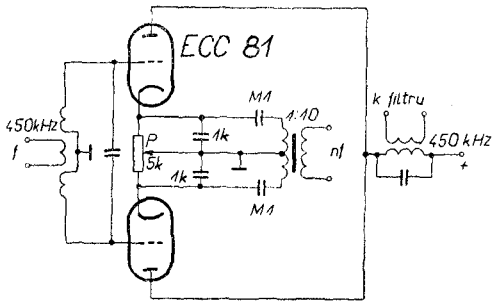
Činnost vyváženého modulátoru ve schématu 9b je podobná jako ve schématu 9a s tím rozdílem, že v anodovém obvodu elektronek je zapojen symetrický obvod a napětí nosné přichází na mřížky elektronek ve stejné fázi. Obě schémata co do působnosti jsou shodná a mohou být volena v závislosti na konstrukci.

Jsou-li kmitočty f a F řádově stejné, potom při odpovídajícím naladění anodového obvodu vyváženého modulátoru můžeme oddělit jedno z postranních pásem a oslabit druhé. Při značně rozdílných řádech obou kmitočtů, např. při modulaci kmitů s kmitočty od 10 kHz a výše nízkým kmitočtovým spektrem, nepodaří se oddělit jedno postranní pásmo obvodem pro nedostatečnou jeho selektivitu. V obvodě se vyčlení obě postranní pásma, tj. získáme signál s oběma postranními pásmy s potlačenou nosnou. Kromě toho při činnosti vyváženého modulátoru budou se objevovat postranní pásma vyšších řádů, odpovídající harmonickým kmitočtům nosné, které vznikají v důsledku nelinearity charakteristik elektronek. Jejich amplituda není obvykle velká a jsou zeslabovány anodovým obvodem naladěným na nosný kmitočet.

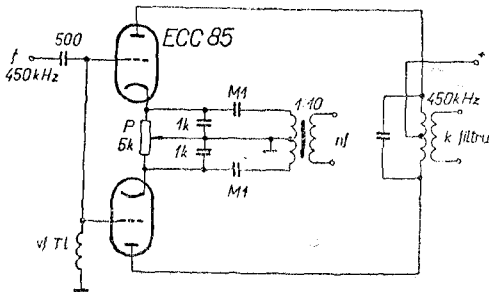
Napětí na výstupu vyrovnaného modulátoru se objevuje v případě, že na jeho vstupu jsou dvě napětí – v_f a modulující. Jestliže se amplituda jednoho z napětí mění, mění se i napětí na výstupu modulátoru – uskutečňuje se modulace.

Napětí nosné, přicházející na vstup modulátoru, má být několikrát vyšší než napětí modulační (10—15krát). Výstupní signál bude úměrný jen o mnohem slabšímu nf signálu a lineární zkreslení bude neznatelné. Zvětšení vstupních napětí nad určené hodnoty závisí na schématu modulátoru a na typu elektronek v něm použitých; často je příčinou nelineárního zkreslení výstupního signálu a prudce zvětšuje amplitudu kombinačních kmitočtů.

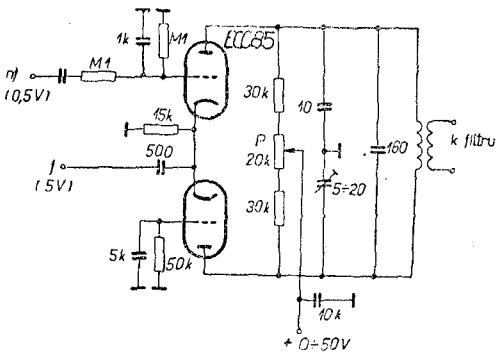
Pro správnou funkci modulátoru je velmi důležité vyvážení obou ramen. Vyvážením modulátoru rozumíme naladění, které působí tak, že na jeho výstupu bude minimální napětí nosné. Aby bylo možno získat elektrickou symetrii ramen modulátoru při volbě elektronek se stejnými parametry a při dobré montáži se ještě používají vyrovnávací prvky jak pro v_f tak i pro nf . Nanájecí napětí se obvykle stabilizuje. Při dobrém vyrovnání můžeme dosáhnout potlačení nosné 30—35dB i výše.



Obr. 9.a Vyvážený modulátor
a) mřížky v protitaktu, anody paralelně



Obr. 9.b Vyvážený modulátor
b) mřížky paralelně, anody v protitaktu

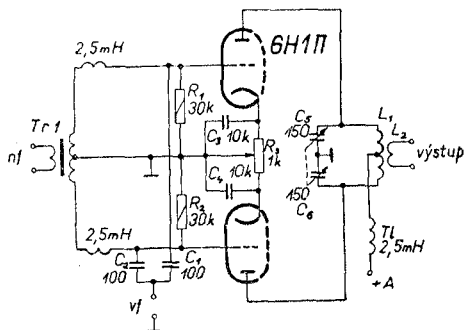


Obr. 9.c Vyvážený modulátor
c) není třeba přivádět žádný signál v protitaktu

b) Dvoutaktní vyvážený modulátor

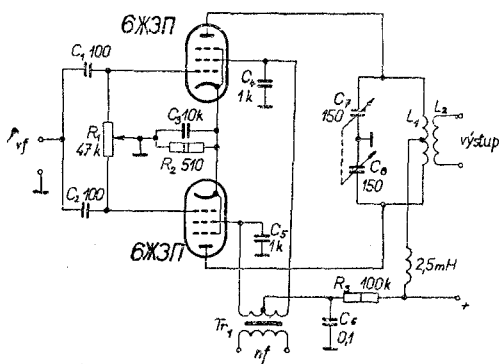
Modulátory, které potřebují na vstupu jedno nebo dvě napětí symetricky rozložená vůči zemi, nazývají se dvoutaktní. Zdroji takových napětí mohou být symetrické kmitové obvody, transformátory a jiné obvody (např. nf fázový inverter).

Na obr. 10 je praktické schéma často používaného modulátoru s dvojitou triodou. Vf napětí přichází ve fázi na mřížky triod přes kondenzátory C_1 a C_2 . Nf modulační signál přichází z transformátoru $Tr 1$ na mřížky elektronek v protifázi. Aby se napětí vf nezavíralo na zem přes vinutí transformátoru, jsou v obvodech vf tlumivky $Tl 1$ a $Tl 2$. Do anodového obvodu je zapojen symetrizační obvod $L_1 C_5 C_6$ na laděný na kmitočet vf signálu. Napětí obou postranních pásem se snímají z obvodu přes vazební cívku L_2 . Pro vyrovnání obvodu se zapojuje do katodových obvodů triod potenciometr R_3 .



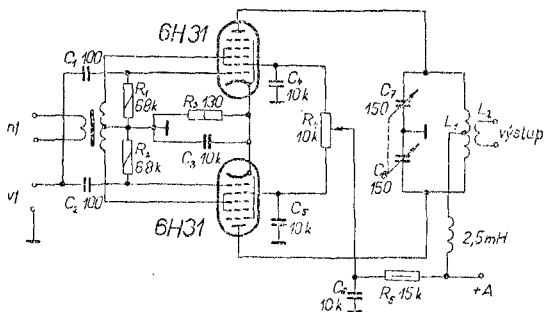
Obr. 10. Vyvážený modulátor s dvojitou triodou a symetrickým obvodem v anodě

anodového obvodu je zapojen symetrizační obvod $L_1 C_5 C_6$ na laděný na kmitočet vf signálu. Napětí obou postranních pásem se snímají z obvodu přes vazební cívku L_2 . Pro vyrovnání obvodu se zapojuje do katodových obvodů triod potenciometr R_3 .



Obr. 11. Vyvážený modulátor se dvěma pentodami, s modulací na stínících mřížkách

Na obr. 11 je schéma dvoutaktního modulátoru používajícího pentod. Modulační napětí přichází na stínící mřížky elektronek. Vyrovnání obvodu se provádí potenciometrem R_1 . Schéma možno poněkud pozměnit přiváděním nf napětí na třetí mřížku pentody, při takových typech elektronek, u nichž má třetí mřížka elektronek oddělený vývod. Vyrovnání schématu možno provést též změnou poměru kapacit C_1 a C_2 . Volí se jeden z kondenzátorů o menší kapacitě a k němu se zapojuje kondenzátor proměnný pro přesné nastavení.

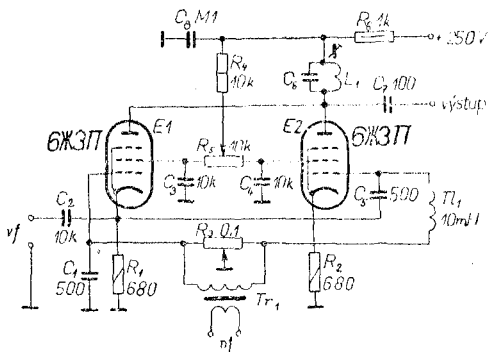


Obr. 12. Vyvážený modulátor se dvěma heptodami

Ve schématech modulátorů možno použít, kromě triod a pentod i vícemřížkové elektrony, speciálně konstruované pro směšování. Jako příklad je na obr. 12 schéma modulátoru se dvěma heptodami. Napětí v_f se přivádí na směšovací mřížky elektronek a modulační napětí na signálové. Vyrovnání se dosahuje změnou napětí na stínících mřížkách elektronek potenciometrem R_4 .

Konečně na obr. 13 je schéma modulátoru se dvěma pentodami a symetrickým obvodem v anodové části, u kterého není třeba přivádět na vstup symetrické v_f napětí. Napětí v_f přichází z katodového sledovače na katodu E_1 a současně přes kondenzátor C_5 na řídicí mřížku E_2 . Řídicí mřížka E_1 je pro v_f uzemněna přes kondenzátor C_1 , tj. zapojena k spodnímu konci odporu R_1 . Napětí v_f přichází na řídicí mřížky elektronek v protifázi. Napětí n_f z transformátoru Tr_1 je přiváděno též v protifázi na stejné mřížky elektronek. Aby se v_f napětí na řídicí mřížce E_2 neuzavíralo na zem přes transformátor Tr_1 , vkládá se do obvodu této mřížky v_f tlumivka Tl_1 . Řízení n_f

napětí na mřížkách elektronek se děje potenciometrem R_3 . Jestliže nf napětí se přivádí na pentodové mřížky elektronek, možno vynechat použití vf tlumivky. V tomto případě řídicí mřížky se spojují se zemí, každá přes odpor 100—200 kohmů. Pro vyrovnání obvodu slouží potenciometr R_5 .

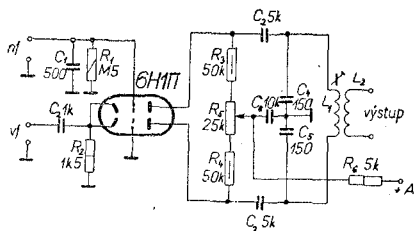


Obr. 13. Vyvážený modulátor se dvěma pentodami, s nesymetrickým vstupem a nesymetrickým zapojením v anodovém obvodu

c) Vyvážený modulátor s nesymetrickým vstupem a výstupem

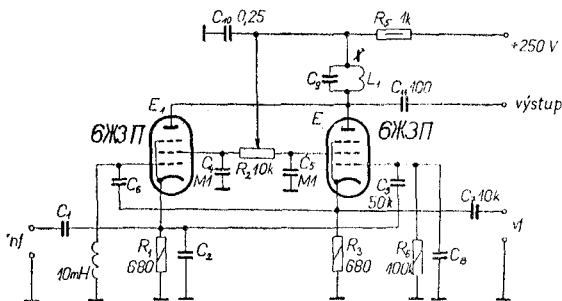
Nedostatkem popsaných schémat je nutnost přivádět napětí z různých symetrizačních zařízení jako transformátorů nebo symetrických obvodů. Tyto prvky komplikují a zdražují obvody. Proto byly sestaveny obvody, které nepotřebují protifázová vstupní napětí.

Na obr. 14 je jedno z takových schémat. Vf napětí přichází současně na obě katody elektronky. Protože do anodové části je zapojen symetrický obvod s umělým středem, mizí v něm napětí nosné vlivem rovnosti a protifáze složek. Modulační napětí přichází na mřížku horní triody. Katodový proud této triody vytváří na odporu R_2 napětí nf. Protože mřížka spodní triody je uzemněna, je nf napětí na mřížkách triod



Obr. 14. Vyvážený modulátor s dvojitou triodou, s nesymetrickým vstupem a symetrickým obvodem v anodách

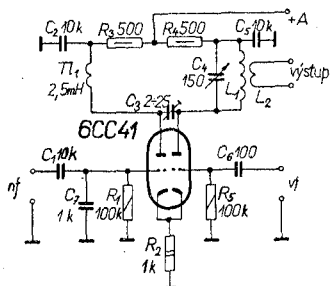
vzájemně posunuto o 180° . Schéma je obdobné s obvodem v obr. 10, s tím rozdílem, že vf napětí je zde přivedeno ke katodám elektronek. Ladění anodového obvodu se provádí změnou indukčnosti cívky L_1 ferromagnetickým jádrem. Pro vyrovnání obvodu slouží potenciometr R_5 . Zvláštností obvodu je nízký vf vstupní odpor. Před obvod je z tohoto důvodu vhodné použít katodový sledovač. Nedostatkem obvodu je snížený činitel zesílení, obdobně jako u dříve popsáno.



Obr. 15. Vyvážený modulátor pentodový s nesymetrickým vstupem a výstupem

Na obr. 15 je druhé schéma modulátoru, které nepotřebuje protifázových vstupních napětí. Vf signál přichází na katodu E_2 a současně na řídicí mřížku E_1 . Řídicí mřížka E_1 je vysokofrekvenčně uzemněna, takže vf napětí na mřížkách elektronek je v protifázi. Modulační napětí přichází na katodu E_1 , jejíž řídicí mřížka je nízkofrekvenčně uzemněna a současně přes

kondenzátor C_3 na řídicí mřížku E_2 . Proto i nf napětí přichází na mřížky v protifázi. Vyrovnání obvodu se uskutečňuje potenciometrem R_2 . Výstupní napětí se odebírá z anodového obvodu přes kondenzátor C_{11} .

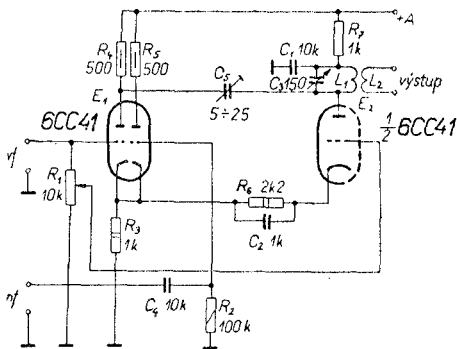


Obr. 16. Vyvážený modulátor s dvojitou triodou a nesymetrickými vstupy a výstupem

Ještě jedno schéma modulátoru je na obr. 16. Zde nf i vf napětí přichází na různé mřížky dvojitě triody. Nf napětí na levé mřížce triody způsobuje spád napětí na odporu R_2 a přivádí se mřížce pravé triody v protifázi. Vf napětí na

mřížce pravé triody způsobuje též spád napětí na katodovém odporu R_2 , proto vř napětí se jeví na mřížce levé elektronky v protifázi. Promodulované vř napětí se odděluje v anodových obvodech na zátěžích ve tvaru obvodu L_1C_4 a tlumivky Tl_1 . Fáze napětí nosné na těchto zátěžích je posunuta o 180° a hodnoty napětí nosné mohou se poněkud lišit. Napětí nosné na obvodě L_1C_4 se kompenzuje napětím nosné snímaným z tlumivky Tl_1 přes kondenzátor C_3 . Změnou jeho kapacity můžeme měnit stupeň potlačení nosné.

Poněkud jiné schéma je zobrazeno na obr. 17. Jeho činnost je tato: Napětí nosného kmitočtu přichází na mřížku levé triody E_1 , která pracuje jako katodový sledovač. Vlivem katodového proudu levé triody odděluje se na odporu R_3 vř napětí se stejnou fází jako vstupní napětí. Toto napětí přichází na katodu elektronky E_2 , která pracuje jako zesilovač s uzemněnou mřížkou. Proto napětí v anodovém obvodě této elektronky má takovou fázi, jako vstupní napětí. Současně na mřížku E_2 přichází napětí nosné, snímané z potenciometru R_1 . Toto napětí bude elektronka E_2 při zesílení obracet o 180° . Změnou polohy posuvného kontaktu potenciometru R_1 možno docílit potlačení nosné. Kondenzátor C_5 slouží ke kompenzaci vlivu parazitních kapacit elektronky a montáže. Je možno jím zlepšit potlačení nosné. Zapojení je výhodné hlavně tím, že vlivem funkce obou triod elektronky E_1 jako katodový sledovač, není choulostivé na vstupní napětí.



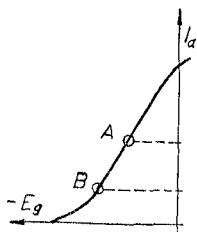
Obr. 17. Vyvážený modulátor s katodovými sledovači

d) Pracovní režimy elektronkových vyvážených modulátorů

Jak již bylo zdůrazněno činnost vyvážených modulátorů, jimi vnášené nelineární zkreslení, obsah i amplitudy vyšších harmonických v podstatě závisí na pracovním režimu použitých elektronek.

Obvykle se používají dva pracovní režimy. Liší se volbou pracovního bodu na statické modulační charakteristice. Taková charakteristika jednoho z boků modulátoru je na obr. 18. a je závislostí první harmonické anodového proudu na napětí modulační mřížky elektronky.

První režim odpovídá modulaci bez zániku obálky první harmonické anodového proudu zvukového kmitočtu. To značí, že pracovní bod má ležet uprostřed lineární části modulační charakteristiky (bod A). Takový režim je podobný činnosti nf zesilovače třídy A. Přitom je nelineární zkreslení minimální, ale účinnost modulátoru je nízká (menší než 25—30 %). Takový pracovní režim se používá v tom případě, když účinnost nehraje větší roli (např. v mezistupních malého výkonu vysílače s jedním postranním pásmem).



Obr. 18. Modulační charakteristika modulátoru

Jindy bývá nezbytné, aby modulátor pracoval s dostatečně vysokou účinností a dával určený výkon pro vybuzení následujícího stupně, pracujícího např. s mřížkovými proudy. V tom případě se doporučuje použití pracovního režimu modulátoru se zánikem 90°

obálky první harmonické anodového proudu. Pracovní bod se volí ve spodním ohybu modulační charakteristiky (bod B); režim je opět podobný režimu třídy B nf zesilovačů. Účinnost modulátorů se přitom zvětšuje, ale nelineární zkreslení vzrůstá.

Výpočet režimů modulátorů s elektronkami je shodný s výpočtem generátorů s modulací na mřížce. Při volbě pracovního režimu A je nutno předběžně určit některé údaje. Je třeba vycházet z toho, že v klidové době obvod pracuje nakrátko a veškerý přiváděný výkon se soustřeďuje na anodách elektronek modulátoru. Při přerušení výstupu elektronek výkon nemá převýšit přípustný součtový výkon rozptýlený na anodách. Znajíce napětí napájecího anodového zdroje E_A , určíme maximální přípustnou hodnotu stálé složky anodového proudu každé elektronky

$$I_{a0} = \frac{P_{\text{klid}}}{2 E_A}. \quad (12)$$

Je nutno zdůraznit, že ekvivalentní odpor obvodu zapojeného do anod elektronek modulátoru nemá překročit určenou hodnotu, při které amplituda napětí postranních pásem je větší než kritická. Mezní hodnota ekvivalentního odporu může

být určena, je-li známa hodnota kritického napětí (z výpočtu obvodu s mřížkovou modulací).

$$R_{\text{oekv}} \leq \frac{U_{\text{a krit}}}{m I_{\text{al klid}}}, \quad (13)$$

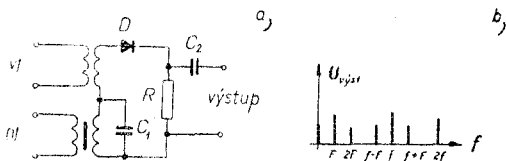
m — stupeň modulace,

$I_{\text{al klid}}$ — amplituda první harmonické anodového proudu klidového.

Podobným způsobem se počítají pracovní režimy směšovačů, o nichž bude řeč později.

e) Diodové vyvážené modulátory

Zároveň s elektronkovými modulátory se používají vyvážené modulátory s diodami (elektronkovými i polovodičovými).

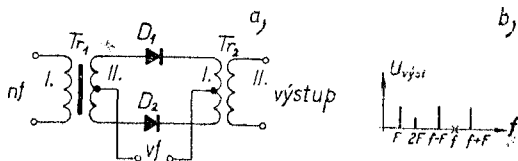


Obr. 19. Základní schéma diodového modulátoru a diagram kmitočtů výstupního signálu

Na obr. 19a je základní schéma diodového modulátoru. Na diodu D přichází současně v_f napětí i napětí n_f . Tvar obálky proudu jdoucího přes diodu závisí na tvaru křivky modulačního napětí.

Nechť na diodu přichází modulační napětí jednoho tónového kmitočtu. Napětí na diodě bude dáno součtem okamžitých hodnot modulujícího a modulovaného napětí. Dioda propouští proud jen v jednom směru a proto je nelineárním elementem. Na odporu zátěže R se vyčleňuje napětí určené proudem v obvodu diody, obsahující nejen základní, ale i kombinované kmitočty, ze kterých vznikají součtové a rozdílové kmitočty, harmonické kmitočty základních v_f a n_f kmitočtů a stálá složka. Kmitočtový diagram na výstupu diodového modulátoru je na pravé části obr. 19. Pro oddělení potřebného signálu na výstupu modulátoru se zapojuje kmitavý obvod nebo složitější elektrický filtr.

Na obr. 20a je schéma jednoduchého vyváženého modulátoru se dvěma diodami. Diody jsou zapojeny v obvodu vinutí transformátorů, majících středové vývody. Při prvé půlplně vf napětí jsou obě diody uzavřeny a diodami neprotéká proud. Při následující půlplně je napětí připojeno k diodám v protismyslové polaritě a diodami protéká proud. Není-li přítom modulační napětí, je vodivost diod stejná a proudy v závitech transformátoru Tr 2 jsou rovny a ve směru proti sobě. Magne-



Obr. 20. Vyvážený modulátor se dvěma diodami

tický tok je roven nule a na výstupu není žádný signál – obvod je vyrovnán. Nyní se přivede na primární vinutí transformátoru Tr 1 modulační napětí. V sekundárním vinutí se objeví proměnná elektromotorická síla. Je připojena k diodám v různé polaritě. Proud diody, pro kterou je polarita připojené elektromotorické síly opačná než přímý proud, se zmenšuje a proud druhé diody se zvětšuje. Proto magnetický tok v transformátoru Tr 2 nebude roven nule a v sekundárním vinutí bude elektromotorická síla.

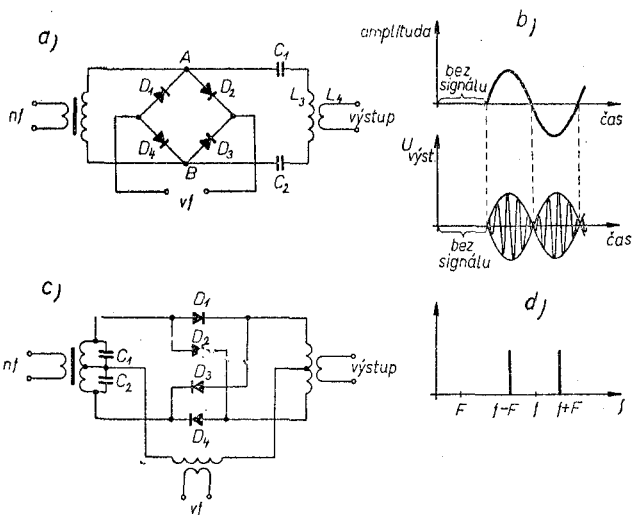
Při následující půlperiodě modulačního napětí se zvětšuje proud druhou diodou, pročež se objeví také elektromotorická síla v sekundárním obvodu transformátoru Tr 2. V konečném úhrnu napětí na sekundárním vinutí transformátoru Tr 2 bude určováno amplitudou a kmitočtem modulačního ω signálu.

Napětí na výstupu vyrovnaného modulátoru v obecném případě obsahuje součtové a rozdílové kmitočty (postranní), modulační kmitočty a neobsahuje kmitočet nosný. Kmitočtový diagram výstupního signálu takového modulátoru je v pravé části obr. 20.

Je-li kmitočet modulace o mnoho níže než nosný, nepropouští jej výstupní vf transformátor a na výstupu zůstává signál o dvou pásmech s potlačenou nosnou.

Na obr. 21 jsou další provedení vyvážených modulátorů s diodami a to můstkový a kruhový.

V prvném modulátoru se nf a vf napětí přivádí na různé diagonály mostu, který je tvořen čtyřmi diodami $D_1 - D_4$. Kondenzátory C_1 a C_2 mají malou kapacitu a zabraňují uzavírání nf napětí přes cívku L_3 . Nemí-li modulační napětí, není na výstupu modulátoru žádný signál, protože vlivem shodnosti proudů všech diod je obvod vyrovnán. Přivedme nyní nf napětí. Necht' v prvý okamžik v bodě A je kladný potenciál a v bodě B záporný. Protože napětí je připojeno proti diodám



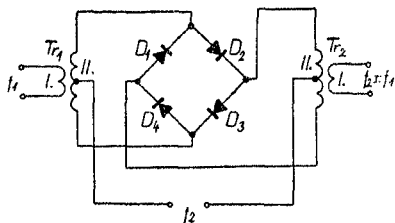
Obr. 21. Můstkový a kruhový vyvážený modulátor. Nahoře časový diagram modulačního a výstupního napětí, pod ním diagram kmitočtů výstupního napětí kruhového modulátoru

D_1 a D_3 , zmenšuje se jejich vodivost. Ve stejnou dobu se zvětšuje proud diodami D_2 a D_4 . Proud vysokého kmitočtu je propouštěn, prochází cívku L_3 a způsobuje vznik vf proudu ve vazební cívce.

Když nf napětí změní svoji polaritu, bude v bodě A záporný potenciál a v bodě B kladný. V tomto případě bude procházet větší proud diodami D_1 a D_3 a v zátěži bude opět vf signál, ale s opačnou fází. Proto signál na výstupu modulátoru má fázi měnící se na opačnou pokaždé, když modulační signál prochází nulou. Obálka výstupního signálu pulsuje s dvojnásobným kmitočtem modulační. To je patrné v pravé horní části obr. 21, v němž je modulační signál tónu a jemu odpovídá-

dající signál na výstupu modulátoru. Nosnou takový signál nemá, protože v době celého procesu modulace prochází v zátěži součet hodnot, které jsou si rovny, ale vždy v opačné fázi. Energie postranních pásem je dána energií modulačního napětí po odečtu ztrát v diodách.

Obvod vyváženého modulátoru kruhového pracuje obdobným způsobem. Důležitou vlastností je, že ve výstupním napětí není kmitočet modulačního napětí a jeho harmonické. Zvláště

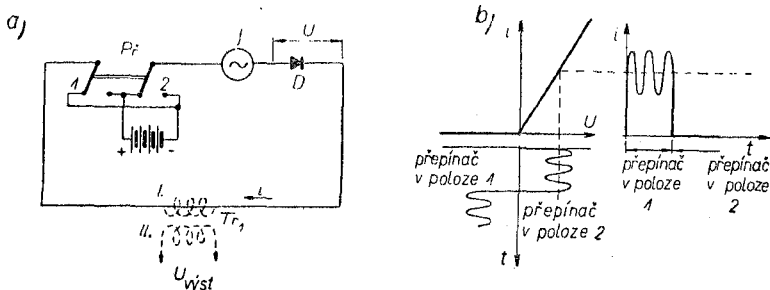


Obr. 22. Základní schéma můstkového modulátoru

důležité je to tehdy, je-li volen nosný kmitočet nízký a harmonické modulačního spektra mohou přímo přicházet do výstupního signálu o dvou pásmech. Kromě toho, jestliže při telegrafním provozu se předpokládá přivádět nf tón na vstup SSB vysílače, potom kruhový modulátor má přednost, protože pohlcuje parazitní vyzářování blízko základního

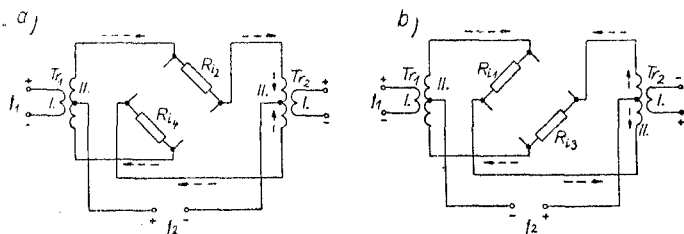
signálu. Jiná zapojení modulátorů jsou často v těchto případech nevhodná. Kmitočtový diagram výstupního napětí kruhového modulátoru je v pravé spodní části obr. 21.

Vraťme se však ještě k můstkovému zapojení modulátoru ve tvaru vyznačeném na obr. 22. Abychom poznali jaká je činnost modulátoru, proberme nejdříve činnost obvodu sestávajícího z generátoru střídavého napětí, diody a baterie s přepínačem Př, který dovolu



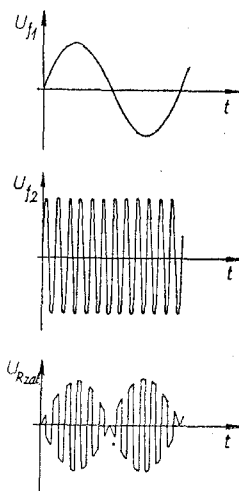
Obr. 23. Princip činnosti modulátoru v obr. 22. a proud v obvodu v závislosti na směru napětí

Volí-li se napětí baterie větší než napětí generátoru, a přepínač PŘ bude v poloze 1, bude protékat obvodem pulzující proud, a při poloze 2 přepínače nebude v obvodu proud (pravá část obr. 23). Při zapojení primárního vinutí transformátoru Tr 1 do takového obvodu, bude v jeho sekundárním vinutí



Obr. 24. Zapojení pro dvě půlperiody nosného kmitočtu

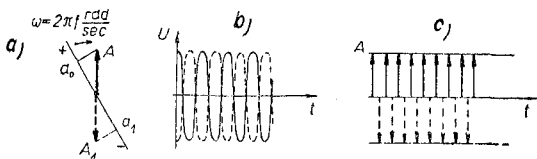
vznikat napětí úměrné napětí generátoru, a to jen tehdy, když přepínač PŘ bude v poloze 1. Měníce polaritu zapojení baterie, měníme odpor diody od nějaké malé hodnoty R_i závisející na vlastnostech diody (přepínač je v pol. 1 – dioda je otevřena), do velmi vysoké hodnoty (přepínač je v poloze 2 – dioda je uzavřena). V modulatoru jedno ze dvou směřovaných napětí o kmitočtu f_1 přichází na vinutí I. transformátoru Tr 1. Druhé napětí o kmitočtu f_2 přichází na středy obou transformátorů a slouží k změně odporu diod. Kmitočet f_2 má být větší než f_1 . Na obr. 24 jsou ekvivalentní schémata modulatoru pro dvě půlvlny napětí s kmitočtem f_2 . Plnými šipkami je naznačen proud s kmitočtem f_2 a čárkovanými s kmitočtem f_1 . Proud o kmitočtu f_2 nemůže dávat napětí v primárním vinutí transformátoru Tr 2, protože protéká v polovinách sekundárních cívek do různých stran. Napětí v primárním vinutí transformátoru Tr 2 může dát proud protékající v sekundárním vinutí v jednom směru. Hodnota proudu je úměrná okamžité hodnotě napětí s kmitočtem f_2 a napětími se mění každou půlperiodu kmitočtu f_2 . Na obr. 25 jsou zakreslena



Obr. 25. Závislost jednotlivých napětí modulatoru

napětí U_{f1} , U_{f2} a $U_{Rzát}$ v případě, že perioda f_2 je desetkrát větší než f_1 .

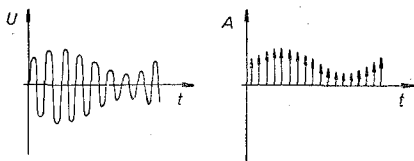
Je známo, že libovolnou periodicky se s časem měnící hodnotu, např. napětí $U_{Rzát}$, je možno rozložit na součet hodnot měnících se s časem podle sinusového zákona. Představíme



Obr. 26. Vektorové zobrazení sinusových napětí

si stojící vektor OA , v jehož počátku O se v rovině obrázku 26 pootáčí se stálou úhlovou rychlostí $\omega = 2\pi f$ rad/sek přímka. Bod O dělí přímku na kladnou a zápornou polopřímku. Velikost průmětu vektoru OA na přímku Oa se bude časově měnit podle zákona sinusovky. Průmět libovolného druhého vektoru na stejnou osu bude znázorněn sinusoidou fázově posunutou k první. Amplituda této sinusovky bude rovna absolutní hodnotě tohoto vektoru a fázový posun v míře úhlové bude odpovídat úhlu mezi vektory.

Tak libovolné časově se měnící hodnotě podle sinusového zákona s kmitočtem f bude odpovídat stálý vektor mající určitou hodnotu a polohu v rovině obrázku 26. Na další části obr. 26 jsou dva vektory posunutě o 180° ,

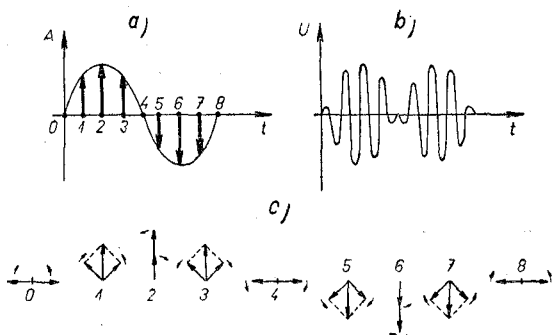


Obr. 27. Modulované napětí a závislost jeho vektorového zobrazení na čase

mající stejnou hodnotu. Jim odpovídající sinusovky jsou rovněž na tomto obrázku. Na poslední části obr. 26 je závislost amplitudy kmitů neboli, což je totéž, vektorů. Je-li sinusové napětí amplitudově modulováno, potom amplituda jeho vektoru se časově mění. Na obr. 27 jsou modulovaná napětí a závislost jeho vektorového zobrazení, přičemž kmitočet f_2 (nosná) je volen $10\times$ větší než kmitočet modulujícího napětí f_1 , tj. poměr mezi nimi je stejný jako na obr. 25. Vektor měnící se časově je možno získat složením vektoru stálé hodnoty s vektorem, jehož hodnota a směr se mění (levá část obr. 28). Je

snadno vidět, že perioda změny jeho hodnoty má být rovna periodě modulujícího kmitočtu f_1 . I tento vektor je možno získat složením dvou rovnoměrně se otáčejících vektorů do různých stran.

Poloha otáčejících se vektorů v časové závislosti je na spodní části obr. 28. Jak je patrné z obr. 28 za dobu jedné periody modulárního kmitočtu f_1 udělají tyto vektory jednu otáčku. Proto vektor otáčející se proti hodinovým ručičkám bude mít vzhledem k přímce otáčející se ve směru hodinových ruček s úhlovou rychlostí $\omega = 2\pi f_2$ rad/sek, úhlovou rychlost rovnou součtu rychlostí nosného i modulárního napětí.



Obr. 28. Časové a vektorové zobrazení napětí postranních kmitočtů modulovaného kmitání

Usuzujeme-li stejně, snadno se přesvědčíme, že kmitočet napětí odpovídajícího vektoru, otáčejícího se ve směru hodinových ručiček, bude roven rozdílu nosného a modulárního kmitočtu.

Proto napětí U zobrazené na obr. 28 a odpovídající vektoru na levé části obr. 28 se jeví jako součet dvou sinusových napětí s kmitočty $(f_2 + f_1)$ a $(f_2 - f_1)$. Napětí je velmi podobné výstupnímu napětí modulátoru $\bar{U}_{Rzát}$ (obr. 25). Rozdíly ve tvarech napětí se zdůvodňují tím, že na výstupu modulátorů, kromě součtových a rozdílových kmitočtů směřovaných kmitů, vznikají ještě napětí s kmitočty $(nf_2 \pm nf_1)$, kde n může být 3, 5, 7 atd. Tato napětí mohou být snadno odfiltrována.

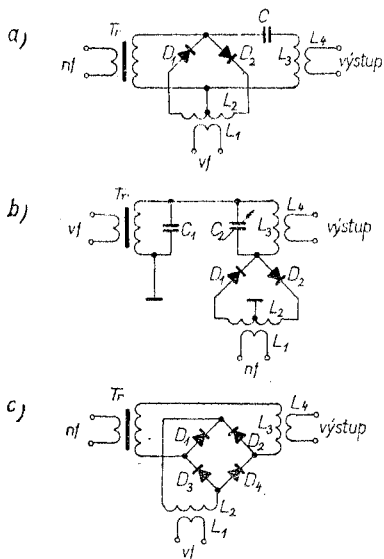
Kromě mostových a kruhových vyvážených modulátorů se používají tzv. půlmostové (šuntované) a sériové modulátory. Základní schéma prvního je na horní části obr. 29. Dvě sché-

mata sériových modulátorů s použitím dvou a čtyř diod jsou na další části obr. 29. Funkce těchto schémat je založena též na principu změny vf proudu diodami vlivem modulačního napětí.

Diodové modulátory dávají nejmenší nelineární zkreslení modulací za podmínky, že amplituda vf signálu značně převyšuje modulační napětí. Poměr amplitud vf k nf signálu v těchto podmínkách je 15 : 1 nebo až 20 : 1.

V závislosti na typech použitých diod může mít napětí přicházející na vstup modulátoru různou hodnotu. Pro zlepšení činnosti se snažíme přivádět co možno menší napětí nf. Amplituda vf napětí má obvykle několik voltů. Ztráty v diodách se mění od 2—3 až do 6—9 dB při změně pracovního kmitočtu od desítek kHz do několika MHz.

Obecnou vlastností všech modulátorů je možnost vysokého potlačení nosné (do 50 až 60 dB). Diodové modulátory mají nízký vstupní a výstupní odpor, proto je předpokladem používání laděných obvodů.



Obr. 29. Půlmostový a sériové diodové modulátory

Kmitočty, na kterých dobře pracují diodové modulátory, jsou v závislostech na typech použitých diod v mezích od desítek kHz do 10—15 MHz. Na velmi vysokých kmitočtech již se nepodaří získat vysoké a stabilní potlačení nosné vlivem průchozí kapacity diod. Ze stejného důvodu se se zvýšením kmitočtu značně zmenšuje vstupní a výstupní odpor modulátoru. Jako příklad možno uvést, že kruhový modulátor mající na kmitočtech 200—300 kHz vstupní odpor 800 až 1100 ohmů, již na kmitočtu 7 MHz má odpor 50 až 100 ohmů. Vstupní a výstupní odpory diodových modulátorů jsou si přibližně rovny.

Pro zmenšení šuntujícího působení průchozích kapacit diod

na vysokých kmitočtech se používá zatěžovacích odporů, jejichž hodnota se volí rovna výstupnímu odporu modulátoru na těchto kmitočtech. Na kmitočtech 3—4 MHz odpovídá tento odpor hodnotě 100 až 150 ohmů.

Jelikož polovodičové diody mají velký rozptyl parametrů, doporučuje se před montáží je vybrat podle shodných charakteristik.

f) Praktická schémata vyvážených modulátorů

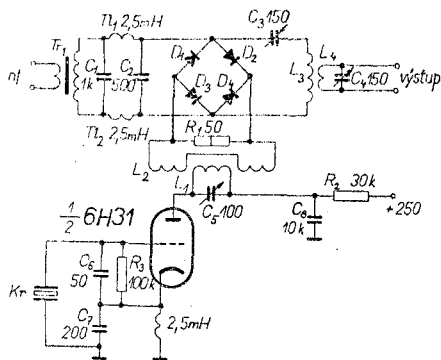
Praktické schéma můstkového modulátoru a generátoru nosné je na obr. 30. Nf napětí je přiváděno přes transformátor Tr 1. Jeho sekundární vinutí má být počítáno na odpor řádu 200—300 ohmů. Tlumivky Tl 1 a Tl 2 zabraňují zkratování vf napětí přes nf transformátor.

Výstupní obvod modulátoru je sériový obvod L_3 C_3 inuktivně vázaný s obvodem L_4 C_4 . Tím se docílí přízpůsobení nízkého výstupního odporu vyváženého modulátoru vysokému vstupnímu odporu následujícího stupně nebo filtru. Kromě toho obvod zabraňuje zkratování nf napětí přes cívku L_3 .

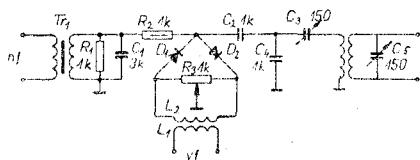
Vstupní odpor modulátoru pro proudy vf je malý, takže vazební cívka L_2 má malý počet závitů navinutých na kostru cívky generátoru nosného kmitočtu, který je vytvářen triodou.

Generátor má normální oscilátorové schéma a je stabilizován krystalem Kr. Kondenzátory C_6 a C_7 jsou pro zlepšení podmínek pro rozkmitání. Diody jsou germaniové.

Na obr. 31 je praktické schéma šuntovaného mo-

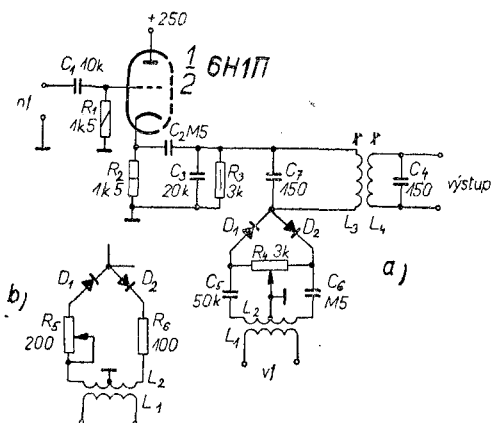


Obr. 30. Schéma vyváženého můstkového modulátoru s generátorem nosného kmitočtu

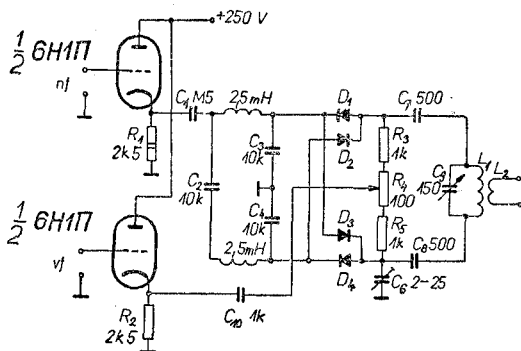


Obr. 31. Schéma pŭlmostového modulátoru a to šuntovaného modulátor

dulátoru; má jako předešlý malý vstupní nf odpor. Pro přizpůsobení je do obvodu zapojen snižovací transformátor Tr 1. Jeho sekundární vinutí je počítáno pro odpor 500—600 ohmů.



Obr. 32. Šuntovaný modulátor s katodovým sledovačem a varianta zapojení vyvažovacího obvodu



Obr. 33. Kruhový modulátor s katodovým sledovačem na vstupu

Vstupní odpor pro vf proudy je dostatečně velký. S tím je nutno počítat při navrhování vf transformátoru. Výstupní odpor modulátoru je malý, proto se používá sériový výstupní obvod. Aby vf proudy neprocházely nf transformátorem, je tento šuntován kondenzátorem C_1 . Přesné vyrovnaní obvodu

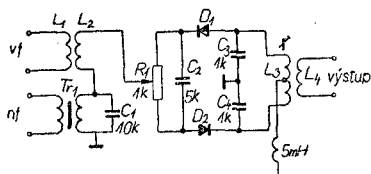
se provádí proměnným odporem R_3 . Vzhledem k použití potenciometru, nemusí mít cívka L_2 střední vývod.

Na obr. 32. je schéma šuntovaného diodového vyváženého modulátoru bez použití nf modulačního transformátoru. Jako přizpůsobovací prvek je zde použit triodový katodový sledovač. Ladění obvodů na výstupu modulátoru se provádí jádry. Kondenzátor C_2 chrání diody D_1 a D_2 , aby na ně nepřicházelo předpětí z katody elektronky. Jindy může být zlepšena jakost signálu při modulaci zapojením balančního prvku, jak je ve spodní části obr. 32. V tomto případě je třeba o něco větší vř výkon, aby vzniklo na diodách dostatečné napětí.

Příkladem praktického obvodu kruhového modulátoru může být schéma na obr. 33. Modulátor pracuje do kmitočtů až 1 MHz.

Vyrovnání se provádí potenciometrem R_4 a kondenzátorem C_6 .

Na obr. 34 je schéma zjednodušeného kruhového modulátoru. Vř a nf napětí přicházejí sériově přes vyrovnávací potenciometr R_1 . Vstupní odpor je nízký, zejména pro vř proudy.



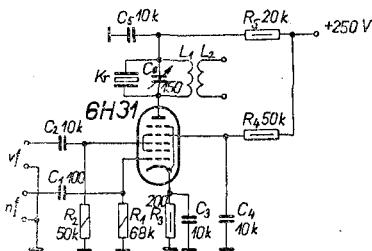
Obr. 34. Zjednodušený kruhový modulátor

g) Potlačení nosné bez vyváženého modulátoru

Potlačit nosný kmitočet je možno v principu i bez použití vyváženého modulátoru. Jestliže se např. po stupni, ve kterém se provádí modulace, zapojí filtr propouštějící signály všech kmitočtů s výjimkou nosné, je možno získat signál se dvěma postranními pásmy bez nosné.

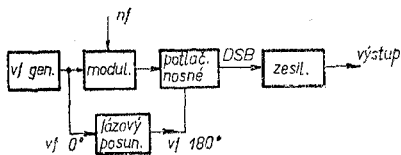
Jako filtru potlačujícího nosný kmitočet je možno použít krystalový rezonátor, který má vysokou elektrickou jakost a v souvislosti s tím i vysoké selektivní vlastnosti.

Pro proud s kmitočtem sériové rezonance představuje krystal malý reálný odpor, a jestliže se zapojí paralelně ke zdroji vř kmitů s velkým vnitřním odporem, potom signál s kmitočtem sériové rezonance bude potlačen.



Obr. 35. Potlačení nosné paralelním zapojením krystalu

Na obr. 35 je jednoduché schéma zapojení krystalu paralelně ke kmitavému obvodu. Jako modulační elektronka je zde použita heptoda. V_f napětí se přivádí na směšovací mřížku elektronky a modulační nf napětí na signální mřížku. V anodovém obvodu se vytvářejí napětí nosné a obou postranních pásem. Nosný kmitočet se potlačuje krystalem a na výstupu zůstane signál o dvou pásmech. Potlačení nosné může dosáhnout 30 až 40 dB v závislosti na vlastnostech krystalu a jakosti anodového obvodu.



Obr. 36. Blokové schéma zařízení pro potlačení nosné bez modulátoru

Druhý způsob potlačení nosné bez vyváženého modulátoru je založen na tom, že do promodulovaného v_f signálu, obsahujícího nosnou a oba postranní kmitočty se přidává signál nosného kmitočtu,

co do amplitudy rovný, ale fázově posunutý o 180°. Blokové schéma takového uspořádání je na obr. 36. V_f signál se přivádí současně na modulátor a fázový posunovatel. Na modulátor se přivádí též napětí nf. Na jeho výstupu se získává AM signál, který přichází na následující stupeň – kde se provádí potlačování nosné tím, že se přidává též napětí nosné posunuté o 180°. V případě rovnosti amplitud nosných na výstupu zůstává jen signál o dvou postranních pásmech, jako za modulátorem.

4. FILTRY

Aby se ze signálu se dvěma pásmy získal signál s jedním postranním pásmem, je nutné oddělit jedno postranní pásmo a potlačit druhé. Tuto úlohu získávání SSB filtrovou metodou splňují speciální filtry.

