

Úvod

Naše nová příručka má vyplnit mezeru v naší radio-technické literatuře – nedostatek publikací konstrukčního zaměření, obsahově vhodných pro pokročilé radioamatéry. Je zaměřena tak, aby obsáhla základní techniku amatérského pracoviště pro krátkovlnný provoz, a jejím cílem je informovat čtenáře o nejnovějších nebo osvědčených zapojeních v oboru přijímačů a vysílačů. Zároveň jsou popisovány zkušenosti, získané při konstrukci nebo provozu jednotlivých přístrojů.

Technika rádiového spojení pomocí krátkých vln dosáhla v posledních letech určité úrovně, která musí být závazná i pro amatérská zařízení. Proto je věnována mimořádná pozornost kmitočtové stabilitě oscilátorů, potlačení nežádoucích kmitočtů, jakosti modulace a klíčování. Stejně důsledně je řešena i otázka provozních vlastností zařízení při duplexním telegrafním provozu a telefonii s jedním postranním pásmem.

Zapojení jednotlivých dílů jsou uváděna odděleně, mnohdy bez přímé konstrukční souvislosti. Popis však vysvětluje jejich základní vlastnosti, takže pro žádaný druh provozu je možno sestavit z jednotlivých prvků celý přístroj. Ve skupinových i podrobných schématech jsou naznačeny společné vstupní, vazební, napájecí i výstupní body, které tento záměr usnadňují. Nedílnou součástí kapitol, které pojednávají o amatérských krátkovlnných vysílačích a přijímačích, je popis měřících metod při seřizování a provozní kontrole jednotlivých přístrojů.

Kniha není a nemá být učebnicí s teoreticky podloženým receptem na návrh a stavbu přijímače nebo vysílače, ani dějepisem amatérské radiotechniky. Proto jsou vybrána jen ta zapojení, která umožní při současném součástkovém základně a amatérskými prostředky dosáhnout co nejlepších výsledků.

I

SPOLEČNÉ PRVKY VYSÍLAČŮ A PŘIJÍMAČŮ

Vysílače i přijímače jsou převážně elektronická zařízení, v nichž některé části pracují za stejných nebo podobných podmínek. V úvodní kapitole budou takové obvody popsány a vysvětlena jejich funkce.

A. Tranzistory, nebo elektronky?

Rychlý vývoj polovodičových prvků přináší rychlejší a úspěšnější tranzistorizaci řady elektronických zařízení. Mezi ně nesporně patří i vysílače a přijímače. Všichni dobře známe kapesní nebo kabelkové rádiové přijímače, slyšeli jsme o tranzistorových televizorech i o jiných zařízeních s polovodiči. Při bližším pohledu zjistíme, že nejsou tranzistorizovány všechny obvody. Beze změn prozatím zůstávají obrazovky, indikátory vyladění, některé vysokonapěťové obvody apod.

Tranzistory, které mohou pracovat na kmitočtech nad 10 MHz, jsou v současné době ještě poměrně vzácné, v porovnání s elektronkami asi tak, jako E88CC a majákové triody. Je to způsobeno především nesmírnou složitostí a obtížností technologického procesu při získávání základní suroviny pro výrobu polovodičů – monokrystalů germania s přesně stanoveným procentem příměsí dalších kovů.

Obvody, kterými se budeme na dalších stránkách zabývat, jsou určeny převážně pro provoz na krátkých vlnách, na kmitočtech vyšších než 10 MHz. Je tedy zřejmé, že úkol tranzistorizace zařízení nelze řešit bez dostatečné – alespoň teoretické – zásoby vhodných polovodičových součástí.

Jaký je vůbec smysl a důvod použití těchto moderních prvků, je-li jejich výroba ve srovnání s elektronkami dražší, složitější a navíc vázána vysokou technickou úrovní výrobního podniku?

Výhody polovodičů jsou dány především jejich malými rozměry, které tvoří asi pětinu až desetinu rozměru elektronky se stejnými provozními parametry. Vynikající předností tranzistorů a usměrňovacích prvků, založených na bázi germania nebo křemíku, je skutečnost, že nepotřebují žhavicí příkon. Představme si, jaký zdroj musí napájet jen žhavicí vlákna řekněme dvou tisíc elektronek v počítačím stroji. U tranzistorů nebo polovodičových diod tato spotřeba odpadá a nadto ještě vlastní spotřeba stejného počtu tranzistorizovaných obvodů je menší než pouhý žhavicí příkon elektronek.

Máme tedy dvě základní hlediska, která odůvodňují použití polovodičů: malé rozměry a nízká spotřeba energie při okamžité provozní pohotovosti bez nažhavovací doby. Ekonomika

výstavby sdělovacích zařízení nám však ukládá další, zásadní kritérium: úspora energie, zmenšení rozměrů a váhy a hodnota provozní spolehlivosti musí být v rovnováze se zvýšením nákladů na výstavbu (to za prvé), přičemž dosažené výsledky po stránce provozních vlastností musí být alespoň stejné, jako u zařízení s elektronkami (to za druhé, jako samozřejmý předpoklad).

Ruku v ruce se zmenšováním aktivních prvků (tranzistorové zesilovače, klopné obvody apod.) musí jít i miniaturizace ostatních součástí – kondenzátorů, odporů, prepínačů, indukčních cívek a transformátorů. Souhrn všech dobrých vlastností těchto prvků dává teprve výsledný efekt tranzistorizace sdělovacích zařízení.

I-01 ŠUMOVÉ POMĚRY

I když se budeme převážně zabývat problematikou amatérských zařízení, není to důvod k tomu, abychom opomíjeli základní požadavky kvality zařízení, ale spíše naopak. Amatérské přístroje při pečlivém provedení mnohdy předčí zařízení tovární. Je to proto, že se můžeme specializovat na určitý typ přijímače nebo vysílače jednoduševého charakteru a věnovat dosti času dokonalému vyvážení všech jeho obvodů.

Měřítkem jakosti přijímače je úroveň jeho vlastního šumu, lépe řečeno citlivost přijímače při určitém poměru užitečného signálu k šumu na výstupních svorkách. Bylo by jisté přehnané tvrzení, že šumové poměry jsou nejdůležitější otázkou přijímače. Víme, že složky atmosférického a kosmického šumu mají v pásmu krátkých vln značnou úroveň, která převyšuje vlastní šum jakostního sdělovacího superhetu. Přesto si však nemůžeme dovolit zbytečné zvýšení šumové úrovně, ke kterému dochází při nevhodné volbě zapojení zesilovačů.

Šumět mohou nejen elektronky, ale i reálné složky všech impedancí včetně antény. V elektronkových zesilovačích je několik zdrojů šumu, z nichž nejpodstatnější je šum výstřelový, který vzniká nerovnoměrnostmi emise elektronů z katody každé elektronky. U vícemřížkových elektronek přistupuje šum rozdělování – nerovnoměrnosti v průletu a dopadu elektronů na jednotlivé mřížky elektronek. Je tedy pravidlem, že šumy vznikají chaotickým pohybem elektrických nábojů.

Tranzistory a všechny polovodiče odvozují své vlastnosti převážně z pohybu elektrických nábojů v určitých energetických

hladinách. Je právě otázkou dokonalosti výroby základního monokrystalu, jak dalece se podaří tento pohyb upravit, aby nepravidelnosti byly co nejmenší. Šumové vlastnosti běžných tranzistorů jsou většinou mnohem horší než u elektronek, kde máme navíc možnost volby různých typů i zapojení. Proto se u vysokofrekvenčních zesilovačů, které zpracovávají velmi nízká napětí, přidržíme klasických obvodů s elektronkami. Docílíme tím většího odstupu užitečného signálu od šumu elektronek a tím větší skutečné citlivosti přijímače. V ostatních částech přijímačů použijeme tranzistorových obvodů jen tehdy, žádáme-li malou spotřebu, váhu a rozměry, a podaří-li se nám dosáhnout požadovaných provozních vlastností.

V technice vysílačů zatím tranzistory ovládají pole výlučně u přenosných zařízení s malým výkonem do 10 W, dokonce i v pásmech velmi krátkých vln. Pokusy na tomto poli mají jisté svou důležitost. Tranzistory většího výkonu však sami nevyrobíme, a proto se zaměříme jen na zařízení elektronková. Budeme si o to více všimnout jakosti vysílání, ať již po stránce stálosti kmitočtu, nebo dokonalosti modulace a klíčování. Protože u vysílače jde většinou o zesilování nebo změny napětí vyšších hodnot, jsou úrovně šumů zanedbatelné.

I-02. ZISK A IMPEDANČNÍ PŘÍZPŮSOBENÍ

Při porovnání míry zisku nemusí některé tranzistorové zesilovače vykazovat vůči elektronkovým horší výsledky. Vhodnou volbou zapojení lze překonat i některé nevýhody tranzistorů. Jde především o jejich nízkou vstupní a výstupní impedanci. Zásadně však nelze použít např. běžných mezifrekvenčních pásmových propustí, určených pro elektronkové zesilovače, beze změn i pro polovodičové jednotky. Rovněž výstupní a vazební transformátory v oboru nízkých kmitočtů musí být řešeny v soulase s parametry tranzistorů. To vše předpokládá vytváření zvláštní součástkové základny pro použití polovodičových součástí.

Tyto otázky úzce souvisí s činitelem jakosti obvodů, hlavně tam, kde zpracováváme malá vř napětí. Poměrně nízký vstupní i výstupní odpor tranzistoru vnáší nutně vyšší podíl tlumivého odporu do rezonančních obvodů a snižuje činitele nakmitání i zisk na jeden zesilovací stupeň. Důsledkem je zvýšení počtu stupňů a růst vlastního šumu zesilovacího řetězu.

Dalším činitelem, který podstatně ovlivňuje řešení zesilovačů,

je přítomnost vnitřní vazby mezi vstupním a výstupním obvodem tranzistoru. Každá změna v zatěžovací impedanci posledního členu tranzistorového zesilovacího řetězu se vždy projeví i jako změna vstupní impedance prvního tranzistoru. Nelze tedy řešit obvody shodně s elektronkami. Kromě toho má tranzistor spíše charakter výkonového zesilovače a potřebuje určitý budící výkon.

B. Oscilátory

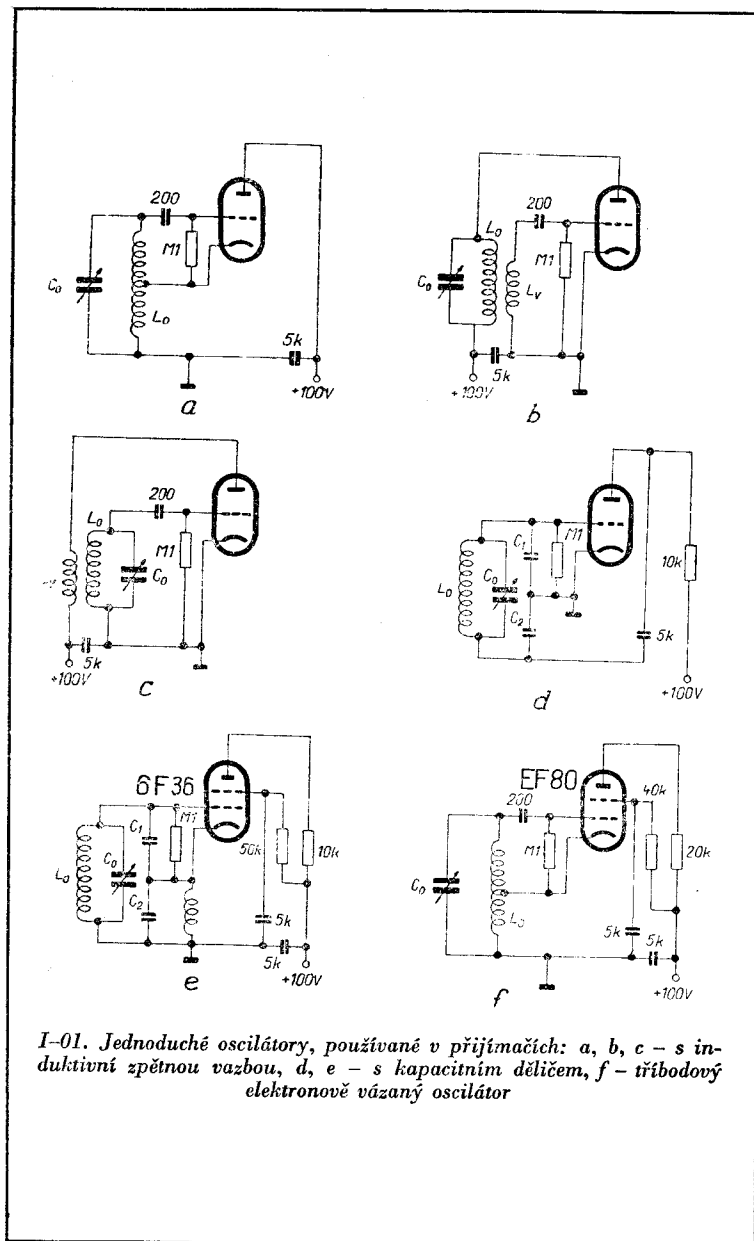
Ústředním problémem při návrhu vysílače i přijímače je otázka stálosti kmitočtu a jeho přesného nastavení. V obou případech jde především o způsob zapojení oscilátoru, který volíme podle kmitočtového rozsahu, druhu zařízení a způsobu provozu. Otázky stabilizace kmitočtu jsou neustále předmětem dalších výzkumů, i když je možno říci, že teorie zpětných vazeb byla v posledních letech – mimo jiné zásluhou československých odborníků – rozpracována do značné hloubky.

Dosažení velké stálosti kmitočtu oscilátoru není jen provozním požadavkem, protože usnadňuje vyhledání stanice i za velmi špatných příjmových podmínek, ale především nutností, diktovanou mezinárodními dohodami a doporučeními o technických vlastnostech vysílačů. Na druhé straně nestabilní oscilátor přijímače znemožní dobrý příjem i při silném signálu.

I-03. JEDNODUCHÉ LADITELNÉ OSCILÁTORY

Zapojení uvedených na obr. I-01 a, b, c používáme především v přijímačích, kde potřebujeme značně velkou rozladitelnost – v poměru kmitočtů 1 : 2 až 1 : 3. Jde vesměs o zapojení s induktivní zpětnou vazbou. V důsledku toho se mění i amplituda generovaného střídavého napětí při ladění směrem k vyšším kmitočtům. Podle toho musíme volit i zapojení a druh směšovače a nastavit jeho pracovní podmínky tak, aby v žádném bodu rozsahu nedošlo k přetížení nebo naopak k nedostatečné injekci napětí ve směšovacím obvodu.

Základní podmínkou dobré funkce a vyhovující stabilnosti kmitočtu je co nejmenší výkon odebraný z oscilačního obvodu, stabilizace všech stejnosměrných napětí a někdy i žhavicího

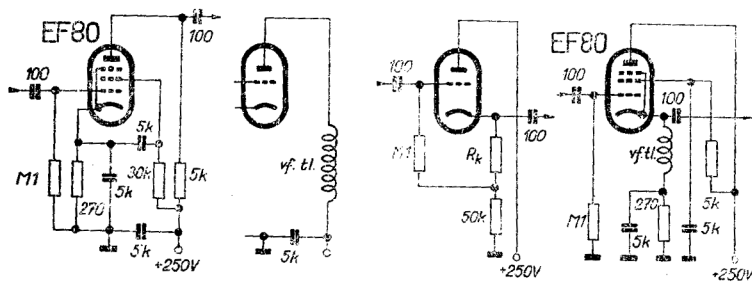


I-01. Jednoduché oscilátory, používané v přijímačích: a, b, c – s induktivní zpětnou vazbou, d, e – s kapacitním děličem, f – tříbodový elektronově vázaný oscilátor

proudu. Samozřejmostí je i dokonalé a pevné mechanické provedení všech dílů a součástek oscilátoru, umístění rezonančního obvodu do pevného stínícího krytu a jeho ochrana před působením silných střídavých elektromagnetických polí v okolí transformátorů, tlumivek apod. Všechny součástky oscilátoru mění pod vlivem tepla své rozměry, což u indukčností a kapacit způsobuje zmenšení nebo zvětšení jmenovitých hodnot a tím posun kmitočtu. Proto rezonanční obvod oscilátoru umísťujeme vždy do nejchladnějších míst šasi.

Velmi vhodná je teplotní kompenzace kondenzátory s různými teplotními součiniteli. Návod, jak kompenzaci provést, nelze dát – jen radu: zkoušíme střídavě zapojovat paralelně k obvodu několik keramických kondenzátorků s různým teplotním součinitelem (poznají se podle barvy, ale označení výrobci velmi často mění), ochlazujeme a ohříváme obvod v okolí pracovní teploty a sledujeme posun kmitočtu na dobrém přijímači. Snažíme se dosáhnout, aby alespoň v rozmezí $\pm 5^\circ \text{C}$ se kmitočet neměnil. V NDR postupují podobným způsobem i při tovární výrobě teplotně závislých nebo naopak nezávislých kondenzátorů z keramických slitin a tato experimentace vždy přináší nejlepší výsledky [L 16].

Na obr. I-01d je oscilátor s kapacitním děličem v obvodu zpětné vazby. Používá se v přijímačích poměrně zřídka, protože dělič C_1C_2 značně zvyšuje počáteční kapacitu rezonančního obvodu a tím také zmenšuje poměr nejnižšího kmitočtu k nejvyššímu. Je však velmi oblíbeným zapojením, používaným v nejjednodušších přenosných vysílačích, kde je poněkud upraveno podle obr. I-01e. Použití pentody umožňuje oddělení přímé vazby výstupního obvodu oscilátoru a přenos kmitů se uskutečňuje elektronovou vazbou mezi třítodovým oscilačním obvodem katoda – řídicí mřížka – stínící mřížka a anodou



I-02. Oddělovací zesilovače

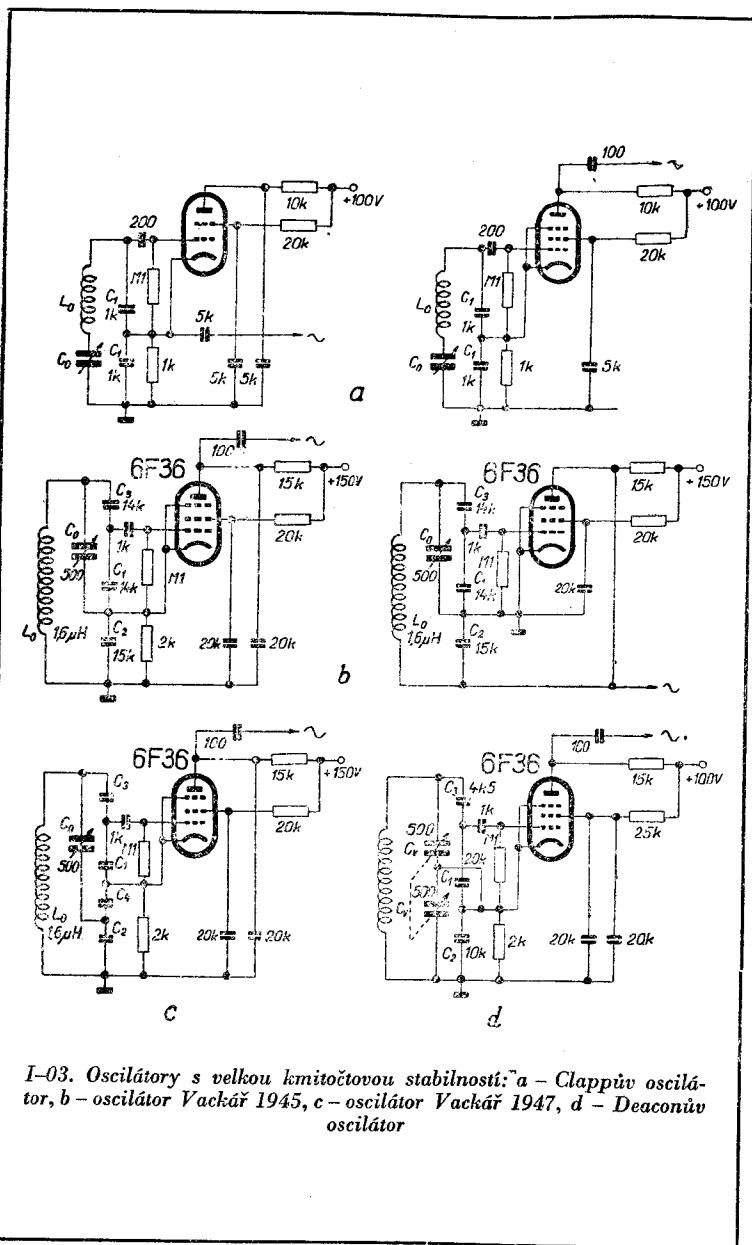
elektronky. Pro dosažení maximální stabilnosti kmitočtu je nutno volit kapacitu děliče C_1, C_2 co největší, použít elektronky s velkou strmostí a samozřejmě dodržet všechny dříve popsané podmínky, včetně nízkého, stabilizovaného napětí anody i stínící mřížky. Obdobnou úpravou vzniklo zapojení elektronově vázaného třítodového oscilátoru (obr. I-01f).

Všechna dosud uvedená zapojení oscilátorů mají jednu společnou nevýhodu: při kapacitní nebo induktivní vazbě s dalším obvodem, jehož rezonanční kmitočet je blízký kmitočtu oscilátoru, dochází ke strhování kmitů oscilátoru a tím ke snížení stálosti kmitočtu. Proto u jakostních přijímačů a v každém případě u řídicího oscilátoru vysílače zařazujeme vždy za oscilátor neladěný (aperiodický) zesilovač, nejlépe katodový sledovač. Tím podstatně stoupne čistota tónu při telegrafním provozu a značně se omezí nepravidelné přeskoky kmitočtu. Několik druhů oddělovacích zesilovačů a jejich zapojení je na obr. I-02.

I-04. LADITELNÉ OSCILÁTORY S VELKOU STÁLOSTÍ KMITOČTU

V budičích vysílačů a ve speciálních přijímačích se používá odlišných zapojení oscilátorů, jejichž rozladitelnost je poněkud menší, obvykle v poměru kmitočtů 1 : 1,3 až 1 : 2. V takovém případě lze snáze docílit stálé velikosti zpětné vazby a tím i stejné amplitudy střídavého napětí v celém rozsahu. Další podmínkou stálosti kmitočtu je připojení elektronky do vazebních bodů s nízkou impedancí, aby byl omezen vliv změn statických i dynamických kapacit elektronky na parametry rezonančního obvodu.

Zapojení oscilátoru na obr. I-03a, nazvané podle vynálezce J. K. CLAPPA, se na první pohled zdá složitější, než terau je ve skutečnosti. Má velmi dobré vlastnosti, pokud jde o stálost kmitočtu. Podmínkou je co největší činitel jakosti indukční cívky. Ladičí kapacitu C_0 volíme co nejmenší, abychom obsáhli právě jen požadované pásmo kmitočtů s malou rezervou. Dbáme přitom, aby poměr minimálního a maximálního kmitočtu nebyl o mnoho větší než 1 : 1,2, protože amplituda kmitů tohoto oscilátoru klesá se třetí mocninou kmitočtu [V 1]. Zapojení je navrženo pro pásmo 1,75 až 2,0 MHz, pracuje však spolehlivě i na kmitočtech do 10 MHz, kdy je nutno vyrobít indukční cívku ze stříbřeného drátu o průměru alespoň 1,5 mm na keramickém tělísku. Průměr má být alespoň 20 mm, stoupání



I-03. Oscilátory s velkou kmitočtovou stabilitou: a - Clappův oscilátor, b - oscilátor Vackář 1945, c - oscilátor Vackář 1947, d - Deaconův oscilátor

4 až 6 mm. Tělisko i drát před navíjením nahřejeme a dobře upevníme oba konce. Nastavení správné indukčnosti provádíme připájením odbočky u mřížkového konce cívky. Zásadně nesmíme zkratovat závity a nepoužíváme feritových nebo železových jader, aby se nezmenšovala činitel jakosti. Pro kmitočty do 2 MHz stačí smaltovaný měděný drát 0,6 až 1,0 mm, závit vedle závitu. Průměr stínícího krytu má být větší než dvojnásobek průměru cívky. Kryt pokud možno stříbríme a uzemníme do společného bodu s ladicím kondenzátorem. Podrobný návod najdou zájemci v literatuře [L 17].

Střídavé napětí odebíráme z katody elektronky oscilátoru. Vzniklá záporná zpětná vazba přispívá ke stabilizaci amplitudy kmitů. Zapojení s elektronovou vazbou dává sice vyšší napětí, může však zavádět fázové posuvy vlivem harmonických kmitočtů a tím snížit stálost kmitočtu. Za oscilátor vždy zařazujeme oddělovací zesilovač a snažíme se vyhnout klíčování těchto dvou stupňů.

Elektronka musí mít statickou strmost alespoň 6 mA/V. Anodové napětí stabilizujeme a jeho velikost volíme co nejmenší. V kapacitním děliči použijeme kondenzátorů s nízkým teplotním součinitelem - nejlepší jsou kvalitní slídkové. Jejich hodnotu nesmíme upravovat škrábáním, protože tím vzrůstá jejich ztrátový činitel. Nenasazuje-li oscilátor kmitu, zvětšíme anodové napětí, např. ze 75 V na 100 V, nebo zmenšíme capacity děliče až o 20 %. Nevedou-li ani tato opatření k úspěchu, má cívka nízký činitel jakosti, nebo je vadná elektronka.

Další zapojení (obr. I-03b, c) byla vyvinuta v Československu. Jejich autorem je JIŘÍ VACKÁŘ, který také odvodil některé podmínky zpětných vazeb a stability oscilátoru [L 1]. Obě zapojení se vyznačují vysokou stálostí kmitočtu a amplitudy napětí a navíc můžeme poněkud snížit požadavky na činitele jakosti indukční cívky, aniž by se znatelně měnily podmínky oscilací. Obě zapojení se liší jen vhodností použití pro různé kmitočty. Oscilátor typu VACKÁŘ 1945 (obr. I-03b) pracuje spolehlivě na kmitočtech 0,8 až 6,0 MHz s rozladěním až 1 : 3.

Zapojení typu VACKÁŘ 1947 (obr. I-03c) lze snadno realizovat pro kmitočty 1 až 7 MHz s rozladěním 1 : 2,4. Nevýhodou pro amatérskou konstrukci je nutnost izolace statoru i rotoru ladicího kondenzátoru od kostry zařízení a tím i použití izolované ladicí osy. V obou schématech jsou detailně zakreslena zapojení doporučená autorem a naznačeno i upravené zapojení s uzemněným rotorem ladicího kondenzátoru.

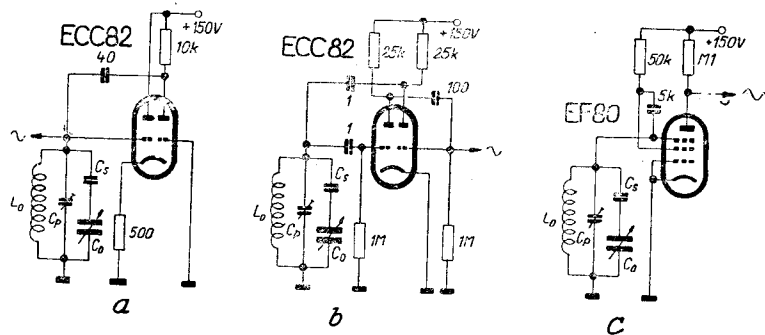
Indukční cívku vyrobíme podle zásad, popsanych u Clappova

oscilátoru. Konečnou kapacitu ladicího kondenzátoru volíme poměrně velkou, aby kapacity děliče C_1 C_2 a C_1 C_2 C_4 byly co největší (prakticky při kmitočtech do 5 MHz $C_1 = 3000$ pF). Podle toho vypočteme indukčnost L_0 [V 2]. Tuto nepřesnost si můžeme dovolit hlavně tam, kde jde o malá rozladění, asi 1 : 1,5, kdy podmínka pro indukčnost L_0 není nijak kritická. Amplitudu kmitů udržujeme co nejmenší volbou anodového napětí. Překmitaný oscilátor je nestabilní. Vazbu a tím i amplitudu kmitů zvětšíme zmenšením kapacit C_1 a C_2 ve stejném poměru. Tolerance kondenzátorů může být až 15 %, aniž by se změnil pracovní podmínky oscilační elektronky. V základním zapojení lze použít i triod.

DAVID DEACON (G3BCM) vyzkoušel podobné zapojení oscilátoru (obr. I-03d). Je vhodné pro vysílače a vyžaduje dvojitý ladicí kondenzátor. Zásady návrhu a výpočtu [V 3] ani princip a vlastnosti se v podstatě neliší od posledních dvou zapojení.

V poslední době se často používá zapojení oscilátorů se dvěma elektronkami ve funkci záporného odporu [L 2]. Docílují stabilnosti značně nižší než zapojení Vackářova, mají však jen dva přípojně body a je možno volit poměr L/C téměř libovolně. Tato výhoda se uplatní především v přijímačích, kde se zmenší počet přepínacích bodů. Návrh pracovních podmínek je vázán především vlastnostmi použitých elektronek a je dosti složitý. Příklady zapojení na obr. I-04a, b naznačují možné řešení.

Dalším oscilátorem s dvoubodovou vazbou je tranzitronové zapojení s pentodou, které využívá negativního odporu mezi druhou a třetí mřížkou pentody. Pracuje s dostatečnou stálostí kmitočtu do 1,5 MHz (obr. I-04c).

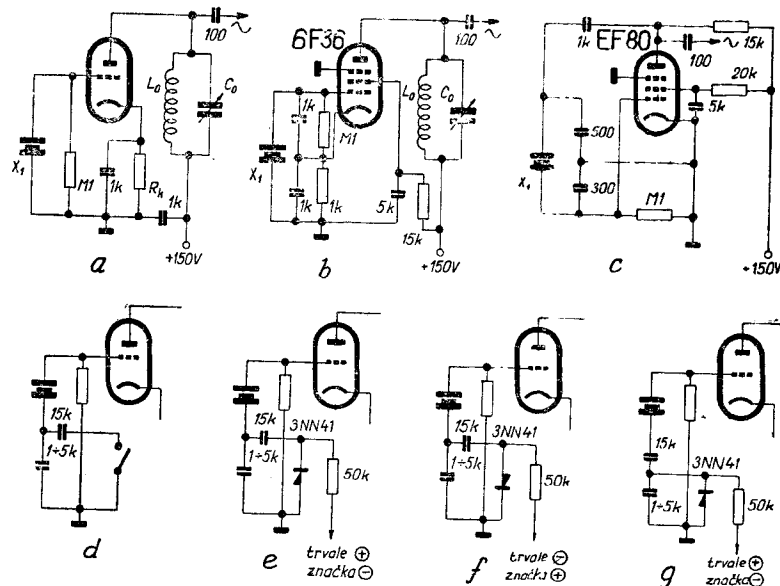


I-04. Oscilátory s elektronkou ve funkci záporného odporu: c – tranzitronový oscilátor

I-05. PEVNĚ LADĚNÉ OSCILÁTORY

V přijímači i vysílači potřebujeme i oscilátory, jejichž kmitočet je neproměnný, nebo se mění jen o malou hodnotu, řádově $1/100$. V těchto případech používáme především zapojení uvedených na obr. I-01d nebo I-03a.

Mnohem větší stálost kmitočtu mají oscilátory, řízené kmitajícím křemenným výbrusem (krystalem). Jejich zapojení je



I-05. Oscilátory, řízené výbrusem křemenného krystalu: a – Millerův oscilátor, b – Perceův oscilátor, c – zapojení TRI-TET pro násobky kmitočtu krystalu, d, e, f, g – elektrický posuv oscilačního kmitočtu

velmi jednoduché, pokud nechceme dosáhnout stálosti kmitočtu řádově vyšší než $5 \cdot 10^{-5}$. Příklady jsou uvedeny na obr. I-05a, b, c. Malých změn kmitočtu docílíme zařazením sériové kapacity ve větví krystalu, ovšem za cenu určitého zmenšení stability. Zapojením podle obr. I-05d docílíme změny v mezích stovek Hz. V některých případech je třeba ovládat změnu kmitočtu napětově. Umožní to sériové zařazení polovodičové nebo vakuové diody s kladným předpětím katody (obr. I-05e), nebo záporným předpětím anody (obr. I-05f). Menší z obou sériových kapacit posouvá kmitočet. Po přivedení obráceného polari-

začního napětí v obvodu diody vede dioda proud, přemostí svým malým vnitřním odporem menší kapacitu a tím vytvoří zkrat pro vysoké kmitočty. Oscilátor pak kmitá na jmenovitém kmitočtu. Zapojení na obr. I-5g je jen přízřibou jiným provozním požadavkům. Podmínkou správné činnosti deviačního obvodu je dostatečně velké polarizační napětí diody, alespoň dvakrát větší, než je střídavé napětí na kondenzátoru.

Krysta ový výbrus někdy nesnadno nasazuje kmitu. Stačí však malé pevné mřížkové předpětí, získané např. spádem napětí na katodovém odporu, aby se omezil náběhový mřížkový proud a krystal se rozkmitá. Ve vysílači musíme volit způsob klíčování krystalového oscilátoru velmi pečlivě, neboť někdy velmi tvrdě nasazuje kmitu a způsobuje zákmitu silně rušící okolní kmitočty. Výhodné je klíčování některého dalšího stupně např. závěrným napětím řídicí mřížky. Při nastavení pracovních podmínek měříme mřížkový proud oscilační elektronky a postupně zvyšujeme anodové napětí, u pentod i napětí stínící mřížky. Nasazení kmitů se projeví mřížkovým proudem, který má u pentod dosahovat hodnot asi 0,2 mA, u triod je poněkud vyšší. Hodnotu odporu první mřížky elektronky volíme podle použití oscilátoru. Při využití základního kmitočtu zvyšujeme, při harmonických kmitočtech snižujeme velikost odporu řídicí mřížky a napětí stínící mřížky.

Oba členy děliče v Pierceově zapojení mají mít stejnou hodnotu. Zmenšením kapacity mezi katodou a mřížkou se zvětšuje činitel zpětné vazby. Příčná impedance děliče je menší u strmých elektronek, naopak při použití triod s malou statickou strmostí jsou obě kapacity poměrně malé, řádově 30 až 100 pF (velká příčná impedance).

I-06. VŠEOBECNÉ ZÁSADY NÁVRHU OSCILÁTORU

Každý oscilátor obsahuje nejméně jeden aktivní prvek, elektronku nebo tranzistor. Pokud sledujeme klasickou techniku zapojení, používáme vždy elektronky s velkou strmostí, např. 6F36, EF 80, ECF 82, 6Ž4 apod., a současně hledíme, aby jejich anodový proud a tím i výkon oscilátoru byl co nejmenší. Z oscilátoru nesmíme odebírat žádný výkon, abychom nezhoršovali stálost kmitočtu, a přitom oscilační elektronka vždy nějaký výkon odevzdává. Zákon o zachování energie platí i zde – dodaný výkon musí být spotřebován. Není-li vyzářen ve formě elektromagnetického vlnění,

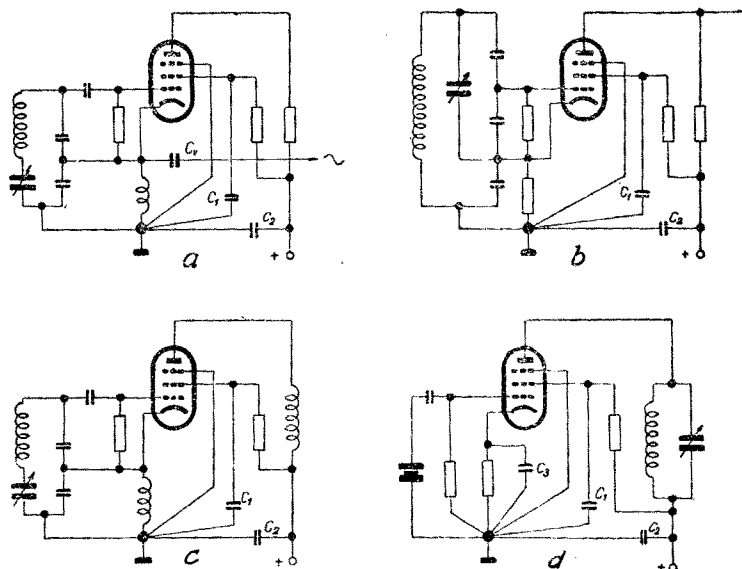
tedy aktivně, dochází k pasivní spotřebě v okruhu indukčnost – kapacita, a tím se tyto součásti zahřívají a dochází ke změnám jejich jmenovitých hodnot. Proto je zde požadavek malých proudů elektronky a zanedbatelného výkonu oscilátoru.

Při použití tetrod a pentod se někdy projevuje pozvolné unášení kmitočtu nebo jeho nabíhání při klíčování katodového obvodu. Nepomáhá-li teplotní kompenzace, musíme kontrolovat, zda proud stínící nebo řídicí mřížky není příliš velký. Nadměrné ohřívání těchto elektrod průtokem proudu mění jejich rozměry a tím i vnitřní statické kapacity elektronek. Velmi náchylné k tomuto zjevu jsou elektronky 6L31, dokonce i při zachování doporučených provozních podmínek. Obvykle postačí k nápravě radikální zmenšení napětí stínící mřížky a zvětšení mřížkového svodu. Většina elektronek pracuje zcela spolehlivě při napětí zdroje 75 až 150 V (např. při stabilizaci napětí pomocí doutnavek typu 11TA31, 14TA31 nebo 11TF25).

Často diskutujeme o vhodnosti zařazení sériových odporů v okruhu stínící mřížky a anody elektronky oscilátoru. Mezi amatéry dosud panuje názor, že při klíčování způsobují tyto odpory nabíhání kmitočtu a zhoršení stabilitnosti. Rozborem činnosti elektronky oscilátoru však zjišťujeme, že nejvýhodnějších podmínek docílujeme při provozu elektronky ve třídě A nebo AB₁. Tehdy využíváme maximální strmosti charakteristiky a navíc je zaručena nezávislost stejnosměrné složky anodového proudu na amplitudě oscilací. Proto ani přerušení katodového okruhu elektronky a jeho opětné spojení nemůže mít za následek změnu podmínek oscilací. Nabíhání kmitočtu je vždy způsobeno proudovým přetížením elektronky nebo kolísáním napětí stejnosměrného zdroje. Naopak je vhodné při stabilizaci napájecích napětí zařadit do kruhu stínící mřížky sériový odpor, kterým upravíme její napětí na žádanou hodnotu, vždy asi o třetinu menší než napětí na anodě. Podmínkou je dobré vř uzemnění stínící mřížky pomocí bezindukčního kondenzátoru, nejlépe keramického, s kapacitou alespoň 2000 pF u kmitočtů nad 1 MHz. Na obr. I-06 je znázorněn způsob zapojení svodových kondenzátorů u různých typů oscilátorů.

Velmi důležité je zapojení kapacit, označených C₂. Každý rezonanční obvod, vř tlumivka nebo pracovní odpor v anodovém okruhu elektronky musí být kapacitně uzemněn, pokud možno nejkratší cestou a do společného bodu s ostatními svodovými cestami. Elektronkou neprotéká jen stejnosměrný proud, u něhož nezáleží na délce cesty, po níž se uzavírá, ale

i střídavá vf složka proudu, která musí mít cestu co nejkratší a vždy uzavřenou v jednom bodě. Nestáčí spoléhat na změněn do různých bodů kostry zařízení, každé prodloužení dráhy vf proudů vnáší fázové posuvy, parazitní modulaci bručivými napětími a tím i nestabilitu do obvodu oscilátoru. Proto kapacitně uzemňujeme i tzv. „studené“ konce rezonančních obvodů, které sice nenesou vf napětí, jimiž však protéká vysokofrekvenční proud.



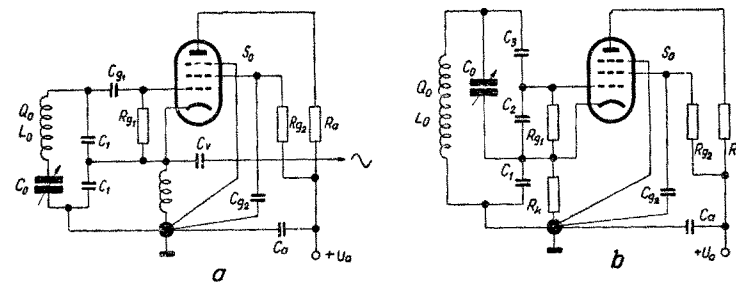
I-06. Spojování svodových kondenzátorů do jednoho bodu

Zbývá otázka, jak nastavit pracovní podmínky elektronky do třídy A nebo AB. Nejnázornější vysvětlení podává obr. I-07, ke kterému není třeba dalšího komentáře.

Důležitým prvkem zapojení oscilátoru je ladicí kondenzátor. Na jeho konstrukčním provedení velmi záleží. Vybíráme robustní provedení s kuličkovými ložisky, třecím vývodem rotoru a velkou vzduchovou mezerou mezi plechy, pokud možno s keramickou izolací statoru a rotoru. Nevhodné jsou kondenzátory s hliníkovými, nýtovanými plechy, které se snadno uvolňují.

Pro některá zapojení potřebujeme poměrně malou změnu kapacity proměnného kondenzátoru, např. 20–30 pF, při malé

počáteční kapacitě. Speciální kondenzátory těchto vlastností jsou na trhu zřídka. Pokud provádíme mechanickou úpravu běžných otočných kondenzátorů, nikdy nerozebíráme stator. Vyjmeme pouze rotor a opatrně lupenkovou pilkou odřízneme potřebný počet desek u osy a v koncovém uchycení. Při opětovném sestavení vyfoukneme piliny stlačeným vzduchem, omyjeme celý kondenzátor benzinem nebo tetrachlorem, rotor



I-07. Postup nastavení pracovních podmínek oscilátoru (ve spojení s tabulkou)

STAV	Q_0	C_2, C_1	R_{g1}	R_{g2}	R_a	U_a	S_0
Nekmitá	(5) zvětšit	(2) zmenšit	ponechat	(3) zmenšit	ponechat	(1) zvětšit	(4) zvětšit
Překmitán	ponechat	(2) zvětšit	(4) zvětšit	(3) zvětšit	(5) zmenšit	(1) zmenšit	ponechat
Nestabilní Nenasazuje	(5) zvětšit	(3) zmenšit C 1	ponechat	(2) mírně zmenšit	ponechat	(1) mírně zvětšit	(4) zvětšit

pečlivě vystředíme, zakápneme středící matky lakem a namažeme ložiska kapkou čistého oleje.

Menších změn docílíme zapojením sériových a paralelních kondenzátorů, které vypočteme podle vzorců v poslední kapitole této knihy [V 4]. Uvedený způsob je označován jako elektrická úprava nebo též elektrické rozvinutí ladění. I když se názory odborníků různí, skutečnost je taková, že je elektrická úprava snazší, dokonce i výhodnější tím, že zařazením malé sériové kapacity a teplotní kompenzací se podstatně zvyšuje stabilita proměnného kondenzátoru. Například původní kondenzátor o kapacitě 12 až 220 pF se stabilitou 1 : 500

běžného provedení vykazuje po zařazení sériové kapacity 20 pF výslednou změnu kapacit 8 až 18 pF se stabilitou řádu $2 \cdot 10^{-4}$. Podmínkou jsou ovšem jakostní keramické kondenzátory s malým ztrátovým činitelem, dobře upevněné na keramické liště. Tato zásada je ostatně společná pro všechny kondenzátory v kmitavých obvodech.

Při návrhu oscilátoru vysílače se vždy snažíme vyhnout přepínačům a pohyblivým dotekům, které časem stárnou a způsobují nepravidelné změny kmitočtu. Stříbřené doteky černají, jakmile nevyloučíme styk s chemicky aktivními látkami v ovzduší. U přijímače je tato otázka složitější, přepínače obvykle nelze vypustit. Proto je zásadou přepínat vždy co největší část rezonančního obvodu, aby proudy tekoucí přepínačem byly co nejmenší. Každé dotekové pero přepínače vyžaduje neustálou péči a čištění, nejlépe trichloretylenem nebo tetrachloridem uhličitým, nikdy ne pilníkem. Nejvhodnější jsou rotační více-segmentové přepínače s keramickou konstrukcí statoru a rotoru.

C. Měníče kmitočtu

Ve vysokofrekvenční sdělovací technice se v širokém měřítku uplatňují různá zapojení měničů kmitočtu. Název přesně nevystihuje obsah jejich činnosti, protože ke změně kmitočtu dochází i v násobících a dělicích stupních. U měničů kmitočtu jde především o zpracování dvou střídavých napětí, většinou s odlišným kmitočtem. Produktem měniče je třetí napětí, jehož amplituda i kmitočtové spektrum jsou odvozeny z původních dvou složek.

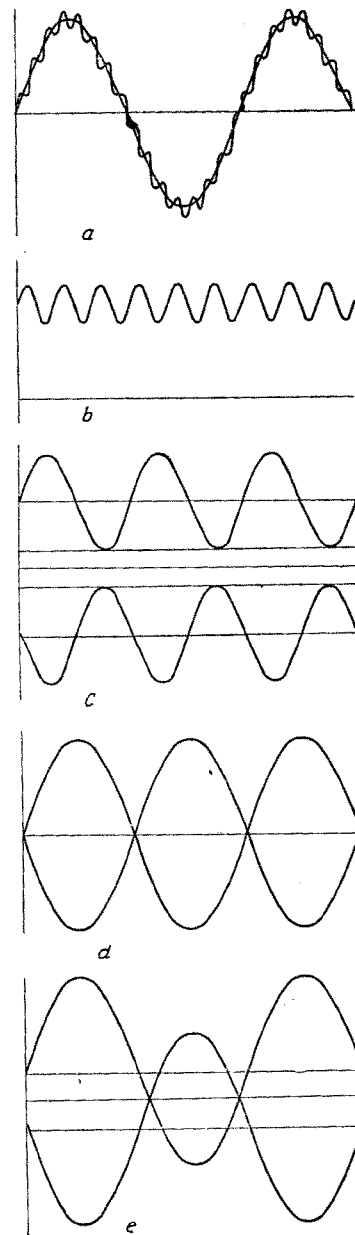
Při této příležitosti je vhodné vysvětlit některé pojmy z oboru vzájemného působení dvou napětí, protože jde většinou o výrazy, převzaté z cizích jazyků.

Superpozice je součet dvou střídavých napětí na lineárním členu (odpor, kapacita, indukčnost). Jsou to obvykle napětí kmitočtově značně rozdílná a říkáme, že vyšší kmitočet je superponován na nižším. Nevznikají harmonické složky obou napětí ani jiná deformace průběhu. Obě napětí lze snadno oddělit elektrickými filtry nebo výhybkami (obr. I-08a). Stejný význam má pojem *superpozice* střídavého napětí na stejnosměrné složce (obr. I-08b). Charakteristickým znakem při pozorová-

ní na oscilografu je skutečnost, že výsledný průběh obou napětí není symetrický podle vodorovné osy.

Modulace je změna amplitudy nosného (modulovaného) napětí v rytmu modulujícího kmitočtu. Poměr kmitočtů je přibližně stejný jako v předchozím případě. Při lineární modulaci nevznikají harmonické obou kmitočtů, ale jen jejich součet a rozdíl. Nižší z obou kmitočtů je obvykle během modulačního procesu potlačen ve výstupním obvodu. Charakteristickým znakem při pozorování na oscilografu je dokonalá symetrie podle vodorovné osy.

Při nelineární modulaci vznikají vyšší harmonické obou kmitočtů, jejich součty a rozdíly a součet a rozdíl harmonických a obou základních kmitočtů. Podmínkou modulace je přítomnost nelineárního členu (elektronka, dioda, přesycený transformátor apod.). Oba kmitočty po uskutečnění modulačního procesu nelze oddělit filtry, ale pouze demodulačním procesem (obr. I-08c). Modulující napětí nemusí být sinusové, dokonce ani ne střídavé. (Televizní vysílač je modulován sledem im-



I-08. Znárodnění tvaru oscilogramu dvou napětí za různých podmínek: a - superpozice dvou střídavých napětí, b - superpozice střídavého a stejnosměrného napětí, c - amplitudově modulované vf napětí, d - amplitudová modulace s potlačeným nosným kmitočtem, e - částečné potlačení nosného kmitočtu

pulsů se stejnosměrnou složkou.) Při modulaci dvou sinusových průběhů vzniká kmitočtové spektrum čtyř složek: f_1 , f_2 , $(f_1 + f_2)$ a $(f_1 - f_2)$.

Zvláštním pochodem při modulaci je *potlačení nosného kmitočtu*. V tomto případě ve výsledném spektru chybí jedna složka a zůstanou pouze nesymetricky vzniklé složky součtové a rozdílové, které tvoří tzv. postranní modulační pásma. Jinak má obvod typické vlastnosti modulovaného stupně.

Všechny popisované vlastnosti se týkají pouze amplitudové modulace. Kmitočtová a fázová modulace vzniká za jiných podmínek a modulační pochod i spektrum je podstatně složitější.

Při pozorování amplitudově modulovaného napětí na oscilografu při potlačené nosné vlně je charakteristickým znakem souměrnost podle obou os a ostré průchody nulovou úrovní (obr. I-08d). Částečné potlačení nosného kmitočtu se projeví velmi zřetelnou změnou (obr. I-08e). Pro všechny příklady byl zvolen shodný nižší kmitočet.

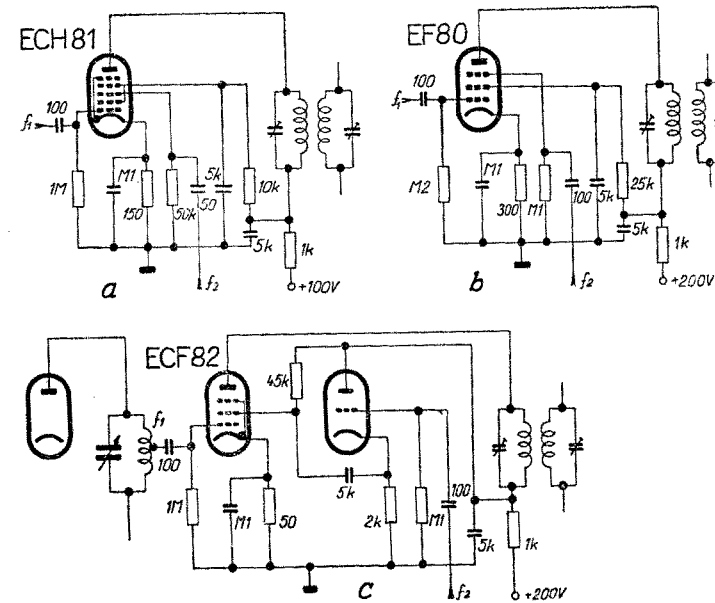
Interference je svým vznikem příbuzná směšování. Český výraz je *zázněj*. Interferující napětí jsou obvykle kmitočtové velmi blízká, liší se jen v jednotkách příslušného řádu kmitočtů a amplitudou. Nejznámější je interference dvou vln napětí, $f_1 = 465$ kHz a $f_2 = 466$ kHz (případ mezifrekvenčního signálu v přijímači se záznějovým oscilátorem). Výsledkem je rozdílový kmitočet 1 kHz, který je slyšitelný, ačkoliv oba původní kmitočty neslyšíme. Charakteristickým znakem při sledování průběhu zázněje dvou sinusových napětí je symetrie podle vodorovné i svislé osy, protože výsledný průběh je rovněž sinusový. Nutným předpokladem vzniku zázněje je přítomnost nelineárního prvku. Při zázněji dvou nf kmitočtů vznikají akustické rázy, jejichž četnost je dána opět rozdílem obou kmitočtů. Při podrobném rozboru interference zjistíme, že jsou ve spektru přítomny jak obě základní složky, tak jejich součet a rozdíl.

Konverze neboli *směšování* kmitočtů vzniká na obecně nelineárním prvku (diody, vícemřížkové elektronky). Může být slučovací (aditivní) nebo násobková (multiplikativní). Vzniká široké spektrum kmitočtů s obsahem součtů, rozdílů a násobků obou původních kmitočtů i jejich vyšších harmonických.

Mezi měniče kmitočtu zařazujeme především směšovače a vyvážené modulátory, s nimiž se seznámíme v této kapitole.

V rozhlasových přijímačích se často setkáváme se zapojením směšovače s heptodou nebo hexodou. Signálové napětí a napětí oscilátoru jsou přiváděna na různé mřížky elektronky. Její pracovní charakteristiky jsou nelineární, blíží se tvarem parabole a lze dokázat, že jedním článkem směšovacího procesu je násobení obou kmitočtů. Kromě součinů objevuje se ovšem v anodovém proudu i značný podíl součtových a rozdílových složek obou původních napětí, která na sebe nemají přímý vliv. Ani kapacitní vazba není příliš velká, protože mezi první a třetí mřížkou, kam se přivádějí obě směšovaná napětí, je stínící druhá a čtvrtá mřížka. To je třeba přičíst k výhodám zapojení podle obr. I-09a.

Šumové vlastnosti heptody jsou však vzhledem k velkému počtu elektrod velmi špatné. Převládá složka tzv. šumu rozdělování. Podíl šumu elektronky vzhledem k velikosti mf signálu můžeme zanedbat při směšování dvou napětí řádu jednotek voltů. To však v přijímači není možné vzhledem k omezené



I-09. Zapojení multiplikativního směšovače: a – s heptodou, b, c – s pentodou

délce pracovní části charakteristik a poměrně malému zesílení vř stupňů. Heptodový směšovač dodává až osmkrát větší šumové napětí než vř zesilovač s běžnou pentodou. Z těchto důvodů používáme směšovače s heptodou jen v přijímačích nižších tříd, s malou citlivostí a ve směšovacích budičích vysílačů.

Multiplikativní směšovač s pentodou má šumové vlastnosti podstatně lepší. Funkční princip je zhruba stejný (jen matematické odvození jiné) jako v předchozím případě. Injekce napětí oscilátoru do třetí mřížky, která nesmí být spojena s katodou, je po stránce oddělení obou signálů výhodnější (obr. I-09b) než injekce do druhé mřížky, kdy je výhodné zařadit za oscilátor oddělovací katodový sledovač. Pracovní odpor sledovače však musí být malý a vazební kapacita velká, aby byly splněny podmínky funkce pentody (obr. I-09c). S výhodou lze použít moderní sdružené elektronky ECF82. Velikost napětí oscilátoru snadno řídíme změnou hodnoty katodového odporu sledovače.

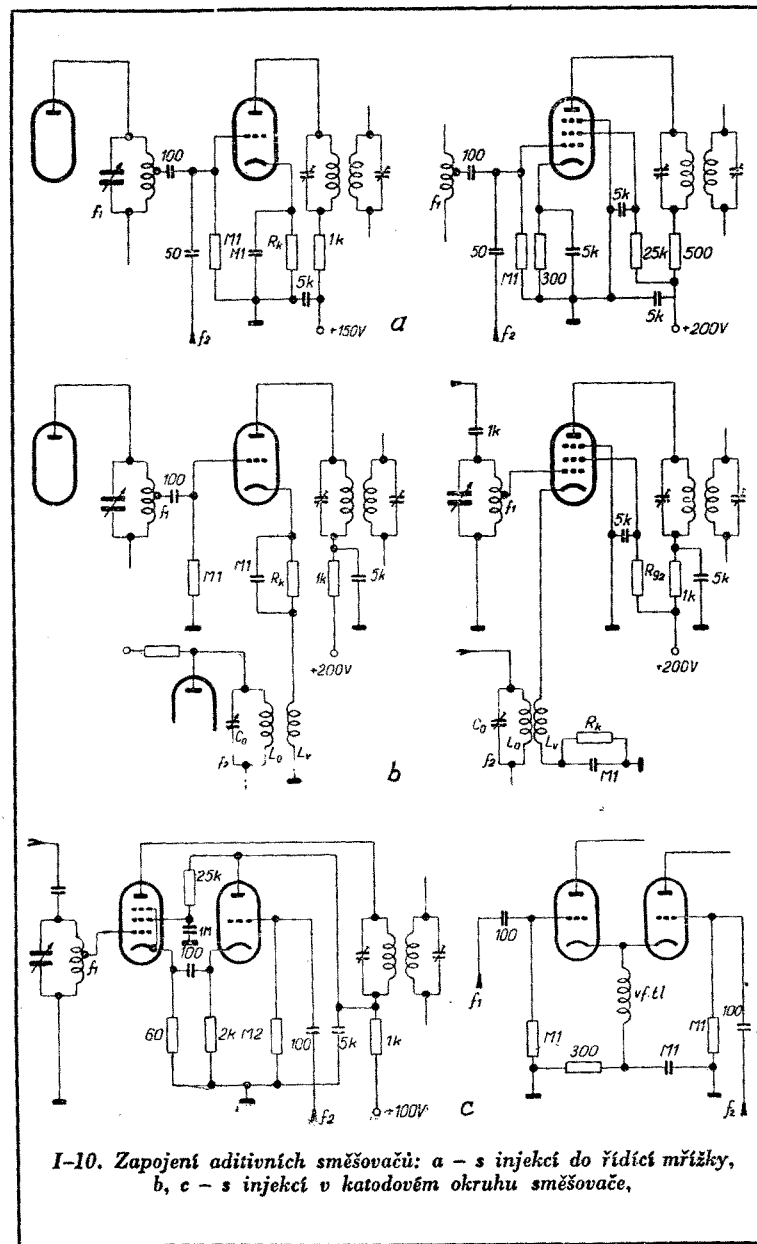
Tento druh směšovačů není sice příliš citlivý na velikost injikovaného napětí oscilátoru, ale přesto je nutno doporučit zkoušku změnou velikosti vazební kapacity oscilátoru a směšovače při průměrné velikosti napětí signálu. Vazbu nastavíme na maximální velikost mezifrekvenčního napětí.

Zisk multiplikativního směšovače závisí na směšovací strmosti použité elektronky. U heptod a hexod je udána v tabulkách, u pentod se pohybuje kolem čtvrtiny statické strmosti. Vybíráme vždy pentody s malým šumem a velkou strmostí, např. E180F, ECF82, 6Ž4. Správnému výběru elektronek odpovídají i dosažené výsledky.

I-08. ADITIVNÍ SMĚŠOVAČE

Při současném připojení dvou střídavých napětí na řídicí mřížku elektronky dochází za vhodných podmínek k jejich sečtení (adici). Tím se vytvoří kmitočtové spektrum, které kromě obou základních složek obsahuje v důsledku zakřivení charakteristik elektronky i vyšší harmonické složky obou napětí a rovněž jejich součty a rozdíly. Stejného výsledku dosáhneme připojením jednoho napětí na řídicí mřížku a druhého do série s katodovým okruhem elektronky (obr. I-10a, b).

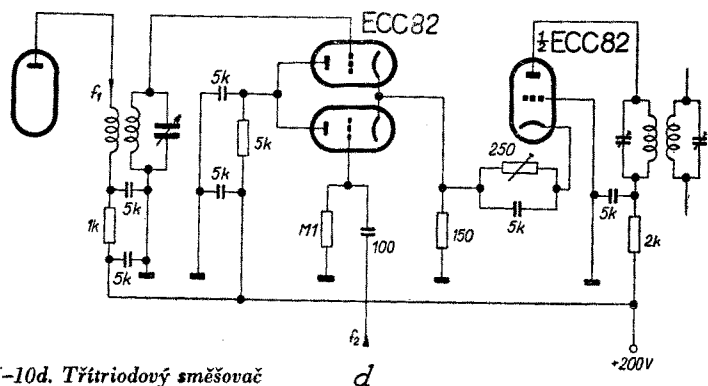
Na první pohled je zřejmé, že dochází k poměrně těsné vazbě laděných obvodů v anodě oscilátoru a mřížce směšovače a tím ke vzájemnému ovlivňování, o kterém již bylo pojednáno ve



I-10. Zapojení aditivních směšovačů: a - s injekcí do řídicí mřížky, b, c - s injekcí v katodovém okruhu směšovače,

stati o oscilátorech. Zde je tedy na místě při požadavku vyšší stability zařazení katodového sledovače (obr. I-10c).

Zajímavým, i když poněkud nákladným řešením je použití tří triod, upravené podle zapojení, které navrhl M. G. GROSBY



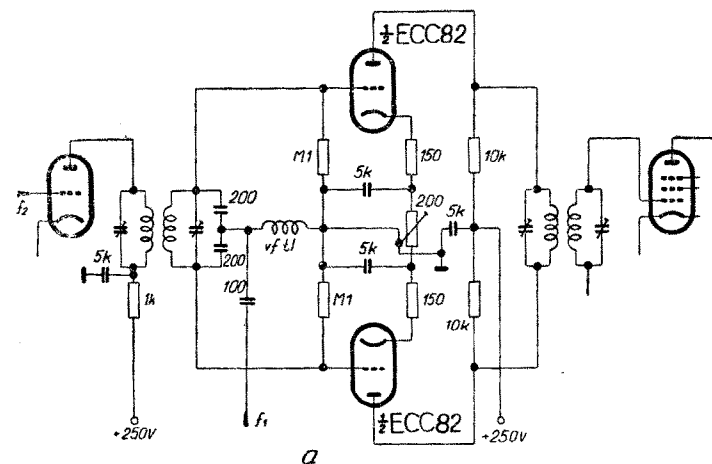
I-10d. Třítriodový směšovač

[L 3]. Směšovací proces se uskutečňuje v katodovém okruhu elektronky E 3, napájeném dvěma katodovými sledovači. Tento obvod je značně univerzální a setkáme se s ním ještě v dalších aplikacích (obr. I-10d).

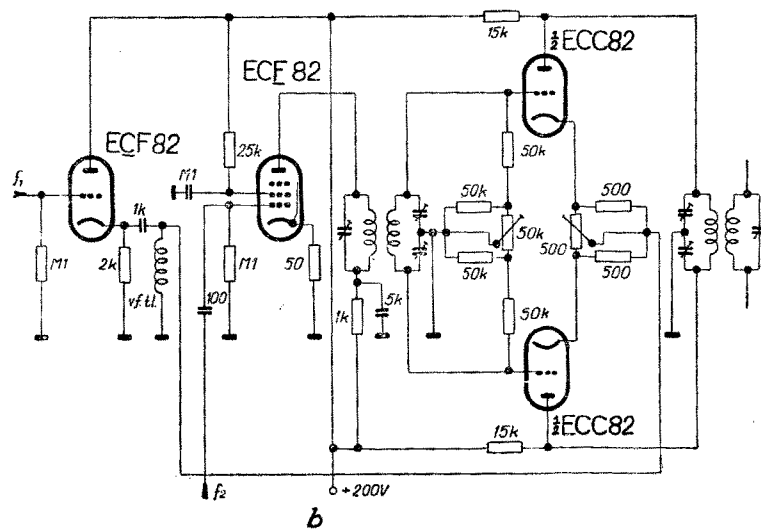
I-09. VYVÁŽENÉ SMĚŠOVAČE

Tam, kde směšujeme dvě napětí kmitočtově velmi rozdílná, používáme obvykle vyvážených směšovačů. Základní proces je stejný jako u jednoduchých směšovačů, avšak souměrným zapojením anodového obvodu a nesouměrným připojením jednoho vř napětí dosáhneme jeho potlačení až o 40 dB. Této techniky často používáme v budičích moderních vysílačů a v zařízeních pro provoz s jedním postranním pásmem.

Na obr. I-11a je zapojení aditivního vyváženého směšovače se dvěma triodami. Mřížky obou elektronek jsou buzeny v protifázi dvěma napětími f_2 stejného kmitočtu a amplitudy, fázově navzájem posunutými o 180° . Současně do společného bodu obou mřížek přivádíme napětí o kmitočtu f_1 , takže obě mřížky jsou tímto druhým napětím buzeny soufázově. Souměrný anodový rezonanční obvod je naladěn na rozdíl obou kmitočtů, takže nižší kmitočet f_2 je potlačen útlumem obvodu, zatímco



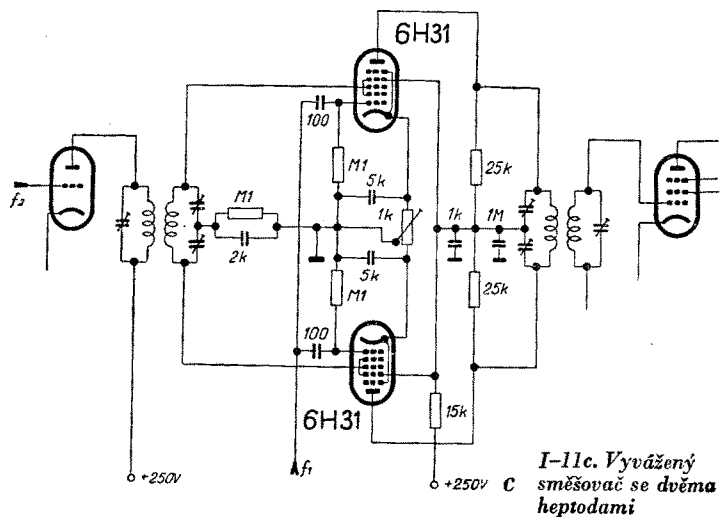
a



b

I-11. Zapojení vyvážených směšovačů: a, b - se dvěma triodami,

vyšší kmitočet f_1 se v souměrném obvodu vyruší. Podmínkou pro správnou činnost směšovače je dokonalé vyvážení jak pracovních podmínek, tak kapacitních vazeb obou elektronek. Proto musí být obě triody naprosto shodné. Malé rozdíly



vyrovnáme nastavením potenciometru R_k tak, aby pronikání kmitočtu f_1 do výstupního obvodu bylo co nejmenší.

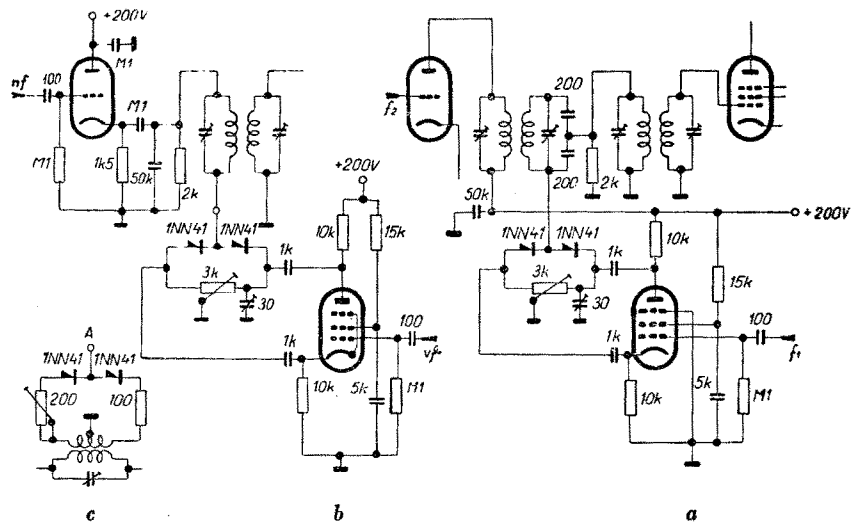
Podobné zapojení je uvedeno na obr. I-11b. Mřížkový obvod je shodný s předcházejícím příkladem až na potenciometr, kterým nastavujeme symetrii předpětí. Potenciometrem 50 k Ω upravujeme malé rozdíly v umístění pracovního bodu elektronek a poměr napětí o kmitočtu f_2 na obou katodách elektronek.

V budičích vysílačů můžeme bez obav použít i multiplikativního směšovače se dvěma heptodami, protože jejich šumový podíl ve srovnání se signálem je malý. Zapojení I-11c je opět voleno se zřetelem na dokonalé potlačení obou základních kmitočtů. V obzvláště dokonalých přístrojích doplňujeme směšovač řízením poměru amplitud druhých a čtvrtých mřížek. Tím můžeme lépe potlačit nežádoucí kmitočty.

Ve všech uvedených případech se snažíme zachovat podmínku, že f_1 je značně vyšší než f_2 ; pokud je jeden z kmitočtů proměnný, je výhodné, aby to byl právě kmitočet f_1 . Velikost obou napětí se pohybuje od jednoho do šesti voltů podle použitých elektronek.

I-10. VYVÁŽENÉ MODULÁTORY

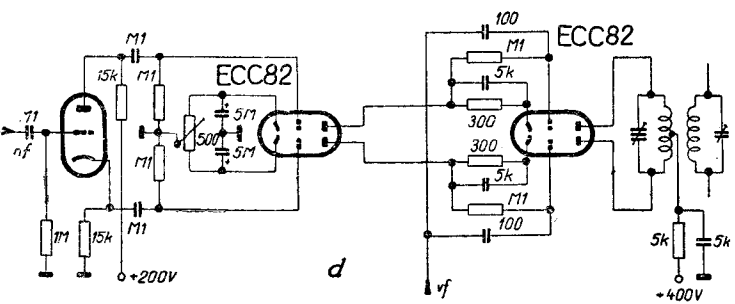
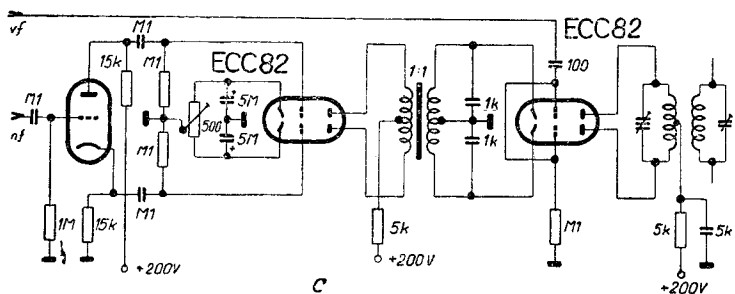
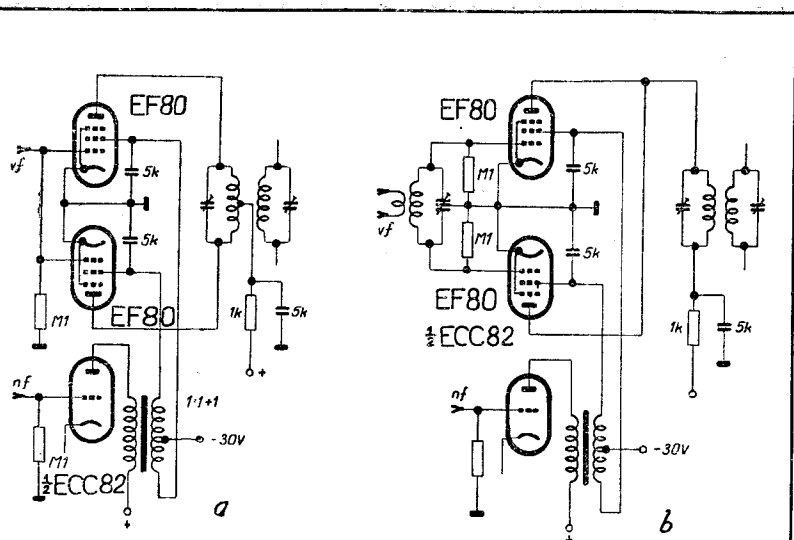
Vyváženému směšovači je velmi podobné zapojení vyvážěného modulátoru. V některých případech jsou oba systémy zahrnovány do stejné kategorie, protože mohou zpracovat jak dvě vf napětí, tak jedno vf a jedno nf napětí. Bylo by možno citovat celou řadu různých zapojení, která potlačují jeden nebo oba přiváděné kmitočty a vytvářejí pouze jejich kombinační produkty.



I-12. Zapojení vyvážěných modulátorů (a, b, c)

Příkladem dvojího použití vyvážěného modulátoru je obr. I-12. Zapojení I-12a pracuje jako měnič kmitočtu. Podmínkou však je, aby kmitočet f_1 byl alespoň třikrát vyšší než f_2 , jinak nastává přímá vazba mezi oběma pásmovými propustmi. Používá se hlavně při směšování mf kmitočtu 450 kHz v budiči pro provoz SSB s kmitočtem prvního oscilátoru, např. 4,35 MHz.

Na obr. I-12b je totéž zapojení, použité pro získání dvou postranních pásem (DSB) a potlačení nosného kmitočtu. V tomto případě jde o sériový vyvážěný modulátor, kde je nf napětí z katodového sledovače E_1 zapojeno v sérii s diodovým modulačním obvodem, na který je souměrně přivedeno vf napětí z katodového invertoru E_2 . Vysokofrekvenční proud

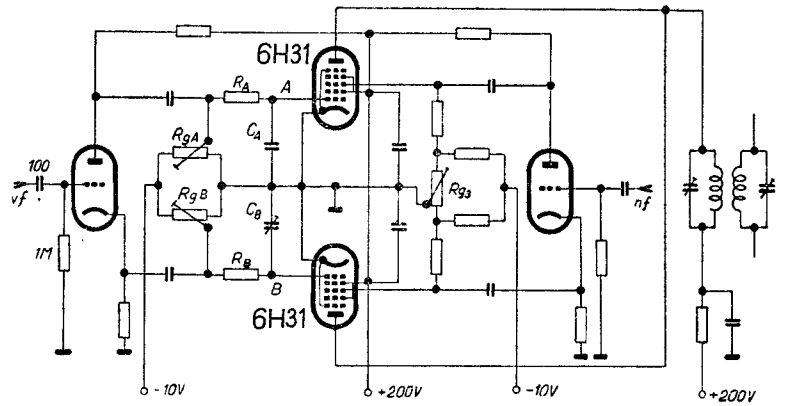


I-13. Zapojení vyvážených modulátorů (a, b, c, d)

protéká vazební cívkou v rytmu spínacího účinku obou diod, současně polarizovaných nízkofrekvenčním napětím, a indukuje v laděném sekundárním obvodu L_2C_2 napětí obou postranních modulačních pásem. Nosný vf kmitočet se na diodovém obvodu ruší. Tento stav lze přesně nastavit symetrizačním potenciometrem a vyvažovací kapacitou invertoru. Obdobné zapojení modulačního obvodu se sériovým řízením souměrnosti je na obr. I-12c. Invertor je vypuštěn a souměrné vf napětí získáváme vazební cívkou s uzemněným středem.

Rovněž další zapojení na obr. I-13 jsou podobná vyváženým směřovačům. Rozdíl je jen v tom, které elektrody jsou zapojeny souměrně, a ve způsobu připojení obou napětí. Nevýhody nf transformátoru odstraňuje zapojení I-13d s kaskádním řazením nf řetězu se stejnosměrnou vazbou.

Potlačení nosného kmitočtu závisí v plné míře na souměrnosti zapojení. Příklad všech opatření, kterými toho dosahujeme, je na obr. I-14. V bodech označených A a B musí být napětí amplitudově shodné a fázově rozdílné přesně o 180° , pokud to dovolí tolerance použitých součástí. Ke zlepšení výsledků je v bodě B zapojen fázovací člen $R_B C_B$, který umožňuje změnu fázového posuvu v mezích 10° až 30° . V bodě A je zapojen fázovací člen $R_A C_A$ s pevně nastaveným posuvem asi 20° . Změnou velikosti kapacity C_A lze vyrovnat fázový rozdíl symetrických napětí v mezích $\pm 10^\circ$. Amplitudy obou napětí řídíme potenciometry R_{gA} a R_{gB} . Rozdíly ve tvaru charakte-

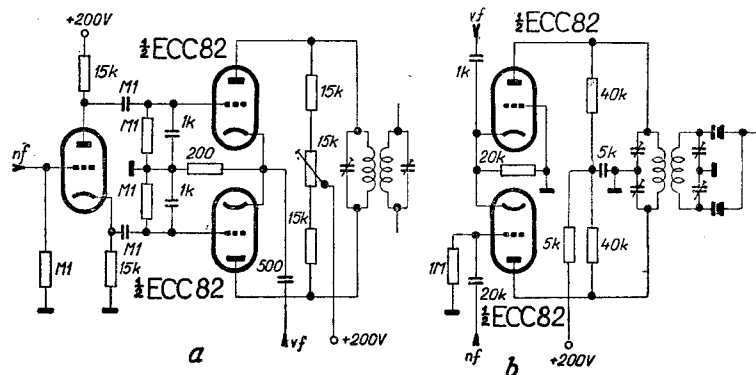


I-14. Korekční prvky vyváženého modulátoru

ristik obou elektronek vyrovnáme poměrem předpětí třetích mřížek potenciometrem R_{g3} . Paralelním spojením obou anod odpadá nutnost neutralizace.

Všechna tato opatření jsou poněkud luxusní, avšak výsledky při provozu SSB jsou vynikající. Účinnost všech zapojení je velmi nízká, řádově 5 až 10 %, a proto vždy pracujeme s nízkou úrovní signálů – nejvýše kolem 6 V.

Z triodových zapojení si všimneme ještě dvou dalších: na obr. I-15a s injekcí vf napětí do společného bodu obou katod a symetricky přivedeným nf napětím, a na obr. I-15b zapojení

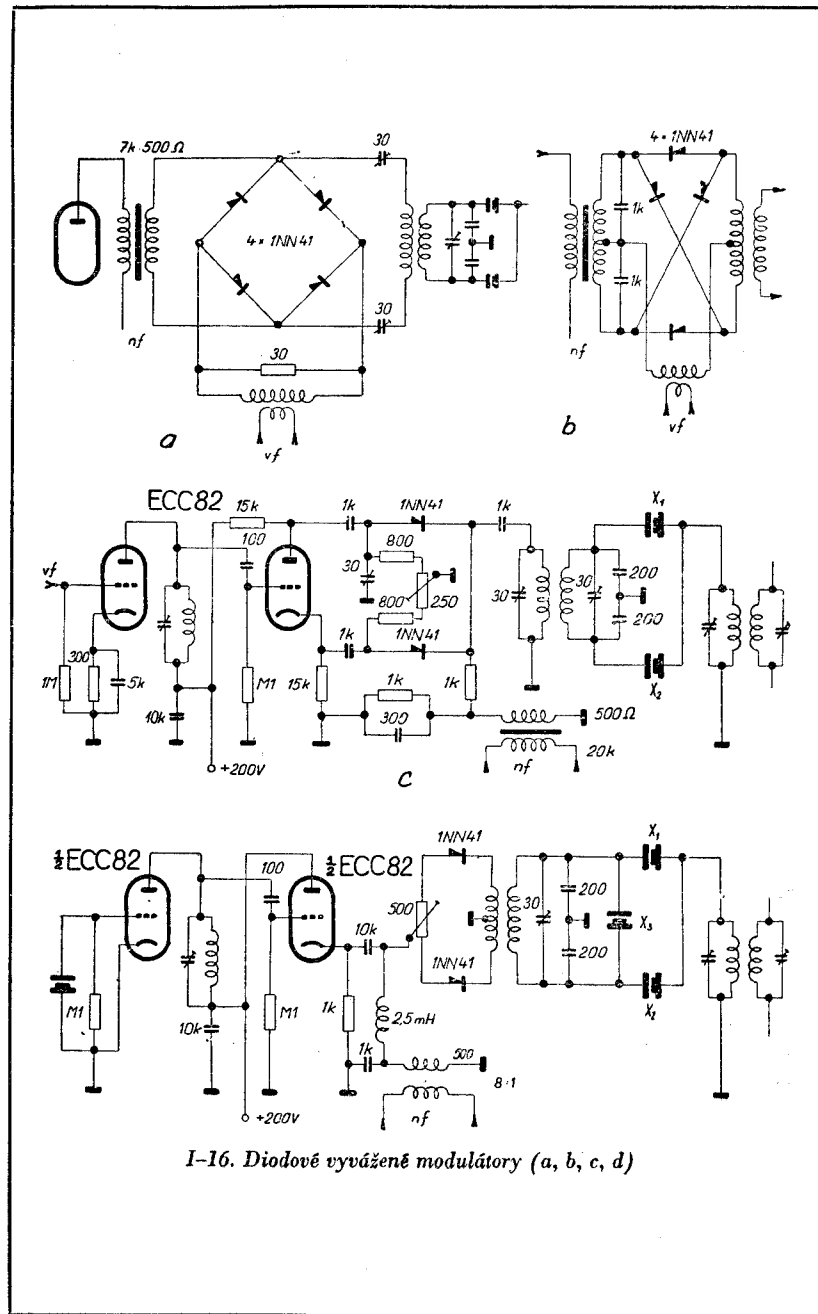


I-15. Využité modulatory s triodami (a, b)

s nesymetrickými vstupy obou napětí. Vf napětí je přivedeno na katody obou elektronek, zatímco nf napětím je buzena řídicí mřížka horní elektronky. Na neblokovaném katodovém odporu vzniká budící nf napětí pro dolní elektronku, která pracuje v zapojení s uzemněnou mřížkou. Anodový obvod je symetrický a při dokonalém vyvážení dobře potlačuje vstupní vf napětí. Je naznačeno i připojení pásmové propusti s krystaly. Linearita vzniklých postranních pásem je poněkud horší, avšak pro zařízení s malým výkonem zcela vyhovuje.

Velkou skupinu vyvážených modulatorů tvoří zapojení, ve kterých jsou jako modulační členy použity diody, ať již vakuové, nebo germaniové a křemíkové. Lze jimi snadno dosáhnout potlačení nosného kmitočtu o více než 40 dB.

S jedním z těchto zapojení jsme se již seznámili na obr. I-12, další jsou uvedena na obr. I-16. První je tzv. kruhový modulator, u něhož jsou obě napětí přiváděna do úhlopříček diodového můstku. Výstupní okruh je rovněž souměrný. Ka-



I-16. Diodové vyvážené modulatory (a, b, c, d)

pacitami 30 pF doladíme primár pásmové propusti na kmitočet postranního pásma. Druhé zapojení pracuje shodně a je ekvivalentní předchozímu. Záměnou vstupních a výstupních bodů obou napětí vznikl článek se zkříženými členy, a proto byly upraveny i napájecí okruhy. Třetí zapojení bylo odvozeno vypuštěním dolní poloviny diodového můstku. V_f napětí zůstává souměrné, n_f napětí je přiváděno nesouměrně. Důležité je kapacitní přemostění sekundáru nízkofrekvenčního transformátoru, aby byla uzavřena cesta pro vysokofrekvenční proudy. Trimrem 30 pF vyvažujeme nerovnováhu kapacit katodového sledovače.

Na obr. I-16d je velmi jednoduché řešení vyváženého modulatoru. Obě napětí jsou přivedena nesouměrně do společného bodu středícího potenciometru. Výstup diodového modulatoru je souměrný, takže při vyvážení potlačuje obě základní napětí. Připojený krystalový filtr potlačuje jedno postranní pásmo a harmonické kmitočty vzniklé při modulaci.

D. Pásmové propusti a filtry

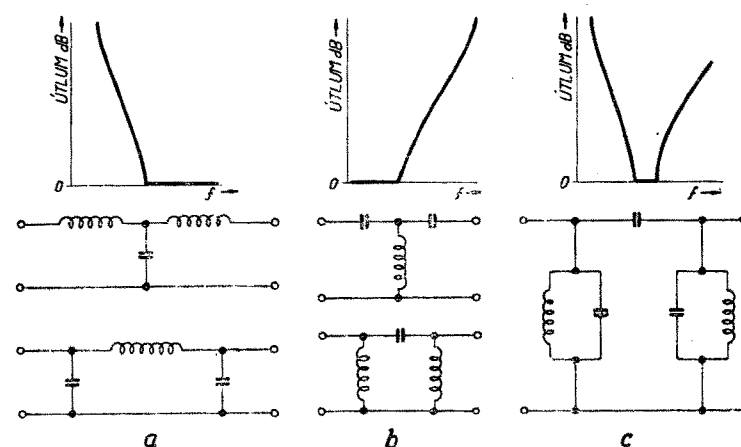
V přijímačích a v budičích vysílačů objevuje se často požadavek vytvořit takový obvod, který by propouštěl určité pásmo kmitočtů bez znatelného útlumu a ostatní kmitočty nižší i vyšší podstatně potlačoval. Takovými obvody jsou pásmové propusti. Na obr. I-17 jsou idealizované charakteristiky některých důležitých druhů propustí, užívaných v radiotechnice, spolu se zapojením obvodů [L 4].

I-11. VSTUPNÍ PÁSMOVÉ PROPUSTI PŘIJÍMAČE

V obvodech vstupních zesilovačů přijímače používáme pásmových propustí poměrně zřídka. U přijímačů pro nízké kmitočty je však obtížné získat dostatečnou šířku pásma propustnosti vstupních obvodů pro telefonní provoz. Rezonanční obvody mají poměrně velký činitel jakosti a tím strmé boky rezonanční křivky s úzkým vrcholem. V těchto případech zařazujeme místo jednoduchého obvodu LC laděnou pásmovou propustí (obr. I-18a), i když tím vzrůstá počet sekcí proměnného

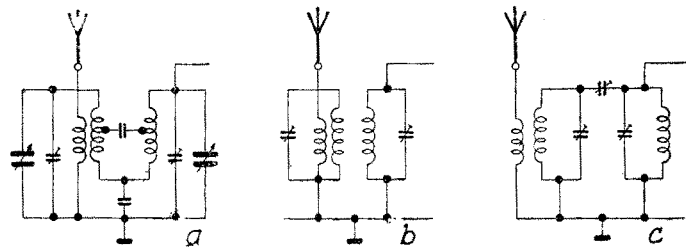
kondenzátoru. Při větším rozladění (až 1 : 2,5) se značně mění velikost činitele vazby, proto musí být použito takové kombinace vazebních členů, která tyto změny vyrovnává.

Na krátkých vlnách je šířka pásma propustnosti dostatečná



I-17. Zapojení a idealizované charakteristiky propustí: a – hornofrekvenční propust, b – dolnofrekvenční propust, c – pásmová propust

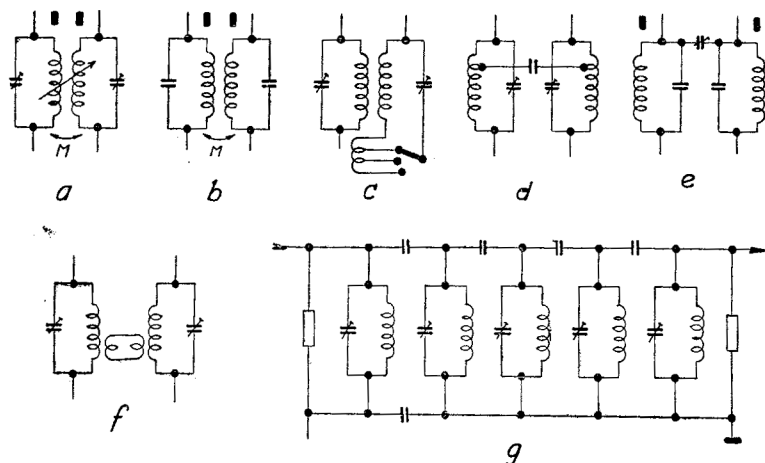
a je určena především mezifrekvenčními obvody. Chceme-li se vyhnout doladování vstupních obvodů při malém rozladění, používáme opět pásmové propusti, tentokrát neladěné, s jednoduchou kapacitní nebo induktivní vazbou (obr. I-18b, c). Je pochopitelné, že tím omezíme pásmo přijímaných kmitočtů na malý úsek, široký nejvýše 500 kHz, např. amatérské pásmo 7 MHz. Výpočet je poměrně obtížný [L 5], a proto se omezíme na několik praktických příkladů, uvedených ve druhé kapitole.



I-18. Zapojení vstupních pásmových propustí přijímače: a – laděná propust, b, c – neladěná propust

I-12. PÁSMOVÉ PROPUSTI PRO MEZIFREKVENČI PŘIJÍMAČŮ

Konstrukční provedení vícestupňových plynule laděných zesilovačů je značně komplikované, protože vyžaduje mnohonásobný ladicí kondenzátor s přesným souběhem jednotlivých dílů. Proto u selektivních zesilovačů, přijímačů a budičů pro vysílače převádíme vstupní proměnný kmitočet pomocí směšovacího pochodu na určitý stálý kmitočet, tzv. mezifrekvenci. Pak je jednoduché vyrobit třeba pětistupňový, pevně laděný zesilovač s dostatečným ziskem a přesně definovanou křivkou propustnosti.



I-19. Různá zapojení mezifrekvenčních pásmových propustí: a - s pevnou induktivní vazbou, b - s plynule měnitelnou induktivní vazbou, c - se stupňovitě měnitelnou vazbou, d, e - s kapacitní vazbou, f - s linkovou vazbou obvodů, g - propust se soustředěnou selektivností

Šířka propouštěného pásma je závislá na činiteli jakosti vázaných obvodů propustí a na velikosti jejich vzájemné vazby. Pro telegrafní provoz je obvyklá šířka pásma 300 Hz až 2 kHz, při telefonii 3 až 8 kHz. V obvodech s indukčnostmi a kapacitami volíme v prvním případě mf kmitočet 60 až 500 kHz, ve druhém případě 400 kHz až 1,5 MHz v závislosti na přijímaném kmitočtu. Během doby se ustálily nebo byly normalizovány mf kmitočty 50 až 60 kHz, 110 až 150 kHz, 460 až 470 kHz, 1200, 1600, 1900, 2200, 4500 a 8400 kHz. Rovněž

zapojení mf zesilovačů s pásmovými propustmi setrvává na určitém počtu a typu stupňů.

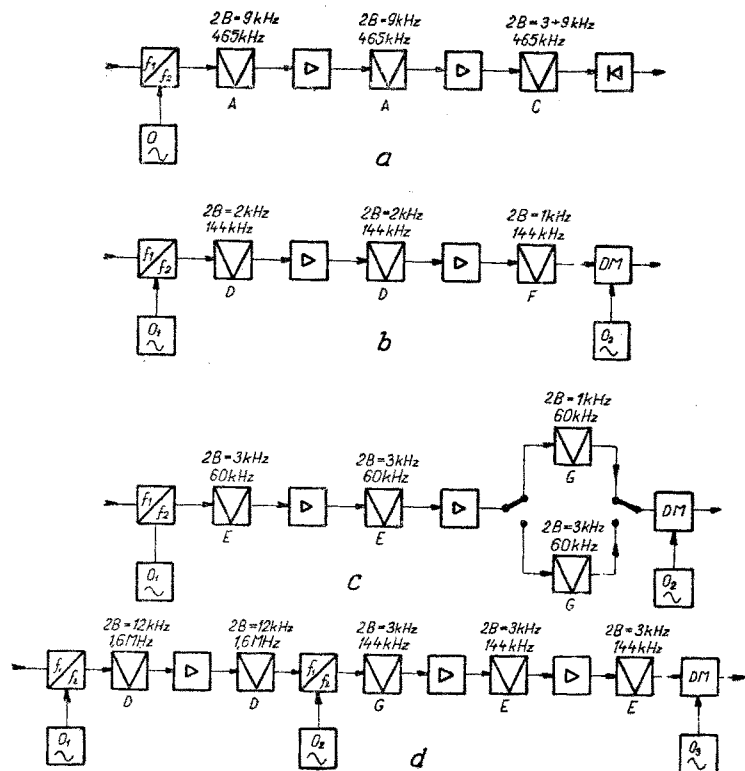
Na obr. I-19 je uvedeno zapojení některých druhů propustí, používaných v obvodech mf zesilovačů. Při jejich výběru a návrhu musí být splněna řada podmínek. Především je to stupeň vazby mezi vstupními a výstupními body elektronek zesilovače, který závisí na počtu zesilovacích stupňů, strmosti a statických kapacitách elektronek. Dále je to míra zisku na jeden stupeň, určená podmínkami stabilitnosti zesilovače. Podle požadovaného tvaru křivky propustnosti volíme činitele jakosti indukčních cívek, druh a velikost vzájemné vazby mezi členy pásmové propusti. Použijeme-li továrně vyrobených pásmových propustí (hovorový název je mezifrekvenční transformátor), musíme alespoň přibližně vědět, pro jaký druh elektronek byly navrženy. Podle toho určíme počet a zisk zesilovačů. U mf propustí, které nemají vyvedeny odbočky pro vazbu elektronek, musíme použít zesilovacích elektronek s menší strmostí a co nejmenší průchozí kapacitou. Tuto otázku nesmíme podceňovat, protože vlastní kmity (oscilace) mf zesilovacího řetězu velmi snadno vznikají, ale těžko se dají odstranit [V 5].

Nejčastěji se setkáváme s pásmovou propustí s pevnou induktivní vazbou, doladovanou jádry cívek (typ a). Primární cívka má vyvedenu odbočku pro připojení anody zesilovací elektrony. Provedení s plynule měnitelnou induktivní vazbou (typ b) je nestabilní a pro dobrý přijímač se nehodí. Lepší je provedení se stupňovitě proměnnou vazbou (typ c) ve spojení s dobrým přepínačem. Ve sdělovacích superhetech jsou obvykle používány typy (d, e) s čistě kapacitní vazbou, doladované trimry nebo jádry cívek. U posledních dvou provedení je stupeň vazby přesně definován a v malých mezích snadno měnitelný. Při provozu uskutečňujeme změnu šířky pásma přidavným tlumením obvodů, i když tím poněkud klesá zesílení. Zvláštním typem propusti je zapojení se soustředěnou selektivností (typ g), které umožňuje získání velmi strmých boků rezonanční křivky, blížící se tvarově obdélníku.

Na skupinových schématech (obr. I-20) je znázorněno použití některých typů propustí v zesilovacím řetězu. Snadno poznáme, jak se liší typické zapojení rozhlasového přijímače (I-20a) s velkou šíří pásma propustnosti od sdělovacího superhetu pro telegrafní provoz na kmitočtech do 2 MHz (obr. I-20b). Samostatný mezifrekvenční zesilovač pro telegrafní a SSB provoz (obr. I-20c) může být pro krátkovlnný příjem zapojen za konvertor, nebo na výstup mf části sdělovacího superhetu. Tím

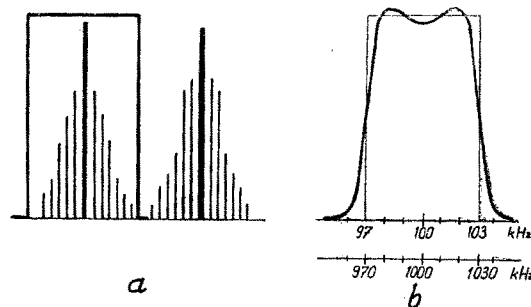
vznikne zapojení podle obr. I-20d – superhet s dvojitým směřováním.

Při zařazení členu, který má podstatně ovlivnit křivku propustnosti přijímače, musíme dbát na to, aby ostatní propusti měly alespoň stejnou šířku pásma. Zúžení dosáhneme obvykle v jediném stupni členem tvaru c nebo g, který zařazujeme jako první článek bezprostředně za příslušný směšovač. Podle nejnovějších poznatků se tím podstatně omezí vznik kombináčních kmitočtů, které jsou nežádoucími produkty směřování. U telegrafních přijímačů je někdy poslední obvod mf zesilovače tvořen jen jednoduchým členem LC, aby nevznikala deformace souměrného tvaru křivky propustnosti.



I-20. Skupinová schémata přijímačů: a – rozhlasový přijímač, b – sdělovací superhet do 2 MHz, c – mezifrekvenční zesilovač pro telegrafii a SSB, d – superhet s dvojitým směřováním

Podmínkou správné činnosti víceúrovňového mf zesilovače je naprostá shodnost středního kmitočtu pásma propustnosti u všech členů mf řetězu, jinak se přes zařazení úzkopásmové propusti nepodaří dosáhnout žádaných výsledků, ale spíše naopak. Šíře pásma vzrůstá s odchylkami středního kmitočtu propusti při současném poklesu zesílení. Připomeňme si, že mf zesilovač s rozdílnými středními kmitočty vazebních členů má charakter širokopásmového zesilovače s tzv. rozloženým laděním, který používáme např. v televizních přijímačích.



I-21. Tvar křivky propustnosti přijímače: a – ideální, b – prakticky dosažitelný

Jedinou výjimkou, kdy se střední kmitočet propusti typu g liší od ostatních, je člen pro výběr postranního pásma při provozu SSB. Jeho volbou se budeme zabývat v dalším oddílu.

V předchozích příkladech zapojení bylo použito několik různých mezifrekvenčních kmitočtů. Jejich volba je určena především předepsanou šířkou pásma propustnosti. U obvodů složených výhradně z indukčností a kapacit je strmost boků rezonanční křivky určena převážně činitelem jakosti obvodu. Při nízkých kmitočtech, asi do 500 kHz, snadno dosáhneme hodnot $Q = 150$, takže se můžeme značně přiblížit ideálnímu tvaru křivky propustnosti – obdélníku (obr. I-21a). Při zvyšování středního kmitočtu zůstává relativní tvar křivky pro stejné procento rozladění na obě strany stejný, ale šířka propouštěného pásma úměrně vzrůstá. Názorně to ukazuje obr. I-21b, kde na dvou stupnicích kmitočtů pro 10% rozladění odečítáme šířku pásma v prvním případě ± 3 kHz, ve druhém ± 30 kHz.

Nejnáze dosáhneme úzkého pásma při nízkých mf kmitočtech, řádově do 200 kHz. U superhetů s touto mezifrekvenčí velmi obtížně získáváme potřebnou zrcadlovou selektivnost.

Proto musíme volit mf kmitočty poněkud vyšší, zpravidla pro vstupní kmitočty do 2 MHz postačí mezifrekvence 60 kHz, do 8 MHz 500 kHz a nad 10 MHz alespoň 1500 kHz. Před směšovačem zařazujeme nejméně jeden laděný zesilovač, který má pásmo propustnosti užší než dvojnásobek mezifrekvenčního kmitočtu (při poklesu 20 dB).

Závislost pravého a zrcadlového signálu a zároveň selektivnost mf stupňů ukazuje obr. I-22. Jsou zvoleny dva příklady: v prvním je mf kmitočet 1500 kHz, ve druhém 500 kHz. Telegrafní signál, který chceme přijímat, má kmitočet 14,000 MHz, rušivý signál 14,002 MHz. Předpokládáme, že na kmitočtu 15,000 MHz pracuje velmi silná rozhlasová stanice. Sledujme nyní cestu všech tří signálů.

Příklad 1. – Vstupní laděný obvod a druhý laděný obvod značně potlačí signály, vzdálené od přijímaného pásma o dvě mezifrekvence, to je 18,000 MHz, takže nebezpečí rušení zrcadlovými signály nehrozí. Bez zeslabení procházejí všechny tři kmitočty 14,000, 14,002 i 15,000 MHz. Ve směšovači ve spojení s oscilátorem přijímače se vytvoří kmitočty:

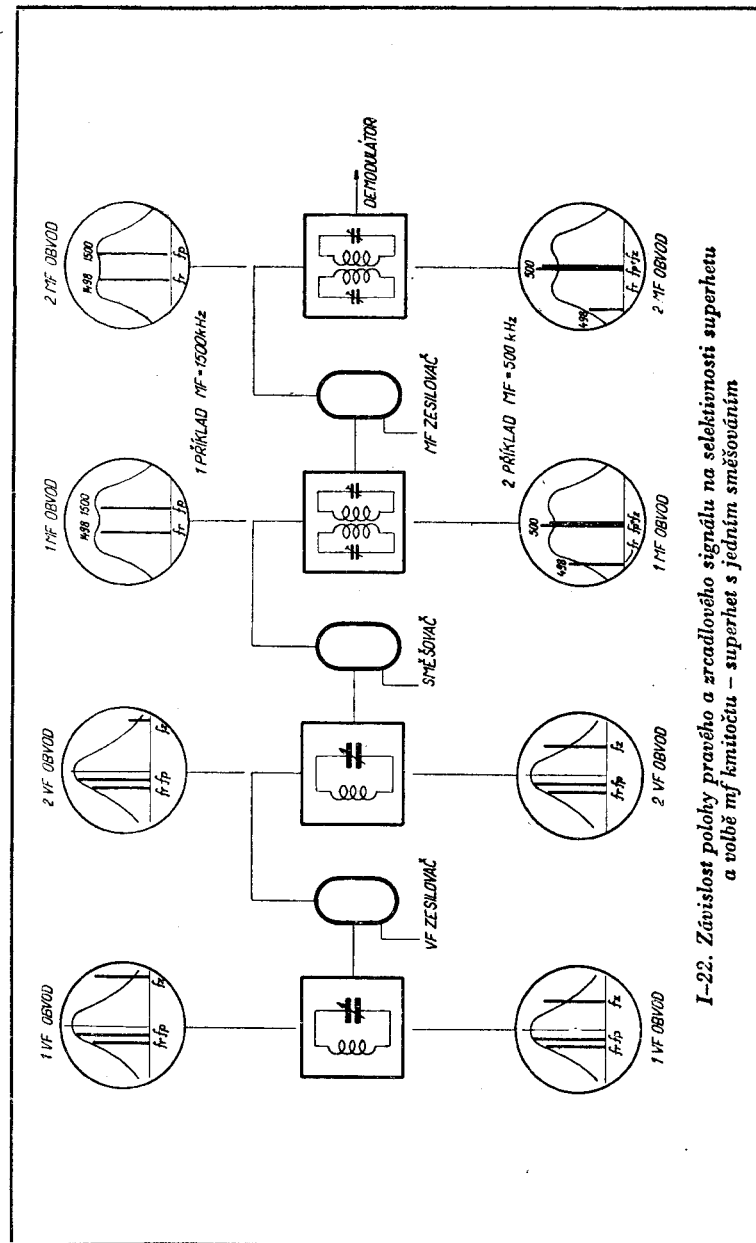
- $14,000 + 15,500 = 29,500$ MHz,
- $15,500 - 14,000 = 1,500$ MHz,
- $15,000 + 15,500 = 30,500$ MHz,
- $15,500 - 15,000 = 0,500$ MHz,
- $14,002 + 15,500 = 29,502$ MHz,
- $15,500 - 14,002 = 1,498$ MHz.

Mf pásmová propust' potlačí kmitočty a, c, d, e, které leží mimo pásmo propustnosti, a zesílí pravý signál (b) právě tak, jako rušivý signál (f). Výsledkem je interferenční tón 2 kHz (rozdíl b minus f), příjem je možný s obtížemi.

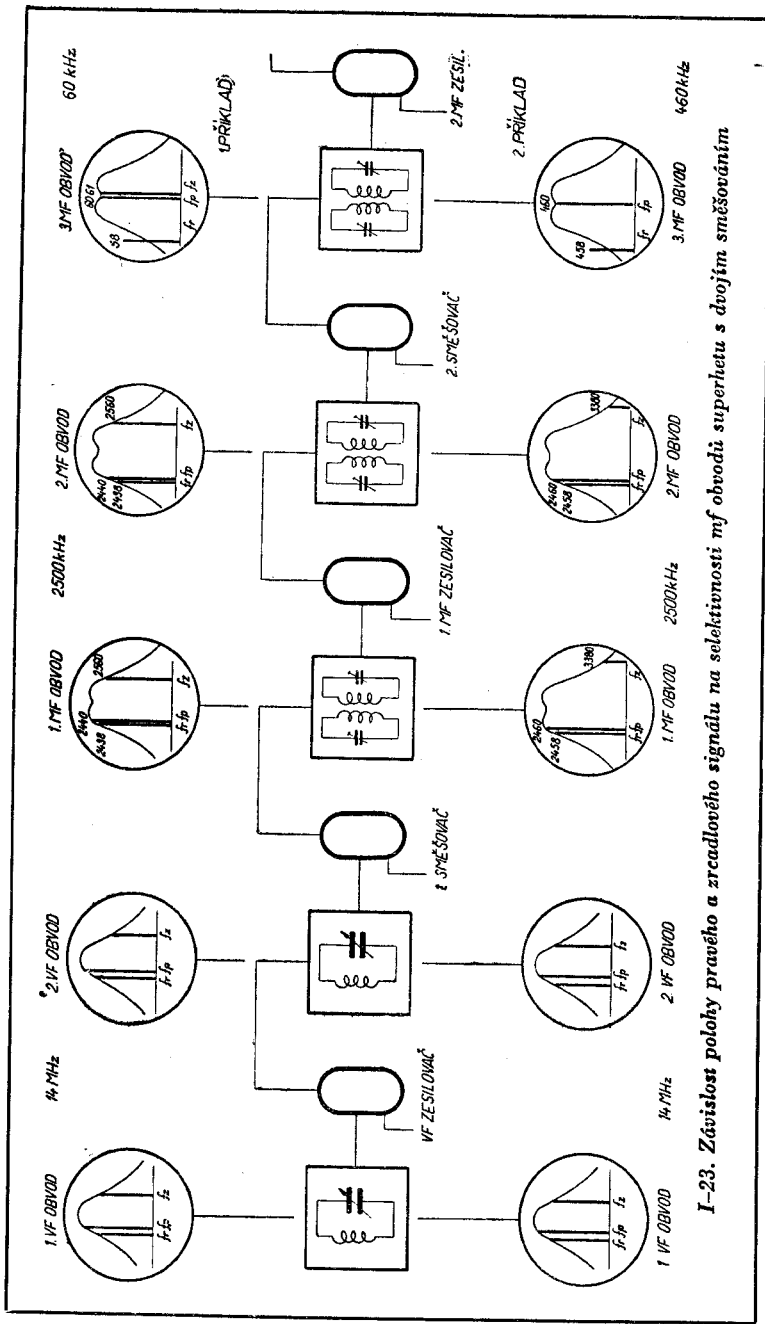
Příklad 2. – Vstupní laděný obvod má na kmitočtech nad 10 MHz značnou šířku pásma propustnosti, takže propouští všechny tři signály bez zratelných rozdílů právě tak, jako druhý laděný obvod. Ve směšovači se vytvoří kmitočty:

- $14,000 + 14,500 = 28,500$ MHz,
- $14,500 - 14,000 = 0,500$ MHz,
- $15,000 + 14,500 = 29,500$ MHz,
- $15,000 - 14,500 = 0,500$ MHz,
- $14,002 + 14,500 = 28,502$ MHz,
- $14,500 - 14,002 = 0,498$ MHz.

Mf pásmová propust' vybere z těchto šesti kmitočtů ty, které spadají do pásma propustnosti, to je případ b, d, f. Ostatní kmitočty jsou potlačeny. Výsledkem je silná interference



I-22. Závislost polohy pravého a zrcadlového signálu na selektivnosti superhetu a volbě mf kmitočtu – superhet s jedním směšovačem



kmitočtů pravého signálu (b) a zrcadlového signálu (d) a příjem je nemožný. Rušivý signál 14,002 MHz leží těsně na hranici propouštěného pásma a je možno ho odladit.

Přesvědčili jsme se, že vysoký mf kmitočet má své přednosti ve velké zrcadlové selektivitě, avšak je obtížné odladit rušivý signál, zatímco při nízkém mf kmitočtu je možno dosáhnout dobré signálové selektivnosti, avšak jen těžko potlačíme silné zrcadlové signály.

Východiskem je spojení výhod vysokého i nízkého mf kmitočtu v superhetu s dvojnásobným směřováním. Kromě dvou směšovačů objeví se i dva druhy pásmových propustí. Ani zde však nejsme ušetřeni obtížemi se zrcadlovými kmitočty, tentokrát sekundárními. Při velkém rozdílu prvního a druhého mf kmitočtu nestačí první mezifrekvenční zesilovač dostatečně potlačit signály, kmitočtově vyšší o dvojnásobek druhé mezifrekvence. Výsledkem je opět interferenční rušení příjmu (obr. I-23, první příklad). Při správné volbě obou mf kmitočtů jsou však vlastnosti přijímače vynikající (obr. I-23, druhý příklad).

I-13. PÁSMOVÉ PROPUSTI BUDIČŮ

Problematika směšování kmitočtů v budiči vysílače má mnoho společného s obvody přijímače. I když je možno volit menší počet zesilovacích stupňů, protože pracujeme s daleko vyšší úrovní napětí, přece jen je výhodnější použít pásmových propustí místo plynule laděných stupňů. Značně větší strmost boků rezonanční křivky umožňuje i zde lepší potlačení nežádoucích kmitočtů, které obvykle leží velmi blízko pracovních oblastí.

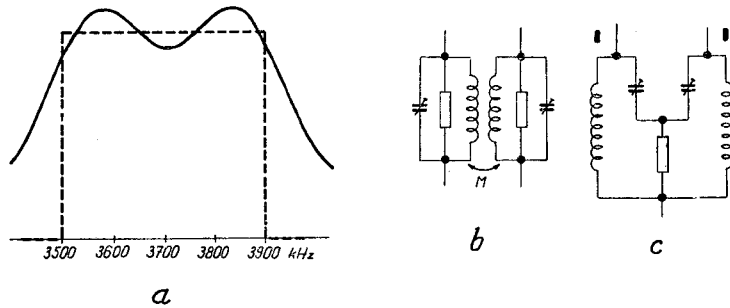
Rozdíly proti přijímačům jsou obvykle v šířce pásma propustnosti, která dosahuje až 500 kHz i více. Proto jsou povoleny i větší rozdíly tvaru křivky, který se značně odchyluje od obdélníka (obr. I-24a). Mnohdy je nutné i umělé snižování činitele jakosti připojením tlumivých odporů. Obvyklý způsob zapojení propustí v budiči je na obr. I-24b,c.

Střední kmitočty pásmových propustí je možno volit libovolně, je však obvyklé, že kromě výstupních obvodů nikdy nepracují na takových kmitočtech, které spadají do oblasti provozních rozsahů vysílače.

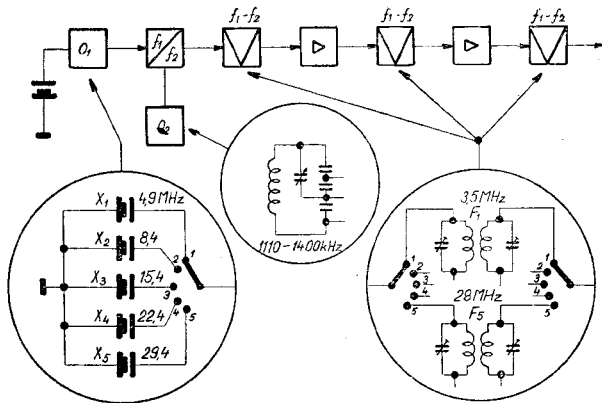
Mohou se vyskytnout i zrcadlové kmitočty, jestliže neprovedeme důslednou kontrolu všech pravděpodobných případů, ve kterých se před směšovačem vyskytují dvě kmitočtově blízká napětí. Nesmíme zapomenout ani na to, že při přetížení smě-

šovače vznikají harmonické kmitočty obou směšovaných napětí, jejichž rozdíly nebo kombinace s původními kmitočty mohou ležet nepříznivě blízko pracovní oblasti.

Příklad použití pásmových propustí v budiči vysílače je na obr. I-25. Rozdíly kmitočtů dvou oscilátorů budiče, pevného



I-24. Pásmové propusti, užívané v obvodech budičů: a – obvyklý tvar křivky propustnosti, b – zapojení s induktivní vazbou, c – zapojení s kombinovanou vazbou



I-25. Skupinové schéma zapojení budiče s pásmovými propustmi

a proměnného, leží v amatérských krátkovlnných pásmech. Jejich volba se uskutečňuje přepínáním pevných kmitočtů současně s pásmovými propustmi. Tím je značně omezen počet laděných a ovládaných prvků ve srovnání se starší koncepcí budiče, kde bylo nutno buď odděleně, nebo v souběhu ladit a přepínat násobiče kmitočtu.

Výbrusy křemenných krystalů, získané určitou orientací řezu, mají při zapojení do kmitavých obvodů přibližné vlastnosti jako členy složené z indukčnosti a kapacit. Činitel jakosti krystalového rezonátoru je však mnohem vyšší, řádově 50 000. Způsob výroby, druhy řezů a základní vlastnosti jsou podrobně popsány v literatuře [L 6] [L 7].

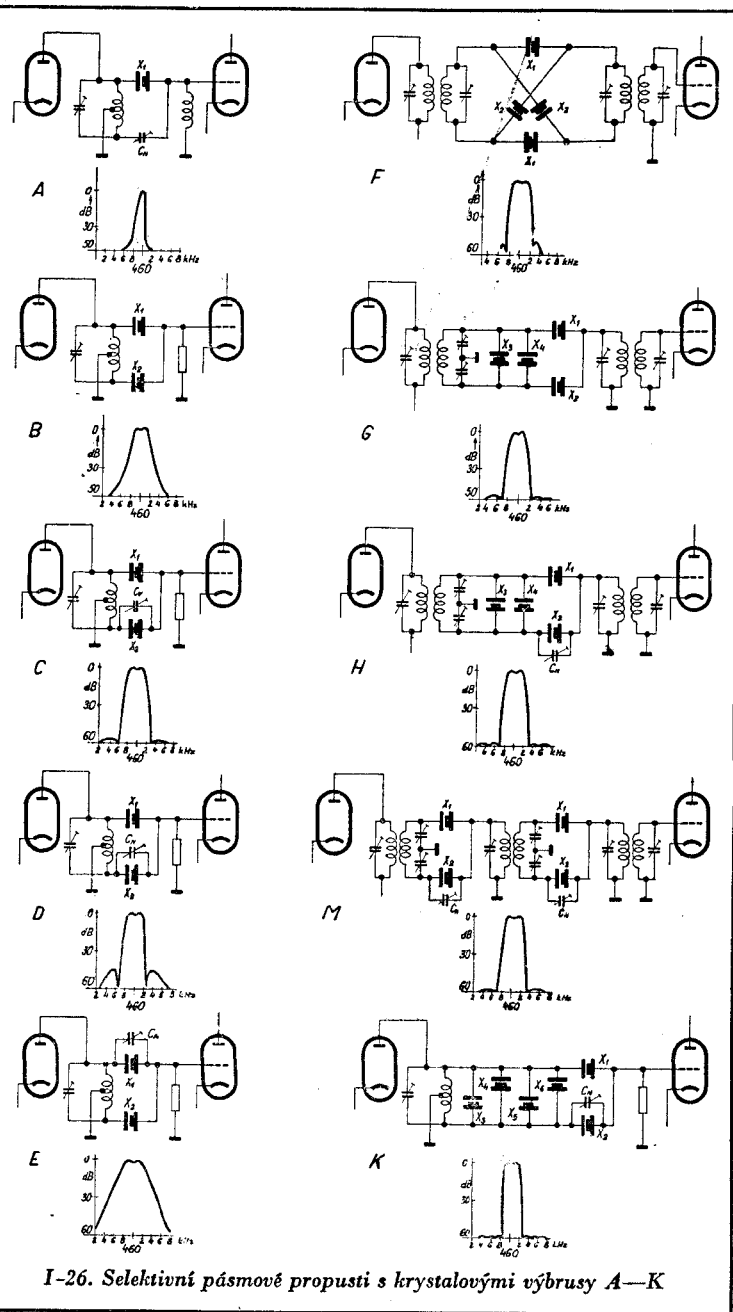
Pro použití krystalů ve filtrech a propustích jsou podstatné dvě veličiny: paralelní a sériový rezonanční kmitočet krystalu, které se navzájem mírně liší. Sériová rezonance leží vždy kmitočtově níže a je určena pouze vlastními parametry krystalu. Paralelní rezonance nastává na kmitočtu nepatrně vyšším než sériová a je ovlivněna hlavně kapacitou držáku krystalu nebo jeho stříbřených ploch. Oba kmitočty nelze vnějším zásahem podstatně ovlivnit.

Dalšími neměnnými parametry krystalu jsou jeho impedanční vlastnosti. Na kmitočtech nižších než rezonanční oblast chová se krystal jako kapacita (určená konstrukcí), při sériové rezonanci je jeho impedance velmi malá a čistě ohmická. Při paralelní rezonanci se krystal chová jako velmi veliký ohmický odpor a na vyšších kmitočtech převládá složka induktivní, určená tloušťkou a řezem krystalu. Na kmitočtech podstatně vzdálených od bodu rezonance nabývá impedance krystalu opět kapacitního charakteru. Vlastní kapacita krystalu je velmi malá, např. $1,26 \cdot 10^{-2}$ pF, indukčnost velmi velká, řádově 2 H, sériový odpor 100Ω a kapacita držáku až desítky pF (průměrné hodnoty krystalu 1 MHz, řezu AT se stříbřenými stěnami, ve vzduchu).

Podle toho si můžeme představit, jak výhodné vlastnosti má krystal jako vazební člen. Malá průchozí kapacita, kterou obvykle snadno neutralizujeme můstkovým zapojením, podstatně omezuje vazbu při kmitočtech mimo rezonanci. Zanedbatelný odpor při sériové rezonanci a veliký činitel jakosti zaručují úzké pásmo propustnosti a rezonanční křivku s velmi strmými boky, jaké nelze dosáhnout použitím běžných obvodů se členy LC.

Existuje celá řada zapojení propustí a filtrů s paralelním a sériovým řazením krystalů. Pomocí obr. I-26 si vysvětlíme jejich základní vlastnosti.

Zapojení typu A používáme v jednoduchých přijímačích pro příjem telegrafie. Paralelní obvod L_0C_0 s uzemněným elektrickým středem cívky je vyladěn přibližně ve shodě se sériovým



I-26. Selektivní pásmové propusti s krystalovými výbrusy A—K

rezonančním kmitočtem krystalu X_1 . Trimrem C_N neutralizujeme kapacitu držáku krystalu, takže plná vazba existuje jen pro jediný kmitočet, určený sériovou rezonancí krystalu X_1 . Ostatní kmitočty jsou značně potlačeny. Vrchol křivky propustnosti je velmi ostrý, obvykle několik desítek Hz. Při praktickém použití sehrává svou úlohu především nestabilitost oscilátoru přijímače a různé teplotní a mechanické vlivy, takže nelze využít plné selektivnosti. Naladění obvodu přesně do rezonance poněkud vzrůstá pásmo propustnosti za cenu menší strmosti boků křivky. Přijímaný signál snáze vyladíme. Selektivnost vzrůstá s rozladěním obvodu. Změnou kapacity C_N lze nastavit tzv. rejekční kmitočet (je to paralelní rezonance krystalu, při které má krystal největší impedanci), ve kterém dochází k teoreticky nekonečnému útlumu. Při kapacitě C_N větší než je neutralizační hodnota leží rejekční bod na straně nižších kmitočtů, při menší hodnotě C_N dochází k rejekci při vyšších kmitočtech.