Co do charakteristik se dělí filtry do čtyř základních skupin: dolnoproputné, hornoproputné, pásmové filtry a zádrže. Dolnoproputné filtry nepropouštějí signály s kmitočtem vyšším než je mezní, hornoproputné naopak propouštějí signály vyšší než je mezní kmitočet. Pásmové filtry propouštějí určené kmitočtové pásmo, zeslabují signály vně tohoto pásma a konečně kmitočtové zádrže pohlcují signály určeného kmitočtového pásma, ale současně propouštějí signály s většími a menšími

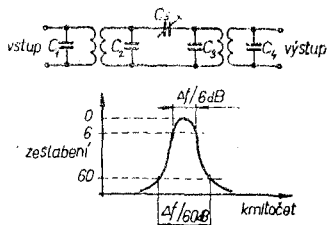
kmitočty. V technice jednoho postranního pásma mají největší použití zejména pásmové filtry. Ladí se tak, aby přes něj procházely jen signály požadovaného postranního pásma. Všechny ostatní signály včetně i nežádoucího postranního pásma se filtrem zeslabují.

Na obr. 37 je uveden jako příklad jednoduchý pásmový filtr a jeho kmitočtová charakteristika. Má čtyři rezonanční obvody, volně mezi sebou vázané a naladěné na jeden kmitočet. Vazba mezi obvody L_1C_1 , L_2C_2 a L_3C_3 , L_4C_4 je induktivní a mezi obvody L_2C_2 a L_3C_3 kapacitní přes kondenzátor C_5 . Vlivem selektivních vlastností obvodů ze všech signálů přivedených na vstup filtru zůstávají na výstupu jen signály s kmitočty ležícími blízko k vlastnímu kmitočtu obvodů. Signály s vyšším nebo nižším kmitočtem budou zeslabeny.

K základním charakteristikám pásmového filtru patří: pásmo propustnosti, činitel pravoúhlosti, zeslabení za mezí pásma propustnosti, vlnový odpor a ztráty ve filtru. Pásmo propustnosti filtru je ono pásmo kmitočtů, ve kterém napětí na výstupu filtru nepoklesá pod 0,707 hodnoty maximální. V pásmu propustnosti filtru se změní výstupní napětí méně než o 1/3 při nezměněném napětí vstupním. Vzhledem k tomu, že pro dobrou srozumitelnost řeči je již dostatečné pásmo kmitočtů řádově 2,5 až 3 kHz, má pásmo propustnosti filtrů v přístroji pro jedno postranní pásmo obvykle stejnou hodnotu.

Činitel pravoúhlosti dovoluje hodnotit strmost boků rezonančních křivek filtru. Známe-li tento činitel, můžeme soudit na to, jak prudce bude zeslabován signál, jestliže se změní jeho kmitočet mimo mez pásma propustnosti. Obvykle činitel pravoúhlosti je určován poměrem pásma propustnosti na úrovni zeslabení 60 dB k pásmu propustnosti na úrovni 6 dB. Pro filtry různých konstrukcí leží hodnota činitele pravoúhlosti K_p v dosti širokých mezích. Čím je K_p blíže k jedničce, tím kvalitnější je filtr. Obvykle se používají filtry, kde K_p je od 5 do 1,5.

Zeslabení za mezemi pásma propustnosti závisí na konstrukci, typu filtru a jeho naladění. Zeslabení se obvykle měří v poměrových jednotkách – v decibelech. Položí-li se požadavek co možno nejvíce potlačit nežádoucí postranní pásmo, je nutno se



Obr. 37. Schéma a kmitočtová charakteristika pásmového filtru

snažit o to, aby vně pásma propustnosti bylo zeslabení co možno vyšší. V amatérské praxi se používají filtry se zeslabením od 25—70 dB.

Protože filtr sestává z kmitočtově selektivních prvků, má každý obvod filtru a filtr v celku určitý vlnový charakteristický odpor. Znalost kmitočtové závislosti vlnového odporu filtru má též velký praktický význam. Při nerovnosti vlnového odporu s odporem zatížení vznikají odrazy, čímž se zhoršuje útlumová charakteristika a rostou ztráty.

Často bývá nutnost znát i vstupní odpor filtru, který se určuje vlnovým a zátěžovým odporem. Při konstrukci filtrů je nutno se snažit o to, aby vlnový odpor v pásmu propustnosti byl co nejstálejší.

Filtr má určitý reálný odpor a proto vnáší určité ztráty. Úroveň signálu, odebíraného z filtru, je vždy o něco menší, než úroveň signálu přiváděného. Hodnota charakterizující útlum signálu v pásmu propustnosti se vyjadřuje v dB.

V amatérské technice SSB se používají filtry: kapacitně induktivní, krystalové a elektromechanické.

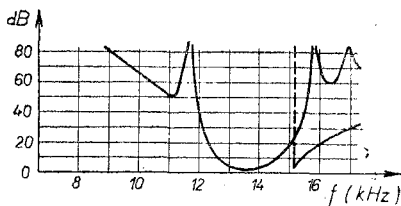
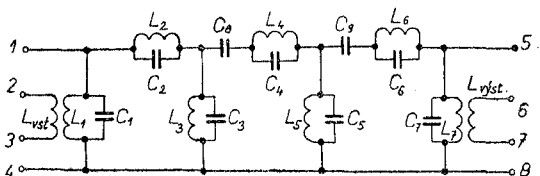
a) *Kapacitně induktivní filtry*

Pásmový filtr zobrazený na obr. 37 je vlastně kapacitně induktivní filtr, též nazývaný LC pásmovým filtrem. Dává poměrně malé potlačení nežádoucích postranních pásem, protože jeho kmitočtová charakteristika má nakloněné boky. Proto zeslabení za mezemi pásma propustnosti filtru je malé. Přešlo se proto k složitějším LC filtrům, které mají doplňkové rezonanční obvody pro zlepšení pravoúhlosti a útlumu za mezemi pásma propustnosti. Na obr. 38 je schéma filtru a uvedena jeho kmitočtová charakteristika.

Filtr je počítán na propouštění spodního a potlačení horního postranního pásma. Pásmo propustnosti filtru 3 kHz je v mezích od 12 do 15 kHz. Nosný kmitočet se volí rovným 15 kHz. Na tomto kmitočtu dává filtr zeslabení 20 dB. Tak nízký kmitočet nosné není volen právě nejvhodněji, obvykle LC filtry s úzkým pásmem propustnosti (3—5 kHz) jsou pro kmitočty od 10 do 70—80 kHz. Na vyšších kmitočtech lze těžko získat dostatečně strmé boky kmitočtové charakteristiky a nezbytný útlum vně pásma filtru.

Vstupní a výstupní odpor filtru na středním kmitočtu je průměrně 3 kohmy (svorky 1—4 a 5—8). Takový odpor není vždy vhodný pro praktické účely. Proto pro transformaci odporu jsou

zaváděny vazební cívky L_{vstup} a $L_{vyst.}$, které se vinou na společné kostře s cívkami L_1 a L_7 a počítají se na zadaný odpor. Počítá-li se např. že filtr bude zapojen za kruhovým vyváženým modulátorem, musí transformovaný vstupní odpor filtru být 500—600 ohmů. Přitom počet závitů má být kolem 40 % závitů cívky L_1 . Výstupní cívka musí přizpůsobit výstupní odpor



Obr. 38. Pásmový LC – filtr s hodnotami:

$L_1 = 8,16$ mH, $C_1 = 17$ K; $L_2 = 11,63$ mH, $C_2 = 16$ K4; $L_3 = 6,42$ mH, $C_3 = 24$ K; $L_4 = 11,32$ mH, $C_4 = 9$ K4; $L_5 = 7,38$ mH, $C_5 = 20$ K5; $L_6 = 10,45$ mH, $C_6 = 10$ K; $L_7 = 15,1$ mH, $C_7 = 8$ K5, $C_8 = 11$ K3; $C_9 = 14$ K2.

filtru vstupního odporu následujícího stupně. Jakost cívek filtru má být co největší.

Cívky filtru se vinou na kostru s magnetickými nebo ferritovými jádry. Použit je možno též ferritové prstény o \varnothing 35 až 45 mm a tloušťky do 10 mm. Vinutí se provádí vodičem o \varnothing 0,1 do 0,3 mm. Přibližně lze počet závitů takové cívky na ferritovém prstenu počítat podle vztahu

$$n = \sqrt{\frac{L}{6,28\mu_{j\acute{a}dra} (D - \sqrt{D^2 - d^2}) \cdot 10^{-6}}}, \quad (14)$$

L – indukčnost cívky μ H,

D – střední \varnothing toroidu cm,

d – střední \varnothing závitů cm,

$\mu_{j\acute{a}dra}$ – magnet. vodivost jádra.

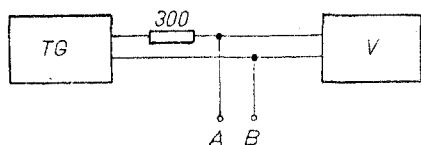
Vstupní cívka má 2—3 \times vyšší počet závitů, než cívka L_7 , protože se obvykle zapojuje do obvodu mřížky následující

elektronky (s vysokým vstupním odporem). Ladění filtru se provádí kontrolou rezonančních kmitočtů jednotlivých obvodů. Jsou uvedeny v tabulce. Pro kontrolu se použije schéma na obr. 39. Zkoušený obvod se zapojuje ke svorkám A — B.

Obvod	Rezonanční kmitočet kHz	Obvod	Rezonanční kmitočet kHz
L_1C_1	13,5	L_2C_2	11,4
L_3C_3	13,8	L_4C_4	15,7
L_5C_5	12,9	L_6C_6	15,5
L_7C_7	14,00	$L_4C_8^*$	14,0
$L_8C_9^*)$	13,0		

*) Rezonanční kmitočty sériových obvodů.

Na obvod se přivádí napětí z tónového generátoru a měří se lampovým voltmetrem. Při zapojení paralelního obvodu se



Obr. 39. Sestavení přístrojů pro naladění obvodů LC — filtru.

TG — tónový generátor, V — elektronkový voltmetr

rezonance určuje podle maxima indukovaného voltmetrem — u sériového podle minima. Nesouhlasí-li kmitočet s požadovaným, změní se poněkud kapacita obvodu (jen o hodnotu menší než 10 %, protože jinak může dojít k nepřizpůsobení odporů

jednotlivých článků filtru). Po kontrole kmitočtu obvodů se filtr sestaví a snímá se jeho úplná kmitočtová charakteristika. Má mít tvar zobrazený na obr. 38.

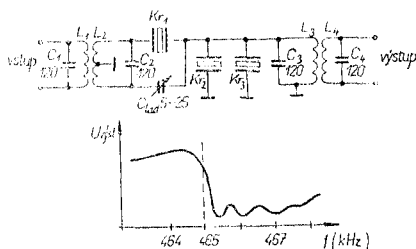
b) Krystalové filtry

LC filtry možno používat na kmitočtech nižších než 100 kHz, proto v budičích SSB s takovými filtry je vhodné použít dodatečné směšovače kmitočtu.

Na kmitočtech vyšších než 100 kHz se často používají filtry, u nichž jako kmitočtově selektivního členu se používá krystalový rezonátor.

Vlastnosti krystalového obvodu a princip činnosti jsou všeobecně známé, proto zde nebudou popisovány.

Při použití jednokrystalového filtru v přístroji SSB se naladí filtr tak, aby kmitočet nekonečného ztlumení filtru souhlasil se středním kmitočtem nežádoucího postranního pásma. Přitom žádané postranní pásmo je v propustném pásmu filtru. Filtr je vhodný proto, že dovoluje plynule měnit kmitočet útlumu. Ani s ním není možné dosáhnout vysokého stupně potlačení postranního pásma, protože potlačuje jen malou část spektra postranního pásma. Pro zlepšení se používají dva až tři články, zapojené sériově a naladěné tak, aby kmitočty nekonečného útlumu byly položeny rovnoměrně v mezích spektra nežádoucího postranního pásma. Do filtru možno též zapojit paralelně k obvodům dodatečné křemenné rezonátory s kmitočty v mezích nežádoucího postranního pásma (obr. 40). Například při nosném kmitočtu 465 kHz a potlačení horního postranního pásma mohou být křemenné rezonátory pro: Kr 1 – 464 kHz, Kr 2 – 465,5 kHz, Kr 3 – 467 kHz. Kmitočet nekonečného útlumu Kr 1 – 460 kHz a obvody filtru jsou naladěny na kmitočet 463,5 kHz. Kmitočtová charakteristika filtru je na obr. 40.

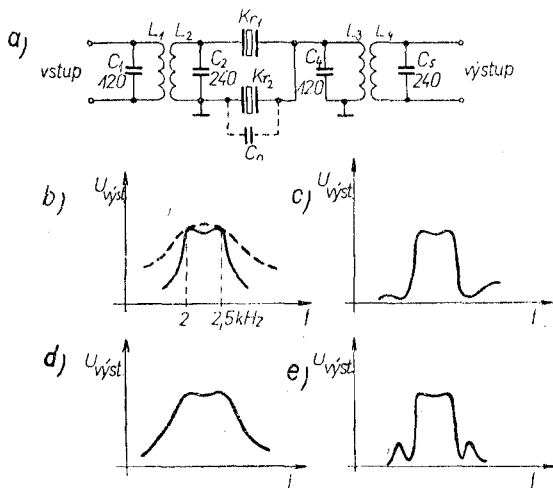


Obr. 40. Jednokrystalový filtr doplněný přidavnými krystaly pro zlepšení potlačení postranního pásma

Zamění-li se neutralizační kondenzátor v obvodu jednokrystalového filtru druhým křemenným rezonátorem, shodným s prvním, budou kapacity držáků neutralizovány a obvod bude vyrovnán (obr. 41a). Volí-li se kmitočet jednoho z křemenných rezonátorů o 2 kHz výše než druhý, potom bude pásmo propustnosti kolem 2,5 kHz a kmitočtová charakteristika filtru bude mít tvar zobrazený na obr. 41b (čárkovaná je kmitočtová charakteristika stejného filtru bez křemenných rezonátorů). Křivka má malé sedlo v horní části v rozsahu asi 3–5 dB. Možno ho poněkud zmenšit přesným naladěním všech obvodů filtru na střední kmitočet propouštěného pásma. Pásmo propustnosti filtru do úrovně 6 dB bývá 2,5 kHz a do úrovně 60 dB asi 12 kHz. Činitel pravoúhlosti filtru je asi 5.

Zvětšit strmost boků křivky možno zapojením kondenzátoru C_n o kapacitě 2—3 pF ke křemennému rezonátoru s velmi vysokým kmitočtem. Přitom se naruší vyrovnaní obvodu a objeví se dva kmitočty nekonečného útlumu, ležící na bocích kmitočtové charakteristiky filtru. Charakteristika získaná v tomto případě je na obr. 41.c).

Zapojí-li se kondenzátor C_n paralelně ke křemennému rezonátoru s nižším kmitočtem, zmenšuje se naopak strmost boků (obr. 41.d).



Obr. 41. Dvoukrystalový filtr a jeho kmitočtové charakteristiky

Při zvětšení kapacity kondenzátoru C_n přibližují se kmitočty nekonečného útlumu. Přitom roste strmost boků křivky, ale též narůstají malé zákmitý (obr. 41.e), pro jejichž zmenšení možno zapojit přídatné křemenné rezonátory jako na obr. 40.

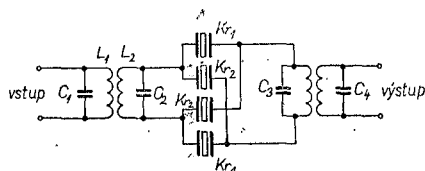
Jedním článkem dvoukrystalového filtru je možno potlačit postranní pásmo o 30—35 dB (v závislosti na kmitočtu). Pro větší potlačení se zapojují sériově dva až tři články, jindy se odělují články napěťovými zesilovači. Pro získání nezbytného pásma propustnosti volí se rezonátory s rozdílem kmitočtů rovným 0,8 pásma propustnosti.

Zajímavý je kruhový filtr, jehož schéma je na obr. 42. Jeho kmitočtová charakteristika má větší strmost boků, ostrou symetrii a malé boční zákmitý. Stupeň potlačení postranního pás-

ma, které může být získáno jedním článkem takového filtru, dosahuje až 50 dB.

Ve filtru se používají dva páry křemenných rezonátorů. Kmitočty každého páru rezonátoru jsou shodné. Rozdíl mezi kmitočty se volí 0,8 pásma propustnosti. Při konstrukci filtru nutno zvláště věnovat pozornost přesnosti souhlasu rezonančních kmitočtů křemenných krystalů v každém páru, a to zapojených křížově (Kr 2) i horizontálně (Kr 1). Rozdíl v páru křemenných rezonátorů nemá převýšit 20—30 Hz. Všechny rezonátory filtru mají být jednoho řezu a dostatečně aktivní. Ztráty ve filtru jsou 12—15 dB.

V poslední době se používají filtry na kmitočtech vyšších než 1000 kHz (do 10 MHz). To se vysvětluje tím, že křemenné krystaly jsou levnější, dostupnější a lze je snadno přibrusovat na nižší kmitočty. Kromě toho, při získání signálu SSB přímo na kmitočtu několika MHz, odpadá nutnost měnění kmitočtů a tím bude i konstrukce budiče jednodušší a levnější.



Obr. 42. Čtyřkrystalový filtr a jeho kmitočtová charakteristika

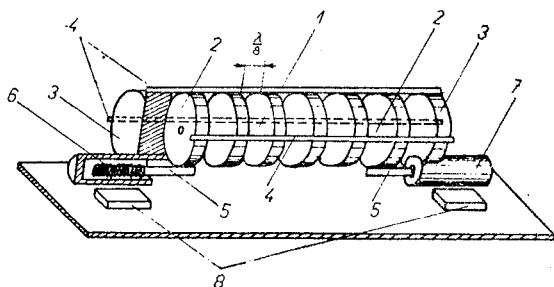
c) Elektromechanické filtry

Sestrojit LC filtr s kmitočtovou charakteristikou blízkou se k pravoúhlé je obtížné, protože jakost kmitavých obvodů ve filtru je poměrně nízká (menší než několik set). Zvětšováním počtu článků filtru je možno v libovolné míře zlepšit kmitočtovou charakteristiku. Přitom rostou rozměry filtru, komplikuje se jeho ladění, zvětšuje útlum v propustném pásmu a vznikají obtíže s přizpůsobením charakteristických odporů.

Proto se používají jako základní selektivní prvky elektromechanické rezonátory ze speciálních materiálů. Mají vysokou jakost (řádu několika tisíc) a jejich rozměry pro rádiové kmitočty jsou malé.

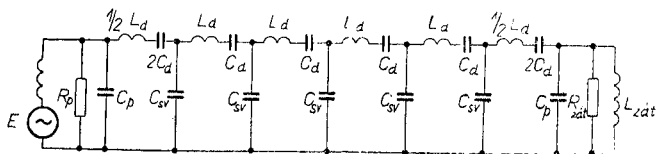
Princip činnosti elektromechanických prvků (v dalším EMF) je v tom, že elektrické kmity se přetvářejí v mechanické, propouštějí se filtrem sestávajícím z řady mechanických rezonátorů

a potom se přetvářejí opět v elektrické. Jako rezonátory se používají sloupky, kuličky, disky nebo tenké destičky vyrobené s velkou přesností ze speciálních slitin niklu nebo ferritu.



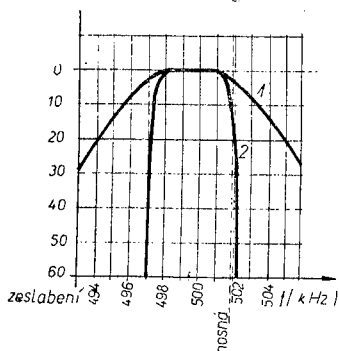
Obr. 43a. Elektromechanický filtr se šesti disky

1 - kruhová kovová destička, 2 - koncové kruhové kovové destičky, 3 - opěrný disk, 4 - vodivé spojení destiček, 5 - niklové vodiče, 6 - budicí cívka, 7 - stínění cívky snímající kmitů, 8 - magnety.



Obr. 43b. Ekvivalentní elektrické schéma filtru se soustředěnými parametry

Vysoká jakost mechanických rezonátorů dovoluje vytvořit pásmové filtry s propustným pásmem od desítek Hz do několika kHz s velmi strmými boky a plochou horní částí kmitočtové charakteristiky. Činitel pravouhlosti EMF je v mezích 1,5—2. Útlum vně propustného pásma je velký a často dosahuje 60 až 75 dB.



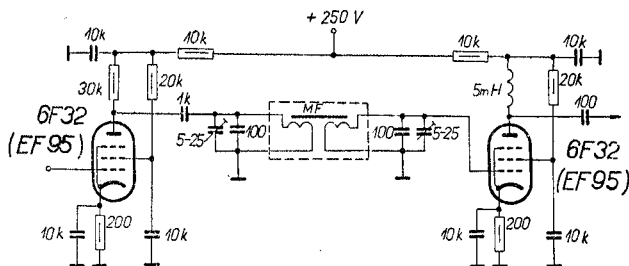
Obr. 44. Kmitočtová charakteristika dvouobvodového LC-filtru (křivka 1) a sedmidiskového filtru (křivka 2)

EMF se dělají pro kmitočty od desítek kHz do 1 MHz. Mají malé rozměry, čímž se značně liší od křemenných filtrů.

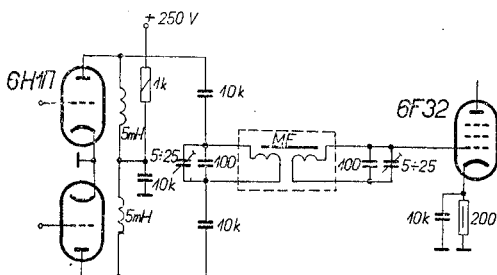
Na obr. 43 je mechanické schéma šestidiskového filtru a jeho ekvivalentní elektrické schéma. Na obr. 44 jsou příklady kmitočtové charakteristiky

a to: dvoučlankového kapacitně indukčního filtru a sedmidiskového mechanického filtru s propouštěcím pásmem 3,1 kHz na úrovni 0,7.

Dvě praktická schémata zapojení elektromechanických filtrů v případě symetrického a nesymetrického vývodu předcházejícího stupně jsou na obr. 45a a 45b.



Obr. 45a. Zapojení mechanického filtru v případě nesymetrického předcházejícího stupně. MF-mechanický filtr



Obr. 45b. Zapojení mechanického filtru v případě symetrického předcházejícího stupně. MF-mechanický filtr

Je třeba zdůraznit, že cívkami filtru nemá procházet stejnosměrný proud, protože stejnosměrná magnetizace může zhoršit jeho činnost. Nastavování stupně s EMF se omezuje na nastavení napětí přiváděného na filtr a na ladění vstupního a výstupního obvodu filtru do rezonance s pracovním kmitočtem. Při správně nastavených obvodech značně vzrůstá přenosový činitel filtru. Napěťové ztráty jsou 3—10 dB.

Proměnné napětí potřebné pro normální buzení EMF je 2—10 V.

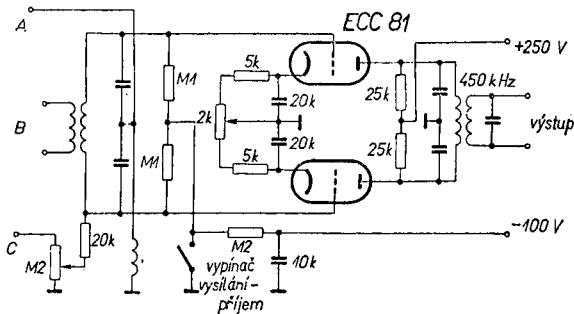
Kmitočtové charakteristiky EMF jsou obvykle dostatečně symetrické, takže může propouštět jak horní, tak i dolní postranní pásma v závislosti na volbě nosného kmitočtu. Nosná, jak již bylo řečeno, pohybuje se na kmitočtu odpovídajícím 20 dB zeslabení na jednom nebo druhém ramenu kmitočtové charakteristiky (viz obr. 44).

Nedávno byly vyvinuty elektromechanické filtry nového typu tzv. keramické. Jejich základním prvkem jsou válečky, disky nebo druhá tělesa pravidelného geometrického tvaru, zhotovené ze zvláštního druhu keramiky, mající vysokou pružnost. Pro jejich vybuzení se používá střídavé pole.

Snadno se realizují filtry pro kmitočty od desítek kHz do 1—1,5 MHz. Šíře propouštěného pásma může být od méně než jedno % do několika procent od středního kmitočtu filtru. Činitel pravouhlosti a zeslabení za mezemi kmitočtu nejsou horší než u obyčejných EMF. Předpokládá se, že budou velmi levné, takže lze očekávat, že v budoucnu budou často používány v amatérské praxi.

5. SMĚŠOVAČE

Za filtrem postranního pásma následuje jeden nebo více směšovačích stupňů, aby se signál dostal na vysílací kmitočet. Jaké zapojení směšovačů se použije, zda triody nebo vícemřížkové elektronky, je celkem lhostejné. Pouze tehdy, jestliže signál



Obr. 46. SSB směšování pro získání mezifrekvenčního nebo výstupního kmitočtu
 A – od oscilátoru 400 kHz nebo 500 kHz, B – od filtru postranního pásma např. 50 kHz, C – z generátoru nosné

přicházející z filtru postranního pásma má relativně nízký kmitočet (např. 50 kHz), doporučuje se použít vyváženého směšovače podle obr. 46. Při kmitočtovém přeložení z 50 kHz např. na 500 kHz je nutný kmitočet oscilátoru 550 kHz nebo 450 kHz. Protože při směšování 550 kHz vznikají kmitočty 500 kHz a 600 kHz, vzniká nebezpečí, že anodový obvod směšovače, naladěný na 500 kHz, nedostatečně zeslabí úzce sousedící oscilátorový kmitočet 550 kHz, který má kromě toho podstatně vyšší amplitudu než směšovací produkty. Ve zmenšené míře se totéž stává pro zrcadlový kmitočet 600 kHz. Jsou-li tyto kmitočty dále vedeny a zesilovány, mohou být jako nežádoucí vedlejší produkty vyzářeny. Vyvážený směšovač je tak zapojen, že oscilátorový kmitočet ve výstupním obvodu se ničí. Anodový obvod je za tímto účelem zapojen v protitaktu. Oscilátorový kmitočet je přiváděn paralelně k oběma směšovacími triodám na řídicí mřížky nebo katody.

Za směšovacími stupni je ještě velmi malá energie. Je proto nutné vysílací signál dále zesílit. To však se musí provést tak, aby byla vyloučena změna tvaru signálu, tj. výstupní napětí musí být úměrné vstupnímu napětí zesilovače. O tom viz v další kapitole o lineárních zesilovačích.

6. LINEÁRNÍ ZESILOVAČE

Tvarovaný signál před přivedením anténě nutno zesílit na požadovanou úroveň, přičemž zesílení nutno provést tak, aby se zachovaly všechny nezbytné charakteristiky jednopásmového signálu. Nezkreslené zesílení SSB signálu se provádí v tzv. lineárním zesilovači. Napětí na výstupu zesilovače se mění úměrně napětí připojenému na jeho vstup. Jinak řečeno, graf závislosti mezi těmito hodnotami má přímkový charakter. Z toho též pochází názvy „lineární zesílení“, „lineární zesilovač“.

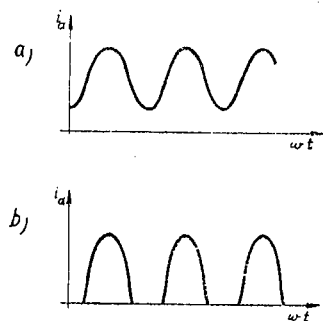
a) Pracovní třídy lineárních zesilovačů

V závislosti na pracovní oblasti se rozdělují zesilovače na třídy (A, B, C, AB atd.). Převod zesilovače z jedné pracovní oblasti do druhé se docílí změnou záporného předpětí a budičeho napětí na řídicí mřížce zesilovače.

Nejrozšířenější zesilovače lineární jsou třídy A. Linearita

tohoto zesilovače je vysoká, avšak účinnost je poměrně nízká. Teoreticky max. možná účinnost zesilovače třídy A je 50 %, ale prakticky se pohybuje v mezích 3—25 %.

Tvar křivky anodového proudu zesilovače třídy A souhlasí s tvarem křivky napětí přiváděného k řídicí mřížce. Anodový proud se v době kmitů nepřerušuje, jen se mění co do velikosti (obr. 47.a).



Obr. 47. Průběh anodového proudu zesilovačů třídy A a B

třídy A zůstává nezměněna nezávisle na tom, je-li malý nebo velký signál, nebo není-li vůbec. Z toho je patrné, že maximální výkon takového zesilovače nelze volit větší, než je přípustný výkon rozptýlený na anodě elektronky, v opačném případě se zkracuje životnost elektronky.

Napětí na řídicí mřížce elektronky zesilovače třídy A nepřechází do kladné oblasti. Proto mřížkový proud v zesilovači třídy A není (obr. 48a).

Při výkonu zesilovače přes několik W je podstatným jeho nedostatkem malá účinnost. Mezi účinností zesilovače a výkonem, který je možno z něho odebírat bez překročení maximálně přípustného výkonu rozptýleného na anodě platí závislost:

$$P = \frac{P_a}{1 - \eta} \cdot \eta, \quad (15)$$

P - vydávaný výkon,

P_a - mezní výkon rozptýlený na anodě,

η - účinnost.

Např. pro $P_a = 120 \text{ W}$ $\eta = 25\%$ může zesilovač dát výkon

$$P = \frac{120}{1 - 0,25} \cdot 0,25 = 40 \text{ W}.$$

Při $\eta = 75\%$ bude

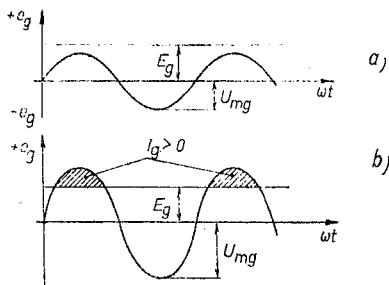
$$P = \frac{120}{1 - 0,75} \cdot 0,75 = 360 \text{ W}.$$

V obou případech je výkon rozptýlený na anodě 120 W.

Je zřejmé, že zvětšením účinnosti z 25 na 75 %, tj. $3 \times$ se zvětší výkon, který je možno dostat ze zesilovače $9 \times$. Proto výkonové zesilovače SSB signálů nepracují ve třídě A.

Lineární zesilovače třídy AB mají poněkud vyšší účinnost než zesilovače třídy A, dosahující průměrně 55 %. Záporné předpětí a budicí napětí je o něco vyšší, ale linearita zesilovače o něco nižší, než ve třídě A. Také mřížkový proud v tomto provozu neteče.

Zesilovač třídy AB_2 má pracovní polohu mezi třídami AB_1 a B. Mřížkový proud se v takových zesilovačích objevuje při kladných špičkách napětí na řídicí mřížce (obr. 48b). Klidový anodový proud má podstatně menší hodnotu než při přiváděném signálu (nejde o okamžitou hodnotu, ale o střední hodnotu proudu indikovanou anodovým miliampermetrem).



Obr. 48. Změna mřížkového napětí v zesilovači třídy A nebo AB_1 a třídy AB_2 nebo B

Zesilovače třídy B se liší poměrně větším záporným předpětím a budicím napětím na řídicí mřížce. Anodový proud je zde přerušovaný s odříznutím spodní půlvlny a protéká v době půlperiody kmitu (viz obr. 47.b).

Polovina té části periody, v níž protéká proud, se nazývá úhel otevření a označuje se Θ . Pro zesilovač třídy B je úhel otevření $\Theta = 90^\circ$. Účinnost lineárního zesilovače třídy B má teoretickou

mez $\frac{\pi}{4}$, tj. 78,5% při plném výkonu zesilovače. Prakticky

se pohybuje účinnost v mezích 60—70 %. Účinnost zesilovače třídy B je úměrná úrovni zesilovaného signálu a dosahuje největší hodnoty při maximální úrovni. Je možná činnost s mřížkovými proudy (třída B_2), nebo bez nich (třída B_1). Lineární zesilovače třídy B jsou velmi používané při výkonovém zesilování nf signálů.

Zamění-li se vstupní obvod obvyklého nf zesilovače, který nedává podstatné zkreslení, laděným obvodem a jako anodová zátěž se použije obvod vázaný s anténou nebo jejím ekvivalentem, dostaneme lineární zesilovač rádiových signálů, který je vhodný pro zesílení jak modulovaných, tak nedomulovaných nf kmitů. Zesilovač může být použit jako koncový stupeň SSB

vysílače, přičemž činitel nelineárního zkreslení zůstává na stejné úrovni, jako při zesílení nf signálů. Výkon a účinnost zesilovače se též podstatně nemění, jestliže elektronky jsou vhodné pro vf.

Použije-li se v nf zesilovačích třídy B za účelem zmenšení zkreslení dvoutaktní obvod, potom při zesílení vf signálů to není třeba, protože nedostávající se polovina cyklu vf kmitání se vyplňuje energií, která je jakoby v záloze v anodovém obvodu zesilovače. Zmíněná okolnost zjednodušuje konstrukci a uvádění do chodu podobných zesilovačů.

Napětí na řídicí mřížce elektronky zesilovače třídy B může jít i do kladné oblasti, protože mřížkový proud (obr. 48.b) je větší než v zesilovači třídy AB_2 . Klidový anodový proud je naopak menší než v zesilovačích A, AB_1 a AB_2 .

Správně nastavený zesilovač třídy B, i když dává poněkud větší zkreslení než zesilovače předtím uvedené, je možno užívat, protože se zhoršením zkreslení je možno se smířit, neboť je v přijatelných mezích.

Zesilovač třídy C je charakterizován ještě větším záporným předpětím a budícím napětím. Tvar impulsu anodového proudu neodpovídá tvaru poloviny budících kmitů; sinusovky jsou odříznuty. V anodovém proudu je obsaženo větší množství vyšších harmonických.

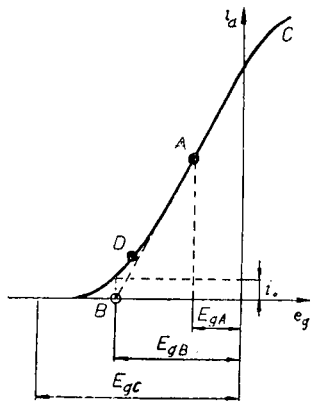
Předpětí pro různé pracovní režimy jsou určována takto: v případě třídy A je nutno nalézt střední bod A přímkové části DC mřížkové charakteristiky elektronky (obr. 49.). Pro režim

B se určuje předpětí prodloužením lineární části charakteristiky do průsečíku s osou e_g . V bodě B je možno odečíst hodnotu nutného předpětí.

Klidový proud zesilovače třídy B možno určit kolmicí spuštěnou z bodu B a průsečíkem této kolmice s charakteristikou elektronky. Pro tento bod je možno odečíst klidový proud i_0 .

Pro režim třídy C se volí předpětí větší než pro třídu B. Klidový proud není, tj. elektronka je uzavřena záporným předpětím.

Budící napětí při přechodu z třídy A do AB , B a C je nutno též postupně zvětšovat.



Obr. 49. Volba pracovního bodu zesilovače třídy A a B na mřížkové charakteristice

b) Vliv nelinearity zesilovače na spektrum SSB signálu

V ideálním lineárním zesilovači je výstupní napětí přesně úměrné vstupnímu. Např. při zvětšení vstupního napětí z 10 do 15V se změní napětí na výstupu 1 1/2 × (např. ze 200 na 300 V). Zvětšilo-li se výstupní napětí např. na 280 nebo 320 V, vzniká nelineární zkreslení. Přitom tvar obálky signálu se zkreslí a v impulsu anodového proudu, kromě první harmonické, se objevuje větší množství harmonických složek vyšších řádů.

Zátěží výkonového lineárního zesilovače je kmitavý obvod, naladěný do rezonance s první harmonickou impulsu anodového proudu. Obvod naladěný na první harmonickou pro střídavou složku anodového proudu základního kmitočtu má odpor, který možno určit vztahem:

$$R_{ekv} = 10^6 \frac{L (\mu H)}{C (pF) R (ohm\ddot{u})}. \quad (16)$$

Pro proudy vyšších harmonických složek je odpor kmitavého obvodu malý, proto se na něm vytvářejí malá napětí kmitů těchto kmitočtů, takže do antény nepřijdou.

Úplně jiná však bude situace, když se lineárním zesilovačem zesílí signál, který obsahuje složky s různými kmitočty, např. zesílení SSB signálu odpovídajícího spektru řeči. Kromě toho, že vznikají harmonické každé ze složek, tyto harmonické působí vzájemně na sebe a na základní kmitočet, takže vznikají kombinční kmitočty, jejichž část přichází do pracovního pásma.

Jestliže je v budiči EMF, tzv. velmi dobré potlačení nežádoucích kmitočtů, neměly by se na výstupu vysílače objevovat složky s kmitočty ležícími vně pásma propustnosti EMF. Složky však vznikají v procesu směšování a zvláště při nelineárním zesilování SSB signálu.

Například potlačený nosný kmitočet vysílače je 7000 kHz. Pripusťme, že budič dává horní postranní pásmo a na zesilovač přichází signál sestávající ze dvou kmitočtů 7001 a 7002 kHz, což odpovídá nf spektru 1 a 2 kHz. Při nelineárním zesílení v anodovém proudu budou existovat složky jak základních kmitočtů, tak i jejich harmonických, v našem případě 14002 (druhá harmonická kmitočet 7001 kHz) a 14004 kHz (druhá harmonická kmitočet 7002), 21003 a 21006 kHz (třetí harmonická), 28004 a 28008 kHz atd. Harmonické budou zeslabeny anodovým obvodem zesilovače. Tím však se více projeví jejich působení jiným, ještě nepříjemnějším způsobem.

Jak již bylo řečeno, některé kombinační kmitočty, vzniklé v procesu vzájemné modulace, jsou rozloženy v pracovním pásmu kmitočtů.

Provedme rozbor kombinovaných kmitočtů, jestliže se omezíme na třetí harmonickou základních kmitočtů 7001 a 7002 kHz. Jsou možny tři případy:

a) Základní kmitočet 7002 kHz působí vzájemně s kmitou druhé harmonické kmitočtu 7001 kHz, tj. s kmitočtem 14002 kHz. Vznikají kmitočty 7000 kHz a 21004 kHz. Poslední jsou zeslabovány anodovým obvodem. Kmitočty 7000 kHz projdou však do antény a budou přijaty jako špatně potlačená nosná.

b) Základní kmitočet 7001 kHz vzájemně působí s druhým harmonickým kmitočtem základním 7002 kHz, tj. s kmitočtem 14004 kHz. Součtový kmitočet 21005 kHz se zeslabuje, rozdílový kmitočet 7003 kHz jde do antény.

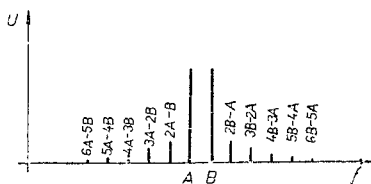
c) Kmitou druhé harmonické kmitočtu 7001 kHz (14002 kHz) vzájemně působí s kmitáním třetí harmonické 7002 kHz (21006 kHz); získávají se kmitočty 35008 a 7004 kHz. Poslední opět projdou do antény.

d) Konečně kmitou druhé harmonické kmitočtu 7002 kHz působí spolu s kmitou třetí harmonické kmitočtu 7001 kHz. Získají se kmitou 35007 a 6999 kHz. Poslední prochází do antény a objevuje se v oblasti spodního postranního pásma, třebaže má vysílač vysílat jen horní postranní pásmo. Přepne-li se přijímač na druhé postranní pásmo, snadno se přijímají tyto nežádoucí složky.

Stejně tak by bylo možno provést rozbor vzájemného působení harmonických vyšších řádů.

Označíme-li základní kmitočty písmeny A a B, potom do pracovního pásma přicházejí složky $2A - 1B$ (třetího řádu, protože $2 + 1 = 3$), $2B - 1A$ (rovněž třetího řádu), $3A - 2B$ a $3B - 2A$ (pátého řádu), $4A - 3B$ a $4B - 3A$ (sedmého řádu) atd. Složky

sudých řádů ($2A - 2B$, $4A + 2B$) atd. a část složek lichých řádů (např. $4A + 1B$, $6B - 3A$ atd.) nepřicházejí do pracovního pásma. Výsledný rozdíl kmitočtů vzájemné modulace, které přicházejí v pracovní pásmo, je vždy roven rozdílu mezi základními kmitočty (obr. 50.).

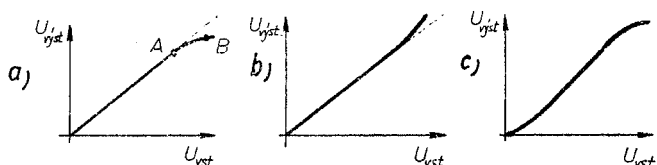


Obr. 50. Rozložení složek vzniklých vzájemným působením harmonických

Jak je patrné z příkladu, nelinearita zesilovače značně zhoršuje základní parametry jednopásmového signálu. Existuje základní rčení: Vysílač není nikdy lepší než jeho koncový stupeň, tj. bezvadná činnost budiče může být zhoršena při špatné činnosti koncového stupně. Úroveň kombinačních kmitočtů je úměrná stupni nelinearity zesilovače, takže správné činnosti lineárního zesilovače musí být věnována velká pozornost.

c) Pracovní režimy a příčiny nelinearity zesilovačů

Dobrá linearita vř zesilovače závisí na mnoha činitelích: na velikosti anodového napětí, na předpětí, na budícím napětí, anodové zátěži, napětí stínící mřížky a stupni jeho stabilizace



Obr. 51. Různé tvary charakteristik zesilovače

(u pentod a tetrod), na výstupním odporu předcházejícího stupně, atd.

Zkreslení způsobovaná nelinearitou charakteristiky elektronky, nestabilitou napájecích napětí a změnou zátěže předcházejícího stupně jsou důsledkem vzniku mřížkového proudu koncového stupně.

Amplitudové charakteristiky lineárních zesilovačů mohou mít odchylky od linearity ve dvojím smyslu: pokles horní části charakteristiky (obr. 51.a) a v nadměrném stoupnutí této části (obr. 51.b).

Setkáváme se i se složitějším zkreslením charakteristik (např. tvarem ukázaným na obr. 51.c). Zkreslení ve spodní části charakteristiky je způsobeno nesprávnou volbou napětí na elektrodách elektronky; může být zlepšeno odpovídající volbou předpětí a též napětí stínící mřížky.

Má-li několik stupňů zesilovače charakteristiky stejného typu, potom výsledky zkreslení vnášeného každým stupněm se skládají, protože jsou ve fázi. Jestliže dva za sebou spojené stupně zesilovače mají charakteristiky jako na obr. 51a a 51b, potom celková linearita zesilovače není narušena.

Stupeň zkreslení vnášený zesilovačem se určuje při zkoušce dvěma tóny (viz dále) jako poměr amplitudy kmitů základního kmitočtu k amplitudě kmitů složek třetího řádu a vyjadřuje se v dB. Čím je větší tento poměr, tím vyšší je linearita zesilovače. Prakticky je v mezích 25 až 40 dB.

Aby se nevnášelo zkreslení, jsou všechny předchozí stupně napětového zesílení obvykle ve třídách A nebo AB₁. Koncový stupeň z energetických důvodů je ve třídě B.

Je-li předpětí na řídicí mřížce poměrně velké, potom elektronka pracuje v počáteční nelineární části charakteristiky. Je-li toto napětí malé, potom klidový proud má velkou hodnotu a anoda elektronky je v teplotně obtížném režimu. Předpětí pro zesilovač třídy B se volí tak, aby výkon rozptýlený na anodě v klidové době byl menší než 1/3 maximálně přípustného.

Závaznou podmínkou činnosti lineárního zesilovače je též stabilita předpětí. Není proto přípustný odpor v obvodu mřížkového proudu, protože na něm by vznikalo přídatné záporné předpětí. Zdroj záporného napětí má být ze stejných důvodů o malém vnitřním odporu. Vř. tlumivka zapojená do obvodu mřížky má klást též malý odpor stejnosměrnému proudu.

Druhým řešením úlohy stálosti předpětí může být použití elektronek v zesilovači, které pracují bez posunu pracovního bodu, tj. při napětí řídicí mřížky rovném nule. Existují speciální druhy elektronek vyvinuté pro použití v zesilovačích třídy B, a které nepotřebují předpětí.

Pracuje-li zesilovač bez mřížkových proudů, nepotřebuje prakticky výkon z předcházejícího stupně. Je-li potenciál řídicí mřížky v době špičky napětového buzení kladný, vzniká mřížkový proud a z předchozího stupně je třeba výkon. Vstupní odpor takového zesilovače nezůstává stálý. V okamžiku vzniku mřížkového proudu zmenšuje se budící napětí a horní část obálky se zplošťuje. Charakteristika zesilovače dostává tvar zobrazený na obr. 51a. Čím menší je výstupní odpor předposledního stupně, tím menší změna zátěže má vliv na hodnotu budícího napětí a tím méně je zkreslen původní signál.

Pro zmenšení škodlivého vlivu mřížkového proudu možno zmenšit jakost anodového obvodu předposledního stupně (změnou poměru L/C). Paralelně ke vstupnímu obvodu koncového stupně můžeme též zapojit zátěžový bezinduktivní odpor. Při zapojení zátěžových odporů bude třeba výkon nejen v době části periody řídicích kmitů, ale v době celé periody, což vytváří zátěž stálejší. Tím však nemizí změna tvaru obálky signálu. Zkreslení vznikající touto příčinou lze snadno určit výpočtem.

Známe-li nezbytný výkon potřebný pro vybuzení lineárního zesilovače a amplitudu střídavého napětí na mřížce $U_{\max.g}$, určíme ekvivalentní odpor obvodu mřížky R_g vztahem

$$R_g = \frac{U_{\max.g}^2}{2P}, \quad (17)$$

P – budicí výkon.

Hodnota zátěžového odporu R , zapojeného mezi mřížku a katodu, je známa (nebo se volí při výpočtu). Celkový ekvivalentní odpor $R_{ekv.}$ paralelně spojených odporů R_g a R lze určit vztahem

$$R_{ekv} = \frac{R \cdot R_g}{R + R_g}. \quad (18)$$

Jestliže je vnitřní odpor předzesilovacího stupně mnohokrát větší než zátěžový odpor, potom stupeň zmenšení výšky obálky řídicího napětí se určuje změnou odporu zátěže od R do $R_{ekv.}$ Může být určen v procentech podle vztahu:

$$N = \frac{R - R_{ekv}}{R} : 100 \%. \quad (19)$$

Hodnotu najdeme v tabulce, kde jsou N v % a jim odpovídající poměry amplitudy kmitů základního kmitočtu k amplitudě kmitů složek třetího stupně v dB.

Poměr %:	1	3	5	10	15	20
Zeslabení dB:	50	40	35	29	25	22

Pro dosažení dobrých výsledků je třeba, aby zátěžový odpor byl značně menší než ekvivalentní odpor obvodu mřížky. V tomto případě několikrát větší výkon má také dodávat předzesilovací stupeň. V koncovém stupni se používají triody s nízkým činitelem zesílení, pracující ve třídě AB_1 , a to s poměrně velkým předpětím. Plný výkon v tomto případě může být dosažen bez přechodu do oblasti mřížkových proudů při poměrně vysokém budicím napětí. Nutnost použít většího budicího napětí je nedostatkem zesilovačů tohoto typu. Druhým jejich nedostatkem je nízká účinnost (50—55 %).

Ve třídě AB_1 je vhodné použít tetrody a pentody, protože potřebují značně menší budicí napětí pro získání stejného impulsu anodového proudu. Napětí stínící mřížky se zvětšuje průměrně 1 1/2 kráte, což dává možnost dosáhnout větších hodnot impul-

sú anodového proudu bez překročení do oblasti kladných napětí na prvé mřížce.

Použití triod, pracujících bez záporného napětí na řídicí mřížce, dává určité výhody. Vstupní odpor takových zesilovačů zůstává nezměněn, nezávisle na budícím napětí: Účinnost zesilovače s takovými elektronkami dosahuje až 70 %.

Z hlediska maximálního činitele zesílení (a tudíž i menšího počtu zesilovacích stupňů) jsou v koncových zesilovacích stupních používány přednostně tetrody a pentody. Nedostatkem je nutnost napájení stínící mřížky, které při lineárním zesílení SSB signálů má být stabilizováno.

Nelinearita charakteristiky zesilovače může také vzniknout vlivem nasyceného stavu elektronky. Je-li napětí na řídicí mřížce dostatečně velké, přibližuje se napětí na zátěži v amplitudě k hodnotě stejnosměrného anodového napětí a nemůže se dále zvětšovat se zvětšováním budícího napětí, tj. oblast nasycení. Proto horní část obálky zesíleného signálu je ořezaná nebo zploštělá.