Tvar křivky propustnosti je vždy mírně nesouměrný, což může nepříznivě ovlivnit vyladění signálu. Proto se častěji používá zapojení typu B, ve kterém je neutralizační kapacita nahrazena druhým krystalem X_2 stejného provedení se sériovým rezonančním kmitočtem odlišným např. o 1,8 kHz. Souměrný obvod je naladěn na střed mezi kmitočty obou krystalů a vyvážen, jestliže je odbočka cívky přesně v elektrickém středu. Nevznikají rejekční body a křivka propustnosti je velmi souměrná. Vrchol je při správném naladění obvodu plochý, při rozladěním objeví se dva vrcholy s odstupem asi 2 kHz, obdobné nadkritické vazbě pásmové propusti se dvěma vázanými obvody LC. Šířka pásmá propustnosti je pro uvedené hodnoty krystalů a při středním kmitočtu 450 kHz asi 10 kHz při poklesu o 60 dB (1000×). Při menším rozdílu kmitočtů krystalů zužuje se i pásmo propustnosti.

Při přemostění krystalu s vyšším rezonančním kmitočtem malou kapacitou, např. trimrem 0,5 až 2 pF, vznikne zapojení typu C. Znovu se objeví rejekční body po obou stranách křivky propustnosti, které se při zvětšování kapacity C_V současně přibližují ke středu křivky. Přitom se objevují postranní hrby, které při překročení optimální hodnoty kapacity C_V prudce vzrůstají. Vzniká křivka tvaru D. Znovu je třeba připomenout, že obvod L_0C_0 musí být naladěn na střední kmitočet pásma propustnosti, jinak vzniká hluboké sedlo uprostřed křivky.

Po všech stránkách nevhodné je připojení paralelní kapacity ke krystalu s nižším kmitočtem. Křivka propustnosti má velmi

širokou základnu, podobnou obvodu LC . Vlastnosti obou krystalů jsou tím znehodnoceny (typ E).

Všechny dosud popsané typy krystalových propustí patří do skupiny jednoduchých polosouměrných zapojení. Dokonale symetrický tvar křivky propustnosti má můstkové zapojení čtyř krysl alů, které je však velmi náročné po stránce shodnosti dvoje krystalů, jejichž kmitočty se mohou lišit nejvýše o 20 Hz při sériové rezonanci v okolí 500 kHz. To vyžaduje tzv. párování krystalů přímo ve výrobě. V zapojení typu F je nutno řadit za sebou dva můstkové obvody s krystaly, jejichž sériové rezonanční kmitočty se liší o 3,7 kHz, abychom dosáhli pásma propustnosti 6 až 8 kHz při poklesu o 60 dB. Nároky na přesnost kmitočtu a provedení jsou vysoké. Předností je plochý vrchol křivky propustnosti s velmi strmými boky. Při poklesu 6 dB je šířka pásma jen o 20 % menší než hodnota při potlačení o 65 dB.

Přemostěné polosouměrné zapojení typu G využívá rovněž čtyř krystalů, u kterých však nejsou nároky na shodnost kmitočtů tak přísné. Dosažené výsledky jsou téměř stejné jako u předchozího příkladu. Kmitočty krystalů jsou odstupňovány po 1,8 kHz tak, že nejnižší kmitočet má krystal X_4 , následuje X_1 , X_2 a X_3 . Základní tvar křivky je shodný s typem C , rejekční body kmitočtově odpovídají sériové rezonanci krystalů X_3 a X_4 a jsou pevné, v našem případě symetricky položené vždy 3,6 kHz od středu křivky. I zde je výhodné zapojení dvou stejných propustí za sebou s jedním mf zesilovačem. Docílí se strmějších boků křivky. Kmitočty odpovídajících dvoje krystalů se mohou lišit až o 100 Hz při středním kmitočtu 500 kHz, aniž by se znatelně zhoršily vlastnosti propustí.

Zapojením malé kapacity C_N paralelně ke krystalu X_2 (typ H) objeví se další dvojice rejekčních kmitočtů, obdobně jako u typu C , které lze změnou kapacity C_N mírně posouvat ke středu křivky a naopak. Výhodné je umístění této dvojice rejekčních bodů asi s odstupem 1 kHz od sériové rezonance krystalů X_3 , X_4 . Získáme i strmější boky křivky, protože oba původní rejekční body se mírně posunou ke středu křivky. Pásmo propustnosti je široké asi 2 kHz u vrcholu křivky s mírným sedlem a 4 kHz u paty křivky při potlačení více než 60 dB.

Obdobně vlastnosti má zapojení typu K , vzniklé připojením další dvojice krystalů paralelně k obvodu $L_0 C_0$. Zvýší se hlavně strmost boků křivky a značně se potlačí boční hrby. Odstup obou krystalů je opět 1,5 až 1,8 kHz níže a výše od rezonance krystalů X_4 a X_3 , takže směrem od nejnižšího k nejvyššímu kmitočtu je pořadí krystalů X_6 , X_4 , X_1 , X_2 , X_3 , X_5 .

Připojením paralelních krystalů se pochopitelně mírně rozladí obvod $L_0 C_0$, který musíme doladit opět na střed pásma mírným zmenšením kapacity C_0 . Další zvětšování počtu krystalů je nehospodárné. Výhodnější je kaskádní zapojení dvou shodných propustí s menším počtem krystalů.

Všechny křivky propustnosti jsou kresleny ve stejném měřítku pro kaskádní zapojení dvou propustí s jedním mf zesilovačem, takže můžeme vhodnost jednotlivých typů snadno posoudit. Vhodné zapojení takového selektivního zesilovače je na obr. 1–26m.

Pro úplnost uvedeme ještě tabulku, podle které je možno odhadnout šířku pásma propustnosti při použití článku typu C . Hodnoty platí přesně pro pokles 6 dB. Křivka se rozšiřuje u jednoho obvodu přibližně o 300 Hz pro každých 6 dB útlumu.

Tabulka I-1. Šířka pásma propustnosti propustí s krystaly typu C

Rozdíl $X_1 - X_2$ kHz	2,8	2,5	1,5	1,0	0,9	0,6	0,4
Šířka pásma kHz	3,3	3,0	2,0	1,5	0,8	0,4	0,15

Použití jednotlivých typů propustí je celkem jednoznačně určeno jejich vlastnostmi: v přijímači pro telegrafní provoz používáme všechny uvedené typy propustí s výjimkou nevhodných zapojení D a E . Některá zapojení jsou však příliš nákladná, proto je možno doporučit pro přijímače horší jakosti jednoduchý filtr typu A , pro jakostní přístroje rovněž jednoduché provedení typu C . Pro příjem telefonie s výběrem jednoho postranního pásma používáme jednoduché propustí typu H nebo F , případně pro náročnější účely kaskádní řazení dvou propustí tvaru C , F nebo H .

Ve směšovacích budičích vysílačů s dekadickou syntézou kmitočtu se uplatní především jednoduché zapojení typu C , v obvodech pro telefonii s jedním postranním pásmem, kde jsou přísné požadavky na strmost boků křivky propustnosti, je nutno použít kaskádní řazení dvou propustí typu C , F , H nebo K .

I-15. KRYSTALOVÉ PROPUSTI S MĚNITELNOU ŠÍRKOU PÁSMÁ

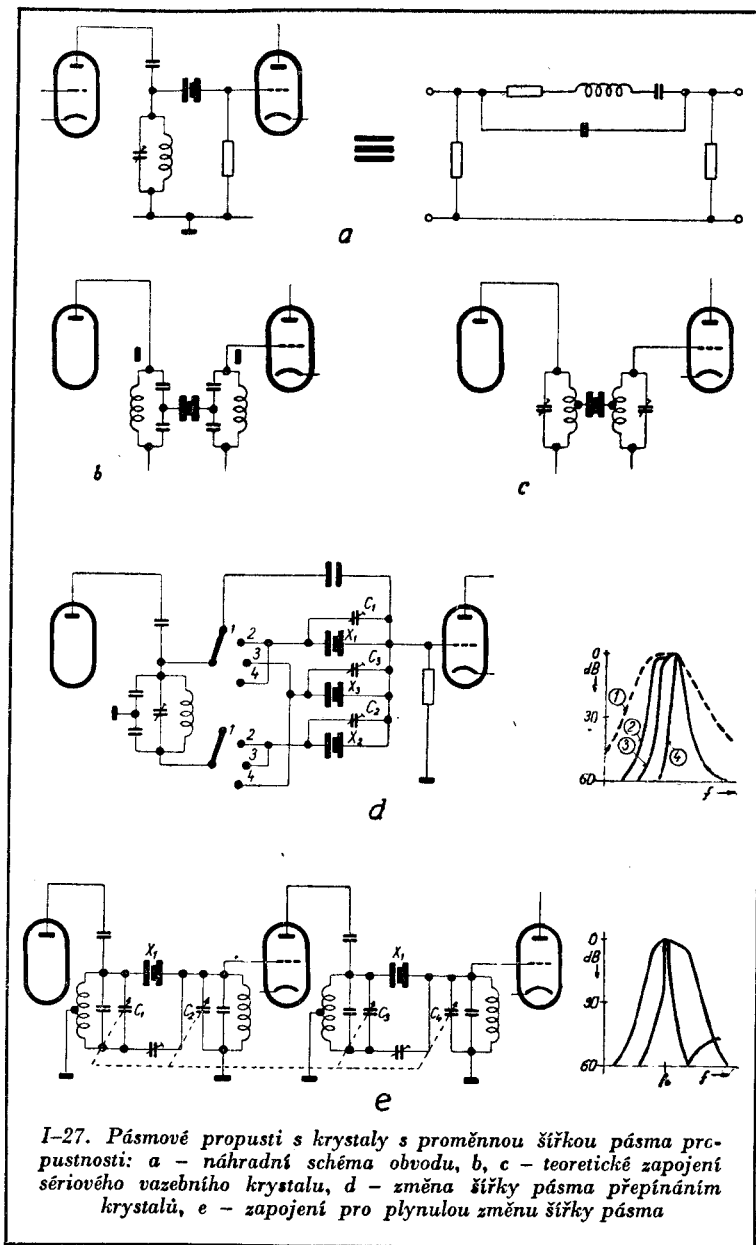
Všechny druhy propustí, se kterými jsme se dosud seznámili, jsou navrženy pro stálou šířku propouštěného pásma. To je do určité míry nevýhodné, protože při výskytu blízkých rušivých signálů při telefonním provozu nemáme dostatek možností k potlačení nežádoucích kmitočtů. Při telegrafním provozu v takovém případě postačí zařazení selektivního filtru v nízkofrekvenčním řetězu, kterým zdůrazníme pouze žádaný kmitočet a ostatní potlačíme.

Šířku pásma propustnosti můžeme měnit za určitých podmínek vhodným uspořádáním jednotlivých členů přímo v obvodech krystalů. Objasníme si základní podmínky, které určují velikost tlumení krystalů a tím i šířku pásma propustnosti.

Hlubším rozбором [L 9] zjišťujeme, že šířka pásma je nepřímo úměrná činiteli jakosti okruhu s krystalem. Malá šířka pásma odpovídá velkému činiteli jakosti obvodu a naopak. Podstatný vliv na velikost zobecněného činitele jakosti má rezonanční odpor obvodu $L_0 C_0$, ke kterému je krystal vázán. Tento obvod je vždy laděn do paralelní rezonance, jejíž kmitočet se nepatrně liší od sériové rezonance krystalu. Tento rozdíl je určen poměrem vlastní kapacity krystalu a vstupní kapacity následujícího zesilovacího stupně. Impedance obvodu při paralelní rezonanci je vždy mnohem větší než vnitřní sériový odpor krystalu a je reálná. Se zvětšováním této impedance klesá velikost zobecněného činitele jakosti celého obvodu a roste šířka pásma propustnosti. Zjednodušené zapojení takového obvodu a jeho náhradní schéma je uvedeno na obr. I-27a.

První možností řízení šířky pásma je zmenšení podílu reálné složky impedance obvodu LC na činiteli jakosti. Připojením vazebního krystalu na odbočky obvodů podle obr. I-27b,c docílíme tím většího zúžení pásma propustnosti, čím menší část obvodů je zařazena v okruhu krystalu. Toto zapojení, teoreticky velmi jednoduché, se v praktickém použití značně komplikuje tím, že je téměř vyloučeno správně kompenzovat kapacitu držáku. Fázové poměry na odbočkách cívky se velmi rychle mění a tvar křivky je vždy nesouměrný, s výrazným uplatněním rejekčního kmitočtu.

Při použití propustí tvaru C (obr. I-26) je možno dosáhnout změny šířky pásma přepínáním trojice krystalů v zapojení podle obr. I-27d. Šířka pásma se sice mění skokem, avšak je



I-27. Pásmové propusti s krystaly s proměnnou šířkou pásma propustnosti: a - náhradní schéma obvodu, b, c - teoretické zapojení sériového vazebního krystalu, d - změna šířky pásma přepínáním krystalů, e - zapojení pro plynulou změnu šířky pásma

určena přímo rozdílem kmitočtů použitých krystalů. Nevýhodou je mírný posun středního kmitočtu propusti při změně šířky pásma, avšak ušetříme jeden krystal. Rozdíly kapacit krystalů a jejich přívodů opatrně vyrovnáme malými paralelními trimry C_2 a C_3 u přepínané dvojice krystalů s nižšími rezonančními kmitočty. Hodnoty kapacit jsou asi 0,5 až 1 pF a při překročení optimální hodnoty se tvar křivky úplně deformuje (obr. I-26 D). Kapacitou C_1 , zařazenou paralelně ke krystalu s nejvyšším rezonančním kmitočtem (ve schématu označen X 1), řídíme polohu rejekčních bodů. Při přepnutí na jinou šíři pásma se jejich poloha obvykle posune. Žádaný tvar křivky nastavíme opakovanými změnami poměru kapacit C_1 , C_2 a C_3 . Zapojení můžeme použít jak pro příjem telegrafních signálů s úzkým pásmem, tak pro telefonii s výběrem jednoho postranního pásma. Křivka propustnosti je shodná s obr. I-26 C.

Plynulé změny šířky pásma můžeme docílit mimo jiné plynulým zmenšováním nebo zvětšováním reálné složky impedance paralelních rezonančních obvodů, vázaných sériově zapojeným krystalem. Početním odvozením potřebných vztahů zjistíme, že s rozladěním obvodů reálná složka impedance klesá a zvětšují se její kapacitní nebo induktivní složky. Kaskádním zapojením několika filtrů typu A (obr. I-27e) a současným rozladováním obvodů L_0C_0 docílíme plynulé změny šířky pásma od 150 Hz do 6 kHz. Nežádoucí jalové složky kompenzujeme tím, že příslušné dvojice obvodů rozladujeme proti sobě, to znamená jeden směrem k vyšším, druhý k nižším kmitočtům. Při největším rozladění je šířka pásma propustnosti nejmenší.

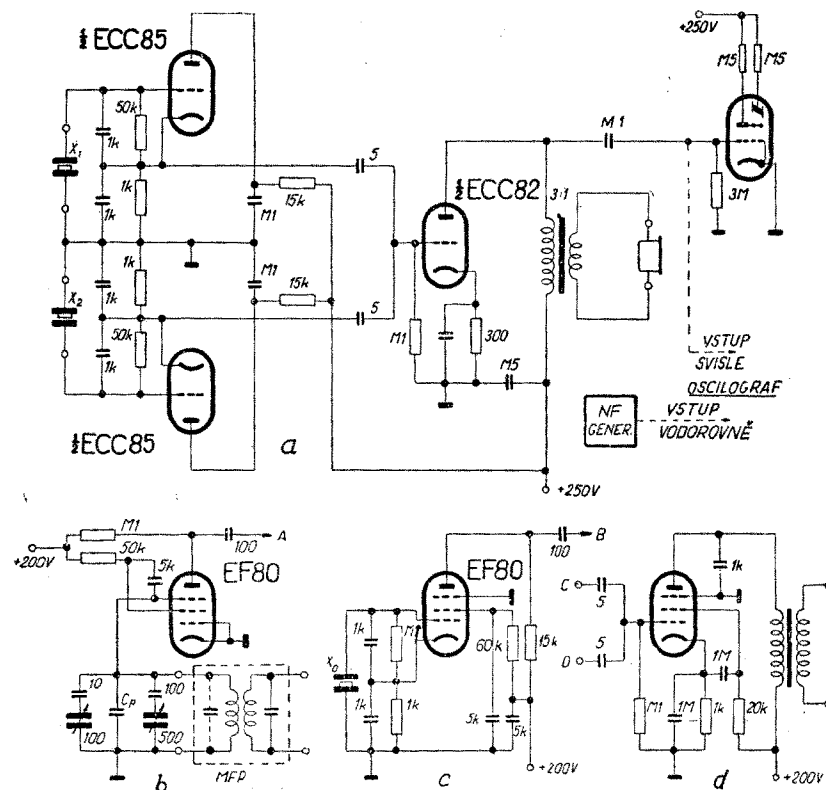
Výpočet je podrobně uveden v literatuře [L 7] [L 9]. Nevýhodou popsaného zapojení propusti je malá strmost boků křivky při šířce pásma nad 1 kHz, takže je vhodná pouze pro přijímače. Prakticky dosažitelný tvar křivky je na obr. I-27e. Pro pokles o 6 dB je maximální šířka pásma 8 kHz, minimální 100 Hz, pro 30 dB již 30 kHz a nejméně 6 kHz. Při výběrovém příjmu jednoho postranního pásma dochází k mírnému zdůraznění kmitočtů v pásmu 600 až 1200 Hz, avšak srozumitelnost je velmi dobrá.

Použití v budičích vysílačů pro telefonii s jedním postranním pásmem je nemožné právě nevhodným tvarem křivky propustnosti, kdy proniká do výstupních obvodů i část druhého postranního pásma v oblasti nejnižších kmitočtů v okolí nosné.

I-16. MĚŘENÍ REZONANCE KRYSTALOVÉHO VÝBRUSU

Je téměř pravidlem, že neznáme přesný sériový a paralelní rezonanční kmitočet krystalů, které chceme použít. Abychom se vyvarovali neúspěchů při stavbě propustí s krystalovými rezonátory, seznámíme se v krátkosti s některými způsoby měření rezonance.

Nejjednodušší je měření pomocí záznejů, kdy zjišťujeme pouze relativní rozdíl kmitočtů sériové rezonance. Na obr. I-28a je zapojení dvou shodných oscilátorů, řízených krystaly. Použitím velkých kapacit děličů, které musí být naprosto shodné,



I-28. Zapojení obvodu pro měření sériové rezonance krystalu: a - obvod pro vytvoření záznejů, b - pomocný oscilátor, c - cejchovní generátor, řízený krystalem, d - zesilovač

docílíme kmitů v sériové rezonanci. Oba získané kmitočty interferují v obvodu triody $E 3$ a nízkofrekvenční zázneje jednak kontrolujeme sluchátky, jednak pozorujeme oscilografem nebo nejnásze optickým indikátorem (magickou výsečí). Je-li záznež slyšitelný, odhadneme výšku tónu a tím i rozdíl obou kmitočtů. Při velmi malých rozdílech patrně záznež neuslyšíme (sluchátka nepřenasají tak nízké kmitočty), ale rytmické otevírání a zavírání výseče indikátoru prozradí kmitočtet zázneže.

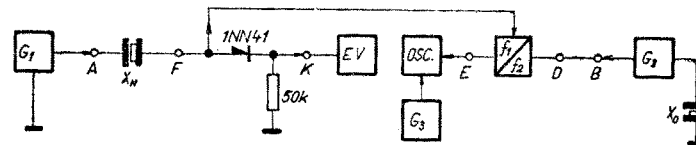
Přesněji zjistíme rozdílový kmitočtet pomocí oscilografu s časovou základnou 50 Hz sinusového průběhu. Vznikají tzv. LISSAJOUXOVY obrazce, které umožňují určit poměr obou kmitočtů. Vznikne-li elipsa, přímka nebo kružnice (i když mění sklon), je rozdíl kmitočtů blízký 50 Hz. Při vzniku ležaté osmičky je rozdíl 100 Hz, při stojaté osmičce naopak jen 25 Hz apod. [L 8]. Způsob zapojení obou oscilátorů naprosto nevylučuje možnost vnesení řady nepřesností a právě tak nelze určit znamenno rozdílu obou kmitočtů. Proto tohoto způsobu měření používáme jen orientačně, nebo pro kontrolu stavu krystalů.

Pro přesnější porovnávací měření potřebujeme několik dalších přístrojů: elektronkový voltmetr s detekční sondou pro vysoké kmitočty a pomocný oscilátor s jemným laděním v okolí kmitočtů krystalů. Výbavu doplňuje nízkofrekvenční generátor sinusového průběhu s nejnižším kmitočtem asi 10 Hz. Pomocný oscilátor má ryze jednoúčelový charakter, a proto si ho nejnásze vyrobíme sami jen pro toto měření. Jeho zapojení je na obr. I-28b. Cívka oscilátoru je tvořena polovinou mf pásmové propusti s odpojeným pevným kondenzátorem, elektronka je v tranzitronovém zapojení. Hrubé nastavení kmitočtu provádíme kondenzátorem 500 pf, jemné ladění asi v mezích kondenzátorem 100 pf. Schéma cejchovního generátoru řízeného krystalem se známým kmitočtem je na obr. I-28c. Pro úplnost jsou uvedena i zapojení záznežového obvodu a vf detekční sondy. Všechny přístroje propojíme podle skupinového schématu I-29.

Při měření musíme nejprve seřadit všechny krystaly postupně podle velikosti sériového rezonančního kmitočtu. Využíváme skutečnosti, že při sériové rezonanci je impedance krystalu nejmenší. Nemáme-li pomocný oscilátor $G 2$ přesně ocejchován, označíme si jako základní hodnotu kmitočtet známého krystalu $X 0$, který zapojíme do série s výstupem pomocného oscilátoru $G 2$ (body $A-F$) a měříme napětí za krystalem pomocí sondy a elektronkového voltmetru. Zvolna zvyšujeme kmitočtet

oscilátoru $G 2$ hrubým laděním kondenzátorem. Sériová rezonance se projeví ostrým několikanásobným vzestupem měřeného napětí. Nastavíme přesné maximum pomocí jemného ladění a snažíme se, aby jeho poloha odpovídala středu stupnice. (Může být jen rozdělena např. na 100 dílků, cejchování není nutné.) Dílky odečtené na hrubé a jemné stupnici si poznamenáme do tabulky k hodnotě $X 0$.

Při dalším zvětšování kmitočtu objeví se prudký pokles měřeného napětí až k nule. To je známkou paralelní rezonance krystalu. Hodnotu kmitočtu sice pro daný účel nepotřebujeme, ale je vhodné si poznamenat dílky, abychom měli úplné údaje o krystalu. Přesný kmitočtet změříme podle dalšího popisu s tím rozdílem, že jeden vstup záznežového obvodu přepojíme z bodu F do bodu A (obr. I-29).



I-29. Skupinové schéma zapojení při měření sériové rezonance krystalových výbrusů

Nyní zasuneme místo krystalu $X 0$ některý jiný měřený výbrus. Hrubé ladění ponecháme v původní poloze a jemným se snažíme najít sériovou rezonanci. Je-li kmitočtet krystalu podstatně odlišný a nedosáhneme sériové rezonance, hledáme jiný, s rozdílem kmitočtu ± 500 Hz. Opět si poznamenáme odečtené dílky. Tak postupujeme tak dlouho, až vyčerpáme všechny krystaly, jejichž kmitočty leží v mezích jemného ladění. Ostatní výbrusy měříme podobným způsobem, ale se změněnou polohou

Tabulka I-2. Měření sériové rezonance krystalu – příklady

Číslo krystalu	X 0	X 1	X 2	X 3	X 4	X 5
Údaj stupnice hrubé	36	36	35	39	39	40
Údaj stupnice jemné	50	41	99	50	90	16
Poznámka: nula stupnice odpovídá nejnižšímu kmitočtu						

kondenzátoru hrubého ladění, abychom dosáhli sériové rezonance. Všechny odečtené údaje obou stupnic poznamenejme v tabulce. Krystaly si označíme čísly, např. od jedné do pěti (viz příklad v tabulce I-2).

Po skončení základního měření seřadíme krystaly podle údajů v tabulce. Důležité je, aby rozdělení stupnic obou kondenzátorů bylo provedeno stejným směrem, např. při zavírání kondenzátoru stoupá údaj stupnice. Pro určení krystalu s nejnižším kmitočtem platí tyto zásady:

- Jestliže cejchovní bod 0 dílků odpovídá otevřenému a 100 dílků zavřenému kondenzátoru, pak kmitočtově nejnižší krystal má nejvyšší čtení dílků;
- Jestliže cejchovní bod 0 dílků odpovídá zavřenému, 100 dílků otevřenému kondenzátoru, pak kmitočtově nejnižší krystal má nejnižší čtení dílků (viz tab. I-3).

Tabulka I-3. Měření sériové rezonance krystalů – příklady

Pořadové číslo	1	2	3	4	5	6
Údaj stupnice	35,99	36,41	36,50	39,50	39,90	40,16
Číslo krystalu	X 2	X 1	X 0	X 3	X 4	X 5
Údaj G 3	-520	-430	-	+1060	+1390	+1485

Dalším krokem je určení rozdílů kmitočtů měřených krystalů. Připravíme si zapojení přístrojů podle obr. I-29. Cejchovní generátor G 1 dodává známý kmitočet, určený krystalem X 0. Do série s pomocným generátorem G 2 zapojíme měřený krystal s nejnižším kmitočtem. Body připojení jsou označeny A—F. Je-li jeho kmitočet nižší než X 0, označujeme nadále všechny naměřené hodnoty znaménkem minus. Při kmitočtech krystalů vyšších než X 0 označujeme hodnoty znaménkem plus.

Nyní pomocným oscilátorem G 2 nastavíme sériovou rezonanci krystalu, kmitočet nf generátoru G 3 nastavíme tak, aby se na stínítku oscilografu objevila přímka nebo kružnice. Údaj nf kmitočtu poznamenejme do tabulky pod příslušné číslo krystalu. Stejným způsobem vystřídáme všechny zbývající krystaly.

Odečtené údaje nf kmitočtu udávají rozdíl cejchovního (známého) a měřeného krystalu. Tady je právě důležité správné seřazení krystalů podle kmitočtů, abychom mohli určit, zda je rozdíl kmitočtů kladný (měřený krystal má vyšší kmitočet) nebo záporný. Rozdíly nf kmitočtů určují rozdíl kmitočtů sériové rezonance jednotlivých krystalů (tab. I-4).

Tabulka I-4. Měření sériové rezonance krystalů – příklady

Číslo krystalu	X 0	X 1	X 2	X 3	X 4	X 5
Kmitočet sériové rezonance	465,000	464,570	464,480	466,060	466,390	466,485

V našem příkladu jsou silně orámovány kmitočtové údaje dvojice krystalů, které se navzájem liší o nejmenší hodnoty a jsou proto vhodné pro použití ve dvou kaskádně zapojených propustích typu C podle obr. I-26. Rozdíl u dvojice X 1, X 2 je 90 Hz, u dvojice X 4, X 5 95 Hz. Kmitočtový rozdíl obou dvojic navzájem je průměrně 1860 Hz, takže při uvedeném zapojení propusti dosáhneme šířky pásma propustnosti 4 kHz při potlačení ostatních kmitočtů až o 65 dB.

Celé měření se podstatně zjednoduší, máme-li k dispozici měrný generátor s dělením stupnice alespoň po 25 Hz v pásmu rezonance krystalů. V tom případě změříme přímo sériovou rezonanci krystalů a celé měření se zredukuje na pouhé odečtení kmitočtu. Popisovaná metoda je východiskem z nouze, protože vř generátory s tak přesným dělením, jaké vyžadují nepatrné rozdíly krystalů, jsou poměrně vzácné.

E. Telefonie s jedním postranním pásmem

Snaha o dosažení nejvyšší účinnosti při radiotelefonii vede k uplatňování dalších, dokonalejších metod modulace. V určitém období vývoje doznala širokého uplatnění kmitočtová modulace, u které se předpokládalo, že soustřeďuje vysílanou energii do užšího pásma kmitočtů a že je relativně účinnější.

Postupem doby se však ukázalo, že modulační spektrum je širší, než při amplitudové modulaci a ze všech výhod zůstalo jen poněkud jednodušší zapojení modulátoru a větší odolnost proti atmosférickému rušení. V současné době se kmitočtové modulace používá hlavně v pásmech VKV při přenosu doprovodného zvuku televizních pořadů a u kmitočtové modulovaného rozhlasu ve stejných pásmech.

Pro hovorové cesty, přenášené rádiem v pásmu krátkých vln, zůstává zatím výhodnější způsob amplitudové modulace se snahou o omezení ztrátových výkonů modulátoru a vř zesilovacích stupňů. Odtud vznikají modulátory, které navrhli FROMY, CHIREIX a jiní; proto se v poslední době uplatňuje rekuperační zapojení výkonových stupňů při zesilování modulačního napětí a impulsová technika.

Všechna tato opatření jsou však nákladná a vyplatí se teprve u výkonů nad 10 kW. V mobilních spojovacích službách a nyní i na amatérských pásmech se stále častěji objevuje přenos pomocí jednoho postranního pásma, obvykle označovaný zkratkou SSB z anglického výrazu SINGLE - SIDE - BAND (jedno postranní pásmo).

Tento druh provozu není nový. Vznikl již před lety, ale zpočátku těžko nacházel uplatnění především proto, že vyžaduje zvláštní úpravu přijímače. Stále výrazněji se však projevují jeho nesporné přednosti, především v dosahu rádiového spojení.

I-17. CO JE TO SSB?

Pokusme se nejprve vysvětlit podstatu přenosu zpráv pomocí amplitudové modulace. Z teorie již víme, že při přenosu každé zprávy pomocí změny kmitočtu nebo výkonu vznikají postranní pásma. Při modulaci sinusovým kmitočtem vzniká součet a rozdíl modulačního a modulovaného napětí a vysíláme celkem tři složky signálu: nižší kmitočet (rozdíl), nosný kmitočet a vyšší kmitočet (součet).

O této skutečnosti se můžeme přesvědčit velmi jednoduchým pokusem. - Vysílač přizpůsobený pro amplitudovou modulaci nastavíme např. na kmitočet 3800 kHz a trvale modulujeme nízkofrekvenčním napětím 2 kHz. Dobrý přijímač se zapnutým záznejovým oscilátorem přepneme na nejmenší šířku pásma a ladíme od 3750 kHz směrem k vyšším kmitočtům. První nulový záznej se signálem vysílače najdeme na 3798 kHz, druhý na 3800 kHz a třetí na 3802 kHz.

Měníme modulační kmitočet např. od 300 Hz do 3 kHz a stejným způsobem zjistíme, že i oba kmitočty v okolí nosné se posunují tak, že jsou vždy oba shodně vzdáleny o modulační kmitočet od nosného kmitočtu. Při současné modulaci řadou nf kmitočtů vytvoří se souvislé spektrum kmitočtů. Jedna jeho polovina leží níže než nosný kmitočet a nazývá se *dolní postranní pásmo* (LSB, z angl. LOWER SIDEBAND). Jeho přesným zrcadlovým obrazem je *horní postranní pásmo* (USB, z angl. UPPER SIDEBAND). *Nosný kmitočet* tvoří přesný střed mezi oběma pásmy a nemění se při modulaci ani kmitočtově, ani amplitudově. Je jedinou stálou veličinou při amplitudové modulaci.

Je třeba, abychom si uvědomili další skutečnost: bez postranních pásem nemůžeme přenést žádnou informaci, dokonce ani telegrafním provozem. Tam však nejsou postranní pásma tak výrazná, teprve při zvýšení klíčovací rychlosti nad 200 značek za minutu se přesvědčíme, že slyšíme signál nejen na přesném kmitočtu vysílače, ale i v jeho nejbližším okolí. A co teprve klíčovací zákmity, ony nepopulární „kliky“? (Název je nevhodně přenesen z angličtiny, CLICKS = klapání.) To všechno jsou právě ta někdy nežádoucí postranní pásma signálu, který přenáší nějakou informaci. Odstup každého kmitočtu v každém postranním pásmu je přímo určen modulačním kmitočtem, který ho vyvolal.

Zabýváme se zatím úplným modulovaným signálem, složeným z dolního postranního pásma, nosného kmitočtu a horního postranního pásma. K jeho přenosu potřebujeme nejméně takové pásmo kmitočtů, jehož šířka je určena dvojnásobkem nejvyššího modulačního kmitočtu. Například pro přenos nf modulačního signálu v pásmu 50 Hz až 12 kHz zabírá rozhlasový vysílač pásmo široké 24 kHz.

Víme také, že každé postranní pásmo obsahuje všechny přenášené kmitočty modulačního signálu, tedy celou zprávu nebo informaci. Z toho všeho můžeme učinit jednoduchý závěr: jedno postranní pásmo musí stačit k úplnému a nezkreslenému přenosu modulačního signálu, protože je v něm beze zbytku obsažen. Záleží jen na tom, zda a jakým způsobem získáme na přijímací straně původní přenášenou informaci, modulační signál.

Ještě jednou trochu odbočíme: všimneme si pro porovnání činnosti superhetu, založené na směšovací pochodě. Směšování i modulace jsou shodné formy zpracování signálů; v obou případech vznikají součtové a rozdílové kmitočty. V určitém

směru má každý superhet charakter přijímače jednoho postranního pásma a to se projevuje několika základními znaky.

Jedním z nich je skutečnost, že po konverzi zesílujeme pouze rozdílový kmitočet přijímaného a transpozičního signálu. Teorie směšování dokazuje, že vznikají ještě další kmitočty, především součtové. Ty však tlumíme v pásmových mezifrekvenčních propustích. Ze dvou vzniklých pásem, součtového a rozdílového, vybíráme jen to, které můžeme lépe zpracovat. Přitom je nesporné, že obě pásma obsahují tutéž úplnou přenášenou informaci a leží v zrcadlovém uspořádání po obou stranách transpozičního kmitočtu.

Nyní stačí, abychom nazvali součtové kmitočty horním pásmem, rozdílové kmitočty dolním pásmem a podobnost je zcela zřejmá. Naprosto stejný pochod probíhá při vytváření signálu SSB: zařazením vhodné pásmové propusti můžeme potlačit kterékoliv postranní pásmo, protože obě jsou vzájemně zrcadlovým obrazem. Záleží jen na dohodě, které z nich použijeme k přenosu informací.

Kromě shodných znaků je jistě mezi popsanou metodou výběru postranního pásma a činností superhetu mnoho podstatných rozdílů. Je to především složitost použitých filtrů a propustí. Jestliže můžeme u superhetu volit střední kmitočet a šířku pásma mf propustí téměř libovolně, pak odstup modulačních postranních pásem je stálý, velmi malý, závislý pouze na nejnižším přenášeném kmitočtu zvukového spektra. A to je prakticky 50 až 300 Hz!

Zbývá vysvětlit otázku nosného kmitočtu. Ten je součástí původního modulačního spektra. Je však *nutný* k přenosu informace?

Tuto značně komplikovanou záležitost můžeme vysvětlit jen přirovnáním. Chceme-li znázornit obraz krajiny, aniž bychom ji přímo viděli, použijeme fotografie nebo mapy. Zde nám pro porozumění, o kterou část krajiny se jedná, stačí připsat zeměpisnou šířku a délku místa. Nemusíme tedy zakreslit všechny poledníky a rovnoběžky. Dohodli jsme se, kde leží nultý stupeň a pak si snadno uvědomíme a promítneme skutečnou polohu zobrazeného místa.

Stejně tak víme, kde leží při použití jednoho postranního pásma nosný kmitočet. Nepřenášíme-li jej, musíme pro „umístění“, v tomto případě kmitočtové, dosadit náhradní nosný kmitočet v přijímači a umístit ho přesně na místo původního.

Z přímé analogie vyplývá, že pro přenos informace nosný kmitočet není nutný, avšak pro opětné získání původní formy

informace musíme nosný kmitočet dodat do demodulačních obvodů, abychom dostali kmitočtově správně umístěnou, zvukově věrnou reprodukci původní řeči, hudby apod.

Náš výčet možností při vytváření signálu SSB by nebyl úplný, kdybychom nevzali v úvahu druhou, tzv. fázovací metodu. I ona má své přednosti a nedostatky a nedá se říci, že by byla složitější nebo dokonalejší než filtrační metoda. Teoretický výklad je ovšem nesrovnatelně obtížnější, předpokládá inženýrské znalosti v oboru vektorové analýzy. Snad jen širší použití filtrů ve sdělovací technice dovoluje populárnější výklad prvé metody.

Fázování samo o sobě představuje takovou manipulaci s nízkými i vysokými kmitočty, že z obou těchto složek jsou vytvářena čtyři napětí, z nichž dvě a dvě mají vždy shodnou amplitudu, avšak dosahují maxima nebo minima v různých časových okamžicích (jsou fázově posunuta o 90 úhlových stupňů). Tato čtyři napětí navzájem kombinujeme ve zvláštních obvodech tak, že se dvě z nich navzájem vyruší a zbylá dvě napětí, vektorově sečtená, vytvářejí pouze jedno postranní pásmo.

Fázovací metoda není kmitočtově omezena. Lze jí použít stejně dobře na 50 kHz jako na 50 MHz. Je však obvyklé, že použité pásmo je fázováním odděleno na kmitočtech mimo pracovní oblasti a směšováním se posunuje na potřebný kmitočet. Fázováním je možno získat původní modulační kmitočet i v přijímači, přičemž nezáleží na tom, jakým způsobem byl na vysílací straně vytvořen.

I-18. VÝHODY JEDNOHO POSTRANNÍHO PÁSMÁ

Každý, kdo uvažuje o přestavbě nebo úpravě své rádiové stanice pro provoz s jedním postranním pásmem, klade si především otázku, zda jsou skutečně dosažené výsledky úměrné vynaložené práci a je-li jich dosaženo dokonalejším zařízením nebo změnou podmínek, za kterých se uskutečňuje spojení. Odpověď je ve všech bodech kladná. Dosažené výsledky jsou výborné, mnohokrát ověřené a nesrovnatelně lepší než při klasické amplitudové modulaci. Zařízení, které k tomu potřebujeme, je dokonalejší, má lepší ukazatele především v účinnosti přenosu a ve stálosti kmitočtu. Ano, i provozní podmínky se mění a pomáhají nám překonávat úskalí atmosférických poruch, vzájemného rušení stanic na pásmu i útlum nepříznivých ionosférických podmínek. Nelze ovšem před-

pokládat, že pomocí provozu SSB uskutečníme spojení za všech okolností, tedy i tehdy, když maximální použitelné kmitočty jsou tak nízké, že znemožňují jakékoli spojení.

Nejdříve trochu počítejme: při anodové modulaci vysílače se vytvářejí modulační složky, jejichž výkon a vzájemný poměr jsou úměrné hloubce modulace. Víme, že výkon nosné se nemění, a proto jeho velikost vezmeme za základ. Předpokládejme, že ideální amplitudově modulovaný vysílač má výkon nosné vlny 100 W. Výkon obou postranních pásem se shodně zvyšuje s růstem procenta modulace podle výrazu

$$N_{pp} = \frac{m^2}{400} N_n, \quad (1)$$

kde N_{pp} je výkon postranního pásma ve wattech,

m je hloubka modulace v procentech,

N_n je výkon nosného kmitočtu ve wattech.

Při stoprocentní modulaci dosahuje výkon jednoho postranního pásma 25 % výkonu nosné. Celkový výkon vysílače stoupne při modulaci na hodnotu

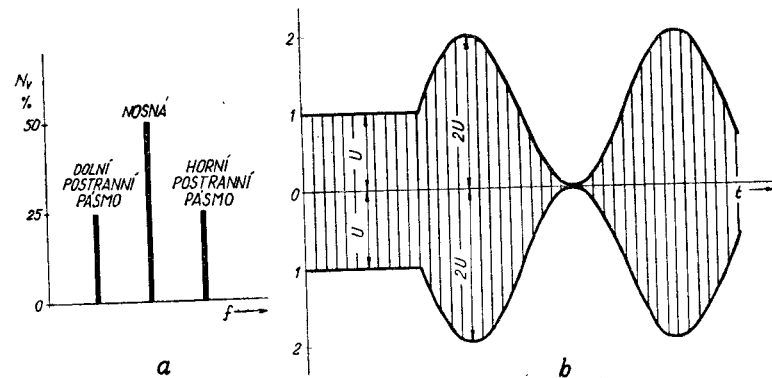
$$N_m = N_n + \frac{m^2}{400} N_n + \frac{m^2}{400} N_n, \quad (2)$$

$$N_m = N_n \left(1 + \frac{m^2}{200} \right), \quad (3)$$

protože k výkonu nosné přičítáme výkony dvou postranních pásem. Při stoprocentní modulaci je tedy efektivní výkon vysílače o polovinu větší než bez modulace. Pro náš příklad to znamená, že výkon nosné je 100 W, výkon jednoho postranního pásma 25 W a celkový výkon při stoprocentní modulaci 150 W, což je názorně zakresleno na obr. I-30a.

Ve všech předchozích vzorcích je použito efektivní hodnoty výkonů. To je velmi důležité, především proto, že při počítání se špičkovými hodnotami dostáváme jiné číselné údaje výkonů, i když pochopitelně ostatní závěry platí shodně. Vztahy mezi různými měřeními hodnotami výkonů se mnohdy zdají být nesrozumitelné. Tak například víme, že ve špičkách při stoprocentní modulaci vysokofrekvenčního výkonového zesilovače musí dodat jeho elektronky čtyřnásobek výkonu nosné – a tady je ten problém. Podle vzorce (3) jsme vypočítali, že při stoprocentní modulaci je výkon vysílače v našem příkladu 150 W, tedy

1,5krát vyšší než hodnota výkonu nosné, zatímco elektronka má dávat čtyřnásobek výkonu nosné, to je 400 W. Co se stalo s rozdílem obou výkonů?



I-30. Rozdělení výkonů modulovaného signálu a, b

Není to tak složité, jen jsme si zavedli do výpočtu dvakrát špičkovou hodnotu výkonu místo efektivní. Na obr. I-30b je znázorněn průběh napětí ve vysokofrekvenčním obvodu, modulovaný do sta procent. Impedance obvodu se během modulace nemění. Proto můžeme použít pro výpočet výkonu známého vzorce

$$N = \frac{1}{R_a} U^2. \quad (4)$$

Známe také vztahy mezi efektivní a špičkovou hodnotou sinusového napětí

$$U_{ef} = \frac{U_{sp}}{2}, \quad (5)$$

takže můžeme snadno napsat výraz pro efektivní hodnotu výkonu podle rovnic (4) a (5)

$$N_{ef} = \frac{1}{2} N_{sp}. \quad (6)$$

Nyní se vrátíme k našemu problému. Čtyřnásobek výkonu je bezesporu špičková hodnota. Převedeme ji tedy podle výrazu (6) na efektivní:

$$N_{ef} = \frac{1}{2} 400 \text{ W} = 200 \text{ W}. \quad (7)$$

Dále víme, že nosný výkon se nemění a jeho velikost je 100 W. Z výsledku (7) odečteme 100 W nosné a na postranní pásma zbývá 100 W. Modulační kmitočet je však rovněž sinusový, proto znovu převedeme i výkon postranních pásem na efektivní hodnotu, která činí pro obě pásma 50 W. Jedno postranní pásmo tedy vysíláme výkonem 25 W, což plně potvrzuje závěry, učiněné podle výrazu (1).

Situace se nezmění ani při modulaci nad 100 %, ale naopak, v takovém případě klesá výkon žádaných postranních pásem a rozptyluje se do parazitních postranních pásem, vzniklých harmonickým zkreslením modulačního kmitočtu. Úhrnný výkon vysílače zůstává stále stejný, v našem případě 150 W.

V předchozích odstavcích jsme si řekli, že k přenosu řeči, hudby nebo obecně jakékoli informace postačí jedno jediné postranní pásmo. K přenosu nepotřebujeme ani nosný kmitočet, který se s modulací nemění a tvoří jen určitý základ, ke kterému jsou připojena obě postranní pásma. Jak se změní účinnost přenosu při potlačení nosné vlny?

Použijeme-li k vysvětlení opět ideálního 100 W vysílače, můžeme nyní bez nebezpečí přetížení elektronek vysílat obě postranní pásma plným špičkovým výkonem 400 W, ze kterého na každé postranní pásmo připadá polovina, tedy 200 W. Proti přenosu úplného amplitudově modulovaného signálu, kdy na jedno postranní pásmo připadalo pouze 100 W_{sp}, dosáhneme na vysílací straně relativního výkonového zisku 3 dB, který se v přijímači projeví vzestupem síly signálu rovněž o 3 dB.

Tento druh přenosu je obvykle označován zkratkou DSB (z anglického DOUBLE-SIDE-BAND) a předpokládá dodatečné vytvoření náhradního nosného kmitočtu v přijímači. Výsledky při praktickém provozu jsou velmi dobré. Účinnost vysílače značně stoupá, protože např. v mezerách mezi slovy není vysílán žádný výkon. Během modulačního cyklu je příkon vysílače úměrný hloubce modulace. Efektivní účinnost stoupne při tomto druhu provozu asi na 60 %.

Podobným druhem provozu je telefonie se dvěma postranními pásmy a částečně potlačeným nosným kmitočtem – DSRC (z angl. DOUBLE-SIDE-BAND-REDUCED-CARRIER). Nosný výkon je buď trvale snížen asi na čtvrtinu, nebo je úměrně měněn s hloubkou modulace. Docílí se rovněž zvýšené účinnosti přenosu a na přijímací straně není obvykle nutno dosazovat náhradní nosný kmitočet. Velmi výhodné je použití DSB ve spojení s fázovací metodou výběru postranních pásem v přijímači. Šířka přenášeného pásma kmitočtů je při provozech

DSB i DSRC stejná jako při úplném signálu a je určena dvojnásobkem nejvyššího modulačního kmitočtu.

Posledním krokem ke zvýšení účinnosti přenosu je potlačení jednoho postranního pásma pomocí filtrační nebo fázovací metody. V takovém případě můžeme k přenosu informace, obsažené v jednom postranním pásmu, použít plného špičkového výkonu vysílače, v našem příkladě 400 W. To znamená, že dosáhneme na vysílací straně relativního zvýšení výkonu v poměru 400 ku 100, to je 6 dB. Stejně se projeví i relativní zvýšení síly pole v místě příjmu. To však ještě není všechno. K přenosu nyní potřebujeme jen poloviční šířku pásma, protože přenášíme jen polovinu spektra. To má příznivý vliv i na šumové poměry přijímače, neboť víme, že šumové napětí klesá úměrně se zmenšením šířky pásma přenosu. Kromě toho je značně omezena možnost vzájemného rušení stanic interferencí nosných kmitočtů a postranních pásem. To vše se projeví dalším vzestupem relativní síly signálu nejméně o 3 až 4 dB.

Nyní již můžeme učinit zcela jasný závěr. Při použití přenosu pomocí jednoho postranního pásma s potlačenou nosnou vlnou stoupá relativní síla signálu v místě příjmu až o 10 dB. To odpovídá na druhé straně při klasické amplitudové modulaci absolutnímu zvýšení výkonu vysílače na desetnásobek. Se svým původním stowattovým vysílačem, upraveným pro provoz SSB, můžeme docílit stejných výsledků jako profesionální stanice, používající úplného přenosu amplitudově modulovaného signálu s výkonem nosné 1000 W – a to přece stojí za to!

I-19. VÝKON A PŘÍKON VYSÍLAČE SSB

V amatérské praxi určujeme výkon a příkon koncového vysokofrekvenčního zesilovače při telegrafním a fonickém provozu celkem jednoduchým způsobem: součin stejnosměrného anodového napětí a proudu při plném vybuzení zesilovače udává přímo velikost příkonu. Odhadem účinnosti (50 až 70 %) vypočítáme i výkon. Jednoznačně je stanoveno, že jde o hodnoty odpovídající trvalé nosné vlně. Čím je ale určen příkon koncového zesilovače při provozu s jedním postranním pásmem, kde nosný kmitočet neexistuje a anodový proud se silně mění úměrně s intenzitou hlasové modulace?

Setkáváme se opět s jednou ze zvláštností provozu SSB. Povolovací podmínky jednoznačně určují maximální dovolený příkon anod koncového stupně vysílače a to je také hodnota,

kterou musíme dodržet. Žádný výpočet nebo odhad středního příkonu vysílače tuto podmínku nesplňuje. Jedinou možností je použít správné měřicí metody, která jednoznačně určí příkon vysílače.

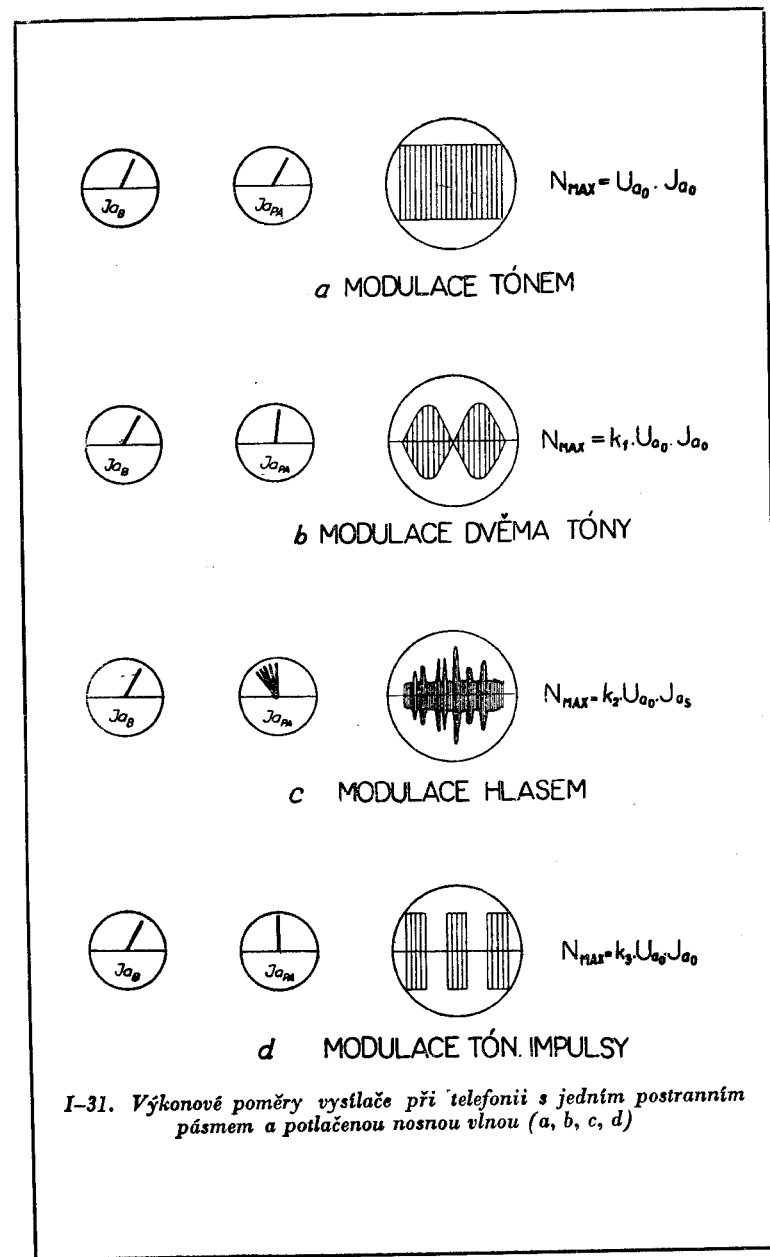
Vraťme se na chvíli k závěrům předchozích odstavců. Při provozu SSB odpovídá trvalé modulaci jediným sinusovým napětím jediný kmitočet postranního pásma, který je při úplném promodulování vyslán plným výkonem vysílače. To je stejný případ jako kdybychom pracovali telegrafním provozem. Když za těchto podmínek odečteme anodový proud elektronek koncového stupně, vypočítáme snadno a hlavně správně příkon vysílače. A to je také jediná možná přímá metoda měření příkonu vysílače pro telefonii s jedním postranním pásmem. Proto je obvyklé, že v budiči takového vysílače je vestavěn jednoduchý tónový generátor, kterým toto měření provádíme.

V literatuře se často setkáváme se zkratkou PEP. Vznikla, podobně jako všechny ostatní zkratky, z angličtiny a její plný význam je PEAK ENVELOPE POWER. Doslovně přeloženo to znamená příkon při špičkách modulační obálky. Pro úplnost je třeba poznamenat, že v angličtině nelze jedním slovem vyjádřit pojem „výkon“ nebo „příkon“ ve stejném smyslu jako v češtině. V těchto případech je nutno použít dvou slov, buď „OUTPUT POWER“ ve významu „výkon“, nebo „INPUT POWER“ ve významu „příkon“. Slovem POWER označují se tedy výkony všeobecně, v aktivním i pasivním významu. Ve zkratce PEP není přímo určen druh výkonu, avšak významově jde o příkon vysílače.

Popsanou jednotónovou zkouškou určujeme právě tento druh příkonu, to znamená, že maximální příkon odpovídá příkonu vysílače SSB, trvale modulovaného jedním tónem, s hloubkou modulace na hranici přípustného zkreslení. Pro názornost je na obr. I-31a zakreslen tvar výstupního vf napětí snímaného oscilografem. Jeho amplituda je stálá, právě tak jako anodový proud zesilovače v budiči a elektronek koncového vf zesilovače. Je třeba dodat, že zesilovací elektronka budiče pracuje ve třídě A, výstupní zesilovací elektronka ve třídě B.

Určení procenta zkreslení při modulaci typu SSB jedním tónem je velmi obtížné. Proto používáme mnohem častěji dvoutónové zkoušky, jejíž podrobný popis je uveden v kapitole o vysílačích. Zde jen vysvětlíme, jaký je rozdíl ve velikosti příkonu proti modulaci jedním tónem.

Při současné modulaci dvěma tóny sinusového průběhu vznikají i dva kmitočty postranního pásma. Jejich odstup je určen



I-31. Výkonové poměry vysílače při telefonii s jedním postranním pásmem a poilačenou nosnou vlnou (a, b, c, d)

rozdílem kmitočtů modulačních napětí. Neuvažujeme-li polohu potlačeného nosného kmitočtu, vzniká stejná situace jako při provozu DSB. (Někdy se pro dvoutónovou zkoušku využívá právě metody DSB, ale o tom až později.) Tvar výstupního napětí, pozorovaný pomocí oscilografu, je na obr. I-31b. Během jednoho modulačního cyklu se vystřídají okamžiky, kdy je vysílán plný výkon a dodáván plný příkon, a okamžiky, kdy je výkon nulový a příkon je velmi malý, určen pouze klidovými proudy elektronek. Za těchto podmínek je sice výchylka miliampérmetru v anodovém okruhu výstupního zesilovače stálá, avšak menší než v případě modulace jedním tónem. Příkon ve špičkách modulace je však stejný. Ze zásady určení maxima příkonu vyplývá, že nesmíme pro jeho výpočet použít přímo údaje miliampérmetru, který ukazuje střední hodnotu proudu, ale musíme připojit přepočítávací součinitel k_1 .

$$\text{Ve třídě B: } k_1 = 1,54 \quad N_{\max} = 1,54 \cdot I_{a_0} \cdot U_{a_0} \quad (8)$$

$$\text{Ve třídě AB 2: } k_1 = 1,35 \quad N_{\max} = 1,35 \cdot I_{a_0} \cdot U_{a_0} \quad (9)$$

$$\text{Ve třídě AB 1: } k_1 = 1,20 \quad N_{\max} = 1,20 \cdot I_{a_0} \cdot U_{a_0} \quad (10)$$

Jak je zřejmé z výrazů pro výpočet špičkového příkonu, mění se velikost součinitele k_1 podle polohy pracovního bodu elektrony. Čím je větší poměr maximálního a klidového proudu elektrony, tím větší hodnotu má součinitel k_1 a tím je vyšší i účinnost vysílače. Nejvyšší je ve třídě B (třída C není pro provoz SSB vhodná, zkresluje modulaci), nejnižší ve třídě A.

Při dvoutónové zkoušce je maximální příkon vždy 1,2 až 1,54krát vyšší než hodnota příkonu, vypočítaná pomocí výchylky miliampérmetru ve větvi anodového proudu zesilovače. Vysílač je trvale modulován dvěma napětími stejné amplitudy, s hloubkou modulace na hranici přípustného zkreslení.

Nejobtížnější je odhad příkonu bezprostředně při spojení. Typický signál SSB při přenosu řeči je složen ze strmých impulsů, jejichž amplituda silně kolísá. Větší část průběhu tvoří napětí s poměrně malou amplitudou, která vzrůstá jen při přízvukných slabikách řeči, na něž klademe hlasový důraz. Této zkušenosti obvykle využíváme při volbě elektronek výstupního zesilovače, které mohou mít poměrně malou anodovou ztrátu i při značných špičkových příkonech.

Oscilogram napětí na obr. I-31c tuto skutečnost potvrzuje. Anodový proud zesilovače prudce kolísá kolem určité střední

hodnoty, která je závislá na tlumení systému miliampérmetru. Je třeba určité zkušenosti, abychom odhadli velikost střední výchylky během řeči. I tak je to jen odhad, který dává jen velmi nepřesné výsledky. Chyba může dosahovat až 50 % správné hodnoty. Příkon vypočtený z odhadu anodového proudu musíme násobit součinitelem k_2 , takže přibližná velikost maximálního příkonu je dána výrazem:

ve třídě B:

$$k_2 = 3,3 \text{ až } 1,6; \quad N_{\max} = (3,3 \text{ až } 1,6) \cdot I_{a_s} \cdot U_{a_0} \quad (11)$$

ve třídě AB2:

$$k_2 = 2,0 \text{ až } 1,4; \quad N_{\max} = (2,0 \text{ až } 1,4) \cdot I_{a_s} \cdot U_{a_0} \quad (12)$$

ve třídě AB1:

$$k_2 = 1,4 \text{ až } 1,2; \quad N_{\max} = (1,4 \text{ až } 1,2) \cdot I_{a_s} \cdot U_{a_0} \quad (13)$$

Elektronky s malou anodovou ztrátou někdy neumožňují trvalý provoz s plným výkonem. Abychom i v tomto případě mohli správně určit velikost maximálního příkonu, můžeme zkušební tón nebo dva kmitočty při dvoutónové zkoušce klíčovat pomocí rychlého sledu impulsů. Stačí k tomu elektronkový telegrafní klíč, který přepneme do polohy, kdy jsou vysílány tečky rychlostí asi 100 značek za minutu. Při poměru tečky k mezeře jedna ku jedné je součinitel jednotónové zkoušky roven dvěma podle výrazu

$$N_{\max} = 2 \cdot I_{a_0} \cdot U_{a_0} \quad (14)$$

a u dvoutónové zkoušky klíčované impulsy jedna ku jedné:

$$\text{Ve třídě B: } k_3 = 3,0; \quad N_{\max} = 3I_{a_0} \cdot U_{a_0} \quad (15)$$

$$\text{ve třídě AB2: } k_3 = 2,7; \quad N_{\max} = 2,7I_{a_0} \cdot U_{a_0} \quad (16)$$

$$\text{ve třídě AB1: } k_3 = 2,4; \quad N_{\max} = 2,4I_{a_0} \cdot U_{a_0} \quad (17)$$

Oscilogram a poměr proudů je uveden na obr. I-31d.