Při celkem volné vazbě předzesilovače s koncovým stupněm, přechází poslední do režimu s malým napětím a odpor anodové zátěže předzesilovače je velký, což vede k zkreslení již v předzesilovači.

Větší vliv na linearitu zesilovače má hodnota anodové zátěže. Jako zátěž v lineárních zesilovačích je zpravidla laděný obvod vázaný s anténou. Tento obvod je zařízením předávajícím vř energii od zesilovače k anténě. Volně vázaný s anténou představuje obvod pro střídavou složku anodového proudu elektronky celkem velký odpor a zkreslení tvaru obálky nastává ještě mnohem dříve, než se dosáhne maximálního výkonu. Naopak přebuzený obvod (při těsnější vazbě s anténou) představuje malý odpor. Proto se na něm konzumuje malý výkon účinného signálu a základní část výkonu přiváděného koncovému stupni se rozptyluje na anodě elektronky zesilovače. Účinnost stupně se přitom značně snižuje a zkracuje se životnost elektronky.

Aby se zajistila správná transformace vř energie a nutná hodnota anodové zátěže, má být anodový obvod správně vypočítán a zhotoven. Jakost obvodu má být dostatečně vysoká, aby se zaručila dobrá filtrace harmonických. Se zvětšováním jakosti se zvětšuje proud v obvodu, což vede k zvětšování ztrát. Optimální hodnota jakosti obvodu zatěžovaného anténou se volí 10—15. Při výpočtech se používá střední hodnota 12.

Ekvivalentní odpor zatíženého a do rezonance s prvou harmonickou naladěného obvodu se má rovnat optimální hodnotě anodové zátěže.

Pro paralelní laděný obvod do rezonance je znám vztah:

$$Z_{\text{rez}} = Q \cdot X, \quad (20)$$

Z_{rez} — ekvivalentní odpor obvodu v rezonanci,

Q — jakost obvodu,

X — reaktance (indukční odpor X_L nebo kapacitní odpor X_C).

Pokud jsou známé optimální odpor anodové zátěže a jakost obvodu, lze snadno podle uvedeného vztahu určit kapacitní odpor X_C . Je-li známa tato hodnota, lze nalézt kapacitu C podle vztahu:

$$C = \frac{10^6}{2\pi f \cdot X_C}, \quad (21)$$

C — kapacita kondenzátoru obvodu pF,

f — pracovní kmitočet MHz,

X_C — kapacitní odpor v ohmech.

Je-li známa kapacita obvodu C a pracovní kmitočet f , lze nalézt indukčnost obvodu podle vztahu

$$L = \frac{25\,330}{C \cdot f^2}, \quad (22)$$

L — indukčnost μH ,

C — kapacita obvodu pF,

f — kmitočet MHz.

Je možno též použít vztah

$$L = \frac{X_L}{2\pi f}, \quad (23)$$

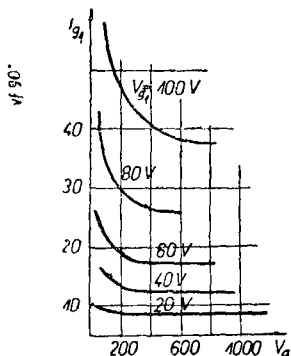
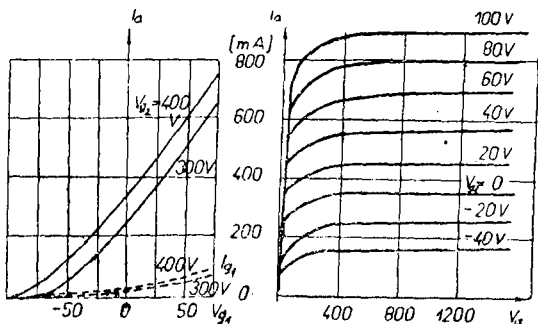
L — indukčnost cívky obvodu μH ,

X_L — indukční odpor (rovný kapacitnímu) ohm,

f — pracovní kmitočet MHz.

d) Výpočet lineárního koncového zesilovače třídy B

Obvykle jsou udávány hodnoty elektronek při činnosti v nf zesilovačích třídy B. Hodnoty možno také použít pro koncový zesilovač třídy B, pracující jako zesilovač SSB signálů.



Obr. 52. Charakteristiky pentody K-71, jejíž hlavní údaje jsou:

Žhavicí napětí 20 V,
 proud žhavicí 3,0 A,
 emisní proud katody > 900 mA,
 anodové napětí 1500 V,
 napětí brzdicí mřížky 50 V,
 napětí stínící mřížky 400 V,
 strmost při 600 V na anodě 4,2 + 0,7 mA/V,
 výstupní výkon (při $V_{g1} = -100$) 250 W,
 vstupní kapacita 18 pF,
 výstupní kapacita 17 pF,
 průchozí kapacita < 0,15 pF.

Je však mnoho elektronek, pro které nejsou údaje pro B třídu, ale jsou údaje pro třídu C.

V tomto případě je třeba provést zjednodušený výpočet koncového stupně za účelem určení:

- záporného předpětí,
- klidového anodového proudu,
- proudu při maximálním signálu,
- výkonu a napětí potřebného buzení,
- maximálního přiváděného a odváděného výkonu,
- optimální hodnoty odporu anodové zátěže.

Výpočet se provádí za použití mřížkové a anodové charakteristiky zesilovací elektronky.

Pro sovětskou elektronku ГК 71 bude proveden hrubý výpočet zesilovače v režimu B. Anodové napětí se volí 1500 V, napětí stínící mřížky 400 V. Maximální výkon trvale rozptýlený na anodě je pro danou elektronku 125 W, maximální proud emise katody > 900 mA.

Záporné předpětí volíme takové, aby výkon rozptýlený na anodě při klidovém proudu byl kolem 1/3 maximálního. Takto nalezené předpětí zaručuje dostatečně dobrou linearitu. Jedna třetina ze 125 W je 42 W, proto anodový proud v době klidu bude

$$I_o = \frac{P_a}{3 U_a} = \frac{125}{3 \cdot 3.1500} = 0,028 \text{ A.}$$

Použijeme-li mřížkové charakteristiky, nalezneme podle klidového proudu záporné předpětí $E_{m\prime}$ (obr. 59), které je v našem případě - 78 V (při napětí stínící mřížky 400 V).

Protože účinnost zesilovače třídy B při maximálním signálu je $\eta = 65 \%$, možno určit maximální přiváděný výkon.

$$P_o = \frac{P_a}{1 - 0,65} = \frac{125}{0,35} = 357 \text{ W.}$$

Nalezneme anodový proud při maximálním signálu

$$I_{ao} = \frac{P_o}{U_a} = \frac{357}{1\ 500} = 0,238 \text{ A (stálá složka).}$$

Impulsy anodového proudu jsou půlperiody sinusového kmitání, protože pro zesilovač třídy B je úhel otevření $\theta = 90^\circ$. V tomto případě maximální okamžitá hodnota anodového proudu 3,14krát převyšuje údaj miliampermetru. Tak najdeme hodnotu proudu

$$I_m = 3,14 I_{ao} = 3,14 \cdot 0,238 = 0,747 \text{ A,}$$

tj. není překročen maximální emisní proud katody (0,9 A).

Z anodových charakteristik nalezneme, že proud 750 mA se dosahuje při napětí na řídicí mřížce +80 V a v tomto okamžiku je napětí na anodě $E_a \text{ min} = 250 \text{ V}$.

Určíme amplitudu budícího napětí

$$U_{mg} = E_{mg} - E_g = 80 - (-78) = 158 \text{ V.}$$

Z mřížkových charakteristik nalezneme, že proud řídicí mřížky I_{g1} při napětí +80 V je 26 mA. Budicí výkon je možno přibližně určit ze vztahu:

$$P_{bud} = 1/4 U_g I_{g1} = 1/4 \cdot 158 \cdot 0,026 = 1,03 \text{ W}$$

(bez uvažování ztrát ve výstupním obvodu, napájecí atd).

Vyhodnotíme kmitavý výkon v obvodu

$$P = 0,78 (E_a - E_a \text{ min}) I_{ao} = 0,78 (1\ 500 - 250) \cdot 0,238 = 232 \text{ W.}$$

Nalezneme výkon rozptýlený na anodě

$$P_a = P_o - P = 357 - 232 = 125 \text{ W,}$$

tj. nepřevyšuje přípustnou ztrátu mezní.

Odpor anodové zátěže lze přibližně určit ze vztahu

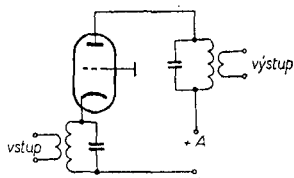
$$R_{ckv} = \frac{E_a - E_{a \text{ min}}}{I_{ao}} \cdot 0,65 = \frac{1500 - 250}{0,238} \cdot 0,65 = 3400 \text{ ohmů.}$$

Proto anodový obvod má mít ekvivalentní odpor 3400 ohmů.

c) Lineární zesilovač s uzemněnou mřížkou

Při vysílání SSB signálu se stále více používá zesilovač s uzemněnou mřížkou. Rostoucí popularita obvodu je dána mnoha výhodami. Nejrozšířenější je v metrové a decimetrové technice, kde trioda s uzemněnou mřížkou se stala velmi vážným prvkem přijímacích a vysílacích obvodů.

Budicí napětí je přivedeno (viz schéma na obr. 53), jako v normálním obvodu mezi katodu a mřížku. Mřížka je uzemněna buď přímo, nebo (v případě přivádění předpětí) přes kondenzátor dostatečně velké kapacity. Katoda elektronky zesilovače je na vf potenciálu. V případě přímo žhavené katody se zapojuje do žhavicího obvodu vf tlumivka.



Obr. 53. Zesilovač s uzemněnou mřížkou

Významnou předností zesilovače je dobrá linearita a malá vazba mezi mřížkovým a anodovým obvodem. U triody pracující s uzemněnou katodou je mezi mřížkou a anodou parazitní vazba přes průchozí kapacitu. Kapacita umožňuje přímý průchod energie z anodového do mřížkového obvodu a může být příčinou rozkmitání zesilovače. V zesilovači s uzemněnou mřížkou je řídicí mřížka jako elektrostatický stín s nulovým potenciálem umístěným mezi anodou a katodou, tj. mezi vstupem a výstupem zesilovače. Kapacita anoda-katoda v takovém obvodu je menší než pF, kdežto v zesilovači s uzemněnou katodou dosahuje u triod řádově jednotek až desítek pF.

Použije-li se obvod s uzemněnou mřížkou, možno upustit od neutralizace, čímž se zesilovač zjednodušuje.

V případě použití tetrod a pentod se obě mřížky vf uzemňují, čímž se vysvětluje, že elektronky určené pro poměrně

nízké kmitočty dobře pracují v obvodu s uzemněnou mřížkou na krátkých vlnách a též při paralelním zapojení. Pro uvedené výhody nalézá tento obvod velké použití v koncových stupních krátkovlnných vysílačů, kde se používají elektronky větších rozměrů se značnými mezielektrodovými kapacitami.

Zesilovače s uzemněnou mřížkou potřebují podstatně vyšší budicí výkon, než stejný zesilovač s uzemněnou katodou. Budicí výkon rozptýlený na mřížce, tj. měnící se v tepelnou energii, je stejný pro oba způsoby zapojení. Celý doplňkový potřebný budicí výkon je uplatňován v zátěži.

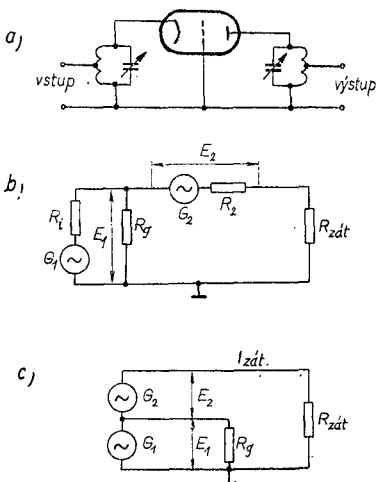
Vstupní odpor zesilovače s uzemněnou mřížkou je malý (řádově desítky nebo stovky ohmů), což má být respektováno při volbě vazby s předchozím stupněm.

Znalost vstupního odporu a potřebného výkonu pro buzení je nezbytná pro konstrukci zesilovače s uzemněnou mřížkou, ale v údajích o elektronkách nejsou tyto hodnoty udány.

Pro určení vstupního odporu a budicího výkonu uvážíme náhradní schéma

zesilovače s uzemněnou mřížkou (obr. 54). Na obr. 54a je zjednodušené schéma zesilovače, na obr. 54b ekvivalentní schéma obvodu. G_1 je vf generátor (předcházející stupeň), R_i jeho vnitřní odpor, E_1 vf napětí vytvářené generátorem G_1 , R_g odpor nahrazující ztráty na řídicí mřížce (výkon na tomto odporu je roven výkonu nutnému pro „rozkmitání“ normálního zesilovače s uzemněnou katodou), G_2 vf generátor (koncový stupeň), R_2 jeho vnitřní odpor, E_2 vf napětí vytvářené tímto generátorem a $R_{zát}$ odpor zátěže.

Na obr. 54c je ještě více zjednodušené ekvivalentní schéma. $I_{zát}$ je proud zátěže, $I_{mř}$ je mřížkový proud. Ostatní označení jako na předešlých obrázcích. Z posledního schématu je patrné, že oba generátory jsou sériově zapojeny a pracují na společnou zátěž. Celkové napětí na odporu zátěže je rovno součtu napětí



Obr. 54. Zjednodušené schéma zesilovače s uzemněnou mřížkou a jeho ekvivalentní schémata

E_1 a E_2 . Zbytkový budicí výkon tedy nemizí, ale je předáván do výstupního obvodu. Tím se zvyšuje účinnost vysílače.

Objasníme, jak se nalezne vstupní odpor stupně s uzemněnou mřížkou a jaký díl budicího výkonu bude v zátěži. Proud zátěží je podle vztahu

$$I_{zat} = \frac{P}{E_2}, \quad (24)$$

P — výkon předávaný zesilovačem,
 I_{zat} — efektivní hodnota vf proudu zátěží,
 E_2 — efektivní hodnota vf napětí na zátěži.

Protože oba generátory a odpor zátěže jsou zapojeny do série, protéká jimi stejný proud I_{zat} . Výkon přicházející do odporu zátěže z G_1 je $P_1 = E_1 I_{zat}$. Generátor odevzdává však část energie též na ekvivalentní odpor mřížky R_g . Generátorem G_1 protéká součtový proud $I_{zat} + I_g$. Z toho vstupní odpor stupně se určuje výrazem:

$$R_{vst} = \frac{E_1}{I_{zat} + I_g}, \quad (25)$$

a potřebný budicí výkon ze vztahu $P_{bud} = E_1 (I_{zat} + I_g)$. Protože I_{zat} je značně větší než I_g , připadá základní část budiče zátěži.

Na příkladu lze ukázat, jak se určí vstupní odpor a druhé charakteristiky stupně s uzemněnou mřížkou. Uvažme zesilovač s těmito hodnotami: přiváděný výkon 360 W, předávaný výkon 240 W, anodové napětí 1500 V, předpětí 80 V, amplituda budicího napětí 165 V, výkon rozptýlený na řídicí mřížce 1 W. Aby se určil vstupní odpor a druhé údaje pro zesilovač s uzemněnou mřížkou, postupuje se takto: Určíme minimální napětí na anodě elektrony tak, aby nebylo menší $3 \times$ špičkového kladného napětí na řídicí mřížce.

$$E_{a \min} = 3E_{g \max} = (U_{ampl. g} - E_g) 3 = (165 - 80) 3 = 255 \text{ V.}$$

Amplituda vf napětí na zátěžovém odporu

$$U_{vf} = E_a - E_{a \min} = 1500 - 250 = 1250 \text{ V.}$$

Nalezneme efektivní hodnotu vf napětí

$$E_2 = U_{vf} \cdot 0,707 = 1250 \cdot 0,707 = 880 \text{ V.}$$

Vf proud přes zátěž

$$I_{zát} = \frac{P}{E_2} = \frac{240}{880} = 0,273 \text{ A.}$$

Nalezneme efektivní hodnotu budicího napětí

$$E_1 = U_{\text{ampl } g} \cdot 0,707 = 165 \cdot 0,707 = 117 \text{ V.}$$

Výkon vytvořený předposledním stupněm na zátěži

$$P_1 = E_1 I_{zát} = 117 \cdot 0,273 = 32 \text{ W}$$

Celkový výkon potřebný z posledního stupně (budicí výkon)

$$P_{\text{bud}} = P_1 + P_g = 32 + 1 = 33 \text{ W.}$$

$$\text{Vstupní odpor } R_{\text{vst}} = \frac{E_1^2}{P_{\text{bud}}} = \frac{117^2}{33} = 415 \text{ ohmů.}$$

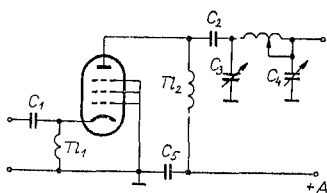
Celkový výkon předávaný do zátěže koncovým a předposledním stupněm

$$P_{\text{celk}} = P + P_1 = 240 + 32 = 272 \text{ W.}$$

Je mnoho zajímavých typů zesilovačů s uzemněnou mřížkou (obr. 55). Všechny mřížky jsou spojeny na zem. Tetroda nebo pentoda se mění v triodu s vysokým činitelem zesílení a s uzemněnou mřížkou.

Jak patrně ze schématu, nejsou zde nutné vstupní obvody, protože vf budicí napětí se přivádí kabelem přímo na katodu; odpadá nutnost neutralizace stupně a není nutný zdroj napětí stínící mřížky a zdroj záporného předpětí. Trioda vzniká spojením tří mřížek nepotřebuje předpětí, protože klidový proud při normálním anodovém napětí je pro většinu elektronek několik miliampér. Přičteme-li k tomu ještě, že při zesílení SSB signálů napětí stínící mřížky a předpětí musí být stabilizováno, jsou výhody schématu ještě zřejmější. Zesilovač potřebuje o něco více výkonu, ale jak jsme poznali, veškerý tento výkon jde k anténě, takže nějaké zvýšení výkonu předzesilovače je plně oprávněné.

Tetrody a pentody, u nichž třetí mřížka nebo svazkové destičky jsou spojeny s katodou uvnitř elektronky, nejsou



Obr. 55. Pentodový zesilovač se třemi uzemněnými mřížkami

vhodné pro toto zapojení, protože mají již ve 40 m amatérském pásmu sklon k rozkmitávání a tím spíše při vysokých kmitočtech. Tento děj nastává proto, že mezi uzemněnými mřížkami a anodou je v těchto elektronkách elektroda, která je spojena s katodou. Elektroda je na vf potenciálu, který, ač se vztahuje ke vstupnímu obvodu, je současně rozložen v blízkosti kolem anody, což vede k vybuzování. Když jsou uzemněny všechny tři mřížky, je prakticky vyloučena možnost rozkmitávání, protože představují jakýsi stín mezi anodou a katodou.

Linearita popsaného zesilovače je velká, pročež je právě velmi používán. Používá-li se elektronek přímého žhavení, zapojuje se do obvodu žhavení vf tlumivka. Konstrukčně taková tlumivka je cívka kruhového nebo pravoúhlého průřezu o \varnothing 20—40 mm. Délka vinutí (jednovrstvého) je 15—25 cm, vinutí je bifilární a průměr vodiče je dán žhavicím proudem elektrony. Hustota proudu může být 4—6 A/mm² v závislosti na podmínkách ochlazování. Při určování žhavicího transformátoru je nutno započítat pokles napětí na tlumivce.

Proudy mřížek mohou být v těchto zesilovačích poměrně velké. Největší část mřížkových proudů připadá na řídicí mřížku.

Výkon rozptýlený na řídicí mřížce možno počítat podle vztahu:

$$P_{\text{rozpt.}} = \frac{U_{\text{ampl } g} \cdot I_g}{2}, \quad (26)$$

$U_{\text{ampl } g}$ — amplituda budicího napětí,

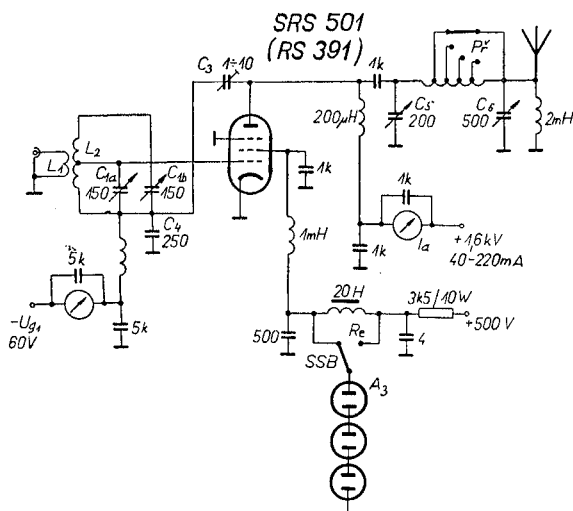
I_g — amplituda mřížkového proudu.

Převyšuje-li výkon rozptýlený na mřížce přípustnou mez, potom je třeba mřížkový vývod odpojit od země a zapojit k polovině závitů žhavicí tlumivky. Mřížkový proud se značně zmenší. Bude-li opět vyšší než normálně, je nutno připojit mřížkový vývod k onomu konci tlumivky, který je spojen s katodou. Tlumivka zde působí jako dělič napětí. Čím blíže se připojí vývod řídicí mřížky ke katodě, tím je zapotřebí většího výkonu pro vybuzení stupně, ale veškerý potřebný doplňkový výkon se objeví na odporu zátěže.

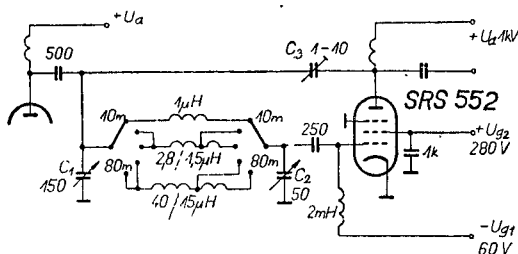
f) Praktická zapojení lineárních zesilovačů

Zásadně se koncové stupně SSB neliší od koncových stupňů jiných vysílačů (viz obr. 56.). Jen mřížkové předpětí je jinak nastavováno. Signál přichází koaxiálním kabelem na vazební

cívku L_1 , která je asi čtyřmi závity vázána s cívkou L_2 s vyvedeným středem. L_2 spolu s C_{1a} a C_{1b} tvoří kmitavý obvod, který bez přepínání může být naladěn na všechna amatérská



Obr. 56. Lineární koncový stupeň s možností přepnutí na modulaci anoda – mřížka. $L_1 = 4$ závity 1 mm Cu, $L_2 = 2 \times 15$ záv. 0,6 Cu



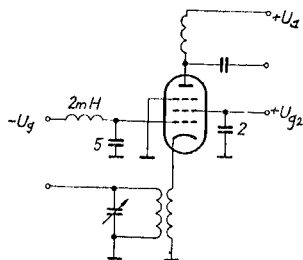
Obr. 57. Zapojení neutralizačního kondenzátoru při používání π filtru na mřížce koncového stupně

pásma v rozsahu 3,5 až 29 MHz. Střední vývod cívky musí být uspořádán tak, aby ladění dvou pásem, např. pásma 3,5 a 14 MHz nemohlo být současné. Přirozeně je možno použít i jiné zapojení vstupu koncového stupně. Anodový obvod napájecího stupně může být uspořádán např. jako filtr (obr. 57).

V tomto případě tvoří kabel, vstupní kapacita elektronky zesilovače spolu s kondenzátorem C_2 druhý kondenzátor filtru. Kondenzátorem C_1 se ladí do rezonance.

Aby bylo možno použít koncový stupeň nejen pro SSB provoz v telegrafii, ale též pro amplitudovou modulaci se dvěma postranními pásmy, dává se do zapojení podle obr. 56 nf tlumivka (20H; 60 mA). Při modulaci (modulační transformátor se normálně zapojuje do přívodů

anodového napětí) se modulace stínící mřížky provádí přes tlumivku. Není-li počítáno s provozem A_3 , odpadne spínač S_1 a nf tlumivka. Obrázek 58 je příkladem zapojení koncového stupně, aby se mohlo též pracovat s modulací stínící mřížky. Stejného principu lze použít i u jiných koncových elektronek. S přepínačem S_1 musí být současně přepojeny stabilizátory, a to podle toho, jaké je napětí stínící mřížky.



Obr. 58. Lineární koncový stupeň s uzemněnou mřížkou

Jelikož se nastavuje mřížkový a anodový obvod koncového stupně na stejný kmitočet, a provoz je např. v třídě AB, je mimořádně velké nebezpečí rozkmitání. Přichází v úvahu proto, že přes mezielektrodovou kapacitu anoda – mřížka, která u pentod a tetrod je obvykle v mezích 0,1 – 1 pF, se část zesíleného výstupního napětí zpětnovazebně dostane na řídicí mřížku. Rozkmitání ve stupních SSB vysílače vede však k nežádoucímu parazitnímu vyzařování. Tomu se musí zabránit. Provádí se to tak, že se přivádí z anodového obvodu druhé stejně velké napětí, ale o 180° fázově posunuté do obvodu mřížkového, které ruší nežádoucí napětí zpětnovazební. Takovéto opatření nazýváme *neutralizací*. Neutralizace může být induktivní, dvěma malými vazebními cívkami, z nichž jedna je vázána na anodový a druhá na mřížkový obvod, nebo kapacitní. V zapojení na obr. 56 je neutralizace provedena kapacitně přes C_3 . Kondenzátor C_4 musí mít relativně malou kapacitu, aby na něm mohl vzniknout dostatečně velký vf napěťový spád. C_3 a C_4 tvoří napěťový dělič pro neutralizační napětí. Velikost neutralizačního kondenzátoru C_3 lze určit tehdy, známe-li kapacity elektronky a zapojení. Označí-li se vstupní kapacita elektronky $C_{g1/k}$, zapojovací kapacita mezi rotorem otočného kondenzátoru C_1 a kostrou C_{zap} a kapacita mřížka-anoda $C_{g1/a}$, plyne pro neutralizační kapacitu:

$$C_3 = \frac{C_{g1/a}}{C_{g1/k} + C_{zap}} \cdot C_4. \quad (27)$$

Je-li např. $C_{g1/a} = 1 \text{ pF}$, $C_{g1/k} = 10 \text{ pF}$, $C_{zap} = 40 \text{ pF}$ a $C_4 = 250 \text{ pF}$, obdržíme pro $C_3 = \left(\frac{1}{10 + 40} \cdot 250 \right) \text{ pF} = 5 \text{ pF}$.

Je-li mezi předzesilovačem a koncovým stupněm filtr, bude se odebírat neutralizační napětí na anodě předzesilovače. Zapojení je zobrazeno na obr. 56. I když bude velikost neutralizačního kondenzátoru vypočítána, musí být po vestavění na správnou kapacitu nastaven.

Praktické zapojení zesilovače s uzemněnou mřížkou je na obr. 58 a 59. Je vhodné zejména pro strmé triody. Vstupní odpor je malý. Pro správný návrh vazební cívky L_{vaz} musí být známa hodnota vstupního odporu. Přibližnou hodnotu přízpusobovacího odporu obdržíme ze vztahu:

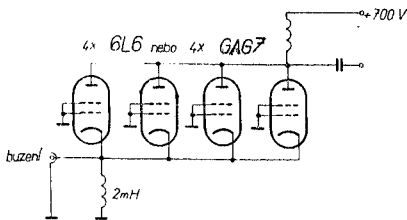
$$Z = \frac{1}{S}, \quad (28)$$

S — strmost elektronky v mA/V ,
 Z — odpor v kohmech.

Příklad: $S = 15 \text{ mA/V}$, $Z = \frac{1}{15} = 0,067 \text{ kohm} = \text{asi } 70 \text{ ohmů}$.

Úplný SSB vysílač s filtrovou modulací je na obr. 60 (viz příloha). V El vytvořený nosný kmitočet leží mezi 400—800 kHz. Předpokládá se, že krystalové rezonátory Kr_1 a Kr_2 v generátoru nosné a ve filtru postranního pásma jsou přízpusobeny a mají správný kmitočtový odstup. Kr_3 a Kr_5 , jakož i Kr_4 a Kr_6 musí být vzájemně stejné, přičemž Kr_3 , Kr_5 oproti Kr_4 , Kr_6 mají být kmitočtově asi 1,8—2 kHz níže. Kmitočet Kr_1 se volí 100—300 Hz níže než Kr_4 , Kr_6 a kmitočet Kr_2 asi o 100—300 Hz výše než Kr_4 , Kr_6 .

E3 je elektronkou oscilátoru pro směšovač. Oscilátor je tak naladěn, že směšováním signálu postranního pásma, přichá-



Obr. 59. Lineární koncový stupeň s uzemněnou mřížkou při použití čtyř pentod

zejícího z filtru v E2, vzniká kmitočet 3,4—3,9 MHz. Tak je k dispozici 80ti metrové amatérské pásmo. Je-li např. nosný kmitočet 500 kHz, musí mít oscilátor 2,9—3,4 MHz. Na obr. 60 je znázorněn Colpittův oscilátor, který je velmi stabilní a při použití následujícího katodového sledovače nemá zpětnovazební účinek. Pro indukčnosti se používá buď keramických cívek s chemicky nanesenými závity ze stříbra, nebo na keramická tělíska jsou vinuty závity s co možno silným měděným vodičem. Cívky mají být po zhotovení namáčeny do čistého včelího vosku a vícenásobným střídavým ohřevem na 60°C a ochlazením na 10°C uměle stárnuty.

Pro kondenzátory kmitavých obvodů se volí kondenzátory s kladným teplotním činitelem. Teplotní kompenzace se zavádí připojením malé kapacity s negativním tepelným činitelem.

Na směšovací stupeň E2 je navázán širokopásmový filtr (3,4—3,9 MHz) a druhý směšovací stupeň E4. Na 80ti metrovém pásmu pracuje tato elektronka jako lineární zesilovač. Krystal 10,6 MHz dovoluje provoz na 40ti a 20ti metrech. Rozdílový kmitočet z 10,6 a 3,4—3,9 MHz je 7,2 až 6,7 MHz a součtový kmitočet 14,5 MHz. Krystalem 24,9 MHz dosahujeme 14ti a 10ti metrového pásma (21,0 až 21,5, resp. 28, 3až 28,8 MHz). Anodový obvod E4 je naladěn na provozní kmitočet. Stačí nastavit tento obvod na střed pásma. Pro korekci nastavení obvodu je možno vestavět malý otočný kondenzátor. Následující elektronka E5 je lineární zesilovač ve třídě A. Na jejím výstupu je asi 3 W vř výkonu. Vzhledem k tomu, že mřížkový i anodový obvod této elektronky je laděn na stejný kmitočet, je nebezpečí rozkmitání. Malým kapacitním trimrem zapojeným mezi anodou a mřížkovým obvodem lze stupeň neutralizovat.

Při telegrafním provozu se nosná přivede řídicí mřížce E2 přímo, při obejití filtru postranního pásma. Nejvhodnější je odpojit modulační zesilovač, aby se předešlo nežádoucí modulaci telegrafního signálu. V telegrafním provozu je ještě jedna zajímavá možnost amplitudové modulace. Jestliže se totiž jako při provozu SSB moduluje a současně přidává nosná, obdržíme amplitudovou modulaci jen s jedním postranním pásmem. Předzesilovač i zesilovač musí ovšem v tomto případě pracovat jako lineární zesilovač. Při stavbě je nutno pečlivě odstiňovat jednotlivé stupně mezi sebou.

Otázky ke II. kapitole

1. Naznačte kmitočtové závislosti pro čtyři druhy filtrů uváděné v části 4.
2. Za prvním směšovačem dostáváme kmitočty 2, 9, 16, 23 a 24 MHz; na jaký kmitočet musí být oscilátor druhého směšovače, aby vysílač byl schopen pracovat v amatérských pásmech 80, 40, 20, 15 a 10 m?
3. Určete podle vztahů 20 až 23 parametry anodového obvodu elektronky, která ve třídě B lineárního zesilovače má optimální hodnotu odporu anodové zátěže 4800 ohmů při dvoutaktním zapojení. (Při paralelním zapojení obou polovin elektronky – jde o dvojitou svazkovou tetrodu – se hodnota zmenšuje $4\times$ a je 1200 ohmů. Je tudíž třeba určit C a L obvodu.)

III. Vysílač s fázovou modulací a jeho odchylné části

1. BLOKOVÉ SCHÉMA A ČÁSTI VYSÍLAČE

Fázová metoda tvarování SSB signálu získává stále větší popularitu. Má řadu výhod před probranou metodou filtrovou. K výhodám patří:

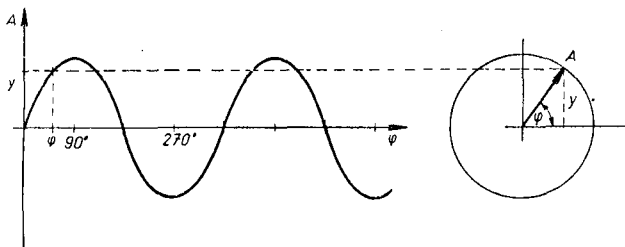
- a) větší jednoduchost budiče,
- b) nejsou třeba prvky, které lze těžko opatřit, jako krystaly, EMF apod.,
- c) je možno získat signál SSB na pracovním kmitočtu bez používání následujícího směšování,
- d) konstrukce je levnější.

Současně má však fázová metoda řadu nedostatků, např.:

- a) není možné potlačení postranních pásem více jak 40—45 dB,
- b) je větší složitost ladění a zvýšené požadavky na prvky jednotlivých uzlů zařízení,
- c) dociluje se menší stabilita potlačení postranní a nosné.

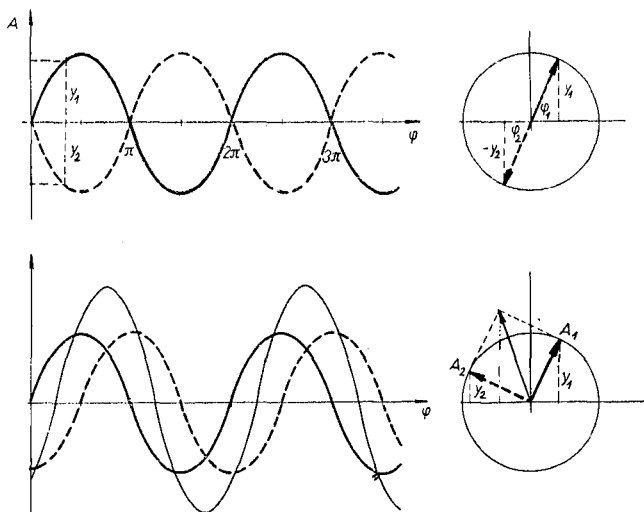
Vyjmenované nedostatky nemohou však mít velký vliv, protože, jak ukazují zkoušky, potlačení nežádoucího postranního pásma o 30 dB je plně dostačující pro úspěšnou funkci. Splnění ostatních podmínek je rovněž možné v amatérských podmínkách.

Jestliže se dvě kmitání směšují, nastává jednoduché sečítání okamžitých hodnot těchto kmitů. Z toho vznikající kmitání může být v nejpříznivějším případě rovné součtu a v nej-



Obr. 61. Znázornění střídavého napětí

horším případě rozdílu maximálních hodnot. Sinusové kmitání – jak známo – znázorňujeme buď sinusovkou (y znázorňuje funkci fázového úhlu φ nebo času t), nebo také jako rotující vektor A (obr. 61). Poslední je nejen jednodušší, ale též přehlednější, dovoluje však jen kreslit okamžitý stav. Na základě grafického znázornění lze potom snadno určit výsledné kmitání.



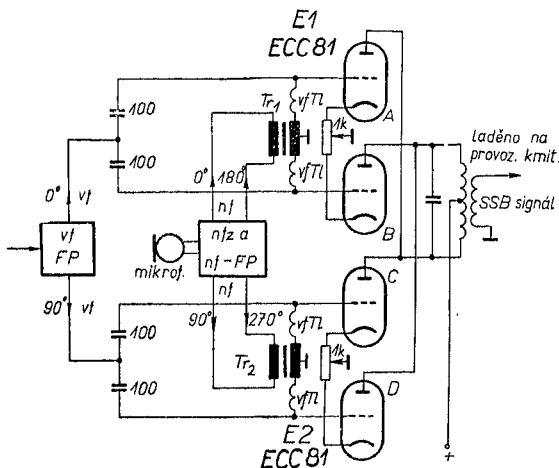
Obr. 62. Směšování dvou střídavých napětí

Obr. 62 znázorňuje skládání dvou kmitů o stejném kmitočtu a stejné amplitudě. Jejich fázový posun je 180° . Geometrickým sčítáním okamžitých hodnot y plyne jako výsledná hodnota ve všech místech nula, tzn. kmitání vymizelo. Ve spodní části obr. 62 je znázorněno směšování dvou kmitů fázově posunutých o 90° ,

Popsaný princip je využíván u fázové metody SSB. V případě, že mřížky jsou buzeny v protitaktu, vznikají na paralelně zapojených anodách vř kmitů s fázovým posunem 180° a při shodě amplitudy se vzájemně ruší.

Podobný děj je i při SSB fázovém vysílání. Problém však nelze jen tak jednoduše řešit, protože kromě nosného kmitočtu musí být potlačeno též jedno postranní pásmo. Prakticky se k tomu používá dvou protitaktových stupňů s celkem čtyřmi

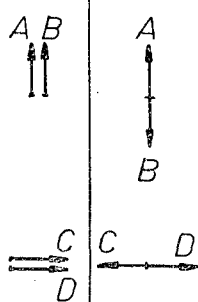

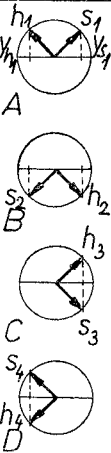
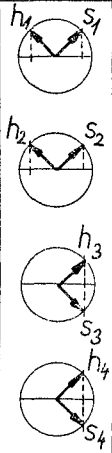

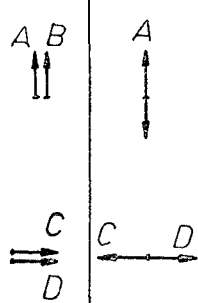

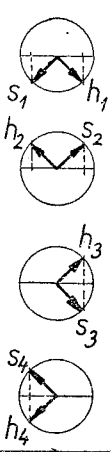
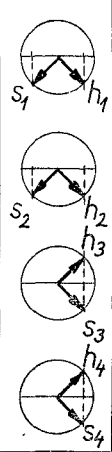

elektronkovými systémy uspořádanými jako modulátory, u nichž modulační kmitočty jsou vzájemně fázově posunuty o 90° . Obě protitaktní jednotky obdrží na řídicí mřížky vf řídicí napětí, která jsou rovněž vzájemně o 90° fázově posunuta. Princip lze poznat z částečného blokového schématu na obr. 63.



Obr. 63. Dvojitý vyvážený modulátor se čtyřmi triodovými systémy

Nosný kmitočet (rovný provoznímu kmitočtu) se přivádí vf fázovému posunovateli (FP) a nf fázový posunovatel obdrží modulační kmitočet (300—3000 Hz). Na obr. 64 jsou naznačeny relativní fázové polohy na mřížkách elektronek, jakož i výsledné fázové polohy vyvolané fázovým posunutím.

V horní části obr. 64. je v obou prvních sloupcích poloha vf napětí na řídicích mřížkách a v anodovém obvodu modulačních elektronek (E1 se systémy A a B a E2 se systémy C a D). Je patrné, že v anodovém obvodu a tím také i na mřížce následující zesilovací elektronky (E3) je nosná vymazána. Ve sloupcích třetím a čtvrtém jsou znázorněny relativní fázové polohy postranních pásem vznikajících při modulaci v E1 a E2 tak, jak se jeví na anodách elektronek modulátoru (A, B, C a D) a na mřížce elektronky E3. Dostávají se tak celkem čtyři ve fázi o 90° vzájemně rozdílná kmitání. Jsou označena šipkami s_1 až s_4 a h_1 až h_4 a znázorněna ve sloupci třetím. Vektor s_1 předbíhá s_3 a 90° , s_2 o 180° a s_4 o 270° . Analogicky to

νf na g_1 E_1 a E_2	νf na g_1 E_3	postranní pásma na E E_3		součet poslr. pásem na g_1 E_3
				 <p>zachov. horní</p>
				 <p>zachov. spodní</p>

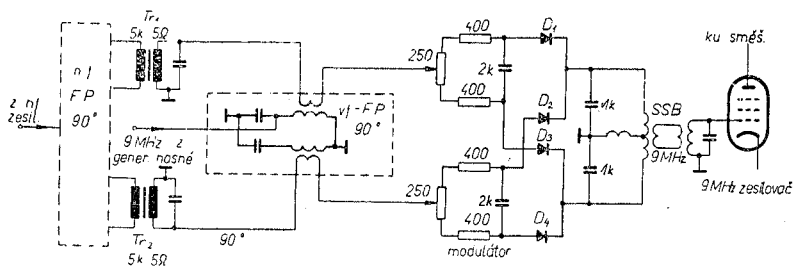
Obr. 64. Relativní fázové polohy postranních pásem v jednotlivých stupních vysílače

také souhlasí pro h_1 až h_4 . Fázový skok postranních pásem s_2 a h_2 na anodách modulačních elektronek (sloupec 3) přichází tím do stavu, že systém B je co do anodové strany zapojen proti systému A. Totéž platí pro postranní pásma s_4 a h_4 (4. řádek). Sečítá-li se y_h a y_s poznáváme, že indexem h označené postranní kmitočty vlivem stejné polohy zůstanou zachovány, zatím co součet postranních kmitočtů označených indexem s se vymazává. Jinými slovy na mřížce E3 je účinné jen horní postranní pásmo (sloupec 5). Má-li zůstat spodní pásmo a horní má být vymazáno, musí být přívody primárního připojení transformátoru Tr_1 zaměněny. Fázové polohy, které přicházejí v úvahu pro tento případ, jsou zakresleny na dolní části obr. 64.

Místo čtyř triodových systémů v modulátoru lze také použít čtyři germaniové diody (obr. 65). Je tedy patrné, že princip vytváření SSB signálu fázovou metodou je jednoduchý a přehledný. Metoda vyžaduje jen jeden krystal pro generátor nosné a nějaké krystaly pro koncové směšovače. Mnohé přesně nastavované filtry odpadnou.

Praktické provedení vysílače tohoto typu má ovšem také mnohé těžkosti, neboť je komplikované dodržet pro všechny kmitočty nezbytně nutné stejné amplitudy a přesně 90° fázový posuv. Nejtěžším úkolem je technicky správné provedení nf a vf fázových posunovatelů.

V základě jsou pro použití fázové metody dvě varianty, z nichž jedna je na obr. 63 a druhá na obr. 65. Takovýmto způsobem je možno použít normální amatérský vysílač, jestliže mezi jeho násobící stupeň a stupeň před koncovým se zapojí zařízení naznačené na obr. 63. Tak vzniklý SSB vysílač sestává tudíž z oscilátoru s proměnným kmitočtem s násobičem, který je již ve vysílači pro SSB provoz včleněný vf – FP, nf zesilovač

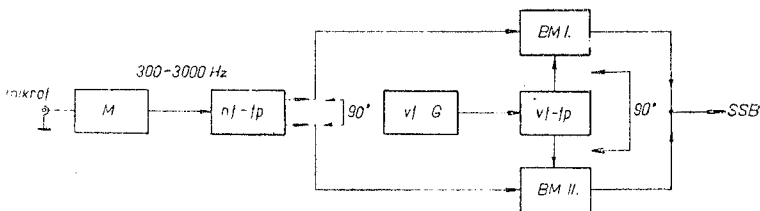


Obr. 65. Princip SSB vysílače s diodovým modulátorem 300—3000 Hz

s nf FP, s dvojitým vyváženým modulátorem, jakož i (ve vysílači již obsaženém) z předposledního a koncového stupně. Přirozeně musí být též provedeny zásahy, které dovolují přepnout poslední dva stupně na provoz ve třídě A nebo AB.

Druhá varianta, označovaná obecně jako 9 MHz metoda nepoužívá ze stávající amatérské aparatury nic. Krystalem řízený oscilátor dává nosný kmitočet 9 MHz a to na diodový modulátor přes vf FP. Modulátor je osazen čtyřmi stejnými diodami. Současně přichází z nf zesilovače na tento modulátor nf – FP o 90° proti sobě fázově posunutá modulační napětí. Tak získaný 9 MHz SSB signál se zesiluje a přivádí směšovači, kterému se též přivádí ze stabilního kmitočtově proměnného oscilátoru kmitočet mezi 5 a 5,5 MHz. Výstupní obvod směšovače je možno naladit na rozdílový kmitočet $9 - (5 \text{ až } 5,5) \text{ MHz} = 3,5 \text{ až } 4 \text{ MHz}$, nebo na kmitočet součtový $9 + (5 \text{ až } 5,5) \text{ MHz} = 14 \text{ až } 14,5 \text{ MHz}$. Po dalším lineárním zesílení je již k dispozici vysílací signál v amatérském pásmu 80 a 20 m. Protože zdvojení není možné, lze další pásma dosáhnout jen dalším směšováním.

Úplné blokové schéma zařízení pro získání signálu s jedním postranním pásmem metodou fázovou je na obr. 66. Napětí



Obr. 66. Blokové schéma zařízení pro získání SSB fázovou metodou

M – modulátor nf, nf – fp nízkofrekvenční fázový posunovatel, vf G – vysokofrekvenční generátor
 BM I a II – vyvážený modulátor I a II, vf fp – vysokofrekvenční fázový posunovatel

tónového kmitočtu se přivádí z mikrofону na nf zesilovač a potom jde na nf – FP, mající na výstupu dva kanály. Nf napětí je v každém kanálu posunuto o 90° vzhledem k sobě. Každé z těchto napětí se vede k vyváženým modulátorům I a II. Na ně současně přichází vf napětí přes vf-FP. Jeho výstupní napětí mají mezi sebou též fázový posun 90° . V každém z modulátorů se získá napětí dvou postranních pásem bez nosné. Oba modulátory pracují na společnou zátěž, takže na výstupu zařízení je jen signál s jedním postranním pásmem.

Všechny obvody schématu s výjimkou fázových posunovatelů byly již probrány v předcházející kapitole, proto budeme dále probírat jen fázové posunovatele. Při konstrukci fázového vysílače se věnuje hlavní pozornost fázovým posunovatelům, protože na jejich přesnosti funkce závisí jakost signálu na výstupu.

2. FÁZOVÝ POSUNOVATEL

FP je zařízení, na kterém se provede pootočení fáze na jednom kmitočtu nebo v kmitočtovém pásmu. K základním charakteristikám FP patří: úhel fázového pootočení, kmitočtové pásmo, ve kterém se udržuje požadované pootočení fáze, přesnost, se kterou se udržuje fázové pootočení a kmitočet, na kterém pracuje.

Podle toho, na kterém kmitočtovém pásmu FP pracuje, lze je dělit na úzkopásmové a širokopásmové. V přístrojích SSB se používají oba druhy FP. V určeném pásmu má být udržován fázový poměr. Čím je vyšší stabilita fáze, tím je vyšší stupeň potlačení nežádoucího postranního pásma.

Potlačení v dB = $20 \lg \operatorname{ctg} a/2$,
kde a = odchylka posunutí fáze od požadovaného.

Na vztahu je patrné, že odchylka fáze o 1° dá potlačení postranního kmitočtu 40 dB, 2° – 35 dB, $3,5^\circ$ – 30 dB. Jak je patrné z tohoto příkladu, má být přesnost fázového posunu co možno vysoká. Prakticky se daří udržet posun v pracovním pásmu s přesností do $0,5^\circ$.

Vážnou podmínkou funkce FP je přesná stálost výstupního napětí (nebo stálost poměru napětí obou kanálů) FP. Počítá-li se, že FP dává sice přesný posun fáze, ale různá napětí na výstupních kanálech, potom potlačení postranního kmitočtu bude

$$v \text{ dB} = 20 \lg \frac{200 + K}{K}, \quad (29)$$

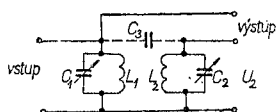
kde K – je rozdíl mezi dvěma napětími v %.