Při praktickém provozu koncového zesilovače s elektronek RE 65A ve třídě AB2, s anodovým napětím 1500 V byly naměřeny tyto hodnoty (ve všech případech maximální příkon dosahoval 150 W):

zkouška jedním tónem: $I_{a_0} = 100 \text{ mA}$,
 dvoutónová zkouška: $I_{a_0} = 74 \text{ mA}$,
 modulace hlasem: $I_{a_0} = 50 \text{ mA}$,
 klíčovaná zkouška jedním tónem: $I_{a_0} = 50 \text{ mA}$,
 klíčovaná dvoutónová zkouška: $I_{a_0} = 40 \text{ mA}$.

Pro zajímavost uvedme ještě výsledky zkoušek, kdy bylo ve všech případech modulováno tak, aby výchylka miliampérmetru byla stejná (anodové napětí zvýšeno na 2500 V, odečtený proud 75 mA).

Zkouška jedním tónem: nelze provést.
 Dvoutónová zkouška: $N_{\max} = 1,35 \cdot 0,075 \cdot 2500$
 $= 250 \text{ W}$.
 Klíčovaná zkouška jedním tónem: $N_{\max} = 2,0 \cdot 0,075 \cdot 2500$
 $= 375 \text{ W}$.
 Klíčovaná dvoutónová zkouška: $N_{\max} = 2,7 \cdot 0,075 \cdot 2500$
 $= 500 \text{ W}$.
 Modulace hlasem: $N_{\max} = 2,0 \cdot 0,075 \cdot 2500$
 $= 375 \text{ W}$.

Proto pozor při provozu vysílače SSB, velmi snadno lze i u elektronek s malou anodovou ztrátou překročit povolený příkon! Uvedená elektronka RE 65A má dovolenou anodovou ztrátu pouze 65 W.

II

KRÁTKOVLNNÉ PŘIJÍMAČE

Přijímač tvoří nezbytnou součást pracoviště každého radioamatéra. Tato kapitola popisuje jednotlivé prvky zapojení přijímačů pro různé druhy rádiového provozu s ohledem na požadovanou citlivost a provozní vlastnosti.

A. Vstupní obvody přijímače

Zapojení vstupních obvodů každého přijímače navrhujeme podle požadované skutečné citlivosti, zrcadlové selektivnosti a kmitočtového rozsahu. Do vstupních obvodů obvykle zahrnujeme vysokofrekvenční zesilovací stupně, první směšovač a oscilátor. Tyto části mohou tvořit samostatnou jednotku, a to jak elektricky, tak konstrukčně. V některých případech je takové řešení dokonce výhodnější, zvláště tehdy, máme-li hotovou mezifrekvenční část přijímače s dobrými provozními vlastnostmi. Samostatnou vysokofrekvenční část přijímače označujeme jako konvertor, tedy zařízení, které převádí přijímaný signál na kmitočet mezifrekvenční části přijímače.

Vstupní obvody přijímače určují především zrcadlovou selektivnost. Čím větší počet laděných obvodů je zařazen před směšovačem, tím dokonaleji jsou potlačeny zrcadlové kmitočty. Je pochopitelné, že s počtem laděných obvodů a zesilovacích stupňů roste i zesílení, které však nesmí přesáhnout určitou mez, především pak velikost stabilního zesílení. Podle nejnovějších poznatků volíme u vstupních obvodů nejvýše takové zesílení, které právě převyšuje šum směšovače. Dalším růstem zesílení rychle roste obsah kombinačních kmitočtů. Právě tak i při volbě elektronek musíme přihlížet jak k činiteli jakosti K , který zahrnuje technické vlastnosti elektronek a závislost jejich vstupní impedance na kmitočtu [L 10], tak i k průběhu pracovních charakteristik elektronek, které mají být co nejlineárnější, aby nedocházelo k dodatečnému zkreslení zesilovaného signálu a ke vzniku parazitních složek. Podobně jako u nízkofrekvenčních zesilovačů, i zde je považováno zkreslení nad 10 % za neúnosně veliké. Zesílení vstupních obvodů vhodně upravíme vazbou vstupních a výstupních okruhů elektronek na odbočky rezonančních obvodů, což je výhodné i z hlediska zmenšení vneseného útlumu.

Dodržíme-li tyto podmínky, získáme mnohem snáze potřebné zesílení v mezifrekvenční části, bez nebezpečí vlastních kmitů zesilovačů. Pro vysokou skutečnou citlivost přijímače má větší význam dokonalé přizpůsobení antény a nízký šum vstupních obvodů než složitý systém několika laděných vstupních zesilo-

vačů. Nesmíme zapomínat ani na to, že moderní miniaturní elektronky jsou konstruovány pro nízká anodová napětí. Doporučené hodnoty je nutno přesně dodržet (včetně velikosti žhavicího napětí). Tím současně zajistíme minimální šum elektronek a dostatečnou stabilitu zesilovačů.

Tabulka II-1. Parametry zesilovacích elektronek

TYP	Z	S	K	Rš	Rv	C
PCC 84	T	6,0	2.10 ⁵	500	2.10 ⁵	400
6Ž1P	T		7.10 ⁴	385	7.10 ⁴	180
6F32	P	4,5	9.10 ⁴	1300	9.10 ⁴	70
6Ž1P	P		7.10 ⁴	1800	7.10 ⁴	40
6Ž4	T		7.10 ³	220	7.10 ³	30
EF 80	P	6,8	2.10 ⁴	1200	2.10 ⁴	16
ECC85	T	5,9	6.10 ³	500	6.10 ³	12
6Ž4	P		7.10 ³	720	7.10 ³	9,7
PCC85	T	6,2	6.10 ³	1350	6.10 ³	4,5

Z - zapojení ... T = trioda, P = pentoda,

S - strmost [mA/V],

K - činitel jakosti [k Ω · MHz²],

Rš - ekvivalentní šumový odpor [Ω],

Rv - vstupní impedance při 33 MHz [Ω],

C - poměr Rv/Rš, určující použitelnost.

Krátkovlnné sdělovací přijímače mají obvykle kmitočtový rozsah od 1,5 MHz do 30 MHz a někdy jsou doplňovány i obvody pro příjem v pásmu 150 až 1500 kHz. Tak široké spektrum kmitočtů nelze obsáhnout bez přepínání rozsahů. Přijímače nižších tříd mají tři až pět rozsahů s určitým překrytím. Poměr maximálního kmitočtu k minimálnímu je menší než 2,5. Za těchto podmínek nelze odečítat kmitočty s vyšší přesností než 10 kHz. Proto mají jakostní přijímače patnáct i více rozsahů vždy po dvou MHz. Odečítání kmitočtů může být přesnější než ± 2 kHz, zvláště při promítané stupnici.

Přijímače pro amatérská pásma, kterých často používáme i jako vlnoměru, musí zajistit odečítání kmitočtu s přesností

vyšší než 1 kHz, a proto se často uplatňuje tzv. rozprostření pásem, která volíme buď přepínačem, nebo cívkovým karuselem. Oba způsoby mají své výhody i nevýhody. Jinou možností je použití proměnného prvního mezifrekvenčního kmitočtu v přijímači s dvojným směřováním.

Jak již vyplývá z předchozího výkladu, budou v této kapitole popisovány výlučně přijímače s nepřímým zesílením - superhety. Jsou jediným pokrokovým řešením příjmu v oboru krátkých vln s požadovanou selektivností a provozními vlastnostmi. Pokud by se vyskytla nutnost konstrukce přijímače s přímým zesílením, lze pochopitelně použít všech závěrů a konstrukčních údajů, počínaje anténní vazbou a konče mřížkovým obvodem směšovače.

Protože u superhetu jsou kmitočty vstupního obvodu, oscilátoru a mezifrekvence vzájemně vázány podmínkami souběhu, musíme řešit všechny tyto obvody současně. To je důležité především při volbě jiných mezifrekvenčních kmitočtů. Při odchylkách nad 10 % již nesouhlasí udané hodnoty kapacit a indukčností obvodu oscilátoru a je nutno provést celý výpočet znovu [V 6]. Hodnoty vstupních obvodů mohou zůstat beze změn.

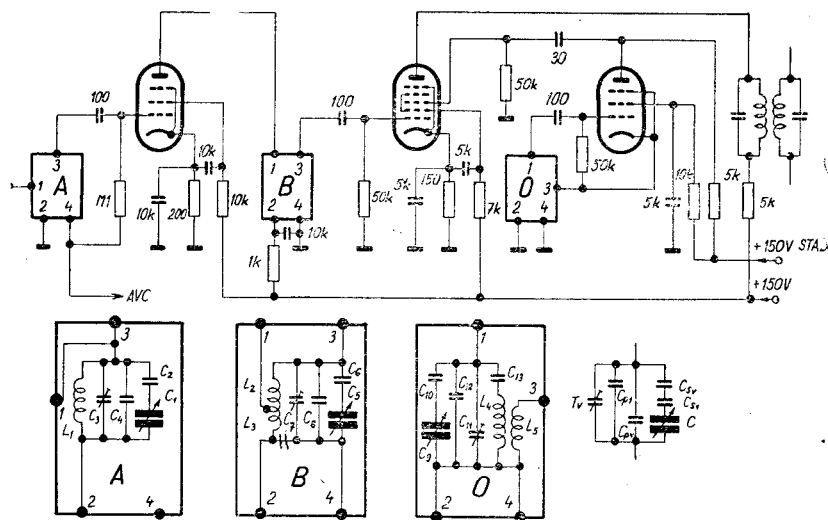
Stejně kritická je poloha vazebních bodů v obvodech vysokofrekvenčních zesilovačů. Při použití elektronek s vyšší strmostí nebo větší průchozí kapacitou je třeba úměrně zmenšit vazbu s obvodem, jinak nemusí být splněna podmínka stability zesilovače a vznikají vlastní kmitý - zesilovač se změní v oscilátor.

II-01. JEDNODUCHÝ VF DÍL PŘIJÍMAČE 1,5 AŽ 30 MHz

V těch případech, kdy nám příliš nezáleží na citlivosti a zrcadlové selektivnosti přijímače, volíme nejjednodušší typ vf dílu s jedním zesilovacím stupněm a mezifrekvenčí kolem 450 kHz. Na kmitočtech do 7 MHz je potlačení zrcadlových kmitočtů vyhovující, asi 40 dB (1 : 100), na vyšších pásmech klesá až na 24 dB (1 : 15), což může podstatně zhoršit podmínky příjmu. Tyto nedostatky jsou částečně vyváženy jednoduchou koncepcí a snadnou obsluhou.

Na obr. II-01a je schéma zapojení. Signál přicházející z antény kapacitní vazbou na první laděný obvod je zesilován v pentodovém zesilovači. Jeho anodový laděný obvod je opět kapacitně vázán s řídicí mřížkou heptodového směšovače. Zde

se směšuje s napětím oscilátoru laděného v souběhu s obvody vf zesilovače trojnásobným otočným kondenzátorem. Rozdílový kmitočet 450 kHz je dále zesilován v mf zesilovači. Oscilátor je zapojen třibodově v obvodu řídicí mřížka – katoda – stínící mřížka. Elektronovou vazbou je napětí oscilátoru převedeno do anodového neladěného okruhu s pracovním odporem 10 kΩ a malou kapacitou vázáno se třetí mřížkou směšovací elektronky. Tímto zapojením se poněkud zmenší strhování kmitočtu oscilátoru na nejvyšších pásmech a získá se vyšší stabilita kmitočtu.



II-01. Zapojení jednoduchého vf dílu přijímače 1,5–30 MHz. Při změně rozsahů se přepínají obvody v bodech: A3, A1, B3, O1, O3. Indukční cívky jsou navzájem stíněny

Celé krátkovlnné pásmo 1,5 až 30 MHz je rozděleno do tří hlavních rozsahů 1,5 až 4 až 11 až 31 MHz, které je možno volit přepínačem. Pro doplnění jsou v tabulce uvedeny i hodnoty součástek pro pásma středních a dlouhých vln. Protože nelze jednoznačně určit, jakou konečnou kapacitu bude mít ladičí kondenzátor, jsou v tabulce II-2 udány hodnoty sériových kapacit jak pro kondenzátory 11–490 pF, tak 10–220 pF.

Rozprostření amatérských pásem je elektrické, kombinací sériových a paralelních kapacit ve větví ladičího kondenzátoru. Sériový souběhový kondenzátor oscilátoru je zařazen ve

Tabulka II-2a. Prvky laděných obvodů

ROZSAH-MHz	C _{3,7}	C _{4,8}	C ₁₁	C ₁₂	C ₁₃	C _{2,6,10} 490	C _{2,6,10} 220	L ₁	L ₂	L ₃	L ₄	L ₅	
DV	0,15–0,5	3	0	9	0	70	400	—	4740	0	4740	1180	118
SV	0,5–1,5	3	0	5	0	188	400	—	432	0	432	252	25,2
1	1,5–4,2	5	0	9	0	780	400	—	47	0	47	35,4	4
2	4,0–11,3	5	0	2	0	2k	400	—	6,6	3,0	3,6	6,45	0,7
3	11,0–31,0	5	0	5	0	1k8	210	420	0,8	0,6	0,7	1,37	0,2
1a	1,5–2,0	10	120	9	130	780	150	240	47	0	47	35,4	4
1b	3,5–4,0	3	30	12	30	780	17	18	47	0	47	35,4	4
2a	7,0–7,5	6,5	60	18	50	2k	18	19	6,6	0	47	6,45	0,7
3a	11,0–18,5	8,3	40	13	40	1k8	135	200	0,8	0,6	0,7	1,37	0,2
3b	18,0–25,5	5,0	20	10	20	1k8	40	45	0,8	0,6	0,7	1,37	0,2
3c	25,0–30,0	3,7	15	14	10	1k8	16	15	0,8	0,6	0,7	1,37	0,2
3d	14,0–14,5	5,2	80	10	80	1k8	13	12	0,8	0,6	0,7	1,37	0,2
3e	21,0–22,0	6,6	30	11	30	1k8	9	8	0,8	0,6	0,7	1,37	0,2
3f	21,0–21,5	10	30	15	30	1k8	6	6	0,8	0,6	0,7	1,37	0,2
3g	21,5–22,0	8	30	13	30	1k8	6	6	0,8	0,6	0,7	1,37	0,2
3h	28,0–29,0	2	20	7	20	1k8	6	6	0,8	0,6	0,7	1,37	0,2
3k	28,0–28,5	4	20	9	20	1k8	4	4	0,8	0,6	0,7	1,37	0,2
3m	28,5–29,0	3	20	8	20	1k8	4	4	0,8	0,6	0,7	1,37	0,2
KAPACITY v pF								INDUKČNOSTI V μH					

Tabulka II-2b. Kmitočty souběhu

ROZSAH	1	2	3	DV	SV
f ₁	4,04	10,81	28,7	430	1,4
f ₂	2,86	7,65	20,5	300	1,0
f ₃	1,68	4,49	12,3	170	0,6
	MHz	MHz	MHz	kHz	MHz

v zapojení s uzemněnou katodou, s induktivní vazbou v anodovém obvodu. Tím se zmenší počet přepínaných bodů při volbě pásem. Směšovač je aditivní s elektronkou ECF 82. Oscilátor se poněkud liší od běžných přijímačů – elektronka je zapojena jako negativní odpor. Výhodou zapojení je větší stabilita kmitočtu a jednobodové přepínání.

Tabulka II-3a. Prvky laděných obvodů

ROZSAH-MHz	$C_{1,5,9}$	$C_{2,6}$	$C_{4,8}$	$C_{3,7}$	C_{10}	C_{11}	C_{12}	L_1	k	L_3	$L_{2,4}$	L_5	
1	1,5— 3,0	490 220	125 185	0	5	89 116	11,6	0	30	0,18	14	94	67
2	2,0— 4,0	490 220	125 185	0	5	95 126	12,2	0	25	0,12	5	53	40
3	4,0— 8,0	490 220	125 185	0	5	108 151	11,8	0	12	0,1	1,5	13,2	11,2
4	8,0—15,0	490 220	70 85	0	5	63 81	6,7	0	6	0,07	0,4	5,6	5,0
5	15,0—22,0	490 220	30 32	0	8,7	25 27	3,1	10	3	0,06	0,3	3,0	3,56
6	22,0—30,0	490 220	21 22	10	1,5	20 21	1,7	10	2	0,05	0,2	1,66	1,77
1a	1,5—2,0	490 220	70 86	50	8,5	57 67	10	60	30	0,18	14	94	67
2a	3,5— 4,0	490 220	16 16	10	3,6	15 16	5,8	20	25	0,12	5,0	53	40
3a	7,0— 7,5	490 220	10 10	20	9,0	10 10	10,8	30	12	0,1	1,5	13,2	11,2
4a	14,0—14,5	490 220	5 5	10	8,5	5 5	5,2	20	6	0,07	0,4	5,6	5,0
5a	21,0—21,5	490 220	4 4	0	14,5	4 4	9,2	10	3	0,06	0,3	3,0	3,56
5b	21,5—22,0	490 220	4 4	0	14,2	4 4	8,9	10	3	0,06	0,3	3,0	3,56
6a	28,0—28,5	490 220	4 4	10	6,3	4 4	6,6	10	2	0,05	0,2	1,66	1,77
6b	28,5—29,0	490 220	4 4	10	4,1	4 4	4,4	10	2	0,05	0,2	1,66	1,77
činitel vazby $L_3/L_4 \dots k = 0,5$ u všech rozsahů													kapacity v pF, indukčnosti v μH

Tabulka II-3b. Kapacity pro různé ladící kondenzátory

PÁSMO	1, 2, 3	1a, 4	5	6	2a	3a	4a	5a, b 6a, b	C 1, 5, 9
$C_{2,6}$	125	70	30	21	16	10	5	4	11—490
C_{10}	89	63	25	20	15	10	5	4	11—490
$C_{2,6}$	185	85	32	22	16	10	5	4	11—220
C_{10}	116	81	27	21	16	10	5	4	11—220

Tabulka II-3c. Kmitočty souběhu (MHz)

ROZSAH	1	2	3	4	5	6
f_1	2,9	3,86	7,73	14,5	21,0	29,0
f_2	2,25	3,0	6,0	11,6	16,5	22,5
f_3	1,6	2,14	4,27	8,5	(12)	(16)

Tabulka II-3d. Mezní kmitočty oscilátoru rozprostřených pásem (MHz)

PÁSMO	1a	2a	3a	4a	5	5a	5b	6	6a	6b
$f_{max.}$	2,47	4,47	7,97	14,97	22,47	21,97	22,47	30,47	28,97	29,47
$f_{min.}$	1,97	3,97	7,47	14,47	15,47	21,47	21,97	22,47	28,47	28,97

Celé pásmo kmitočtů 1,5 až 30 MHz je rozděleno do šesti dílčích rozsahů: 1,5 – 3,0 – 4,0 – 8,0 – 15,0 – 22,0 – 30,0 MHz. Takové uspořádání umožňuje snadné rozprostření amatérských pásem nebo vypuštění hlavních rozsahů a příjem pouze v amatérských pásmech. Sériová souběhová kapacita je zapojena ve větvi ladícího kondenzátoru. Další výhodou je vyrovnání velikosti zesílení v nejčastěji používaných úsecích amatérských pásem, které jsou umístěny vždy v místě minimálního poměru C/L laděných obvodů. Hodnoty indukčních cívek a kondenzátorů udává tabulka II-3. Zesílení obou vf zesilovačů je voleno $10 \times$ v jednom stupni, aby bylo dosaženo dobré stability. Tuto hodnotu určují jednak vazební cívky L_3 , jednak činitel vazby

indukčností L_3 L_4 . V případě potřeby můžeme mírně zvýšit nebo snížit zesílení jednotlivých stupňů změnou vzájemné polohy cívek L_3 a L_4 . Není snad třeba zdůrazňovat, že při konstrukci dbáme na dosažení co největší mechanické pevnosti, především přepínače rozsahů, a délku spojů omezíme na minimum.

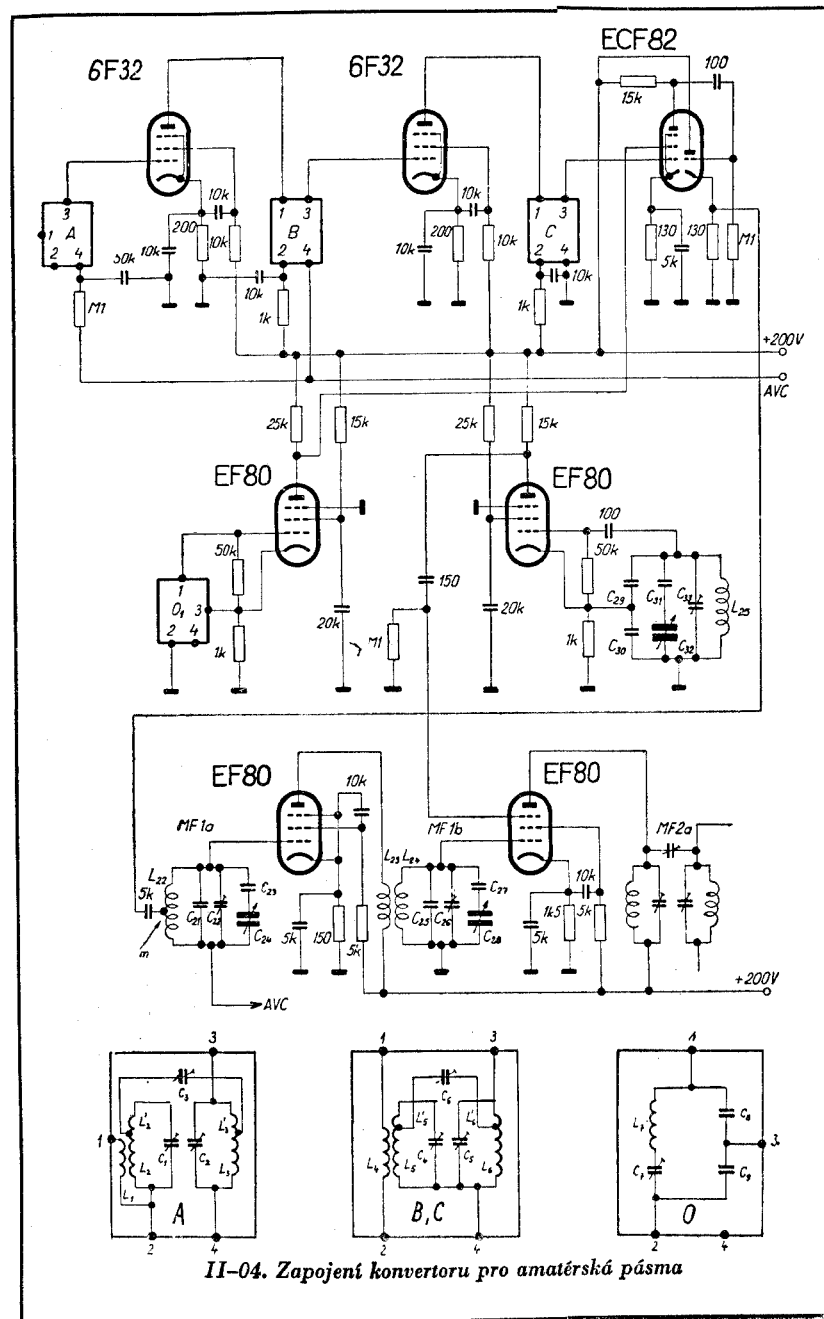
II-03. KONVERTOR PRO AMATÉRSKÁ PÁSMA

Použití dvou laděných vf zesilovačů je vázáno požadavkem čtyřnásobného ladicího kondenzátoru, který se na trhu objevuje jen zřídka. Nároky na potlačení zrcadlových signálů jsou však značné – požaduje se útlum alespoň 50 dB (1 : 300) – současně se zachováním velké signálové selektivity při telegrafním a SSB provozu. Mnohdy máme k dispozici kvalitní (třeba inkurantní) přijímač, který má dobré vlastnosti, ale právě jen v pásmu 1500 až 3000 kHz, a u něhož nelze provést přestavbu na vyšší kmitočtová pásma buď pro přílišnou mechanickou náročnost, nebo proto, že by nebyly splněny požadavky na zrcadlovou selektivnost. V takovém případě je výhodné použít pevně laděného konvertoru. Na obrázku II-04 je jeho zapojení.

Obvyklé laděné obvody dvou vf zesilovačů jsou nahrazeny pásmovými propustmi. Aby bylo usnadněno nastavení potřebné křivky propustnosti (v našem případě 500 kHz), je zvoleno zapojení s kapacitní vazbou. Indukčnosti propustí jsou navzájem odděleny stínícími kryty nebo přepážkami. První oscilátor je nastaven pevně, v zapojení s kapacitním děličem. První mf kmitočet je proměnný od 1800 do 2300 kHz. Tím je usnadněno

Tabulka II-4. Dělení stupnice laděné první mezifrekvence

oscilátor níže	3,5	7,0	14,0	21,0	28,0	28,5	29,0	oscilátor výše
1800	3500	7000	14 000	21 000	28 000	28 500	29 000	2300
1900	3600	7100	14 100	21 100	28 100	28 600	29 100	2200
2000	3700	7200	14 200	21 200	28 200	28 700	29 200	2100
2100	3800	7300	14 300	21 300	28 300	28 800	29 300	2000
2200	3900	7400	14 400	21 400	28 400	28 900	29 400	1900
2300	4000	7500	14 500	21 500	28 500	29 000	29 500	1800
kHz	Přijímaný kmitočet kHz							kHz



odečítání kmitočtů. Stupnice je pro všechny rozsahy stejná, začátku odpovídá vždy 1800 kHz pro případ, že kmitočet prvního oscilátoru je nižší než přijímaný. V opačném případě začínají všechna pásma vždy na 2300 kHz a stupnice je obrácená. Pro orientaci je dělení uvedeno v tabulce II-4.

Při jiných hodnotách první mezifrekvence budou i jiné údaje stupnice [V 7]. Pro příjem v pásmu 1800 až 2000 kHz je první oscilátor odpojen a použijeme vstupu první mezifrekvence ve spojení s jedním vf zesilovačem konvertoru. První směšovač je opět aditivní, abychom dosáhli lepších šumových vlastností, osazen pentodovou částí elektronky ECF 82. Katodový sledovač umožňuje připojení konvertoru k mezifrekvenční části koaxiálním kabelem. Tento spoj musí být co nejkratší, jinak pronikají na vstup mf části parazitní signály. V tabulce II-5 jsou udány hodnoty indukčností a kapacit laděné první mezifrekvence. Druhý mf kmitočet můžeme zvolit v rozmezí 60 až 500 kHz.

Tímto zapojením jsme vytvořili přijímač s dvojím směšováním. Poměrně vysoký první mf kmitočet zaručuje dostatečné potlačení zrcadlových kmitočtů, nízký druhý mf kmitočet umožňuje dosažení vhodné signálové selektivity. Výhoda přímého a dostatečně přesného odečítání kmitočtu je spojena

Tabulka II-5a. Proky laděných obvodů

Vstupní díl - pásmové propusti a oscilátor											
PÁSMO od-do MHz	L_1	k	$\frac{L_3}{L_6}, \frac{L_3}{L_6}$	$\frac{L_5}{L_5}, \frac{L_6}{L_6}$	L_4	L_7	$C_{1,2}, C_{3,5}$	$C_{2,6}$	C_7	$C_{8,9}$	f_{osc}
1,5—2,0	30	0,2	0	257	82,5	—	30	14	—	—	—
3,5—4,0	15	0,15	0	61,2	19	290	30	6,3	30	1k	1,7
7,0—7,5	8	0,1	0	16,5	5	94	30	3	10	350	5,2
14,0—14,5	4	0,07	1,8	6,2	1	17	20	3	10	250	12,2
21,0—21,5	3	0,05	1,45	3,8	0,5	13	15	3	6	150	19,2
21,5—22,0	3	0,05	1,45	3,8	0,5	13	15	3	5	150	19,7
28,0—28,5	2	0,05	1,7	3,2	0,4	17	10	3	3	70	26,2
28,5—29,0	2	0,05	1,7	3,2	0,4	17	10	3	2	70	26,7
KAPACITY v pF						INDUKČNOSTI v μH					

Tabulka II-5b. Laděná první mezifrekvence 1700—2200 kHz

f_{mfa}	ODBOČKA $m = 0,07$ $L_{odb} = 1 \mu H$	L_{23}	L_{22}, L_{24}	L_{25}	$C_{21,25}$	$C_{22,26}$	$C_{23,27,31}$	$C_{24,25,32}$	$C_{29,30}$	C_{33}
60			9,0	21,8	19,6	200	10	120	220	210
140		9,0	21,8	17,1	200	10	120	220	220	12
352		13,0	21,8	13,0	200	10	120	220	260	4
470		17,0	21,8	11,1	200	10	120	220	270	13
Body souběhu 1,85 MHz a 2,15 MHz, vazba cívek $k = 0,5$										

Tabulka II-6. Harmonické kmitočty druhého oscilátoru (MHz)

MF KMITOČET kHz	1. oscilátor níže						1. oscilátor výše								
	PÁSMO	n	7	n	14	n	21	n	3,5	n	7	n	14	n	21
	60	7	2,023	10	2,127	10	2,182	4	1,913	5	2,310	8	2,320	11	2,324
150	6	2,415	9	2,382	9	2,445	4	1,883	5	2,287	8	2,307	11	2,315	
	7	2,010	10	2,117	10	2,173					9	2,018			
350	3	2,420	10	2,094	10	2,150			5	2,237	7	2,658	11	2,295	
	6	2,370			9	2,356	9	2,418			8	2,264			
470	3	2,360	8	2,675	8	2,747					7	2,588	10	2,502	
	6	2,346	10	2,081	10	2,136					8	2,222	11	2,253	
KMITOČTY V MHz jsou vyjádřeny v kmitočtech oscilátoru; n je řád harmonické															

i s jednoduchým cejchováním. Nevýhodou je možnost pronikání harmonických kmitočtů druhého oscilátoru do vstupních obvodů konvertoru, čímž vznikají „hluché“ kmitočty. Harmonické druhého oscilátoru pak přijímáme jako stálou nosnou vlnu neexistujícího vysílače, jejíž poloha na stupnici se nemění. Proto je nutné, abychom mezifrekvenční díl i konvertor navzájem co nejlépe stínili kryty z tenkého hliníkového plechu. Zhavicí a anodové napětí konvertoru připojujeme přes filtrační členy LC. Zvláště pečlivě musíme zakrýt obvody a někdy i elektronky druhého směšovače a oscilátoru. Výhodné je, jsou-li oba díly umístěny v samostatných kovových skříních. Všechny tyto potíže jsou však vyváženy ostatními mimořádně dobrými vlastnostmi celého zařízení.

Tabulka II-6 obsahuje kmitočty, na nichž se mohou vyskytnout harmonické druhého oscilátoru pro nejčastěji používané kombinace prvního a druhého mezifrekvenčního kmitočtu, propočítané zhruba do desátého řádu. Pro odchylky do 2 % od udaných hodnot mf kmitočtu lze tabulky použít již jen orientačně, pro větší rozdíly je nutno provést celý výpočet znovu [V 8].

II-04. KONVERTOR PRO PEVNOU PRVNÍ MEZIFREKVENCI

Nesnázé s pronikáním harmonických kmitočtů druhého oscilátoru u superhetu s dvojitým směšováním lze částečně omezit použitím pevného prvního a druhého mezifrekvenčního kmitočtu. Abychom mohli vyladit žádaný signál, musíme použít proměnný první oscilátor, laditelný v souběhu s obvody vf zesilovačů. Tato záležitost však není tak jednoduchá, jak by se na první pohled zdálo. Proměnný oscilátor na kmitočtech kolem 20 MHz vyžaduje dokonalé mechanické upevnění všech součástí a správný návrh pracovních podmínek elektronky oscilátoru, aby byl dostatečně stabilní a neznepokojoval ladění. Kromě toho se značně mění amplituda kmitů oscilátoru, je-li laděn v pásmu kmitočtů s poměrem větším než 1 : 1,5. Proto takové řešení použijeme skutečně jen tehdy, když je mf zesilovač pevně nastaven na jediný kmitočet, nebo v tom případě, když chceme obsáhnout celé pásmo krátkých vln v malém počtu dílčích rozsahů.

Druhý oscilátor může být řízen krystalem, aby se zvětšila jeho stabilita, přičemž dbáme na to, aby pracoval pokud možno ve třídě A s minimálním obsahem harmonických.

Polohu pronikajících násobků kmitočtu druhého oscilátoru předem propočítáme [V 8] a snažíme se dodržet všechny zásady konstrukce, uvedené v předchozím odstavci. Při správném provedení můžeme zanedbat harmonické počínaje pátým řádem. I tehdy je však pronikajících tzv. vlastních kmitočtů (někdy je nazýváme „hluchými“) celá řada.

Použijeme-li pouze rozprostřených amatérských pásem; je možno stanovit tzv. bezpečné kmitočty druhého oscilátoru, jejichž harmonické leží až do desátého řádu mimo oblast přijímaných kmitočtů. Pak je možno počítat se skutečně špičkovou citlivostí přijímače, bez hluchých míst, způsobených vlastními kmitočty přijímače. Tím však parazitní příjmy nekončí. Mohou se vyskytnout tak nepříznivé případy, kdy se směšují v prvním směšovači harmonické vyššího řádu prvního a druhého oscilátoru s harmonickými přijímaných silných signálů, zkreslených zahlcením vstupních vf zesilovačů [V 9]. V amatérské praxi můžeme jen těžko postihnout všechny takové okolnosti, a proto se snažíme pečlivým stíněním zabránit alespoň vlastním příjmům prvního řádu.

Bezpečné kmitočty druhého oscilátoru, jejichž harmonické až do desátého řádu nespádají do amatérských pásem, můžeme volit v mezích 2,075 až 2,090 MHz, 2,1 až 2,3 MHz, 2,92 až 2,99 MHz, 3,28 až 3,48 MHz, 4,92 až 5,24 MHz a 5,9 až 6,9 MHz a v mezích všech celistvých násobků těchto kmitočtů.

Tabulka II-7. Prvky 1. oscilátoru

ROZSAH	od	3,5	4,0	8,0	15,0	22,0	7,0	14,0	21,0	28,0
	do	4,0	8,0	15,0	22,0	30,0	7,5	14,5	22,0	29,0
C_{10a}	14,2	79,0	42,7	25,4	19,3	9,75	4,6	5,0	4,5	
C_{10b}	14,7	100	48,0	27,2	20,3	10,0	4,7	5,2	4,5	
C_{11}	6,2	6,5	3,8	7,0	8,6	5,5	7,2	7,0	7,3	
C_{12}	40,0	25,0	10,0	10,0	10,0	50,0	20,0	15,0	15,0	
L_5	13,5	6,3	4,7	2,5	1,43	6,3	4,7	2,5	1,43	
f_1	3,86	7,73	14,5	21,0	29,0	(7,73)	14,5	21,0	29,0	
f_2	(3,0)	6,0	11,5	16,5	22,5	—	—	—	—	
f_3	(2,14)	4,27	8,5	(12,0)	(16,0)	—	—	—	—	
KAPACITY v pF						KMITOČTY v MHz				

Tabulka II-8. Nastavení mezních kmitočtů oscilátoru

Tabulka platí za předpokladu přesných hodnot C_{10} a C_{12} .

Mezní kmitočty ve srovnání s žádanou hodnotou je:				
DOLNÍ HORNÍ	NIŽŠÍ VYŠŠÍ	NIŽŠÍ NIŽŠÍ	VYŠŠÍ VYŠŠÍ	VYŠŠÍ NIŽŠÍ
OPRAVA	Zvětšit C_{11} Zmenšit L_5	Zmenšit L_5 Doladit C_{11}	Zvětšit L_5 Doladit C_{11}	Zmenšit L_5 Zvětšit C_{11}
DOLNÍ HORNÍ	SPRÁVNÝ NIŽŠÍ	SPRÁVNÝ VYŠŠÍ	NIŽŠÍ SPRÁVNÝ	VYŠŠÍ SPRÁVNÝ
OPRAVA	Zmenšit C_{11} Zvětšit L_5	Zvětšit C_{11} Zmenšit L_5	Zmenšit L_5 Zvětšit C_{11}	Zvětšit L_5 Zmenšit C_{11}

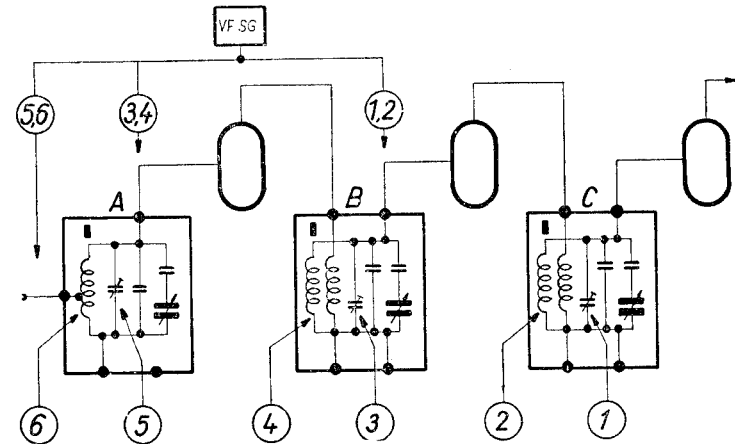
Změnou indukčnosti se poměr mezních kmitočtů příliš nemění, celý rozsah se při zvětšení indukčnosti posune k nižším a při zmenšení k vyšším kmitočtům.

Druhou možností, častěji používanou, je nastavení oscilátoru pomocí vf signálního generátoru, jehož výstupní napětí připojíme na mřížkový obvod směšovače. V tomto případě musí pracovat i celá mezifrekvenční část vyvažovaného přijímače a hledáme vždy maximum napětí za detektorem. Rozdíl kmitočtů vf generátoru a oscilátoru je dán kmitočtem mezifrekvence. Zjištěné odchylky od vypočtených hodnot dolního a horního mezního kmitočtu oscilátoru vyrovnáme změnou indukčnosti a kapacity rezonančního obvodu podobně jako v předchozím případě.

V tabulce II-8 je uveden přehledně celý postup za předpokladu přesných hodnot sériové kapacity a pevné části paralelní kapacity v obvodu oscilátoru. Není-li tato podmínka splněna, je třeba kontrolovat i střední souběhový bod (kmitočty f_2) a jeho polohu opravit změnou sériové kapacity. Všechny prvky rezonančního obvodu jsou vázány podmínkou rezonance, a proto při změně kteréhokoli členu je nutno znovu prověřit všechny tři souběhové body.

Dalším krokem je vyvážení vstupních rezonančních obvodů.

Zde je opět nutný signální vf generátor, vyvážená mf část přijímače a výstupní voltmetr, kterým měříme buď přímo detekované napětí, nebo mf výstup přijímače. Hloubku modulace vf napětí generátoru volíme asi 30 %, výstupní napětí určíme z předpokládané vstupní citlivosti přijímače tak, že na každý vf zesilovací stupeň počítáme s desetinásobným zesílením. Postup při vyvažování je naznačen v tabulce II-9 a na obr. II-06. Regulátory vf, mf i nf zesílení jsou nastaveny na maximum, automatické řízení citlivosti vypnuto. Popis souhlasí s postupem vyvažování hlavních dílčích rozsahů vstupní části superhetu podle obr. II-03.



II-06. Postup vyvažování vstupní části superhetu

Poněkud odlišný postup volíme při vyvažování obvodů v rozprostřených částech rozsahů. Podmínky souběhu se zde redukuje obvykle na jeden bod, ležící uprostřed rozprostřeného pásma. Vyvažovat začínáme opět od obvodu oscilátoru, stejně, jako u hlavních rozsahů. Pokud pro hlavní i rozprostřené pásmo použijeme též indukční cívky, nastavujeme mezní kmitočty výlučně změnou velikosti sériové a paralelní rozprostírací kapacity. Velmi vhodné je použít kontrolního přijímače nebo přesného vlnoměru a přímo sledovat změny kmitočtu. U popsanych zapojení jsou udány přímo mezní kmitočty oscilátoru, u jiných přístrojů musíme vždy k vstupním mezním kmitočtům přičíst kmitočty mezifrekvence.

Vyvážení vstupních obvodů je pak velmi jednoduché.

Tabulka II-9. Postup vyvažování vstupních obvodů superhetu

VF generátor v bodu	B 3		A 3		A 1	
	1	2	3	4	5	6
číslo postupu						
kmitočet vf gener.	f_1	f_3	f_1	f_3	f_1	f_3
kmitočet přijímače	f_1	f_3	f_1	f_3	f_1	f_3
doladit v obvodu	C		B		A	
prvkem	C_p	L_c	C_p	L_B	C_p	L_A
kontrolní kmitočet	f_2		f_2		f_2	
oprava	C_s		C_s		C_s	

Leží-li některý bod souběhu v rozprostřeném pásmu, nastavíme změnou paralelní kapacity maximální hodnotu výstupního napětí pro tento kmitočet. Velikost sériové a paralelní rozprostírací kapacity musí přesně souhlasit s vypočtenou hodnotou, jinak je nutno i zde porovnávat zesílení na začátku a na konci rozprostřeného pásma. Souběh nastavíme na nejvyšším kmitočtu změnou velikosti paralelní kapacity, na nejnižším kmitočtu rozprostřeného pásma změnou hodnoty sériové rozprostírací kapacity.

Vstupní pásmové propusti nejnázve nastavíme pomocí roznítače TESLA BM 419 ve spojení s oscilografem. Šířka pásma propustnosti roste s rozladěním obou obvodů propusti a se zvětšováním vazební kapacity. Tvar křivky sledujeme přímo na stínítku obrazovky. Při vyvažování postupujeme vždy směrem od směšovače ke vstupu přijímače.

Při použití vf signálního generátoru nejprve nastavíme nejmenší vazbu obvodů propusti a oba rezonanční obvody vyladíme na střední kmitočet pásma propustnosti. Potom nastavíme požadovaný stupeň vazby a měříme bod po bodu celou rezonanční křivku propusti. Je-li příliš úzká, zvětšíme vazbu. Nepomáhá-li tento zákrok, rozladíme mírně oba vázané obvody, jeden směrem k nižším, druhý směrem k vyšším kmitočtům. Celý postup a měření křivky propustnosti opakujeme tak dlouho, až dosáhneme žádaných výsledků. Nezapomínejme, že se zmenšováním vazby a rozladěním obvodů klesá zesílení stupně. Proto nikdy nezvyšujeme šířku pásma více než

je třeba. Přípustné rozdíly ve tvaru křivky propustnosti mohou dosahovat ± 3 dB. U dvoustupňového zesilovače můžeme vhodnou změnou tvaru křivek propustnosti jednotlivých stupňů vyrovnat zesílení celé vstupní části tak, že je zvlnění horní části křivky minimální.

Nastavení souběhu s předem cejchovanou stupnicí je podobné. Kontrolujeme vždy souhlas v předepsaných bodech souběhu. Zásadou je, že stupnice je určena průběhem kmitočtu oscilátoru, k němuž přizpůsobujeme hodnoty vstupních laděných obvodů. Cejchování nové stupnice provádíme pomocí přesného vlnoměru, na němž měříme kmitočet oscilátoru a po odečtení (nebo přičtení) kmitočtu mezifrekvence vyneseme na stupnici cejchovní body, obvykle po desítkách kHz nebo pomocí krystalového kalibrátoru. Nejprve označíme body stupnice s odstupem 1 MHz, potom 100 kHz, 10 kHz a případně 1 kHz.

B. Mezifrekvenční obvody přijímače

Počet stupňů mezifrekvenčního zesilovače určujeme především podle požadovaného zesílení mf části přijímače, které dosahuje obvykle řádu 10^5 . Kromě toho je však třeba docílit potřebné strmosti boků křivky propustnosti mf obvodů, a ta roste úměrně s počtem zesilovacích stupňů. Proto je obvyklé, že mf zesilovače sdělovacího přijímače jsou dvoustupňové nebo třístupňové, ačkoli na kmitočtech pod 500 kHz snadno dosáhneme zesílení v jednom stupni až 500krát.

Zesílení každého stupně s rezonančním obvodem je vázáno podmínkou stabilitnosti zesilovače [V 5], takže pro moderní elektronky typu EF 80, EBF 89, 6Ž4 nebo 6F31, které v mf stupních nejčastěji používáme, je dosažitelné stabilní zesílení pro jeden stupeň podstatně menší a klesá s počtem stupňů (tab. II-10). Je nesprávné počítat s velkým zesílením v jediném stupni mf zesilovače, protože tím nemůžeme docílit potřebné selektivnosti a stabilitnosti mf části přijímače.

U superhetů s jedním směšovačem rozdělujeme požadované zesílení tak, že vf stupně zesilují asi 100krát, směšovač a mf stupně 30 000krát a nf stupně asi 100krát. Protože zesílení jednotlivých stupňů se násobí, je obvykle vf zesilovač dvoustupňový ($A = 10 \times 10 = 100$), ve směšovači zesílíme signál

Tabulka II-10. Stabilní zesílení mf zesilovačů

Dovolené zesílení v jednom stupni					Dosažitelné celkové zesílení mf části přijímače			
N	60	150	350	470	60	150	350	470
1	330	225	130	125	$3,3 \cdot 10^3$	$2,25 \cdot 10^3$	$1,3 \cdot 10^3$	$1,25 \cdot 10^3$
2	230	155	90	85	$5,5 \cdot 10^4$	$2,4 \cdot 10^4$	$8,0 \cdot 10^4$	$7,4 \cdot 10^3$
3	200	135	85	75	$> 10^6$	$> 10^6$	$6,2 \cdot 10^5$	$4,3 \cdot 10^5$
4	190	125	80	70	$> 10^6$	$> 10^6$	$4 \cdot 10^6$	$2,5 \cdot 10^6$
C_0	500 pF	200 pF	Střední zesílení směšovače: 10krát					

asi desetkrát a mf zesilovač je dvoustupňový ($A = 55 \times 55 \approx 3000$). Celkové zesílení vysokofrekvenčních a mezifrekvenčních stupňů $A = 10 \times 10 \times 10 \times 55 \times 55 \approx 3 \cdot 10^6$. To znamená, že vstupní signál s úrovní $1 \mu\text{V}$ je zesílen ve stupních před detektorem na hodnotu 3 V, za detektorem získáme asi 1,4 V a po stonásobném zesílení v nf stupni asi 140 V na primáru výstupního transformátoru.

Superhet s dvojitým směšováním vyžaduje poněkud odlišné uspořádání: jednostupňový vf zesilovač ($A = 10$), první směšovač ($A = 3$), jednostupňový první mf zesilovač ($A = 20$), druhý směšovač ($A = 5$) a dvoustupňový druhý mf zesilovač ($A = 30 \times 30 = 900$), ve kterém nevyužijeme plné zesílení. Celkové zesílení vf a mf stupňů $A = 10 \times 20 \times 3 \times 5 \times 30 \times 30 = 2,7 \cdot 10^6$.

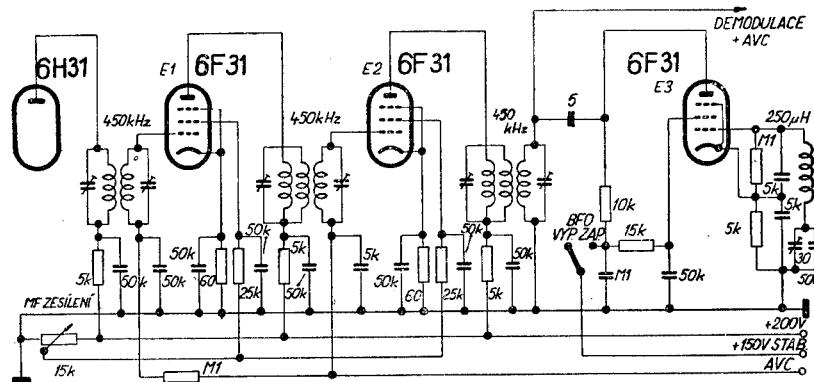
Požadavek dobré selektivity přijímače tedy určuje větší počet zesilovacích stupňů, než je nutný pro potřebné zesílení signálu. Proto i vazba mezi elektronkami a pásmovými propustmi je vždy menší, než dovoluje podmínka stabilního zesílení. Tato skutečnost nemálo přispívá i ke zvýšení činitele jakosti rezonančních obvodů, které jsou méně tlumeny vstupní a výstupní impedancí elektronek.

II-06. JEDNODUCHÝ MEZIFREKVENČNÍ ZESILOVAČ 450 kHz

Pro příjem telegrafie a telefonie bez nároků na větší selektivnost vyhoví jednoduché zapojení mf zesilovače podle obr. II-07. Zesílení v jednom stupni je asi osmdesátinásobné, takže

s jednoduchým vf zesilovačem je skutečná citlivost superhetu asi $10 \mu\text{V}$ při poměru signálu k šumu 20 dB. Šířka pásma propustnosti dosahuje 4 kHz při potlačení nežádoucích kmitočtů o 12 dB (1 : 4).

Je pochopitelné, že nelze použít továrně vyrobených mf pásmových propustí beze změn. Především musíme zjistit v pokusném zapojení křivku propustnosti a zesílení v jednom stupni. Podle výsledků při velké šířce pásma zmenšíme vazbu obvodů buď zvětšením vzdálenosti mezi cívkami, nebo vložením



II-07. Jednoduchý mf zesilovač 450 kHz

stínící přepážky z měděného plechu mezi obě cívkami. Další úprava závisí ve zmenšení vazby mezi anodou elektrony a primárním obvodem propusti. Odvíjení závitů a posouvání odbočky nelze doporučit, to je již lepší a výhodnější navinout všechny cívkami znovu. Snazší je úprava navinutím samostatné vazební cívkou, jejíž indukčnost vypočteme ze vzorce

$$L_v = \frac{50\,660}{f_{mf}} \frac{A}{C_{mf} A_m}, \quad (18)$$

kde L_v je indukčnost vazební cívkou - μH ,
 C_{mf} je kapacita jednoho obvodu propusti - pF,
 f_{mf} je kmitočet mezifrekvence - MHz,
 A_m je změřené zesílení jednoho mf stupně bez úprav,
 A je požadované zesílení jednoho stupně po úpravě.

Vazební cívkou nasuneme na tělísko cívek na vnější stranu té poloviny propusti, která je zapojena v anodovém okruhu

elektronky. Vzdálenost obou cívek nastavíme při zkušebním měření zesílení stupně. Cívku zakápneme dobrým lakem. V navrženém zapojení je použito mf propusti 452 kHz s kapacitou obvodu 300 pF. Indukčnost primáru je $L = 410 \mu\text{H}$, změřené zesílení $A_m = 200$, požadované zesílení $A = 80$, indukčnost vazební cívky $L_v = 330 \mu\text{H}$. Vzdálenost mezi cívkami $d = 2,5 \text{ mm}$. Chceme-li použít odbočky na primární cívice, musí být umístěna asi v polovině závitů. Indukčnost samotné vazební části cívky však není poloviční, jak by se zdálo při odhadu podle počtu závitů, ale menší o vzájemnou indukčnost obou částí cívky. Obecně platí vzorec

$$L_1 = m^2 L, \quad (19)$$

kde L_1 je indukčnost vazební části cívky, měřená mezi odbočkou a vf uzemněnou stranou cívky,

L je indukčnost celé cívky,

m je poměr závitů vazební části cívky k celkovému počtu závitů, nebo požadované poměrné zmenšení zesílení stupně.

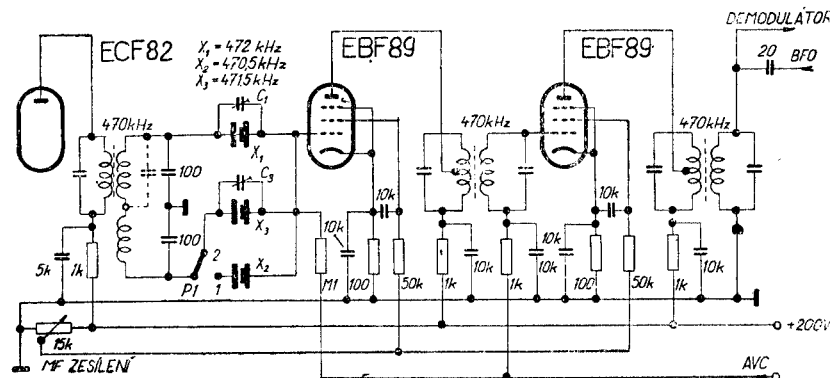
V našem příkladu indukčnost vazební části cívky $L_1 = (80 : 200)^2 \cdot 410 = 66 \mu\text{H}$.

Yvážení celého mf zesilovače je snadné. Signální vf generátor nastavíme na kmitočet 450 kHz a všechny obvody postupně naladíme na maximální výstupní napětí detektoru. Začínáme obvodem v anodě elektronky $E 2$ a skončíme nastavením propusti v anodovém okruhu směšovače. Při 30 % modulaci je výstupní napětí detektoru asi 0,2 V při vf napětí 10 μV na mřížce směšovače.

II-07. MEZIFREKVENČNÍ ZESILOVAČ PRO VŠECHNY DRUHY PROVOZU

Zařazením pásmové propusti s krystaly získáme výhody příjmu jednoho postranního pásma při telefonii a možnost dokonalého potlačení nežádoucích kmitočtů při telegrafii. Základní zapojení zesilovačů je shodné s předchozím příkladem (obr. II-08). Propust s krystaly je zařazena přímo v anodovém okruhu směšovací elektronky. Přepínačem $P 1$ je možno měnit šířku propouštěného pásma ze 2 kHz na 150 Hz pro potlačení 6 dB. I když křivka propustnosti nemá ideální tvar (viz obr. I-26, typ C), je toto zapojení vhodné především jako doplněk

hotové mf části přijímače. Umožňuje velmi dobrý příjem telefonie s jedním postranním pásmem, i úplného modulovaného signálu. Při telegrafním provozu se projeví přednosti polosouměrného zapojení krystalů tím, že přijímáme jen jednu stranu signálu. Zapojení omezuje zákmitý krystalů na minimum, takže ani při silných signálech nebo atmosférických výbojích nevzniká charakteristický zvonivý zvuk. Nevýhodou



II-08. Zapojení mf zesilovače pro všechny druhy provozu

zapojení je změna vyladění signálu při volbě postranního pásma, kterou provádíme přeložením kmitočtu zánějového oscilátoru. Automatické vyrovnání změny ladění je možno uskutečnit připojením malé kapacity paralelně k oscilátoru ve vstupní části superhetu. Její velikost je však v každé části rozsahu jiná, takže by vznikl velmi komplikovaný přepínač. Proto u jednoduchých zapojení mf části přijímače změny ladění nevyrovňáváme.

Laděné obvody pásmových propustí jsou navrženy pro střední kmitočet 470 kHz, vazba se zesilovacími elektronkami je provedena odbočkou na primárním obvodu. U propustí tovární výroby musíme opět zjistit polohu odbočky měřením. Zkoušky s různými druhy propustí potvrzují, že v obvodu krystalů je nevhodnější výsledná kapacita děliče 100 pF (dvakrát 200 pF v sérii). Běžné typy mf propustí jsou však laděny kondenzátory 200 pF, proto doplníme sekundár první propusti přidavnou cívkou v sérii tak, aby rezonoval na 470 kHz při výsledné kapacitě děliče asi 100 pF.

Před zapojením krystalů změříme přesně jejich sériový

rezonanční kmitočet (způsob měření je popsán v oddílu I-16). Při vyvažování postupujeme tak, že odpojíme anodové napětí elektroněk vř zesilovače, prvního oscilátoru a záznejového oscilátoru. Přijímač přepneme na nejvyšší kmitočtový rozsah a polohu ladicích prvků během měření neměníme. Elektronkový voltmetr připojíme paralelně k pracovnímu odporu detektoru, nebo vř voltmetr s detekční sondou vážeme malou kapacitou se sekundárním obvodem propusti F_3 . Automatické řízení citlivosti vypneme, zesílení mf části nastavíme na maximum.

Signální generátor naladíme na střední kmitočet krystalů $X 1$ a $X 2$ (dvojice s největším rozdílem kmitočtů), výstupní napětí nastavíme asi na 15 mV a připojíme na první mřížku elektronky $E 2$. Oba obvody propusti F_3 vyladíme na maximální výchylku výstupního voltmetru. Signální vř generátor přepojíme na řídicí mřížku elektronky $E 1$ a stejným způsobem naladíme propust F_2 . Kontrolujeme, zda všechny obvody jsou vyladěny přesně na stejný kmitočet.

Nyní zapojíme krystal $X 1$ a $X 2$, signální generátor připojíme na mřížku směšovače a zvolna měníme kmitočet po 2 kHz od 460 do 480 kHz. Poznamenáme si do tabulky výchylku výstupního voltmetru v každém bodu. Po skončení měření porovnáme velikost změřeného výstupního napětí. Obvykle zjistíme dvě maxima, která se kmitočtově poněkud liší od sériové rezonance krystalů $X 1$ a $X 2$. Kmitočty, na kterých se vyskytují obě maxima, sečteme, výsledek dělíme dvěma (tj. střední hodnota obou kmitočtů) a signální generátor nastavíme přesně na vypočtený kmitočet. Obě poloviny propusti F_1

vyladíme do rezonance právě na tomto kmitočtu, takže se podstatně vyrovná sedlo mezi oběma vrcholy křivky propustnosti. Průměrně jsou oba vrcholy po doladění asi o 25 % vyšší než střední část křivky.

Pro nastavení optimální hodnoty fázovacího trimru C_1 je nejvhodnější měření pomocí rozmítače. Nemáme-li ho, musíme trpělivě měřit vždy celou křivku propustnosti bod po bodu. Kapacitu C_1 nastavíme tak, abychom dosáhli podstatného zúžení boků křivky současně s dostatečným potlačením postranních hrbů.

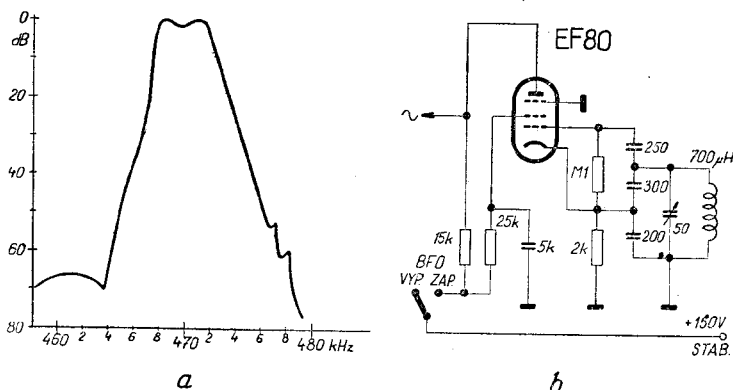
Po přepnutí na nejmenší šířku pásma propustnosti (krystal $X 1$ a $X 3$) musíme v každém případě sejmut křivku bod po bodu, protože při použití rozmítače dochází ke zkreslení průběhu v důsledku zákmitů na strmých bocích křivky. Kondenzátor C_3 nemá mít větší kapacitu než 0,5 pF, vyrovnává jen kapacity spojů. Vyladění indukčností (nebo kapacit) obvodů pásmových propustí již neměníme.

Při příjmu postranních pásem (provoz SSB) je správný kmitočet záznejového oscilátoru 469 kHz nebo 472 kHz. Tvar křivky propustnosti při největší šířce pásma je na obr. II-09a.