Je-li rozdíl 1%, je potlačení 45 dB, při 2% — 40 dB, při 3% — 37 dB. Čím vyšší jsou požadavky na FP, tím více je nutno těmto částem věnovat pozornost. Prvky FP zejména širokopásmových nutno volit se zvýšenou přesností jmenovitých

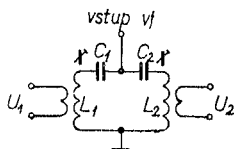
hodnot. Větší vliv mají zde též správná montáž obvodu, jejich tepelný režim a tepelné odchylky hodnot.

a) Vysokofrekvenční fázový posunovatel

V budičích pro jedno postranní pásmo, jak bylo řečeno, se používají úzkopásmové vf – FP, pracující v pásmu, jehož šířka je jen několik procent ze středního kmitočtu. Proto mohou být voleny relativně jednoduché obvody, kterými se docílí pootočení fáze o 90° .



Obr. 67. Vf-FP s volně vázanými obvody

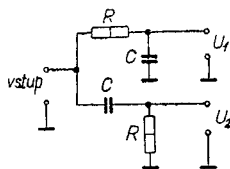


Obr. 68. Vf-FP s rozladěnými sériovými obvody

Na obr. 67 je jedno z takových schémat. Vf napětí přichází do obvodu L_1C_1 . Obvod L_2C_2 je volně vázán s prvním obvodem induktivně nebo přes kondenzátor C_3 (2—3 pF). Oba obvody jsou naladěny na kmitočet vf signálu. Napětí v obvodě L_2C_2 má fázový posun 90° vzhledem k napětí v obvodě L_1C_1 . Změnou ladění druhého obvodu možno měnit i fázový posun.

Poněkud jiný typ FP je ve schématu na obr. 68. Vf napětí se vede ke dvěma sériovým obvodům. Jestliže obvod L_1C_1 bude rozladěn do strany snižování kmitočtu tak, aby napětí na L_1 bylo 0,707 z napětí při rezonanci a obvod L_2C_2 bude rozladěn nahoru po kmitočtu o stejnou hodnotu, potom napětí na L_1 a L_2 bude mít fázový posun 90° .

Na obr. 69 je schéma FP, jehož základními prvky jsou L, C a R. Výstupní napětí je posunuto o 90° tehdy, jestliže impedance cívky a kondenzátoru jsou rovny reálnému odporu R. Vstupní odpor takového obvodu je též roven R. Proto, přivádí-li se na FP napětí koaxiálním kabelem s vlnovým odporem 75 ohmů, volí se reálný odpor též 75 ohmů. Hodnoty L a C pro různá amatérská pásma jsou na následující tabulce. Výstupní odpor takového FP je velký, což nutno uvažovat při návrhu

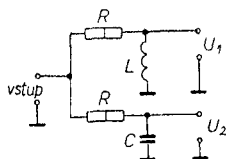


Obr. 69. Vf-FP s prvky R, L, C

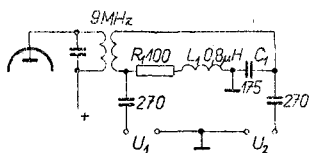
následujícího stupně. Svodový odpor mřížek elektronek následujícího stupně má být větší než 1 Mohm. Nepřípustná činnost tohoto stupně je s mřížkovými proudy. Při montáži FP musí být všechny vodiče podle možnosti nejkratší, aby se zmenšily vlivy parazitních kapacit.

Kmitočet MHz	Odpor ohmů	Kapacita pF	indukčnost μH
8,6	75	602	1,32
7,05	75	301	1,69
14,25	75	150	0,84
21,4	75	100	0,56
28,5	75	75	0,419

Poslední fázový posunovatel má dostatečnou přesnost posunu fáze v rozsahu amatérského rozmezí, ale výstupní napětí přitom není stálé. Například při přeladování v 80m rozsahu mění se hodnota napětí o 4%, tzn. potlačení na krajích pásma při ideálních podmínkách bude menší než 34 dB. Nedostatek obvodu, jakož i většiny úzkopásmových FP, nutí vytvářet obvody, ve kterých tvarování signálu se provádí na stálém kmitočtu a potom příslušným směřováním se získávají potřebná amatérská pásma.



Obr. 70. Vf-FP s prvky R a C



Obr. 71. Vf-FP s malým výstupním odporem

Ještě jedno schéma FP je na obr. 70. Základní podmínkou správné činnosti je rovnost impedance kondenzátorů C reálným odporům R (které jsou shodné). Nedostatek je v tom, že v závislosti na kmitočtu se mění vstupní odpor obvodu a napětí na výstupu obou kanálů FP. Proto i v tomto případě je výhodné tvarování signálu na jednom kmitočtu. Hodnoty uvedené v předcházející tabulce platí též pro obvod na obr. 70.

V sestavě vysílače SSB se často používají vyvážené modulátory. V takovém případě nelze použít vf – FP s velkým výstupním odporem, protože vstupní odpor diodových modulátorů je obvykle menší než 1 Kohm. Pro práci s diodovým modulátorem se předpokládá schéma na obr. 71. Uvedené jmenovité hodnoty jsou pro kmitočet 9 MHz. Výstupní odpor je průměrně 200 ohmů.

b) Nízkofrekvenční fázový posunovatel

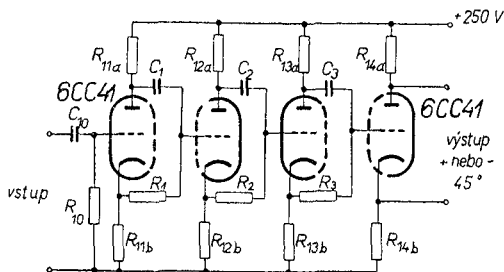
Vytvořit zařízení, které by dávalo dostatečnou přesnost v otočení fáze v celém pásmu kmitočtů hlasového spektra, a to ještě při podmínce rovnosti výstupních napětí obou kanálů, je úloha velmi obtížná.

Na obr. 72. je schéma širokopásmového FP dávajícího pootočení fáze o 45° v pásmu od 50 do 5500 Hz. Pro pootočení fáze o 90° je třeba dvou takových FP, z nichž jeden posune fázi o $+45^\circ$ a druhý o -45° . FP je sestaven ze dvou dvojitých triod. Kapacity kondenzátorů a hodnota odporů pro oba kanály FP a též přípustné jejich odchylky jsou v následující tabulce:

Součást	Kanál $+45^\circ$	Kanál -45°	Přípustná odchylka %
R_1	51K	0,1M	$\pm 0,5$
C_1	241	512	$\pm 0,5$
R_2	M1	M56	$\pm 0,5$
C_2	1485	750	$\pm 0,5$
R_3	M56	M56	$\pm 0,5$
C_3	2K2	91,4	$\pm 0,5$
R_{10}	2M2	2M2	± 20
C_{10}	50K	50K	± 20
R_{11} ab	1K	1K	$\pm 0,5$
R_{12} ab	2K	2K	$\pm 0,5$
R_{13} ab	3K	3K	$\pm 0,5$
R_{14} ab	4K	4K	± 10

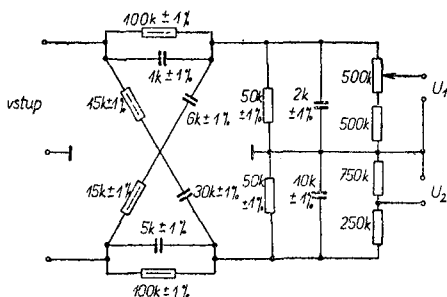
Takovéto FP se zřídka používají v amatérském přístroji, protože pro vysílání řeči není třeba přenášet tak široké spektrum.

Pro kmitočtové pásmo 300—3000 Hz vytvořit FP je daleko jednodušší. Přitom je možno se obejít bez elektronek a použít tzv. pasivní FP.



Obr. 72. Širokopásmový nf-FP

Jedno z takových schémat je na obr. 73 Na vstup přichází napětí symetrické vůči zemi. Napětí na výstupu jsou posunuta o 90° v pásmu od 300 do 3500 Hz. Napěťová rovnost se upravuje potenciometrem 500 K. Většina součástek může mít odchylku 1%. Výstupní odpor FP se poněkud mění v závislosti na kmitočtu a je v mezích 5—8 K.

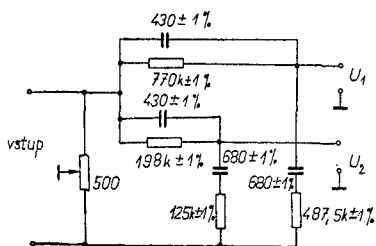


Obr. 73. Pasivní širokopásmový vf-FP se symetrickým vstupem

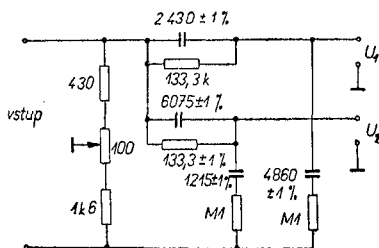
Jednodušší schémata širokopásmových (300 až 3000 Hz) nf - FP jsou na obr. 74 a 75. Rozdíl mezi nimi je v tom, že v jednom z nich (obr. 74) jsou voleny jmenovité hodnoty kapacit a odpory se vybírají. Ve druhém jsou opět odpory ve jmenovitých hodnotách a vybírají se kapacity kondenzátorů. V závislosti na možnostech se volí jedno z těchto schémat. Obě potřebují přivést protifázové napětí. Vstupní odpor je určován odpory zapojenými paralelně ke vstupu. Proměnný odpor na vstupu FP slouží k vyrovnání napětí na výstupu FP, přičemž při správném nastavení nejsou pohyblivé vývody uprostřed. To je vysvětlitelné různým útlumem v každé z větví.

Výstupní odpor zapojení je malý a napětí získané z FP je menší než 10—12 V. Proto nf – FP se zapojují tak, že za nimi následují zesilovače (po jednom pro kanál).

Napětí na vstup těchto FP je nutno přivádět z nf transformátoru, který je nutný pro transformaci odporů a pro symetrizování vstupu.

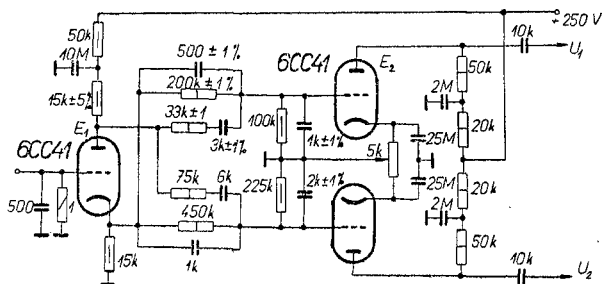


Obr. 74. Pasivní nf-FP se jmenovitými hodnotami kapacit



Obr. 75. Pasivní nf-FP se jmenovitými hodnotami odporů

Existuje schéma FP, který má zvýšený vstupní odpor a ve kterém místo transformátoru je použit elektronkový fázový invertor. Schéma FP s fázovým invertorem a zesilovači obou kanálů je na obr. 76.

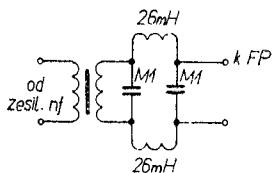


Obr. 76. Nf-FP s fázovým invertorem a zesilovači

Volba součástek pro širokopásmový FP se provádí takto: vezme se několik součástek s chybou větší než 1 %, změří se jejich parametry přesnými přístroji a z nich se vyberou ty, které mají odchylku menší než 1 %. Někdy se ukáže, že tomuto

požadavku nevyhoví ani jedna ze součástek. Potom se použijí blízkí se hodnoty, ale vždy menší než jmenovité a paralelně ke kondenzátoru se připojují druhé malé kapacity a odpory se přizpůsobí úpravou—naškrábáním vrstvy (zvětšování odporu). Odírání vrstvy se provádí velmi jemným smirkem a opatrně. Po úpravě odporů je nutné je potřít lakem. FP se umístí v přístroji tak, aby nebyl ohříván a nebyl v rozptylovém účinku transformátoru nebo ve vf poli.

Všechny popsané FP při pečlivém výběru součástí dobře pracují v pásmu 300—3000 Hz a mají přesnost fázového posunu do 0,5 %.



Obr. 77. Filtr pro odříznutí kmitočtů vyšších než 3 kHz

Při přivedení napětí druhého kmitočtu na FP mění se úhel fázového posunu a potlačení postranního pásma je malé. Proto před FP v nf zesilovačích se používají prostředky pro omezení spektra. Kmitočty menší než 300 Hz se obvykle zeslabují zmenšením kapacity vazebních kondenzátorů nebo šuntováním katodových odporů nf zesilovače poměrně malými kapacitami (1—3 pF). Kmitočty vyšší

než 3000 Hz se omezují dolnoproputnými filtry. Jedno ze schémat filtru je na obr. 77. Zapojuje se mezi sekundárním vinutím přizpůsobovacího transformátoru a vstupem FP. Indukčnosti Tl_1 a Tl_2 se vinou na ferritových jádrech o \varnothing 30—35 mm.

3. MNOHOFÁZOVÁ MODULACE

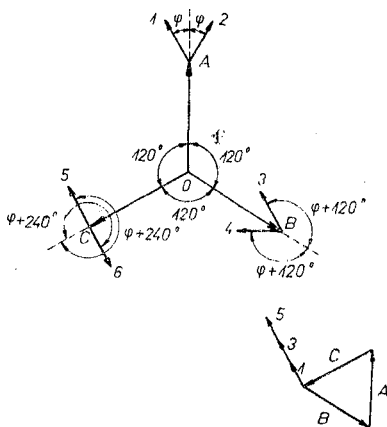
Dosud popsaný způsob získávání SSB signálu představuje tzv. dvoufázovou modulaci. Potřebuje dvě fáze napětí nf a vf. Vzhledem k jednoduchosti a láci se tento způsob rozšířil. Dvoufázová modulace ale sama dává možnost potlačit jen jeden postranní kmitočet a pro potlačení nosné se používají vyvážené modulátory. Existují však systémy mnohofázové modulace, charakterizované existencí nf a vf napětím s vyšším počtem fází než dvě. Jsou tedy trojfázové a čtyřfázové systémy získávání jednoho postranního pásma. Výhodou mnohofázových systémů je, že není třeba vyvážený modulátor a že u nich jsou menší požadavky na přesnost FP. Jsou však jinak složitější a dražší, proto je ještě amatéri řídce používají.

K ujasnění principu podívejme se pomocí vektorových diagramů na způsob získávání SSB signálu při trojfázové modulaci (obr. 78.). Vektory OA, OB a OC jsou napětí nosné. Fázový posun mezi nimi je 120° . Nosná každé fáze je promodulována nf napětím. Nf napětí jsou rovněž posunuta o 120° . Proto vektory postranních pásem jsou v každém časovém okamžiku relativně posunuty vzhledem k nosné o úhly φ , $\varphi + 120^\circ$ a $\varphi + 240^\circ$, kde φ je okamžitá hodnota úhlu.

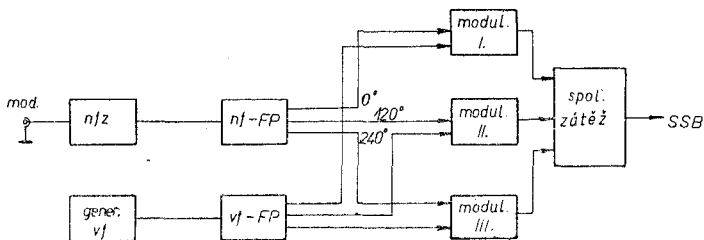
Výsledek složení těchto tří amplitudově modulovaných signálů výsledného vektoru nosné a jedné z postranních je roven nule. Výsledný vektor druhého postranního pásma bude roven aritmetickému součtu složek vektorů (viz skládání v obr. 78), protože jako oni mají stejný směr.

Blokové schéma budiče pracujícího na principu třífázové modulace je na obr. 79.

Při čtyřfázové modulaci jsou čtyři fáze napětí nf a vf a úhel mezi fázemi je 90° .



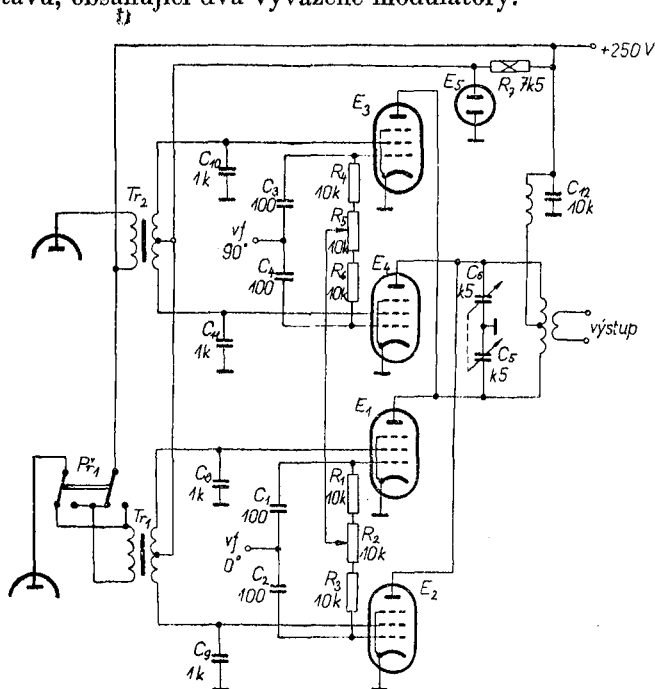
Obr. 78. Vektorový diagram při třífázové modulaci



Obr. 79. Blokové schéma budiče s trojfázovou modulací

4. VYVÁŽENÉ MODULÁTORY K FÁZOVÝM JEDNOPÁSMOVÝM BUDIČŮM

Vyvážené modulátory používané ve fázových budičích se poněkud liší od normálních. Rozdíl je v tom, že pracují na společné zatížení, ve kterém se odděluje signál s jedním postranním pásmem. Takové vyvážené modulátory mají obvykle společnou sestavu, obsahující dva vyvážené modulátory.



Obr. 80. Výkonný vyvážený modulátor

Na obr. 80 je schéma vyváženého modulátoru pro fázový budič používající svazkové tetrody typu 6 L 31. Na řídicí mřížky elektroněk E_1 a E_2 přichází vf napětí fázově posunuté o 90° vzhledem k napětí přicházejícímu na řídicí mřížky druhých elektroněk E_3 a E_4 . Tato napětí se odebírají z vf FP.

Nf napětí odebírané ze širokopásmového nf – FP se po zesílení vede přes transformátory Tr_1 a Tr_2 na stínící mřížky elektroněk.

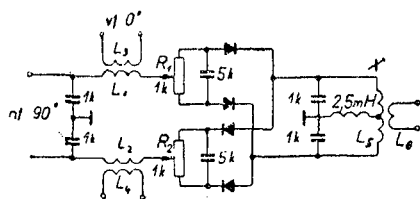
Anody elektronek jsou spojeny k symetrickému obvodu tak, aby se potlačila nosná a jedno postranní pásmo. Volba postranního pásma se provádí přepnutím primárního vinutí transformátoru Tr_1 . Přitom fáze napětí na sekundárním vinutí se mění na opačnou a potlačuje se tak druhé postranní pásmo. Vyrovnávání obvodu se provádí potenciometry R_2 a R_5 . Napětí stínících mřížek je stabilizováno stabilizátorem.

Popsaný vyvážený modulátor zpracovává výstupní výkon řádu několika watt, což je dostatečné pro buzení lineárních zesilovačů pracujících ve třídě AB nebo B i s výkonnějšími elektronkami.

Rovněž i triod lze pro tento modulátor použít. Nf napětí v tomto případě (různých fází) přichází na řídicí mřížky elektronek přes vf tlumivky.

Diodový vyvážený modulátor pro fázový budič je na obr. 81. Jsou to vlastně dva paralelně zapojené vyvážené modulátory (jako na obr. 34). Vf napětí s fázovým posunutím o 90° přichází na pohyblivé kontakty potenciometrů R_1 a R_2 . Na toto místo rovněž jde nf napětí z FP přes zesilovače a přizpůsobovací transformátory. Vyrovnávání se uskutečňuje potenciometry R_1 a R_2 .

Při využívání takového vyváženého modulátoru je nutno uvážit, že jeho výstupní odpor je malý a proto je malé i napětí z něj získané. Proto se za ním umísťuje stupeň zesilující napětí.



Obr. 81. Diodový vyvážený modulátor

5. PRAKTICKÉ ZAPOJENÍ VYSÍLAČE

Na obr. 82 (viz příloha) je zapojení SSB vysílače, který pracuje na základě tzv. 9 MHz metody. Může tedy vysílat na 80ti a 20ti metrovém pásmu. Náklady jsou v přijatelných mezích, je třeba jen jeden jediný krystal. Zvláštní pozornost je nutno věnovat transformátorům Tr_1 a Tr_2 . Jejich elektrické hodnoty musí bezpodmínečně souhlasit. Je možno též použít výstupní transformátor (5 Kohmů: 6 ohmů), měl by však být proměřen

při 1000 Hz a to zejména na shodnost. Praxe ukázala, že tyto transformátory mají velký vliv na fázové poměry. Jestliže jsou stejnosměrně magnetizovány, dostává se fázové posunutí do nekontrolovaného stavu. Z tohoto důvodu jsou transformátory zapojeny s elektronkami pracujícími v protitaktu tak, aby jimi neprocházel stejnosměrný proud.

Od SSB vysílače se požaduje úplně stabilní signál. Pokud jde o kmitočtovou stabilitu, musí být taková, jako u měřiče kmitočtu. To platí zejména o mechanické, ale také o krátkodobé a dlouhodobé stabilitě. Vř oscilátor musí být proto úplně odstíněn, umístěn v boxu, na který nemají vliv otřesy a kondenzátor kmitavého obvodu musí být vhodným způsobem teplotně kompenzován. V teplotním rozsahu 10° až do nejméně 40°C neměla by být zjištěna žádná kmitočtová odchylka při kontrole s měřičem kmitočtu, který je řízen krystalem. Je správné, když jsou po ruce v dostatečném množství různé kondenzátory s kladným a záporným teplotním činitelem, aby se mohlo krok po kroku při vyměňování kondenzátorů dojít co nejbližší k ideálnímu stavu. Pro cívku oscilátoru přichází v úvahu jen keramická cívka s vypáleným stříbrným vinutím nebo cívka vinutá na keramickém tělese měděným drátem nejméně 0,7 mm a vícenásobným ohřevem na 70°C a opětovným ochlazením na 0° až 10°C uměle stárnutá, a nato namáčena v čistém včelím vosku.

Vyrovnaní vysílače se provádí tímto postupem:

Když jsme se přesvědčili, že nosný oscilátor kmitá, naladíme L_1 a L_3 (mají být vzdáleny od sebe asi 30 mm) do rezonance. Umístíme běžce P_3 a P_4 do středu a měříme elektronkovým voltmetrem napětí mezi běžci a kostrou. Cívky L_1 a L_3 posunujeme tak daleko k sobě, až obě napětí jsou stejně velká. V opačném případě je nutno rezonanční nastavení cívek kontrolovat. Potom se uvádějí L_5 , L_8 a L_9 do rezonance (9 MHz), což snadno provedeme elektronkovým voltmetrem.

Měřičem kmitočtů se zjišťuje, zda vř oscilátor kmitá na požadovaném kmitočtu (5—5,5 MHz). Potom provedeme desymetrizaci modulátoru přestavením běžců P_3 a P_4 a naladíme L_{12} , L_{13} na 14,35 MHz a konečně L_{11} a L_{13} na 3,7 MHz. Dále se přestavením běžců P_3 a P_4 zkouší potlačit nosnou. K měření a kontrole je možno volně vázat na výstup vysílače buď elektronkový voltmetr, diodový voltmetr nebo kv superhet s S-měřičem. Jestliže byly dále popsáním způsobem nastaveny P_1 a P_2 , je možno na vstup nř zesilovače přivést tón 1000 Hz a odposlouchat postranní pásma na selektivním amatérském přijímači. Jedno postranní pásmo bude velmi silné, druhé poměrně slabé.

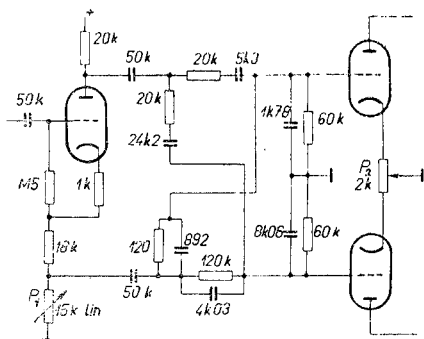
Nyní můžeme zkusit opatrným nastavováním běžce P_1 a P_2 slabší postranní pásmo ještě silněji utlumit. Potom se přepne $Př_1$. Musí se však dříve silné postranní pásmo zeslabit. Docílené zeslabení postranních pásem musí být v obou polohách přepínače stejně velké. Jestliže tomu tak není, musíme nastavení filtru L_1, L_3 přezkoušet a korigovat. Je nutno dosáhnout tlumení postranního pásma lepší než 35 dB.

Je třeba ještě upozornit, že při pevné vazbě cívek L_3, L_4 , vlivem nesymetrie cívek L_5, L_6 , jakož i při silně se odchylovících hodnotách diod modulátoru mohou nastat těžkosti při potlačování nosné.

Udané hodnoty všech součástek FP musí mít přesnost alespoň $\pm 1\%$. Při vlastní stavbě FP se nelze obejít bez přesně cejchovaných odporových a kapacitních měrných můsteků. Jelikož odpory a kondenzátory nejsou v obvyklých výrobních řadách, je nutno požadované velikosti získat sériovým a paralelním zapojením.

Od nf - FP a následujícího stupně zapojeného v protitaktu včetně transformátorů závisí kvalita potlačení postranního pásma a tím též kvalita SSB signálu. K vytvoření dvou napětí v protifázi je použito stupně s elektronikami EC 92 nebo 1/2 ECC81. Na tento stupeň je napojen symetrický fázový posunovatel podle Dome, u něhož požadovaný fázový posun je jen v rozsahu 300—3000 Hz. Musí proto již v nf zesilovači být provedeno omezení pásma na tento rozsah. Dosahuje se toho nejjednodušším způsobem - odpovídající volbou vazebních a katodových kondenzátorů v nf zesilovači a paralelním zapojením kondenzátorů k anodovým nebo svodovým odporům zesilovacích elektronek. Malé vazební a katodové kondenzátory (1 nF resp. 0,1 μ F) způsobují odříznutí nízkých kmitočtů, svodové kondenzátory řádově od 200 do 1000 pF vyvolávají útlum vysokých kmitočtů. Lepších výsledků lze dosáhnout použitím vhodně voleného nf filtru.

Symetrizačním regulátorem P_1 fázového posunovatele se nastavují stejná výstupní napětí U_1 a U_2 . To, že vstupní odpor



Obr. 82a. Detail ze zapojení vysílače v obr. 82. nf-FP pro 300—3000 Hz

se dělí ve dva nestejně díly má svůj důvod v tom, že v zapojení samém je nestejný poměr útlumů – 7 : 2. Řízením P_2 se vyrovnávají rozdílné zesilovací činitele elektronek pracujících v protitaktu, takže v jejich anodových obvodech vznikají o 90° fázově posunutá a absolutně stejná nf – napětí.

Přesné nastavení symetrizačních regulátorů lze provést jen s elektronkovým nf voltmetrem nebo s osciloskopem. Nejprve se nastavuje při pevném kmitočtu 1 kHz prostřednictvím P_1 napětí na řídicích mřížkách elektronek pracujících v protitaktu. Potom se měří výstupní napětí na transformátorech Tr_1 a Tr_2 . Napěťová shoda se nastavuje P_2 . Používá-li se pro nastavení osciloskopu, přivádí se z tónového generátoru nf napětí o kmitočtu 1 kHz současně na vodorovné i svislé destičky a nastaví se řízení zesílení zesilovače osciloskopu tak, aby vznikla na stínítku čára skloněná pod 45° . Potom se připojí na horizontální destičky osciloskopu horní výstup FP proti kostře a na vertikální destičky spodní výstup FP proti kostře. Nf generátor napájí nf zesilovač 1 kHz. Při správném nastavení P_1 vzniká na stínítku kružnice. Nastavení se má kontrolovat při kmitočtech mezi 300 a 3000 Hz. Jak je patrné na schématu v obr. 82. má být výstupní transformátor připojen tak, aby neměl stejnosměrnou složku.

V koncovém stupni vysílače je možno místo zakreslené elektronky EL 83 použít také EL 34 se 400 až 600 V anodového napětí. Tato elektronka je schopna dát asi 10 W vf – výkon. Potenciometrem P_5 se nastavuje předpětí koncové elektronky tak, že pracuje v A-třídě. To je při použití EL 34 s asi 40 mA, při EL 83 s asi 30 mA a při 6AG7 s asi 30 mA klidového anodového proudu.

Přirozeně může být vysílač také upraven na provoz v ostatních amatérských pásmech. K tomu však musí za směšovačem E 6 následovat další směšovač, jak bylo např. znázorněno na obr. 60 (E4).

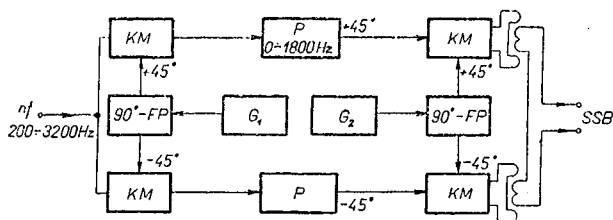
IV. Jiné metody vytváření SSB signálů

1. FÁZOVĚ FILTROVÁ METODA

Probrané dvě metody získávání signálu s jedním postranním pásmem – filtrová a fázová – dávají dobré výsledky. Filtrová modulace potřebuje poměrně složitý a drahý filtr a za ním několikanásobné směřování. Ve fázové metodě je možno zmenšit počet směšovacíh stupňů, ale je nutno použít širokopásmové FP, na které jsou velmi vysoké požadavky.

Proto byly udělány pokusy nalézt novou metodu získávání SSB signálu, která by zejména nepotřebovala součástky o vysoké kvalitě. Takováto metoda byla navržena před několika lety a dostala název „fázově-filtrová“, „metoda podle Weavera“, nebo také krátce zvaná „třetí“. Její podstata je v tom, že dvojnásobnou modulací a filtrováním se získá na výstupu signál SSB. V obvodech se používají FP i filtry. FP však nemusí být širokopásmové, jako v čistě fázové metodě a filtry pracují v mezích zvukových kmitočtů, takže mohou být s dostatečně dobrými charakteristikami bez použití ferritových a drahých součástí.

Spojením výhod obou metod nelze říci, že třetí metoda je bez nedostatků. Především je to její konstrukční složitost a poměrně velký objem. Celková sestava má mnoho obvodů, celkem kritických na naladění, což vede k malým časovým stabilitám parametrů signálu. Není zaručeno dostatečné pásmo, tzn. že je ne-



Obr. 83. Blokové schéma fázově-filtrové metody

KM – kruhový modulátor, P – spodní propust 0...1800 Hz, G_1 – generátor nosné 1,7 kHz, G_2 – vf. oscilátor 3700 kHz

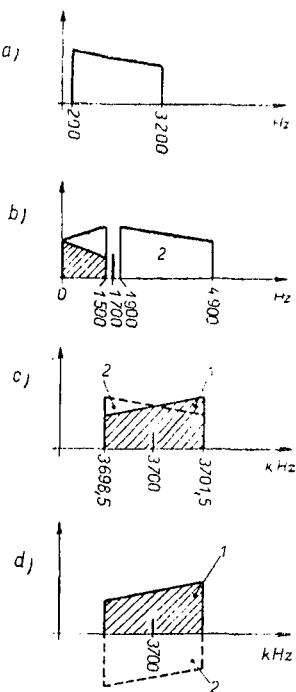
zbytné používání směšovačů pro získání různých amatérských pásem a je nutné vytvářet přeladování v jejich mezích.

Nakonec, nehledě k vysoké strmosti ramen nf filtrů (do 100 dB na oktávu) se zhoršuje pohlcení postranních pásem a nosné, a to jak nepřesností FP, tak i nepřesností vyrovnání napětí.

Z těchto důvodů tato metoda dosud nenašla v amatérských podmínkách širšího uplatnění, avšak pro úplnost její zásady rovněž probereme.

Fázová metoda vytváření SSB signálu vychází, jak jsme poznali z toho, že v jednom modulátoru dvě o 90° fázově posunutá vf napětí (nosný kmitočet) se modulují rovněž o 90° vzájemně posunutým nf napětím (modulační kmitočet). Tak vznikají na výstupu modulátoru vf napětí a vytvářejí mnohé postranní kmitočty. Fázová poloha těchto postranních kmitočtů způsobuje částečné vyrušení a částečné zesilování. Zesilované části odpovídají jednomu postrannímu pásmu.

Nová metoda nečiní v podstatě nic jiného; vychází jen z jiného postupu při vytváření fázově posunutých postranních pásem. Jak je známo, je velmi jednoduché vytvořit přesně o 90° fázově posunuté napětí při jediném kmitočtu. Naproti tomu je velmi těžké a kritické vytváření FP pro široké pásmo kmitočtů. Metoda tudíž nepoužívá nf – FP. Na jejich místě má směšování nosné dvěma stejnými, ale o 90° fázově posunutými pomocnými nosnými f_{nos1} . Na obr. 83 je znázorněno blokové schéma metody.



Obr. 84. Tvoření SSB v kruhových modulátorech fázově-filtrové metody

a) odříznuto spodní propustí, b) modulaci 1700 Hz vzniklá postranní pásma, c) v druhém kruhovém modulátoru vzniklá postranní pásma, d) v druhém spodním modulátoru vzniklá postranní pásma

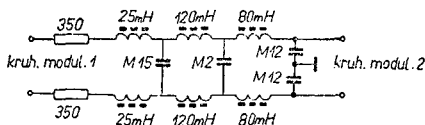
Nf pásmo 200—3200 Hz přichází současně na dva modulátory. V pomocném RC – oscilátoru se vytváří pomocný nosný kmitočet 1,7 kHz a vede se přes jednoduchý, úplně nekritický RC – FP, který je dimenzován jen pro tento jediný kmitočet a rovněž se tento kmitočet vede k modulátoru. V modulátorech

vznikají jako směšovací produkty součtové kmitočty (horní postranní pásmo) $1700 \text{ Hz} + (200 \text{ až } 3200) \text{ Hz} = 1900 \text{ až } 4900 \text{ Hz}$ a rozdílové kmitočty (spodní postranní pásmo) $1700 \text{ Hz} - (200 \text{ až } 3200 \text{ Hz})$. Jelikož pomocná nosná leží uprostřed nf pásma, které má být přenášeno, je vznikající spodní postranní pásmo rozděleno na dvě dílčí pásma, která splývají a sice $1700 \text{ Hz} - (200 \text{ až } 1700) \text{ Hz} = 1500 \text{ až } 0 \text{ Hz}$ a druhé $(1700 \text{ až } 3200) \text{ Hz} - 1700 \text{ Hz} = 0 \text{ až } 1500 \text{ Hz}$.

Dílčí pásma se liší jen ve fázové poloze, což opět umožňuje rozdělení. Obrázky 83 a 84 mají znázornit tyto poněkud komplikované poměry.

V modulátoru se potlačuje nosná, 1700 Hz se nevyskytuje na výstupu z modulátoru, ale vznikají zde postranní pásma, která v horní části schématu jsou o 90° fázově posunuta oproti postranním pásmům ve spodní větvi. Za modulátory následují dva stejné dolnoproputné filtry, které horní postranní pásmo odříznou. Působení filtrů vlivem relativně nízké polohy kmitočtů je velmi dobré. Spodní postranní pásma přicházejí přes spodní propust do kruhových modulátorů. Do kruhových modulátorů se přivádí přes RC fázový posunovatel nosný kmitočet, např. 3700 kHz , opět o 90° fázově posunutý. Na výstupu kruhových modulátorů jsou součtové a rozdílové kmitočty, vlastní konečná postranní pásma. Polohu vzniklých postranních pásem znázorňuje obr. 84c. Ve spodním modulátoru se vyskytuje totéž, avšak jedno postranní pásmo je úmyslně o 180° fázově posunuto oproti postrannímu pásmu vzniklému v horním modulátoru. Na obr. 84d je to znázorněno tím, že postranní pásmo je kresleno otočené. Poslední kruhové modulátory pracují na společné výstupní zapojení, kde se postranní pásma sečítají. Díl značený „1“ zůstane zachován, označený „2“ se ruší. Přepojí-li se výstup koncového modulátoru spodního, překlopí se „1“ dolů a „2“ nahoru. Nyní zůstane zachováno postranní pásmo „2“ a ruší se „1“. Provedení spodní propustě je vhodné podle obr. 85. Lepší ovšem by bylo použití pásmového filtru s pásmem $300\text{--}2000 \text{ Hz}$, jehož zhotovení není však tak jednoduché.

Jelikož pro všechny jednotky vyznačené na obr. 83 mohou být použity polovodičové prvky a feritová jádra, je v praktickém provedení za-



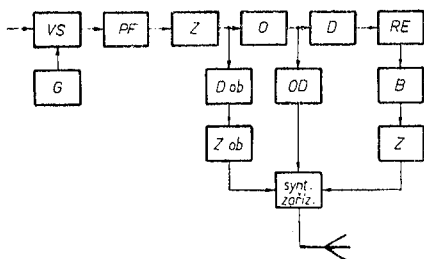
Obr. 85. Spodní propust s vlnovým odporem 700 ohmů (rozsah $0 \text{ až } 1600 \text{ Hz}$)

pojení miniaturní. Také nf zesilovač může být osazen tranzistory.

SSB signál, který je k dispozici za posledními kruhovými modulátory, se zpracovává známou formou v zapojení s elektronkami. Tak musí následovat směšování na provozní kmitočet a zapojení končí zesilovacím stupněm pracujícím ve třídě A nebo AB.

2. SYNTETICKÁ METODA

Na obr. 86 je příklad blokového schématu vysílače, v němž SSB modulace se uskutečňuje syntetickým způsobem. Modulační signál přichází do vyváženého směšovače, do kterého se současně vede z generátoru subnosné kmitočet ω_1 .



Obr. 86. Blokové schéma vysílače se syntetickým tvořením SSB signálu

VS – vyvážený směšovač, PF – pásmový filtr, Z – zesilovač, O – omezovač, D – diskriminátor, RE – reaktanční elektronka, G – generátor, Dob – detektor obálky, Zob – zesilovač obálky, OD – otevírací detektor, B – budič, SZ – syntezační zařízení

Spektrum kmitočtů signálů sestává z oddělených pásem seskupených blízko kmitočtu ω_1 a jejich lichých harmonických. Kmitavý obvod, který tvoří zátěž omezovače, odfiltrovává boční spektra. Vzniklé kmitočty jsou kmitočtově modulované. Na rozdíl od obvyklého kmitočtově modulovaného signálu, není zde „centrální kmitočet“ stálý, ale mění se v rozmezích spektra funkce, v závislosti na spektrální sestavě modulačního signálu. Napětí, odpovídající $f_2(t)$ postupuje na diskriminátor, jehož charakteristika má procházet nulou při kmitočtu ω_1 . Napětí na

Filtr pohlcuje zbytek kmitů ω_1 a jedno z postranních pásem amplitudově modulovaných kmitů.

SSB signál na výstupu filtru je výchozím pro uskutečnění jednopásmové modulace přímo na pracovním kmitočtu.

Primární SSB signál po zesílení přichází do dvou rozdílných větví určených k přetváření. V omezovači se uskutečňuje omezování za účelem plného odstranění složek amplitudové modulace.

výstupu diskriminátoru u_d je úměrné okamžitému kmitočtu modulačního signálu. Používá se pro změnu režimu řídicího prvku, jímž může být například reaktanční elektronka. Řídicí prvek působí na kmitočet budiče.

Popsaným způsobem bude se měnit kmitočet budiče v závislosti na změně napětí na výstupu diskriminátoru, které je funkcí okamžité hodnoty kmitočtu modulujícího signálu.

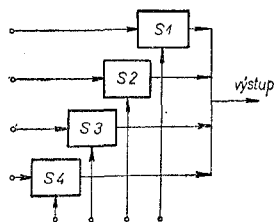
Uvažme nyní průchod prvního SSB signálu druhou větví. V detektoru obálky se provádí amplitudová detekce. Výstupní napětí se použije jako modulující omezeného signálu, a to v syntetizujícím obvodu, který je jako výstupní stupeň vysílače, tj. v podstatě vyvážený obvod. Není-li napětí obálky dostatečné, zesiluje se stejnosměrným zesilovačem.

Při SSB modulaci bez nosného signálu, není-li modulace proud v anténě, je roven nule. Protože v uvažovaném schématu je budič zapojen vždy k výstupnímu stupni, je nezbytné zajistit uzavírání elektronky koncového stupně, není-li modulace. Proto na jednu z mřížek elektronky se přivádí uzavírací napětí dostatečné velikosti, aby zaručilo přerušování proudu v anténě. Na stejnou elektrodu přichází z otevíracího detektoru napětí obrácené polarity. Jeho hodnota je taková, aby při modulačním napětí výchozí pracovní bod odpovídal počátku modulační charakteristiky stupně. Napětí na vstup otevíracího detektoru přichází z omezovače.

Tak amplitudovou modulací omezeného signálu obálkou se dostane na výstupu vysílače signál s modulací amplitudově kmitočtovou, tj. SSB signál odpovídající modulační funkci.

O tázky ke III. a IV. kapitole

1. V publikaci je podrobně popsáno blokové schéma a zásady třífázové modulace (viz. obr. 78 a 79). Na obrázku 87 je blokové schéma čtyřfázového systému. Na čtyři směšovače se přivádí z FP budičí a modulující napětí posunutá vzájemně o 90° . Protože všechny směšovače pracují na jednu zátěž, proudy nosného kmitočtu od prvního a třetího směšovače a stejně i od druhého a čtvrtého se v párech kompenzují. Ve čtyřfázových systémech není třeba používat čtyř oddělených směšovačů, ale dva vyvážené, které se za účelem zmenšení počtu postranních kmitočtových složek dělají kruhové. V soulase



Obr. 87. Blokové schéma čtyřfázové metody tvoření SSB signálu

S – směšovač, zleva vstup čtyřfázového systému budičího napětí, zdola vstup čtyřfázového systému modulačního napětí

s obr. 78 naznačte vektorový diagram, ze kterého by bylo patrné, jak se ruší horní postranní pásmo.

2. Stručně vyznačte rozdíly metod získávání SSB signálu, které jsou uváděny v této kapitole.

3. U dvoufázového systému, předpokládáme-li, že vytvořená napětí v f i nf jsou s přesností Δ_1 a Δ_2 , se uvádí pro potlačení druhého postranního pásma vztah

$$N = \frac{2}{\sqrt{(\Delta_1^2 + 1,2\Delta_2)^2 + \delta^2}},$$

kde δ – vyjadřuje amplitudovou nesymetrii ve větvi nf. Není-li v nf obvodech nesymetrie, vyjádřete N pro $\Delta_1 = 1^\circ$ a $0,5^\circ$, jestliže $\Delta_2 = 0^\circ; 0,5^\circ; 1^\circ; 1,5^\circ$, jakož i pro záporné tyto hodnoty a vynesete tyto dvě závislosti do diagramu, v němž na ose vodorovné bude Δ_2 . Z diagramu učiňte praktické závěry.

V. Přídavná zařízení pro vysílač SSB

1. AUTOMATICKÉ ZAPÍNÁNÍ VYSÍLAČE

Při přechodu rádiové stanice z příjmu na vysílání bývá obvykle nezbytné provést některé změny a přepojení ve schématech. Protože takové změny během provozu probíhají velmi často, vznikla snaha o jejich automatizaci. Nejvhodnější je, když všechna přepínání se provádějí účinkem hlasu operátora.

Obvod hlasového řízení rádiové stanice má splnit tyto funkce:

a) zapojit vysílač při pronesení dostatečně silného – hlasitého zvuku před mikrofonom,

b) zmenšit zesílení přijímače, nebo na dobu vysílání přijímač odpojit,

c) přepnout anténu z přijímače na vysílač (jestliže je uskutečňován provoz na jednu anténu nasměrovanou na korespondenta),

d) zaručit nesplnění funkcí a) až c) v době, když vysílá korespondent.

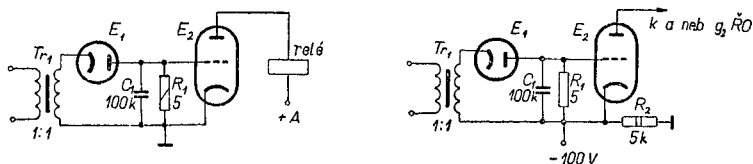
Prvá funkce je prvořadá, druhé na první pohled nejsou tak nutné. Máme-li zkušenosti s činností takového systému, je těžko se vzdávat všech výhod, které poskytuje. Výhody systému je možno plně zhodnotit, jestliže korespondent má stejný systém na své stanici.

První úlohu – zapojování vysílače hlasem – je možno uskutečnit různým způsobem. V základě nejjednodušším a vhodným řešením je takové, při němž část zvukového napětí z mikrofoniho zesilovače se přivádí usměrňovači (jindy před usměrněním se signál ještě zesiluje). Získané stejnosměrné napětí kladné nebo záporné polarity se používá pro řízení triody, v jejímž anodovém obvodu je zapojeno buď normální nebo elektronické relé. Relé může zapojit jak vysílač, tak druhé pomocné relé provádějící nutné přepínání.

Jednoduché schéma zapojení řídicího generátoru zvukem hlasu je na obr. 88a. Napětí zvukového kmitočtu přicházející z transformátoru Tr 1 se usměrňuje diodou E_1 . Získané záporné napětí se přivádí na mřížku triody E2, kterou uzavírá. Proud

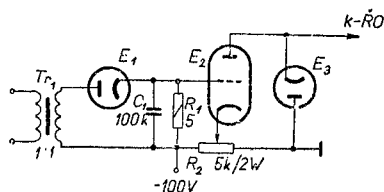
procházející přes relé zapojené v anodovém obvodu triody se přerušuje, jeho kontakty se spojují a zapojují vysílač.

Schéma jinak obsahuje jen odpor R_1 a kondenzátor C_1 . Vysílač se má zapojit ihned při prvním zvuku, aby prvé slovo nebylo částečně odříznuto. Po přerušení slova se nemá vysílač ihned vypnout, protože při následujícím slově by se opět zapínal a prvé zvuky tohoto slova by mohly být odříznuty. Poslouchat

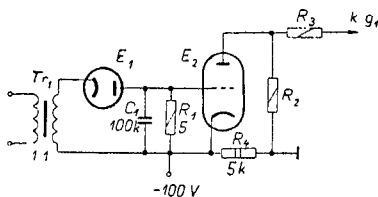


a)

b)



c)



d)

Obr. 88. Schémata řízení vysílače hlasem

a) zapojování vysílače relém, b) hlasové řízení s paralelní elektronkou, c) hlasové řízení se sériovou elektronkou, d) řízení v obvodu prvé mřížky

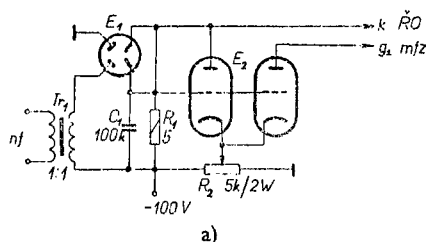
takové vysílání by nebylo příjemné, srozumitelnost by klesala a korespondent by nakonec žádal o vypnutí takového zařízení. Zavede-li se zpoždovací obvod, který zpozdí návrat systému do původního stavu, bude vysílač vypínán jen v dostatečně dlouhých přestávkách mezi větami, tj. po ukončení vysílání. Zkoušky ukázaly, že nejvhodnější zpoždění je v mezích 0,5—1 sek.

Ve schématu obr. 88a kondenzátor C_1 se rychle nabíjí přes malý odpor diody přibližně do maximální hodnoty připojeného zvukového napětí; značně pomaleji se vybíjí přes odpor R_1 , přičemž udržuje záporné napětí na mřížce triody E_2 ještě nějakou dobu po přerušení zvuku. Tato doba je dána součástkami C_1 a R_1 . Pro zmenšení zpoždovací doby je nutno je zmenšit a naopak.