II-08. MEZIFREKVENČNÍ ZESILOVAČ PRO PŘÍJEM TELEGRAFIE

Přijímač pro duplexní telegrafní provoz má své specifické vlastnosti, především vysokou signálovou selektivitu, nízkou úroveň šumu a odolnost mřížkových okruhů zesilovacích elektroněk proti uzavírání vlivem detekce silného signálu místního vysílače. Znakem provozní a technické vyspělosti každého radioamatéra je skutečnost, že jeho přijímač umožňuje příjem protistanice i v kratičkých mezerách mezi značkami při vysílání.

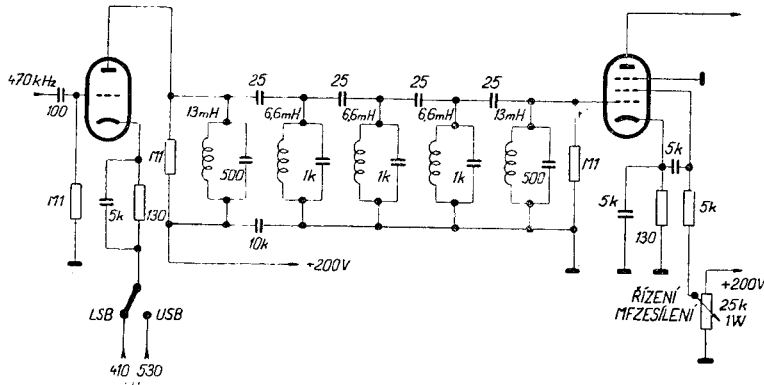
Dvoustupňový mezifrekvenční zesilovač na obr. II-10 splňuje i ty nejvyšší požadavky. Nízký střední kmitočet pásmových propustí dovoluje využít plného zesílení v obou stupních a navíc zaručuje pásmo propustnosti nejvýše 1,5 až 2 kHz. Kapacitní vazbu obvodů můžeme podle potřeby zmenšit a tím v malých mezích ovlivnit signálovou selektivnost. Mřížkové okruhy obou elektroněk jsou tvořeny přímo laděnými obvody propustí, takže mřížkový proud při silném signálu nenabíjí obvyklý člen RC řídicí mřížky. Zesílení mf stupňů je řízeno napětím katod elektroněk potenciometrem R_1 . Tlumení přijímače při klíčování



II-09. a - křivka propustnosti mf zesilovače, b - zapojení záznejového oscilátoru

II-10. DOKONALÝ MF ZESILOVAČ PRO VÝBĚR JEDNOHO POSTRANNÍHO PÁSMÁ

Pro příjem telefonie s jedním postranním pásmem musíme zajistit v mf části přijímače křivku propustnosti, která se co nejvíce blíží obdélníku. To vyžaduje buď použití dvou kaskádně zapojených propustí se čtyřmi krystaly, nebo velmi nízký mezifrekvenční kmitočet. Superhety s mezifrekvencí kolem 470 kHz můžeme snadno doplnit selektivním zesilovačem podle obr. II-12.



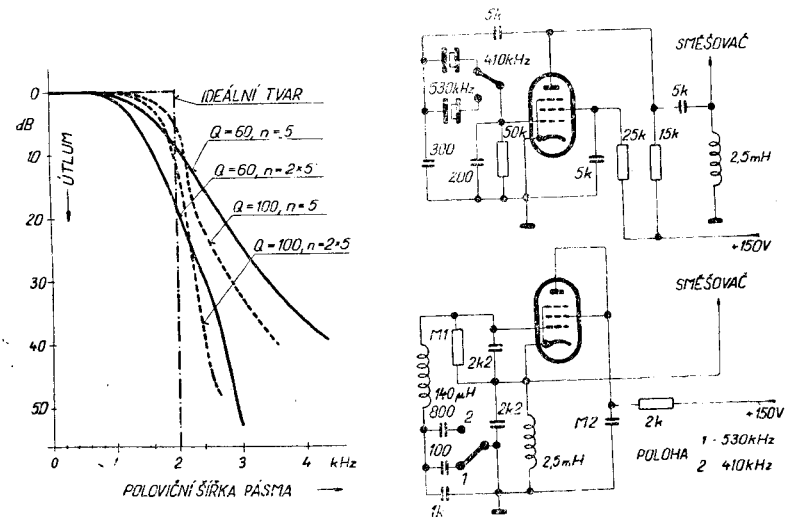
II-12. Dokonalý mf zesilovač

Mezifrekvenční signál odebíráme např. z komunikačního přijímače z obvodu před detektorem, nebo místo detektoru zapojíme katodový sledovač a spojíme jeho výstup s mf doplňkem pomocí koaxiálního kabelu. Přivedený signál směřujeme s napětím oscilátoru tak, aby vznikl druhý mf kmitočet 60 kHz. Ve dvou stupních se soustředěnou selektivností získáme při dostatečně vysokém činiteli jakosti obvodů křivku propustnosti téměř ideálního tvaru (obr. II-13). Výhodná je i možnost volby postranního pásma pouhým přepnutím kmitočtu druhého oscilátoru. Záznejový oscilátor je pevně nastaven na kmitočtu 58 kHz. Při telegrafním provozu doplníme mf část přijímače filtrem 800 až 1000 Hz, takže signálová selektivnost je lepší než při použití krystalu v mf obvodech.

Při vyvažování obvodů se soustředěnou selektivností musíme nejprve nastavit kmitočet druhého oscilátoru. Do anodového obvodu druhého směšovače zapojíme místo mf propusti

nízkofrekvenční transformátor s převodem 3:1. K jeho sekundárnímu vinutí připojíme sluchátka nebo mf zesilovač s reproduktorem. Přepínač postranních pásem přepneme do polohy 410 kHz (druh postranního pásma je určen polohou všech kmitočtů oscilátorů vůči signálu a je nutno jej určit individuálně). Signální generátor nastavíme na kmitočet 410 kHz, jeho výstupní napětí bez modulace přivedeme na druhou řídící mřížku druhého směšovače. Jádrem cívky druhého oscilátoru a změnou kapacity trimru nastavíme nulový záznej s kmitočtem 410 kHz. Změníme polohu přepínače postranních pásem a kmitočet signálního generátoru na 530 kHz a doladíme kmitočet druhého oscilátoru přesně na nulový záznej. Znovu kontrolujeme a nastavíme kmitočty v obou polohách přepínače, protože změna kapacit se mírně přenáší vnitřními kapacitami přepínače a spojů.

Po nastavení oscilátoru odpojíme mf převodní transformátor a zapojíme anodový obvod druhého směšovače podle schématu. Kmitočet signálního generátoru nastavíme přesně na 468 kHz a zapneme záznejový oscilátor. Přepínač postranních pásem přepneme do polohy 410 kHz. Vf napětí ze signálního generátoru bez modulace připojíme na druhou řídící mřížku druhého smě-



II-13. Křivka propustnosti mf zesilovače se soustředěnou selektivností

II-14. Dva příklady zapojení pomocného oscilátoru přijímače

šovače. Jádrem cívky záznejového oscilátoru nastavíme nulový záznej. Po přepnutí do polohy 530 kHz musíme získat nulový záznej při vstupním kmitočtu 472 kHz. Jinou možností kontroly nastavení obou oscilátorů je porovnání výšky záznejového tónu při vstupním kmitočtu 470 kHz. V obou polohách přepínače postranních pásem musí být kmitočet záznejše přesně 2 kHz, jinak musíme znovu nastavit oba kmitočty druhého oscilátoru [V 10].

Obě propusti se soustředěnou selektivností nastavujeme na maximální výstupní napětí při kmitočtu 60 kHz (odpovídá vstupnímu kmitočtu druhého směšovače 470 kHz). Postupujeme opět od posledního členu směrem ke směšovači. Nastavení několikrát kontrolujeme a opravujeme chyby vyvážením jednotlivých členů propustí. Nakonec změříme křivku propustnosti rozmítačem nebo bod po bodu.

Druh postranního pásma určíme podle známých zásad: pracuje-li první oscilátor superhetu na vyšším kmitočtu než je přijímaný signál, odpovídá hornímu postrannímu pásmu poloha 530 kHz (přepínač druhého oscilátoru – volba pásem) a dolnímu postrannímu pásmu poloha 410 kHz. V opačném případě, kdy první oscilátor pracuje na nižším kmitočtu než je přijímaný signál, přijímáme v poloze 530 kHz dolní a v poloze 410 kHz horní postranní pásmo. Při větším počtu směšovačů v přijímači platí zásada, že vyšší kmitočet oscilátoru obrací polohu postranních pásem, nižší kmitočet oscilátoru než kmitočet signálu ponechává polohu pásem beze změny.

Při telegrafním provozu využíváme strmých boků křivky propustnosti k odříznutí rušivých signálů vhodnou volbou postranního pásma. Určujícími členy tvaru křivky jsou vazební a ladicí kapacity propustí a činitel jakosti indukčních cívek. Pokud možno použijeme při stavbě hrncová jádra a vf lanko. Všechny obvody navzájem pečlivě stíníme, jinak dochází k deformaci křivky propustnosti.

C. Demodulační obvody přijímače

Posledním článkem superhetu, ve kterém dochází ke zpracování přijímaného signálu, je demodulátor. V tomto obvodu zpětně získáváme původní přenášenou informaci. Je lhostejné,

zda bylo použito telegrafie nebo telefonie, amplitudové nebo kmitočtové modulace. Podle druhu přenosu se mění jen zapojení demodulačních obvodů. Výstupní napětí demodulátoru převádíme po zesílení přímo na akustické vlnění např. pomocí sluchátek nebo reproduktoru. Zvláštní skupinu tvoří obvody, ve kterých upravujeme získaný signál pro záznam informace např. dálnopisným strojem, undulátorem nebo fototelegrafem. To jsou však záležitosti speciální sdělovací techniky, kterými se nebudeme zabývat.

Demodulátory obvykle dělíme do několika skupin. Při příjmu radiotelefonie a rozhlasu se uplatňují nejčastěji diodové amplitudové detektory právě tak jako při telegrafii. Zřídka používáme triod a pentod v zapojení pro mřížkovou a anodovou detekci amplitudově modulovaného signálu. Při příjmu telefonie s jedním postranním pásmem a nemodulované telegrafie typu A 1 se stále častěji uplatňuje vedle amplitudových detektorů se záznejovým oscilátorem tzv. směšovací demodulátor (angl. název PRODUCT DETECTOR), který má pro tento účel daleko vhodnější pracovní charakteristiku. Kmitočtové a fázově modulované signály vyžadují použití poměrového detektoru nebo diskriminátoru. S rozvojem provozu SSB však úzkopásmová kmitočtová modulace téměř zmizela z amatérských pásem, takže typický krátkovlnný přijímač není obvykle vybaven obvody pro kmitočtovou demodulaci.

II-11. DIODOVÉ DETEKTORY

Nejrozšířenějším typem amplitudového demodulátoru je sériový diodový detektor (obr. II-15a), který pracuje spolehlivě při všech druzích provozu. Dioda vede proud v kladných půlvlnách střídavého napětí a na pracovních odporech R_1 R_2 se vytváří napětí, úměrné modulačnímu kmitočtu. Střídavá složka s kmitočtem mezifrekvence je filtrována kondenzátorem C_1 , člen C_2R_3 pracuje jako vazební obvod následujícího nízkofrekvenčního zesilovače. Poměr velikosti odporů děliče R_1R_2 se pohybuje v mezích 1 : 6 až 4 : 1, podle požadavku filtrace mf kmitočtu. Zmenšováním odporu R_1 roste nelineární zkreslení detektoru. Optimální hodnoty jsou tyto: $R_1 = 0,3 M\Omega$, $R_2 = 0,2 M\Omega$, $R_3 = 0,5 M\Omega$, $C_1 = 100 pF$.

Sériový diodový detektor pracuje s malým zkreslením i při značných amplitudách mf napětí. Jeho pracovní charakteristika je vhodná pro vytváření záznejše při příjmu nemodulované

telegrafie (obr. II-15b). Nevýhodou je poměrně malá vstupní impedance diody, takže při požadavku malé šířky pásma propustnosti je nutno zmenšit vazbu s posledním členem mf propusti i za cenu podstatného poklesu amplitudy detekovaného napětí.

Paralelní diodový detektor používáme převážně v obvodech automatického řízení citlivosti (obr. II-15c). Umožňuje jednoduché připojení zpozdovacího předpětí, takže při malých

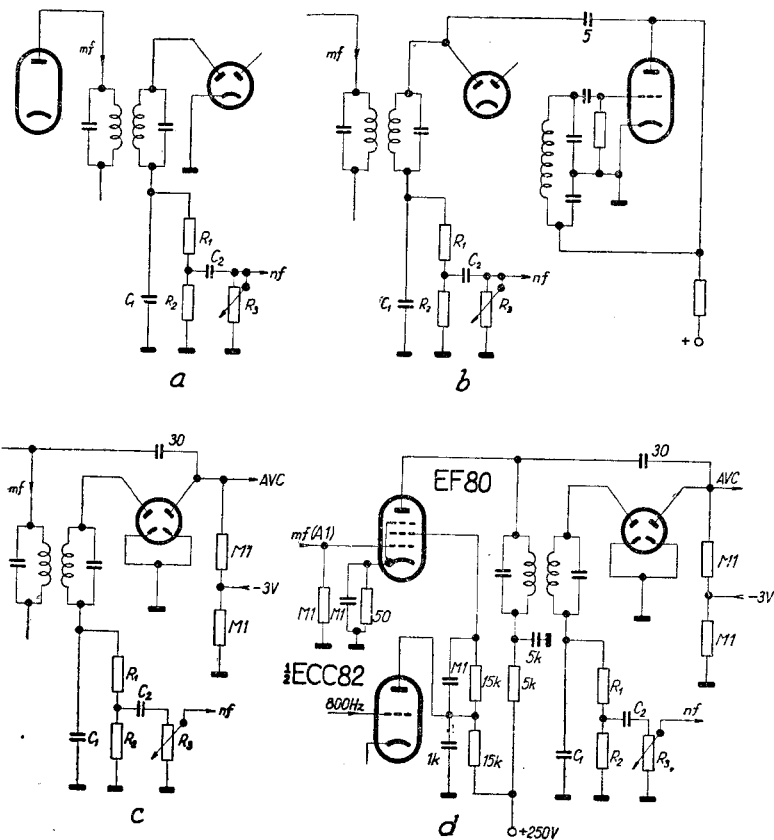
hodnotách vstupního signálu pracují obvody přijímače s plným zesílením. V uvedeném zapojení však nelze použít detekční obvod ve spojení se záznejovým oscilátorem, protože by docházelo k uzavírání elektronek vf a mf zesilovačů detekcí napětí záznejového oscilátoru. Proto musíme při příjmu telegrafie automaticky odpojovat např. zavedením velkého kladného předpětí katody diody nebo zkratováním celého okruhu napětí AVC.

V některých případech je výhodné použít automatického řízení citlivosti i při telegrafním provozu. Abychom odstranili nevýhody injekce napětí záznejového oscilátoru do obvodu detektoru, zavedeme amplitudovou modulaci mezifrekvenčního napětí (obr. II-15d). Poslední mf zesilovač elektronka je modulována ve stínící mřížce nízkofrekvenčním napětím s kmitočtem 400 až 1200 Hz, takže telegrafní signál je po detekci slyšitelný. Princip je stejný jako při použití modulované telegrafie typu A 2 s tím rozdílem, že modulaci vytváříme až v přijímači. Zapojení má podstatně menší šum než záznejový oscilátor, avšak všechny signály propouštěné mf obvody jsou po detekci kmitočtově shodné. Rozladění vstupních obvodů superhetu v mezích mf pásma propustnosti nemá vliv na výšku tónu přijímaného signálu. Proto je uvedené zapojení vhodné jen pro mf zesilovače s vysokou selektivností a používá se např. v komerčních soupravách pro výběrový příjem. Při nízké selektivnosti přijímače nelze odlišit rušivé signály, nejsou-li alespoň dvacetkrát slabší než přijímaný signál.

Pokud není mf zesilovač zcela tranzistorizován, používáme i v demodulačních obvodech vakuové diody. Všeobecně lze použít polovodičových diod na bázi germania nebo křemíku, musíme však respektovat jejich poněkud odlišné vlastnosti. Germaniové diody mají ve srovnání s elektronkami podstatně menší odpor v závěrném směru (řádově 300 k Ω), takže při nízkých amplitudách mf signálu nastává vlivem zpětného proudu značné nelineární zkreslení. Stejný vliv mají i změny pracovních teplot polovodičových diod. Výhodou jsou malé rozměry a tím i nízké kapacity detekčního obvodu.

II-12. SMĚŠOVACÍ DEMODULÁTORY

Pro demulaci telefonie s jedním postranním pásmem a pro příjem nemodulované telegrafie byla vyvinuta a vyzkoušena celá řada demodulátorů, založených na principu směřování dvou



II-15. Demodulační obvody přijímače: a - sériový diodový detektor, b - vytváření záznejě pro příjem telegrafních signálů, c - paralelní diodový detektor v obvodu AVC, d - příjem telegrafie se zapnutým AVC modulací mf napětí přijímače tónem

napětí. Ve srovnání s diodovým detektorem je jejich zapojení poněkud složitější, má však řadu výhod a předností především při provozu SSB.

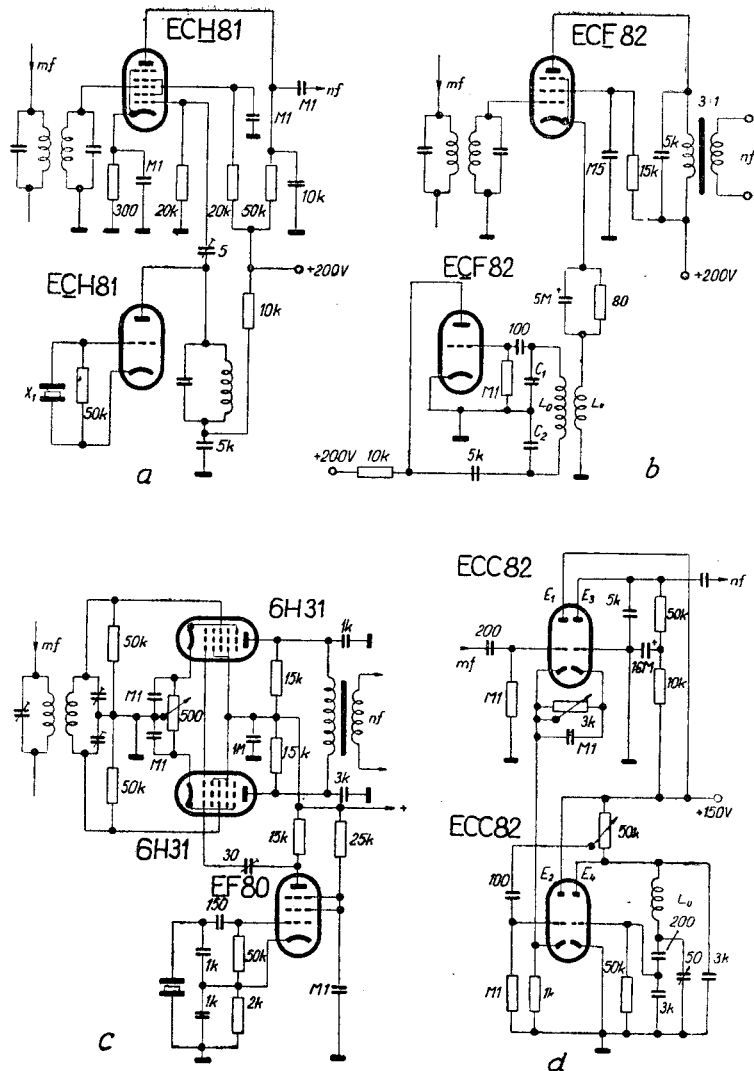
Diodový detektor pracuje s dobrou účinností a malým zkreslením při úrovni mezifrekvenčního signálu kolem dvou až tří voltů. Při provozu s potlačenou nosnou vlnou musíme v detekčním obvodu dodat náhradní střídavé napětí, kmitočtově přesně umístěné na místě nosné vlny. Jednoduchým výpočtem zjistíme, že pro správný poměr složek spektra musí být amplituda napětí oscilátoru nejméně dvojnásobná ve srovnání s mf napětím postranních pásem. To vyplývá z podmínek lineární modulovaného signálu. Při mf napětí 2 V musí nosný kmitočet dosahovat úrovně asi 6 V, což může přinést nepříjemné komplikace i zkreslení detekovaného signálu tím, že se nepodaří dostatečně vyfiltrovat vř složky získaného signálu.

Další potíže při příjmu signálu SSB vyplývají přímo ze složení kmitočtového spektra postranního pásma. Při přenosu řeči se vyskytuje současně řada kmitočtů, které po detekci za nevhodných podmínek způsobují známý řezavý charakter nízkofrekvenčního signálu. Nevhodné detekční podmínky vznikají při nestabilitosti napětí a kmitočtu záznějového oscilátoru, nesprávným nastavením jeho kmitočtu a parazitní detekci jednotlivých složek postranního pásma.

Směšovací demodulátor odstraňuje všechny uvedené nedostatky. Sám má jen jediný – neumožňuje totiž bez náležitých úprav demodulaci úplného amplitudově modulovaného signálu s vyslanou nosnou vlnou. Pro tento případ musí být přijímač vybaven diodovým detektorem.

Zapojení směšovacího demodulátoru je v podstatě shodné s vyváženým nebo aditivním směšovačem. Vyžaduje jen pečlivější nastavení pracovního bodu. Jednoduchá zapojení (obr. II-16a, b) je nutno po výměně elektronky znovu nastavit, zatímco vyvážená zapojení (obr. II-16c) mají podstatně menší zkreslení sudými harmonickými. Velmi důležitým předpokladem správné funkce směšovacího demodulátoru je umístění pracovního bodu elektronky tak, aby při vypnutém pomocném oscilátoru nedocházelo k detekci mezifrekvenčního signálu.

U zapojení na obr. II-16a, b postupujeme tak, že vypneme pomocný oscilátor, připojíme na řídicí mřížku mf napětí 1 V s modulací asi 50 % a změnou katodového odporu a napětí anody a stínící mřížky nastavíme co nejmenší úroveň nízkofrekvenčního napětí na výstupu. Potom zapneme pomocný oscilátor, vypneme modulaci generátoru a při stejné úrovni mf



II-16. Směšovací demodulátory: a - heptodový, b - s pentodou, c - vyvážené zapojení s heptodami, d - třítriodový směšovací demodulátor

napětí měníme amplitudu napětí pomocného oscilátoru tak, abychom získali co největší nezkreslené výstupní napětí.

Velikost injekce napětí oscilátoru nastavíme buď změnou vazební kapacity, nebo změnou polohy vazební cívky. Nejvýhodnější rozdíl kmitočtů mezifrekvence a pomocného oscilátoru pro měření je asi 1 kHz.

U vyváženého zapojení (obr. II-16c) můžeme zmenšit procento zkreslení nízkofrekvenčního napětí vhodným nastavením symetrizačního potenciometru. Injekci napětí oscilátoru řídíme změnou velikosti anodového odporu.

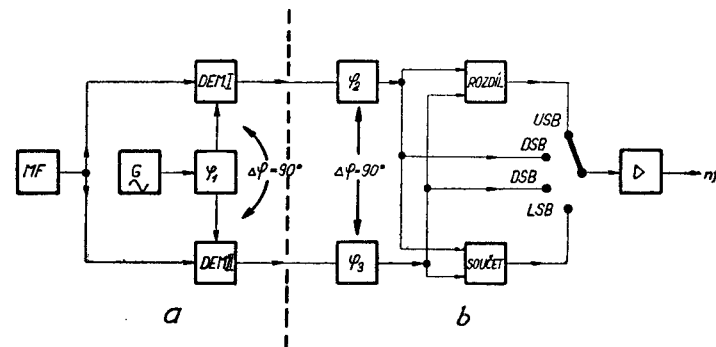
Velmi dobrých výsledků lze dosáhnout s třítriodovým demodulátorem, zapojeným podle obr. II-16d. Elektronky *E 1* a *E 2* pracují jako směšovací katodové sledovače se společným pracovním odporem. Trioda *E 3* v zapojení s uzemněnou mřížkou elektronicky odděluje směšovací obvod od výstupu nízkých kmitočtů a současně zesiluje rozdílové (nízkofrekvenční) napětí. Zbytkové napětí *mf* signálu a oscilátoru je filtrováno kapacitou v anodovém okruhu elektronky *E 3*. Potenciometrem 50 k nastavujeme injekci napětí oscilátoru na optimální hodnotu.

II-13. FÁZOVACÍ DEMODULÁTOR

Jednou ze zvláštností fázovací metody při generaci postranních pásem je možnost inverzního použití fázovacích článků pro příjem amplitudově modulovaných signálů včetně telegrafie typu *A 1*. V úvodní kapitole byla zdůrazněna nezávislost nosného kmitočtu a postranních pásem při přenosu informací a nutnost zavedení nosné v demodulačních obvodech při telefonii s jedním postranním pásmem. Nosný kmitočet je klíčem k získání původní informace, který však přestane pracovat při selektivním úniku, silné interferenci několika kmitočtů apod. Výsledkem je částečná nebo úplná nesrozumitelnost přijímané zprávy.

Demodulační poměry za těchto okolností lze zlepšit zavedením umělého nosného kmitočtu s velkou amplitudou, vytvářeného v přijímači při příjmu telegrafie a telefonie SSB i pro příjem úplného amplitudově modulovaného signálu, současně s použitím fázovací metody výběru postranních pásem. Skupinové schéma na obr. II-17a vysvětluje cestu signálu. Napětí místního oscilátoru (shodné s mezifrekvenčním kmitočtem) je vedeno do fázovacího členu, který vytváří dvě amplitudově shodná napětí, navzájem fázově posunutá o 90

úhlových stupňů. Obě napětí spolu s mezifrekvenčním signálem jsou přivedena do dvou směšovacích demodulátorů. Tím vzniknou dvě nízkofrekvenční napětí, odpovídající modulačnímu signálu. Jejich kombinací ve výběrovém obvodu můžeme získat přenášenou informaci z horního, dolního i obou postranních pásem.



II-17. Skupinové schéma zapojení fázovacích demodulátorů: a - fázovací obvody, b - výběrové obvody postranních pásem

Jestliže se kmitočet mezifrekvenčního signálu liší od místního oscilátoru např. o 1 kHz, získáme v zapojení podle obr. II-17a záněje se shodnou amplitudou, stejného kmitočtu, ale se vzájemným fázovým posuvem 90 úhlových stupňů. Zajímavé a pro nás velmi užitečné je, že tento posuv zůstává konstantní, avšak mění se jeho znaménko v závislosti na vzájemné poloze kmitočtů mezifrekvence a místního oscilátoru. Při kmitočtu mezifrekvence nižším než kmitočet místního oscilátoru vzniká fázový posun 90 stupňů v kladném smyslu. Při nulovém rozdílu obou kmitočtů je i výstupní napětí nulové a fázový posun ztrácí význam. Při vyšším kmitočtu mezifrekvence je vzájemný posun obou napětí záporný, rovněž 90 úhlových stupňů.

Stejným způsobem jsou odlišena i obě postranní pásma. Dolní postranní pásmo, kmitočtově nižší než místní oscilátor, způsobí stav, kdy výstupní napětí za prvním demodulátorem fázově předbíhá *nf* napětí za druhým demodulátorem o 90 stupňů. Horní postranní pásmo naopak vyvolá na prvním výstupu *nf* napětí, fázově zpožděné proti druhému výstupu o 90 stupňů.

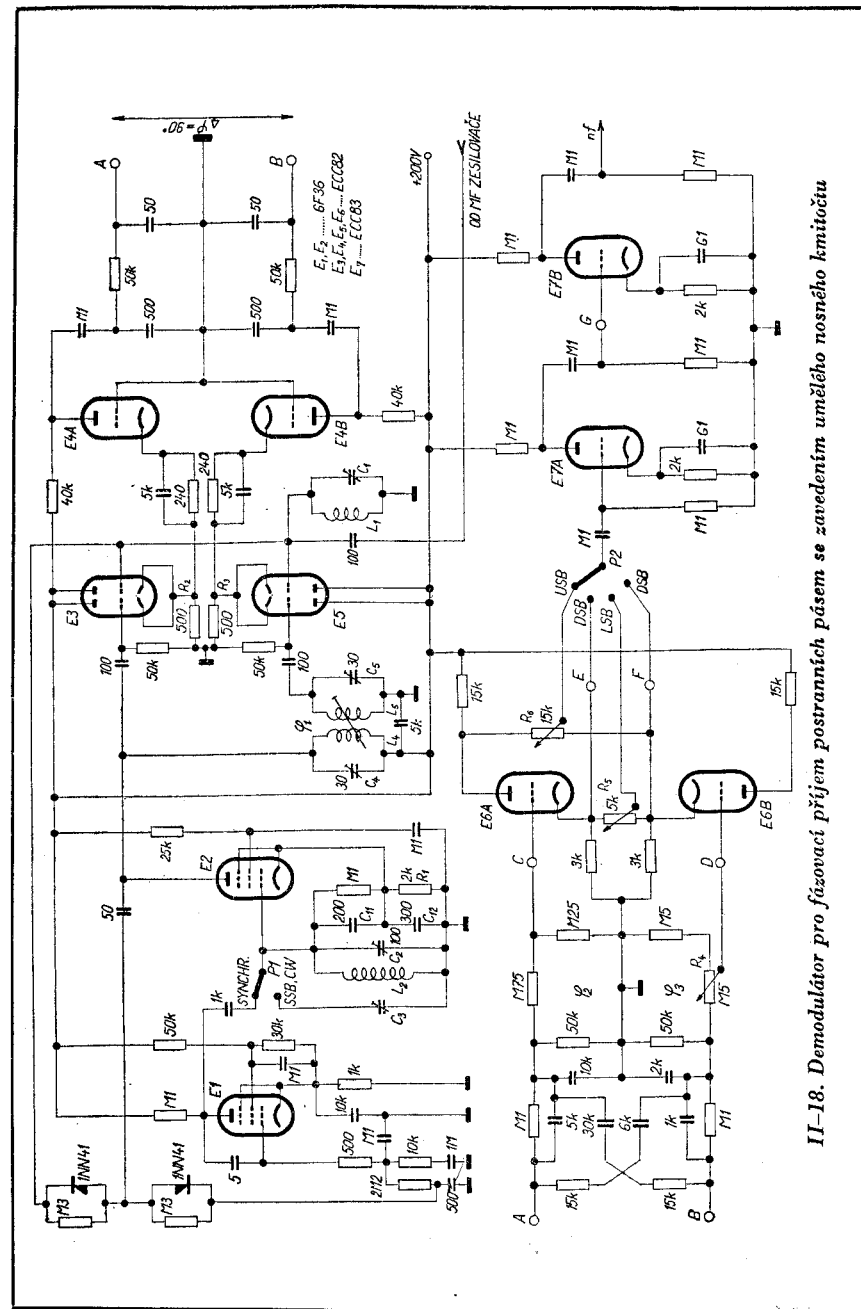
Obě napětí připojíme na výběrový obvod, naznačený na skupinovém schématu II-17b. Fázovací členy φ_2 , φ_3 znovu

vzájemně posunou obě nf napětí o 90 stupňů, takže při horním postranním pásmu jsou napětí za fázovacími členy v protifázi, v rozdílovém separátoru vznikne součtové napětí, odpovídající kmitočtům horního postranního pásma (z matematiky víme, že rozdíl rozdílu je součet) a v součtovém separátoru se obě napětí zruší (zde zůstávají v protifázi). Při dolním postranním pásmu předbíhají fázově napětí za prvním demodulátorem napětí druhého výstupu o 90 stupňů a fázovací člen φ_2 má fázový posun o 90 stupňů větší než člen φ_3 . Tím je způsobeno, že na výstupech fázovacích členů φ_2 , φ_3 jsou obě napětí ve fázi, v součtovém obvodu se sečtou a v rozdílovém zruší. Za rozdílovým separátorem můžeme tedy trvale odebrat pouze horní postranní pásmo, za součtovým separátorem samostatné dolní postranní pásmo, rozumí se ve formě nízkofrekvenčního napětí.

Tím při telefonii s jedním postranním pásmem i při všech druhých amplitudové telegrafie zcela odpadají náročné propusti s krystaly za cenu poněkud složitějších obvodů s elektronikami. Potlačení nežádoucích kmitočtů běžně dosahuje hodnot pod 40 dB. Při příjmu telefonie nebo rozhlasu s vysílanou nosnou vlnou doplňujeme celé zařízení synchronizačním obvodem, který automaticky nastavuje kmitočet místního oscilátoru na hodnotu nosné vlny. I v tomto případě dochází k samočinnému oddělení obou postranních pásem.

Při praktickém použití bylo zjištěno, že fázovací metoda příjmu postranních pásem ve spojení se zavedením umělého nosného kmitočtu přináší značný zisk a podstatně omezuje vliv interferencí a selektivního úniku. Další výhodnou vlastností uvedeného zapojení je možnost příjmu fázové i amplitudové modulace, modulované i nedomulované telegrafie a telefonie s jedním postranním pásmem. Při použití synchronizačního obvodu není rozhodující, zda je nebo není vysílána nosná vlna. Proti filtrační metodě je šířka pásma přenášených kmitočtů omezena jen vlastnostmi nf fázovacích členů. Jednoduchá zapojení dovolují přenos nf kmitočtů v pásmu 50 Hz až 7 kHz.

Na obrázku II-18 je úplné schéma zapojení demodulátoru pro fázovací výběr postranního pásma. Při vyvažování celého zařízení nejprve nastavíme oscilátor (elektronka E 2). Předpokládejme mezifrekvenci 470 kHz (postup je shodný i pro jiné kmitočty, jen číselné údaje jsou odlišné). Signální vf generátor připojíme k obvodu L_1C_1 , nastavíme výstupní napětí asi 1 V bez modulace. Fázovací členy φ_2 , φ_3 prozatím odpojíme a mezi bod A a zem připojíme nf zesilovač se sluchátký (je



II-18. Demodulátor pro fázovací příjem postranních pásem se zavedením umělého nosného kmitočtu

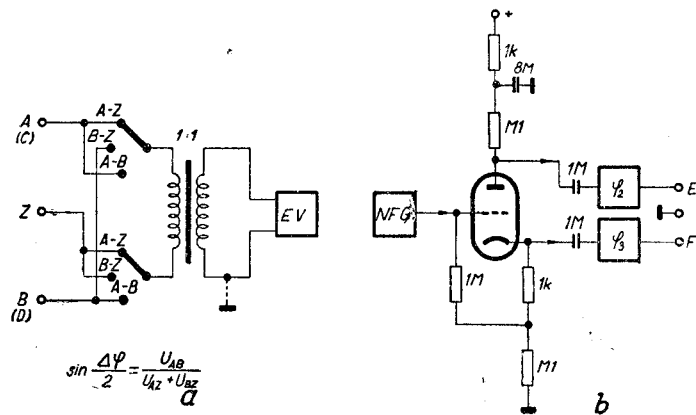
možno použít elektronky E 7, jejíž mřížku připojíme do bodu A přes kapacitu asi 5000 pF).

Přepínač P 1 je v poloze SYNCHRONIZACE. Zapojíme žhavení a anodové napětí elektroněk E 1, E 2, E 3 a E 4. Kmitočet signálního generátoru zvolna měníme od 440 kHz do 500 kHz a sledujeme, zda se na výstupu nf zesilovače objeví záznejový tón. Jsou-li oscilátor (E 2) a reaktanční elektronka (E 1) správně zapojeny zjistíme v okolí 460 kHz záznej, jehož kmitočet se může nepravdělně měnit a v blízkosti 470 kHz náhle přeskočí do nulových rázů. V tom případě je vše v pořádku a nemusíme nijak měnit prvky rezonančního obvodu. Nejistíme-li v uvedeném pásmu kmitočtů záznej signálního generátoru a oscilátoru, je obvod L_1C_1 příliš rozladěn. Vyjmeme elektronky E 1 a E 2 a pomocí vf elektronkového voltmetru měříme napětí na odporu R_2 nebo R_3 , nastavíme kmitočet signálního generátoru na 470 kHz a změnou indukčnosti L_1 nebo kapacity C_1 nastavíme maximální napětí na odporu R_2 (R_3). Jeho velikost má být asi 800 mV. Nyní zasuneme elektronku E 2, elektronkový voltmetr odpojíme, kmitočet signálního generátoru ponecháme na 470 kHz a změnou indukčnosti L_2 a kapacity C_2 se snažíme nastavit nulový záznej oscilátoru s kmitočtem 470 kHz. Je-li příliš slabý, doladíme primár fázovacího členu φ_1 kapacitou C_4 (má rezonovat na 470 kHz). Při velkém rozladění oscilátoru nelze záznej zjistit. V tom případě hledáme chybu v zapojení oscilátoru, nejlépe pomocí měřiče rezonance, nebo vyhledáme na jiném přijímači harmonický kmitočet zkoušeného oscilátoru. Postup je zcela stejný jako u jiných zapojení.

Po hrubém nastavení kmitočtu oscilátoru zasuneme elektronku E 1 a opatrným zmenšením kapacity trimru C_2 znovu nastavíme záznej s kmitočtem 470 kHz. Kontrolujeme, zda při rozladění ± 5 kHz pracuje synchronizační obvod s elektronkou E 1. Výška záznej se nesmí měnit. Nyní nastavíme přepínač P 1 do polohy SSB - CW a trimrem C_3 znovu doladíme oscilátor E 2 na kmitočet 470 kHz, tedy do nulových rázů. V této poloze přepínače P 1 budeme přijímat nemodulovanou telegrafii a telefonii s jedním postranním pásmem. Nepředpokládáme-li příjem rozhlasu nebo telefonie s nosnou vlnou, můžeme reaktanční elektronku E 1 vypustit. Pro příjem telegrafie a telefonie SSB můžeme nahradit obvod L_2C_2 krystalem.

Nejobtížnější je nastavení fázovacího členu φ_1 , který je tvořen pásmovou propustí s proměnnou vazbou. Primární

obvod L_4C_4 je vyladěn přesně do rezonance na kmitočet oscilátoru. Fázový posun nastavujeme změnou kapacity C_5 , mírným rozladěním obvodu L_5C_5 směrem k vyšším kmitočtům. Měření fázového posuvu dvou vf napětí je velmi složité. Proto musíme volit nepřímý postup, který je možný jen v případě, kdy je zapojen i synchronizační obvod s elektronkou E 1. Přepneme P 1 do polohy SYNCHRONIZACE, signální generátor nastavíme na kmitočet 470 kHz a hloubku modulace asi na 50 %. Nyní měříme elektronkovým voltmetrem napětí bodů A a B proti kostře. Změnou vazby cívek L_4 a L_5 nastavíme napětí v obou bodech na stejnou hodnotu.



II-19. Měření fázovacích článků: a - přípravek pro měření rozdílu fáze dvou napětí, b - zapojení fázového invertoru

Je třeba, aby nízkofrekvenční voltmetr měl vestavěný vstupní transformátor, nebo musíme připojit oddělovací transformátor 1 : 1 se vstupní impedancí alespoň 7 k Ω při 1000 Hz.

Při fázovém posuvu 90 stupňů musí být napětí mezi body A-Z a B-Z stejná, napětí A-B je pak 1,414krát větší. Například mezi bodem A a kostrou naměříme 0,1 V. Změnou vazby fázovacího členu nastavíme stejné napětí i mezi bodem B a zemí. Při fázovém posuvu 90 stupňů naměříme mezi body A-B napětí 0,141 V. Je-li napětí A-B větší, je i fázový posun větší a musíme zmenšit rozladění obvodu L_5C_5 a naopak, při menším napětí A-B je fázový posun příliš malý a je třeba zvětšit rozladění. Velikost všech tří napětí je závislá na vzá-

jemném rozladění i vazbě obvodů, a proto při každé změně musíme celé měření opakovat. Přesnost nastavení fáze je tím větší, čím přesněji změříme referenční napětí. Pro to se vždy snažíme, aby výstupní napětí bylo co největší. Jednoduchý přípravek pro měření fáze metodou tří napětí je na obr. II-19a [V 11] [L 12].

Podobným způsobem zkoušíme i fázovací členy φ_2 , φ_3 , odpojené od výstupního obvodu elektronky $E 4$. Do vstupních bodů A , B fázovacích členů přivedeme pomocí katodového invertoru nf napětí, fázově posunutá proti sobě o 180 stupňů (podobně jako při buzení dvojčinného zesilovače). Elektronkový voltmetr s přepínačem a oddělovačím transformátorem podle obr. II-19a připojíme do bodů E a F . Vstupní nf napětí nastavíme tak, abychom v poloze $A-Z$ naměřili 1 V.

Potom přepneme do polohy $B-Z$ a potenciometrem R_4 nastavíme stejné napětí. V poslední poloze $A-B$ musí být napětí 1,414 V při správném posunu 90 stupňů, a to pro všechny nf kmitočty od 50 Hz do 7 kHz při stejném vstupním napětí 1 V (obr. II-19b). Předpokladem je, že i inverter má stejné zesílení pro všechny kmitočty. Rozdíly pod 5 % můžeme zanedbat (pouze u přijímače!), při větších změnách fáze je závada v tolerancích kondenzátorů a odporů nf fázovacích členů.

Dalším krokem je seřízení separačních obvodů. Odpojíme fázovací členy v bodech C a D a do těchto bodů připojíme katodový inverter. Mezi bod G a kostru připojíme nf elektronkový voltmetr. Výstupní napětí nf generátoru a tím i budicí napětí v bodech C , D nemá být vyšší než 1 V. Přepneme $P 2$ do polohy USB a potenciometrem R_6 nastavíme nulové napětí v bodu G . Tím jsme vyvážili součtový obvod. Nyní odpojíme katodový inverter, spojíme navzájem body C a D a do tohoto společného bodu přivedeme nf napětí 1 V. Přepneme $P 2$ po polohy LSB a nastavíme potenciometrem R_5 nulové napětí v bodě G , čímž vyvážíme rozdílový obvod. Při obou měřeních kontrolujeme shodnost nf napětí v bodě G při obou polohách přepínače $P 2$, označených DSB.

Tím je skončeno předběžné nastavení všech obvodů, celý přístroj zapojíme podle schématu (propojíme body $A-A$, $B-B$) a vyzkoušíme výběr pásem při úplném amplitudově modulovaném signálu. Mezifrekvenci přijímače (musí být shodná s rezonančním kmitočtem obvodu L_1C_1) připojíme k obvodu L_1C_1 , vyladíme některou rozhlasovou stanicí a kontrolujeme, zda ve všech polohách přepínače $P 2$ získáme ne-

zkreslený signál. Při pečlivém nastavení všech obvodů je příjem velmi čistý, bez vlivu selektivního úniku.

Dále kontrolujeme příjem nemodulované telegrafie. Přepínač $P 1$ je v poloze CW, SSB, přepínač $P 2$ v poloze DSB. Přijímač vyladíme na nejlepší příjem některé telegrafní stanice. Při správné funkci všech obvodů musíme slyšet záznej v obou polohách přepínače $P 2$, označených DSB, ale jen v jediné další poloze (buď USB nebo LSB).

Při provozu SSB zvolíme přepínačem $P 2$ obvykle používané postranní pásmo a pak již pouhým doladěním vstupních obvodů přijímače nastavíme nejlepší čitelnost signálu. Při přechodu na druhé postranní pásmo musí být signál dokonale potlačen.

V případě, že není zapojen synchronizační obvod, je postup při seřizování jednotlivých obvodů poněkud odlišný. Nejprve nastavíme kmitočet oscilátoru $E 2$ na žádanou hodnotu mezifrekvence, nebo doladíme do rezonance primár fázovacího členu L_4C_4 , je-li oscilátor řízen krystalem. Potom seřídíme podle předchozího popisu nízkofrekvenční fázovací členy φ_2, φ_3 a separační obvody (R_5, R_6). Propojíme body $A-A$ a $B-B$, připojíme signální generátor k obvodu L_1C_1 a nastavíme jeho kmitočet přesně o 2 kHz výše než oscilátor $E 2$. Nf elektronkový voltmetr připojíme do bodu G a při přepínači $P 2$ v poloze LSB nastavíme změnou kapacity C_5 a vazby cívek L_4, L_5 nulové napětí. Kmitočet vf signálního generátoru nastavíme o 2 kHz níže než oscilátor a v poloze USB kontrolujeme, zda nf napětí v bodě G je opět nulové. Rozdíly opravíme změnou vazby cívek L_4, L_5 a rozladěním obvodu kondenzátorem C_5 . Celý postup znovu opakujeme v obou polohách přepínače $P 2$ tak dlouho, až kmitočet vyšší je dokonale potlačen v poloze LSB a naopak kmitočet nižší dává nulový výstup v poloze USB.

Úspěchu dosáhneme jen trpělivostí a pečlivým předchozím nastavením členů φ_2 a φ_3 a separačních obvodů $E 6, R_5, R_6$. Potom skutečně přijímáme horní postranní pásmo jen v poloze USB, dolní v poloze LSB a obě postranní pásma v polohách DSB. Za elektronku $E 7a$ obvykle zařazujeme dolnofrekvenční propust, která omezí nf kmitočty do 3,5 kHz. Zabráníme tím zároveň interferencím vyšších harmonických.

III

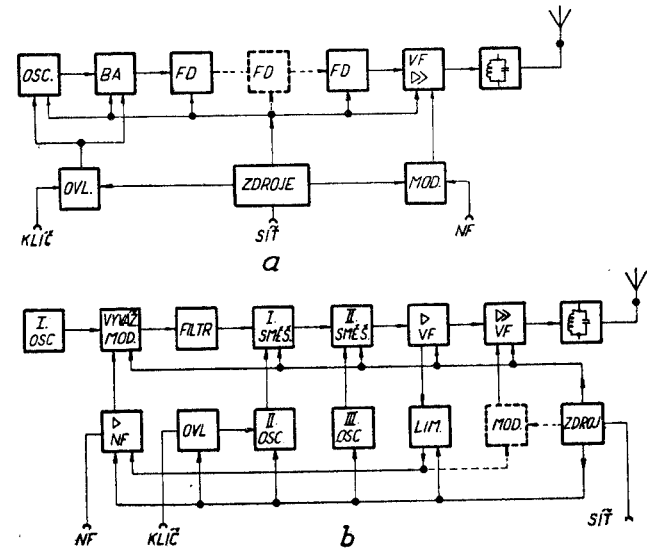
VYSÍLAČE

Vzdálenosti překlenuté při amatérských rádiových spojeních nejsou určeny jen výkonem vysílače. Jakost vysílání, zručnost operátora a v neposlední řadě i technické vybavení vysílače jsou nutnými předpoklady úspěchu. V této kapitole budou vysvětleny základy konstrukce moderních vysílačů a doplňkového zařízení amatérské rádiové stanice

A. Základní stupně vysílače

Doby, kdy bylo uskutečňováno rádiové spojení pomocí jiskrového vysílače nebo modulací anténních proudů, jsou nenávratně pryč. Moderní elektronika umožňuje použití celé řady způsobů přenosu, u nichž je hlavním cílem dosažení co nejvyšší výkonové účinnosti vysílače.

Ještě před několika lety se široce uplatňovala technika postupného násobení poměrně nízkého základního kmitočtu řídicího oscilátoru vysílače tak, aby bylo možno obsáhnout u komerčních zařízení celé pásmo krátkých vln, u amatérských vysílačů všechna krátkovlnná pásma. Podobné zapojení je znázorněno na skupinovém schématu III-01a. Oscilátor pracuje v pásmu nízkých kmitočtů (500 kHz až 1,5 MHz), oddělovací zesilovač zabraňuje vlivu dalších stupňů na stálost kmitočtu.



III-01. Skupinové schéma vysílače: a - s postupným násobením kmitočtu, b - se směřováním tří kmitočtů

V násobičích kmitočtu, jejichž počet se obvykle pohybuje od jednoho do čtyř, postupně získáváme potřebné vyšší násobky oscilátoru až do 30 MHz. Koncový zesilovací stupeň vysílače může pracovat s výkonem do 200 W a je obvykle přizpůsoben pro anodovou amplitudovou modulaci. Při telegrafním provozu jsou klíčovány první dva stupně nebo jen oddělovací zesilovač, i když je tím poněkud omezena možnost duplexního provozu.

Takový způsob zapojení budicích stupňů je dnes již považován za zastaralý především proto, že jen těžko dosahuje stability kmitočtu řádu $5 \cdot 10^{-5}$, to znamená ± 1 kHz na 20 MHz. Změny kmitočtu oscilátoru se zvětšují úměrně se stupněm násobení.

Daleko lepších výsledků dosahujeme s budiči, v nichž je použito směšování dvou nebo více kmitočtů. Vyšší kmitočtové rozsahy jsou odvozovány z oscilátoru řízeného krystalem, takže stabilita stoupne více než o řád. Jediný stabilní oscilátor laděný v úzkém pásmu kmitočtů umožní překrytí požadovaných dílčích rozsahů. Skupinové schéma na obr. III-01b znázorňuje typické zapojení směšovacího budiče se třemi oscilátory. První oscilátor je řízen krystalem a jeho napětí je možno amplitudově modulovat. Při provozu SSB se v následující propusti nebo ve fázovacích obvodech vybírá žádané postranní pásmo. Druhý oscilátor je laditelný např. v pásmu 2500 až 3000 kHz. V prvním směšovacím stupni se oba kmitočty sloučí a vytvoří základní budičí kmitočet. Ve druhém směšovači se pomocí přepínatelného třetího oscilátoru, který je řízen krystaly, posune kmitočet do žádaného pásma. Zesilovací stupeň musí být lineární, aby nedocházelo ke zkreslení modulace při provozu SSB. Limitační obvody zabraňují přemodulování vysílače. Může být připojen i klasický anodový modulátor pro telefonní provoz s úplným signálem.

Skladba i zapojení všech obvodů směšovacího budiče se velmi blíží technice superhetů. Pracujeme s velmi malými výkony a nízkou úrovní vf napětí. Celé zařízení je rozměrově malé, i když složitější. Klíčujeme obvykle první a třetí oscilátor, takže laditelný oscilátor trvale kmitá, aniž by rušil přijímaný signál. Přispěje to i ke stabilitě kmitočtu a omezení klíčovacích zákmitů.

Ani tento způsob získávání pracovního kmitočtu vysílače však není nejnovější a patří i když nedávné, přece jen minulosti. Neustálé zpřísňování požadavků na stabilitu kmitočtu vyvolalo vývoj dalších metod stabilizace kmitočtu, ať již pomocí složených zpětných vazeb s porovnávacími, nebo dokonce

počítacími obvody, nebo dekádickou syntézou kmitočtu, kdy je celé pásmo krátkých vln odvozeno z kmitočtu jediného vysoce stabilního subnormálu kmitočtu násobením a směšováním. Tato zapojení jsou však poměrně nákladná a jejich návrh tak složitý, že přesahuje rámec této knihy [L 13].

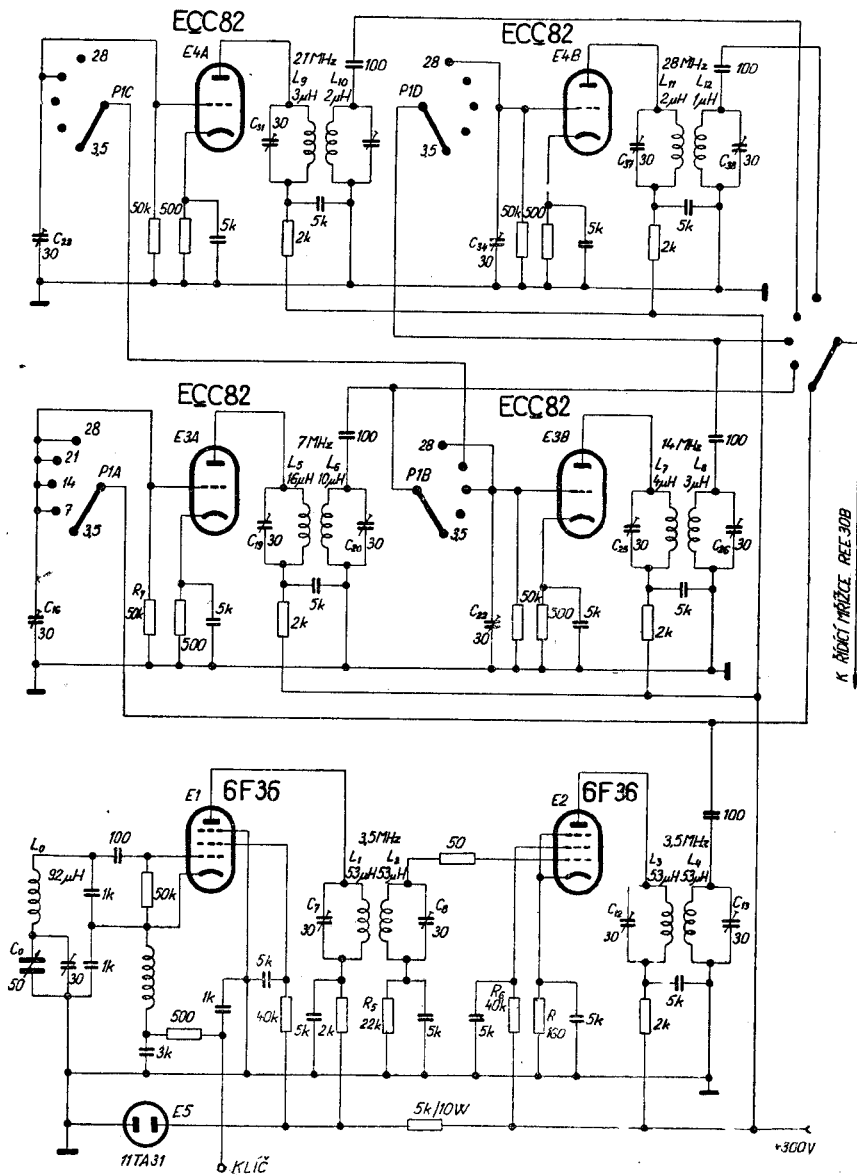
III-01. VF BUDIČ S NÁSOBIČI KMITOČTU A PÁSMOVÝMI PROPUSTMI

Povolené tolerance ve stabilitě kmitočtu umožňují v amatérském provozu použití starší koncepce budiče pro krátkovlnný vysílač s násobením kmitočtu (obr. III-02). Oscilátor pracuje v pásmu 1,7 až 2,0 MHz v Clappově zapojení. Všechny další zesilovače i násobiče kmitočtu mají v anodových okruzích pásmové propusti. Pásma volíme mnohonásobným přepínačem a je pamatováno i na vyrovnání rozdílů vstupních kapacit elektronek doladovacími kondenzátorky. Takové uspořádání budiče dovoluje velmi rychlou změnu pracovního kmitočtu. Obsluhujeme pouze dva ovládací členy – ladicí kondenzátor a přepínač pásem. Je naznačeno i zapojení jednoduchého zesilovače výkonu.

Při vyvažování jednotlivých obvodů potřebujeme buď elektronkový voltmetr, nebo stejnosměrný voltmetr s velkým vstupním odporem. Do série s měřicím přívodem zařadíme vf tlumivku 2,5 mH.

Oscilátor nastavíme na kmitočet 3650 kHz a trvale zaklíčujeme. Přepínač rozsahů přepneme do polohy 3,5 MHz. Elektronkový voltmetr připojíme přes tlumivku paralelně k odporu R_5 , nastavíme velmi volnou vazbu mezi cívkami L_1 L_2 a doladíme trimry C_7 a C_8 na maximální výchylku voltmetru. (Napětí je záporné, využíváme mřížkové detekce.) Aniž bychom měnili nastavení trimrů, zvyšujeme kmitočet oscilátoru až na horní mez a potom zpět k dolnímu meznímu kmitočtu. Výchylka voltmetru může kolísat až o 20 %. Je-li napětí příliš malé, zmenšíme odpor R_6 . Při značném poklesu napětí na začátku a na konci pásma a při velké výchylce uprostřed musíme zvětšit vazbu vzájemným přiblížením cívek L_1 L_2 . Naopak, při velkém poklesu napětí uprostřed pásma vazbu zmenšíme. Přitom neměníme nastavení trimrů C_7 a C_8 . Po několika zkouškách docílíme rovnoměrné výchylky voltmetru po celém pásmu.

Podstatně větší napětí na horním konci pásma (u vyšších kmitočtů) proti dolnímu opravíme kondenzátorem C_7 . Stejným



III-02. Zapojení budiče vysílače pro amatérská pásma s násobiči kmitočtu a pásmovými propustmi

způsobem nastavíme druhou pásmovou propust, tentokrát však jako indikátoru maxima použijeme miliampérmetru v mřížkovém okruhu elektronky REE 30B. Její mřížkový proud může dosahovat hodnot kolem 15 až 18 mA. Je výhodné, můžeme-li odpojit anodové a stínící napětí této elektronky, aby nedošlo při změnách kmitočtu k překročení anodové ztráty.

Nyní přepneme na pásmo 7 MHz, nastavíme kmitočty 7,15 MHz a ss voltmetr připojíme paralelně k odporu R_7 . Trimrem C_{16} doladíme na maximální výchylku. Nastavíme velmi malou vazbu mezi cívkami L_5 a L_6 a otáčením trimru C_{19} C_{20} se snažíme dosáhnout co největší hodnoty mřížkového proudu elektronky REE 30B. Potom opět měníme kmitočty v mezích pásma 7 MHz a kontrolujeme, zda mřížkový proud setrvává na hodnotě v mezích 20 %. Rozdíly trpělivě vyrovnáváme změnou vazby cívek L_5 a L_6 .

Na ostatních pásmech postupujeme stejným způsobem. Zde máme úlohu ulehčenu především menší relativní šířkou pásma. Při všech zkouškách pracujeme opatrně, vř napětí může způsobit nepříjemné popáleniny! Velmi výhodné je předběžné nastavení rezonance jednotlivých okruhů bez napětí, např. pomocí měřiče rezonance (GDO). Důležité je, abychom vždy postupovali od nejnižšího pásma k nejvyššímu, protože budící napětí vychází ze stupně s kmitočtem 3,5 MHz a je postupně násobeno dvakrát až osmkrát.

Oscilátor a oddělovací stupeň jsou osazeny strmými pentodami typu 6F36, které dovolují použít poměrně nízkých napětí a proudů v mřížkových obvodech a mají velké zesílení. V násobících stupních jsou naproti tomu použity dvě, jíté triody ECC 82. Vyžadují sice poněkud větší budící napětí avšak mají dostatečnou strmost i anodovou ztrátu.

Násobiče kmitočtu pracují všeobecně s malou účinností. Zvláště při použití triod musíme zajistit dostatečnou amplitudu budícího napětí a tím provoz elektronky hluboko ve třídě C, aby anodový proud obsahoval co nejvíce harmonických kmitočtů. Při malém vybudění nedosáhneme násobících účinků.

Celé zařízení není náchylné k parazitním kmitům, protože s výjimkou prvních dvou pásmových propustí je každý obvod laděn na jiný kmitočty. Může se však stát, zvláště při nevhodné montáži nebo zařazení vř tlumivek do anodových okruhů elektronky, že některý násobič tvrději kmitá. Zde pomůže zařazení malých drátových tlumivých odporů (20 až 100 Ω) do okruhu řídicí mřížky přímo k objímce elektronky (podobně

jako odpor 50 Ω elektronky E 2), změna indukčnosti vf tlumivky nebo její vypuštění [L 14].