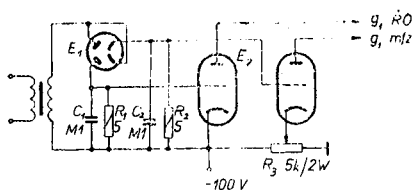
Je žádoucí, aby usměrňovací dioda byla vakuová, protože většina krystalových diod má nedostatečný odpor v závěrném směru, který navíc se mění v závislosti na teplotě, takže doba zpoždění podle ohřevu vysílače by se měnila. Proto může být zapojení pozměněno tak, aby na mřížku triody E_2 bylo stále přiváděno záporné napětí, které dostačí k uzavření elektronky. Přitom anoda a katoda diody E_1 si musí vyměnit místa. Usměrněné napětí bude potom obrácené polarity a elektronka E_2 se nebude zavírat, ale otevírat. Kontaktní skupina relé musí ovšem být odpovídajícím způsobem změněna.

Ve schématech hlasového řízení se často používá elektromagnetické relé s mnoha kontakty, které mohou provést více přepnutí. Nedostatkem takových relé je zpoždovací doba, poruchy při jiskření kontaktů, okysličování a narušení kontaktů apod. Proto se spíše používají elektrická relé. Napětí usměrněné diodou E_1 na obr. 88b má zápornou polaritu. Anoda triody E_2 je spojena se stínicí mřížkou nebo anodou elektronky řídicího generátoru. Není-li na mřížce triody záporné napětí, klade trioda malý odpor stejnosměrnému proudu a při dostatečném odporu v obvodu stínicí mřížky řídicího generátoru objevuje se na něm záporné napětí vlivem dobré vodivosti řídicí triody E_2 , protože na její katodu je přivedeno napětí minus 100 V. Přiveďe-li se zvukové napětí na diodu, objevuje se na mřížce triody záporné napětí, trioda se uzavírá a napětí na stínicí mřížce nebo na anodě řídicího generátoru se obnovuje na normální hodnotu. Schéma je vhodné tím, že po uzavření triody E_2 pracuje ve stabilizovaném režimu, protože vodivost triody po uzavření se nemění. Řízení činnosti řídicího generátoru nebo druhých stupňů může se dít stejným způsobem v obvodech řídicích nebo stínicích mřížek.

Pro řízení katodovým obvodem možno použít schéma zobrazené na obr. 88c. Dioda E3 je zapojena do schématu za účelem zmenšení vlivu měničícího se odporu stejnosměrného proudu triody E2, protože odpor závisí na předpětí na jeho mřížce, tj. na amplitudě přiváděného zvukového napětí.



a)



b)

Obr. 89. Systémy řízení hlasem

- a) přijímače a vysílače se zpožďovacím obvodem,
b) s oddělenými zpožďovacími obvody pro přijímač a pro vysílač

může být např. použito schéma v obr. 88a, jestliže má relé doplňující kontakty. Slouží ke zmenšení zesílení, nebo též pro jeho úplné vypnutí.

Ve schématu přijímače je mnoho míst, kde je možno uskutečnit účinné řízení pro přechod z příjmu na vysílání. Například je možno přerušovat sekundární vinutí výstupního transformátoru n_f zesilovače. Jestliže se obvod přeruší, nutno předpokládat připojování k vinutí odpovídajícího odporu místo sluchátek nebo reproduktorů. V případě použití elektronického relé, je vhodné použít pro přijímač samostatné řídicí elektronky.

Jedno z kombinovaných schémat takového druhu je na obr. 89a a je vlastně kombinací schémat v obr. 88b a c. Anoda levé poloviny dvojitě triody je připojena ke katodě řídicího generátoru a anoda pravé triody ke stínící mřížce (nebo mřížkám)

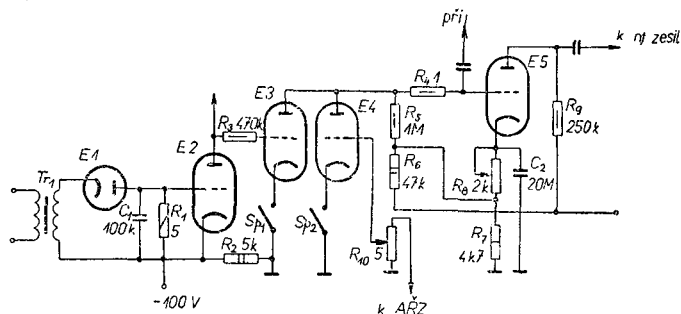
Schéma hlasového řízení zobrazené na obr. 88d počítá se změnami v obvodu řídicí mřížky pracovní elektronky (nebo jejích mřížek). Odporů R_2 a R_3 jsou vlastní svodové odpory pracovní elektronky. Jsou rozděleny tak, aby na odporu R_2 při průchodu anodového proudu triody E_2 se vytvořilo dostatečné napětí pro uzavření pracovní elektronky. Místo odporu R_3 je možno zapojit vf tlumivku, potom odpor R_2 představuje svodový odpor mřížky.

Všechna popsaná schémata jsou předurčena pouze pro řízení vysílače. Pro současné automatické řízení vysílače i přijímače

elektronky přijímače (nebo k obvodu AŘZ, jestliže časová konstanta obvodu není velká).

Poněkud jiné schéma je zobrazeno na schématu obr. 89b. Při příchodu zvukového napětí na transformátor Tr_1 dává horní dioda elektronky E1 kladné napětí – spodní záporné. Na mřížku pravé triody elektronky E2 je přivedeno záporné napětí z potenciometru R_3 . V době příjmu levá trioda elektronky E2 vede proud, snímající napětí ze stínících mřížek elektronek vysílače, nebo též přivádějíc ho do záporné hodnoty. Pravá trioda je ve stejné době uzavřena. Při vysílání se naopak pravá trioda otevírá, snižuje se zesílení přijímače nebo ho uzavírá a levá trioda se uzavírá a zapíná vysílač.

Chceme-li, aby se přijímač vypínal daleko dříve než se zapojuje vysílač (jinak by vlastní signál byl silně slyšitelný ve sluchátkách), musíme volit předpětí na mřížce pravé triody tak, aby již nepatrné napětí, neuzavírající dosud levou triodu, otevíralo již triodu pravou. Aby se přijímač zapojil mnohem později než se vypíná vysílač, má být časová konstanta obvodu RC v mřížce triody řídicí zesílení přijímače o něco větší, než u triody řídicí vysílače.



Obr. 90. Hlasové řízení přijímače a vysílače

Daleko dokonalejší, ale zato i daleko složitější schéma řízení vysílače zvukem hlasu je na obr. 90. Vlastní schéma obsahuje tři triody a jednu diodu. Trioda E5 je první stupeň nf zesilovače přijímače.

Není-li na Tr_1 zvukové napětí, vede trioda E2 proud, snímající napětí ze stínících mřížek elektronek vysílače. Trioda E3 je uzavřena, protože v důsledku vodivosti elektronky E2 je její mřížka na záporném napětí vzhledem k zemi. Tím, že je trioda

E3 uzavřena, její katodový proud přes odpor R_5 neteče a předpětí na řídicí mřížce triody E5 je určováno jen odporem R_8 . Stupeň nf zesilovače dává přitom normální zesílení. Odpor R_6 a R_7 tvoří dělič napětí, ze kterého se přichází na anodu triody E3.

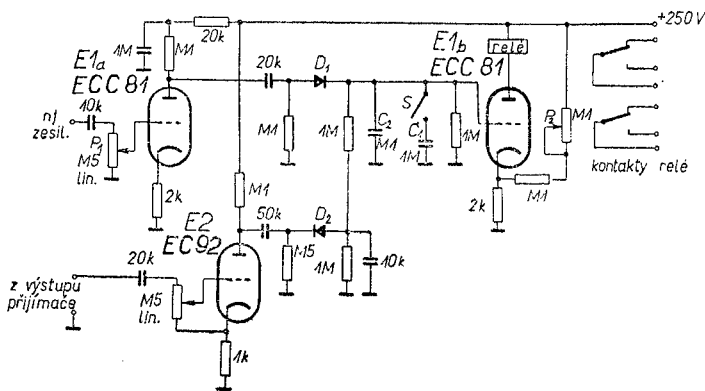
Při přivedení zvukového napětí na transformátor Tr_1 se uzavírá trioda E2, napětí na stínících mřížkách elektronek vysílače se obnovuje, anoda triody E2 dostává kladný potenciál, který se přes ochranný odpor R_3 přivádí na mřížku triody E3 a otevírá ji. V anodovém obvodu této triody začíná protékat proud dávající na odporu R_5 napětí, přiváděné v záporné polaritě ke mřížce triody E5. Toto napětí uzavírá triodu a tak se odpojuje nf zesilovač přijímače.

Trioda E4 slouží k tomuto účelu: Na její mřížku přichází z potenciometru R_{10} záporné napětí obvodu AŘZ. Běžec potenciometru může být tak nastaven, že již malý signál na vstupu přijímače bude uzavírat triodu E4 a šumové napětí ji uzavírat nebude. Trioda E4 má mít velkou strmost a krátkou charakteristiku (lépe je používat pentodu). Elektronka E4 působí tak, jako E3, tj. když není signál (když napětí AŘZ je nedostatečné pro uzavírání elektronky E4), přes odpor R_5 protéká proud a první stupeň nf zesilovače je uzavřen. Ve sluchátkách nebo reproduktoru přitom šumy mizí. Když se objeví signál, napětí AŘZ uzavírá triodu E4, předpětí triody E5 se snižuje do normální hodnoty a nf zesilovač zesiluje signál. Působením obvodu se zmenšuje duševní námaha operátora.

Čtvrtá funkce systému hlasového řízení (zabránění zapojování vysílače, jestliže na vstupu přijímače je signál korespondenta) je nezbytná v tom případě, když se přijímá na dynamický reproduktor, ale je velmi žádoucí v případě používání sluchátek.

Aby se vysílač nezapojoval od zvuků přiváděných do mikrofону z dynamického reproduktoru, postupuje se obvykle takto: Část napětí z nf zesilovače přijímače se usměrňuje (možno též použít napětí systému AŘZ) a přivádí se na mřížku triody, řídicí zapojování vysílače, kterou po celou dobu uzavírá, pokud je signál korespondenta. Uzavírací napětí má být větší než kladné napětí mikrofonního zesilovače, jinak by zvuk z dynamického reproduktoru zapojoval vysílač. Existuje i několik jiných variant řešení. Usměrnit nf napětí z mikrofónu zesilovače můžeme také triodou, přivádíme-li na její řídicí mřížku napětí systému AŘZ přijímače. Při objevení se signálu napětí AŘZ (nebo usměrnění napětí odpovídající polarity z nf zesilovače přijímače) uzavírá triodu a vysílač nemůže být zapojen.

Na obr. 91 je jedno z úplných schémat pro zapínání stanice hlasem operátora. Z nf zesilovače se dodává obvodu nf napětí cca 1 V na zesilovací elektronku E1a. Po zesílení v této elektronce následuje usměrnění v diodě D1. Získané stejnosměrné napětí musí mít kladnou polaritu na mřížce E1b. P2 je tak nastaven, že nemluví-li se do mikrofonu, relé s jistotou odpadne. Mluví-li se do mikrofonu, potom zvedá z diody přicházející úroveň řídí-



Obr. 91. Schéma automatického zapínání vysílače hovorem a se zpětnovazební zádrží

cí negativní napětí (předpětí) elektronky a anodový proud elektronky ovládá relé. Potenciometrem P₂ se nastavuje citlivost. Tak je možné zapojovat relé až po určité minimální síle zvuku. Na druhé straně by se mohlo stát, že při větším hluku v prostoru vysílače by se mohl vysílač nechtěně plně zapnout.

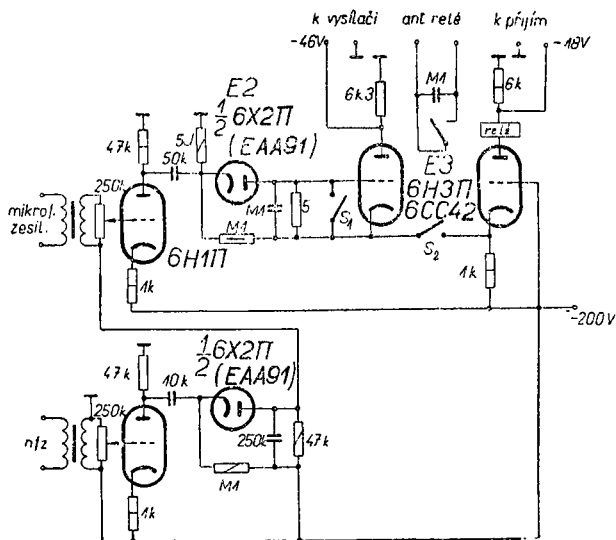
Aby zapnutý stav zůstal zachován také v normálních přestávkách mezi slovy a větami, působí se časové zpoždění kondenzátory C₁ a C₂. Časové zpoždění je možné spínačem S nastavit na dvě různé hodnoty.

Je-li nebezpečí, že automatické zapínání vysílače bude zapínáno akustickou vazbou reproduktoru na mikrofon, lze tomuto jevu zabránit elektronkou E2 a diodou D1, které tvoří zpětnovazební zádrž. Mřížka uzavírající elektronku E2 obdrží z výstupu přijímače nf napětí, které také působí na reproduktor. Po zesílení v elektronce se napětí usměrní a přes odpor R1 s negativní polaritou je přiváděno na mřížku řídicí elektronky E1b. Tím dosahujeme, že zmíněné nežádoucí zapojování vysílače reproduktorem nemůže nastat. P₃ se nastavuje tak, že diodami

D_1 a D_2 usměrněná napětí působí právě proti sobě. Při hovoru do mikrofonu nepůsobí zpětnovazební zádrž, neboť není k dispozici žádná odpovídající proti-napětí z výstupu přijímače.

Jak je patrné ze zapojení, musí relé zapínat již při velmi malých proudech, aby elektronka E1b nebyla přetížena.

Jedno z možných schémat systému řízení hlasem, splňující všechny čtyři funkce, je na obr. 92. Schéma pracuje takto: Ne-

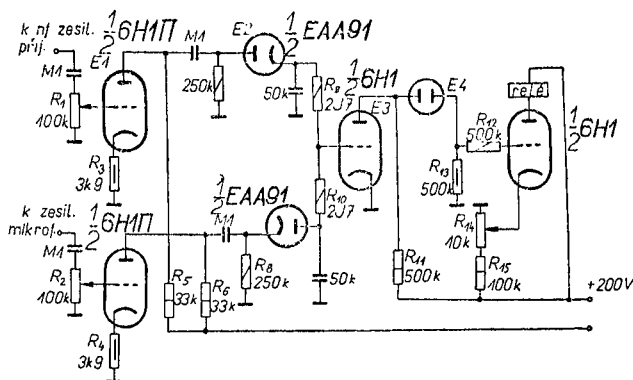


Obr. 92. Zařízení pro hlasové řízení stanice s ochranou proti akustické zpětné vazbě

přichází-li na horní diodu elektronky E_2 zvukové napětí, vede levá trioda elektronky E_3 proud. Na odporu v jejím anodovém obvodu vzniká napětí, které uzavírá elektronku řídicího oscilátoru nebo druhých stupňů vysílače. Na společném katodovém odporu elektronky E_3 vzniká napětí, uzavírající pravou triodu. Její anodový proud je roven nule a na odporu, zapojeném do anodového obvodu se nevytvoří uzavírací napětí pro přijímač. Jestliže je na výstupu mikrofonního zesilovače zvukové napětí, zesiluje se horní triodou E_1 , usměrňuje se a uzavírá levou triodu elektronky E_3 a otevírá elektronku řídicího oscilátoru (případně i druhé elektronky vysílače), protože odporem v anodovém obvodu levé triody neprotéká proud. Na katodovém odporu ze

stejného důvodu se zmenšuje pokles napětí, což vede k otevření pravé triody elektronky E3. Na mřížky elektronek přijímače přichází záporné napětí, které zmenšuje jeho zesílení, relé Re 1 zapojuje anténu k vysílači prostřednictvím vf relé, které není na schématu naznačeno.

Spodní část schématu splňuje čtvrtou funkci systému hlasového řízení. Zvukové napětí z přijímače přichází na spodní trio-



Obr. 93. Schéma hlasového řízení s neonkou

du E1, zesiluje se, potom se detekuje spodní diodou elektronky E2 a se zápornou polaritou se přivádí na mřížku horní triody elektronky E1, čímž ji uzavírá a zamezuje pronikání signálu z mikrofonního zesilovače. Přitom vysílač může být zapojen později než korespondent ukončí vysílání.

Na obr. 93. je ještě jedno zapojení zařízení pro hlasové řízení. Liší se tím, že má velmi krátký náběh, tj. pracuje již při prvních zvukových kmitech před mikrofonem. Diody v tomto schématu dávají usměrněné napětí různé polarity, která se přivádějí na mřížku levé triody elektronky E3. Trioda je normálně otevřena a její anoda má malý kladný potenciál. Když ze spodní diody záporné napětí uzavírá elektronku E3, vzrůstá potenciál její anody, zapaluje se neonka E4 a na mřížce pravé triody elektronky E3 se objevuje kladné napětí přiváděné přes odpor omezující mřížkový proud. Elektronka se otevírá a relé v jejím anodovém obvodu provádí požadované přepínání. Zvláštnost schématu je v tom, že proud pravé triody elektronky E3 (v jejímž obvodu je zapojeno relé) buď úplně chybí, nebo má maximální hodnotu, což umožňuje zlepšenou činnost relé. Kromě toho schéma ne-

potřebuje zdroj záporného napětí, což je velmi výhodné. Také nastavování obvodu není složité. Běžce potenciometrů na vstupu se nastavují na spodní polohu (minimum), potenciometr R_{14} v katodě pravé triody E3 se nastaví tak, aby anodový proud se přerušil a relé odpadlo. Běžec potenciometru R_2 se dává do takové polohy, aby systém byl ve funkci při střední hlasitosti řeči před mikrofonem. Potom se potenciometr R_1 nastavuje tak, aby v normální poloze regulátoru hlasitosti přijímače, naladěného na středně silnou stanici, nemohl se systém zapojit na vysílání.

Při samostatném vytváření podobných schémat je nutno počítat s tím, že usměrňovač zvukového kmitočtu připojený přímo k mikrofonnímu zesilovači ve značné míře může šuntovat zdroj zvukového napětí. Je proto žádoucí, aby systém měl jednodušší jednostupňové zesilovače v každé z větví.

Elektronky lineárních zesilovačů SSB signálů se obvykle neuzavírají úplně v režimu modulace a proto představují vlastní diodové generátory šumů. Aby se zamezilo poruchám příjmu, je nutno zesilovače na dobu příjmu uzavírat záporným napětím, s čímž nutno počítat při stavbě systému hlasového řízení rádionovice.

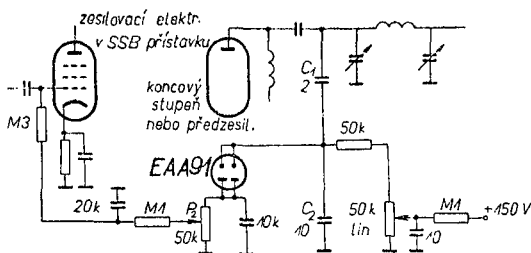
Výše popsané systémy hlasového řízení s malými změnami nebo přímo mohou být použity i při práci s AM. Zde nejsou však běžné parazitní zvuky při zapojování a vypořádání nosné. Těchto parazitních zvuků je možno se zbavit při použití automatického řízení úrovně nosné. Mohou se úplně ztratit, protože v tomto případě v přestávkách je výkon nosné vesměs malý.

2. AUTOMATICKÉ UDRŽOVÁNÍ VYSÍLACÍ ÚROVNĚ

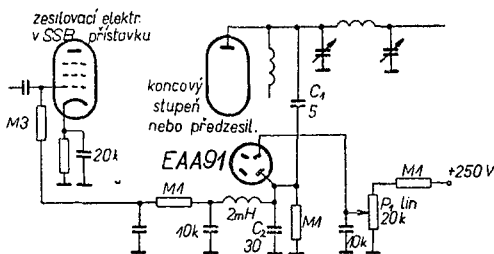
V mezifrekvenčních a směšovacích stupních SSB vysílačů, aby byla umožněna jednoduchá obsluha, používáme většinou pásmové filtry, rezonanční tlumivky nebo obvody naladěné na střed pásma. Řídící napětí na mřížce předzesilovače a tím také na mřížce koncové elektronky je proto závislé na provozním kmitočtu. Na krajích pásma je toto napětí o něco menší než uprostřed, kdy ladění obvodů je přesné. Ve vysílačích, jejichž zesilovací a násobící stupně pracují ve třídě C, se automaticky provádí určitá nivelizace, neboť zesilovací stupeň ve třídě C pracuje při stavu přebuzení jako omezovač. Nestává se to při

použití lineárního zesilovače. Zde však musí být bezpodmínečně zajištěno, aby zesilovací stupně v žádném případě nebyly přebuzeny. Tím také nezůstane výstupní výkon vysílače konstantní. Také rozdíly v síle zvuku před mikrofonom vedou k rozdílnému využití zesilovacích stupňů.

Z těchto důvodů je výhodné zařízení, které udržuje přibližně konstantní budicí úroveň. Podobným způsobem, jaký známe



Obr. 94a. Automatické udržování vysílací úrovně



Obr. 94b. Automatické udržování vysílací úrovně

z techniky přijímačů, se odbočí malý díl výstupního napětí z předzesilovače nebo také z výstupního napětí koncového stupně, usměrní se a s negativní polaritou se přivádí řídicí mřížce zesilovacího stupně, který má zpracovat jen malé vf napětí. K tomu používáme buď elektronku prvního směrovače nebo jednu z elektronek mezifrekvenčního zesilovače, která je za SSB modulátorem. Na obr. 94a a b jsou dvě vhodná zapojení pro vytváření řídicího napětí.

Při malém výstupním napětí je vytvářené záporné řídicí napětí malé, takže řízená elektronka je automaticky upravena na větší zesílení. Protože řízení úrovně pracuje teprve od určitého

minimálního řídicího výstupního napětí, má^z usměrňovací elektronka (na obr. EAA 91) předpětí. Zpožděné zapojování elektronky do činnosti lze volit nastavením P_1 . Kondenzátory C_1 a C_2 vytvářejí kapacitvní dělič napětí, aby na usměrňovací elektronku nebylo přiváděno plné napětí výstupní. Při velkých výstupních výkonech (např. 200 W), musí být dělicí poměr C_1 a C_2 ještě větší (např. 2 pF : 30 pF).

3. SYNCHRONIZACE LADĚNÍ PŘIJÍMAČE A VYSÍLAČE

Na rozdíl od činnosti na pásmu telegrafním nebo AM je třeba při práci na jednom postranním pásmu velmi přesné naladění vysílače na kmitočet přijímače.

V amatérské praxi používáme metod dovolujících automaticky řídit kmitočet vysílače při přeladování přijímače, aby vysílač byl vždy přesně naladěn na kmitočet přijímače. To znamená, že je zaručeno řízení celé radiostanice jednou rukou, což je velmi výhodné i při normální telefonní a telegrafní činnosti. Při závodech, kdy je cenná každá minuta, je takovýto systém výhodný, protože po výzvě slyšené stanice stiskneme pouze klíč nebo tlačítko mikrofону a vysílač je automaticky naladěn na kmitočet korespondenta.

Výhoda tohoto systému se plně projevuje při práci na SSB, protože zajišťuje absolutní souhlas ladění v libovolném bodě pásma. Jeho účinnost je velká zejména při závodech, kde velmi zvyšuje operativnost a podstatně zlepšuje dosažené výsledky.

Nejjednodušší synchronní ladění přijímače a vysílače se uskutečňuje v případě, že jsou sestrojeny na odpovídajících schématech. Například má-li přijímač prvý směšovač s oscilátorem řízeným krystalem a proměnný prvý mezifrekvenční kmitočet, a SSB signál se generuje na kmitočtu rovném druhému mezifrekvenčnímu kmitočtu přijímače, je možné pro další přetváření SSB signálu použít kmitočty měnitelného i krystalem řízeného oscilátoru přijímače. V tomto případě nejen souhlasí ladění vysílače s laděním přijímače, ale současně se přepíná pracovní rozsah jednoho a druhého (přepínáním krystalů v oscilátoru).

Je možná i druhá varianta. Ve většině přijímačů pracuje oscilátor směšovače na kmitočtu vyšším než je přijímaný. Na-

příklad při příjmu kmitočtu 14 300 kHz dává oscilátor kmitočet 15 300 kHz. Připustíme též, že jednopásmový signál se tvaruje na kmitočtu 9 MHz, neboli tvaruje se – správněji řečeno – na kmitočtu značně nižším a převádí se na 9 MHz. Potom přivádějící na směšovač kmitů z oscilátoru 15 300 kHz a kmitů z oscilátoru řízeného krystalem s kmitočtem 10 MHz, můžeme v anodovém obvodu oddělit kmitočet 5300 kHz. Při směšování signálu 1 MHz se získaným kmitočtem 5300 kHz, získáváme SSB signál na kmitočtu 14 300 kHz. Při přeladění přijímače na 14 310 kHz dává jeho oscilátor kmitočet 15 310 kHz. Po směšování s kmitočtem 10 MHz se získá 5310 kHz a SSB signál se získá na kmitočtu 14 310 kHz, tj. opět stejný – ladění vysílače souhlasí s laděním přijímače.

Blokové schéma možno též upravit poněkud jinak. Kmitočty převezmeme z předchozího příkladu. SSB signál 9 MHz a kmitů oscilátoru přijímače 15 300 kHz se přivádějí na směšovač, v jehož anodovém obvodu se odděluje součtový kmitočet 24 300 kHz. Schéma je vhodnější, protože pásmo propustnosti 300—400 kHz lze snadněji vytvořit na kmitočtu 24 MHz než na 5 MHz. Jednopásmový signál s kmitočtem 24 300 kHz se přivádí na směšovač, kam je též přiveden signál z krystalem řízeného oscilátoru s kmitočtem 10 MHz. V anodovém obvodu se odděluje SSB signál na kmitočtu 14 300 kHz, zesiluje se a je vysílán. Naladění vysílače je opět synchronizováno s laděním přijímače.

4. SSB JEDNOTKY : PŘIJÍMAČ – VYSÍLAČ

Při podrobné rozvaze schémat SSB vysílačů a přijímačů se ukazuje, že obsahují mnoho shodných uzlů a stupňů používaných postupně buď v době vysílání nebo v době příjmu. K takovým částem je možno počítat zesilovače nf, vf a mf kmitočtu, jednopásmové filtry atd. To vedlo k myšlence vytvoření takové konstrukce, ve které, když ne všechny, tak větší část by pracovala jak v době vysílání, tak i době příjmu, tj. využívala by se reversibilita schémat.

Například nf zesilovač přijímače je možno použít při vysílání jako mikrofonní zesilovač, mf zesilovač přijímače s filtrem jako zesilovač SSB signálu. Filtr pracuje v obvodech vysílače i přijímače. Všechna takováto opatření dovolují asi dvakrát zmenšit

počet elektronek pracujících v rádiové stanici a též vhodněji upravit konstrukci do jednoho celku.

Uvažovaný transiver bude přijímat a vysílat na jednom kmitočtu, což je celkem vhodné při činnosti na jednom postranním pásmu. Je-li to nutné, je možno oddělit oscilátor plynulého pásma pro vysílač, aby se jeho ladění stalo nezávislé na ladění přijímače.

Stupně, které nejsou v činnosti, je vhodné uzavírat větším záporným napětím; pro doplnění předchozího je možno též odpojovat napětí stínící mřížky. Všechna nezbytná přepínání můžeme provést dvěma až třemi relé, která se uvádějí do činnosti stisknutím tlačítka. Je-li oddělený mikrofonní zesilovač a systémy hlasového řízení, můžeme přepínání automatizovat. Naznačené konstrukce jsou vhodné pro velmi malý objem a váhu, jak pro mobilní, tak i pro stacionární podmínky.

5. ELEKTRONICKÉ PŘEPÍNAČE ANTÉNY

Dosud většina amatérů používá při příjmu jednu anténu a při vysílání druhou. V principu je to nesprávné. Antény mají určitou směrovost v jedné nebo ve druhé rovině a je žádoucí používat jednu anténu pro příjem i pro vysílání. Při použití směrovaných antén je tento požadavek již závazný. V důsledku toho vyvstává otázka potřeby přepínání antény z přijímače na vysílač. Zvláště ostře vystupuje tento požadavek při provozu na jednom postranním pásmu, kde rozhovor probíhá krátkými frázemi a přepnutí se má provést podstatně dříve, než při provozu jinými způsoby.

Nezřídka se přepíná anténa speciálním elektromagnetickým relém přiváděným v činnost systémem hlasového řízení. Relé má zapojit anténu k vysílači dříve, než na jeho výstupu vzniká signál, jinak se budou opalovat kontakty. Mechanické relé má určité zpoždění, jeho kontakty je nutno čas od času čistit, samotné relé musí být vř, tj. o malé kapacitě a s dobrým dielektrikem. Proto použití elektromagnetického relé nemůžeme doporučit.

Je ještě druhá cesta, která dovoluje obejít se bez anténního relé. Je to tehdy, kdy anténa je stále spojena s vysílačem a přijímačem a přijímač se k ní zapojuje přes elektronické zařízení. Automat odepíná přijímač, když se na anténě objeví větší vř

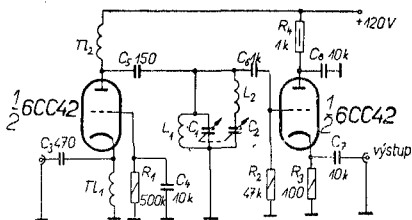
potenciál. Všechna taková zařízení mají nelineární amplitudovou charakteristiku, tj. slabé signály procházejí bez zeslabení (někde i se zesílením) a silný vlastní signál se omezuje až na hodnotu, která není přijímači nebezpečnou.

Elektronické přepínače antény mohou se připojit nejen k anténě, ale i k anodě výstupní elektronky vysílače přes malou kapacitu. Taková varianta je vhodná proto, že při přizpůsobení vysílače s anténou se odpor všech antén dostává na jednu hodnotu, takže je možné daleko objektivněji ohodnotit zesílení antén s různým vlnovým odporem.

Existuje mnoho variant podobných schémat. Jedno je na obr. 95. Možno ho použít s anténami, napájenými koaxiálními

kabely s impedancí 50—100 ohmů při výkonu až několik set wattů a poměru stojaté vlny menší než 2. Jedna trioda 6 CC 42 je zesilovač s uzemněnou mřížkou, anodovým obvodem je složený obvod L_1, C_1, L_2, C_2 a překrývá všechna amatérská pásma kv při jednom protočení kondenzátoru. Druhá trioda stejné elektronky pracuje jako katodový sledovač s výstupem o nízkém odporu, počítaným na koaxiální kabel. Žhavení elektronky je zapojeno na žhavicí transformátor přes tlumivku, aby se zmenšilo působení kapacity katoda – vlákno žhavení. Tlumivka se vine současně dvěma vodiči o \varnothing 0,5—0,6 mm na cívce z izolačního materiálu \varnothing 20—25 mm. Délka vinutí (závit vedle závitů) je 50 mm. Elektronický přepínač je žádoucí napájet od odděleného malého usměrňovače z polovodičových diod, jehož transformátor se napájí ze sítě přes filtr ze dvou tlumivek 5—10 μ H, zapojených do síťových přívodů, a ze čtyř kondenzátorů v uzemňujících oba konce každé tlumivky. Agregát kondenzátorů má kapacitu každé sekce 500 pF (C_1, C_0). Cívka L_1 má 19 závitů na jádru o \varnothing 25 mm. Vodič 0,7 mm, délka vinutí 15 mm. Cívka L_2 má 23 závitů stejného vodiče na jádře o \varnothing 12 mm, délka vinutí 32 mm.

Na obr. 96. je ještě jedno schéma elektronického přepínače antény – v obvodu není laděný obvod. Schéma dostatečně dobře pracuje na vlnách od 10 do 80 m (v zásadě to závisí na v tlumivce v anodovém obvodu). Je to v podstatě zesilovač s uzem-

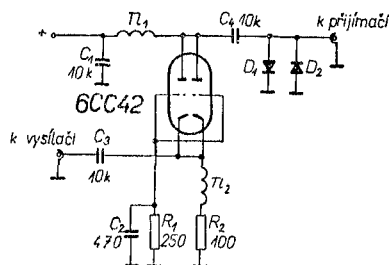


Obr. 95. Elektronické přepínání antény

něnou mřížkou. Obě triody jsou zapojeny paralelně. Zesílení dávané stupněm je závislé na pracovním pásmu.

Napětí signálu přichází z koaxiálního kabelu na katodu. V době vysílání vzniká mřížkový proud, který dává na mřížkovém odporu záporné napětí uzavírající elektronku. Výstupní napětí z anodové tlumivky se přivádí přijímači. Výstupní svorka je spojena s uzemněním přes dvě diody zapojené polaritou

proti sobě. Zapojení omezuje obě půlvlny výstupního napětí v době trvání vysílání, tj. pro zamezení příchodu silného signálu na vstup přijímače. Jestliže úroveň přijímaných signálů nepřekročí několik mV, diody nešuntují vstup přijímače. Jakmile napětí dosáhne určené meze, závislé na typu diod, stává se dále takřka stálým, protože diody ho účinně omezují. To



Obr. 96. Elektronický přepínač antény

bývá vhodné i v tom případě, když signály blízkého vysílače dávají vznik v anténě větší elektromotorické síle (asi volt). Zde je možno použít libovolné diody určené k detekci.

Pro zvětšení strmosti elektronky je vhodné zapojit paralelně ještě jednu dvojitou triodu. I při výkonu několika set wattů mohou takto pracovat libovolné oktalové nebo miniaturní elektronky-dvojité triody. Je nutno, aby součtová strmost paralelně spojených triod byla řádově 12—20 mA/V. Tím je umožněno lépe přizpůsobit vstupní odpor zesilovače s uzemněnou mřížkou s používanými koaxiálními kabely a zmenšit nebezpečí poškození elektronky.

Kabel spojující výstup přepínače s přijímačem má být co nejkratší. Tlumivky v katodových a anodových obvodech mají být širokopásmové, tj. od 10—80 m, podle možnosti o malé kapacitě.

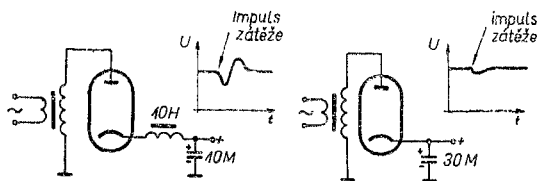
6. NAPÁJECÍ ZDROJE SSB APARATURY

SSB signál na rozdíl od AM signálu se rychle mění od nuly do maximální hodnoty. Proto napájecí zdroje částí SSB zařízení musí být dobře stabilizovány.

Nutno rozlišovat statickou a dynamickou stabilitu. Stupeň statické stability usměrňovače je možno hodnotit takto: K výstupním svorkám usměrňovače se připojí voltmetr a proměnný zatěžovací odpor. Určení statické zatěžové charakteristiky se provádí při různých, ale stálých zatěžovacích proudech. Při zmenšování zatěžového odporu zapisují se údaje voltmetru a miliampérmetru zapojeného do obvodu zátěže. Statickou charakteristiku usměrňovače je možno sestrojít tak, že na vodorovnou osu vynášíme hodnoty proudu a na svislou osu odpovídající hodnoty napětí. Charakteristika usměrňovače bude v obecném případě nakloněna do prava.

Mění-li se zátěž velmi rychle, bude změna napětí na výstupu probíhat jinak než plyne ze statické charakteristiky. Při náhlém zvětšení zátěže (tj. zmenšení zatěžového odporu) v době určitého časového úseku je prakticky výstupní kondenzátor filtru jediným zdrojem proudu dodávaného do zátěže (protože proud tlumivkou vzrůstá poměrně pomalu). V takových podmínkách může napětí na zesilovači SSB signálu poklesnout dva i vícekrát ve srovnání s napětím, které dá usměrňovač při stejné zátěži ve stálém režimu. Protože výstupní výkon je omezen, vede to ke zkreslení tvaru obálky SSB signálu.

Dynamickou charakteristiku usměrňovače (tj. v nestabilním režimu) nelze určit ampérmetrem a voltmetrem; je nutno použít osciloskopu.



Obr. 97. Grafy změny napětí usměrňovače při krátkém zapojení větší zátěže, při různých filtrech

Na obr. 97. jsou zobrazeny grafy změny napětí na zátěži při okamžitém krátkodobém zapojení větší zátěže na usměrňovač s tlumivkovým a kondenzátorovým filtrem. Jak je patrné ze srovnání jednotlivých obrázků je výhodnější filtr kondenzátorový.

Činitel pulzace je ve schématu bez tlumivky poměrně značný. Kromě toho při použití plynových elektronek v usměrňovači je

použití čistě kapacitního filtru nepřípustné. Toto vše nutí použít usměrňovače s tlumivkou na vstupu filtru. Je-li jeho indukčnost správně spočítána a co do hodnoty dostatečná, má usměrňovač vhodnější polohu statické charakteristiky než v případě usměrňovače pracujícího do kapacity. Filtr s tlumivkou se značnější indukčností na vstupu potřebuje nepřetržitě proud z usměrňovače, právě tak jako na filtr s kondenzátorem na vstupu přichází proud z usměrňovače jen tehdy, když kladný potenciál anody ventilu převyšuje napětí na kondenzátoru, tj. v době malé části periody. Usměrňovače s takovým filtrem mají strmější statickou zátěžovou charakteristiku, značně horší činitel využití transformátoru a větší ventilem procházející proudové impulsy (vzhledem ke střední hodnotě). Všechny tyto vlastnosti mluví pro využívání filtrů s induktivním vstupem.

Minimální vstupní indukčnost filtru, která zaručuje nepřetržitost proudu z usměrňovače do filtru, se nazývá kritickou indukčností. Usměrňovače s indukčností menší budou se chovat jako usměrňovače s kapacitou na vstupu, u kterých se v obvodu působící indukčnost skládá z rozptylové indukčnosti transformátoru a vstupní indukčnosti filtru. Napětí na vstupu filtru se přitom zvětšuje a zatěžovací charakteristika se stává strmější, než při použití tlumivky na vstupu s dostatečnou indukčností.

Kritickou indukčnost je možno určit ze vztahu:

$$L \geq \frac{R_z}{942}, \quad (30)$$

R_z – působící odpor zátěže (součet vlastní zátěže, odporu filtru a ekvivalentního odporu ventilů a transformátoru).

Působící odpor převyšuje obvykle odpor zátěže o 10—15 %, takže kritickou indukčnost cívky (v H) je možno s prakticky dostatečnou přesností počítat jako rovnou odporu zátěže v kohmech, násobenou činitelem $K = 1,15$. Například je-li usměrňovač počítán pro proud 300 mA při napětí 1500 V, bude odpor zátěže rovný 5 kohmů. Potom indukčnost tlumivky má být rovna nebo větší než

$$5 \cdot 1,15 = 5,75, \text{ tedy asi } 6 \text{ H.}$$

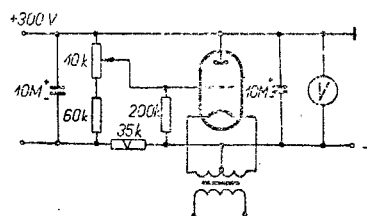
Ale charakter spotřeby proudu koncovým lineárním zesilovačem ve třídě B je takový, že klidový proud je 10—15 % z maximálního, tj. odpor zátěže v klidovém stavu se zvětšuje 7 až 100×. Proto indukčnost 6 H se ukazuje dostačující jen na

špičkách klidu a při menších proudech a zejména v klidovém stavu bude usměrňovač pracovat do filtru s prakticky kapacitním vstupem. To vede k tomu, že v klidovém stavu a při malých proudech bude napětí usměrňovače stoupat, tj. zatěžovací charakteristika bude poměrně strmá. Prakticky se může stát, že usměrňovač s transformátorem na 1500 V v klidovém stavu bude dávat 1650 až 1700 V a při reprodukci dlouhého „á“ před mikrofonom spadne anodové napětí na 1200 až 1300 V. Usměrňovač takové kvality není vhodný pro SSB zesilovač.

Nejvhodnější z toho je proto použití tlumivky s proměnlivou indukčností. Je konstrukčně odlišná od obvykle používaných; nemá vzduchovou mezeru. To vede k tomu, že indukčnost tlumivky, není-li magnetizační proud a při malých jeho hodnotách vzrůstá 5 až 10× ve srovnání se stavem nasycení. Jestliže indukčnost v našem případě při proudu 300 mA je 6 H, při proudu 30–50 mA může být 30–60 H. Anodové napětí při takové tlumivce se bude měnit v mezích 1700 až 1300 V a v průměru 1500–1400 V.

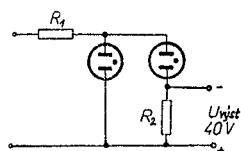
Činitel změny indukčnosti závisí na stupni nasycení materiálu jádra a konstrukci tlumivky.

Proto optimální variantou anodového usměrňovače pro napájení koncového stupně SSB vysílače se zdá schéma s tlumivkou dostatečné indukčnosti na vstupu filtru (jádro bez vzduchové mezery) a co možno velké kapacity za tlumivkou. Usměrňovač má potom dostatečně dobrou statickou a dynamickou zatěžovací charakteristiku. Má ještě jednu kladnou vlastnost: při malých úrovních signálu se zmenšuje činitel pulzace díky zvětšení indukčnosti.



Obr. 99. Stabilizace předpětí

Potřebujeme-li pro vysílač zdroj stabilního záporného napětí odlišného od jmenovitého napětí stabilizátorů, můžeme použít schématu na obr. 98. Odporu R_1 a R_2 se volí podle jmenovitého proudu stabilizátorů. Z odporu R_2 se odebírá stabilizované napětí rovné rozdílu pracovních napětí stabilizátorů.



Obr. 98. Získávání stabilizovaného napětí, které je rovno rozdílu pracovních napětí stabilizátorů

Uvádí-li se do provozu zesilovač SSB signálu, zkouší se připojit ke zdroji předpětí kondenzátor o kapacitě 60—100 μF . Zlepší-li se linearita zesilovače, zkusíme kapacitu kondenzátoru ještě zvětšit nebo stabilizovat napájecí zdroj:

Na obr. 99 je schéma elektronického stabilizátoru předpětí. Hodnota stabilizovaného napětí se řídí potenciometrem R_1 v rozmezí několika desítek voltů. Stabilizované napětí je prakticky stálým při změnách odebíraného proudu od 0 – 50 mA.

VI. Nastavování SSB vysílačů

Jako každá, více méně složitá radiotechnická konstrukce, potřebuje SSB budič nebo lineární zesilovač nastavení. Přitom od pečlivosti nastavení SSB zařízení bude záviset jak kvalita jeho činnosti, tak i stabilita všech ukazatelů (např. stupeň potlačení nosné).

Nastavování je poslední etapou před praktickým provozem. Při nastavování se objeví všechny nedostatky obvodů a konstrukce. Proto nastavování není jen seřízení speciálně k tomu určených prvků schématu, ale i případné vylepšení jeho částí. Tak například nepodaří-li se získat dostatečné potlačení nosné následkem nesprávné montáže vyváženého modulátoru, nutno změnit jeho konstrukci, rozmístění detailů a jindy též případně i volit jiné schéma tohoto stupně.

Bohužel, často se stává, že při konstrukci SSB vysílače není věnována dostatečná pozornost jejich nastavení, a proto také v plné míře není využívána možnost dané konstrukce.

Při činnosti na SSB špatně nastavené vysílače nejenže nedovolí dosáhnout dobrých výsledků, ale způsobují i druhým rádiovým stanicím někdy i značné poruchy.

V této kapitole jsou pouze popsány základní metody nastavování budičů a zesilovačů SSB signálů. Všechny potíže, které vznikají v procesu nastavování, nelze uvést – může pomoci jen důkladné vyzkoušení.

1. NASTAVOVÁNÍ SSB BUDIČŮ

Nastavování budičů zapojených jak podle schématu filtrového nebo fázového se obvykle počíná od nf zesilovače (modulátoru). Nf zesilovač má vyhovovat těmto podmínkám: Napětí na výstupu nf zesilovače má být dostatečné pro vyvážený

modulátor, kmitočtová charakteristika má mít zvednutou část na vyšších kmitočtech (1500 – 2500 Hz) pro zlepšení srozumitelnosti řeči, nelineární zkreslení má být podle možnosti malé, zesilovač nf nemá propouštět kmitočty pod 300 a nad 3000 Hz. Poslední požadavek je zvláště důležitý u fázových budičů, protože na kmitočtech pod 300 a nad 3000 Hz popsané nf-FP dávají pootočení fáze rozdílné od 90°, a proto úroveň potlačení nežádoucího postranního pásma na těchto kmitočtech bude nedostatečná. Při značnějších nelineárních zkresleních v zesilovači, nf úroveň potlačení druhého postranního pásma se zmenšuje vlivem toho, že harmonické na výstupu nf-FP jsou v nežádoucí fázi.

Metody nastavování nf zesilovače nejsou rozdílné ve srovnání s nf zesilovači přijímačů, s vyloučením toho, že zde zvláště pečlivě nutno se zbavit pozadí střídavého proudu.

Nastavení vyváženého modulátoru se omezuje na vyrovnání ramen, aby se získalo co nejlepší potlačení nosné a na volbu velikosti převáděného nf a vf napětí. Tím získáme nejmenší nelineární zkreslení v procesu modulace.

Řízení vyvážených modulátorů se provádí prvky, které jsou v obvodech. Některé tyto prvky nestačí, vlivem špatné montáže nebo nadměrného rozptylu parametrů elektronek anebo diod. Potom se používají dodatečné vyvažovací prvky. Často se provádí doplňkové vyvážení zapojením malého trimru – kondenzátoru, mezi jedno rameno vyváženého modulátoru a zem.

Při montáži vyváženého modulátoru se musíme snažit zmenšit parazitní vazbu mezi vstupními a výstupními obvody. Tím docílíme lepšího pohlcení nosné.

Velikost přiváděných napětí závisí na schématu vyváženého modulátoru a na typu použitých elektronek nebo diod. U většiny schémat poměr vf signálu k modulačnímu se volí v mezích 10 : 1 až 15 : 1. Při volbě nezbytných napětí jsou důležité přeslechy signálu zesíleného za vyváženým modulátorem na přijímači.

U filtrových schémat je nutno věnovat největší pozornost naladění pásmových filtrů. Metodika naladění toho nebo onoho filtru závisí na jeho konstrukci a schématu. Kapacitně-indukční filtry se naladují ještě při stavbě, a to nastavením rezonančních kmitočtů jednotlivých obvodů. Často se však jejich kmitočtové charakteristiky ukazují rozdílné od zadaných. Změnou kapacity lze dosáhnout správného naladění.

Regulace křemenných filtrů je nemožná bez sejmutí jejich

kmitočtových charakteristik. Nejvhodnější ladění uskutečníme s pomocí generátoru s rozmítaným kmitočtem a osciloskopem.

Nemáme-li tyto přístroje, můžeme použít standartního generátoru a vř elektronkového voltmetru. Při pomalé změně kmitočtu generátoru kolem pásma propustnosti filtru se zapisují údaje voltmetru a sestrojí se graf kmitočtové charakteristiky. Ladění krystalových filtrů je založeno na změně kmitočtu nekonečného útlumu.

V mnohakrystalových filtrech se má získat dobrá kmitočtová charakteristika již při prvním zapojení. Nedocílíme-li toho, značí to, že přesnost rezonančních kmitočtů křemenných destiček neodpovídá zadané. Nejčastěji se při sejmutí kmitočtové charakteristiky ukazuje, že strmost boků křivky je dostatečná, ale v mezích propustného pásma jsou přerušení. V takovém případě je možno zkusit změnu kmitočtu krystalu. Poklesy v charakteristice filtru je možno zmenšit laděním všech obvodů filtru. Velmi úzkého přerušení není třeba dbát (několik desítek Hz), protože existence jednoho nebo dvou takových přerušení se podstatně neprojeví na jakosti přenosu řeči.

Mechanické filtry se neregulují, ale při zvětšení přenosového činitele filtru je třeba vstupní a výstupní cívku filtru naladit na střední kmitočet propustného pásma.

V závislosti na rozložení potlačení nosné vzhledem k pásmu propustnosti filtru, bude se měnit kmitočtová charakteristika signálu. Leží-li nosný kmitočet celkem blízko k pásmu propustnosti filtru, bude propouštět nř složky zvukového spektra, což zhoršuje srozumitelnost přenosu, zhoršuje ladění na signál a poněkud zhorší i potlačení druhého postranního pásma při nedostatečné strmosti boků filtru. Obráceně, je-li nosná celkem daleko od pásma propustnosti, dostává signál zvonící, kovový nádech (barva), zhoršuje se přirozenost hlasu. To také zhoršuje ladění na signál. Generátor nosné má mít dostatečnou stabilitu kmitočtu, aby se barva hlasu neměnila v době přenosu. Nosný kmitočet se umísřuje na boku filtru, na kmitočtu odpovídajícím zeslabení 20 dB.

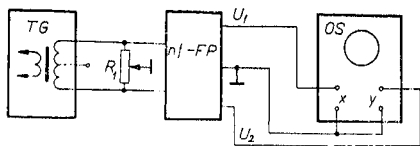
Za pásmovým filtrem v budiči následují zesilovací stupně a směřovače pro získání nutných pracovních rozsahů.

V souvislosti s tím, že se SSB signál tvaruje na poměrně nízkých úrovních, neliší se schémata i nastavování mř zesilovače SSB budiče od vř zesilovače a mř zesilovače, které jsou používány v přijímačích.

Při směřování dvou kmitočtů ve směřovači vzniká napětí

součtových nebo rozdílových kmitočtů, a to tím větší, čím větší jsou vstupní napětí. Z tohoto důvodu je vhodné velké napětí na vstupu směšovače. Při podstatně větším napětí SSB signálu a oscilátoru vznikají však na výstupu směšovače napětí škodlivých kombinačních kmitočtů. Proto při řízení napětí přicházejících na směšovač se volí taková napětí, jaká připouští normální režim směšovacího stupně.

Postup ladění fázových budičů je poněkud jiný. Stupeň potlačení nosné je zde určován jen správnou činností vyváženého modulátoru. Pohlcení postranního pásma závisí na přesnosti fázových a amplitudových poměrů.



Obr. 100. Schéma pro zkoušení širokopásmového nf-FP

TG – tónový generátor, OS – osciloskop

Nastavování fázového budiče se začíná se zkoušením a nastavováním širokopásmového FP. K tomu se použije schématu podle obr. 100. Použitý tónový generátor má mít výstup na odpor 500—600 ohmů a sekundární vinutí výstupního transforma-

mátoru mají být odpojena od uzemnění. Nf napětí z výstupu tónového generátoru jde na vstup FP. Napětí získaná na výstupu FP s fázovými posuny se vedou na vertikální a horizontální vstupy osciloskopu (rozklad vypnut). Zesílení obou kanálů osciloskopu se nastaví přibližně stejným. Při přivádění zvukového signálu s kmitočtem 900—1000 Hz se pomalu otáčí běžec potenciometru na vstupu FP a na stínítku osciloskopu se získá kružnice. Zesílení ve vertikálním a horizontálním kanálu se snažíme udělat takové, aby na stínítku vznikla uzavřená křivka, tvarově blízká kružnici. Stává se, že se na stínítku místo kružnice objeví elipsa, jejíž velká osa je skloněna vůči horizontálnímu směru pod úhly lišícími se o 90° a 0°. V tomto případě není posun fáze rovný 90°. Je nutno regulovat potenciometr, který je součástí obvodu FP.

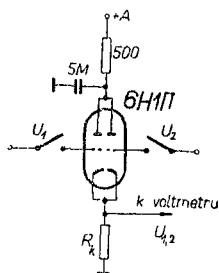
Získáme-li kružnici, zvětšujeme její rozměry do možných mezí a potom pomalu měníme kmitočet tónového generátoru v pásmu 300 až 3000 Hz. Přitom tvar kružnice se nemá podstatně zhoršit, může se jen zvětšovat nebo zmenšovat. Objeví-li se eliptičnost, mluvíme o špatné funkci FP. Vytahuje-li se elipsa podél vertikální nebo horizontální osy, ukazuje to na nerovnoměrný odpor obou kanálů FP v mezích zvukového

spektra. Odchyluje-li se elipsa od horizontální nebo vertikální osy, liší se fázový úhel výstupních napětí o 90° .

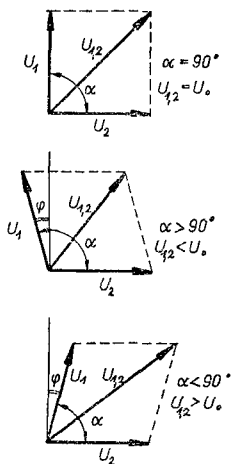
Jedna i druhá závada při činnosti FP v budiči snižuje po-
tlačení postranního pásma.

Přesnost takových zkoušek nf-FP je tím větší, čím větší je stínítko osciloskopu a tudíž čím více je zdůrazněno zkreslení kruhu. V nejlepším případě možno pozorovat fázovou odchylku $3-4^\circ$.

Pro přesnější změření fázového posunu se používá způsob založený na srovnání součtového napětí obou fází s napětím na výstupu jednoho z kanálů FP. Používá se pomocný katodový sledovač (obr. 101). Na katodový odpor R_k se zapojuje přesný elektronkový voltmetr. Napětí z FP se přivádějí na mřížky elektronky a střídavě se zapínají přepínače a přitom se snažíme dosáhnout rovnosti údajů voltmetru. Přitom napětí na mřížkách dvojité triody se srovnávají. Protože FP dávají zpravidla ne-
stejně napětí na kanálech, je vhodné zkoušku provést již za zesilovačem, který je za FP a který má po-
tenciometry pro regulaci zesílení kanálů.



Obr. 101. Změření fázového posunu přesným voltmetrem



Obr. 102. Vektorové diagramy závislosti součtového napětí na úhlu fáze mezi složkami

zesilovačem, který je za FP a který má potenciometry pro regulaci zesílení kanálů. Dosáhneme-li rovnosti indikace voltmetru při zapojení jednoho i druhého kanálu FP, přicházejí na mřížky elektronky katodového sledovače obě napětí současně a odečítá se údaj voltmetru. Potom se vyhodnotí odchylka fázového posunu od 90° podle vztahu

$$\varphi = 4 \cdot \frac{U_{1,2} - U_o}{U_o}, \quad (31)$$

kde $U_o = \sqrt{2} U_1 = \sqrt{2} U_2$.

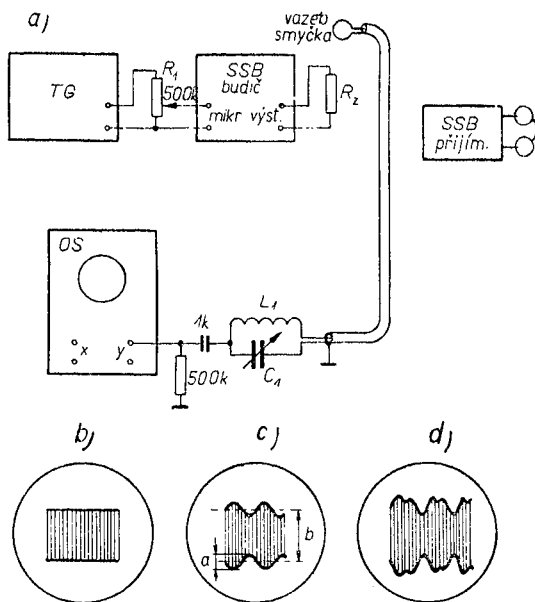
U_1 a U_2 jsou údaje voltmetru při přivedení na vstup katodového sledovače napětí libovolného kanálu. $U_{1,2}$ je údaj voltmetru při současném přivedení napětí obou kanálů.

Je-li napětí $U_{1,2}$ menší než U_o , potom úhel mezi napětími U_1 a U_2 je větší než 90° a naopak. Je to ilustrováno vektorovým diagramem na obr. 102. Při tomto způsobu přesnost změření fázových rozdílů závisí

na přesnosti změřeni napětí. Obvykle se dělá 5 až 6 měření na různých kmitočtech zvukového spektra.

Nakonec, máme-li možnost, je nejvýhodnější použít k proměření FP přesný fázometr.

Vf – FP se nenastavuje odděleně, protože změřeni fázového



Obr. 103. Schéma uspořádání pro změřeni pohlcení postranního pásma a oscilogramy

TG – tónový generátor, OS – osciloskop

posunutí na vf je těžké a ve spojitosti se zapojením měřicích přístrojů k FP ho podstatně rozlaďuje. Nastavování vf – FP se provádí až po sestavení celého budiče s ohledem na největší potlačení nežádoucího postranního pásma.

Změření potlačení nosné a postranního pásma v budičích všech stupňů je možno provést podle schématu na obr. 103. Na mikrofonní vstup budiče přes potenciometr R_1 se přivede napětí z tónového generátoru s kmitočtem asi 1.000 Hz. Na výstup budiče se zapojí zatěžovací odpor. Vazební smyčkou se část vf napětí přivede do obvodu L_1C_1 , naladěném na kmitočet signálu. Napětí z obvodu se přivádí na vertikální vychy-

lovací destičky obrazovky osciloskopu, a to přímo bez zesilovače. Kmitočet rozkladu je 100—200 Hz a plynule se reguluje tak, aby se na stínítku objevilo nepohybující se zobrazení. Při plném potlačení nosné a postranního pásma bude existovat na výstupu budiče jen vř napětí s kmitočtem 1000 Hz výše nebo níže, než je nosná, v závislosti na tom, jaké postranní pásmo se potlačuje. Oscilogram takového signálu je rovněž na obr. 103.

Při neúplném potlačení nežádoucího postranního pásma se objevují záznamy s kmitočtem rovným rozdílu mezi kmitočty postranních pásem (v našem případě 2000 Hz) a na stínítku osciloskopu se objeví modulované kmity. Ukáže-li se přitom špatně potlačená nosná, získáme vř kmity, promodulované současně dvěma tóny, rovnými rozdílu mezi postranními pásmy a mezi nosnou a postranním pásmem (tj. v našem případě 2000 a 1000 Hz). Oscilogram bude mít pak tvar naznačený na posledním náčrtu na obr. 103.

Stupeň potlačení nosné nebo postranního pásma je možno jednoduše vyhodnotit poměrem amplitudy obálky modulujícího signálu k amplitudě nedomodulovaného vř signálu podle vztahu:

$$\text{Potlačení (v dB)} = 20 \lg \frac{b}{a}. \quad (32)$$

V následující tabulce je ukázán stupeň potlačení pro různé $\frac{a}{b}$.

Poměr $\frac{a}{b}$	Potlačení dB	Poměr $\frac{b}{a}$	Potlačení dB
1 : 10	20	1 : 30	30
1 : 15	24	1 : 50	34
1 : 20	26	1 : 100	40

Po změření stupně potlačení nosné a postranního pásma ve fázovém budiči se ladí vř-FP změnou odpovídajícího proměnného prvku schématu, při velmi přesné regulaci potenciometru, který je na vstupu nf-FP a nastavováním zesílení obou kanálů nf zesilovače za FP. Tuto operaci je vhodné několikrát opakovat. Potlačení postranního pásma se přezkouší v několika bodech pásma 300-3000 Hz. Je nutno připomenout, že časem se narušuje vyrovnaní fázových zařízení vlivem stárnutí součástek

a elektronek. Proto je vhodné čas od času překontrolovat jakost signálu na výstupu budiče.

Stabilita kmitočtu SSB signálu závisí na stabilitě všech oscilátorů budiče. Protože stabilita oscilátorů řízených krystalem je vysoká, věnuje se hlavní pozornost při nastavování budiče generátorům plynulého pásma. Zvýšení jejich stability se dosahuje obecně známými metodami: stabilizací všech napájecích napětí, použitím teplotně kompenzačních prvků, prvků vysoké jakosti a též provedením dostatečně přesné montáže a naladěním oscilátoru do správného pracovního režimu.

Na rozdíl od telegrafních budičů se v plynulých oscilátorech neprovádí u SSB budičů žádná manipulace, protože tím by se značně zhoršovala stabilita kmitočtu. Nežádoucí manipulace je i v krystalových oscilátorech, protože vlivem vysoké jakosti krystalových rezonátorů při zapojování klíče, nevzniká vzbuzení ihned, ale až po určitém časovém úseku, závislejícím na schématu a pracovní oblasti krystalu. Kmitání pokračuje také po nějakou dobu po otevření klíče, což vede ke svéráznému „bublání“ signálu. Nejvýhodnější je provádět manipulaci v zesilovačích nebo směšovačích.

2. NASTAVOVÁNÍ LINEÁRNÍCH ZESILOVAČŮ

Prvořadým požadavkem na zesilovací stupně (v předzesilovači i v koncovém zesilovači) SSB vysílače je jejich linearita. Narušení linearity vede ke škodlivému vyzařování na pracovním i sousedních kmitočtech, ke zhoršení srozumitelnosti a zhoršení potlačení postranního pásma. Značně se též zvětšují poruchy televize. Nastavování lineárního zesilovače SSB vysílače vyústuje tedy v nastavování linearity jeho charakteristiky při všech úrovních výkonu až do maximálně přípustného.

Řídit se pouze údaji anodového a mřížkového miliampérmetru a podle těchto usuzovat na stupeň linearity a zkreslení není možno. Proto nezbytným přístrojem pro dosažení funkce při vysoké jakosti lineárního zesilovače je elektronický osciloskop.

Aby bylo možno proslédovat charakteristiku zesilovače a určit, do jaké míry je lineární, je nutné tím nebo oním způsobem měnit periodicky hodnotu napětí na výstupu budiče při pozorování změn výstupního napětí na stínítku oscilo-

skopu. Znajíce zákon změny vstupního napětí a pozorující tvar kmitání na výstupu můžeme usoudit, zda jde o zkreslení a posoudit jeho stupeň.

Zkoušení charakteristiky a zjišťování nelinearity se provádí metodou dvou tónů. Přivádíme-li tón na vstup ŠSB budiče, objeví se na jeho výstupu vř kmity nezměněné amplitudy, potom při přivádění dvou tónů (ze dvou tónových generátorů) bude se signál na výstupu budiče, (tj. na vstupu zesilovače) periodicky měnit od nuly (při rovnosti vstupních napětí obou tónů) do maxima (součtového) hodnoty. Perioda změny závisí na rozdílu kmitočtů na vstupu budiče. Příčinu tohoto jevu lze snadno objasnit, představíme-li si vř kmity dvou tónů jako dva vektory, otáčející se na jednu stranu s různými úhlovými rychlostmi. Skládáme-li tyto otáčející se vektory, potom v důsledku stále se měnícího fázového rozdílu bude se časově měnit jejich geometrický součet od rozdílové do součtové hodnoty a při rovnosti vektorů – od nuly do dvojnásobné hodnoty každého vektoru.

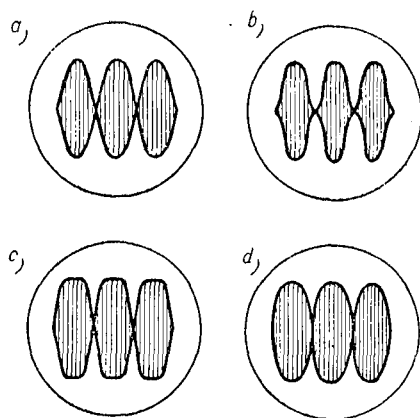
Dva tóny se celkem jednoduše získají ve fázových budičích, kde za tím účelem stačí vypojit jeden z vyvážených modulátorů a na vstup budiče přivádět sinusové kmity zvukového kmitočtu (např. 1000 Hz). Fázový budič bude nyní generovat dvoupásmový signál bez nosné. Rozdíl kmitočtů mezi složkovými signály na výstupu budiče bude roven dvojnásobnému kmitočtu n_f kmitů (tj. v našem případě 2 kHz). Amplituda výstupního signálu s dvojnásobným kmitočtem se bude měnit od nuly do maximální hodnoty.

Ve schématu filtrového budiče je možno přivést na jeho vstup n_f kmity z tónového generátoru a obnovit nosnou (je vhodné přivádět ji mimo vyvážený modulátor a filtr, protože nosná je na boku charakteristiky filtru). Můžeme též použít dva n_f generátory (např. 500 a 2000 Hz). Úrovně n_f je nutno nastavit tak, aby na výstupu budiče si byly rovny amplitudy složek (ve dvoupásmovém signálu se tato podmínka splňuje automaticky).

Zobrazení součtových kmitů můžeme provést na stínítku osciloskopu, jestliže na vertikální pár destiček dáme sledovaný průběh vř a na horizontální pilotovací napětí, jehož kmitočet je synchronizován s modulujícím kmitáním (metoda lineárního rozkladu).

Protože zesilovač v osciloskopu má zřídka pásmo propustnosti vyšší než 10 MHz, je nutno dát vř napětí přímo na vychylovací destičky (jako na schématu na obr. 103). Obvod L_1C_1

se ladí na pracovní kmitočet. Vazební smyčka se dává do pole anodové cívky zesilovače, zatíženého reálným odporem. Řízení napětí, které je přiváděno na vychylovací destičky, se provádí kondenzátorem C_1 , čímž se ladí obvod. Rozklad je možno synchronizovat nejen s kmitočtem modulujícího signálu, ale i s kmitočtem napájecí sítě 50 Hz. V tomto případě zobrazení na stínítku se může udržet nepohyblivé, odpovídající volbou kmitočtu tónového generátoru. Za podmínky, že obě modulující napětí mají sinusový tvar a jsou co do amplitudy rovné, bude mít oscilogram signálu na výstupu budiče tvar znázorněný na obr. 104a. Pro srovnání jsou na obr. 104b a c oscilogramy nemodulovaných a amplitudově modulovaných kmitů při modulaci jedním tónem. Oscilogram amplitudově modulovaných kmitů sestává ze dvou sinusovek posunutých o 180° , amplitudově rovných a symetricky rozložených vzhledem k hraničním oscilogramu nemodulované nosné. Proti tomu oscilogram SSB signálu při zkoušce dvěma tóny sestává ze dvou sinusovek, rozložených symetricky kolem jedné osy, jakoby „zastrčených“ jedna do druhé. Rovnost amplitud a fázový posun o 180° se zachovává. Osa symetrie takového oscilogramu souhlasí s přímkou, která je vyznačena na stínítku, nejsou-li žádné kmity na vstupu osciloskopu.



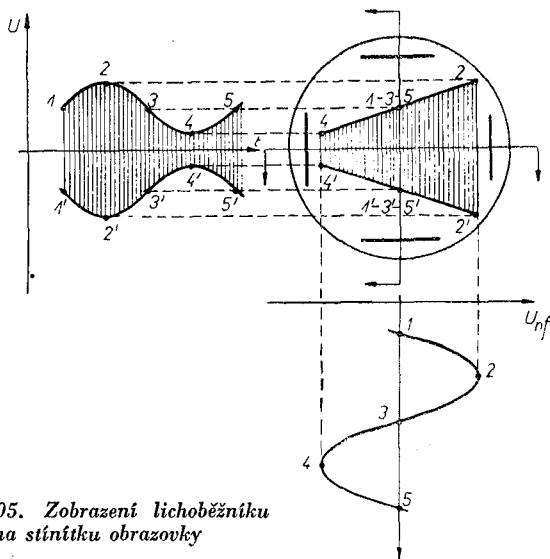
Obr. 104. Oscilogramy získané při zkoušce zesilovače dvěma tóny

Má-li zesilovač nelineární zkreslení, (tj. jeho charakteristika je nelineární,) bude oscilogram jeho výstupního napětí odlišný od oscilogramu zobrazeného na obr. 104a.

Nejrozšířenější případ zkreslení obálky je na obr. 104 b, c a d. Oscilogram 104b je při poměrně velkém předpětí. Boky sinusovek se nezkřivují, jako na obr. 104a; zkřivují se při příchodu k horizontální ose symetrie oscilogramu. Při poměrně větším budičím napětí a slabé vazbě s anténou, oscilogram výstupního napětí dostává tvar podle obr. 104c. Je pozorova-

telné značné zkreslení sinusové půl vlny odřezané v horní části. V tomto případě je nutno zvýšit vazbu a zmenšit budicí napětí.

Podle toho, jak volbou předpětí, buzení, změnou vazby s anténou se získá nezkreslený oscilogram, může se ukázat, že zesilovač pracuje v nevýhodné oblasti a jeho účinnost je malá. Zvětšujeme-li potom budicí napětí i vazbu se zátěží při stálém pozorování oscilogramu, dosahujeme i zvětšování vysílaného

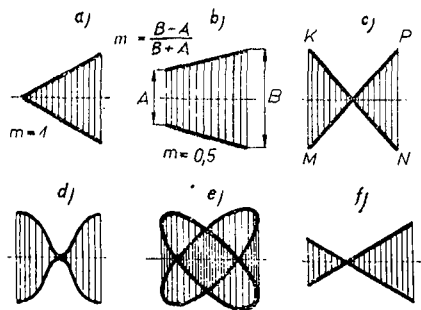


Obr. 105. Zobrazení lichoběžníku na stínítku obrazovky

výkonu. Při zvětšování amplitudy v kmitů na výstupu zesilovače roste také výška sinusovek, ale při některé hodnotě amplitudy tvar sinusovky se již zkresluje. Je-li osciloskop trvale na stanici a slouží ke kontrole činnosti vysílače, což je žádoucí, je vhodné nakreslit na jeho stínítko dvě čáry omezující amplitudy nezkreslených sinusovek. V takovém případě při zesílení SSB signálu řeči, špičky na stínítku nemají přejít za meze těchto čar, jinak vznikají všechny ty nepříjemné jevy, o kterých byla již dříve řeč.

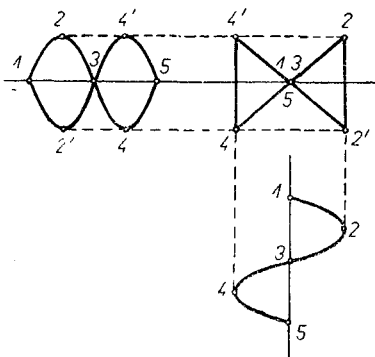
Kromě amplitudy lineárního rozkladu může se pro kontrolu linearity zesílení používat metoda lichoběžníková, široce používaná v praxi pro kontrolu činnosti vysílačů s amplitudovou modulací. Při této metodě vedou se modulované kmitů k vertikálnímu páru vychylovačích destiček a k druhému páru se vede modulační n_f napětí.

Proces zobrazování lichoběžníků na stínítku je na obr. 105. V případě amplitudové modulace při shodnosti tvaru obálky AM signálu s tvarem modulujících kmitů a nejsou-li fázové posuny, mění se lichoběžník v trojúhelník, jestliže činitel modula-
 ce je roven jedné (obr. 106a). Je-li menší než jedna, získá se lichoběžník podobný obr. 106 b ($m = 50\%$). Lichoběžník vzniká na stínítku nezávisle na tvaru modulačních kmitů.



Obr. 106. Oscilogramy získané při zkouškách zesilovače metodou trojúhelníka

ho zobrazení je na obr. 107. Je-li fázový posun mezi modulujícím napětím a obálkou vf signálu, dostává oscilogram tvar podle 106 e. V případě nelineárního zkreslení, přímky KN a MP (obr. 106c) se zkřívují. Protože pokřivení přímek se snadněji pozoruje než odchylka tvaru křivky od sinusovky, dovolu-
 je lichoběžníková metoda identifikovat menší linearitu než metoda lineárního rozkladu, která byla popsána výše. Složitý případ pokřivení správného tvaru je na obr. 106d. Nejsou-li rovny amplitudy kmitů dvou tónů,

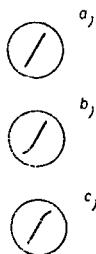


Obr. 107. Postup znázornění oscilogramu dvoutónového signálu

dostávají oscilogramy tvar jako na obrázku 106f. Příklad zkreslení oscilogramů získaných metodou lichoběžníku si snadno představíme z odpovídajících oscilogramů získaných metodou lineárního rozkladu, jestliže se probere sestavení na obr. 107. Pro určení linearitu zesilovače můžeme též použít místo samotného vf signálu, signálu jeho obálky po detekci a přivést ji na vertikální vychylovací destičku osciloskopu.

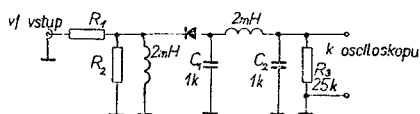
Při přivedení na horizontální vychylovací destičky pilovitého napětí synchronizovaného s napětím modulujícím, bude paprsek kreslit na stínítku komutovanou sinusovku (podobnou grafu proudu u dvojnásobného usměrňovače).

Aby se překontrolovala linearita ne zatím celého výstupu, ale jen lineárního zesilovače, můžeme použít pro získání rozkladového napětí, napětí obálky, získané detekcí signálu na vstupu zesilovače a na vertikální vychylovací destičky přivést napětí získané detekcí výstupního signálu. Není-li zkreslení v zesilovači, můžeme způsobem, který odpovídá ladění řídicích orgánů osciloskopu získat na stínítku přímku pod úhlem 45° k vodorovné ose, nezávisle na tvaru modulujícího kmitání (obr. 108a). Tento způsob je velmi vhodný, protože dovoluje zjistit již nepatrné pokrivení přímky a tudíž nelinearitu zesilovače. Použijeme-li tuto metodu, můžeme snadno zjistit pokrivení charakteristiky zesilovače v důsledku špatně zvoleného předpětí (obr. 108b), nebo přebuzeného zesilovače (obr. 108c) protože na stínítku se získá samotná charakteristika zesilovače.



Obr. 108. Oscillogramy získané při zkoušce zesilovače metodou oddělení obálky

Na obr. 109 je zobrazeno schéma detektoru pro detekci obálky modulovaného signálu za účelem přivedení na osciloskop. Je nutné zhotovit dva takové detektory, přičemž diody mají mít co možno shodné charakteristiky. Abychom se vyhnuli činnosti detektoru v jeho nelineární části



Obr. 109. Detektor pro oddělení obálky dvou-
tónového signálu

charakteristiky, musíme přivádět napětí vyšší než 1—2 V. Detektory mají být dobře stíněny. Odporů R_1 a R_2 tvoří dělič, jehož celkový odpor je 50—100 kilo ohmů. Na oba detektory, které jsou připojeny jeden ke vstupu a druhý k výstupu zesilovače, má se přivádět shodné v_f napětí, které dosáhneme změnou odporů děliče. Výstupy detektorů jsou připojeny odpovídajícím vstupům osciloskopu.

Oscilografické metody kontroly modulace jsou velmi vhodné a můžeme je proto doporučit pro širší využívání.

Otázky k V. a VI. kapitole

1. Srovnajte podmínky pro napájení stanice SSB a normální, stanice určené pro amatérské spojení.
2. Určete závislost úhlu fázového posunu podle vztahu (31) při různých procentuálních odchylkách oproti U_0 a; vyhodnoťte tuto závislost graficky.
3. Vytkněte rozdíly při měření lineárních zesilovačů a normálních zesilovačů na základě podrobného porovnání.

VII. Příjem SSB signálů

1. ODOLNOST PROTI PORUCHÁM

Při jednopásmové modulaci značně vzrůstá účinnost a odolnost proti poruchám spojovacího kanálu. To je dáno nejen zvětšením účinného výkonu vysílače, ale i ve značné míře specifickými vlastnostmi příjmu signálů s jedním postranním pásmem.

Zúžení vysílaného pásma kmitočtů dvakrát ve srovnání se signálem AM, dovoluje zmenšit pásmo přijímače na 2,5 až 3 kHz. Díky tomu se šumové napětí na výstupu přijímače zmenšuje $\sqrt{2}$, což odpovídá výtěžku v poměru signál /šum $2 \times$ co do výkonu.

Podstatnou výhodou SSB modulace je nepřítomnost nosného kmitočtu a z toho plynoucí nemožnost interferenčních svistů při příjmu jednopásmových signálů. To prakticky dovoluje rozsah nikoli 3 kHz, ale 1,5—2 kHz. Přitom, i když budou pronikat poruchy ze soudních stanic, srozumitelnost při silné síle zůstává dostatečnou pro hodnověrný příjem, protože spektrum směřovaných stanic bude zkresleno nepozorovatelně a jejich signály nebudou pozorovány.

I když amatérské rádiové spojení je vedeno na krátkých vlnách, je třeba počítat s možností úniku signálů. Znamená to, že při účinku obecného charakteru se všechny spektrální složky signálu mění úměrně a mají jednotný vliv na příjem AM i SSB signálů. Při selektivních poklesech, když změna spektrálních složek signálu neprochází současně, má SSB modulace značné výhody před AM.

Při selektivních únicích se může zeslabovat nosná ve srovnání k úniku postranních pásem, což je stejné jako prohloubení modulace. AM přijímač se systémem automatického řízení zesílení (AŘZ) zvětšující zesílení při zmenšování úrovně nosné, dává přitom zvětšení hlasitosti příjmu. Pokles úrovně nosné pod součtovou úroveň postranních pásem vede k poměrnému přemodulování, obálka AM signálu se zkresluje, vzniká značné nelineární zkreslení, vzrůstající se zmenšováním

úrovně nosné. Jestliže nosná zcela zmizí, zůstávají na výstupu detektoru jen sudé harmonické kmitočty modulace, nelineární zkreslení dosahuje meze a signál se stává prakticky nesrozumitelným. Při příjmu SSB signálu je takový jev vyloučen, neboť nosná se vytváří v samotném přijímači a podmínky šíření rádiových vln nemohou mít žádný vliv na její úroveň.

Selektivním únikům není jen vystavena nosná AM signálu, ale i postranní pásma. Přitom dochází k pootočení fáze kmitání horního postranního pásma vzhledem k nižšímu. Proto nf složky za detektorem nejsou ve fázi; skládají se geometricky a ne aritmeticky jako při jejich soufázovosti. V nejnepříznivějším případě jsou v protifázi a signál na výstupu detektoru je rovný nule na značné části zvukového spektra. Protože v obou postranních pásmech je množství složek s různým fázovým posunem a různým poklesem úrovně, přibližuje se složení nf složek po detekci k součtovým případům kmitů. A protože při příjmu SSB každá zvuková složka se získá jako výsledek detekování jedné vf složky postranní, fázový posun složek postranních zde nehraje roli. V podmínkách silných selektivních úniků při použití SSB je napěťový výtěžek $\sqrt{2} \times$ a výkonový $2 \times$.

Počítáme-li, že vlivem zúžení pásma propustnosti přijímače se zmenšuje pravděpodobnost splnutí s pásmem kmitočtů signálů stanic rušících, zvětšuje se účinnost spojového kanálu ještě více. Protože poruchy způsobené sousedními stanicemi v přeplněných amatérských pásmech přinášejí stále větší potíže s provozem, je výhoda spojení na SSB citelnější. Statistické zpracování údajů získaných při vyzařování rozdělení síly signálů spolu se rušících stanic v kv pásmech ukazuje, že výhoda spojení na SSB je rovna výkonovému zisku 6dB (čtyřikrát) v případě, že signály mají srovnatelně úzké spektrum. Tento zisk se poněkud zmenšuje pro signály poruch s velmi širokým spektrem, které zasahuje i do sousedních kanálů, takže přechod na sousední kanál (neboli přeměna horního postranního pásma za spodní bez přeladění nosné) neumožňuje zcela vyloučit poruchy.

K uvedeným výhodám SSB příjmu je nutno ještě přičíst výhodu, jakou je zeslabení poruch vlivem křížové modulace. Křížovou modulaci lze pozorovat tehdy, když na vstupu přijímače jsou dva signály různých kmitočtů, přičemž amplituda výstupního napětí jednoho signálu závisí na napětí signálu druhého, a vliv je přitom vzájemný. Křížová modulace je výsledkem strmosti třetího řádu anodové charakteristiky

vstupní elektronky přijímače a podstatně snižuje jeho reálnou selektivitu. Je-li jeden ze signálů amplitudově modulován, objevuje se křížová modulace, tzn., že amplituda druhého signálu bude se měnit v souhlase s obálkou modulovaného signálu, tj. objevuje se přenos modulace. V případě příjmu AM signálu způsobuje křížová modulace tyto jevy: V přestávkách modulace přijímaného AM signálu proniká modulace rušivého signálu, která při zmizení nosné požadovaného signálu rovněž mizí. Při příjmu SSB signálu, díky tomu, že není nosná, jsou takové jevy vyloučeny.

A neopomeňme, že existuje ještě jedna důležitá výhoda příjmu SSB: Nejslaběji přijaté signály amatérských rádiových stanic mají napětí řádově desetiny (0,1—0,5) mikrovoltů, nejsilnější mohou dosáhnout několika milivoltů a i více, tj. liší se tisíckrát. V důsledku přeplnění amatérských pásem se často stává, že chceme přijímat slabou stanici v přímém kmitočtovém sousedství se silnými signály rušících stanic. V následující části, ve které hovoříme o detekci SSB signálu poznáme, že je to při provozu SSB možné.

2. BLOKOVÁ SCHÉMATA PŘIJÍMAČŮ SSB

Lze očekávat, že v rádiovém spojení a rozhlase zůstane amplitudová modulace ještě dlouho nejrozšířenějším způsobem modulace. Její použití je oprávněno tím, že vysílání jednoho vysílače je přijímáno větším počtem přijímačů, a to jak pro individuální, tak také pro kolektivní potřebu. Přijímače AM jsou ve srovnání s přijímači SSB co do schématu i konstrukce jednodušší a následkem toho i levnější.

V amatérském spojení, kde signály přijímá jen jeden nebo malý počet přijímačů je větší složitost, a cena přijímacího zařízení je plně vykoupena ekonomickými přednostmi, zejména menším příkonem vysílače.

V současných přijímačích SSB jsou velmi rozšířena zapojení na podkladě superheterodynu s dvojitým směšováním. Jsou charakterizována vysokou selektivitou vzhledem k sousedním i zrcadlovým kmitočtům (do 100 dB), vysokou citlivostí (0,3 až 1 μ V při poměru signál/šum = 10 dB) dobrou stabilitou kmitočtů a celkově stálostí nastavení ladění ve všech podrozsazech. Pro zvýšení selektivity se volí prvý mezifrekvenční

kmitočet obvykle dostatečně velký. Volba druhého kmitočtu je určována možností sestrojení vysoce jakostních filtrů, oddělujících signály postranních pásem a pilot-signál.

Přijímače SSB mají mnoho společného s obyčejným superheterodyním přijímačem pro AM; jejich specifické zvláštnosti jsou podmínovány hlavně nezbytným přesným obnovením nosného kmitočtu. Přijímače SSB se hlavně liší pásmem kmitočtů, které je průměrně rovné 4 kHz při vysílání jedním, nebo 8 kHz při vysílání dvěma nezávislými postranními pásmy (kmitočtové pásmo signálu zprávy 300—3400 Hz). Má-li signál zprávy pásmo do 6 kHz, potom se pásmo přijímače rozšiřuje na 8 a 16 kHz. Přitom nezbytná rovnoměrnost kmitočtové charakteristiky v mezích pásma propustnosti a vysoká strmost boků na jeho okraji se často zajišťují použitím krystalových, elektromechanických nebo složitých LC-filtrů.

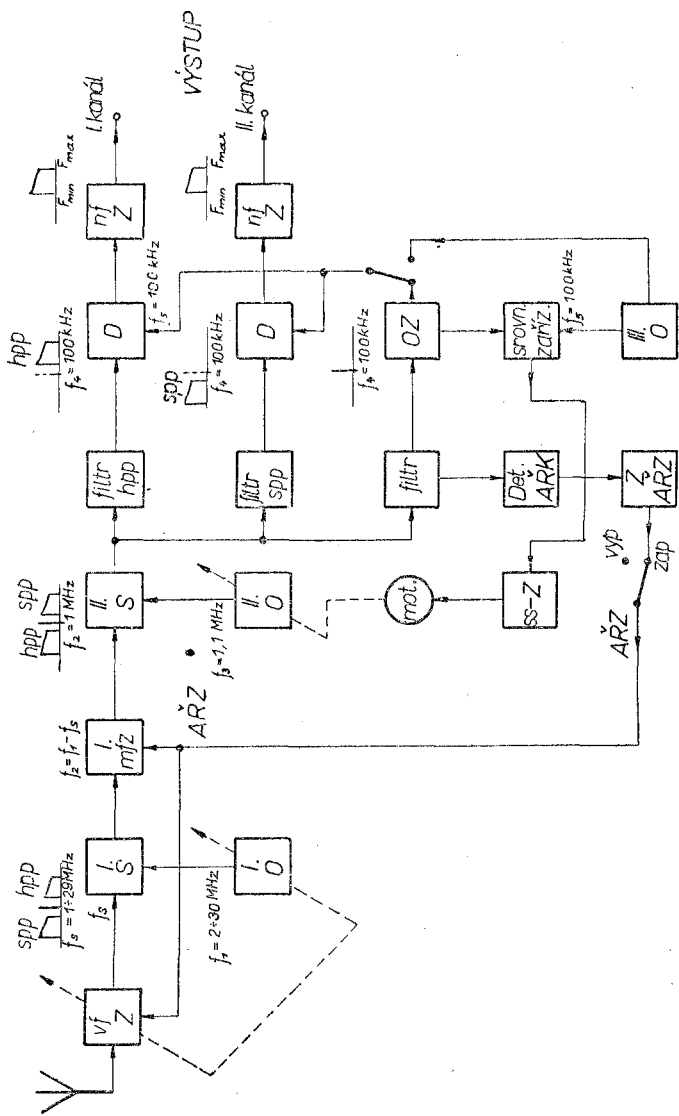
V přijímači SSB se dvěma nezávislými postranními pásmy (obr. 110) vstupní signál o kmitočtu f_s po v_f zesílení se převádí směřováním na velmi nízké (první f_2 a druhý f_4) mezifrekvenční kmitočty. Pro přijímače krátkovlnného rozsahu se obvykle volí první kmitočet v intervalu 1—2 MHz a druhý 100—200 kHz. Základní zesílení signálu provádíme na prvním m_f kmitočtu; zesílení na druhém m_f kmitočtu již neprovádíme, protože, chceme-li se vyvarovat křížové modulace, musíme úroveň signálů v přijímači udržovat poměrně nízkou až do demodulace. V tomto případě úroveň složek křížové modulace na výstupu demodulátorů se sníží až do 50 dB a níže.

Postranní pásma nesoucí různé zprávy se po druhém směšování rozdělují pásmovými filtry.

Pro úspěšné pohlcení všech složek, které jsou vně užitečných signálů, má kmitočtová charakteristika větší strmost boků. Protože se často používá automatické řízení kmitočtů (AŘK), volí se pásmo propustnosti filtrů rovné přesně pásmu kmitočtů signálu. Filtr pilot-signálu se volí úzkopásmový (60—100 kHz), aby se odstranil vliv složek spektra postranních pásem a poruch od kmitočtově sousedních rádiových stanic na funkci automatického řízení zesílení (AŘZ). Přitom se též podstatně zvyšuje citlivost přijímače v traktu pilot-signálu a v něm se zlepšuje poměr signál/šum.

Signály oddělené filtry postupují k demodulátorům, na jejichž výstupu vznikají n_f signály zprávy. Po zesílení n_f signály přicházejí k reprodukci.

Napětí pilot-signálu po zesílení a omezení, které je nutné pro odstranění vlivu úniku na stabilitu funkce AŘK, přichází



Obr. 110. Přijímač se dvěma nezávislými postranními kmitočty
 Z – zesilovač, S – směšovač, mfz – mezzifrekvenční zesilovač, hpp – horní postranní pásmo, spp – spodní postranní pásmo, D – demodulátor,
 O – oscilátor, OZ – omezovací zesilovač

na srovnávací zařízení (kmitočtový nebo fázový detektor). V závislosti na hodnotě a polaritě rozladění pilot-signálu vzhledem ke kmitočtu základního oscilátoru směšovače, který má být rovný kmitočtu filtru pilot-signálu, vzniká na výstupu srovnávacího zařízení stejnosměrné napětí dané hodnoty a polarity. Toto napětí se zesiluje stejnosměrným zesilovačem a uvádí potom v činnost zařízení, které mění naladění oscilátoru druhého směšovače potud, pokud kmitočet pilot-signálu není roven kmitočtu základního generátoru. Tak se podaří vyloučit vliv nestability kmitočtu vysílače a oscilátoru prvního směšovače přijímače a zajistit reprodukci přijímaných signálů bez zkreslení.

V prvních systémech SSB se používal jako řídicí element kmitočtu oscilátoru směšovače elektromechanický prvek – motorek.

Nebylo-li řídicí napětí, byl motor ve stavu rovnováhy. Proto v okamžicích hlubokého úniku pilot-signálu, když řídicí napětí prakticky nebylo, byl motorek ve stavu klidu a kmitočet kmitů oscilátoru zůstával rovný hodnotě f_3 , která byla na počátku úniku. Signál, který se znovu objevil po úniku, ukáže se v pásmu propustnosti traktu AŘK a jeho funkce se obnoví.

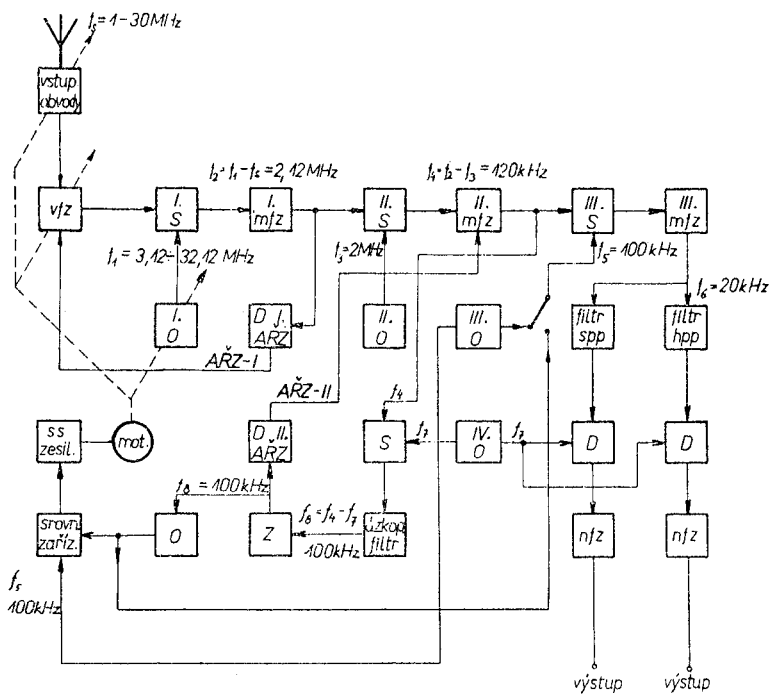
Zesílení pilot-signálu, jak je patrné z uvažovaného schématu, je voleno větší než zesílení SSB signálu. Je to nutné pro převýšení amplitudy napětí demodulace f_5 nad amplitudu SSB signálu v demodulátorech, což způsobuje zmenšení nelineárních zkreslení. Napětí pilot-signálu se využívá též pro AŘZ.

Druhé napětí nutné pro demodulaci se přivádí k demodulátorům buď z oscilátoru řízeného krystalem, nebo ze zesilovačomezovače. První způsob je lepší, protože je prost poruch a rychlých fázových změn, které vznikají v pilot-signálu při únicích a které vedou v případě signálu a menších mezí pro omezování k malé amplitudě obnoveného napětí demodulace a následkem toho ke zvětšení zkreslení. Také přitom existuje určitý asynchronismus vlivem nestability kmitočtu budiče vysílače, což též vede ke zkreslení. Proto se v přijímačích používají oba způsoby, přičemž se volí vždy ten, který dává menší zkreslení. Takto pilot-signál slouží v SSB přijímači pro AŘK, AŘZ i k demodulaci.

Jestliže se použijí pro rozdělení postranních pásem LC-filtry, je vhodné zavést ještě jedno převádění kmitočtu. Tak například na schématu obr. 111 používáme třetí směšování pro kmitočet 100 kHz, po němž se ukázalo, že je též možné rozdělit postranní pásma filtry typu LC.

Základní zesílení signálu schématu vidíme na druhém mf kmitočtu (f_4) dvoustupňovým zesilovačem s vysoce selektivními pásmovými filtry.

ARŽ přijímače sestává ze dvou obvodů. Prvý slouží ke zmenšení zesílení na vf při selektivně velkých úrovních vstupního signálu nebo při silných poruchách typu netlumených kmitů. Regulační působení tohoto obvodu se volí větší pro prakticky



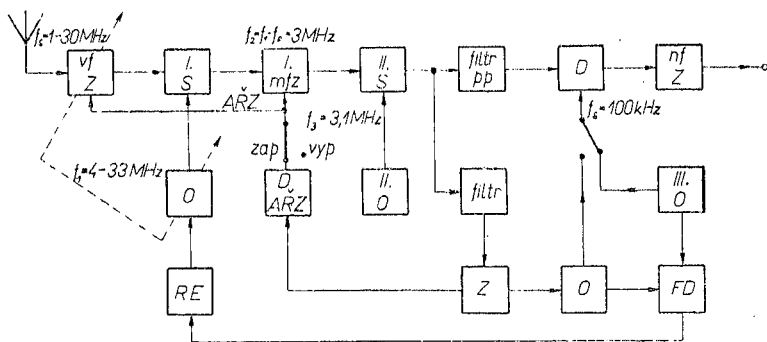
Obr. 111. Blokové schéma přijímače se třemi směšovači. Značky jako v obr. 110

úplné vyloučení přetížení elektronky prvního směšovače. Proto při velkých signálech může být zmenšení zesílení doprovázeno zhoršením poměru signál /šum na výstupu.

Druhý obvod, stejně jako na schématu obr. 110, je vázán s výstupem zesilovače druhého mf kmitočtu a zahrnuje doplňkový směšovač, úzkopásmový filtr na kmitočet 1000 Hz , zesilovač a detektor. Časová konstanta obvodu se může měnit od

0,5—10 sek při změně kapacity filtru detektoru. Tento obvod reaguje již na malou změnu úrovně signálu.

Nehledě na snížení požadavků na filtry postranních pásem, používá se tohoto principu pro SSB přijímač v přítomné době jen velmi zřídka, protože zvětšování počtu směšovačů způsobuje nebezpečí doplňkových zkreslení vlivem zvětšení počtu kombinačních kmitočtů.



Obr. 112. Blokové schéma přijímače s jedním postranním pásmem

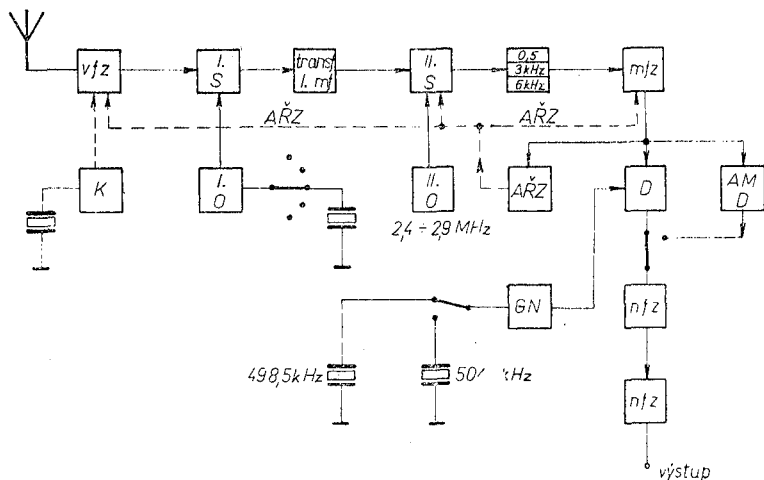
RE - reaktanční elektronka, FD - fázový detektor, ostatní jako u obr. 110

V SSB systémech pracujících jen na jednom postranním pásmu, jak bylo řečeno horním ($f_{nos} + f_{mod}$), mohou být přijímačí zařízení podle schématu na obr. 112.

Označení prvků schématu je jasné z předcházejícího. Některé rozdíly jsou v ARK. Jako srovnávacího zařízení se používá fázový detektor a pro řízení kmitočtu oscilátoru prvního směšovače se používá reaktanční elektronka. Podle řídicího signálu přicházejícího z výstupu fázového detektoru, mění reaktanční elektronka kmitočet oscilátoru prvního směšovače dotud, pokud spektrum SSB signálu nezaujme správnou polohu vzhledem k nosné, což se určuje objevením se pilot-signalu na výstupu druhého směšovače.