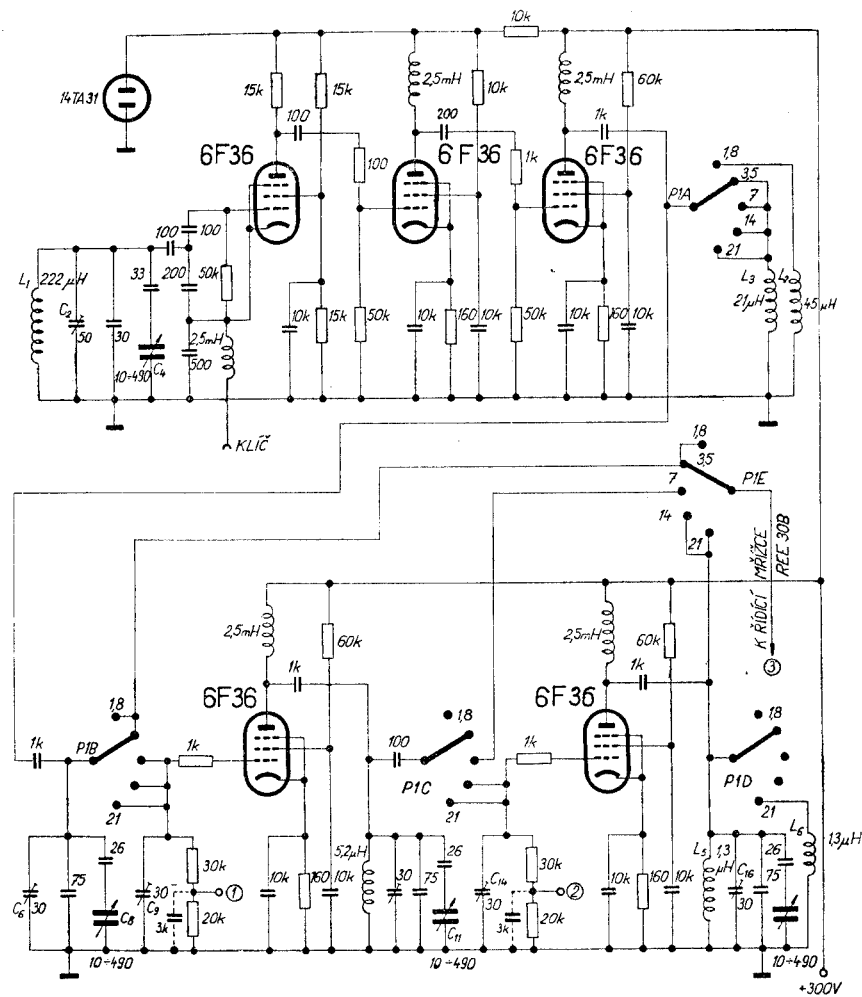
V jediném stupni s triodou můžeme násobit nejvýše třikrát, u pentod až pětkrát. Amplituda harmonických kmitočtů však velmi rychle klesá, takže je výhodnější zapojení více stupňů s menším činitelem násobení, protože jsou provozně stabilnější než zesilovačí stupně.

III-02. LADITELNÝ VF BUDIČ S NÁSOBIČI KMITOČTU

Všechny stupně budiče je možno ladit v souběhu jedním mnohonásobným kondenzátorem podobně jako vstupní obvody přijímače. Zapojení je uvedeno na obr. III-03. Cesta signálu je shodná jako u násobičů s pásmovými propustmi, v jednotlivých stupních jsou však použity strmé pentody. Oscilátor v zapojení s kapacitním děličem a elektronovou vazbou je laditelný od 872 kHz do 950 kHz při stabilitě řádu $5 \cdot 10^{-4}$. Za oddělovacím zesilovačem následují násobiče kmitočtu, z nichž první na rozsahu 1,75 až 1,9 MHz násobí dvakrát, na ostatních rozsazích čtyřikrát. Druhý násobič pracuje jen na kmitočtech nad 7 MHz a násobí dvakrát, zatímco třetí násobič na 14 MHz zdvojuje a na 21 MHz ztrojuje kmitočet předchozího stupně. Každý obvod můžeme také ladit samostatným proměnným kondenzátorem se střední kapacitou asi 100 pF.

Při vyvažování laděných obvodů nejprve nastavíme základní kmitočet oscilátoru. Odpojíme anodové a stínící napětí násobičů, pracují pouze první dvě elektronky. Kmitočet kontrolujeme přesným vlnoměrem nebo přijímačem. Ladicí kondenzátor zcela uzavřeme a změnou kapacity trimru C_3 (33 pF) nastavíme kmitočet 872 kHz při kondenzátoru C_2 ve střední poloze. Potom ladicí kondenzátor úplně otevřeme a snažíme se trimrem C_2 nastavit horní mezní kmitočet oscilátoru na 950 kHz. Poměr kapacit C_2 a C_3 měníme tak dlouho, až dosáhneme žádaného překrytí pásma (postup je podrobně popsán ve stati o vyvažování superhetu, tab. II-8).

Obdobným způsobem nastavujeme i ostatní obvody, laděné v souběhu. Připojíme všechna napětí pro elektronky násobičů kmitočtu, zasuneme všechny elektronky včetně koncového zesilovače, u něhož odpojíme napětí anody a stínící mřížky. Elektronkový voltmetr připojíme do bodu 3. Přepínač rozsahů přepneme do polohy 1,75 MHz, oscilátor nastavíme na kmitočet



III-03. Zapojení budiče pro amatérská pásma se souběžným laděním oscilátoru a násobičů kmitočtu

950 kHz (tím i kondenzátor C_8 má nejmenší kapacitu) a za předpokladu, že kondenzátory C_5 a C_7 mají předepsanou kapacitu, doladíme trimrem C_6 obvod do rezonance. To se projeví maximem záporného napětí v měrném bodě 3. Při změně ladění směrem k nižším kmitočtům může se výchylka voltmetru mírně měnit, ale nesmí klesnout pod 2 V (odpovídá mřížkovému proudu 0,1 mA). Větší rozdíly na nízkých kmitočtech vyrovnáme změnou indukčnosti L_2 .

V poloze přepínače rozsahů 3,5 MHz nastavíme kmitočet oscilátoru 950 kHz a doladíme anodový obvod prvního násobiče změnou indukčnosti L_3 . V případě, že je rozsah 1,75 MHz vypuštěn, nastavujeme pouze obvod 3,5 MHz podle předchozího popisu.

V poloze 7 MHz připojíme voltmetr k měřicímu bodu 1 a nejprve na nejvyšším kmitočtu doladíme anodový obvod násobiče do rezonance trimrem C_9 . Rozladění vzniklo rozdílem vstupních kapacit elektronek REE 30B a 6F36. Dále přepojíme voltmetr do měřicího bodu 2 a stejně jako u prvního násobiče doladíme obvod rezonanční. Záporné ss napětí v bodu 2 nesmí v celém rozsahu klesnout pod 2 V.

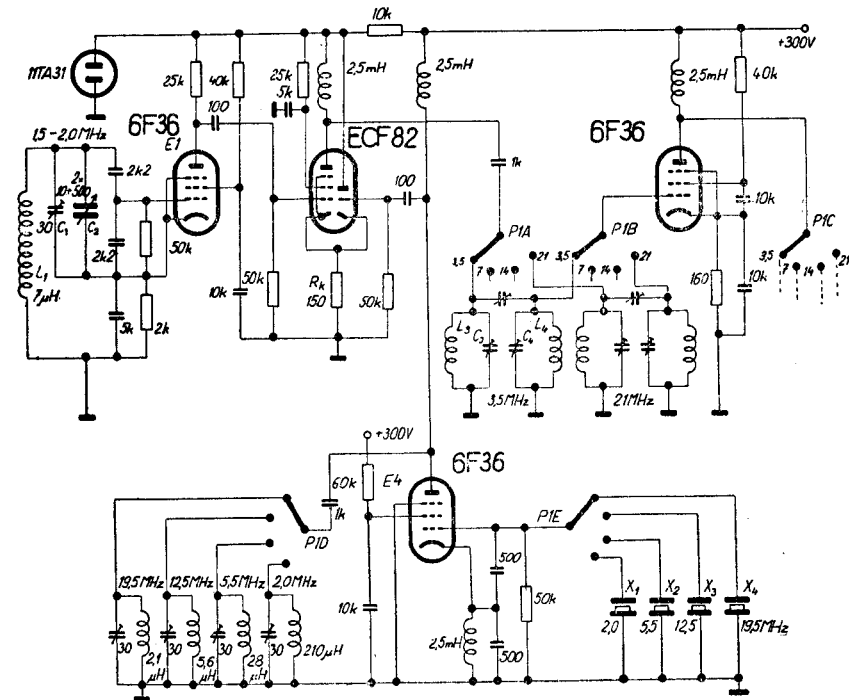
Při přechodu na pásma 14 a 21 MHz nejprve vyrovnáme změnu mřížkové kapacity trimrem C_{14} na nejvyšším kmitočtu pásma. Napětí měříme v bodě 2. Při dalším měření sledujeme již jen napětí v bodě 3. V poloze 14 MHz doladujeme na nejvyšším kmitočtu trimrem C_{16} , na nejnižším indukčností L_5 . V poslední poloze přepínače nastavíme již jen indukčnost.

Používáme-li výstupního zesilovače budiče (elektronka REE 30B) k buzení výkonového zesilovače, může být jeho anodový obvod laděn rovněž v souběhu. Přepínáme jen indukčnosti jednotlivých rozsahů. Hodnoty kapacit a cívek jsou shodné s obvody násobičů. Zařízení může odevzdávat výkon až 50 W. Potom je však nutné zvýšit napětí elektronky REE 30B na 800 až 1000 V a ladit její anodový obvod samostatně např. článkem tvaru ||.

Na obr. III-02 a III-03 je naznačeno i klíčování katody oscilátoru, které má umožnit duplexní provoz, nebo alespoň příjem stanic na vlastním kmitočtu. Jak již bylo uvedeno ve stati o oscilátorech, vznikají při klíčování strmé zákmity, které silně ruší blízké kmitočty. Proto je třeba současně klíčovat i výstupní zesilovač, nejlépe pomocí některého diferenciálního obvodu na obr. III-32. Navíc takové opatření nařizují i provozní podmínky u všech vysílačů s výkonem nad 10 W.

Podstatně vyšší stabilitu kmitočtu můžeme dosáhnout zapojením dvou oscilátorů a směřováním jejich kmitočtů (obr. III-04). První oscilátor E 1 je laditelný, ve Vackářově zapojení. Jeho stabilita může dosahovat řádu 10^{-4} . Druhý oscilátor je řízen krystaly a jeho stabilita je řádu 10^{-6} .

Z teorie směřování dvou kmitočtů vyplývá, že podíl nestability dvou oscilátorů na výstupním kmitočtu je tím menší, čím větší je poměr jejich kmitočtů. Selektivnost rezonančních obvodů je poměrně malá, a proto musíme respektovat i druhou podmínku – potlačení nežádoucích produktů směřování. Zásady jsou zde přibližně shodné s přijímací technikou. Pro provoz na pásmech 3,5 a 7 MHz musí být kmitočet prvního oscilátoru vyšší než 300 kHz, pro ostatní pásma nejméně 1 MHz. Dalším omezením je podmínka, aby harmonické kmi-



III-04. Jednoduchý směšovací budič

točty prvního oscilátoru až do šestého řádu nezasahovaly do oblasti rezonance anodových obvodů směšovače a dalších zesilovacích stupňů. U jednoduchých zapojení se musíme vyhnout kmitočtům prvního oscilátoru 250 kHz, 500 kHz, 1 MHz, 1,75 MHz apod. Přitom není rozhodující, zda za směšovačem využíváme součtových nebo rozdílových kmitočtů.

Směšovací budič, zapojený podle obr. III-04 může při pečlivém provedení vykazovat stabilitu kmitočtu řádu 5.10^{-5} . Za směšovací obvod je nutno zařadit alespoň jeden zesilovací stupeň. Výstupní napětí je řádově 50 V a stačí k vybuzení koncového zesilovače s tetrodou (např. 6L50, REE 30B, GU 50).

Při uvádění do chodu nejprve nastavíme mezní kmitočty prvního oscilátoru (E 1) změnou paralelní kapacity C_1 nebo přemístěním odbočky na cívce L_1 . Nikdy neměníme indukčnost zkratování závitů, snižovali bychom zbytečně činitele jakosti obvodu. Dále vyladíme do rezonance LC obvodu oscilátoru řízeného krystaly (E 4), a to postupně ve všech polohách přepínače P 1. Jako indikátoru použijeme miliampérmetru, zařazeného do série s anodovým obvodem elektronky E 4. Při rezonanci anodový proud prudce klesá. Jinou možností je měření vř napětí na odporu R_k (katoda E 2) při vypnutém prvním oscilátoru. Maximální napětí odpovídá bodu rezonance.

Vyvázení pásmových propustí vyžaduje trochu cviku, ale je snadné. Do série s mřížkovým odporem elektronky prvního zesilovače zapojíme miliampérmetr s rozsahem do 0,5 mA a měříme záporný mřížkový proud. V každé poloze přepínače P 1 nastavíme střední hodnotu kmitočtu prvního oscilátoru a při vazební kapacitě příslušné propusti asi ve střední poloze doladíme trimry C_3 a C_4 primár i sekundár pásmové propusti na maximum mřížkového proudu. Podmínkou je, aby oba obvody propusti byly navzájem dokonale stíněny, jinak dochází ke komplexním vazbám a deformaci křivky propustnosti.

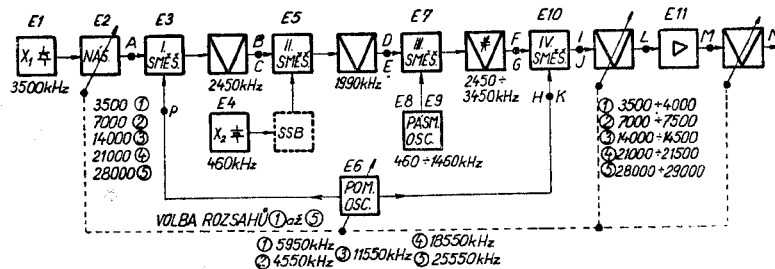
Po nastavení rezonance na středním kmitočtu ladíme první oscilátor v mezích příslušného pásma a sledujeme velikost mřížkového proudu elektronky E 5. Výchylka může kolísat v mezích 20 % kolem hodnoty 0,1 až 0,5 mA. Při větším poklesu mřížkového proudu elektronky E 5 na mezních kmitočtech pásma zvětšíme kapacitu C_v a naopak při podstatně vyšším vybuzení na obou koncích pásma proti středu zmenšíme vazební kapacitu. Obvody L_3C_3 a L_4C_4 však zůstávají trvale naladěny na střed pásma. Stejným způsobem vyvážíme i všechny ostatní propusti.

V uvedeném zapojení je určen výstupní kmitočet součtem kmitočtů prvního a druhého oscilátoru. Cejchování prvního oscilátoru je ve stovkách a jednotkách kHz shodné pro všechna pásma, jestliže kmitočty krystalů přesně odpovídají údajům v tabulce. Rozdíly proti jmenovitým hodnotám způsobují posun kmitočtu souhlasným směrem a každé pásmo pak musí mít vlastní cejchování stupnice prvního oscilátoru. Popis stupnice obvykle provádíme tak, že začátku pásma odpovídá dílek 000,00 kHz na stupnici a další cejchovní body označujeme v kHz. Nastavení kmitočtu je pak velmi snadné, k nejnižšímu kmitočtu každého pásma pouze přičítáme dílky stupnice. Např. v pásmu 3,5 MHz odpovídá kmitočtu 3670 kHz dílek stupnice, označený 170 kHz.

III-04. SMĚŠOVACÍ BUDIČ PRO PÁSMO 3,5 AŽ 28 MHz SE DVĚMA KRYSTALY

Směšovací pochody umožňují vytvářet celé řady kmitočtů, které nelze získat násobením nebo jiným způsobem. Jednoduché směšovací budiče obvykle vyžadují použití několika krystalů s přesně stanovenými kmitočty. Odvození všech amatérských pásem z kmitočtu jediného základního krystalu je poněkud složitější, dovoluje však celou řadu operací s vysokofrekvenčním napětím, včetně vytváření signálu SSB. Činnost jednotlivých stupňů budeme nejprve sledovat na skupinovém schématu III-05.

Základem celého zařízení je první oscilátor (E 1), řízený krystalem s přesným kmitočtem 3500,000 kHz, který v násobíci



III-05. Skupinové schéma zapojení budiče pro všechna pásma se dvěma krystaly

E 2 vhodně zvyšujeme až na hodnoty dolních mezních kmitočtů jednotlivých pásem. Abychom mohli poměrně vysoké kmitočty v pásmech 14 až 28 MHz směřovat s blízkým kmitočtem proměnného oscilátoru, použijeme tzv. převáděcí obvod. Je tvořen přepínatelným oscilátorem E 6 a dvěma směšovači E 3 a E 10 s příslušnými rezonančními obvody a pásmovými propustmi. V prvním směšovací obvodu (E 3) se vytváří rozdíl základního (E 1, E 2) a pomocného kmitočtu (E 6), který má stálou hodnotu 2450 kHz. Stabilitu pomocného oscilátoru nemusí být příliš vysoká, protože tentýž pomocný kmitočet znovu přičítáme ve čtvrtém směšovači (E 10) a tím se kmitočtová nestabilita zruší.

Ve druhém směšovači odečítáme od mezinosného kmitočtu 2450 kHz kmitočet 460 kHz druhého oscilátoru (E 4), který může být vytvářen i v obvodech SSB. Vzniká druhý mezinosný kmitočet 1990 kHz, který vybíráme selektivní pásmovou propustí. K němu přičítáme ve třetím směšovači napětí proměnného oscilátoru (E 8) laditelného v rozsahu 460 až 1460 kHz souběžně se selektivním anodovým obvodem třetího směšovače (2450 až 3450 kHz). Ve čtvrtém směšovači přičteme pomocný kmitočet oscilátoru E 6 a v přepínatelných obvodech dalších propustí vybíráme kmitočty amatérských pásem.

Uvedeným řešením je otevřena cesta k dalšímu využití některých obvodů. V případě, že kmitočet pomocného oscilátoru vykazuje dostatečnou stabilitu, můžeme spojit budič s konvertorem přijímače s laditelnou první mezifrekvenčí 2450 kHz právě využitím kmitočtů pomocného oscilátoru. Nahradí přepínatelný první oscilátor superhetu s dvojitým směšováním. Harmonické kmitočty prvního oscilátoru (E 1) můžeme použít ke značkování dolních mezních kmitočtů všech amatérských pásem. Oscilátor, řízený druhým krystalem 460 kHz (E 4), vytvoří kmitočet zánějového oscilátoru anebo nahradí nosný kmitočet ve směšovacím demodulátoru. Je pochopitelné, že v takovém případě můžeme současně přijímat a vysílat jen v tomtéž amatérském pásmu.

Konstrukce budiče není přes svou poměrnou složitost nijak náročná. Musíme dbát jen na to, aby všechny oscilátory byly dobře stíněny a příliš nevyzařovaly vf napětí, které by mohlo pronikat do výstupních obvodů. Proto je také zařazen vf zesilovač E 11, který sice pracuje s malým zesílením, avšak odděluje směšovací a výstupní obvody. Naprosto přesně musíme dodržet kmitočet základního oscilátoru 3500 kHz, protože využíváme i jeho násobků. Již odchylka 1 kHz způsobí v pásmu

28 MHz posunutí stupnice o 8 kHz. I když tím nevznikají vážnější potíže, přece jen je tu cejchování proto, aby bylo přesné.

Kmitočty druhého (E 4) a třetího oscilátoru (E 8) jsou vzájemně vázány tak, že dolní mezní kmitočet proměnného třetího oscilátoru odpovídá přesně kmitočtu pevného druhého oscilátoru. Tím je zaručeno, že všechna pásma začínají na tomtéž dílku stupnice. Výstupní kmitočet je určen rovnicí

$$f_{\text{vst}} = nf_{x1} - f_{x2} + f_3, \quad (20)$$

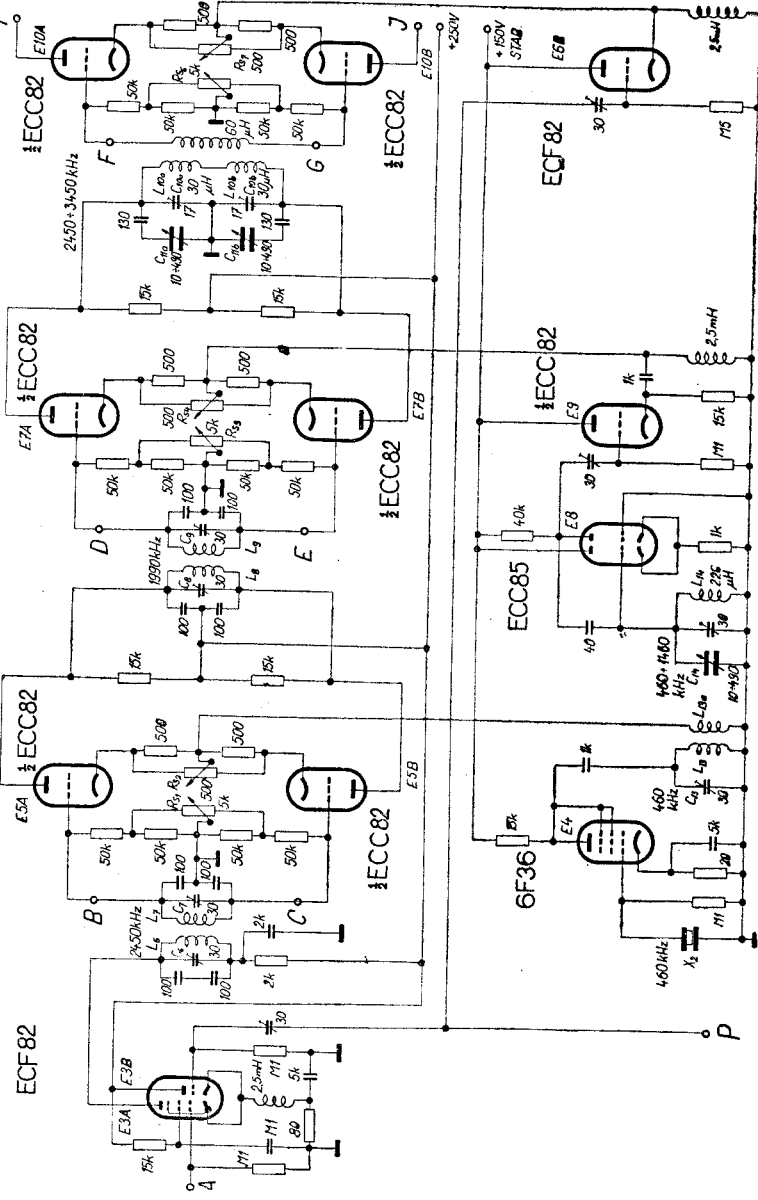
kde $n = 1, 2, 4, 6, 8$ (označuje stupeň násobku),

- f_{x1} kmitočet prvního krystalu (kHz) v oscilátoru E 1,
- f_{x2} kmitočet druhého krystalu (kHz) v oscilátoru E 4,
- f_3 kmitočet proměnného oscilátoru E 8 (kHz).

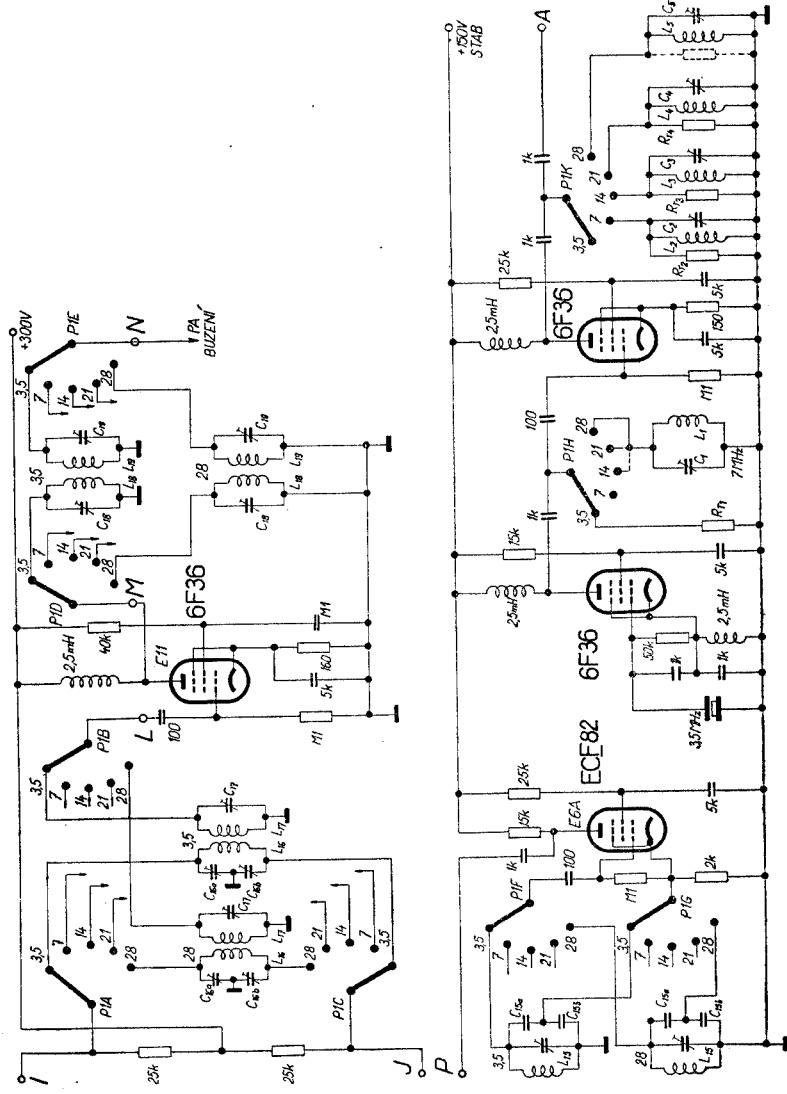
Při uvádění do chodu nejprve naladíme obvody základního oscilátoru. Zasuňme pouze elektronky E 1, E 2 a E 3. Elektronkový voltmetr s vf detekční sondou připojíme paralelně ke tlumivce v katodách elektronky E 3. Zapojíme krystal 3500,000 kHz a při přepínači P 1 v první poloze (3,5 MHz) změříme velikost vf napětí katody směšovače E 3, které má dosahovat hodnoty 10 až 15 V. Jeho vhodnou velikost nastavíme změnou odporu R_{T1} . Ve druhé poloze přepínače P 1 (7 MHz) opět měříme napětí ve stejném bodu, obvod L_2C_2 v anodové větvi elektronky E 2 vyladíme trimrem C_2 do rezonance na 7 MHz a změnou odporu R_{T2} nastavíme opět 10 až 15 V. Stejně postupujeme i ve třetí poloze (14 MHz). Zde násobí elektronka E 2 čtyřikrát. Nemůžeme-li dosáhnout potřebné velikosti vf napětí, spojíme obvod L_1C_1 i se třetí polohou přepínače P 1 a obvod L_3C_3 podle potřeby tlumíme odporem. Doladujeme trimrem C_3 .

Ve čtvrté poloze přepínače P 1 (21 MHz) násobí již anodový obvod oscilátoru dvakrát, obvod L_1C_1 vyladíme do rezonance na 7 MHz trimrem C_1 a obvod L_4C_4 na 21 MHz (elektronka E 2 násobí třikrát) trimrem C_4 . Výstupní napětí opět nastavíme na hodnotu 10 až 15 V velikostí tlumivého odporu R_{T4} . V poslední poloze doladíme již jen obvod L_5C_5 na 28 MHz trimrem C_5 . Zde nevdává mírně vyšší napětí, protože se tím nahradí ztráty ve směšovacím obvodu. Cílem celého postupu je dosažení přibližně stejné velikosti vf napětí na všech rozsazích.

Při dalším vyvažování vyjmeme elektronku E 2, přepínačem P 1 nastavíme pásmo 3,5 MHz (nebo rozpojíme bod A), vf signální generátor připojíme na řídicí mřížku elektronky E 3A.



III-06a. Směšovací budič pro všechna pásma se dvěma krystaly (a, b)



III-06b. Směšovací budič (pokračování)

Naladíme kmitočet 2450 kHz bez modulace. Zasuňme elektronku E 5 a vř voltmetrem měříme napětí na řídící mřížce systému E 5A. Primár (L_6C_6) i sekundár (L_7C_7) pásmové propusti vyladíme do rezonance na kmitočet 2450 kHz, což se projeví maximem vř napětí na řídících mřížkách obou systémů E 5.

Zasuňme elektronku E 4 a krystal 460 kHz, vypneme signální generátor (ponecháme ho však připojený), vř voltmetr připojíme na běžec potenciometru R_{s2} a trimrem C_{13} vyladíme obvod $L_{13}C_{13}$ do rezonance na 460 kHz. Vazbu nastavíme tak, aby vř napětí na katodách elektronky E 5 dosahovalo 5 až 10 V. Elektronkový vř voltmetr připojíme do bodu D a změnou polohy symetrizačního potenciometru R_{s2} nastavíme minimum vř napětí v bodě D. Zecla rovnocenné je měření v bodě E.

Odpojíme krystal 460 kHz, zapneme vř generátor, připojený v bodě A (kmitočet 2450 kHz), spojíme do zkratu tlumivku v katodě elektronky E 3A a symetrizačním potenciometrem R_{s1} v mřížkách elektronky E 5 nastavíme minimum vř napětí v bodě D. Tím jsme vyvážili obvody druhého směšovače tak, aby ani první mezinosný kmitočet 2450 kHz, ani kmitočet krystalem řízeného oscilátoru 460 kHz nepronikly do dalších obvodů.

Při vyvažování pásmové propusti 1990 kHz musíme již použít funkce druhého směšovače. Zapojíme opět krystal 460 kHz, signální generátor a vř voltmetr ponecháme v předchozím nastavení a trimrem C_8 nastavíme primár pásmové propusti L_8C_8 do rezonance na kmitočet 1990 kHz (rozdíl $2450 - 460 = 1990$ kHz). Stejným způsobem doladíme i sekundár L_9C_9 . Rozladění vzniklé připojením sondy vř voltmetru odstraníme až při konečném seřizování budiče.

Odvozujeme-li kmitočet 460 kHz z generátoru postranních pásem, využijeme při předchozích měřeních signálu SSB, odpovídajícího modulaci jediným tónem, např. 600 až 1000 Hz. Postup seřizení generátoru postranních pásem bude popsán samostatně v dalších částech kapitoly.

Dalším krokem je nastavení základního rozsahu oscilátoru E 8. Kmitočet měříme vlnoměrem nebo přijímačem. Velikost indukčnosti L_{14} a kapacity C_{14} měníme tak, abychom obsáhli s nepatrnou rezervou kmitočty 460 kHz až 1460 kHz. Souběh proměnného oscilátoru a selektivního obvodu $L_{10}C_{10}$ nastavujeme podobně jako v přijímači, i když jsou zde funkce jednotlivých obvodů zaměněny. Vstupní kmitočet je pevný - 1990 kHz a je vytvářen stejně jako při vyvažování propusti druhým

směšovačem. Kmitočet proměnného oscilátoru (E 8) nastavujeme postupně na všechny tři body souběhu a doladujeme na kmitočet 1390 kHz trimry C_{11} a na kmitočet 530 kHz indukčností L_{10} . Třetí kontrolní bod odpovídá kmitočtu oscilátoru (E 8) 960 kHz. Vyvažujeme vždy na maximální výstupní napětí, měřené vř voltmetrem v bodě G.

Po skončení celého postupu vyjmeme elektronku E 5, nastavíme kmitočet 663 kHz a měříme napětí v bodě G. Rezonanční obvod $L_{10}C_{10}$ je v tomto případě vyladěn na čtvrtou harmonickou oscilátoru E 8. Při jiných hodnotách kmitočtu druhého oscilátoru (E 4) vypočteme tento bod ze vzorce

$$f_3 = \frac{2450 - f_{s2}}{(n - 1)}, \quad (21)$$

ve kterém za n dosazujeme postupně 2, 3, 4, 5, 6. f_3 je hledaný kritický kmitočet druhého oscilátoru (E 9), f_{s2} je kmitočet druhého oscilátoru (E 4).

Symetrizačním potenciometrem R_{s4} nastavíme minimum napětí v bodě G. Potom ladíme oscilátor E 8 po celém rozsahu a kontrolujeme, zda v některém místě nevzrůstá napětí v bodě G. V takovém případě dochází k přímé vazbě oscilátoru E 8 s obvodem $L_{10}C_{10}$ a je nutno ji odstranit přemístěním spojů, stíněním obvodů a pod. Vyjmeme elektronku E 10, zasuneme elektronku E 5, zapneme vř signální generátor, připojený v bodě A (tlumivka v katodě E 3A ve zkratu, kmitočet 2450 kHz) a zapojíme oscilátor E 4. Potenciometrem R_{s3} nastavíme minimum napětí v bodě G. Tím jsme vyvážili třetí směšovač tak, aby na jeho výstup nepronikaly kmitočty proměnného oscilátoru a druhý mezinosný kmitočet 1990 kHz.

Odpojíme signální generátor, odstraníme zkrat v katodě elektronky E 3A, zasuneme elektronku E 6 a pomocí vlnoměru nebo přijímače nastavíme kmitočty pomocného oscilátoru v obvodech $L_{15}C_{15}$ na všech rozsazích, to znamená ve všech polohách prepínače P 1. Od nejnižšího rozsahu k nejvyššímu je to 950 kHz (nebo 5950 kHz, výsledek je shodný), 4550 kHz, 11 550 kHz, 18 550 kHz a 25 550 kHz. Elektronka násobiče E 2 zatím není zapojena. Elektronkový voltmetr připojíme ke tlumivce v katodě elektronky E 3B a trimrem C_{v4} nastavíme vř napětí asi na 5 V. Na vyšších pásmech se tím mírně změní kmitočet, proto znovu doladíme obvody $L_{15}C_{15}$.

Nyní již můžeme vyzkoušet celý řetěz prvků tří směšovačů a oscilátorů až do bodu G tím, že zapojíme elektronku E 2, ob-

novíme spoj v bodě *A* a vlnoměrem nebo přijímačem se záznejovým oscilátorem kontrolujeme kmitočty v bodě *G*. Ve všech polohách přepínače *P 1* se musí měnit výstupní kmitočet v bodě *G* v mezích 2450 až 3450 kHz $\pm 5\%$. Za předpokladu správného nastavení kmitočtů proměnného oscilátoru se mohou vyskytnout pouze dvě závady: na výstupu není napětí – chybu hledáme v nesprávné funkci prvních tří směšovačů a v rozladění některého obvodu, nebo na výstupu je vř napětí, ale kmitočtově posunuto výše nebo níže proti udaným hodnotám. Stačí mírně změnit kmitočet pomocného oscilátoru *E 6* a snadno dosáhneme souhlasu. Výstupní napětí v bodě *G* má být zhruba stálé, asi 0,8 až 1,5 V.

V tomto okamžiku zbyvá nastavit poslední směšovač a výstupní zesilovač. Odpojíme vř voltmetr, zasuneme elektronky *E 10* a *E 11*, prozatím odpojíme anodové napětí elektronky *E 6B* a vyjmeme elektronku *E 7*. Uzemníme běžec potenciometru *R₆*, do bodu *F* nebo *G* připojíme vř generátor a vyladíme do rezonance pásmové propusti v anodových okruzích elektronek *E 10* a *E 11* na středním kmitočtu příslušného pásma. Propustnost měníme změnou vazby primáru a sekundáru propustí (viz popis III-01). Na prvním rozsahu je to pásmo 3,5 až 3,8 MHz, dále 7,0 až 7,5 MHz, 14,0 až 14,5 MHz, 21 až 22 MHz a 28 až 29 MHz. Vř voltmetr připojíme při vyvažování propustí *L₁₆C₁₆*, *L₁₇C₁₇* do bodu *L*, potom do bodu *N*, kde ho již ponecháme po celou dobu dalšího vyvažování.

Při symetrizaci čtvrtého směšovače nejprve odstraníme spoj běžce *R₆* se zemí a zasuneme elektronku *E 7*. Na libovolném rozsahu nastavíme potenciometrem *R₈* minimální vř napětí v bodě *N*. Potom vyjmeme elektronku *E 7*, připojíme anodové napětí elektronky *E 6B* a potenciometrem *R₅* opět nastavíme minimum napětí v bodě *N*.

Tím je skončeno předběžné naladění všech obvodů a můžeme přistoupit k posledním zkouškám. Zapojíme všechny elektronky a obvody podle schématu, místo vř voltmetru připojíme do bodu *N* přes malou kapacitu přijímač (musí mít záznejový oscilátor a je výhodné, má-li S-metr). Přesným vlnoměrem kontrolujeme kmitočty pomocného oscilátoru *E 6* na všech rozsazích a pokud je třeba, opravíme nastavení obvodů *L₁₅C₁₅* tak, aby všechny kmitočty souhlasily s udanými nebo vypočtenými hodnotami.

Na přijímači nastavíme kmitočet 2450 kHz, proměnný oscilátor *E 8* naladíme na 460 kHz (to znamená přesně na kmitočet druhého krystalu v oscilátoru *E 4*) a symetrizačními poten-

ciometry *R₁* a *R₆* se snažíme dosáhnout co nejmenšího napětí o kmitočtu 2450 kHz na výstupu budiče v bodu *N*. Přijímač slouží jako selektivní indikátor síly signálu. Toto měření opakujeme na kmitočtech 7 350, 14 700, 22 050 a 29 400 kHz postupně na druhém až pátém rozsahu budiče. Sem spadají harmonické prvního a třetího mezinosného kmitočtu.

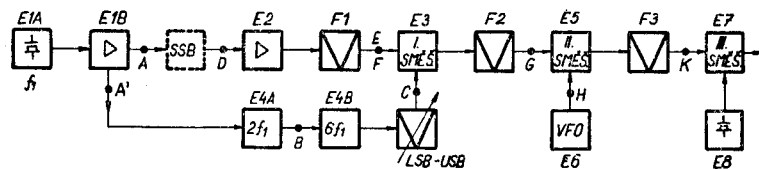
Stejným způsobem nastavíme minimum výstupu na kmitočtu 1990 kHz potenciometrem *R₃*. Dále naladíme oscilátor *E 8* na kmitočet $f_3 = 663$ kHz, přijímač na kmitočet 2653 kHz (viz výpočet podle [21]) a potenciometrem *R₄* upravíme opět minimum výstupního napětí v bodě *N* na tomto kmitočtu. Nakonec potlačíme kmitočet pomocného oscilátoru *E 6* na pátém rozsahu budiče. Přijímač naladíme na 25 550 kHz a symetrizačním potenciometrem *R₅* nastavíme minimum výstupu. Odpojíme přijímač, připojíme do bodu *N* opět vř voltmetr a opravíme naladění pevných propustí 2450 kHz a 1990 kHz tak, abychom dosáhli maxima výstupního napětí na všech pásmech.

Pomocí vlnoměru ocejujeme stupnici proměnného oscilátoru tak, že dílek 0,0 kHz na stupnici odpovídá přesně kmitočtu krystalu *X 2* druhého oscilátoru (*E 4*). Při pečlivém provedení a dostatečně vysokém činiteli jakosti pásmových propustí prvního a druhého mezinosného kmitočtu je i potlačení kmitočtu krystalu 3,5 MHz a jeho harmonických dostatečné (asi 50 dB). Míru potlačení můžeme zjistit pomocí přijímače, který postupně ladíme na harmonické krystalu na všech pásmech budiče. Přitom nastavíme proměnný oscilátor *E 8* na dílek + 500 kHz. Při malém potlačení nežádoucích kmitočtů je nutno lépe stínit obvody krystalu a elektronek *E 1* a *E 2*, nebo zapojit i první směšovač souměrně. Místo pásmových propustí v anodových obvodech čtvrtého směšovače a vř zesilovače můžeme použít i paralelních laděných rezonančních obvodů, vzrůstá tím však počet ovládacích prvků.

III-05. SMĚŠOVACÍ BUDIČ PRO PROVOZ SSB

I nejjednodušší zapojení budiče pro telefonii s jedním postranním pásmem vyžaduje použít nejméně dvou směšovačů. Na obr. III-07 je typické skupinové schéma základní části takového budiče. První oscilátor (*E 1A*) je řízen krystalem 460 kHz, jehož kmitočet je veden do obvodů pro oddělení postranního pásma filtrační metodou. Při telegrafním provozu nemusí být

filtry zapojeny. Za vf zesilovačem (E 2) následuje první směšovač (E 3) s pásmovou propustí 2300 kHz, kde se směšují dva kmitočty: při telegrafním provozu a při telefonii s dolním postranním pásmem využíváme čtyřnásobku kmitočtu krystalu, tj. 1840 kHz, při telefonii s horním postranním pásmem šestinásobku, tj. 2760 kHz, který směšujeme s kmitočtem prvního oscilátoru. V prvním případě za směšovačem vybíráme součet, tj. $1840 + 460 = 2300$ kHz, ve druhém případě rozdíl $2760 - 460 = 2300$ kHz. Jednoduchým přepínáním obvodu F 4 v anodě násobiče E 4B můžeme zvolit libovolné telefonní postranní pásmo. Je to analogie s obvody superhetu – při odečítání napětí s kmitočtem postranního pásma se mění jeho poloha.

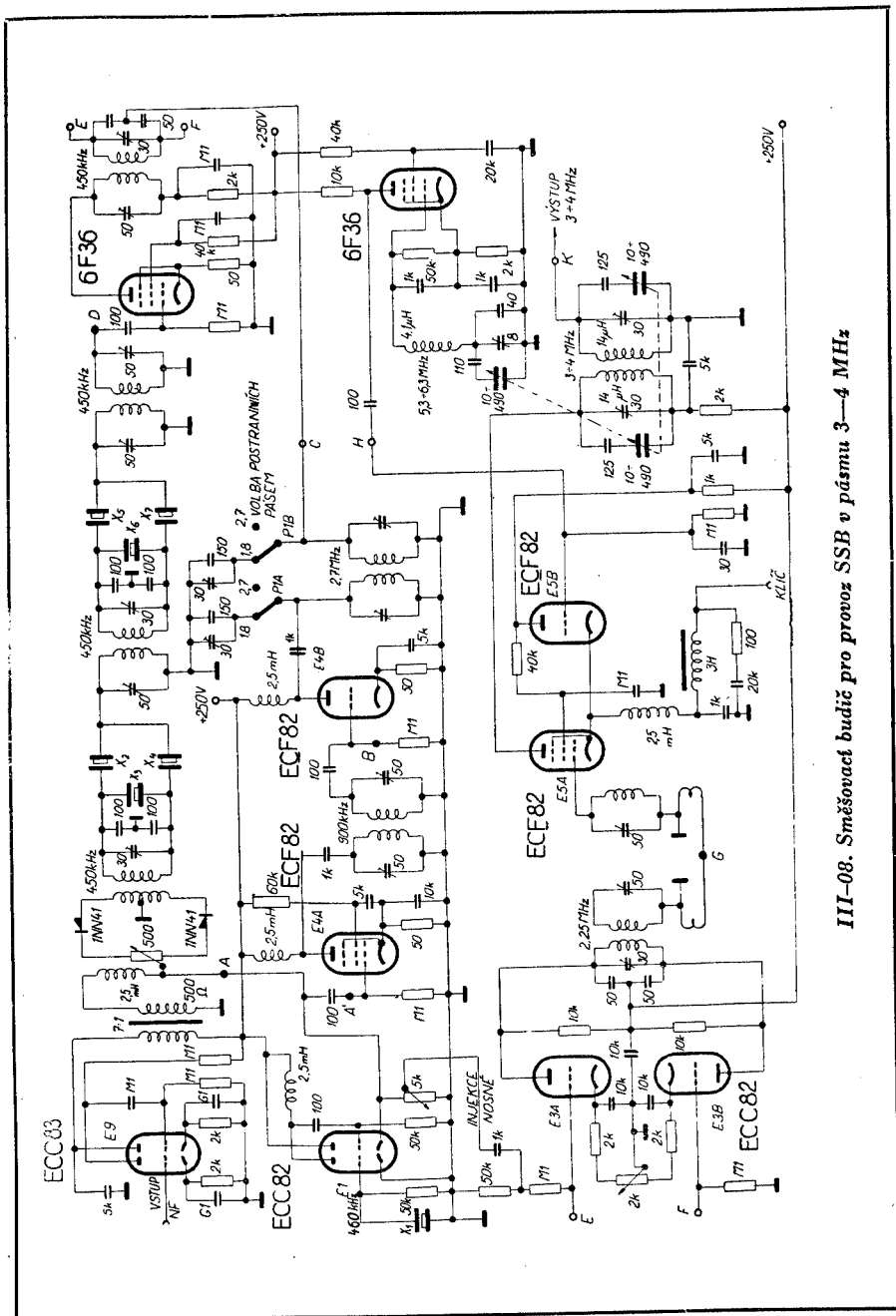


III-07. Skupinové schéma budiče pro provoz SSB

Šířka pásma propustí F 1 i F 2 je 4 kHz. Ve druhém směšovači (E 5) se vytvoří rozdíl kmitočtu 2300 kHz a proměnného oscilátoru (E 6), který je vybírán laděnou pásmovou propustí F 3 v pásmu 3,0 až 4,0 MHz. Tento kmitočet můžeme dále zpracovat buď zesílením, nebo dalším směšováním. Násobiče kmitočtu můžeme použít jen při telegrafním provozu. Při telefonii s jedním postranním pásmem musíme měnit kmitočet výhradně směšováním, aby nedošlo ke zkreslení modulace.

Po zapojení celého budiče nejprve seřizujeme obvody oscilátoru, řízeného krystalem. Zasuneme elektronky E 1 a E 4 a krystal 460 kHz. Měříme vf napětí elektronkovým voltmetrem v bodě B a nastavíme obvod L_1C_1 do rezonance trimrem C_1 . Obvod L_2C_2 vyladíme na kmitočet 920 kHz (bod B, trimr C_2), obvod L_3C_3 na kmitočet 1840 kHz (bod C, trimr C_3) a obvod L_4C_4 na kmitočet 2760 kHz (bod C, trimr C_4). Vf napětí v bodě C má dosahovat asi 10 až 15 V. Zasuneme elektronku E 2, v případě zařazení SSB části zapojíme nosný kmitočet a měříme vf napětí v bodě D nebo E. Vyladíme primár (L_5C_5) i sekundár (L_6C_6) propusti F 1 do rezonance na kmitočet 460 kHz.

Rozpojíme vazbu v bodě D, vyjmeme elektronku E 4,



III-08. Směšovač budič pro provoz SSB v pásmu 3—4 MHz

zasuneme E 3, na mřížku zesilovače E 2 připojíme signální generátor a bod po bodu změříme rezonanční křivku propusti *F* 1. Vhodným nastavením vazby primáru a sekundáru dosáhneme pásma propustnosti 6 kHz pro pokles 6 dB. Je výhodné, má-li křivka jen jeden vrchol. Napětí měříme v bodě *E* nebo *F*. Zasuňme elektronky E 4 a E 5, při přepínači *P* 1 v poloze 1840 kHz nastavíme signální generátor na kmitočet 460 kHz. Vř voltmetr připojíme do bodu *G* a vyladíme primár i sekundár propusti *F* 2 (L_7C_7 , L_8C_8) do rezonance na kmitočtu 2300 kHz (součet 460 + 1840). Změnou kmitočtu generátoru v mezích 450 až 470 kHz změříme bod po bodu rezonanční křivku propusti *F* 2, která má mít podobný tvar jako křivka *F* 1. Totéž měření opakujeme ve druhé poloze přepínače *P* 1 (2760 kHz). Všechny křivky mají mít shodný tvar a shodný referenční střední kmitočet (vyjádřený ve změně kmitočtu prvního oscilátoru, tj. 460 kHz).

Odpojíme vř generátor, spojíme vazební bod *D*, zapojíme kmitočet 460 kHz do bodu *D* a změříme vř napětí v bodě *G*, které je při správném nastavení obvodů shodné v obou polohách přepínače *P* 1 a dosahuje asi 2 V. Potom místo voltmetru připojíme do bodu *G* přijímač, naladěný na kmitočet 2760 kHz. Přepínač *P* 1 je při tomto měření rovněž v poloze 2760 kHz. Potenciometrem R_{21} v katodách elektronky E 3 nastavíme minimální výstupní napětí na kmitočtu 2760 kHz. Přepnutím do polohy 1840 kHz kontrolujeme přijímačem i zde potlačení mezinosného kmitočtu.

Odpojíme přijímač, rozpojíme vazbu v bodě *G* a zasuneme elektronky E 5 a E 6. Na mřížku druhého směšovače (bod *G*) připojíme signální generátor a do bodu *K* vř voltmetr. Změnou kapacit a indukčností (L_9C_9) nastavíme horní a dolní mezní kmitočet oscilátoru E 6, tj. 5,3 až 6,3 MHz. Kmitočet kontrolujeme vřnoměrem nebo dobrým přijímačem a kalibrátorem. V souběhu s oscilátorem je laděna pásmová propust' *F* 3. Body souběhu, vyjádřené referenčními kmitočty oscilátoru, jsou 5,4 MHz, 5,8 MHz a 6,2 MHz a odpovídají výstupním kmitočtům v bodě *K*: 3,1 MHz, 3,5 MHz a 3,9 MHz. Na nižších kmitočtech doladujeme na maximální výstupní napětí indukčnostmi L_{10} L_{11} , na vyšších kmitočtech trimry C_{10} C_{11} . Kmitočet vř signálního generátoru je 2300 kHz.

Po nastavení souběhu odpojíme vř generátor a zapojíme všechny obvody podle schématu. Pomocí přesného vřnoměru ocechujeme proměnný oscilátor tak, že měříme výstupní kmitočet v bodu *K* a jeho hodnoty vynášíme na stupnici

oscilátoru. S malou rezervou má být překryt rozsah 3,0 až 4,0 MHz, takže dalším směšováním obsáhneme libovolné amatérské pásmo. Potlačení nežádoucích produktů směšování dosahuje až 45 dB, kmitočtová stálost je určena proměnným oscilátorem. Předností je možnost jednoduché volby postranního pásma při provozu SSB.

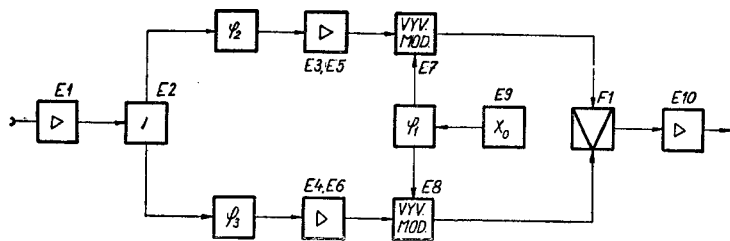
III-06. DOPLŇKOVÝ SMĚŠOVAČ PRO VŠECHNA PÁSMÁ

Výstupní kmitočty některých budičů pro telefonii s jedním postranním pásmem leží v jediném amatérském pásmu. Podobně jako doplňujeme mezifrekvenční část přijímače konvertorem pro příjem vyšších kmitočtů, můžeme za jednoúčelový budič zařadit doplňkový směšovač. Celé zapojení je velmi jednoduché a při použití pásmových propustí odpadá doladování rezonančních obvodů. Hodnoty indukčností a kapacit pro vstupní kmitočet 3 až 4 MHz a schéma jsou na obr. III-09.

Při uvádění do chodu nejprve zapojíme elektronky oscilátoru (E 1) a směšovače (E 2) a všechny krystaly. Vř voltmetr připojíme do bodu *B* a v jednotlivých polohách přepínače *P* 1 vyladíme příslušné obvody L_2C_2 do rezonance na kmitočtech, uvedených v tabulce. Napětí v bodě *B* nemá být větší než 10 V. Potom zapojíme elektronku E 3 a do bodu *A* připojíme signální generátor (pásmo 3 až 4 MHz). V jednotlivých polohách přepínače *P* 1 vyvážíme obvody pásmových propustí tak, aby pásmo propustnosti bylo vždy shodné s údaji v tabulce.

Nejprve nastavíme střední kmitočet každého amatérského pásma a vyladíme primár i sekundár propusti do rezonance při nejmenší vazbě obou obvodů. Napětí měříme vř voltmetrem v bodě *C* nebo *D*. Potom měníme kmitočet signálního generátoru v mezích pásma a sledujeme změny napětí (body *C*, *D*). Výstupní kmitočet je určen součtem kmitočtu generátoru a příslušného krystalu. Proto i změna ladění generátoru zahrnuje vždy jen rozdíl horního a dolního mezního kmitočtu každého pásma, např. na 7 MHz jen 3,0 až 3,3 MHz, na 14 MHz 3,0 až 3,5 MHz apod. Pokles napětí na okrajích každého pásma vyrovnáme mírným zvětšením vazby v obvodech propustí. Výstupní napětí v bodě *D* může kolísat kolem střední hodnoty v mezích 20 %. Nepravidelnosti opravíme nepatrným rozladěním primáru. Lze využít i skutečnosti, že oba obvody se mohou vzájemně doplňovat. Propust' *F* 2 naladíme tak, že vykazuje dva vrcholy

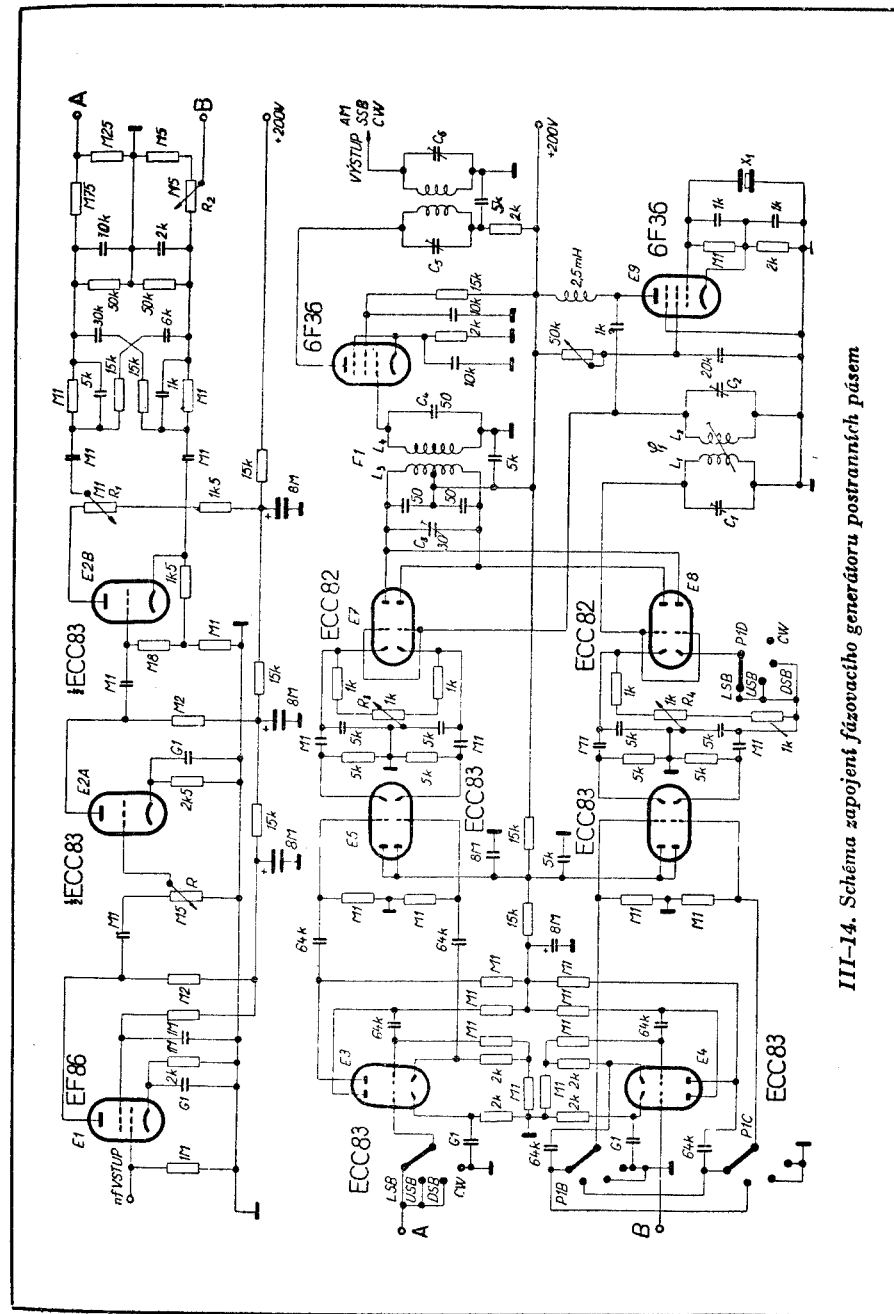
protože dvojice vektorů $A_D B_D$ je v protifázi. Otočením vektorového diagramu B (III-12b) o 90 úhlových stupňů v opačném smyslu potlačíme naopak horní postranní pásmo a získáme dvojnásobné napětí dolního postranního pásma. Obrázky III-12 a—d znázorňují jeden jediný okamžik celého modulačního cyklu. Časová závislost je znázorněna šipkami, které naznačují smysl otáčení a indexy, které udávají úhlovou rychlost otáčení $\omega = 2 \pi f$.



III-13. Skupinové schéma zapojení fázovacího generátoru postranních pásem

Skupinové schéma fázovacího generátoru postranních pásem je na obr. III-13. Nf napětí je zesíleno elektronikou E 1. V katodovém invertoru E 2 jsou vytvořena dvě souměrná nf napětí, která přivádíme na nízkofrekvenční fázovací členy φ_2, φ_3 , ve kterých se vytvoří dvojice nf napětí s fázovým rozdílem 90 stupňů. Obě napětí znovu symetrizujeme (invertory E3, E4) a pomocí souměrných katodových sledovačů přivádíme do vyvážených modulátorů E 7, E 8. Vysokofrekvenční napětí z oscilátoru E 9, řízeného krystalem X 1, je vedeno na fázovací obvod φ_1 , kde se vytvoří dvojice vysokofrekvenčních napětí se vzájemným fázovým posuvem 90 stupňů. Obě napětí přivádíme na mřížky vyvážených modulátorů E 7, E 8. V obvodu propusti F 1 získáváme pouze jedině postranní pásmo, jehož napětí je zesilováno elektronikou E 10.

Při uvádění do chodu připojíme na výstup propusti F 2 oscilograf a na vstup nf zesilovače přivedeme napětí s kmitočtem 1000 Hz. Při zapnutém oscilátoru E 9 vyladíme do rezonance obvody $\varphi_1, F 1$ a $F 2$ (trimry $C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_6$), což se projeví vzrůstem napětí na výstupu. Potom vypneme nf signál a potenciometry R_3, R_4 nastavíme minimální výstupní napětí. Zapneme znovu nf signál a potenciometry R_1, R_2 nastavíme minimální modulaci vř signálu (snažíme se dosáhnout co nejmenšího zvlnění křivky), která je projevem přítomnosti



III-14. Schéma zapojení fázovacího generátoru postranních pásem

nežádoucího postranního pásma. Mírným rozladěním v fázovacího členu φ_1 (kondenzátor C_2) nastavíme fázový rozdíl obou v napětí tak, aby se nežádoucí modulace výstupního napětí ještě dále snížila a znovu opravíme nastavení potenciometrů R_1, R_2 . Celý postup několikrát opakujeme. Čím přesněji se nám podaří nastavit fázový posun 90 stupňů, tím většího potlačení postranního pásma dosáhneme.