Na obr. 113 je blokové schéma velmi jakostního přijímače používaného pro amatérské spojení. Signály z anténního vstupu přicházejí na vř zesilovač, u něhož je použita vř pentoda mající malou šumovou úroveň. První směšovač přijímače je triodový (na schématu jednomřížkového směšovače - volba je dána snahou získat minimální šumy přijímače a tedy největší reálnou citlivost). První místní oscilátor je stabilizován krysta-

lem, tj. má neměnný kmitočet na každém amatérském pásmu. Proto první mf kmitočet na výstupu směšovače je proměnný. Mění se od 2,9 do 3,4 MHz. Krystaly použité v oscilátoru mají mít kmitočty, které leží výše než konec každého pásma o 3,4 MHz (nebo níže než počátek každého pásma o 2,9 MHz). Nemáme-li k dispozici potřebný vf krystal, můžeme použít krystal pracující na mechanické harmonické nebo násobič.



Obr. 113. Blokové schéma přijímače pro amatérská pásma

K – kalibrátor, ostatní značky jako v obr. 110

Protože 10m pásmo zaujímá několik velmi širokých úseků kmitočtů, je pro jeho překrytí nezbytné použít několik krystalů. Druhý místní oscilátor přijímače je laděný v pásmu 2,9—2,4 MHz. Napětí tohoto kmitočtu se přivádí na první směšovač, kam se vede též napětí prvního mf kmitočtu přes dvouobvodový transformátor, přeladovaný v soulase se změnou prvního mf kmitočtu. Druhý směšovač přijímače má vícemřížkovou elektronku, která dodává napětí druhého mf kmitočtu (500 kHz) na jedno ze tří selektivních zařízení, volených v závislosti podle druhu přijímaných signálů a s ohledem na přítomnost poruch. Při příjmu jednopásmových signálů se zapojuje mechanický nebo krystalový filtr s pásmem propustnosti 2,5 až 3 kHz. Při příjmu telegrafních signálů je možno použít krysta-

lový nebo mechanický filtr s pásmem 250—500 Hz. Přijímá-li se AM signál, má být pásmo propustnosti co nejširší (4—6 kHz). V tomto případě se zapojuje na výstupu druhého směšovače obyčejný mf transformátor. Výstup toho nebo onoho selektivního obvodu se řídí přepínačem. Následující stupně jsou dva mf zesilovače. Napětí z posledního transformátoru se přivádí diodovému detektoru v případě příjmu AM, nebo synchronnímu detektoru v případě příjmu SSB a telegrafu. Stejný nebo jiný detektor se zapojuje na vstup nf zesilovače přepínačem druhu činnosti. Kromě toho napětí z posledního mf transformátoru se přivádí zesilovači a detektoru AŘZ. Na synchronní detektor přichází napětí ze třetího místního oscilátoru, který je též stabilizován krystalem a má kmitočet 498,5 nebo 501,5 kHz volený v závislosti na přijímaném postranním pásmu. Napětí nf po detekci se zesiluje dvěma stupni nf zesilovače. Do schématu přijímače je nutno počítat též napájecí zařízení a kalibrátor pro 100 kHz na přezkoušení přesnosti kalibrace přijímače.

3. OBNOVENÍ NOSNÉHO KMITOČTU

Jak je nám známo z předešlého, neobsahuje SSB signál nosné. Protože je však nosný kmitočet nezbytný pro uskutečnění demodulace, musí se obnovit v přijímači.

Z blokových schémat SSB přijímačů uvedených v předcházející kapitole je patrné, že pojem „obnovení nosné“ v přijímači je vázán na opětovné vytváření tří kmitů různých kmitočetů (f_1 , f_3 a f_5) v případě používání dvojího směšování (jako na obr. 110 a 112), nebo čtyř (f_1 , f_3 , f_5 a f_7) při trojím směšování (jako na obr. 111). K tomuto účelu můžeme použít vysoce stabilní krystaly řízené generátory současně s oscilátory, které mají AŘK podle speciálního řídicího signálu, vytvářeného při tvarování SSB signálu, nebo ve tvaru zbytku nosné se zmenšenou amplitudou, např. o 20 dB, nebo na základě přenosu speciálního signálu vázaného s postranním kmitočem. Libovolný z těchto řídicích signálů se nazývá – jak již bylo několikrát uvedeno – pilot-signál.

V poslední době se často používají pro obnovu nosné vysoce stabilní generátory s vlastní stabilizací kmitočtu, od kterých je možno odvodit kmitočty různých kmitočetů potřebných pro směšovače a demodulátory přijímačů.

Nosný kmitočet v SSB přijímačích se má obnovovat s velkou přesností. Při přenosu telefonních zpráv je přípustné snížit normu přesnosti na ± 100 Hz, v tom případě je však možno očekávat při příjmu slabých signálů zhoršení srozumitelnosti řeči.

Nutno zdůraznit, že jakákoli nestabilita kmitočtu libovolného oscilátoru směšovačů zvyšuje celkovou obtížnost obnovení nosného kmitočtu, jehož relativní hodnota bude větší pro nízké kmitočty spektra zvukového signálu, čímž se zvyšuje úroveň jeho zkreslení.

Nízké kmitočty mají malý vliv na srozumitelnost řeči, což dovoluje vyloučit je ze spektra zvukového signálu během tvarování výchozího signálu zprávy. Omezení spektra zezdola průměrně od kmitočtů 300—500 Hz se často používá v systémech telefonního spojení.

Pro zajištění například normy ± 50 Hz v kv pásmu (1—30 MHz) nemá být poměrná nestabilita kmitočtu oscilátoru prvního směšovače horší než $1,6 \cdot 10^{-6}$. Ač taková hodnota nestability se v současných generátorech dosahuje, ukazuje se vlastní stabilizace perspektivnější, protože dovoluje zvýšit odolnost proti poruchám příjmu v podmínkách větších poruch a hlubokých úniků vlivem zkrácení pásma zesilovačů mf kmitočtu až do minimálně nezbytné hodnoty.

Je jasné, že při relativní nestabilitě oscilátoru s vlastní stabilizací řádově $1 \cdot 10^{-6}$ bude velmi malá absolutní chyba nižších kmitočtů (f_3, f_5).

Generátor nosného kmitočtu v tomto případě bude základní krystalem řízený oscilátor, ze kterého cestou mnohonásobného skládání, dělení a násobení kmitočtu se získá nezbytné pásmo subnosné f_1 a ostatní kmitočty postupného směšování f_2 (f_2 a f_3) a demodulace f_3 (f_4).

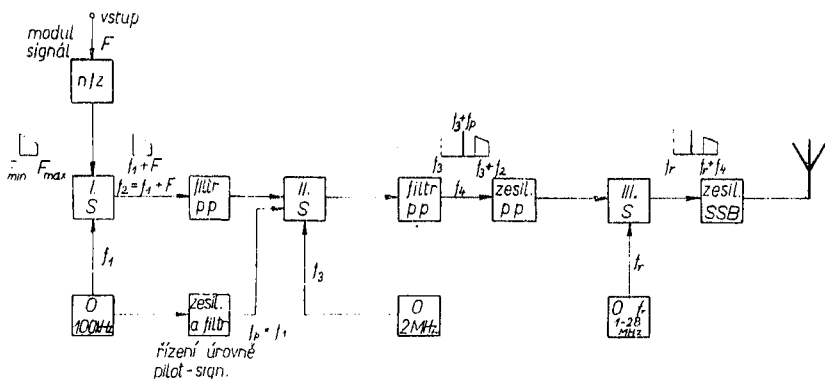
Pro získání plynulého ladění v daném pásmu kmitočtů se užívají oscilátory plynulého ladění, což poněkud snižuje celkovou stabilitu kmitočtu.

Ve většině existujících SSB přijímačích se ještě používají AŘK podle pilot-signálu, jak je znázorněno na obr. 114, kde je schéma vysílače s použitím doplňkového stupně zesílení a filtrace pilot-signálu zavedeného do traktu SSB signálu prostřednictvím druhého směšovače kmitočtu a odděleného filtrem postranního pásma současně s vysílaným signálem zprávy.

Při použití AŘK pilot-signálu je přípustná poněkud větší chyba kmitočtu buďče vysílače i oscilátorů přijímačů a v důsledku toho se zmenšují požadavky na stabilitu kmitočtu. Gene-

rátor nosných kmitočtů se nepřetržitě automaticky ladí podle základního signálu, jehož úlohu v tomto případě splňuje pilot-signál.

I tento způsob má však své nedostatky. Především to, že na vyzáření pilot-signálu je třeba výkon vysílače, což zmenšuje energii SSB signálu. Zmenšení úrovně pilot-signálu není vždy přípustné, protože přitom poměr signál/šum v traktu jeho



Obr. 114. Vysílač s trojitým směřováním a s obvodem pilot-signálu. Značky jako v obr. 110

oddělování se může projevit malým. Zvětšuje se tak pravděpodobnost ztráty potřebného signálu v důsledku vlivu poruch ze silných sousedních signálů a šumů a tedy i možnost vytváření automatického řízení od klamného signálu. Kromě toho používání pilot-signálu vede k rozšíření vyzářovaného spektra, což není žádoucí.

Obrázek 114 znázorňuje ještě systém s automatickým řízením úrovně vysílaného pilot-signálu nepřímou úměrnému střední úrovni modulačního signálu. Modulační signál se usměrní a usměrněné napětí se použije jako předpětí, které mění zesílení zesilovače větve pilot-signálu vysílače (na obr. zesilovač a filtr 100 kHz). V době přestávek a před počátkem přenosu se vysílá nepřetržitě pilot-signál na úrovni plného výkonu a v přijímači prochází automatické řízení. Výkon vysílače je v tomto případě plný a periodické řízení kmitočtu oscilátoru přijímače při výkonném pilot-signálu se ukazuje účinnější než nepřetržitě řízení malým výkonem. Funkce řízení při výkonném řídicím signálu je rychlejší a spolehlivější.

4. DETEKCE SSB SIGNÁLU

Normální diodový detektor je při ne právě nejmenších vstupních napětí lineárním detektorem, tj. jeho výstupní napětí je úměrné vstupnímu. Vedou-li se na lineární detektor z výstupu nf zesilovače dva AM signály stejné amplitudy, kmitočtově dostatečně daleko umístěné, aby zázněje mezi jejich nosnými nebyly slyšitelné (15—20 kHz), potom na výstupu se získají nf kmity z detekce obou signálů, tj. bude slyšitelná modulace jak jednoho, tak i druhého signálu. Je-li rozdíl mezi nosnými v mezích zvukového pásma, objeví se na výstupu detektoru ještě i silné kmity odpovídajícího zvukového kmitočtu. Proto se často doporučuje ve spojovacích rádiatelefonních přijímačích použít nf zesilovače s kmitočtovou charakteristikou omezenou zhora kmitočtem kolem 3 kHz (třeba jen jednoduchým LC-filtrem).

Bude-li amplituda jednoho z AM signálů přiváděných na lineární detektor např. dvakrát menší než amplituda druhého, potom efekt pohlcení silným signálem modulace slabého signálu bude ještě zdůrazněn. Prochází-li tento jev, je to zejména díky vlastnostem lineárního detektoru. Při dalším vzrůstu amplitudy jednoho ze signálů, modulace velmi slabého se plně potlačí a na výstupu detektoru zůstanou jen kmity signálu silného.

Jeví-li se přijímaný AM signál silným a ten který se přidává slabým, je tato vlastnost lineárního detektoru cenná, protože zvětšuje reálnou selektivitu přijímače. Jestliže je požadován slabý AM signál, obrací se tato vlastnost lineárního detektoru v negativním smyslu. Objevení se v sousedství velmi silného (tři až čtyřikrát) signálu vede k plnému zmizení žádaného signálu po detekci. Potom je slyšitelné jen vysílání blízké rušivé stanice. Bohužel takové „nepříjemné sousedství“ v amatérských pásmech je obvyklým jevem a kromě toho amatéra lákají právě vzdálené a tudíž (v obecném případě) i velmi slabé signály, což ještě situaci zhoršuje. Selektivita přijímačů je obvykle nedostatečná pro zeslabení silných sousedních signálů na takovou úroveň, aby nevadily příjmu slabých AM signálů.

Používání SSB modulace mění situaci. Při příjmu SSB signálů se používá jiný způsob detekce – přetvářením kmitočtu a nikoliv usměrněním signálu za účelem oddělení jeho obálky. Fyzikální procesy probíhající při prvním a druhém případě jsou různé a proto se liší i vlastnosti detektorů AM a SSB signálů. Detektor pracující na principu přetváření – směšování kmitočtu, při vy-

pojení místního oscilátoru nereaguje na signál (ať již jde o účinný nebo rušivý), tj. neobdrží se nf signál na jeho výstupu. Jestliže se zapojí oscilátor a dosáhne se souhlasu kmitočtu i fáze jeho kmitání s kmitáním nosné AM signálu (při příjmu AM signálu), nebo se nastaví jeho kmitočet na kmitočet potlačené nosné (při příjmu SSB), získáváme nezkreslený AM signál.

Srovnáme na příkladu příjem slabých AM a SSB signálů v podmínkách poruch od silného AM signálu. Pripustíme, že přijímáme poměrně slabý AM signál, promodulovaný spektrem s maximálním modulačním kmitočtem 3 kHz, a to na přijímač s obyčejným diodovým detektorem. Nechtě o 7 kHz výše se objeví výkonný rušivý AM signál, též promodulovaný nf spektrem do 3 kHz a dávající na detektoru několikrát vyšší napětí než požadovaný signál. Za detektorem se objevuje silné kmitání o kmitočtu 7 kHz, ale nf zesilovač propouští jen kmitočty nižší než 3 kHz – nastává „ořezávání“. V důsledku potlačení modulační slabého signálu rušivým silným signálem, zmizí přijímané vysílání a na výstupu zůstává jen detekovaný signál z rušící stanice, protože diodový detektor nerozlišuje kmitočet signálu a na výstupu dává jen modulaci silnějšího signálu. Spojení v takovém případě je ohroženo.

Představíme si nyní, že přijímáme slabý signál SSB přijímačem s detektorem směšovacího typu a o 7 kHz výše (nebo níže) se objevuje AM signál se značnou amplitudou. Přijímané vysílání nyní nezmizí, ba i se nezeslabuje, ale signál poruchy po přetváření dá nf spektrum se složkami 4 až 10 kHz, ležícími vně mezí nf spektra účinného přijímaného signálu (300 Hz—3 kHz). Vf zesilovač s pásmem propustnosti do 3 kHz potlačí signál poruchy. Jak je patrné, při příjmu signálu SSB kmitočtově blízký rušivý signál AM nejen nezpůsobuje poruchy, ale prakticky se neprojeví.

Z příkladu je patrné, nakolik se zvětšuje reálná selektivita přijímače. Bylo vyčísleno, že se zvětšuje 10 až 100×. Je nutno říci, že větší hodnota je získávána jakostí nf filtru zapojeného za detektorem, protože od jeho parametrů (strmosti boků a zeslabení za mezemi propouštěného pásma) závisí v zásadě zisk v reálné selektivitě.

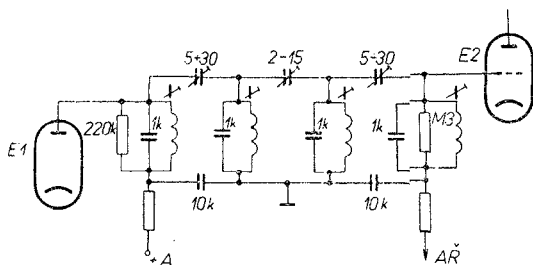
Následkem toho používání výše uvedených předností příjmu SSB signálů dovoluje získat značný zisk ve srovnání s příjmem AM signálů. V závislosti na podmínkách šíření rádiových vln při možnosti rušení, může tento zisk dělat 10 dB i výše, což je totéž, jakoby se zvětšil výkon vysílače 10× a více. Čím jsou horší podmínky pro spojení, tím silněji se projeví výhody SSB.

Signál jednoho postranního pásma zaujímá pásmo kmitočtů 2,5—3 kHz. Proto přijímač v nejlepší případě má mít takové pásmo propustnosti. Bude-li širší, vzrůstá úroveň šumů přijímače a poruchy od sousedních stanic. Je-li pásmo propustnosti o něco užší než pásmo postranního pásma, bude přijímač přijímat jen část energie postranního pásma a kromě toho se budou vyskytovat kmitočtová zkreslení.

Kmitočtová zkreslení se objevují i tehdy, jestliže zesílení přijímače je nerovnoměrné v mezích propouštěného pásma. Proto kmitočtová charakteristika přijímače v ideálním případě má být ve tvaru křivky a má zaujímat pásmo vysílané vysílačem.

Jak je známo, selektivita přijímače k sousednímu kanálu je určována hlavně selektivitou mf zesilovače, přesněji selektivitou jeho rezonančních systémů. Získat vysokou selektivitu při dostatečném činiteli pravouhlosti je možno při použití mnoha obvodových pásmových filtrů v mf zesilovači.

Takové filtry na vazebních obvodech se používají zpravidla v přijímačích majících nízký mf kmitočet (do 100 kHz). Nejčastěji takovéto filtry s proměnným pásmem propustnosti se používají v přijímačích s dvojitým směšováním a to v obvodech druhé mf. Filtry pro kmitočty vyšší než 100 kHz s pásmem propustnosti do 3 kHz mají poměrně nízký činitel pravouhlosti. Jeho zlepšení je možno dosáhnout složitějším filtrem, což vede i ke složitějšímu přijímači.

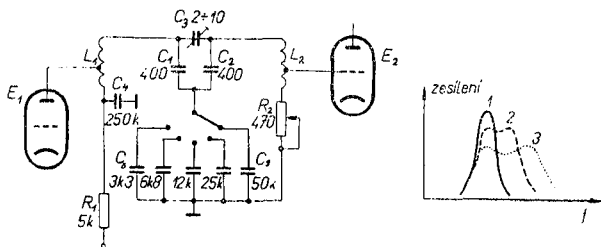


Obr. 115. Čtyřobvodový pásmový filtr s kapacitní vazbou

Poměrně jednoduché schéma čtyřobvodového filtru pásmového na kmitočet nižší než 100 kHz je na obr. 115. Pásmo filtru se získává tím užší, čím vyšší je jakost obvodů a čím menší je vazba mezi nimi. Při nastavování filtru je nutno obvody poněkud rozladit v propouštěném pásmu, aby se získala větší rovnoměrnost charakteristiky. Regulace pásma při ladění se usku-

tečňuje regulačními vazebními kondenzátory. Nedostatkem filtru je nemožnost změny jeho pásma během činnosti stanice.

Na obr. 116 je schéma pásmového filtru s proměnným pásmem propustnosti pro kmitočet 50 kHz. Pásmo propustnosti se může měnit od 500 Hz do 6 kHz. Filtru lze užít nejen ve speciálních SSB přijímačích, ale i v telefonních a telegrafních přijímačích. Řízení pásma propustnosti se provádí změnou vazby a zavede-



Obr. 116. Filtr s proměnným pásmem a jeho kmitočtová charakteristika při různé vazbě mezi obvody

1 - úzké pásmo, 2 - střední, 3 - široké

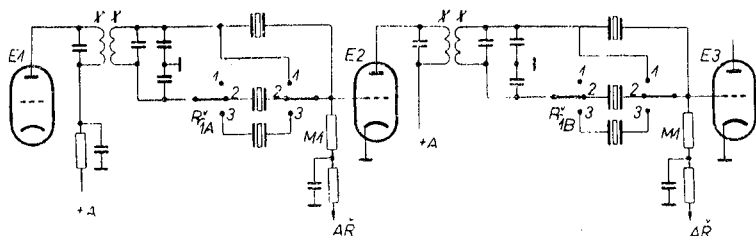
ním dodatečného útlumu do filtru. Vazba mezi obvody filtru se v zásadě uskutečňuje přes kondenzátory C_5 — C_9 . Čím je menší kapacita vazebního kondenzátoru, tím je větší vazba mezi obvody a následkem toho i širší pásmo propustnosti. Přídavné útlumy pro vyrovnání charakteristiky filtru se zavádějí proměnným odporem R_2 . Aby se usnadnilo řízení přijímače, je možno regulační prvky a řízení útlumu mechanicky spojit. Je možné též místo proměnného odporu volit několik stálých odporů a přepínat je stejným přepínačem, který přepíná vazební kondenzátory. Cívky L_1 a L_2 mají být podle možnosti velmi vysoké jakosti — na pracovním kmitočtu vyšší než 130—150. Taková jakost může být získána navinutím lícovým vodičem a jejich umístěním na hrcová jádra.

Informativní tvar kmitočtové charakteristiky filtru pro různé hodnoty vazby mezi obvody a útlumem je na obr. 116.

Leží-li mf kmitočet v mezích 100—4000 kHz, je možno použít libovolný z popsaných filtrů s krystaly. Nejčastěji se užívají dvou a čtyřkrystalové filtry, protože mají rovnoměrnou kmitočtovou charakteristikou s dobrou pravouhlovostí.

Na obr. 117 je základní schéma dvoustupňového mf zesilovače s krystalovými filtry. Přepínačem Přl lze měnit pásmo propustnosti. V poloze I jsou křemenné krystaly vypojeny a při-

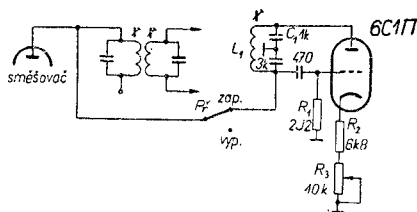
jímač má široké pásmo propustnosti určené selektivitou mf transformátorů Tr_1 a Tr_2 . V takové poloze lze obvykle provádět příjem AM signálů. Při přepnutí do polohy 2 je v obvodu zapojena dvojice filtrů. Vytvoří-li se rozdíl mezi kmitočty krystalů rovný 2 kHz, potom filtr bude mít pásmo propustnosti průměrně 2,5 kHz s ostrými boky. V této poloze se provádí příjem SSB signálů. V poloze 3 přepínače při rozdílu kmitočtů krystalů Kr_1



Obr. 117. Dvoustupňový mezifrekvenční zesilovač s proměnným pásmem

a Kr_2 rovném 200—300 Hz bude pásmo propustnosti 250 až 400 Hz. V této poloze lze přijímat telegrafní signály.

Nemáme-li možnost použít krystaly, můžeme použít schéma tzv. „násobiče Q“, který dovoluje značně zvýšit selektivitu přijímače (obr. 118). V tomto schématu se zavádí do obvodu mf „záporný odpor“, čímž se zmenšuje útlum jednoho z transformátorů mf a zvětšuje jeho selektivita. Proces zavedení „záporného odporu“ je analogický procesu v regenerativním přijímači.



Obr. 118. Násobič Q

„Násobiče Q“ se mohou použít v přijímačích, jejichž mf kmitočet je v rozmezí 50—500 kHz. Čím je nižší mf kmitočet, tím vyšší je efekt selektivity.

Obvod $L_1C_1C_2$ se ladí na mf kmitočet přijímače. Selektivita zařízení se řídí potenciometrem R_2 . „Násobič Q“ se obvykle zapojuje k anodovému obvodu směšovače. Připojovací vodič má být co nejkratší.

Pro zvětšení selektivity v přijímačích se používají též EMF, které se zapojují podle již uvedených schémat.

Nyní obrátíme pozornost k vlastní detekci SSB signálů.

Amatér zpravidla má normální spojový přijímač bez speciálního zařízení pro detekování SSB. Ve většině přijímačů určených pro příjem AM a telegrafních signálů se používají diodové detektory. V takových detektorech se odděluje nf napětí usměrněním jedné nebo dvou půlperiod vf napětí; proces je obrácený než modulační proces pomocí diod.

Při příjmu telegrafních signálů splňuje funkci detektoru dostatečně dobře stejná dioda, která se používá pro detekci AM signálů. Přichází na ni současně se signálem z mf zesilovače přijímače signál z místního oscilátoru s poněkud rozdílným kmitočtem. Obálka signálu který se získává při přivádění těchto dvou sinusových signálů, kmitá s kmitočtem rozdílovým. Signál se usměrňuje, odfiltrují se vf složky a na výstupu detektoru zůstává rozdílový kmitočet (případně i jeho harmonické).

Jak již bylo řečeno, je napětí místního oscilátoru přiváděné na detektor malé, řádově 2—3 V; napětí signálu z velmi výkonných stanic může dosahovat 10—15 V i více. Dokonce, jestliže napětí telegrafního signálu převyšuje napětí místního oscilátoru, pracuje detektor zcela uspokojivě. Kromě toho splňuje v některých případech i úlohu omezovače, vzhledem k silným signálům. Skutečnost, že vlivem nelineárního zkreslení harmonických zvukového signálu získaného na výstupu detektoru zlepšuje zabarvení, dělá ho ještě více přijatelným pro poslech.

Pro příjem SSB signálů dělá se kmitočet místního oscilátoru rovným pohlcenému nosnému kmitočtu.

Při přivádění na vstup detektoru spektra postranního pásma spolu s obnovenou nosnou, vznikají též nelineární zkreslení, jejichž stupeň závisí na poměru mezi úrovní obnovené nosné a součtovou hodnotou špičkových okamžitých amplitud složek postranního pásma. Zkreslení jsou tím menší, čím výše je poměrná úroveň nosné. Pro získání nelineárních zkreslení menších 5 %, je nutné dávat na detektor napětí obnovené nosné v krajní míře pětikrát větší než postranní. Prakticky úroveň nosné z místního oscilátoru se volí desetkrát větší než maximální úroveň signálu postranního pásma.

Protože místní oscilátor dává napětí co do hodnoty neproměnné, je vhodné pro stabilizaci ukázaného poměru řídit zesílení ve vf i mf kmitočtu. Tím se i objasňuje nezbytnost zmenšování zesílení vf a mf zesilovače při příjmu SSB na normálním telegrafním přijímači. To však zhoršuje poměr signál/šum. Kromě toho, úroveň výstupního signálu z detektoru se ukazuje nízkou a kompenzovat ji zesílením na nf se vždy nepodaří, protože se tak zvětšuje pozadí střídavého proudu a šumů.

Abychom zvětšili signál za detektorem, musíme úměrně zvětšit jak napětí nosné z místního oscilátoru, tak i napětí postranního pásma. Přitom se však jeví diodový detektor přehlceným a výsledkem je opět značné nelineární zkreslení. Nehraje-li nelineární zkreslení při příjmu telegrafních signálů podstatnou úlohu, potom při příjmu SSB vede nelineární zkreslení k prudkému zhoršení srozumitelnosti. Zejména vlastnosti diodového detektoru jsou příčinou dotvrzení rozšířeného mínění některých amatérů, že při SSB spojení nelze dosáhnout takové jakosti modulace, jako při AM.

Diodový detektor v úloze detektoru SSB signálů má ještě jeden nedostatek. Na silné přídavné signály s AM reaguje nejen jako směšovač, ale i jako usměrňovač. Jestliže přijímaný SSB signál má úroveň desetkrát menší, než je úroveň obnovené nosné, může se silný signál poruchy ukázat slabým jen dvakrát (a méně) a detekce takového signálu způsobuje objevení se silných nelineárních zkreslení, které mohou zakrýt přijímaný signál. Kromě toho, v závislosti na síle rušivého AM signálu i v případě zapojeného místního oscilátoru se může objevit výstupní napětí nejen v důsledku přeměny kmitočtu, ale i prostým usměrněním AM signálu. V tomto případě, i když rušivý signál je kmitočtově vzdálen, bude pronikat jeho modulace.

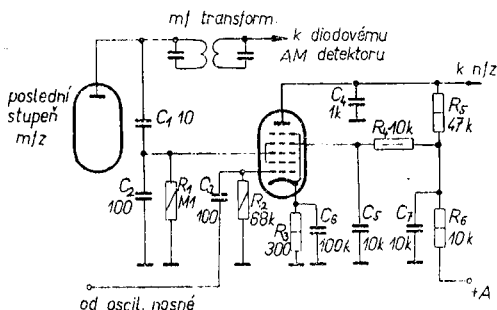
Jak je patrné, při příjmu SSB diodový detektor pracuje nevhodně jako směšovač.

Ukázané nedostatky diodového detekování SSB signálů vedly k tomu, že se používají detektory jen směšovačského typu, nelišící se v ničem od druhých směšovačů přijímače. V literatuře se vžil název „synchronní detektor“, tj. takový, ve kterém kmitočet místního oscilátoru je synchronizován s nosným kmitočtem AM signálu a při příjmu SSB – s potlačenou nosnou. K synchronnímu detektoru se též přivádí napětí jednopásmového signálu z mf zesilovače přijímače a kmitočty z místního oscilátoru. Výsledkem směšování jsou součtové a rozdílové kmitočty (horní postranní a spodní postranní pásmo). Nf signál na výstupu SSB detektoru představuje vlastní spodní postranní pásmo. Matematicky se vyjadřuje součinem dvou vstupních napětí, jako funkce času. Tento součin, obecně řečeno, obsahuje jak horní, tak i spodní postranní pásmo, ale horní součtové současně s druhými vř složkami na výstupu detektoru se odfiltrává a zůstává jen nf signál.

Přivede-li se k správně zkonstruovanému synchronnímu detektoru AM signál, potom při odpojeném místním oscilátoru nezískáme nf signál na výstupu detektoru. Detektor bude v čin-

nosti jako normální lineární nf zesilovač. Při zapojeném místním oscilátoru pracuje jako směšovač. S tím nutno počítat při návrhu přijímače a je-li určen též pro příjem AM signálu, je nutno mít v něm též pro tento účel normální diodový detektor.

Synchronní detektor dává dobré výsledky nejen při příjmu SSB, ale i telegrafních signálů. Použití takového detektoru často značně zmenšuje poruchy od kmitočtově blízkých výkonných telegrafních stanic, zejména při příjmu slabých signálů vzdálených stanic.



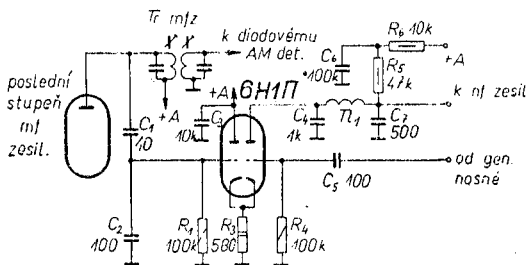
Obr. 119. Synchronní detektor s heptodou

Schéma synchronního detektoru je na obr. 119. Napětí postranního pásma je přiváděno z posledního mf zesilovače přes kapacitní dělič na signální mřížku hýptody 6H31. Na její směšovací mřížku se přivádí signál místního oscilátoru – obnovovače nosné. V anodovém obvodu elektronky se odděluje nf napětí. Vf složky výstupního napětí se svádějí kondenzátorem C_4 na zem.

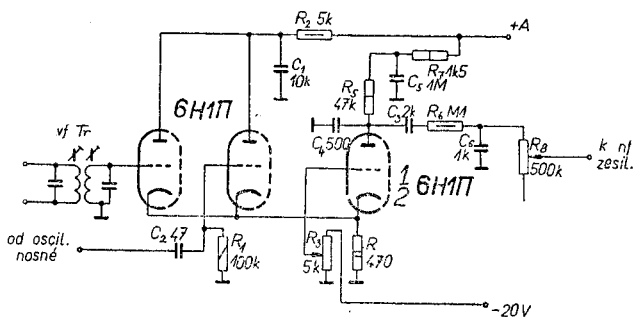
Takový detektor dovoluje měnit napětí postranního pásma na vstupu v širokých mezích bez nelineárních zkreslení; proto synchronní detektor dává větší výstupní napětí než diodový. Díky uvedené vlastnosti, nazývá se též lineárním detektorem. Užívající tento název, musíme mít na paměti jeho smysl: daný detektor má jen více zlinearizovanou lineární charakteristiku.

Synchronní detektor může být vytvořen nejen na vícemřížkové elektronce. Na obr. 120 je schéma detektoru s dvojitou triodou. Napětí postranní a nosné se přivádějí mřížkám levé a pravé triody. Levá trioda je ve funkci katodového sledovače, pravá jako směšovač. V jeho anodovém obvodu je filtr $C_4Tl_1C_7$, zabraňující průchod vf napětí na následující stupeň – nf zesilovač. Tlumivka Tl_1 může být zaměněna odporem 20—30 kohmů.

Zajímavé schéma detektoru je na obr. 121. Takovýto detektor nepotřebuje větší napětí obnovené nosné z místního oscilátoru. Levá a střední trioda pracují jako katodové sledovače se společným odporem zátěže R_4 . Třetí trioda je směšovací a je též připojena ke stejnému odporu. V jejím anodovém obvodu je větší odpor R_5 . Mřížka triody je prakticky pro signál uzemněna, přičemž je na ni přivedeno záporné předpětí odebírané z po-



Obr. 120. Synchronní detektor s dvojitou triodou

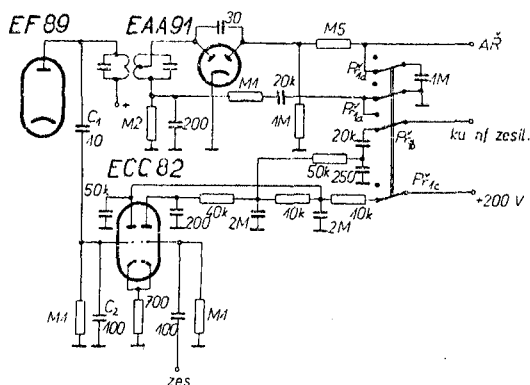


Obr. 121. Synchronní detektor s katodovým sledovačem

tenciometru R_3 . Takové zapojení umožňuje vytváření dodatečného předpětí na mřížkách elektroněk katodových sledovačů. Řízením předpětí na mřížce pravé triody – směšovače, lze získat nejmenší zkreslení.

Uvedeme ještě jedno prakticky vyzkoušené schéma synchronního detektoru. Levému triodovému systému elektronky ECC82 se přivádí vf napětí přes kapacitní dělič sestávající z kondenzátorů C_1 a C_2 . Musí být natolik malé, aby na elek-

tronce ECC82 nevzniklo ani mřížkové, ani anodové usměrňování. Při odpojeném místním oscilátoru a nastavení přijímače na vysílač s provozem A_3 nesmí vzniknout žádné nf napětí. Jestliže se tak stane, musí být C_1 zmenšeno, nebo C_2 zvětšeno. Zapojí-li se oscilátor, vzniká směšovací pochodem v pravém triodovém systému ECC82 nf signál. Obě triody jsou spolu vázány, jako v předcházejícím případě s triodami, společným katodovým od-



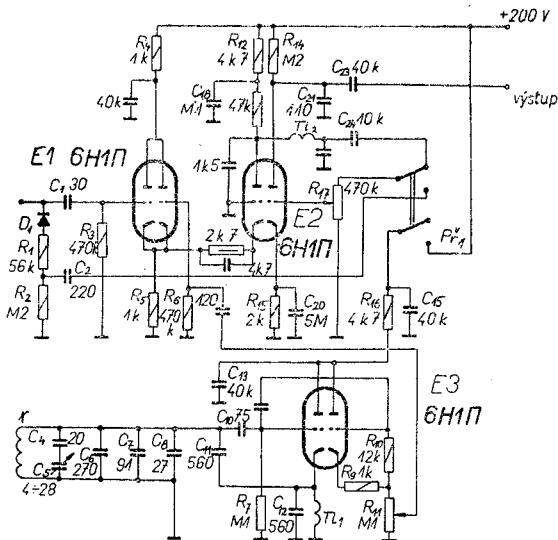
Obr. 122. Detektor s novalovými elektronkami

porem. Levý triodový systém pracuje pro vf resp. mf signál jako katodový sledovač. Na obr. 122 zakreslená elektronka EF 89 je posledním zesilovacím stupněm mf zesilovače v přijímači, zatímco elektronka EAA 91 je normální diodový demodulátor pro signály A_1 nebo A_3 . Tento demodulátor může být vynechán, protože signály A_1 a A_3 mohou být stejně dobře, ba naopak ještě více bez poruch, detekovány synchronním detektorem.

Jedno z úplných schémat detektoru pro příjem SSB, který může být použit jako přístavek k libovolnému superheterodynu s mf kmitočtem 465 kHz, byl popsán v sovětském časopise Radio v roce 1963. Schéma je na obr. 123. Detektor sestává opět ze dvou stupňů s vf uzemněnou anodou (elektronka E1) a stupně s uzemněnou mřížkou (levá trioda E2). K mřížce levé triody E1 se přivádí napětí z posledního mf obvodu přijímače, na mřížku pravé triody napětí oscilátoru. Obě triody jsou spojeny na společný katodový odpor R_5 , proto napěťový spád na něm se přivádí přes kondenzátor C_{17} katodě levé triody E2. Stupeň je zapojen s uzemněnou mřížkou a pracuje v režimu

anodové detekce. Vlivem doplňkového napětového spádu na odporu R_8 , je na mřížce levé triody E2 větší záporné předpětí než na mřížce levé triody E1.

Vlivem nelinearity dochází ke směšování signálu SSB s nosnou generátoru. Na anodové zátěži triody (R_{13}) se vytvářejí tři základní signály: spektrum přijímaného postranního pásma, napětí zaváděné nosné a nf signál jako výsledný záznej obou



Obr. 123. Schéma přístavku k libovolnému superhetu jako synchronní detektor

těchto signálů. Vf složky se vedou filtrem spodních kmitočtů (C_{19}, C_{22} a TL_2) na mřížku nf zesilovače, kterým je pravá trioda E2. Výstup zesilovače je možno spojit přímo s mřížkou výstupní elektronky koncového nf stupně přijímače.

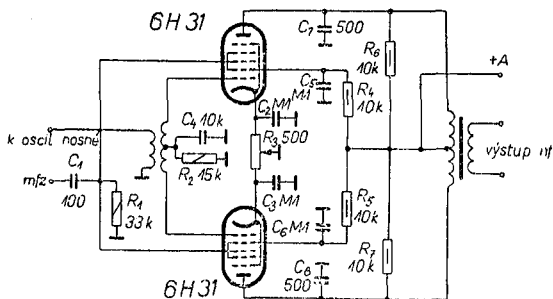
Současně je zde detektor pro AM signál. Je složen z diody D_1 , kondenzátoru C_2 a děliče výstupního napětí R_1 a R_2 .

Generátor je na levé triodě E3 a je to obyčejný kapacitní tříbodový oscilátor. Změnou kapacity kondenzátoru C_5 je možno určit kmitočet oscilátoru v libovolném bodě mf propustného pásma přijímače – v daném schématu je pásmo 462–468 kHz.

Pravá trioda E3 je zesilovač a slouží k oddělení oscilátoru od detektoru. Z katodové zátěže (R_{11}) se napětí říditelné v mezích 0–20 V vede přes C_{16} na lineární detektor.

Přechod z příjmu AM signálu na příjem SSB se provádí přepínačem P_1 , který jednak komutuje vstup nf zesilovače a jednak zapojuje oscilátor současně s lineárním detektorem. Napětí nosné od oscilátoru se zavádí do detektoru přes potenciometr R_{11} . Hodnota tohoto napětí má být 5 až 10 krát větší než napětí silného signálu na výstupu mf zesilovače.

Dělič R_1 a R_2 se volí tak, aby při přechodu z jednoho druhu příjmu na druhý nebylo velkých změn v hlasitosti příjmu. Při



Obr. 124. Vyvážený detektor se dvěma heptodami

činnosti s lineárním detektorem se vypíná AŘZ – nezbytná úroveň zesílení se nastavuje ručně. To zajišťuje linearitu zesílení od vstupu přijímače do detektoru. Nejlepší činnost detektoru byla získána při napětí oscilátoru $10 V_{sp}$. Další zlepšení příjmu se docílilo použitím filtru v nf části přijímače s omezovacím kmitočtem 3000 kHz.

V přijímačích SSB signálu se též používají vyvážené detektory. Dovolují získat ještě menší nelineární zkreslení při větším rozptylu amplitud vstupních signálů a poněkud zvýšit reálnou selektivitu přijímače v důsledku zeslabení vzniku anodové detekce směřovaných AM signálů. Schéma vyváženého detektoru je na obr. 124. Napětí nosné se přivádí v protifázi na směšovací mřížky elektronek. Signál postranního pásma na signálních mřížkách obou elektronek je ve fázi. V anodovém obvodu detektoru se odděluje spodní postranní pásmo, jehož kmitočet je roven rozdílu kmitočtů nosné a postranní – zátěží je nf transformátor Tr_1 . Horní postranní pásmo rovné součtu kmitočtů postranní a obnovené nosné se připojuje přes C_7 a C_8 na zem.

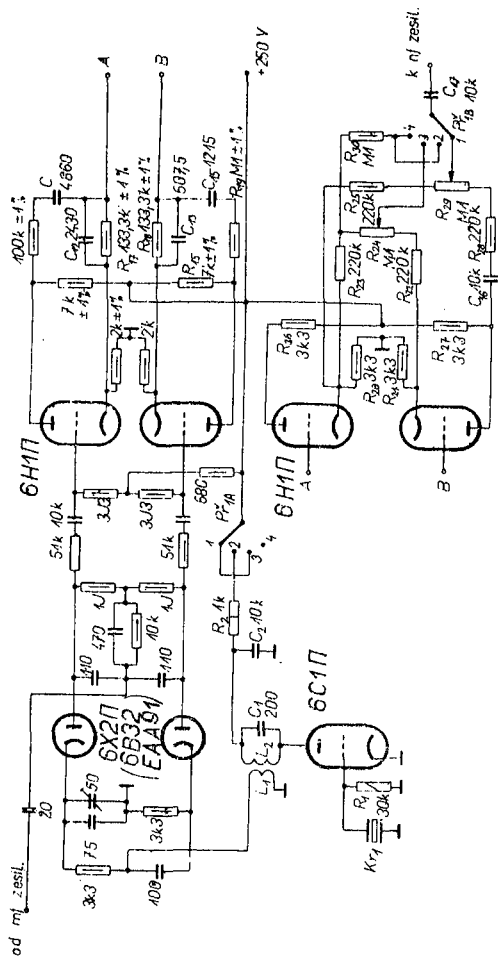
Velmi vážným činitelem, od něhož závisí operativnost při práci s SSB signálem je dostatečné roztažení pásem jednopásmového přijímače. Normální telegrafní přijímače nemají vždy dostatečně široké pásmo. Příjem jednopásmových signálů na takové přijímače je možný, ale často ztížen tím, že přijímač má ploché ladění (poměr změny kmitočtu k úhlu otočení ladícího prvku). Při přeslechu pásem, ve kterých pracují SSB stanice, je nutno pohybovat laděním velmi pomalu, aby se docílilo vyladění na nezkraslený signál. Proto se doporučuje při konstrukci jednopásmových přijímačů volit stupeň roztažení pásma tak, aby na jednu otočku ladícího prvku nepřipadlo více než 50 až 60 kHz.

Není-li druhý místní oscilátor stabilizován krystalem, potom výběr horního nebo spodního postranního pásma je možno provést určením jeho kmitočtu níže nebo výše než je pásmo propustnosti. Tyto kmitočty je možno volit dříve a při práci je prostě přepínat.

Některá schémata mají tu vlastnost, že je možno s jejich pomocí nejen tvarovat signál z různých složek, ale i obráceně oddělit výchozí složky ze složitějšího kmitání. Takovou vlastnost mají zejména fázokompenzační zařízení pro získání jednopásmového signálu. S procesem tvarování SSB signálu jsme se již seznámili. Ukazuje se, že přivede-li se na vyvážený modulátor jednopásmový signál a dvě napětí nosného kmitočtu z místního oscilátoru o fázovém rozdílu 90° a potom se vedou získané kmitky přes širokopásmový nf fázový posunovatel, získá se na výstupu výchozí spektrum nf modulačního signálu. Jedno z takových schémat pro detekci SSB signálu fázovou metodou je na obr. 125.

Napětí jednoho postranního pásma z traktu mf zesilovače přijímače se přivádí na diodový vyvážený modulátor. Sem se též přes vf-FP vede napětí oscilátoru. Ve vyváženém modulátoru se oddělují dvě napětí nf fázově posunutá o 90° . Po zesílení elektronkami E3 a E4 se vedou dále na nf-FP. Na výstupu FP je zařízení dovolující vybrat jedno z postranních pásem a přijímat telefonní a telegrafní signály. Vybírání pásma resp. druhu práce, se provádí přepínačem $Př_1$.

Toto zařízení účinně „odřeže“ polovinu pásma propustnosti přijímače, jestliže obnovená nosná je rozložena uprostřed tohoto pásma.



Obr. 125. Přístavek pro detekci SSB signálů fázovou metodou
 Polohy přepínače: 1 - SSB-I, 2 - vtegr., 3 - SSB-II, 4 - AM

5. AUTOMATICKÉ ŘÍZENÍ ZISKU

Automatické řízení zisku (AŘZ) je v přijímači jednou z vážných podmínek stálosti příjmu SSB signálu a umožňuje zjednodušení provozu přijímačů. Používá se, aby se udrželo poměrně stálé výstupní napětí i při značných změnách úrovně vstupního signálu, které vznikají při různých podmínkách příjmu. Stálost výstupního signálu je nezbytná pro normální použití výstupních zařízení přijímače a pro odstranění nelineárních zkreslení. Konečně zajišťuje stabilizaci požadované hodnoty napětí přicházejícího na vstup demodulátoru.

Úroveň vstupního signálu může se měnit vlivem úniku, při příjmu signálů od různě silných a různě vzdálených vysílačů a konečně i při jejich přemístění v prostoru. AŘZ má reagovat jen na první tři z uvedených případů. Změna úrovně vlivem účinné modulace nemá být příčinou činnosti řízení.

Jak je známo, činitel zesílení pentodového stupně je přímo úměrný: strmosti elektronky S a ekvivalentnímu odporu anodové zátěže R_e

$$K \approx S \cdot R_e. \quad (33)$$

Proto řídit činitel zesílení znamená buď řídit strmost charakteristiky, nebo hodnotu ekvivalentního odporu zátěže. Změna ekvivalentního odporu nepřichází v úvahu, protože může být doprovázena současnou změnou selektivity přijímače. Kromě toho vede tato možnost ke komplikaci ve schématu a konstrukci

Strmost charakteristiky elektronky zesilovacího stupně závisí na napětí, které je na jejích elektrodách. Nejvýhodnější je prakticky řídit strmost a tudíž i zesílení změnou předpětí na řídicí mřížce, protože její potenciál nejvíce ovlivňuje anodový proud elektronky. Již při poměrně malém řídicím napětí je takto možnost řízení v širokých mezích. Řídicí napětí v SSB přijímači se obvykle dostane detekcí pilot-signálu.

AŘZ má reagovat nejen na pomalé, ale též na rychlé změny úrovně vstupního signálu. S ohledem na to má velkou důležitost volba hodnoty časové konstanty AŘZ.

Z blokových schémat SSB přijímačů, uvedených v druhé kapitole je patrné, že systém AŘZ sestává ze speciálního detektoru a obvodu spojujícího tento detektor s řídicími mřížkami elektrodek regulovaných stupňů. Do obvodu AŘZ je zapojen filtr, obvykle typu RC, který je určen pro odstranění zkreslení signálů a zabránění rozkmitávání přijímače přes obvod AŘZ. Při malé

hodnotě časové konstanty filtrů $\tau = RC$ bude se měnit řídicí napětí vlivem modulace, což vede k určité demodulaci zesilovaného signálu a ke vzniku kmitočtových zkreslení. Poslední je dáno tím, že efekt demodulace je přitom nepřímo úměrný kmitočtu modulace. Proto například spodní kmitočty zvukového spektra budou více zeslabeny než vyšší.

Při větší časové konstantě nebude řídicí napětí stačit sledovat změny vstupního signálu, což vede při větších úrovních vstupních signálů k přetížení stupňů a tudíž ke zvětšení zkreslení a též k prudkému zmenšení úrovně výstupního signálu při rychlém zmenšení napětí na vstupu.

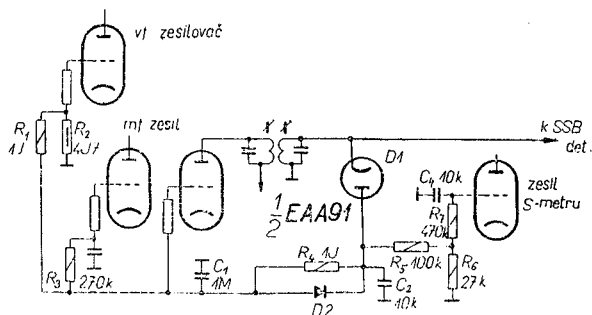
Řízení zesílení má být tedy dostatečně rychlé pro odvrácení příliš prudkého zvětšení úrovně silných signálů a současně dostatečně pomalé, aby např. změna zesílení nedělala umělou kompresi dynamického pásma řeči. Nejlépe je použít dva obvody AŘZ s rychlým nabíjením ($\tau_{\text{nab}} = 500 \mu\text{s}$) a s pomalým vybíjením ($\tau_{\text{vyb}} = 5 \text{ sek}$) kondenzátorů filtrů detektorů. První je určen pro rychlé řízení vř zesilovacích stupňů přijímače a druhý pro pomalé řízení mř zesilovacích stupňů (viz obr. 111). Při takových dvou obvodech budou vř stupně účinně chráněny od přetížení.

Ze schématu na obr. 110 je patrné, že pro AŘZ se používá napětí pilot-signálu, které po příslušném přetváření v přijímači se odděluje pásmovým filtrem a detekuje se. Řídicím signálem AŘZ je tudíž napětí, vznikající na zátěži detektoru. Dává se jako proměnné předpětí na řídicí mřížky elektronek regulovaných stupňů.

Vstupní napětí pro větve AŘZ přijímače se odděluje ze signálu vzniklého na výstupu zesilovače mř kmitočtu, který může obsahovat též i nežádoucí složky pohlcované za demodulací ve stupních zesílení napětí zvukového kmitočtu. Tyto složky zvětšují úroveň napětí signálu mř kmitočtu, ale mohou způsobovat nežádoucí snížení citlivosti přijímače vlivem působení jeho AŘZ.

Pro AŘZ je možno také použít signál postranního pásma, nehledě na to, že jeho úroveň se nepřetržitě mění v procesu modulace a v okamžiku přestávky padá až do nuly. V takovém případě se získává řídicí signál jako výsledek detekce kmitů postranního pásma. Pro tento případ se volí časová konstanta AŘZ větší – desítky sek., což ji činí necitlivou k rychlým útlumům signálů, které vznikají v přestávkách řeči a následkem toho vede k plynulejší činnosti celého systému řízení zesílení. Přitom za přestávkami je možný přenos celých slov se zvýšenou hlasitostí.

Pilot – signál se umísťuje blížie té časti spektra SSB signálu, ktorá odpovedá horným kmitočtům modulovaného spektra, pretože zejména horní kmitočty řeči ve větší míře určují její srozumitelnost, než kmitočty, spodní. Při takové poloze pilot-signálu, selektivní úniky působící jak na pilot-signál, tak i na horní část SSB signálu, způsobují uvedení do činnosti AŘZ.



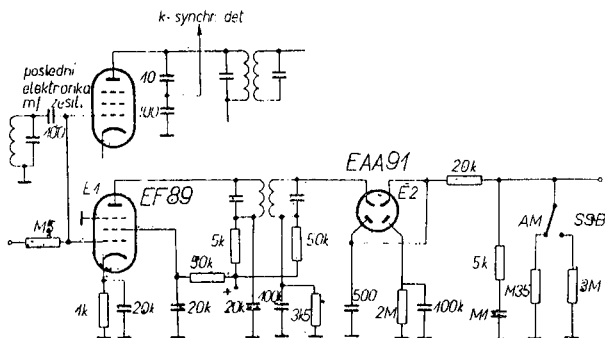
Obr. 126. Automatické řízení zesílení pro přijímač SSB

V důsledku této činnosti úroveň horních kmitočtů bude v signálu obnovena a srozumitelnost zůstane nezměněna. Je patrné, že při jiné poloze pilot-signálu, selektivní únik může potlačit složky spektra SSB signálu, vztahující se k horním modulačním kmitočtům, ale nedá žádné praktické působení na pilot-signál. To vede ke zhoršení srozumitelnosti signálu a také efektivnost AŘZ bude menší.

Při amatérském radiovém spojení se obvykle úplně potlačuje nosný kmitočet ve vysílači a pilot-signál se tudíž nevysílá. Proto také není možné AŘZ na popsaném principu. Systémy AŘZ používané v amatérských přijímačích SSB pracují na principu poněkud odlišném. Diodovým detektorem usměrněné napětí postranního pásma nabíjí kondenzátor poměrně velké kapacity (2—3 μF). Napětí z kondenzátoru mající zápornou polaritu se vede přes odpor k řídicím mřížkám elektronek stupňů vf a mf kmitočtů. Nabíjení kondenzátoru prochází při první špičce signálu jednoho postranního pásma velmi rychle (desetinu sek). V dalším usměrněné napětí jednoho postranního pásma stále doplňuje energii na kondenzátoru. Vybíjení kondenzátoru prochází pomalu, vlivem velkého odporu vybíjecího obvodu. Doba vybíjení se obvykle volí řádově několik sek. Díky

tomu je napětí na kondenzátoru úměrné střední hodnotě úrovně jednopásmového signálu.

Na obr. 126 je schéma AŘZ pracující na popsaném principu. Usměrněné napětí z diodového detektoru D_1 se přivádí na kondenzátor C_1 přes doplňkovou diodu D_2 . Je zde nutné, aby se zabránilo rychlému vybíjení kondenzátoru C_1 přes odpory R_5 a R_6 . Dioda má mít podle možnosti velký odpor v závěrném směru. Odpor R_4 slouží k přivedení záporného napětí na diodový detektor, pro vytvoření zpožďovacího potenciálu AŘZ. Na schématu je ukázáno, jak se zapojuje zesilovač S-metru, měřící úroveň přijímaného signálu jednoho postranního pásma. Časová konstanta obvodu C_4R_7 se volí menší, než v obvodě AŘZ.



Obr. 127. Zesilovač řídicího napětí a usměrňovač k vytvoření automatického řídicího napětí

Volba přijímaného postranního pásma při SSB příjmu se provádí obvykle změnou kmitočtu místního oscilátoru – obnovitele nosné na hodnotu propustného pásma filtru mf, tj. na 3 kHz. Při příjmu spodního postranního pásma, leží nosná výše než propouštěné pásmo, při příjmu horního leží níže. Zdůrazněme toto: jestliže kmitočet prvního místního oscilátoru přijímače je výše než kmitočet vstupního signálu, bude spektrum signálu v mf obrácené, tj. při příjmu horního postranního pásma se získá v mf nižší postranní pásmo.

Volbu přijímaného postranního pásma v přijímačích s dvojitým směřováním možno provést beze změny kmitočtu oscilátoru – obnovitele nosné. Stačí změnit kmitočet druhého oscilátoru (přivádějící napětí na druhý směšovač přijímače) o hodnotu rovnou dvojnásobné hodnotě druhého mf kmitočtu. Napří-

klad jsou-li nf kmitočty přijímače rovny 1600 a 100 kHz, potom při kmitočtu druhého oscilátoru 1500 kHz pro změnu přijímaného postranního pásma je nutno změnit kmitočet druhého oscilátoru o $100 \times 2 = 200$ kHz, tj. volit rovnou 1700 kHz. Přitom není nutné přeladovat přijímač, jako je to nutné v případě změny kmitočtu posledního oscilátoru.

Takového přeladování se můžeme vyvarovat poněkud jiným způsobem, a to jestliže se změni současně kmitočet prvního nebo druhého oscilátoru o hodnotu rozladění oscilátoru nosné (3 kHz). Takovou změnu kmitočtu lze provést zapojením k obvodu oscilátoru malé kapacity. To je vhodné provádět v oněch oscilátorech, jejichž kmitočet na všech pásmech zůstává nezměněn, protože v opačném případě na každém pásmu při stejné přidavné kapacitě nebude změna stejná a rovna 3 kHz.

Na závěr úvah o příjmu SSB signálů budiž ještě uvedeno zapojení, které zlepšuje použitelnost přijímače. Jde o zapojení k vytváření řídicího napětí, které se použije též při synchronním detektoru. Před poslední elektronikou mf zesilovače (obr. 127) se odebírá část mf napětí a přivádí E1, kterýžto obvod je zesilovačem řídicího napětí. Zesílené napětí se přivádí E2 (EAA91) přes pásmový filtr. Pravý diodový systém této elektronky tvoří omezovač a má za úkol zneškodnit krátkodobé silné rušivé impulsy, které by mohly ovlivňovat řízení zesílení přijímače. Levý diodový systém pracuje jako usměrňovač. Velikost řídicího napětí je určována střední silou signálu přijímaného vysílače. Při malé časové konstantě staly by se slyšitelnými rušivé a vedlejší šумы mezi telegrafními značkami a v přestávkách mezi slovy.

V odborné literatuře můžeme nalézt ještě celou řadu dalších zapojení, která zlepšují vlastnosti přijímačů SSB. Zapojení jsou známa pod různými jmény.

Otázky k VII. kapitole

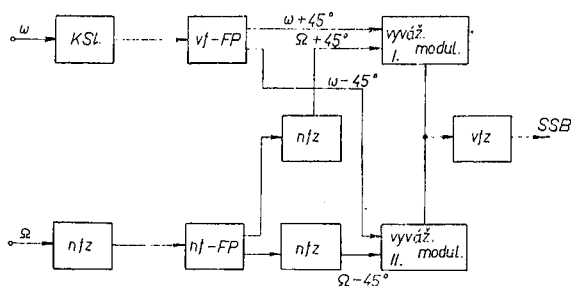
1. Na obr. 127 je vyznačen spínač S, kterým je možno přepínat časovou konstantu. Na obrázku nejsou úmyslně vyznačeny u poloh přepínače bližší údaje. Spočítejte časové konstanty pro jednotlivé polohy a podle toho navrhněte příslušné označení na schématu a uveďte k tomu patřičné odůvodnění.

2. Výpočtově zdůvodněte na příkladu převrácení kmitočtového sledu po jednotlivých směšovacích fázích, jak je naznačeno na obr. 110.

3. Na příkladu podrobně objasněte, proč je nutno v přijímači obnovovat původní nosný kmitočet.

VIII. Přístavky k získání SSB signálu

Uvedeme dva přístavky, které jsou jednoduché pro stavbu. V prvním přístavku se používá dvoufázový způsob získání jednopásmového signálu, při němž se potlačuje nosná vyváženým modulátorem. Blokové schéma je na obr. 128.

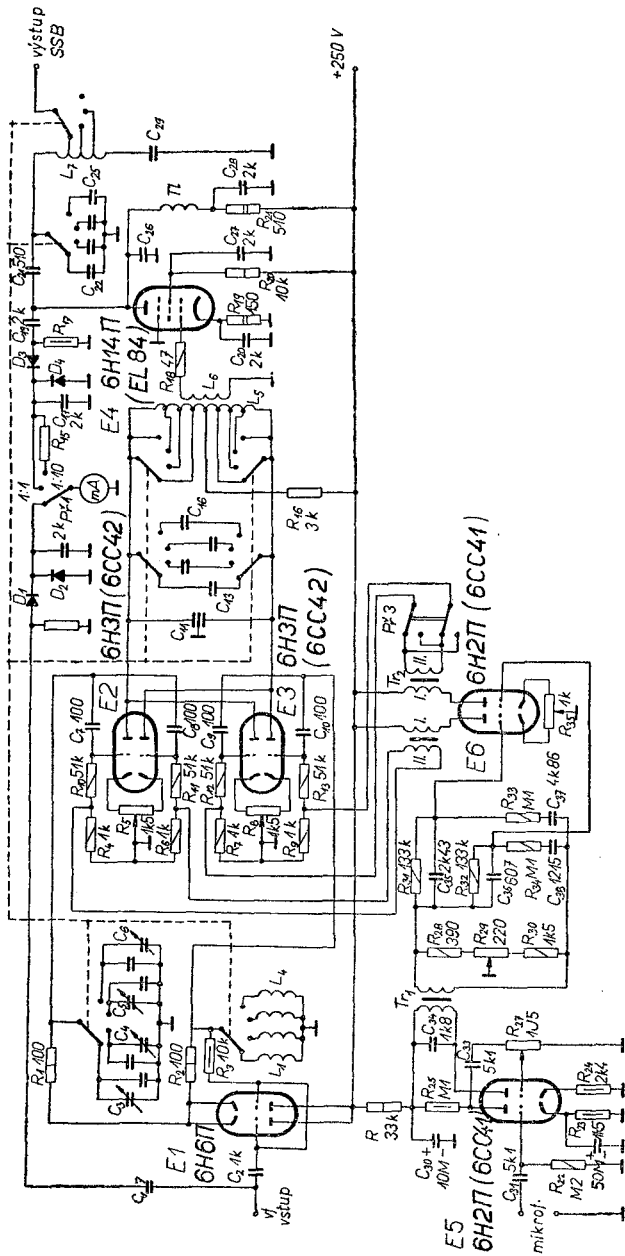


Obr. 128. Blokové schéma přístavku k vysílání

KSL - katodový sledovač, n/z - nízkofrekvenční zesilovač, v/z - vysokofrekvenční zesilovač

Vf napětí přichází z budiče přes katodový sledovač na vf-FP sestávající z odporů R_1 a R_2 a na jednom rozsahu z kondenzátoru C_3 a indukčnosti L_1 (viz obr. 129, na němž je základní schéma). Na schématu nejsou vyznačeny cívky rozsahu 3,5 MHz.

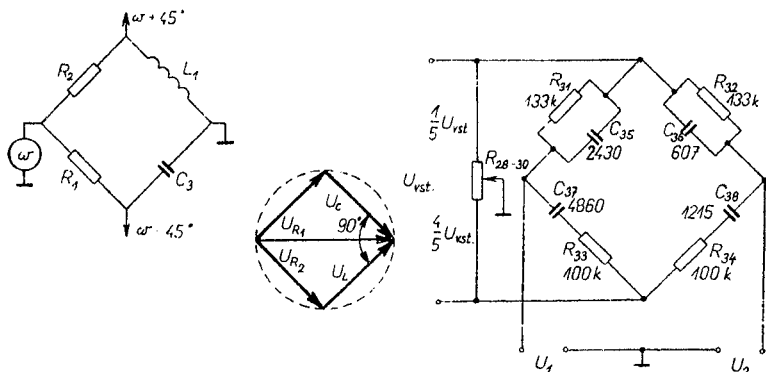
Vf-FP je v můstkovém zapojení tvořeném R_1 , R_2 , C_3 , L_1 (vyznačeno na obr. 130). Činnost FP je patrna z vektorového diagramu, který je rovněž vyobrazen na obr. 130. Z diagramu je patrna, že posun fáze o 90° se získává za podmínky, že $R = X_C = X_L$. Obvykle R_1 a R_2 se volí v mezích 50—100 ohmů. Odpovídajícím způsobem jsou určeny hodnoty L a C . Napětí na vstup FP je nutno přivádět z katodového sledovače, protože vstupní odpor FP je malý (přibližně je rovný hodnotě reálných odporů).



Obr. 129. Schéma přístavku

Z výstupu FP se přivádí napětí na mřížky vyváženého modulatoru přes oddělovací kondenzátory C_7 , C_8 a C_9 , C_{10} .

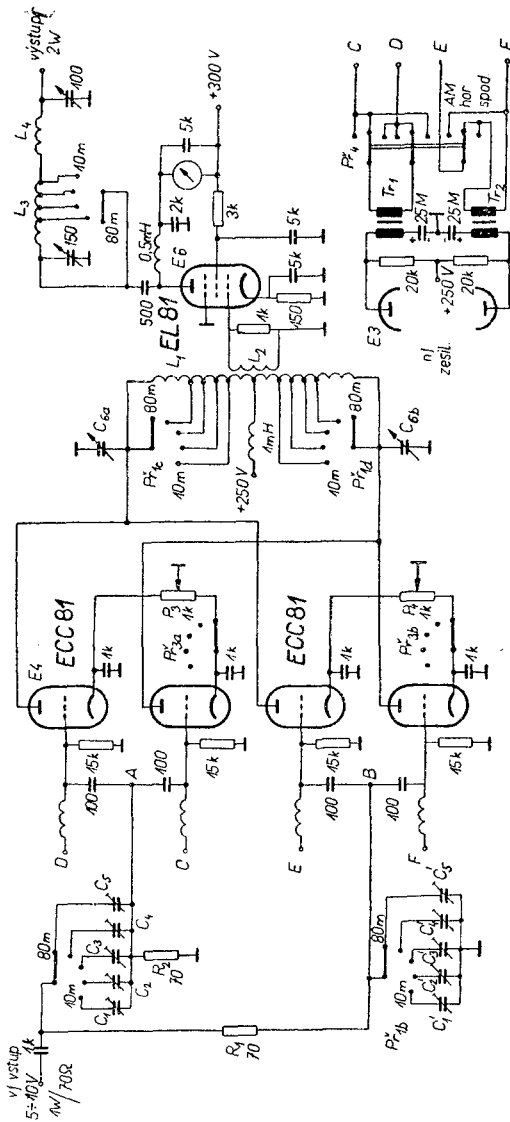
Nf napětí z mikrofonu přichází na vstup dvoustupňového nf zesilovače s elektronkou E5. Prvky obvodu jsou voleny tak, aby maximální zesílení bylo v kmitočtovém pásmu 300—3000 Hz. Do anodového obvodu druhého stupně je zapojen přes přizpůsobovací transformátor Tr_1 nf-FP složený z R_{31} , R_{32} , R_{33} , R_{34} , C_{35} , C_{36} , C_{37} a C_{38} (viz obr. 130). Tento fázový posunovatel je rovněž sestaven v můstkovém zapojení ze sériově a paralelně zapojených RC obvodů.



Obr. 130. Můstkové schéma a vektorový diagram

Hodnoty R a C jsou voleny tak, aby fázový posuv výstupních napětí byl roven 90° v kmitočtovém pásmu 300 až 3000 Hz. Na přesnosti jmenovitých hodnot FP závisí v nejvyšší míře fázový posuv výstupních napětí, Z výstupů FP se přivádějí napětí na zesilovací stupně (E6). Potenciometr R_{35} slouží pro vyrovnání zesílení stupňů. V anodách E6 jsou transformátory Tr_2 a Tr_3 pro získání dvou protifázových napětí, které jsou přiváděna na mřížky elektronek vyváženého modulatoru.

Modulátor je osazen elektronkami E2 a E3. Pracují do společné zátěže $L_5 - C_{11}$. Pro vyrovnání modulatorů slouží odpory R_5 a R_8 . Přepínač P2 se používá pro porušení vyrovnání modulatoru při ladění obvodů následujících stupňů. Napětí jednoho postranního pásma z výstupů modulatoru se přivádí vazebními cívkami L_6 na řídicí mřížku E4 – vf zesilovacího stupně. Vf zesilovač pracuje ve třídě A. V diodě je obvod ve tvaru π filtru, což dovoluje snadno přizpůsobit výstup přístavku se



Obr. 131. SSB-přístavek pro amatérský vysílač

$C_1 = C_1' = 80 \text{ pF}$, $C_2 = C_2' = 107 \text{ pF}$, $C_3 = C_3' = 160 \text{ pF}$, $C_4 = C_4' = 320 \text{ pF}$, $C_5 = C_5' = 600 \text{ pF}$, $C_6 = C_6b = \text{otoč. kondenz. } 2.150 \text{ pF}$,
 $L_3 = 60 \text{ záv. } 0.8 \text{ Cu}$, $25 \text{ mm } \varnothing$, odbočky na 5, 12, 25 závitůch $L_1 = 7 \text{ závitů, } 1.5 \text{ Cu}$, $20 \text{ mm } \varnothing$, $L_2 = 2.26 \text{ záv. } 0.7 \text{ Cu}$, $20 \text{ mm } \varnothing$ odbočky
na 2.5 záv., 7 záv., 12 záv., $L_3 = 4 \text{ záv. } 0.7 \text{ Cu}$ přes střed L_4 , Transf. 1 a transf. 2 převod 2:1 až 5:1. Polohy přepínače P1: 1.
-10 m, -15 m, -20 m, -40 m a -80 m

vstupem následujícího stupně. V přístavku je použit měřicí přístroj mA, který umožňuje kontrolovat napětí na vstupu a výstupu přístavku a tak srovnávat modulátory na maximální pohlcení nosné. Pro lepší vyrovnání modulátorů je možno katody elektronek E2 a E3 spojit s kostrou přes kondenzátory 1000 pF.

Hodnoty cívek L_1 až L_4 , jakož i kondenzátorů C_3 až C_6 jsou pro různé rozsahy tyto:

Cívky	Pásmo MHz	Počet závitů	Indukčnost μH	Kapacita pF
L_1	7	20	2,3	230 (C_3)
L_2	14	10	1,15	115 (C_4)
L_3	21	9	0,76	76 (C_5)
L_4	28	7	0,57	57 (C_6)
L_4	3,5	32	4,5	440

Cívky jsou navinuty závit vedle závitu na tělískách o \varnothing 9 mm, vodič 0,5 a mají ladící karbonilová jádra o \varnothing 6 mm.

Cívky L_5 , L_6 , L_7 jsou na keramických kostrách o \varnothing 25 mm nebo bez koster. Cívka L_6 je umístěna mezi polovinami cívky L_5 . Množství závitů těchto cívek je v následující tabulce, cívka L_6 má pro všechny rozsahy tři závity.

Pásmo MHz	Cívka L_5 závitů	Cívka L_7 závitů	Poznámka
3,5	2 × 20	38	Vývody L_7
7	2 × 11	20	od 2., 5., 7.
14	2 × 8	15	a 10.
21	2 × 6	10	závitu
28	2 × 4	8	

Cívky L_5 , L_6 a L_7 jsou vinyty vodičem o \varnothing 1 s odstupem závitů 0,5 mm u L_7 je odstup závitů 0,8—1 mm. Při zhotovení při-

stavku pro několik pásem se přepínají cívky L_1 — L_4 a kondenzátory C_3 a C_6 a z cívek L_5 a L_7 se odpovídající vývody vyvádějí na přepínač. Místo kondenzátoru C_{11} je možno použít zdvojený blok kondenzátorů.

Transformátory Tr_1 , Tr_2 a Tr_3 jsou stejného typu s transformačním činitelem 5:1 až do 10:1. Místo těchto transformátorů je možno vyzkoušet transformátory blokovacího generátoru obrazového rozkladu televizoru.

Měřicí přístroj je libovolného provedení s vychýlením na celou stupnici menší než 2,5 mA.

Tlumivka Tl_1 je vinuta vodičem 0,15 na odporu (větším než 100 kohmů) a sice v jedné vrstvě do zaplnění. Potenciometry R_5 a R_8 jsou montovány na přední panel, aby je bylo možno stavět při provozu šroubovákem. Ostatní potenciometry není nutno vyvádět na panel.

Přepínač P_3 pro přepnutí pro horní a spodní pásmo je vhodné dělat jen při zhotovování přístavku na všechny rozsahy.

Při nastavování přístavku je nejvhodnější začít s přezkoušením nf zesilovače. Potom se přivede na vstup signál s kmitočtem kolem 1000 Hz. Pohyblivé kontakty potenciometrů R_{29} a R_{35} se nastaví na střední polohu. Je-li k dispozici osciloskop, je nutné na jeho vertikální a horizontální zesilovač (předběžně je vhodné na nich nastavit stejné zesílení) přivést napětí z transformátorů Tr_2 a Tr_3 . Na stínítku má být kružnice. Tvar kružnice se nastavuje potenciometry R_{29} a R_{35} . Při připojení na vstup mikrofону a při hovoru se objevují na stínítku koncentrické kružnice.

Při nevyrovnaných modulátorech se dále nastavují do rezonance obvodu L_5 — C_{11} a L_7 — C_{26} . Volbou hodnoty odporu R_{17} se dosahuje výchylka přístroje mA do poloviny stupnice. Při přivedení nf signálu na vstup má být na výstupu jednopásmový signál, tzn. přístroj při přednesení slov před mikrofónem má ukazovat výchylky. Jakost signálu je možno kontrolovat kv přijímačem nebo osciloskopem.

Při přezkoušení osciloskopem se zapojí na výstup přístavku vertikální vychylovací destičky osciloskopu. Jednopásmový signál má mít na výstupu tvar jako na obr. 103c. Je-li špatně pohlcena nosná, potom signál bude promodulován zvukovým kmitočtem (obr. 103d).

Snažíme se docílit minimální amplitudy obálky vf signálu. Poměr amplitudy vf signálu k obálce dává potlačení nosného kmitočtu a postranního pásma – nemá být horší než 30 dB. Prakticky se docílí podstatně větší pohlcení (40 dB). Odpor R_{14}

a kondenzátor C_{12} se volí tak, aby se při optimálním napětí na vstupu ručka měřicího přístroje vychylovala do středu stupnice.

Hodnota R_{15} se volí tak, aby při přepnutí na poměr 1 : 10 se zmenšoval údaj přístroje desetkrát. Při vypojeném odporu R_{15} se volí hodnoty R_{17} a C_{19} tak, aby při maximálním nf signálu se vychylovala ručka přístroje do tří čtvrtin stupnice. Potom při přepnutí na poměr 1 : 1 lze velmi přesně kontrolovat potlačení nosné.

Na obr. 131 je příklad na přídavné zařízení využívající fázovou metodu. Zapojuje se mezi předposlední stupeň-zdvojovač a koncový stupeň kv vysílače a tak se vysílač přizpůsobuje pro provoz SSB.

Vf – FP sestává z C_1 až C_5 a odporu R_1 . Může být rovněž použit RLC fázový posunovatel. Konečné nastavení C_1 až C_5 , které se vyrovnávají před vestavbou do zařízení na vypočtené hodnoty, se provádí po montáži elektronkovým voltmetrem na stejné napěťové hodnoty na bodech A a B. Potenciometry P_3 a P_4 modulátor symetrizuje, takže modulační napětí nosné je potlačeno cca na 40 dB. Na mřížce E6 nesmí tudíž být žádné vf napětí.

Spínač $S_{3a,b}$ dovoluje jednoduchým způsobem desymetrizaci, takže je možno kmitavé obvody pohodlně naladit na provozní kmitočty.

Vystřídání postranních pásem je možné záměnou přívodů k nf transformátoru Tr_1 ; přepínání se provádí S_4 . Třetí poloha S_4 nemusí být, není-li kladen důraz na provoz se dvěma postranními pásmy. Nf zesilovač a FP jsou shodné nebo obdobné s částmi vyobrazenými na obr. 35, resp. s některým s FP v rozsahu 300—3000 Hz.

IX. Volba vysílacích elektronek pro SSB provoz

Elektronky používané pro předzesilovače a koncové stupně, musí vyhovovat co do charakteristik speciálním podmínkám. Mají dávat, při činnosti bez mřížkového proudu a s nevelkým anodovým napětím, co možno velký užitečný výkon a příznivou účinnost.

Zvláště významným požadavkem je zajištění dostatečně vysoké linearity zesilovacích stupňů. Nelinearity vytvářejí intermodulační kmitočty nebo „divoké“ kmity, které leží mimo přenášené pásmo a tím dávají podnět k rušivým interferencím. Překročení určité míry může mít za následek potlačení výhod, plynoucích z redukování širě pásma. Proto v zesilovacích SSB se vyžaduje udržet zkreslení v co možno malých mezích.

Je jasné, že to lze dosáhnout provozem ve třídě A. Při větších vysílacích výkonech, které přicházejí v úvahu, se tato cesta takřka vylučuje, protože by byla špatná účinnost – jen 25 až 30 %. Jestliže se přichází s pracovním bodem do blízkosti kolena mřížkové charakteristiky, nastává podstatné zvýšení účinnosti na 50—65 %, aniž by přitom byl mřížkový proud.

Při volbě elektronek je vhodné dbát tohoto: Známe elektronky s velkým a nízkým činitelem zesílení μ . Oba druhy se liší provedením mřížky.

Elektronky s $\mu > 50$ mají daleko více a úžeji vinuté mřížky, než elektronky s μ malým. Tím se mřížky stávají při řízení mnohem účinnější. Jelikož mají tyto elektronky při nulovém předpětí jen velmi malý anodový proud, označují se jako elektronky pro provoz s klidovým proudem. Mají tu výhodu, že nepotřebují z bezpečnostních důvodů pevné předpětí, a není-li při tom buzení, nenastává nebezpečné překročení max. ztrátového výkonu na anodě velkým stoupnutím anodového proudu. Jejich mřížkový proud a výkon jsou větší, potřebné předpětí a mřížková impedance je však podstatně menší než u elektronek s malým činitelem zesílení. Elektronky, o nichž byla nyní řeč, se volí přednostně pro provoz ve třídě B.

Elektronky s nízkým činitelem zesílení jsou vhodnější pro provoz ve třídě C, nebo při mřížkové modulaci. Pro SSB dáváme přednost elektronkám s malým μ . Odpovídají totiž lépe podmínce, dosáhnout při malém U_a a při $U_g = 0$ co možno největšího anodového proudu při $I_g > 0$. Pro SSB přicházejí tedy v úvahu elektronky se zvláště nízkým $\mu = 5-6$. Zejména jsou vhodné svazkové tetrody. Vyznačují se provozem bez mřížkového proudu při relativně velkém výstupním výkonu a zanedbatelně malém výkonu pro řízení mřížky.

X. Perspektivy rozvoje SSB

Jestliže podrobně prostudujeme celou publikaci, můžeme dojít k závěru, že širší uplatnění získá fázová metoda tvarování SSB signálu. Bohužel, stanice pracující na tomto principu mají poměrně vysokou úroveň nosné a zaujímají širší kmitočtové pásmo.

Tyto vlastnosti vedly příznivce filtrační metody k utvrzení, že zejména v amatérských podmínkách fázové budiče lze těžko odregulovat a že při masovém použití vysílačů na principu fázovém nelze očekávat lepších výsledků, pokud nebudou běžně k dispozici elektromechanické filtry určené pro amatérskou konstrukci. Podívejme se podrobněji, jaké ukazatele charakterizují SSB signál a jakými se jeví v přítomnosti.

Potlačení nosné. Pro potlačení nosné nejsou oficiální normy, jsou jen doporučení, která uvádějí úroveň potlačení nosné — 40 dB. Takovéto potlačení se dosahuje u vysílačů SSB používajících metodu filtrace. Na vysílačích s metodou fázovou lze těžko dosáhnout tohoto výsledku. Dosahuje se jako střední hodnota kolem 30 dB a jsou rovněž případy, kdy je nutno se spokojit se 20 až 25 dB. Slabší výsledky jsou úplně pravidelné, protože jediným prvkem potlačujícím nosnou jsou vyvážené modulátory, které obsahují nelineární prvky. Nelze najít dva nelineární prvky (elektronky, polovodičové diody, varistory apod.), které by měly charakteristiky souhlasící ve všech bodech. Snadno lze najít prvky se dvěma souhlasnými body, např. diody se souhlasným odporem ve vodivém i nevodivém směru. Pro náš účel je to však naprosto nedostatečné. Výsledky lze potom hodnotit asi takto: při přísně vybraných diodách se dosahovalo potlačení nosného kmitočtu —23 dB, pro diody vybrané osciloskopem —28 dB a metodou voltampérmetru —32 dB.

Zatím byla uvažována jen základní část otázky zachování úrovně nosné. Prakticky však s tím souvisejí: změna charakteristiky modulátoru při provozu, vyskytující se parazitní ka-

capacity mezi jednotlivými místy modulátoru, změna parametrů elektronek a polovodičových diod. Uvedené změny jsou závislé hlavně na žhavicím napětí (u elektronek) a okolní teplotě (u polovodičových prvků). Je proto žádoucí přesné nastavování modulátoru a použití ladicích prvků které musí být na dostupném místě – na panelu. Je nutno též s ohledem na stabilitu uváženě volit potenciometry.

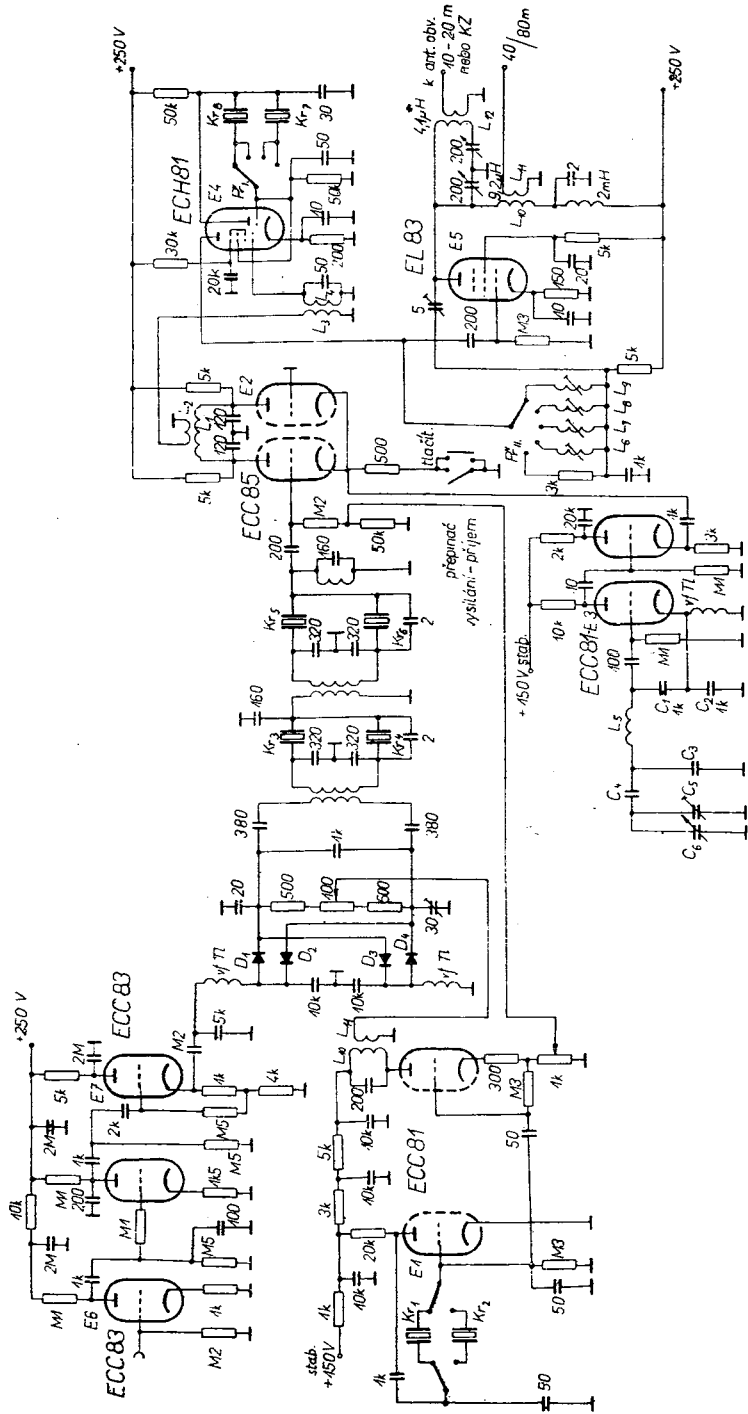
Podle všeobecně známých příčin vyskytují se parazitní kapacitní vazby nejvíce při vyšších kmitočtech a proto se takové obvody s tvarováním signálu při pracovním kmitočtu velmi těžko nastavují.

Při fázové metodě je výhodné přetváření nosného signálu ze sinusového tvaru na pravoúhlý, čímž je možno dosáhnout lepšího potlačení nosné. Polovodičové diody se v tomto případě vybírají na stejný odpor v závěrném směru a vyrovnává se odpor v přímém směru dodatečnými odpory. Hodnota dodatečného odporu má být desetkrát větší než vnitřní odpor diody. Při nosné signálu pravoúhlého tvaru lze dosáhnout již bez obtížného výběru diod potlačení nosné – 40 dB.

Druhou metodou zlepšující činnost modulátoru je pohlcování zbytku nosné přídatným krystalem.

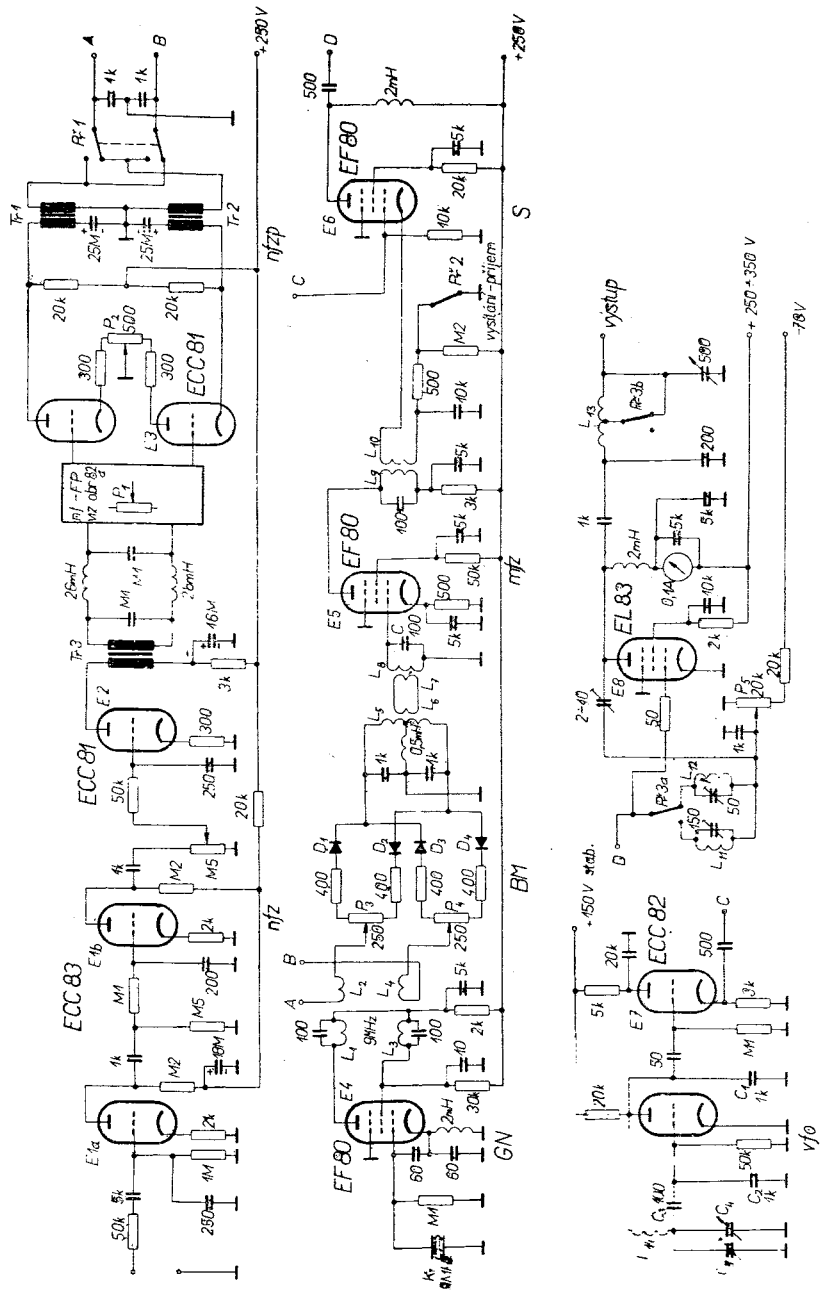
Potlačení nežádoucího postranního pásma. Doporučovaná úroveň je – 30 dB. Prakticky ve většině amatérských rádiových stanic se pohybuje v mezích od 25— do —35 dB. Rozptyl je způsobován potížemi při nastavování lineárních zesilovacích stupňů. Přílišné potlačování (např. filtry až na —60 dB) se stává nevyužitým. Vícefázové systémy jsou pro amatérské využití příliš komplikované, praktickým se jeví systém dvojfázový.

Šířka pásma. Šíře pásma u amatérské stanice je 2,5 až 3 kHz. Při fázové metodě je šířka pásma určována šíří pásma nf zesilovače. Omezení v nf části spektra dosáhneme použitím vazebních kondenzátorů o kapacitě do 500 pF. Omezení ve vf části spektra se dosahuje použitím filtrů s mezí propustnosti 2,5—3 kHz. Doporučit můžeme dvoubodové filtry, dávající velmi strmé boky.



Obr. 60. Úplné zapojení SSB vysíláče se součástkami pro nosnou 400—500 kHz

Příklad pro kmitočty krystalů: $Kr_1 = 440$ kHz, $Kr_2 = 443$ kHz, $Kr_3 = 10,6$ MHz, $Kr_4 = 24,9$ MHz, $Kr_5 = 440$, 5 kHz, $Kr_6 = 442$, 5 kHz, $Kr_7 = 442$, 5 kHz, $Kr_8 = 442$, 5 kHz, $Kr_9 = 442$, 5 kHz, $Kr_{10} = 442$, 5 kHz, $Kr_{11} = 2$ MHz. Filtry mezi stupni 470 kHz, $L_1 = 50$ μ H, 70 závitů, $L_2 = 10$ závitů, $L_3 = 70$ závitů, $L_4 = 12$ závitů, $L_5 = 32$ μ H, ϕ 35 mm, $L_6 = 50$ závitů, $L_7 = 25$ μ H - 40 m rezon. tlumivka, $L_8 = 6$ μ H - 20 m rezon. tlumivka, $L_9 = 3$ μ H - 14 m rezon. tlumivka, $L_{10} = 1,5$ μ H - 10 m rezon. tlumivka, $L_{11} = 18$ závitů - ϕ 0,07, $L_{12} = 180$ závitů - ϕ 0,25 Cu, L_{13} ladit. jádrem na kmitočt $f_{Kr_1} + f_{Kr_2}$



Obr. 82. Úplně zapojení SSB vysíláče pro 80m a 20m amatérské pásmo

nřz - nízkofrekvenční zesilovač, nřp - nízkofrekvenční zesilovač v protitaktu, GN - generátor nosné BM - vyvážený modulátor, mř - mezifrekvenční zesilovač, S - směšovač, vřo - vysokofrekvenční oscilátor, výstup je 2W k anodě nebo ke koncovému zesilovači. $L_1 = 3 \mu\text{H}$, asi 17 závitů na kv. drát o \varnothing 10 mm, 12 mm, 15 mm, 20 mm, 25 mm, 30 mm, 35 mm, 40 mm, 45 mm, 50 mm, 55 mm, 60 mm, 65 mm, 70 mm, 75 mm, 80 mm, 85 mm, 90 mm, 95 mm, 100 mm, 105 mm, 110 mm, 115 mm, 120 mm, 125 mm, 130 mm, 135 mm, 140 mm, 145 mm, 150 mm, 155 mm, 160 mm, 165 mm, 170 mm, 175 mm, 180 mm, 185 mm, 190 mm, 195 mm, 200 mm, 205 mm, 210 mm, 215 mm, 220 mm, 225 mm, 230 mm, 235 mm, 240 mm, 245 mm, 250 mm, 255 mm, 260 mm, 265 mm, 270 mm, 275 mm, 280 mm, 285 mm, 290 mm, 295 mm, 300 mm, 305 mm, 310 mm, 315 mm, 320 mm, 325 mm, 330 mm, 335 mm, 340 mm, 345 mm, 350 mm, 355 mm, 360 mm, 365 mm, 370 mm, 375 mm, 380 mm, 385 mm, 390 mm, 395 mm, 400 mm, 405 mm, 410 mm, 415 mm, 420 mm, 425 mm, 430 mm, 435 mm, 440 mm, 445 mm, 450 mm, 455 mm, 460 mm, 465 mm, 470 mm, 475 mm, 480 mm, 485 mm, 490 mm, 495 mm, 500 mm, 505 mm, 510 mm, 515 mm, 520 mm, 525 mm, 530 mm, 535 mm, 540 mm, 545 mm, 550 mm, 555 mm, 560 mm, 565 mm, 570 mm, 575 mm, 580 mm, 585 mm, 590 mm, 595 mm, 600 mm, 605 mm, 610 mm, 615 mm, 620 mm, 625 mm, 630 mm, 635 mm, 640 mm, 645 mm, 650 mm, 655 mm, 660 mm, 665 mm, 670 mm, 675 mm, 680 mm, 685 mm, 690 mm, 695 mm, 700 mm, 705 mm, 710 mm, 715 mm, 720 mm, 725 mm, 730 mm, 735 mm, 740 mm, 745 mm, 750 mm, 755 mm, 760 mm, 765 mm, 770 mm, 775 mm, 780 mm, 785 mm, 790 mm, 795 mm, 800 mm, 805 mm, 810 mm, 815 mm, 820 mm, 825 mm, 830 mm, 835 mm, 840 mm, 845 mm, 850 mm, 855 mm, 860 mm, 865 mm, 870 mm, 875 mm, 880 mm, 885 mm, 890 mm, 895 mm, 900 mm, 905 mm, 910 mm, 915 mm, 920 mm, 925 mm, 930 mm, 935 mm, 940 mm, 945 mm, 950 mm, 955 mm, 960 mm, 965 mm, 970 mm, 975 mm, 980 mm, 985 mm, 990 mm, 995 mm, 1000 mm.

Doporučená literatura

Bunimovič, Jajlenko: Těchnika ljubitelskoj odnopolosnoj radiosvjazi, Moskva 1964

Verzunov, Semenov, Lobanov: Odnopolosnaja modulacija, Moskva 1962

Štejn-Černjak/ Odnopolosnaja modulacija s pomoščju fazových schem, Moskva 1959

Články v časopisu Radio

Brauer/ Einseitenbandtechnik, Drážďany 1963

Články v časopisu Funktechnik a v časopisu Radio und Fernsehen

Stoner/ New Sideband Handbook, New York 1959

Časopis Proceeding IRE No 12/1956 – zvláštní číslo věnované technice SSB

Šíma/ Technika vysílání s jedním postranním pásmem a potlačenou nosnou vlnou – SSB – Amatérské Radio, 1959

Tamele/ Slučitelná jednopásmová modulace, Sdělovací technika, 1962

Obsah

Úvod

I. Základy modulace s jedním postranním pásmem (SSB)

1. Signál s jedním postranním pásmem	7
2. Poměr výkonů při AM a při modulaci SSB	12
3. Výhody modulace SSB	15
4. Modulační systémy SSB	17

II. Vysílač s filtrovou modulací a jeho hlavní části

1. Blokové schéma a části vysílače	19
2. Generátor nosného kmitočtu	21
3. Vyvážené modulátory (balanční)	23
a) triodové vyvážené modulátory	23
b) dvoutaktní vyvážený modulátor	27
c) vyvážený modulátor s nesymetrickým vstupem a výstupem	29
d) pracovní režimy elektronkových vyvážených modulátorů	31
e) diodové vyvážené modulátory	33
f) praktická schémata vyvážených modulátorů	41
g) potlačení nosné bez vyváženého modulátoru	43
4. Filtry	44
a) kapacitně-induktivní filtry	46
b) krystalové filtry	48
c) elektromechanické filtry	51
5. Směšovače	54
6. Lineární zesilovače	55
a) pracovní třídy lineárních zesilovačů	55
b) vliv nelinearity zesilovače na spektrum signálu	59
c) pracovní režimy a příčiny nelinearity zesilovačů	61
d) výpočet lineárního koncového zesilovače třídy B	65
e) lineární zesilovač s uzemněnou mřížkou	68
f) praktická zapojení lineárních zesilovačů	72

III. Vysílač s fázovou modulací a jeho odchylné části

1. Blokové schéma a části vysílače	78
2. Fázový posunovatel	84
a) vysokofrekvenční fázový posunovatel	85
b) nízkofrekvenční fázový posunovatel	87
3. Mnohofázová modulace.	90
4. Vyvážené modulátory k fázovým jednopásmovým budičům	92
5. Praktické zapojení vysílače	93

IV. Jiné metody vytváření SSB signálů

1. Fázově filtrová metoda	97
2. Syntetická metoda	100

V. Přídavná zařízení pro vysílač SSB

1. Automatické zapínání vysílače	103
2. Automatické udržování vysílací úrovně.	112
3. Synchronizace ladění přijímače a vysílače	114
4. SSB jednotky: přijímač-vysílač	115
5. Elektronické přepínače antény	116
6. Napájecí zdroje SSB aparatury	118

VI. Nastavování SSB vysílačů

1. Nastavování SSB budičů	123
2. Nastavování lineárních zesilovačů	130

VII. Příjem SSB signálů

1. Odolnost proti poruchám	137
2. Bloková schémata přijímačů SSB	139
3. Obnovení nosného kmitočtu.	146
4. Detekce SSB signálu	149
5. Automatické řízení zisku	163

VIII. Přístavky k získání SSB signálu

IX. Volba vysílacích elektronek pro SSB provoz

X. Perspektivy rozvoje SSB

Doporučená literatura	179
Obsah	181