Rezonanční kmitočet krystalem řízeného oscilátoru není nijak kritický. Stejně dobrých výsledků dosáhneme na 450 kHz nebo na 9 MHz. V zapojení se mění jen rezonanční kmitočet propustí $\varphi_1, F 1$ a $F 2$.

III-09. MĚŘENÍ NA GENERÁTORECH POSTRANNÍCH PÁSEM

Specifické vlastnosti signálu SSB vyžadují použít zvláštních měřících metod především při vyvažování a kontrole těch obvodů, ve kterých vybíráme žádané postranní pásmo. Hlavní důraz klademe na správný postup měření a na použití vhodných měřících přístrojů. Uplatní se pouze přístroje elektronkové, nebo nanejvýš tranzistorizované, protože převážnou část měření uskutečňujeme v obvodech s velkým vnitřním odporem.

Stejnoseměrný elektronkový voltmetr používáme jen při kontrole provozních parametrů elektronek (napětí stínících mřížek, předpětí, ss napětí na anodách zesilovačů apod.). Tehdy musí být voltmetr alespoň zhruba cejchován v základním rozsahu nejméně 1 V pro plnou výchylku, nejvyšší měřená napětí obvykle nepřesahují 300 V. Je však vhodné, můžeme-li připojit dělič napětí 1 : 5, takže změříme i stejnosměrná napětí do 1500. Dělič bývá umístěn v bezpečnostní vysokonapěťové sondě.

Nízkofrekvenční elektronkový voltmetr je velmi užitečný při hledání chyb v obvodech nf zesilovačů, fázovacích členů a modulátorů. Používáme rozsahy 30 mV, 1 V, 3 V a 30 V. Při vyvažování slouží především ke kontrole amplitudy vstupního napětí a souměrnosti vyvážených nf obvodů.

Vysokofrekvenční elektronkový voltmetr je nepostradatelný při vyvažování všech obvodů budiče. Nemusí být přesně cejchován, protože většinou pracuje jen jako indikátor maxima nebo minima napětí. Zcela postačí jednoduchý ss můstkový elektronkový voltmetr s detekční vysokofrekvenční sondou [L 8]. Nevýhodou je, že měří všechna v napětí v daném obvodu, nerozlišuje tedy kmitočet.

Elektronkový oscilograf s vestavěnou časovou základnou může nahradit předchozí přístroje tehdy, jestliže jeho vertikální zesilovač pracuje uspokojivě alespoň do 5 MHz a časová základna překrývá kmitočty od 20 Hz do 200 kHz. To jsou ovšem dosti přísné nároky. Běžné oscilografy umožňují sledování průběhů s nosným kmitočtem do 500 kHz a to stačí i pro speciální měření, ke kterým oscilografu používáme (kontrola tvaru modulační obálky při potlačení jednoho postranního pásma).

Selektivní superhet s indikátorem síly signálu nahradí obvykle selektivní v voltmetr, který je pro amatérskou dílnu příliš luxusním přístrojem. Je nutné, aby takový přijímač měl ruční řízení v citlivosti při vypnutém AVC, samostatné řízení nf zesílení, záznějový oscilátor, indikátor síly signálu (S-metr) nebo dokonalý detektor, ke kterému připojíme ss elektronkový voltmetr. Musí umožňovat příjem kmitočtů, na kterých pracuje vyvážený modulátor nebo příslušný směšovač. Pro odhad poměru potlačení nežádoucího pásma musí být jeho signálová selektivnost velmi vysoká, nejméně 2 kHz pro odstup 35 dB, jinak je měření zkresleno přítomností dvou nebo více signálů.

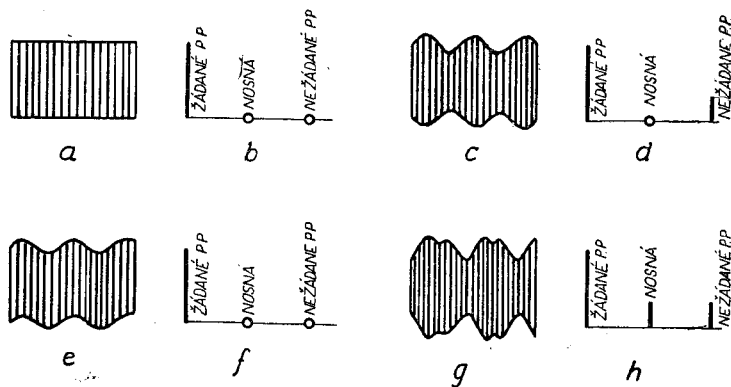
Nízkofrekvenční generátor s jemnou regulací výstupního napětí používáme při nastavování fázovacích členů a nf řetězu. Musí dodávat napětí v mezích 1 mV až 1 V se zkreslením do 3 % v kmitočtovém rozsahu alespoň 500 Hz až 5 kHz. Někdy je výhodnější konstrukce jednoúčelového nf generátoru, který dodává dvě nf napětí, např. 1000 Hz a 2200 Hz. Obě nf napětí je možno použít buď odděleně, nebo současně pro tzv. dvou-tónovou zkoušku. Amplitudy obou napětí musí být samostatně nastavitelné. Jakostní vysílače jsou obvykle vybaveny podobným generátorem, který je vestavěn přímo v nízkofrekvenční části budiče.

Vysokofrekvenční generátor s možností amplitudové modulace kmitočtem 400 Hz patří do běžné výbavy radioamatérské dílny. Bez takového přístroje bychom vyvážili obvody směšovačů a pásmových propustí jen s velkými obtížemi. Pro měření v obvodech s krystaly je třeba, aby bylo možno odečítat kmitočet v pásmu 400 až 500 kHz (nebo v okolí sériové rezonance krystalů) s přesností alespoň 500 Hz, ostatní kmitočty (do 30 MHz) s přesností 20 kHz. Dlouhodobá stabilita nemusí být příliš vysoká, jde jen o dostatečně přesné určení kmitočtu při krátkodobém měření. Výstupní v napětí je třeba regulovat asi v mezích 100 μ V až 1 V.

Uvedenými přístroji vyvažujeme a kontrolujeme hotový budič. Při stavbě se uplatní ještě řada dalších měřicích přístrojů, především měřič rezonance (GDO), měřič indukčnosti a kapacit, ohmmetr apod.

V popisu často používáme pro jednoduchost výrazu „dola-
díme obvod do rezonance . . .“ Většina pásmových propustí a rezonančních obvodů pracuje v paralelní rezonanci a má tedy velmi velký odpor. Vysokofrekvenční napětí je na takových obvodech při rezonanci nejvyšší. Proto je známkou paralelní rezonance maximum výstupního napětí, které měříme výstupním voltmetrem s vf detekční sondou. V ostatních případech je vždy uvedeno, zda nastavujeme maximální nebo minimální výstupní napětí.

Potlačení nosného kmitočtu a postranního pásma nemůžeme kontrolovat při modulaci několika tóny. Existuje však metoda, kterou můžeme zjistit, zda jsou modulační obvody správně nastaveny, a to je jednotónová zkouška pomocí nf generátoru a oscilografu. Často hovoříme i o dvoutónové zkoušce, charakter a působnost obou zkoušek se však liší. Jedním tónem zjišťujeme stupeň potlačení nosné a nežádaného postranního pásma. Nepřímou aplikací je měření maximálního příkonu koncového zesilovače. Dvoutónovou zkouškou kontrolujeme především linearitu zesilovačů a směšovačů, zatímco odhad



III-15. Oscilografická kontrola vyvážení budiče pro SSB: a - správné nastavení, b - správné nastavení při kontrole přijímačem, c - nedokonalé potlačení nežádoucího pásma, d - totéž při kontrole přijímačem, e, f - správné nastavení budiče, na vstup oscilografu proniká kmitočty sítě, g, h - nedokonalé potlačení nosného kmitočtu a nežádoucího postranního pásma

potlačení nežádoucích složek vf spektra je v tomto případě obtížný a nepřesný.

Při provozu SSB odpovídá modulaci jedním tónem jediný kmitočť postranního pásma. Této skutečnosti využíváme i při nastavování budiče. Na výstup vyváženého modulátoru připojíme vstup vertikálního zesilovače oscilografu přes vazební kapacitu asi 100 pF. Správně vyvážené obvody produkují čisté vf napětí bez modulace (obr. III-15a). Vstupní úroveň nízkofrekvenčního napětí nastavíme tak, abychom na obrazovce získali dostatečně velký obrázek. Malé potlačení nežádoucího postranního pásma se projeví parazitní modulací vf napětí, zvlněním horního a dolního okraje obrázku (obr. III-15c). Stejně se projeví nedostatečně potlačený nosný kmitočť při správném potlačení postranního pásma. Musíme sledovat, zda jde skutečně o modulaci, kdy zvlnění horní části je zrcadlovým obrazem zvlnění dolní části obrazu. Může se stát, že na vstup oscilografu proniká síťové napětí a dochází k superpozici obou napětí (obr. III-15e). To však není důsledkem špatného nastavení modulátoru, ale induktivního nebo kapacitního přenosu napětí sítě mezi kostrami obou přístrojů a převody. Odstraní se zmenšením vazební kapacity a použitím krátkých stíněných převodů.

Důležitým měřítkem je kmitočť časové základny oscilografu ve spojení s počtem zvlnění. Časovou základnu nastavujeme vždy na polovinu kmitočtu zkušební tóny. V každé řadě se objeví čtyři maxima a čtyři minima tehdy, jestliže je správně potlačen nosný kmitočť a proniká nežádoucí postranní pásmo. Při správném nastavení postranních pásem a pronikání nosného kmitočtu zjistíme při stejném kmitočtu zkušební tóny a časové základny jako v předchozím případě jen dvě maxima v každé (horní nebo dolní) řadě. Proniká-li nosná i nežádoucí pásmo, je zvlnění vodorovné části obrazu nepravidelné (obr. III-15g). Poměr amplitudy zvlnění ke střední amplitudě vf napětí udává zároveň stupeň potlačení nežádoucích složek. Pomocí oscilografu můžeme rozeznat potlačení 30 až 40 dB (poměr amplitud 1:30 až 1:100) za předpokladu čistého obrazu, nezvlněného složkami síťového napětí a při dostatečně velkém průměru obrazovky. Výhodou této metody je možnost průběžného sledování výsledků při vyvažování jednotlivých obvodů.

Fázovací generátory postranních pásem někdy pracují s poměrně vysokým kmitočtem nosné (až 9 MHz), takže je přímé připojení oscilografu nemožné. Můžeme použít nepřímé metody:

kmitočet nosné vyladíme např. na rozhlasovém přijímači, který musíme dostatečně tlumit, aby nebyl zahlcen. Oscilograf připojíme přes malou kapacitu na sekundár druhé mezifrekvence místo detektoru. Další postup je zcela shodný s předchozím popisem.

Jakostní přijímač s dobrou signálovou selektivností můžeme použít pro kontrolu potlačení nežádoucích kmitočetů za předpokladu, že budeme přijímat již signál v příslušném amatérském pásmu, nebo alespoň po smísení s dalším kmitočetem. Zásadně nelze uskutečnit popisované měření přímo na kmitočtech oscilátoru, který vytváří nosnou. Přímé pronikání nosného kmitočtu je daleko intenzivnější než jeho potlačení ve vyváženém modulatoru, takže se přijímač zahlcuje. Snad se tyto předpoklady zdají být nesprávné. Musíme si však uvědomit, že rezonanční obvod oscilátoru a všechny vodiče v jeho okolí vytvářejí nežádoucí vyzářovací systém a v jejich blízkosti je elektromagnetické pole vyšší než přímo zavedená úroveň potlačených signálů. Vstupní obvody směšovače však nemají charakter vstupních obvodů superhetu (není zde anténa a vhodné impedanční přizpůsobení) a kromě toho směšovací strmost při malých signálech rychle klesá. Proto při správném nastavení pracovního bodu směšovací elektronky zůstává poměr potlačení zachován.

Ve spojení s příjmem postranních pásem vystupuje do popředí další otázka – signál SSB nelze zpracovat v násobiči kmitočtu a stejně tak nemůžeme využívat jeho harmonické ani při měření pomocí přijímače. Důvody jsou velmi prosté a vysvětlíme je na příkladu. Potlačený nosný kmitočet 3600 kHz je modulován tónem 2 kHz. Vzniknou dvě postranní pásma, tvořená v tomto jednoduchém příkladu kmitočty 3600 ± 2 kHz, tj. 3598 kHz a 3602 kHz. Zjistíme, že druhé harmonické všech těchto kmitočetů, to je 7196 kHz, 7200 kHz a 7604 kHz, mají již jiný vzájemný odstup, harmonické kmitočty postranních pásem jsou vzdáleny od harmonické nosného kmitočtu 4 kHz a to je také tón, který bychom po demodulaci slyšeli. Dochází tedy k silnému zkreslení původního průběhu modulačního napětí. Změnila se poloha postranních pásem, takže již neodpovídá původnímu modulačnímu spektru. Stejný závěr pochopitelně platí i pro ostatní druhy amplitudové modulace.

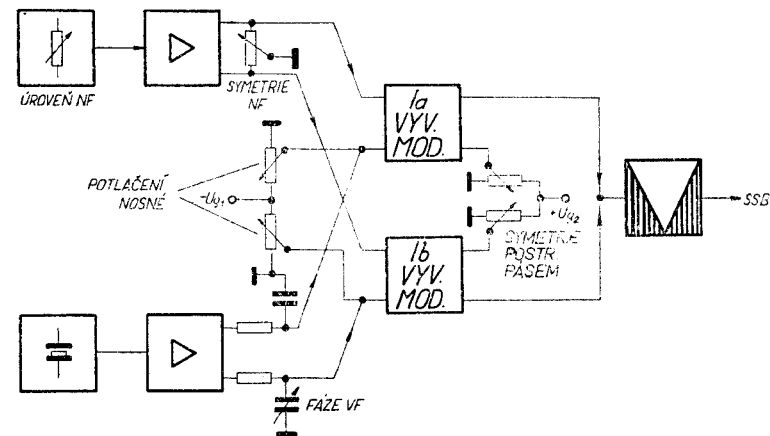
Postup měření pomocí selektivního superhetu se značně liší od obvyklých metod. Měříme napětí jediného kmitočtu celého spektra. Na vstup nf části generátoru postranních pásem přivedeme nf napětí s kmitočetem 2 kHz. Jeho amplitudu nastavíme

tak, abychom na přijímači při minimálním vf zesílení odečetli plnou výchylku S-metru na kmitočtu, který odpovídá zvolenému postrannímu pásmu. Potom vyladíme kmitočet nosné a zvětšíme zesílení přijímače tak, abychom opět dosáhli plné výchylky S-metru. Vyvažovací prvky upravíme potlačení nosné na co nejmenší výchylku S-metru při postupném zvyšování citlivosti přijímače. Po potlačení nosné přeladíme přijímač na kmitočet nežádoucího postranního pásma a opět nastavujeme vyvažovací prvky na minimální výchylku S-metru při největší vf citlivosti přijímače. Jednotlivé případy nastavení budiče při měření pomocí přijímače jsou naznačeny na obr. III-15b, d, f, h.

III-10. VYVAŽOVÁNÍ MODULÁTORŮ SSB S PÁSMOVÝMI PROPUSTMI

Postup při seřizování budičů pro telefonii s jedním postranním pásmem má dvě samostatné části, které jsou navzájem nezávislé: vyvážení modulatoru a nastavení selektivních pásmových propustí. Některé zásady byly již vysvětleny v předchozích kapitolách, nyní se pokusíme shrnout celý postup do několika bodů, které mohou být vodítkem při vyvažování přístrojů odlišné konstrukce (obr. III-16).

Známe celou řadu zapojení vyvážených modulatorů, které obvykle potlačují nosný kmitočet a modulační napětí. Mohou být



III-16. Vyvažovací body generátoru postranních pásem – filtrační metoda

tvořeny dvěma elektronickými systémy s různým počtem elektrod. Základním vyvažovacím prvkem je **POTLAČENÍ NOSNÉ**. Jestliže přivádíme napětí nosné nesymetricky na řídicí mřížky nebo katody modulátoru, je tvořen jedním členem, obvykle potenciometrem. Dva členy se vyskytují v případě, že napětí nosné je přiváděno symetricky. Změnou nastavení těchto prvků docílíme shodnosti amplitud nosné v anodových větvích obou polovin modulátoru, které jsou zapojeny tak, aby se napětí nosné odečítalo. To předpokládá fázový posun přesně 180 úhlových stupňů, který můžeme ovlivnit jen ve vstupní části (obvykle v obvodu řídicích mřížek) modulátoru.

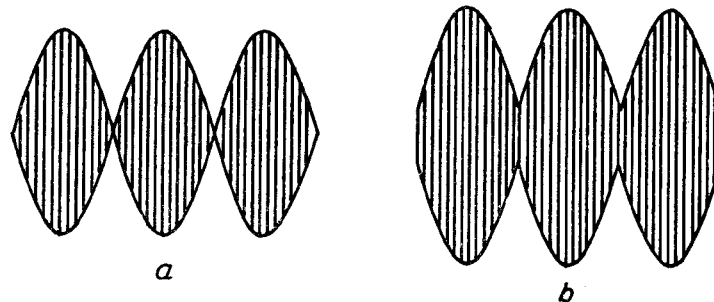
Z toho vyplývá, že vyvážené modulátory buzené nesymetrickým napětím (paralelně) nepotlačí nosný kmitočet více než o 30 dB. Symetrické připojení vf napětí umožňuje zařazení fázovacích členů, kterými vyrovnáme fázový posun na potřebnou hodnotu. Vyvažovací prvek označujeme **ŘÍZENÍ VF FÁZE** a je obvykle tvořen proměnným kondenzátorem.

Shoda amplitud postranních pásem je další záležitostí, která sice nemusí mít podstatný význam u filtračního typu budiče, avšak je výhodné, můžeme-li i zde v případě potřeby provést korekci. Opět je zřejmé, že nemůžeme ovlivnit symetrii postranních pásem u těch zapojení modulátorů, kde je nízkofrekvenční napětí přiváděno nesouměrně. Prvním předpokladem symetrie je shodnost amplitud modulačního napětí. Řídíme ji ve výstupním obvodu nf invertoru nebo následujícího souměrného zesilovače. Vyvažovací prvek je tvořen potenciometrem, kterým nastavíme shodnou amplitudu obou nf napětí (vzájemně fázově posunutých o 180 stupňů) vůči katodám obou částí modulátoru. Označuje se **ŘÍZENÍ SOUMĚRNOSTI NF**. Souměrnost postranních pásem ovlivňuje i shodnost modulačních charakteristik obou polovin modulátoru, kterou zajišťujeme jednak výběrem elektronek, jednak dodatečnou korekcí polohy pracovního bodu změnou předpětí modulovaných mřížek. Korekční prvek označujeme **ŘÍZENÍ SOUMĚRNOSTI POSTRANNÍCH PÁSEM**.

Všechny uvedené vyvažovací a korekční členy mohou být umístěny buď na předním panelu a ovládány při vyvažování např. šroubovákem, nebo je vestavíme do zadní a vnitřní části kostry budiče. Provozní ovládací prvky, spadající do oblasti modulátoru, jsou **ŘÍZENÍ ÚROVNĚ NF**, kterým zároveň plynule měníme amplitudu výstupního signálu SSB a prvek **INJEKCE NOSNÉ** pro zpětné zavedení nosného kmitočtu např. při telegrafním provozu.

Postup při vyvažování modulátoru SSB:

1. **ÚROVEŇ NF** nastavíme na minimum;
2. Potenciometrem **POTLAČENÍ NOSNÉ** vyvážíme obě větve modulátoru na minimální napětí nosného kmitočtu ve výstupním obvodu modulátoru. Kontrolujeme selektivním vf voltmetrem nebo přijímačem. Vyhoví i elektronkový voltmetr s detekční sondou;
3. **Řízením VF FÁZE** se snažíme zvětšit potlačení nosného kmitočtu. Střídatě vyvažujeme podle bodu 2. a 3.;



III-17. Kontrola nastavení budiče SSB oscilografem: a – správné nastavení, b – pronikající nosný kmitočet nebo vazba vf napětí se zesilovačem oscilografu

4. Na vstup nf zesilovače přivedeme nf napětí s kmitočtem 1 až 2 kHz a na výstup modulátoru připojíme oscilograf. **ÚROVEŇ NF** nastavíme tak, abychom získali potřebnou velikost obrazu na stínítku obrazovky. **Řízením SYMETRIE NF** nebo **SYMETRIE POSTRANNÍCH PÁSEM** upravíme modulační charakteristiku tak, abychom získali tvar křivky podle obr. III-17a;

5. Celý postup opakujeme při jiném modulačním kmitočtu v mezích 300 Hz až 2,2 kHz, přičemž se snažíme dosáhnout shodných výsledků pro všechny nf kmitočty. Při nesymetrickém připojení vf napětí k modulačnímu obvodu (obr. I-13a, c, d, I-15a, b, I-16d) odpadá bod 3.

Vyvažování pásmových propustí s krystaly je poněkud složitější, protože obsahuje celou řadu vzájemně závislých prvků. U můstkových zapojení se čtyřmi krystaly je nastavení snadné, omezíme se pouze na doladění pásmových propustí na středním kmitočtu dvojic krystalů. Nesouměrná zapojení krystalů vyžadují větší péči. Typické provedení propusti se čtyřmi krystaly je uvedeno na obr. III-18a. Odpovídající křivka propustnosti (III-18b) je doplněna čísly postupu vyvažování:

6. Odpojíme elektronku vf oscilátoru (obvykle je řízen krystalem) a místo ní připojíme vf signální generátor;

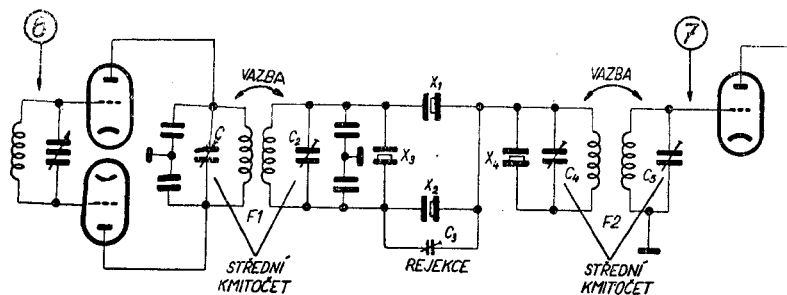
7. Elektronkový vf voltmetr s detekční sondou připojíme na výstup propusti s krystaly;

8. Kmitočet vf signálního generátoru měníme v okolí sériové rezonance krystalů. Zjistíme dvě výrazná maxima výstupního napětí. Jejich kmitočty si poznamenejme, jsou určeny sériovou rezonancí krystalů X_1 , X_2 ;

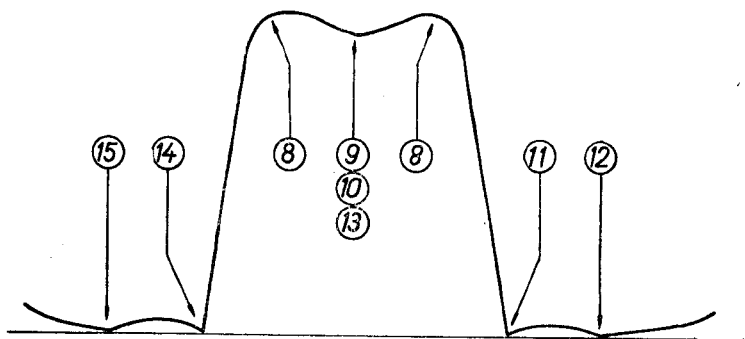
9. Vf signální generátor naladíme na střední hodnotu kmitočtů rezonance krystalů X_1 , X_2 ;

10. Trimry C_1 , C_2 , C_4 , C_5 doladíme obě pásmové propusti na maximum výstupního napětí;

11. Zvolna zvyšujeme kmitočet vf generátoru, až se objeví výrazné minimum výstupního napětí. Kmitočet si poznamenejme, je určen sériovou rezonancí krystalu X_3 ;



a



b

III-18. a - vyvažovací body pásmové propusti s krystaly, b - postup vyvažování

12. Zvýšíme kmitočet o 500 Hz a trimmer C_3 nastavíme minimum výstupního napětí (nemusí být nulové);

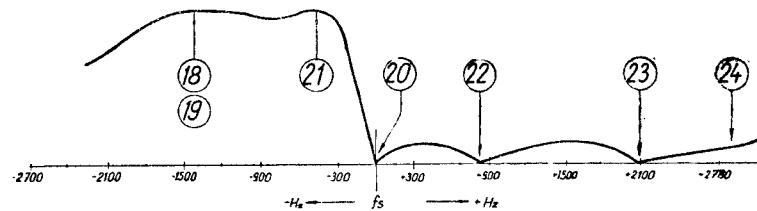
13. Nastavíme opět střední kmitočet (podle bodu 9);

14. Snižujeme zvolna kmitočet vf generátoru, až zjistíme druhé minimum, určené sériovou rezonancí krystalu X_4 ;

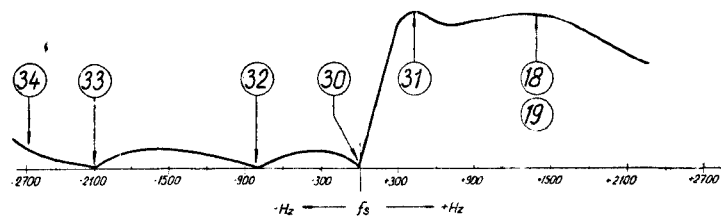
15. Při dalším snížení kmitočtu najdeme další minimum výstupního napětí, které má být položeno souměrně k minimu, zjištěnému v bodě 12.

Uvedeného postupu použijeme tehdy, jestliže jsou kmitočty krystalů rozloženy souměrně: $X_2 = X_1 + \Delta f$, $X_3 = X_2 + \Delta f$, $X_4 = X_1 - \Delta f$. Δf může být 1,5 až 2 kHz. Kmitočet oscilátoru musí ležet v rozmezí kmitočtů X_4 a X_1 nebo X_2 a X_3 . Při kaskádním zapojení dvou shodných propustí s krystaly postupujeme tak, že nejprve odpojíme druhou propust a vyvážíme podle popisu vstupní část, potom připojíme druhou část, vf voltmetr přepojíme na její výstup a shodným způsobem vyvážíme zbývající členy.

Některé propusti mohou být zapojeny tak, že je vypuštěn vazební krystal X_2 . V tom případě je kmitočtové rozdělení jiné: $X_3 = X_1 + \Delta f$, $X_4 = X_1 + 2 \Delta f$. Δf je opět 1,5 až 2 kHz. Při vyvažování volíme tento postup (obr. III-19a):



a



b

III-19. Postup při vyvažování nesymetrické pásmové propusti s krystaly: a - potlačení horního postranního pásma, b - potlačení dolního postranního pásma

16. Odpojíme elektronku oscilátoru a místo ní připojíme signální generátor;

17. Elektronkový vf voltmetr připojíme na výstup propusti s krystaly;

18. Zvolna měníme kmitočet vf generátoru, až zjistíme maximum výstupního napětí. Odpovídá sériové rezonanci krystalu X_1 ;

19. Trimry C_1, C_2, C_4 a C_5 vyladíme obě propusti do rezonance na tomto kmitočtu;

20. Zvolna zvyšujeme kmitočet, až najdeme bod nulového výstupního napětí. Odpovídá sériové rezonanci krystalu X_3 ;

21. Snížíme kmitočet asi o 500 Hz a trimrem C_4 nastavíme maximum výstupního napětí;

22. Nastavíme kmitočet asi o 1200 Hz vyšší, než je nulový bod sériové rezonance krystalu X_3 , a trimrem C_3 nastavíme minimum napětí na výstupu;

23. Zvyšujeme zvolna kmitočet až do dalšího nulového bodu, který je určen sériovou rezonancí krystalu X_4 ;

24. Nastavíme kmitočet o 500 Hz vyšší a trimrem C_2 mírně rozladíme sekundár propusti F_1 , takže dosáhneme mírného snížení bočního hrbu křivky propustnosti;

25. Opakujeme postup počínaje bodem 21, abychom kompenzovali rozladění.

Takto nastavená křivka propustnosti nedovoluje volbu postranního pásma změnou kmitočtu modulovaného oscilátoru, používá se metody naznačené na obr. III-08. Kmitočet modulovaného oscilátoru musí ležet buď přímo v bodu 20, nebo v jeho bezprostřední blízkosti směrem k nižším kmitočtům. Potlačeno je horní postranní pásmo. Při potlačení dolního postranního pásma jsou rozdíly rezonančních kmitočtů krystalů obrácené: $X_3 = X_1 - \Delta f$, $X_4 = X_1 + 2 \Delta f$. Kmitočet oscilátoru musí ležet v blízkém okolí kmitočtu X_3 . Postup vyvažování je shodný až k bodu 19, potom pokračuje podle obr. III-19b takto:

30. Zvolna snižujeme kmitočet, až najdeme bod nulového výstupního napětí. Odpovídá sériové rezonanci krystalu X_3 ;

31. Zvýšíme kmitočet asi o 500 Hz a trimrem C_4 nastavíme maximum výstupního napětí;

32. Nastavíme kmitočet asi o 1200 Hz nižší, než je nulový bod sériové rezonance krystalu X_3 a trimrem C_3 nastavíme minimum výstupního napětí;

33. Snižujeme zvolna kmitočet až do dalšího nulového bodu, který je určen sériovou rezonancí krystalu X_4 ;

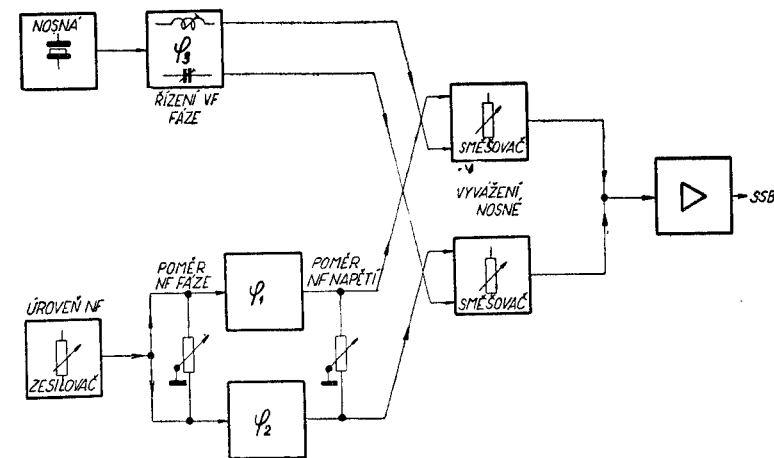
34. Nastavíme kmitočet o 500 Hz nižší a trimrem C_2 mírně rozladíme sekundár propusti F_1 , takže docílíme mírného snížení bočního hrbu křivky propustnosti;

35. Opakujeme postup počínaje bodem 31, abychom kompenzovali rozladění.

III-11. VYVAŽOVÁNÍ FÁZOVACÍCH GENERÁTORŮ SSB

Pro zobecnění postupu vyvažování fázovacích členů budiče pro telefonii s jedním postranním pásmem definujeme nejprve základní (společné) ovládací a vyvažovací prvky podle skupinového schématu na obr. III-20. Stejně jako u filtrační metody platí i zde, že potlačení nosného kmitočtu je záležitost odlišná od potlačení postranního pásma.

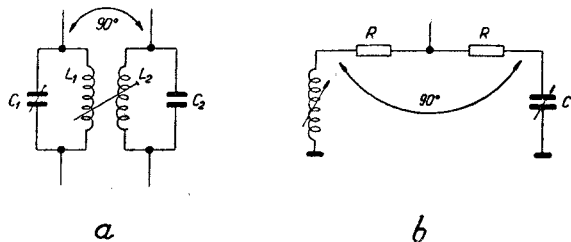
Ve fázovacím budiči jsou vždy dva vyvážené modulátory, tvořené dvěma páry diod nebo elektronek. Každý z obou modulátorů má vyvažovací prvek, označený VYVÁŽENÍ NOSNÉ, tvořený obvykle potenciometrem v mřížkovém nebo katodovém okruhu modulátoru. Potlačení nebo naopak zavedení nosného kmitočtu lze těmito prvky plynule řídit nezávisle na stupni potlačení postranního pásma. U jakostních zařízení bývá ve-



III-20. Vyvažovací body fázovacího generátoru postranních pásem

stavěn vf voltmetr, kterým sledujeme potlačení nosné průběžně při provozu vysílače, kdy bez modulace nesmí indikované vf napětí přesáhnout určitou minimální hodnotu. Oba prvky mohou být umístěny na přední desce budiče ve formě zapuštěných os potenciometrů.

Vysokofrekvenční fázovací členy vytvářejí dvě řídicí vf napětí pro vyvážené modulátory. Tato napětí musí být přibližně shodná amplitudově, avšak fázově rozdílná přesně o 90 úhlových stupňů. Používáme dvou základních typů fázovacích



III-21. Fázovací články: a – transformační, b – s oddělenými členy RC a RL

členů: transformační zapojení (obr. III-21a) nastavujeme tak, že primární obvod rezonuje na kmitočtu vf oscilátoru, sekundár je mírně rozladěn a určuje fázový posun. Kondenzátor C_2 může být opět ovládán z přední desky budiče a označujeme ho ŘÍZENÍ VF FÁZE. Zapojení s oddělenými fázovacími členy RL a RC (obr. III-21b) dovoluje řízení fáze oběma členy. Obvykle je indukčnost nastavena pevně jako referenční hodnota, kapacitní člen je proměnný a jako v předchozím případě tvoří prvek ŘÍZENÍ VF FÁZE, kterým nastavujeme přesný fázový posun 90 stupňů.

Nastavení poměru amplitud vf napětí je v obou případech poměrně obtížné a má vždy vliv i na fázový posun. U transformačního členu měníme poměr amplitud změnou vzájemné vazby primáru a sekundáru. U druhého typu je nutno měnit poměr velikosti sériových odporů, které musí být bezindukční. Po každé změně je třeba znovu kontrolovat fázový posun. Poměr amplitud se nastaví jednou provždy a při korekci vyvážení není ovládán ani měněn. Má jen nepatrný vliv na amplitudu příslušných postranních pásem, kterou snáze měníme jinými prvky. Úplného potlačení nosného kmitočtu dosáhneme i při značné nerovnováze amplitud obou vf napětí, která však nemá přesahovat 3 dB.

Poměr amplitud obou dvojic postranních pásem, která vznikají samostatně ve dvou vyvážených modulátorech, je obvykle řízen poměrem amplitud nf napětí, přiváděných do obvodů vyvážených modulátorů. Odpovídající vyvažovací prvek, označený POMĚR NF NAPĚTÍ je obvykle tvořen potenciometrem mezi výstupními větvemi nf zesilovačů, které budí vyvážené modulátory. Může být opět vyveden jako vyvažovací bod na přední desku budiče. Při shodné amplitudě obou vf napětí je i velikost obou nf napětí shodná.

Ústředním problémem, jehož řešení velmi podstatně ovlivňuje možnost potlačení nežádaného postranního pásma, je nízkofrekvenční fázovací obvod. Je tvořen dvěma fázovacími členy, jejichž fázový posun je v širokém pásmu tónových kmitočtů rozdílný právě o 90 úhlových stupňů. Tolerance odporů a kondenzátorů, kterými jsou tvořeny, nemá přesahovat 1%. Pokud jde o zapojení těchto členů, nejsou příliš rozdílná. Více se liší jmenovitými hodnotami odporů a kapacit. Vstupní napětí je souměrné (fázový rozdíl 180 stupňů), poměr amplitud na vstupu 1 : 1 nebo 2 : 7 podle typu článku je buď pevně nastaven odporovým děličem, nebo je korigován ještě potenciometrem. Tento korekční prvek je označen POMĚR NF FÁZE.

Ovládací prvky, jejichž nastavení se během provozu mění (členy provozního charakteru), jsou obvykle tři, nepočítáme-li ladění a speciální přepínače měřicích přístrojů a automatiky: ŘÍZENÍ ÚROVNĚ NF je potenciometr, kterým nastavujeme velikost nízkofrekvenčního napětí na vstupu nf zesilovače a tím i výstupní napětí postranního pásma. INJEKCE NOSNÉ je vypínač, kterým blokuje polovinu každého vyváženého modulátoru, takže nedojde k potlačení nosného kmitočtu a můžeme pracovat telegrafii typu A 1 nebo telefonii typu A 3 s úplným signálem. USB – LSB jsou polohy přepínače postranních pásem (HORNÍ – DOLNÍ), kterým obracíme fázi nf napětí, přiváděného k jednomu z obou vyvážených modulátorů. Tento přepínač bývá někdy spojován s vypínačem v obvodu injekce nosné ve vícepolohový přepínač druhu provozu.

U budiče, kde je pevně nastaven poměr nf fáze, volíme tento postup:

1. PŘEPÍNAČ POSTRANNÍCH PÁSEM je v poloze HORNÍ postranní pásmo (USB);
2. ŘÍZENÍ ÚROVNĚ NF nastavíme na minimum;
3. Oběma prvky VYVÁŽENÍ NOSNÉ dokonale potlačíme nosnou. Na výstupu budiče kontrolujeme napětí vf voltmetrem nebo oscilografem;

4. Do mikrofonních zdířek přivedeme nf napětí s kmitočtem 2 kHz. ŘÍZENÍ ÚROVNĚ NF nastavíme na maximum a amplitudu nf napětí seřídíme ve výstupu nf generátoru tak, aby napětí horního postranního pásma na výstupu budiče bylo co nejmenší. (Asi 1 V přímo na výstupu vyvážených modulátorů, nebo 10 až 15 V za zesilovačem.) Jsou-li připojeny i další zesilovače a směšovače, nastavíme ÚROVEŇ NF tak, aby byly elektronky využity nejvýše na polovinu jmenovitého výkonu;

5. Strídavým nastavováním vyvažovacích prvků ŘÍZENÍ VF FÁZE A ŘÍZENÍ POMĚRU NF NAPĚTÍ potlačíme co nejvíce dolní postranní pásmo. Kontrolujeme znovu VYVÁŽENÍ NOSNÉ (bod 3);

6. PŘEPÍNAČ POSTRANNÍCH PÁSEM přepneme do polohy DOLNÍpostranní pásmo (LSB) a opakujeme postup podle bodů 2, 3, 4 a 5;

7. Změníme kmitočet nf generátoru na 1,2 kHz a kontrolujeme nastavení v bodech 4, 5 a 6, které se nemá příliš měnit. Někdy se stává, že potlačení nežádoucího pásma je různé v obou polohách přepínače. V takovém případě musíme při konečné kontrole najít vyhovující nastavení prvku ŘÍZENÍ VF FÁZE tak, aby potlačení bylo dostatečné v obou polohách přepínače.

Máme-li možnost řídit POMĚR NF FÁZE, pak tento prvek nastavíme do střední polohy, vyvážíme ostatní členy shodně s body 1 až 7 a pokračujeme;

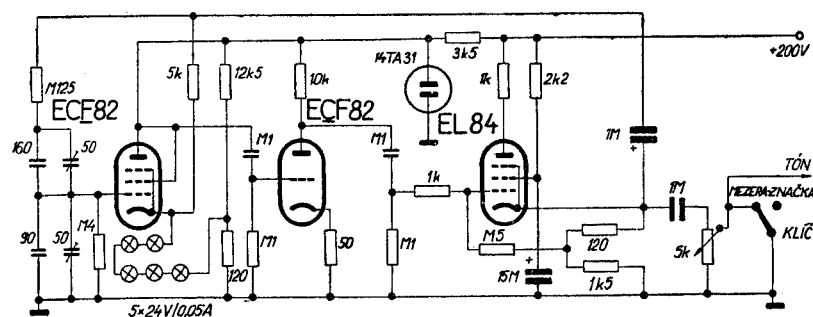
8. Zkusmo změníme POMĚR NF FÁZE tak, abychom dosáhli co nejvyššího potlačení nežádoucího pásma v obou polohách přepínače postranních pásem, avšak bez nutnosti změny ŘÍZENÍ VF FÁZE. Postupujeme velmi opatrně, protože nastavení je kritické.

Fázovací generátory postranních pásem vykazují při správném nastavení velmi dobré vlastnosti. Potlačení nežádoucího pásma je na zkušebním kmitočtu (obvykle 1 kHz) lepší než 50 dB, je však podstatně ovlivňováno fázovou charakteristikou nf fázovacích členů. Podmínkou dosažení alespoň 40 dB potlačení je minimální harmonické i fázové zkreslení zesilovačů a vazebních členů za fázovacími články. Veškeré fázové posuny v obou nízkofrekvenčních větvích vyvážených modulátorů musí být co nejmenší a shodné, aby se vzájemně kompenzovaly. Dále je třeba zabránit změnám kapacit ve vf obvodech obou modulátorů (např. při volbě postranního pásma) a změnám jmenovitých hodnot všech součástí vlivem stárnutí materiálů, změn teploty a vlhkosti.

Potlačení nosného kmitočtu bez opětne možnosti jeho zavedení zdánlivě vylučuje možnost telegrafního provozu. Vrátime-li se však k rozboru podmínek, za kterých se uskutečňuje přenos pomocí jednoho postranního pásma, zjistíme, že můžeme získat telegrafní signál klíčováním sinusového modulačního napětí.

Zdůraznění podmínky čistě sinusového napětí není náhodné. Jakékoli zkreslení nízkofrekvenčního napětí způsobuje vznik vyšších harmonických, které se projeví i v postranním pásmu. Povolovací podmínky však stanoví, že vysílání musí být prosto všech parazitních složek. Zdánlivá jednoduchost uvedeně metody má tedy i své nepříznivé stránky podobně, jako všechna zavedená zjednodušení v zapojení vysílače. Proto je správné kontrolovat výstupní signál budiče oscilografem. Zkreslení a nelinearity se projeví zvlněním okrajů obrazu stejně jako při jednotónové zkoušce.

Praktické provedení je zakresleno na obr. III-22. Tónový generátor pracuje v zapojení se silnou zápornou zpětnou vazbou, která snižuje procento zkreslení. Po zapnutí kmitá oscilátor trvale a budí katodový sledovač, který dovoluje tzv. negativní klíčování zkratem. Odpadá pronikání signálu v mezích mezi značkami a podstatně jsou omezeny i klíčovací zákmity. Kmitočet je volen tak, aby ležel na hranici postranního pásma, takže pásmová propust odřízne harmonické složky nf klíčovaného signálu. Podle typu budiče vyhovují kmitočty 1,5 až 2 kHz. Tuto hodnotu musíme také přičíst (nebo při LSB odečíst) ke jmenovitému kmitočtu potlačené nosné. Dochází



III-22. Klíčovaný tónový generátor se zkreslením pod 0,5 %

k diferenci mezi cejchováním budiče a skutečně vysílaným kmitočtem (vysíláme postranní pásmo).

Druhou možností je opětne zavedení nosného kmitočtu. V nejjednodušších případech je prováděno tak, že porušíme symetrii vyváženého modulátoru do té míry, že nosný kmitočet proniká do výstupních zesilovačů. Klíčujeme obvykle první a třetí oscilátor, které jsou řízeny krystaly. Takovéto řešení je jen nouzové a nelze je doporučit. Potlačení nosného kmitočtu je choulostivá záležitost a musili bychom při každé změně druhu provozu znovu vyvažovat budič. Poněkud vhodnější zapojení injekce nosné bylo naznačeno na obr. III-10. Výstupní napětí oscilátoru (pomocný nosný kmitočet) je potlačeno v symetrickém modulátoru (E 2). Část vf napětí přivádíme přes oddělovací RC člen na mřížku prvního směšovače. Potenciometrem R_2 řídíme amplitudu injekce nosného kmitočtu. Nevýhody uvedeného zapojení jsou zřejmé: při změně polohy běžce potenciometru R_2 se mění i podíl kapacity C_v na rezonanci sekundáru pásmové propusti $F 3$, který je rozlaďován. Současně je ovlivněna i činnost vyváženého prvního směšovače do té míry, že mohou vzniknout parazitní směšovací produkty, které již nestačí následující stupně potlačit.

Technicky správnější je zapojení na obr. III-11, kde je injekce nosné zaváděna do obvodu řídicí mřížky zesilovače postranního pásma. Elektronka pracuje jako aditivní směšovač i v tom případě, kdy zesiluje napětí postranního pásma a potřebujeme zavést nosný kmitočet, což by v obou předchozích případech způsobovalo řadu potíží. Zařazení katodového sledovače umožňuje i zmenšení parazitních kapacit v obvodu řídicí mřížky zesilovače. Potenciometr R_3 , kterým řídíme amplitudu nosné, je spojen s vypínačem anodového napětí sledovače. Zabráníme tím nežádoucímu pronikání nosné při provozu SSB.

Klíčujeme opět první a obvykle i třetí oscilátor. Injekci nosné zavádíme vždy do obvodů té elektronky, která následuje bezprostředně za pásmovou propustí s krystaly. Podmínkou je, aby napětí nosné bylo převedeno do následujících obvodů zcela nezávisle na funkci vyváženého modulátoru a pokud možno neovlivněno selektivností pásmové propusti s krystaly. Bylo by nesprávně zavádět nosnou do obvodu druhé nebo třetí mřížky zesilovače na obr. III-11. Při telegrafním provozu nepřichází na její řídicí mřížku žádné napětí, a proto by nemohlo dojít k předpokládané činnosti multiplikativního směšovače. Zesilovací činitel druhé a třetí mřížky je obvykle tak malý,

že by pro vybudění následujících stupňů bylo třeba zavádět neúměrně velkou amplitudu vf nosného napětí.

Fázovací generátory postranních pásem umožňují kromě popsané přímé injekce nosného kmitočtu ještě další způsob zavedení nosné výlučně pro telegrafní provoz. Řešení je naznačeno na obr. III-14. Přepínač $P 1c$, zařazený v katodovém okruhu elektronky $E 8b$ vyváženého modulátoru, přeruší při přepnutí do polohy CW anodový proud tohoto systému, takže napětí nosné je zesilováno systémem $E 8A$ a prochází propustí $F 1$ na řídicí mřížku elektronky $E 10$ a dále do výstupních obvodů budiče. Současně je kontakty $P 1a$, $P 1b$ a $P 1c$ zajištěno odpojení nízkofrekvenčního napětí, které by mohlo způsobit nežádoucí dodatečnou modulaci. Klíčujeme opět první nebo třetí oscilátor.

Poměrně jednodušší řešení nabízí stejný typ budiče při použití pentod nebo heptod v obvodech vyvážených modulátorů. Zavedením záporného předpětí na třetí mřížku některého systému potlačíme anodový proud, zrušíme symetrii zapojení a tím i potlačení nosného kmitočtu.

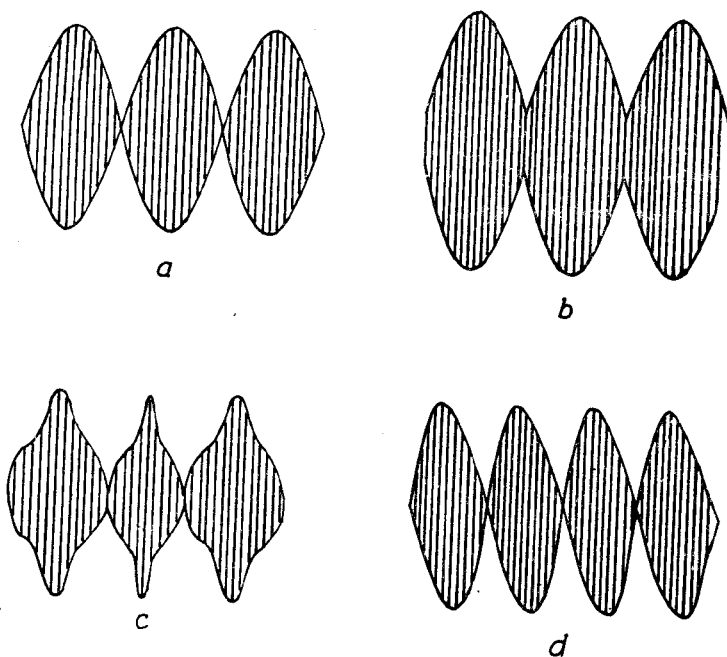
III-13. VYTVÁŘENÍ SIGNÁLU PRO DVOU TÓNOVOU ZKOUŠKU

Všechny zesilovače v budiči i výkonové stupně vysílače musí pracovat s malým zkreslením. O jejich seřizování pojednávají další odstavce. Zkušební napětí je však vytvářeno již v obvodech budiče, takže jeho zapojení musíme vhodným způsobem upravit. Název zkoušky naznačuje, že je třeba získat dva čisté sinusové průběhy v oboru zesilovaných kmitočtů. Jednou cestou je připojení dvou tónů na vstup nízkofrekvenčního zesilovače, které ve vyváženém modulátoru vytvoří dva kmitočty postranního pásma. Obě nf napětí nemají být v harmonickém vztahu, to znamená, že vyšší kmitočet nesmí být celistvým násobkem nižšího kmitočtu. Obvyklé hodnoty jsou 800 Hz a 2 kHz. U generátorů filtračního typu musí oba kmitočty vzniklého postranního pásma ležet v pásmu propustnosti filtru. Další podmínkou je přesná shodnost amplitud a malé zkreslení obou průběhů a jejich vzájemná nezávislost.

Oblíbenou metodou je modulace jedním tónem při současném zavedení injekce nosného kmitočtu. Modulací vznikne jeden kmitočet postranního pásma a připojením nosného kmitočtu docílíme stejného výsledku jako při modulaci dvěma tóny.

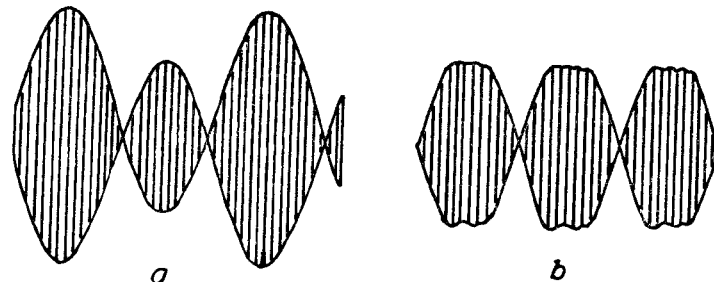
Zkušební kmitočet můžeme volit v mezích 800 Hz až 2,5 kHz. Postupujeme tak, že na vstup nf zesilovače připojíme nf napětí, potenciometrem ÚROVEŇ NF (na obr. III-10 a III-11 je označen R_1) nastavíme střední hloubku modulační regulátorem R_2 INJEKCE NOSNÉ zavedeme takové napětí nosné, abychom na výstupu budiče při kontrole oscilografem získali shodné amplitudy obou vzniklých kmitočetů.

Obraz musí být souměrný, s ostrými vrcholy a nulovými průsečíky (obr. III-23a). Nesprávné nastavení úrovně nosné se projeví tím, že na sebe nenavazuje horní a dolní část průběhu (obr. III-23b). Přebuzení vf zesilovače nebo zkreslený průběh zkušební tónu způsobuje značné nelinearity tvaru modulační obálky (obr. III-23c). Pronikání nežádoucího postranního pásma nebo vazbu vf napětí s horizontálním zesilovačem oscilografu poznáme podle zřetelného sklonu křivky doleva



III-23. Napětí pro dvoutónovou zkoušku, vytvářené injekcí nosného kmitočtu a modulací jedním tónem: a - správný tvar, b - nesprávné nastavení injekce nosné, c - zkreslení nf tónu v modulačním zesilovači, d - pronikání nežádoucího pásma

nebo doprava (obr. III-23d). Časovou základnu oscilografu nastavujeme na čtvrtinu až osminu kmitočtu zkušební tónu. Ke zkreslení zkušební napětí může tedy docházet přímo v obvodech generátoru postranních pásem většinou v důsledku nesprávného nastavení prvků ÚROVEŇ NF a INJEKCE NOSNÉ. Je proto správné kontrolovat tvar křivky ještě před zahájením měření na zesilovači výkonu.



III-24. Napětí pro dvoutónovou zkoušku, vytváření postranních pásem fázovacím generátorem: a - pronikání nosného kmitočtu, b - příliš velká amplituda napětí postranního pásma, průběh je zkreslen ve výstupních obvodech

Fázovací generátory postranních pásem dovolují vytvoření zkušební napětí pomocí dvou postranních pásem. Stačí vyjmout elektronky jednoho vyváženého modulátoru (na obr. III-14 elektronka E 8). V uvedeném schématu je naznačeno výhodnější řešení: přepínač druhu provozu odpojí vstup nízkofrekvenčního zesilovače (elektronka E 4) v poloze DSB, takže nedojde k potlačení postranního pásma. Signál je naprosto souměrný za předpokladu dokonalého potlačení nosné. Pronikání nosného kmitočtu prozradí opět oscilograf (obr. III-24a). Amplituda vrcholů se silně mění. Rovněž v tomto případě přivedeme na vstup nf zesilovače (před fázovacím členem) jediné napětí sinusového průběhu. Příliš velká amplituda napětí postranních pásem může způsobit zkreslení průběhu již v modulátoru nebo v oddělovacím zesilovači (obr. III-24b).

Vytváření dvoutónového signálu pomocí injekce nosné není u fázovacích generátorů vhodné, nehledě na zbytečnou složitost takové metody. Fázové závislosti obou modulátorů jsou velmi komplikované a snadno vzniká nežádoucí spektrum kmitočetů. Bez nesnází lze naproti tomu použít modulace dvěma tóny jako

u filtračního typu generátoru, protože cesta vytváření postranního pásma musí zajistit lineární průběh i u dvou tónů. Navíc máme možnost sledovat případné intermodulační zkreslení nf zesilovačů a modulátorů.

C. Zesilovače výkonu

Posledním stupněm vysílače je zesilovač výkonu, který může mít různé vlastnosti podle druhu vysílače a způsobu provozu. Zesilovače třídy A používáme jen ve výstupních obvodech budičů, protože pracují s malou účinností, řádově kolem 30 %. Koncový stupeň vysílače vyžaduje elektronky s anodovou ztrátou 25 až 125 W podle povoleného příkonu, které pracují ve třídě AB, B nebo C s účinností 50 až 70 %.

V poslední době se ustálilo použití svazkových tetrod s katódou z thoriovaného wolframu, které vynikají vysokým výkonovým zesílením a mají v celoskleněném provedení anodovou ztrátu až 1 kW, speciální elektronky ještě vyšší. Triody malého výkonu ztrácejí postupně svůj význam především proto, že vyžadují neutralizaci a velký budičív výkon.

Vzrůst dovolené anodové ztráty však vyžaduje dokonalejší odvádění tepla anody, a tak je nutno skleněné baňky elektronek uměle chladit ofukováním proudem vzduchu. Odvádění tepla sáláním je možné u tetrod typu REE 30 B a RE 65 A, elektronky většího výkonu uměle ochlazujeme ventilátorem, např. RE 125 A tak, aby teplota anody nepřesáhla 170° C (asi 0,5 m³ vzduchu za minutu), RE 400 F vyžaduje již 1 m³/min. Důležité je, abychom chladný vzduch přiváděli pod elektronku, takže nejvíce chladíme choulostivé zátavy nožiček. Vyplatí se to, protože již žhavicí příkon dokáže způsobit nestejně rozpínání kovu a skla a tím praskliny v zátavu, pochopitelně spojené se ztrátou vakua. Objímky uvedených elektronek jsou pro tento způsob chlazení vhodně upraveny tím, že mají děrovanou spodní a boční část.

Tetrodové zesilovače výkonu nepotřebují obvykle neutralizaci až do kmitočtů kolem 30 MHz. To však platí jen v tom případě, kdy nenastává přímá vazba mezi anodovým a mřížkovým laděným obvodem, a tehdy, je-li anodový obvod zesilovače zatížen jmenovitou impedancí při správném přizpůsobení

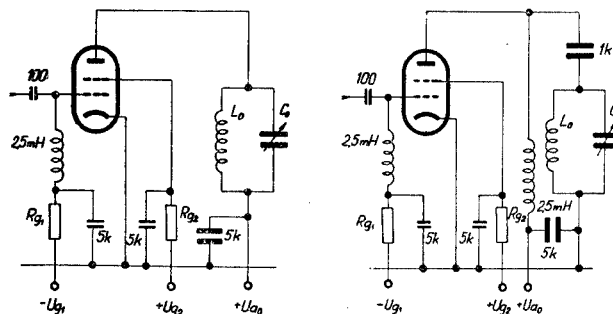
k anténě. Odlehčený zesilovač bez zátěže má veliké zesílení a kmitá již třeba na 2 MHz. Proto je výhodné upravit napájení stínící mřížky koncové tetrody tak, abychom mohli při ladění regulovat její napětí a tím i výkon stupně. Zabráníme tím kmitání a přetížení anody při rozladění výstupních obvodů.

Některé tetrody (RE 125 A, RE 400 F) vykazují tak velikou závislost proudu stínící mřížky na odevzdávaném výkonu, že při přetížení elektronky nasazují záporný proud a naopak při odlehčení stínící proud stoupá a je překračována dovolená ztráta stínící mřížky. Oba jevy jsou doprovázeny červenáním anody elektronky. Abychom rozeznali pracovní stav zesilovače, zařazujeme i do stínící mřížky miliampérmetr, který citlivě indikuje vyladění anodového obvodu poměrně ostrým maximem.

Budičív výkony jsou u většiny tetrod poměrně malé. Velmi výhodné vlastnosti mají elektronky RE 65 A (budičív výkon nejvýše 5 W při výstupním výkonu 130 W), nebo RE 125 A (5 W při 250 W výstupního výkonu). Méně vhodná je RE 400 F, u které již musíme budít do kladné oblasti mřížkových napětí – ovšem 800 W výkonu chce své, včetně opatrnosti při práci s vysokým napětím.

III-14. ZESILOVAČE TŘÍDY C

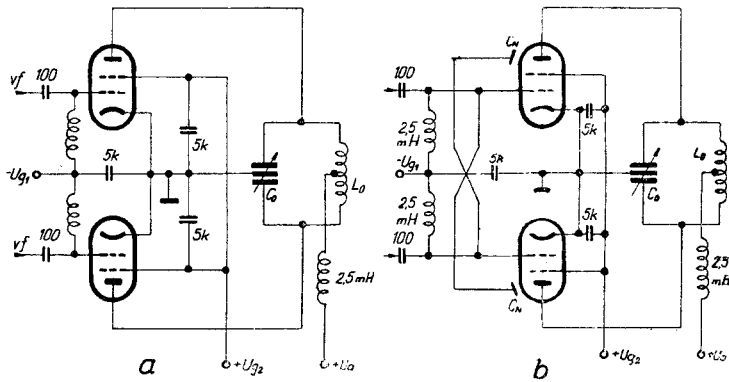
Charakteristickou vlastností zesilovačů třídy C je nulový příkon při odpojeném buzení. Pracovní bod elektronky leží mnohem dále než bod zániku anodového proudu. Elektronka zesiluje jen malou část poloviny kmitu budičívho napětí a dochází



III-25. Zesilovač výkonu s tetrodou (a, b)

zí k velikému zkreslení. Takový zesilovač je vhodný jen pro telegrafní provoz nebo pro amplitudovou anodovou a mřížkovou modulaci. Důležitou veličinou je správná hodnota zatěžovací impedance, kterou udává výrobce elektronek pro určité hodnoty provozních napětí a proudů. S tím souvisí i volba poměru L/C kmitavého obvodu. Pro jednotlivé případy musíme určit tyto hodnoty výpočtem [L 14].

Na obr. III-25 je znázorněno typické zapojení zesilovače s tetrodou. Hodnoty napětí, indukčnosti a kapacity jsou udány v tabulkách. Předpětí nastavíme tak, aby bez buzení neprotékal anodový proud. Mřížkový odpor chrání řídicí mřížku před přetížením a vytváří se na něm doplňkové automatické předpětí průtokem mřížkového proudu.



III-26. Souměrný vf zesilovač výkonu (a, b)

Tetrodový zesilovač může pracovat i v souměrném zapojení (obr. III-26). Východí hodnoty všech prvků jsou shodné pro obě poloviny zesilovače. Budicí napětí přivádíme souměrně na obě mřížky, vzájemně v protifázi. Neutralizaci pro nejvyšší kmitočty můžeme uskutečnit podle obr. III-26b. Neutralizační kapacitu tvoří malý úhelníček na keramickém sloupku v blízkosti anody protilehlé elektronky (kondenzátor C_N). Jeho vzdáleností nastavujeme velikost neutralizace.

Obě zapojení jsou velmi jednoduchá, je možno říci, že nejjednodušší ze všech stupňů vysílače, a pracují velmi spolehlivě. Změnu pásem uskutečňujeme výměnou nebo přepínáním indukčních cívek L_0 . Zdroje anodového napětí a napětí stínících mřížek jsou obvykle oddělené. Předpětí řídicí mřížky

je buď pevné (obvykle stabilizováno), nebo proměnné v malých mezích. Regulaci umožní potenciometr, který však musíme dimenzovat tak, aby nebyl přetížen průtokem mřížkového proudu. Vazbu s anténou tvoří obvykle vazební smyčka u dolního („studeného“) konce cívky L_0 , připojená k anténnímu přízůsobovacímu členu.

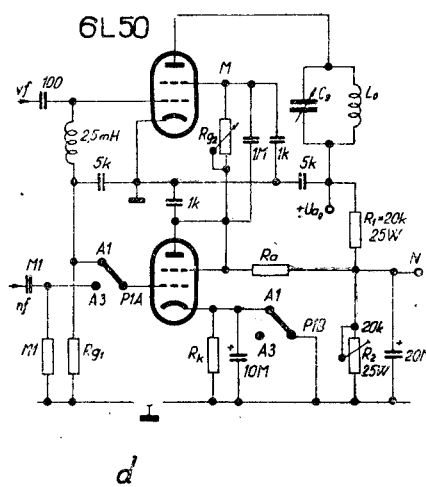
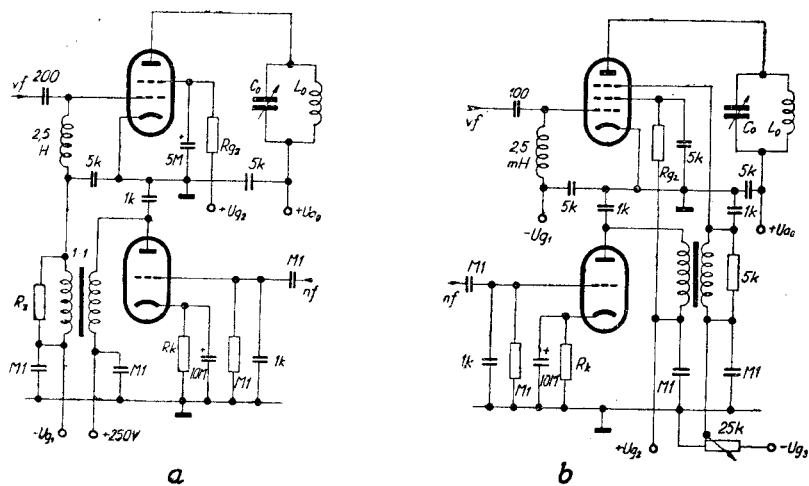
III-15. MODULOVANÉ ZESILOVAČE

Některá zapojení pro amplitudovou modulaci vf napětí byla uvedena v první kapitole, v části pojednávající o vyvážených modulátorech. Stejná zapojení je možno realizovat i ve výkonových stupních vysílače, ovšem za cenu značné ztráty účinnosti. Pokud je v současné době uskutečňována přímá modulace koncových zesilovačů výkonu, jde především o telefonní provoz s úplným signálem. Protože nelze předpokládat, že budeme vždy stavět jen výkonné nebo složité vysílače, všimneme si v krátkosti i těch zapojení, která pracují s menší přenosovou účinností a hodí se proto pro malá, přenosná zařízení, např. pro spojovací služby.

U takových přístrojů převládá požadavek jednoduchosti a malé váhy. Dosah spojení je tím poněkud omezen, zvláště při špatných ionosférických podmínkách, ale připomeňme si, že nezáleží vždy jen na výkonu, ale převším na zručnosti obsluhy a anténě. Dobrých výsledků lze dosáhnout např. při všech druzích mřížkové modulace, pokud je správně nastaven pracovní režim elektronek.

Modulace řídicí mřížky může být použita u všech druhů elektronek v zesilovačích výkonu. Na obr. III-27a je znázorněno zapojení pro mřížkovou modulaci tetrody, které je beze změn použitelné i pro triody (odpadá obvod $R_{g2} + U_{g2}$ stínící mřížky) a pentody (brzdící mřížka je spojena s katodou). Důležitá je hodnota svodového kondenzátoru stínící mřížky, který musí zajistit i nízkofrekvenční uzemnění této elektrody.

Nízkofrekvenční napětí je po zesílení přiváděno pomocí oddělovacího transformátoru do série se záporným předpětím řídicí mřížky vf zesilovače. U souměrných zapojení zesilovačů výkonu přivádíme modulační napětí shodným způsobem ve stejné fázi na obě řídicí mřížky vf stupně. Předpětí řídicí mřížky je shodné jako při telegrafním provozu, avšak musíme úměrně zmenšit buzení. Nízkofrekvenční modulační napětí je superponováno na stejnosměrné předpětí řídicí mřížky a posu-



III-27. Mřížková modulace vř zesilovače: a - modulace řídící mřížky, b - modulace brzdící mřížky, c - modulace stínící mřížky, d - modulace závěrnou elektronkou

nuje pracovní bod elektronky při kladných špičkách modulačního cyklu do třídy A, při záporných půlvlnách do třídy C. Tím se mění účinnost vř zesilovače a pochopitelně i jeho výstupní výkon v rytmu modulace.

S touto skutečností souvisí i velikost mřížkového proudu vř zesilovače a kolísá zatěžovací impedance modulátoru. Sekundár modulačního transformátoru proto musíme zatížit takovým odporem, aby změny způsobené mřížkovým proudem byly zanedbatelné. Postačí modulační výkon do 5 W a tomu odpovídající zatěžovací odpor R_z . Je výhodné i zavedení záporné zpětné vazby v nízkofrekvenčním zesilovači, která podstatně omezí zpětné vlivy modulačního obvodu. Kolísá i potřebný budicí výkon vř zesilovače. V kladných špičkách modulace je podstatně vyšší a není-li pamatováno na dostatečnou rezervu, může dojít ke značnému zkreslení modulace. Proto i budicí vř stupeň dimenzujeme na dvojnásobný až trojnásobný výkon proti telegrafnímu provozu a jeho výstup zatěžujeme bezindukčním odporem, jehož hodnota je třikrát menší než poměr amplitudy vř napětí a stejnosměrného proudu řídící mřížky modulovaného stupně. I zde tedy vystupují do popředí výhody tetrodových vř zesilovačů, které obvykle nepotřebují buzení do oblasti mřížkového proudu. Zdroj záporného mřížkového předpětí musí být pevný, s malým vnitřním odporem (nejlépe stabilizační výbojka), neboť podmínkou lineární modulace je neměnná velikost předpětí během celého modulačního cyklu.

Jednoduchost celého zařízení však způsobuje celou řadu potíží. Stejnoseměrné anodové napětí je konstantní, změny výstupního výkonu dosahujeme jen změnou účinnosti. Jak známo, je při stoprocentní modulaci špičkový výkon čtyřnásobkem výkonu nosné vlny. Účinnost zesilovače nikdy nepřesáhne 80 % a prakticky se pohybuje kolem 70 %, což znamená, že účinnost zesilovače bez modulace musí být pouze 30 až 35 % a výkon nosné je pouze čtvrtinou výkonu, odevzdaného toutž elektronkou při telegrafním provozu.

Mřížkovou modulaci nejnázne nastavujeme pomocí kontrolního obrazu na oscilografu. Zapojíme celý zesilovač, připojíme buzení a zátěž, vyladíme do rezonance anodový okruh a nastavíme vazbu na jmenovitý proud zesilovače. Potom zmenšujeme velikost buzení (např. zmenšováním napětí stínící mřížky předchozího stupně nebo zmenšením vazební kapacity) tak dlouho, až anodový proud modulovaného vř zesilovače klesne na polovinu původní hodnoty. Potom připojíme modulační napětí a modulujeme až do té míry, kdy na zkušebním obrazu

zjistíme zakřivení. Nedosahuje-li hloubka modulace 100 %, zvětšíme buzení, zmenšíme vazbu s anténou a znovu zvětšujeme velikost modulačního napětí. Tento postup opakujeme tak dlouho, až docílíme lineární modulaci alespoň do 90 %.

Bez oscilografu musíme kontrolovat změny velikosti anodového proudu v závislosti na změně amplitudy modulačního napětí. Nastavíme anodový proud změnou velikosti buzení na polovinu jmenovité hodnoty při telegrafním provozu, měříme amplitudu nf napětí a anodový proud v zesilovači. Oba údaje si poznamenáváme vždy pro hodnoty vzestupu anodového proudu o 10 %. Stejným způsobem se musí měnit i modulační napětí. Je-li toho dosaženo, je i modulace přibližně lineární, neboť úměrně se zvyšováním modulačního napětí roste anodový proud a tím i výkon vysílače. Touto metodou lze však kontrolovat jakost modulace nejvýše do 80 %, protože modulační charakteristika a průběh účinnosti se v další části silně zakřívují a přímé měření nedává uspokojivé výsledky.

Základní hodnoty pracovních podmínek elektronky určíme tak, že při provozu bez modulace může být stejnosměrný příkon modulovaného zesilovače 1,5 násobkem dovolené anodové ztráty elektronky. Používáme zásadně maximální ss anodové napětí, udané výrobcem, protože tehdy je linearita modulace nejlepší.

Modulace brzdící mřížky. Potíže s potlačením vlivů mřížkových proudů odpadají při modulaci brzdící mřížky pentodových vysokofrekvenčních zesilovačů malého výkonu. Princip je obdobný jako při modulaci řídicí mřížky, brzdící mřížka však neodebírá žádný proud (obr. III-27b). Při nastavování pracovních podmínek elektronky postupujeme tak, že vybudíme zesilovač na plný výkon při telegrafním provozu a potom zvětšíme záporné předpětí brzdící mřížky tak, až klesne anodový proud na poloviční hodnotu. Je výhodné, můžeme-li modulovat mírně do kladných hodnot napětí brzdící mřížky (měřeno proti katodě). Modulační napětí je pak asi o 10 % větší než záporné předpětí brzdící mřížky.

Linearitu modulace kontrolujeme stejným způsobem jako při modulaci řídicí mřížky.

Modulace stínící mřížky. Superpozicí modulačního napětí na kladné stejnosměrné napětí stínící mřížky můžeme u tetrod docílit velmi lineární modulační charakteristiky. Výhodou je malá závislost na velikosti buzení, nevýhodou značné změny proudu stínící mřížky během modulačního cyklu. Výkon nosné vlny je opět jen třetinou dovolené anodové ztráty použité

elektronky modulovaného zesilovače a je čtyřikrát menší než výkon, odevzdaný při telegrafním provozu. Modulátor musí být v zapojení se silnou zápornou zpětnou vazbou, protože jeho zatěžovací impedance prudce kolísá. Ostatní zásady jsou shodné s modulací řídicí mřížky.

U většiny tetrod nezaniká anodový proud při nulovém napětí stínící mřížky, ale až při záporných hodnotách. Proto je nutno použít modulační transformátor, na jehož sekundárním vinutí získáme amplitudu modulačního napětí asi o 15 % vyšší, než je jmenovité kladné stejnosměrné napětí stínící mřížky. Zapojení je uvedeno na obr. III-27c.

Při použití oscilografu kontrolujeme tvar modulační obálky a postupně měníme velikost buzení, anténní vazby, stejnosměrného napětí stínící mřížky a modulačního napětí tak, až dosáhneme lineární stoprocentní modulace. Bez oscilografu opět postupujeme tak, že nastavíme maximální výkon při jmenovitých hodnotách telegrafního provozu, potom zmenšujeme budící vysokofrekvenční napětí až do bodu, kdy začíná klesat anodový proud. To je důležité proto, že během modulačního cyklu se mění i proud řídicí mřížky v důsledku změny sklonu pracovní charakteristiky zesilovače, s jeho vzrůstem klesá proud stínící mřížky a nastává deformace modulační charakteristiky. Proto mřížkový proud udržujeme na co nejmenší hodnotě.

Dalším krokem je postupné snižování napětí stínící mřížky na hodnotu, při níž klesne anodový proud na polovinu původní hodnoty. Při modulaci správně využitě tetrody tónem se mění měřený stejnosměrný anodový proud jen nepatrně, protože kolísá v rytmu modulačního kmitočtu kolem střední hodnoty a měřicí přístroj nestačí sledovat jeho změny. Vzrůst stejnosměrného anodového proudu ukazuje na lineární zkreslení modulace nebo přemodulování přes 100 %. Při modulaci řeči může docházet k malým výkyvům měřicího přístroje do kladných hodnot při přízvukných slabikách.

Při kontrole oscilografem se někdy projeví nepatrný skok v průběhu modulační obálky při přechodu do záporné oblasti napětí stínící mřížky; nemá však podstatný význam a uplatňuje se jen v největších špičkách modulace.

Modulace závěrnou elektronkou má stejný charakter, protože dochází rovněž k modulaci stínící mřížky. Závěrná elektronka pracuje jako triodový zesilovač ve třídě A. Její anodová ztráta musí být alespoň trojnásobkem stejnosměrného příkonu stínící mřížky modulovaného stupně. Abychom dosáhli dosta-

tečně velké amplitudy modulačního napětí, musí být splněny následující podmínky:

1. Pracovní odpor závěrné elektronky R_A (obr. III-27d) musí mít takovou hodnotu, aby součet klidového anodového proudu závěrné elektronky a proud stínící mřížky v zesilovači bez modulace vytvořil právě potřebný úbytek napětí pro nastavení výkonu nosné.

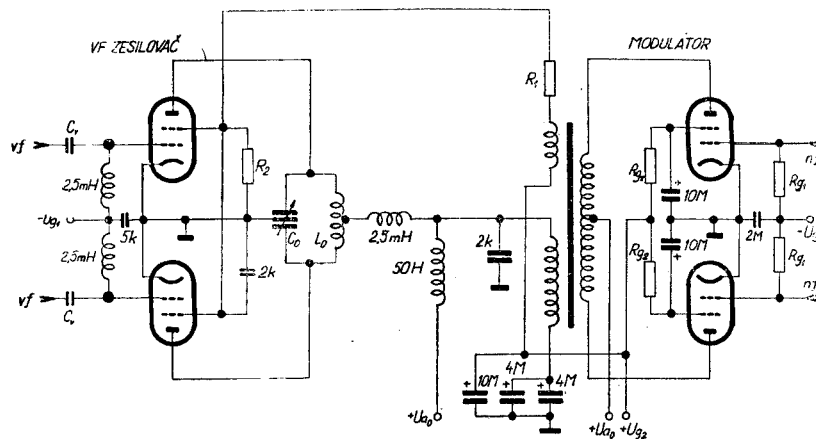
2. Tato hodnota odporu R_A musí odpovídat přibližně trojnásobku optimálního zatěžovacího odporu pro závěrnou elektronku, pracující v triodovém zapojení ve tř. A.

3. Stejnosemná hodnota anodového napětí U_{a2} závěrné elektronky, využitá k modulaci, musí být za těchto podmínek o 20 až 40 % vyšší než stejnosměrné napětí stínící mřížky, měřené v bodě M bez modulace, aby bylo možno modulovat i do záporné oblasti napětí stínící mřížky. Toho docílíme zařazením vhodného odporu R_{g2} mezi stínící mřížku modulovaného zesilovače a anodu závěrné elektronky. Musí být přemostěn dostatečně velkou kapacitou, aby nízkofrekvenční proudy protékaly bez úbytků. Velikost odporu určíme buď výpočtem z charakteristik obou elektronek, nebo zkusmo.

Modulaci nastavíme tak, že přepneme přepínač P 1 do polohy A 1 (telegrafní provoz) a nastavíme buzení a anténní vazbu na optimální hodnoty a plný výkon modulovaného zesilovače. Odpor R_{g2} je nastaven na maximální hodnotu, odpor R_2 asi na polovinu jmenovité hodnoty. Potom přepneme do polohy A 3 (telefonie) a změnou velikosti odporů R_2 a R_{g2} nastavíme pracovní podmínky podle bodu 3 na poloviční anodový proud v zesilovači. Při modulaci tónem musí být modulace lineární až do 90 %, což kontrolujeme oscilografem nebo měřením poměru amplitud nf napětí a stejnosměrného anodového proudu, podobně jako při modulaci řídicí mřížky.

Anodová modulace umožňuje dosažení dokonalé linearit modulační charakteristiky. U správně nastavených modulátorů není zkreslení větší než 2 % v pásmu 100 Hz až 10 kHz. Na obr. III-28 je naznačeno uspořádání koncových zesilovačů v řetězu a modulátoru. Obě stupně jsou v souměrném zapojení, protože je předpokládán vyšší výkon. Stejně dobře však může být v zesilovači nesouměrný. Zapojení má několik zvláštností: obě tetrody v zesilovači jsou modulovány anodově superpozicí nízkofrekvenčního napětí na stejnosměrné anodové napětí a současně stejným způsobem ve stínících mřížkách. Toto opatření je nutné proto, že napětí stínících mřížek má podstatný vliv na velikost anodového proudu a nejsou-li modulovány,

nelze dosáhnout stoprocentní modulace. Amplituda modulačního nízkofrekvenčního napětí stínících mřížek nastaví se v poměru velikosti anodového a stínícího napětí, u malých elektroněk přibližně 5 : 4 až 5 : 1, u velkých 10 : 1 až 15 : 1. Modulační vinutí stínících mřížek musí být dobře izolováno od primárního i druhého sekundárního vinutí, protože mezi těmito vinutími leží značné špičkové napětí (v některých případech až 5 kV).



III-28. Anodová amplitudová modulace výkonového vf zesilovače

Druhou zvláštností je oddělení cesty anodového proudu vysokofrekvenčních stupňů od vinutí modulačního transformátoru, takže se modulační napětí ve skutečnosti přikládá paralelně pomocí modulační tlumivky 50 H, která musí mít vzduchovou mezeru proti stejnosměrnému přesycení. Je totiž jednodušší vyrobit tlumivku se vzduchovou mezerou při dostatečné indukčnosti, než dosáhnout nízkého stejnosměrného sycení modulačního transformátoru současně s malými rozptylovými indukčnostmi, které jinak značně omezují kmitočtovou charakteristiku modulátoru. Je obvyklé, že vf zesilovač i modulátor jsou osazovány shodnými typy elektroněk (např. $2 \times RE$ 65 A, $2 \times RE$ 125 A), takže i anodová a stínící napětí jsou shodná a odpadají zvláštní zdroje napětí.

Vysokofrekvenční zesilovač je obvykle vypočítán a nastaven na plný výkon, nejvýše se u jeho elektroněk snižuje stejnosměrné anodové napětí o 10 až 20 %, pokud to výrobce

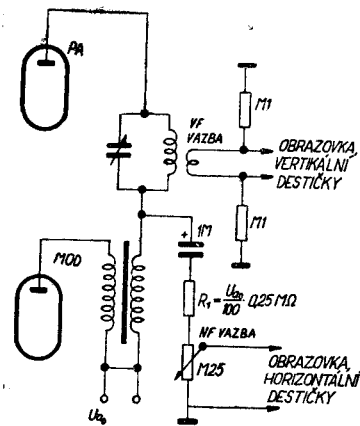
předpisuje. Modulátor musí dodat výkon asi o 15 % vyšší, než je polovina stejnosměrného příkonu anod a stínících mřížek elektronek vysokofrekvenčního zesilovače. Je pochopitelné, že zatěžovací impedance modulátoru kolísá velmi silně kolem hodnoty určené poměrem stejnosměrného anodového napětí a proudu vř zesilovače. Pro tuto hodnotu počítáme i převod modulačního transformátoru. V modulátoru zavádíme silnou zápornou zpětnou vazbu přes všechny stupně, která částečně vyrovná kolísání zátěže a podstatně zmenší zkreslení v nf řetězu.

Pokud modulátor pracuje bez zkreslení a zdroj anodového napětí dodává potřebný proud bez poklesu napětí, je seřazení velmi jednoduché: vř zesilovač vybudíme a vyladíme, přizpůsobíme k zátěži a zkusíme modulovat. Stejným způsobem jako při ostatních druzích modulace sledujeme linearitu modulace buď oscilografem, nebo měřením napětí a proudu vř stupně. Příliš velké procento modulace v obvodu stínících mřížek se projeví zkreslením modulační obálky ve špičkách modulace, nedostatečná modulace stínících mřížek nedovolí plně promodulování.

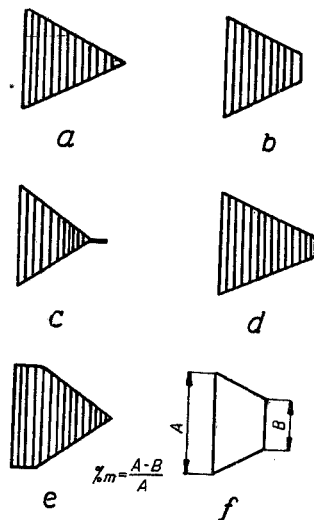
Podmínkou je, aby se při modulaci tónem, hlasem, hudbou apod. naprosto neměnily mřížkové a anodové proudy vř zesilovače. Pokud jejich velikost kolísá, je přemodulováno, elektrony jsou přetíženy, nebo klesá stejnosměrné napětí anod vř stupně. Další příčinou může být malá rezerva budicího výkonu vř zesilovače. Stejně jako v předchozích případech se i zde značně mění potřebný budicí výkon během modulačního cyklu. Budicí vř zesilovač opět uměle předtěžujeme bezindukčním odporem, jehož hodnota je asi třikrát menší než poměr amplitudy vř napětí a stejnosměrného proudu řídicí mřížky vř zesilovače bez modulace. Předpětí řídicích mřížek nemusí být pevné, je možno použít i automatického předpětí, které vzniká průtokem mřížkového proudu.

III-16. MĚŘENÍ PŘI AMPLITUDOVÉ MODULACI

Oscilografické měření linearity modulace je jednou z jednoduchých měřicích metod. Potřebujeme k němu jen obrazovku s jednoduchým zdrojem anodového a fokačního napětí, vazební smyčku připojíme kroucenou šňůrou nebo koaxiálním kabelem k vertikálním destičkám, modulační napětí (alespoň 50 V) přes potenciometr na horizontální destičky (viz obr.



III-29. Snímání kontrolního obrazce při amplitudové modulaci



III-30. Kontrolní obrazec při amplitudové modulaci vysílače: a - lineární modulace 100%, b - částečná lineární modulace, c - přemodulování přes 100%, d - mřížkově modulovaný zesilovač do 100%, e - zkreslení v modulovaném stupni, f - výpočet hloubky modulace $\%m = (A - B) : B$

III-29), nažhavíme obrazovku, připojíme příslušná napětí a můžeme měřit.

Vazební smyčku přiblížíme k výstupnímu obvodu vř stupně tak, až se objeví na stínítku obrazovky svislá čára, která končí vždy asi 1 cm od okrajů. Potom zapojíme modulátor, modulujeme vř zesilovač a potenciometrem R nastavíme vodorovný rozkmit tak, abychom získali na stínítku dostatečně velký trojúhelník (obr. III-30a). Jeho strany musí být přímé, je-li modulace lineární. Objeví-li se lichoběžník, pak nedosahuje modulace plné hloubky (obr. III-30b). Přemodulování poznáme podle přechodu špičky trojúhelníka do vodorovné přímky (obr. III-30c). Na obr. III-30d je typický obraz stoprocentní mřížkové modulace, obr. III-30e ukazuje na nelinearity v modulovaném stupni, obvykle nedostatečné buzení vř zesilovače při anodové modulaci, nebo přebuzený mřížkově modulovaný zesilovač.

III-17. LINEÁRNÍ ZESILOVAČ VÝKONU

Při telefonním provozu s jedním postranním pásmem nemůže elektronka v zesilovači pracovat ve třídě C, protože nezsiluje v tomto případě celou půlvlnu modulovaného napětí a docházelo by k silnému zkreslení. Ideálním typem lineárního zesilovače je elektronka, která pracuje ve třídě A. Anodový proud je přímo úměrný napětí přiváděnému na řídicí mřížku, účinnost takového stupně je však velmi nízká a pro výkony kolem 100 W bychom potřebovali elektronku s přípustnou anodovou ztrátou kolem 300 W. Proto je obvyklé, že ve stupních s požadavkem lineárního zesílení pracují výkonové tetrody ve třídě AB_1 , AB_2 nebo B.

Pracovní podmínky jsou tedy zhruba stejné jako u výkonových zesilovačů v modulátoru a je možno běžně dosáhnout účinnosti kolem 60 % (teoreticky 78 %). Zapojení elektronek je shodné s obr. III-25, 26, je však třeba bezpodmínečně dodržet následující podmínky:

Tabulka provozních dat elektronek pro lineární zesilovač výkonu

Typ	V U_{a0}	U_{g3} V	U_{g1} V	I_{a0} mA	I_{a0} mA	I_{g3} mA	V U_{gB}	I_{gB} mA	N_B W	N_{g2} W	N_{g1} W	N_a W	N_v W
RE 65 A	1500	300	- 55	35	200	45	150	15	2,3	10	5	60	150*
	2000	400	- 80	25	270	65	190	20	3,8	10	5	65	300*
	2500	500	-105	20	230	45	165	8	1,3	10	5	65	325*
RE 125A	2000	615	-105	40	135	14	105	0	0	20	—	125	150
	2500	555	-100	35	120	10	100	0	0	20	—	125	180
	3000	510	- 95	30	105	6	95	0	0	20	—	125	200

* hodnota špičkového výkonu při provozu SSB

1. Mřížkové předpětí musí být pevné, pokud možno stabilizováno a nesmí se měnit při změnách proudu řídicí mřížky v zesilovači.

2. Anodové napětí nesmí se zatížením kolísat více než o 10 % právě tak, jako napájecí napětí stínících mřížek.

3. Budič musí mít dostatečnou výkonovou rezervu. Protéká-li u v zesilovači mřížkový proud, je nutno budič uměle zatížit bezindukčním odporem až 10krát menším, než je

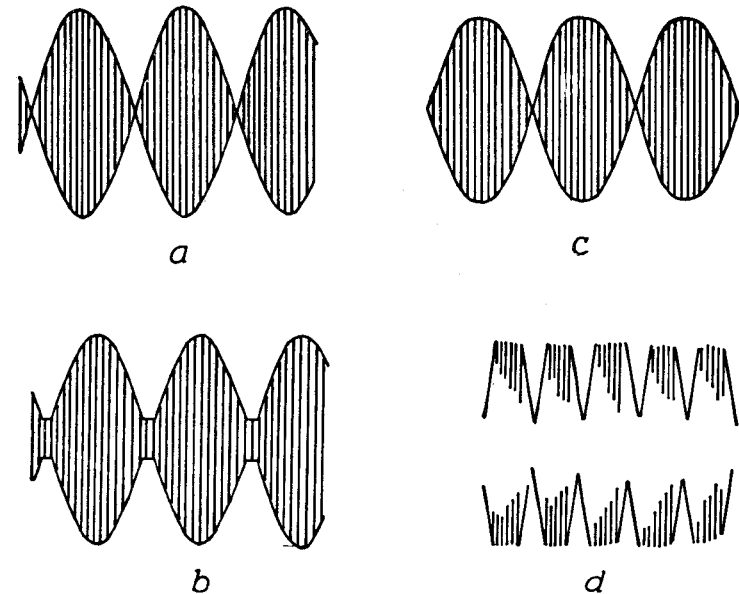
impedance řídicí mřížky v zesilovači (poměr amplitudy v napětí a ss mřížkového proudu).

4. V zesilovači musí být provozně stabilní, nesmí zakmitávat a jeho anodový proud nesmí dosahovat oblasti nasycení.

Zásady návrhu jsou shodné s výpočtem zesilovače třídy C [L 14], jen úhel otevření je větší než 180° . Zelektronek jsou vhodné REE 30 B, RE 65 A, RE 125 A, které vesměs nevyžadují buzení do oblasti mřížkových proudů. Při uvádění do chodu kontrolujeme zesilovač dvoutónovou zkouškou.

III-18. MĚŘENÍ LINEARITY VYSOKOFREKVENČNÍHO ZESILOVAČE

Budiče pro provoz SSB obvykle umožňují vytvoření tzv. dvoutónového zkušebního napětí (obr. III-31a), které můžeme sledovat na stínítku obrazovky. Vertikální destičky (bez zesilovače) spojíme přímo s vazební smyčkou a uzemníme přes



III-31. Tvar napětí při dvoutónové zkoušce zesilovače: a - bez zkreslení, b - velké mřížkové předpětí zkoušeného zesilovače, c - přebuzený zesilovač, d - silně přebuzený zakmitávající zesilovač

odpory $0,1\text{ M}\Omega$. Smyčku přiblížíme k vf obvodu tak, abychom dosáhli dostatečné amplitudy svislé výchylky. Časovou základnu (pilovitý průběh) nastavíme tak, abychom mohli sledovat 4 až 5 cyklů modulační obálky.

Po kontrole tvaru průběhu budicího napětí před měřeným zesilovačem přemístíme smyčku k anodovému obvodu zkoušeného zesilovače a porovnáme tvar modulační obálky. Je-li shodný s předchozím, pak zesilovač nezkrusuje více, než odpovídá $k = 5\%$. Příliš velké předpětí způsobuje přerušení křivky v okolí nulové osy (obr. III-31b). Přebuzený nebo přetížený zesilovač vykazuje silné zploštění vrcholů (obr. III-31c), které může být způsobeno i kolísáním budicího napětí během modulačního cyklu. Silně přebuzený zesilovač zakmitává a omezuje vrcholy sinusové modulační obálky (obr. III-31d).

D. Doplnková zařízení

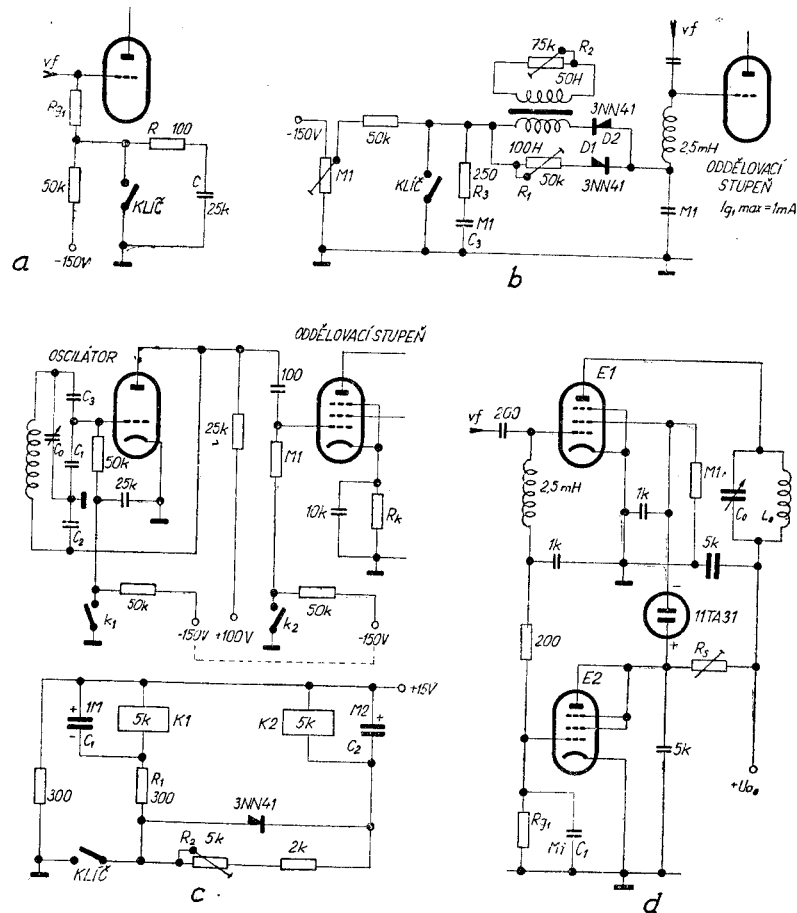
III-19. KLÍČOVÁNÍ PŘI TELEGRAFNÍM PROVOZU

Rušení televize a rozhlasu patří ke stinným stránkám provozu vysílače, a to nejen amatérského. Proto musíme definitivně opustit všechny druhy klíčování katodového proudu elektroněk většího výkonu a omezit se na manipulaci v obvodech budiče.

Co vlastně způsobuje strmé zákmity při klíčování vysokofrekvenčních stupňů? Je to jednak značně vyšší náběhový proud elektronky oscilátoru těsně před nasazením kmitů, jednak vlastní obdélníkový tvar telegrafní značky. Z teorie lze odvodit, že obdélníkový průběh napětí obsahuje nekonečné množství harmonických kmitočtů, které se projevují jako nežádoucí postranní pásma těsně v okolí pracovního kmitočtu. Přistoupí-li k tomu jiskření kontaktů při klíčování většího proudu, pak jsou klíčovací zákmity velmi strmé a mají několikanásobně vyšší amplitudu než vlastní značka. Svůj podíl přináší i nízký filtrační účinek některých typů vazebních členů. Protože jiskrová telegrafie patří již dávno minulosti, musíme odstranit její příznaky i u běžného telegrafního vysílače.

Jedním z osvědčených způsobů klíčování je blokování (uzavírání) řídicí mřížky velkým záporným předpětím (obr. III-32a), kterého lze použít úspěšně ve všech stupních vysílače

včetně oscilátoru. Zhášecí obvod RC navíc mírně zaobluje hrany značek. Dokonalejší provedení tvarovacího obvodu při stejném způsobu klíčování je uvedeno na obr. III-32b. Potenciometrem R_1 ovládáme tvar náběhové (přední) hrany značky, protože při stisknutí klíče se kondenzátor C_1 vybíjí přes diodu D_1 a odpor R_1 a tím zaoblí hranu značky. Po uvolnění klíče se kondenzátor C_1 znovu zpožděně nabíjí přes indukčnost a diodu D_2 , takže můžeme potenciometrem R_2 zmenšováním



III-32. Různé druhy klíčování vysílače: a - uzavíráním řídicí mřížky elektronky, b - tvarovací obvod pro klíčování závěrným napětím, c - diferenciální klíčování oscilátoru a zesilovače, d - zapojení závěrné elektronky

impedance tvarovat závěrnou hranu značky. Zhášecí článek R_3C_3 omezuje jiskření kontaktů klíče. Oscilátor trvale kmitá, klíčujeme oddělovací stupeň.

Známe diferenciální klíčování má umožnit duplexní (BK) provoz i při příjmu slabých signálů, které se při předcházející metodě klíčování ztrácejí v záněji pronikajícího vlastního oscilátoru. Kontaktem relé k_1 klíčujeme oscilátor, kontaktem relé k_2 oddělovací stupeň. Podmínkou je, aby obě polarizovaná relé byla dostatečně citlivá, měla shodné provozní vlastnosti a odpor vinutí alespoň 5 k Ω . Zdroj klíčovacího obvodu musí mít malý vnitřní odpor, aby neovlivňoval nabíjecí doby obvodů s kondenzátory.

V klidu jsou obě relé bez proudu, obvody k_1 a k_2 rozepnuty. Po stisknutí klíče se rychle nabíjí kondenzátor C_1 přes malý odpor R_1 a po nabití (asi 0,5 ms) přitáhne relé K_1 a zaklíčuje kontaktem k_1 obvod oscilátoru. Současně se pomaleji nabíjí kondenzátor C_2 a se zpožděním asi 0,8 ms přitahuje i relé K_2 . Kontaktem k_2 zapne oddělovací stupeň a tím buzení celého vysílače. Výsledek je zřejmý: oscilátor nepracuje trvale, ale nasazuje kmity o zlomek vteřiny dříve, než začnou pracovat výkonové stupně. Tím se zabrání pronikání strmých zákmitů oscilátoru do výstupních obvodů. Na konci značky je proces opačný, přerušení proudu oscilátoru a tím vzniklý proudový náraz nastane až po uzavření výkonových zesilovačů. Kombinací zapojení podle obr. III-32b,c je možno dosáhnout velmi dobrých výsledků s čistým telegrafním tónem bez klapání. Zkrácení značky je zanedbatelné a kromě toho je možno docílit kompenzace vhodným nastavením poměru tečka - mezera automatického elektronkového klíče.

Omezení klíčovacích zákmitů dosáhneme i zapojením tzv. závěrné elektronky v obvodu stínící mřížky některého výkonového zesilovače. Příklad zapojení je na obr. III-32d. Stínící mřížka vř zesilovače E_1 je napájena přes velký odpor R , a stabilizační výbojka se zhášecím napětím 100 V z anodového zdroje zesilovače. Do středního bodu vzniklého děliče napětí je připojena anoda triody E_2 , která pracuje bez pevného předpětí. Průtokem anodového proudu elektronkou E_2 vzniká na odporu R , takový úbytek napětí, že napětí na stínící mřížce elektronky E_1 klesne pod hodnotu zhášecího napětí výbojky. Podmínkou je, aby anodový proud triody E_2 při tomto napětí byl alespoň dvojnásobný proti proudu stínící mřížky elektronky E_1 . Výbojka zhasne, stínící mřížka je bez napětí, elektronka E_1 není přetížena, ačkoliv pracuje bez pevného předpětí

řídící mřížky. Při zaklíčování budiče přichází na řídící mřížku elektronky E_1 vř napětí, mřížkový proud vytvoří na odporu R_g záporné napětí, které zcela uzavře elektronku E_2 . Velikost odporu R_g je taková, aby při jmenovitém proudu stínící mřížky bylo dosaženo i jmenovitého napětí, výbojka zapálí, avšak nesmí být proudově přetížena. V obvodu R_gC_1 se zachytí první proudový náraz při zaklíčování, nelineární charakteristika výbojky pak příznivě ovlivňuje tvar závěrné hrany značky.

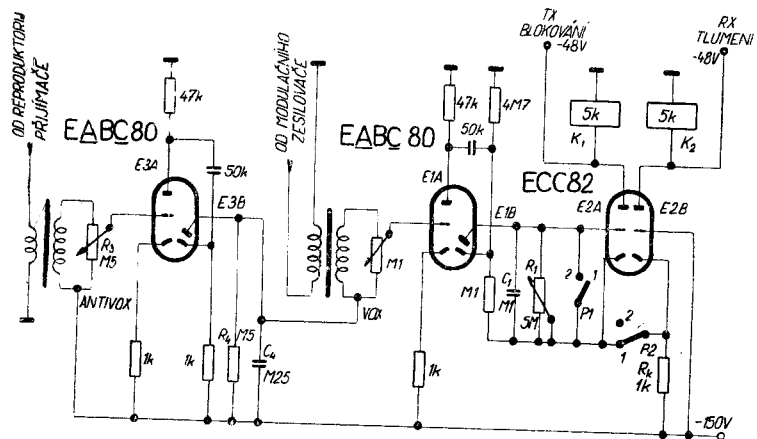
III-20. AUTOMATIKA PRO PROVOZ SSB

Telefonní provoz s jedním postranním pásmem je velmi podobný telegrafii. Volání stanic je poměrně krátké, v mezerách mezi slovy není vyslán žádný signál. Dobrý operátor méně mluví a více poslouchá a kromě toho se po navázání spojení velmi rychle střídají obě stanice, takže vzniká nový druh spojení, který má spíše charakter přímého rozhovoru bez zdoluhavého předávání slova - typické využití všech výhod duplexního provozu. Umožňuje to zvláštní zařízení, které obvykle připojujeme k vysílači, tzv. hlasové ovládání. Je označováno zkratkou VOX (z anglického VOICE CONTROL = řízení hlasem).

Při promluvení do mikrofonu se současně automaticky zaklíčují oscilátory směšovacího budiče, přepne anténa od přijímače k vysílači a utlumí zesilovací obvody přijímače. Přejít do klidového stavu (na příjem) je poněkud zpožděn, aby mezi slovy nedocházelo k přepínání obvodů a tím k rušivému klapání. Při příjmu je naopak uzavřen mikrofonní obvod tak dlouho, dokud operátor přijímané stanice mluví. Pokud je tento uzavírací obvod samostatný, označuje se slovem ANTITRIP nebo ANTIVOX. Zabráňuje vazbě mezi reproduktorem přijímače a mikrofonem. Takovým opatřením se zcela uvolňují obě ruce operátora, takže snadno zapisuje průběh spojení a pokud je třeba, obsluhuje přijímač. Automatizace tedy nevynechává ani pracoviště radioamatérů.

Zapojení podobného přístroje je uvedeno na obr. III-33. Pro vysvětlení funkce předpokládejme, že není přijímán žádný signál a chceme volat výzvu. Hovorové napětí z modulačního zesilovače je přivedeno kromě příslušných okruhů i na mřížku elektronky E_1A v obvodech VOX a zesíleno. Poněkud zvláštní zapojení elektronek s napájením v katodovém okruhu a uzemněným kladným pólem zdroje je určeno požadavkem záporné

polarity ovládacích napětí. Dioda E 1B, která musí být vakuová, usměrňuje nf napětí, zesílené elektronkou E1 A, a nabíjí kondenzátor C_1 záporným napětím, takže se elektronka E 2A zcela uzavře. Na odporu R_{a1} nevzniká napětí a relé K_1 nepřitahuje, protože elektronkou neprotéká proud. Vysílač se zakličuje a zůstává mezi slovy zakličován po dobu určenou vybíjecí konstantou $C_1 R_1$ (asi 1 vteřina). Po stejnou dobu je elektronka E 2B otevřena a vede proud, protože na společném katodovém odporu R_k je jen malé předpětí. Přijímač je tlumen napětím, které vzniká na odporu R_{a2} , relé K_2 přitahuje průtokem anodového proudu elektronky E 2B.



III-33. Hlasové ovládání vysílače a přijímače při telefonii SSB

Po ukončení hovoru se kondenzátor C_1 vybíjí přes odpor R_1 , elektronka E 2A pracuje bez předpětí, otevírá se, průtokem jejího anodového proudu vzniká blokovací předpětí vysílače na odporu R_{a1} a relé K_1 přitahuje. Současně se na odporu R_k vytvoří záporné napětí pro elektronku E 2B, která přestane vést proud, napětí na odporu R_{a2} zmizí a přijímač se odtlumí. Při příjmu protistanice přichází nf napětí od reproduktoru přijímače na mřížku elektronky E 3A, je zesíleno a potom usměrněno diodou E 3B. Vzniklé záporné napětí na obvodu $R_4 C_4$ blokuje řídicí mřížku elektronky E 1A, takže ani promluvením do mikrofonu, ani přímou vazbou s reproduktorem není možno zakličovat vysílač. Vybíjecí konstanta $R_4 C_4$ je poměrně

krátká, takže ihned po skončení příjmu můžeme přejít na vysílání.

Blokování vysílače je možno uskutečnit buď záporným napětím, nebo kontakty obou relé. Vhodným nastavením potenciometrů R_2 a R_3 odstraníme případné nežádoucí překlápění obou obvodů v důsledku zbytkových akustických vazeb. Určitý vliv na nastavení obou prvků má i umístění reproduktoru a hlasitost poslechu. Potenciometrem R_1 řídíme zpoždění klíčování vysílače.

Vzorce pro výpočet některých důležitých veličin

[V 1] Výpočet oscilátoru typu CLAPP:

$$C_1 = C_2 = \frac{2000}{f} \sqrt{\frac{SQ}{fL_0}} \quad [\text{pF}; \text{MHz}, \text{mA/V}, \text{MHz}, \mu\text{H}]$$

$$C_0 = \frac{25330}{f^2 L_0} \quad [\text{pF}; \text{MHz}, \mu\text{H}]$$

[V 2] Výpočet oscilátoru typu VACKÁŘ 1945 pro kmitočty 1 až 10 MHz:

$$L_0 = 1433 \frac{1}{SfQ_0} \quad [\mu\text{H}; \text{mA/V}, \text{MHz}]$$

$$C_2 = 53 \frac{SQ_0}{f} \quad [\text{pF}; \text{mA/V}, \text{MHz}]$$

$$C_{0\text{max}} = \frac{C_2}{2} \left[\left(\frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{min}}} \right)^2 - 1 \right] + C_{0\text{min}} \quad [\text{pF}; \text{pF}, \text{MHz}, \text{MHz}, \text{pF}]$$

$$C_1 = C_3 = C_2 - 2 C_{0\text{min}} \quad [\text{pF}; \text{pF}, \text{pF}]$$

Výpočet oscilátoru typu VACKÁŘ 1945 pro kmitočty 0,1 až 1 MHz:

$$L_0 = \frac{4}{S f_{\min} Q_0} \cdot 10^3 \quad [\mu\text{H}; \text{mA/V}, \text{MHz}]$$

$$C_2 = 884 \frac{S Q_0}{f_{\min}} \quad [\text{pF}; \text{mA/V}, \text{MHz}]$$

$$C_{0\max} = 0,25 \left[\left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}} \right)^2 - 1 \right] + C_{0\min} \quad [\text{pF}; \text{MHz}, \text{MHz}, \text{pF}]$$

$$C_3 = 0,33 C_2 - 1,33 C_{0\min} \quad [\text{pF}; \text{pF}, \text{pF}]$$

$$C_1 = C_2 - 4 C_{0\min} \quad [\text{pF}; \text{pF}, \text{pF}]$$

[V 3] Výpočet oscilátoru typu DEACON pro kmitočty 1 až 10 MHz:

$$L_0 = 3180 \frac{1}{S f_{\min} Q_0} \quad [\mu\text{H}; \text{mA/V}, \text{MHz}]$$

$$C_2 = 884 \frac{S Q_0}{f_{\min}} \quad [\text{pF}; \text{mA/V}, \text{MHz}]$$

$$C_1 = 2,5 C_3 \quad [\text{pF}; \text{pF}]$$

$$C_3 = 0,43 C_2 - 1,43 C_0 \quad [\text{pF}; \text{pF}, \text{pF}]$$

Ve všech vzorcích dosazujeme:

f střední kmitočet oscilátoru – MHz,

f_{\max} nejvyšší kmitočet oscilátoru – MHz,

f_{\min} nejnižší kmitočet oscilátoru – MHz,

$C_{0\min}$ počáteční (minimální) kapacita ladicího kondenzátoru – pF,

$C_{0\max}$ potřebná nejvyšší kapacita ladicího kondenzátoru – pF.

[V 4] Výpočet sériové a paralelní rozprostírací kapacity obvodu: vycházíme z vypočtených hodnot okruhu pro celé pásmo kmitočtů

$$C_s = \frac{c(a+b)}{2(a-b-c)} \pm \sqrt{\frac{abc}{a-b-c} + \frac{1}{4} \left[\frac{c(a+b)}{a-b-c} \right]^2}$$

$$C_p = C_2 - \frac{C_s C_{0\max}}{C_s + C_{0\max}} \quad [\text{pF}; \text{pF}]$$

$$c = C_2 - C_1 C_{1,2} = \frac{25\,330}{f_{1,2}^2 L_0} \quad [\text{pF}; \text{MHz}, \mu\text{H}]$$

C_2 vypočtená kapacita pro $f_2 =$ dolní mezní kmitočet rozproštěného pásma,

C_1 vypočtená kapacita pro $f_1 =$ horní mezní kmitočet rozproštěného pásma,

L_0 indukčnost rezonančního obvodu.

[V 5] Stabilní zesílení stupně s jednoduchým laděným obvodem:

$$A_{\text{stab}} = \gamma \sqrt{\frac{S}{\omega_0 (C_{ag} + C_p)}} \quad [-; \text{mA/V}, \text{MHz}, \text{pF}, \text{pF}]$$

Stabilní zesílení stupně s pásmovou propustí:

$$A_{\text{stab}} = 12,6 \gamma \beta \sqrt{\frac{S}{f_{mf} (C_{ag} + C_p)}} \quad [-; \text{mA/V}, \text{MHz}, \text{pF}, \text{pF}]$$

C_{ag} kapacita anoda – mřížka elektronky,

C_p kapacita patice elektronky (asi 0,017 pF),

β činitel vazby obvodů propusti,

γ součinitel, závislý na počtu elektronek zesilovače (N).

N	1	2	3	4	5	6	>6
γ	0,45	0,31	0,27	0,26	0,25	0,24	0,22

[V 6] Výpočet souběhu oscilátoru superhetu:

Vstupní obvody:

paralelní kapacita:

$$C_p = \frac{C_{\max} - C_{\min}}{\left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}} \right)^2 - 1} - C_d \quad [\text{pF}; \text{pF}, \text{MHz}]$$

$$L_v = \frac{25\,330}{f_{\max}^2 C_{\max}} \quad [\mu\text{H}; \text{MHz}, \text{pF}]$$

$$f_1 = f_2 - 0,432 (f_{\max} - f_{\min}) \quad [\text{MHz}]$$

$$f_2 = \frac{f_{\max} + f_{\min}}{2} \quad [\text{MHz}]$$

$$f_3 = f_2 + 0,432 (f_{\max} - f_{\min}) \quad [\text{MHz}]$$

$$C_{1,2,3} = \frac{25\,330}{(f_1^2, f_2^2, f_3^2) L_V} \quad [\text{pF; MHz, } \mu\text{H}]$$

$$f_{01,2,3} = f_{1,2,3} + f_{mf} \quad [\text{MHz}]$$

$$b_1 = f_{01}^2 \quad b_2 = f_{02}^2 \quad b_3 = f_{03}^2$$

$$K = \frac{b_2 (b_1 - b_3)}{b_3 (b_1 - b_2)} \quad [-]$$

Sériová kapacita oscilátoru:

$$C_{s0} = \frac{K C_3 (C_2 - C_1) - C_2 (C_3 - C_1)}{(C_3 - C_1) - K (C_2 - C_1)} \quad [\text{pF}]$$

$$A_{1,2,3} = \frac{(C_{1,2,3}) C_{s0}}{(C_{1,2,3}) + C_{s0}} \quad [\text{pF; pF}]$$

Paralelní kapacita oscilátoru:

$$C_{p0} = \frac{A_2 b_2 - A_1 b_1}{b_1 - b_2} \quad [\text{pF}]$$

Indukčnost oscilátoru:

$$L_0 = \frac{25\,330}{b_1 (A_1 + C_{p0})} \quad [\mu\text{H, pF}]$$

[V 7] Výpočet přijímaného kmitočtu u superhetu s dvojitým směřováním a laděnou první mezifrekvenčí:

a) první oscilátor má kmitočet vyšší než přijímaný signál:

$$f_{vst} = F_{01} - F_{m/2}, \quad [\text{MHz}]$$

stupnice je obrácená.

b) první oscilátor má nižší kmitočet, než přijímaný signál:

$$F_{vst} = F_{m/1} + F_{01}, \quad [\text{MHz}]$$

stupnice je shodná.

Dosazuje se: f_{vst} přijímaný vstupní kmitočet,
 F_{01} kmitočet prvního oscilátoru,
 $F_{m/1}$ kmitočet první mezifrekvence (proměnný)

[V 8] Výpočet kmitočtů druhého oscilátoru při dvojitým směšování, jejichž harmonické spadají do oblasti příjmu:

$$f_{02} = \frac{f_{01} - f_{m/2}}{(n - 1)} \quad n = 2, 3, 4, 5, 6$$

V úvahu připadají všechny vypočtené hodnoty, které leží v pásmu přeladitelnosti druhého oscilátoru.

f_{02} kmitočet druhého oscilátoru,
 f_{01} kmitočet prvního oscilátoru,
 $f_{m/2}$ kmitočet druhé mezifrekvence.

[V 9] Výpočet kmitočtů, na kterých vznikají interferenční hvizdy při kombinaci harmonických oscilátoru superhetu se vstupním signálem:

$$f_h = \frac{p \pm 1}{q - p} f_{mf} \quad [\text{kHz}]$$

$$p, q = 1, 2, 3, 4, 5$$

[V 10] Výpočet kmitočtu druhého oscilátoru superhetu pro volbu postranního pásma změnou kmitočtu druhého oscilátoru:

a) postranní pásmo A:

druhý oscilátor pracuje na nižším kmitočtu než první mezifrekvence

$$f_{02} = f_{m/1} - f_{m/2} \quad [\text{kHz}]$$

b) postranní pásmo B:

druhý oscilátor pracuje na vyšším kmitočtu než první mezifrekvence

$$f_{02} = f_{m/1} + f_{m/2} \quad [\text{kHz}]$$

kmitočet záznějového oscilátoru:

$$f_{BFO} = f_{m/2} \pm B_{m/2} \quad [\text{kHz}]$$

$B_{m/2}$ je poloviční pásmo propustnosti 2. mezifrekvence.

[V 11] Výpočet fázového posunu dvou napětí metodou tří voltmetrů:

$$\sin \frac{\varphi}{2} = \frac{U_{AB}}{U_{AC} + U_{BC}} \quad [—; \text{V}]$$

[V 12] Výpočet výstupního kmitočtu směšovacího budiče:

$$f_{výst} = f_{osc} + f_X \quad [\text{MHz}]$$

Literatura

- [L 1] *Vackář J.*: Vysílače I., str. 118, Praha – SNTL 1959
- [L 2] *Ščuckoj, K. A.*: Navrhování přijímačů pro amplitudovou a kmitočtovou modulaci, str. 206, český překlad: Praha – SNTL 1960
- [L 3] *Crosby, M. G.*: A Product Detector, US Patent No 2,470,240 May 17, 1949
- [L 4] *Smirenin, B. A.*: Radiotechnická příručka, str. 274, český překlad: Praha – SNTL 1955
- [L 5] *Ščuckoj K. A.*: Navrhování přijímačů pro amplitudovou a kmitočtovou modulaci, str. 177, český překlad: Praha – SNTL 1960
- [L 6] *Petržilka J.*: Piezoelektrina, Praha – Přírodovědecké vyd. 1951
- [L 7] *Vackář J.*: Vysílače I., str. 137, Praha – SNTL 1959
- [L 8] *Donát K.*: Měření a výpočty v radiotechnice, Praha – NV 1961
- [L 9] *Petr M. Inž.*: Mf filtry s krystalovým rezonátorem s proměnnou šíří pásma, Sdělovací technika 7–8/1953, str. 198
- [L 10] *Ščuckoj K. A.*: Navrhování přijímačů pro amplitudovou a kmitočtovou modulaci, str. 36, český překlad: Praha – SNTL 1960
- [L 11] *Sedláček J. a kol.*: Amatérská radiotechnika, str. 188, Praha – NV 1953
- [L 12] *Boleslav A.*: Nf a akustická měření, str. 34, Praha – SNTL 1961
- [L 13] *Vackář J.*: Vysílače I., str. 241, Praha – SNTL 1959
- [L 14] *Sedláček J. a kol.*: Amatérská radiotechnika, str. 197 a další, Praha – NV 1953
- [L 15] *Koster-Spudich*: Die Superhet-Spulensätze, str. 11 a další, Berlin-Deutscher Funk-Verlag 1950
- [L 16] *Provaz J.*: Teplotní kompenzace kmitočtu vf obvodů, Praha – SNTL 1958
- [L 17] *Donát K.*: Příručka pro konstruktéry radioamatéry, str. 65, Praha – SNTL 1961

Časopisy

QST ročníky 1958, 1959, 1960, 1961
Amatérské rádio 1960, 1961

Obsah

	Strana
Úvod	5

I.

SPOLEČNÉ PRVKY VYSÍLAČŮ A PŘIJÍMAČŮ

<i>A. Tranzistory nebo elektronky</i>	9
I-01. Šumové poměry	10
I-02. Zisk a impedanční přizpůsobení	11
<i>B. Oscilátory</i>	12
I-03. Jednoduché laditelné oscilátory	12
I-04. Laditelné oscilátory s velkou stálostí kmitočtu	15
I-05. Pevně laděné oscilátory	19
I-06. Všeobecné zásady návrhu oscilátoru	20
<i>C. Měniče kmitočtu</i>	24
I-07. Multiplikativní směšovače	27
I-08. Aditivní směšovače	28
I-09. Vyvážené směšovače	30
I-10. Vyvážené modulátory	33
<i>D. Pásmové propusti a filtry</i>	38
I-11. Vstupní pásmové propusti přijímače	38
I-12. Pásmové propusti pro mezifrekvenci přijímačů	40
I-13. Pásmové propusti budičů	46
I-14. Filtry a propusti s krystaly	49
I-15. Krystalové propusti s měnitelnou šířkou pásma	54
I-16. Měření rezonance krystalového výbrusu	57
<i>E. Telefonie s jedním postranním pásmem</i>	61
I-17. Co je to SSB?	62
I-18. Výhody jednoho postranního pásma	65
I-19. Výkon a příkon vysílače SSB	69

II.

KRÁTKOVLNNÉ PŘIJÍMAČE

<i>A. Vstupní obvody přijímače</i>	77
II-01. Jednoduchý vf díl přijímače 1,5 až 30 MHz	79
II-02. Vstupní vf zesilovač pro amatérská pásma	83
II-03. Konvertor pro amatérská pásma	86
II-04. Konvertor pro pevnou první mezifrekvenci	90
II-05. Vyvažování vstupní části superhetu	93
<i>B. Mezifrekvenční obvody přijímače</i>	
II-06. Jednoduchý mezifrekvenční zesilovač 450 kHz	98
II-07. Mezifrekvenční zesilovač pro všechny druhy provozu	100
II-08. Mezifrekvenční zesilovač pro příjem telegrafie	103
II-09. Mezifrekvenční zesilovač s proměnnou šířkou pásma propustnosti	105
II-10. Dokonalý mf zesilovač pro výběr jednoho postranního pásma	106
<i>C. Demodulační obvody přijímače</i>	108
II-11. Diodové detektory	109
II-12. Směšovací demodulátory	111
II-13. Fázovací demodulátor	114

III.

VYSÍLAČE

<i>A. Základní stupně vysílače</i>	125
III-01. Vf budič s násobičí kmitočtu a pásmovými propustmi	127
III-02. Laditelný vf budič s násobičí kmitočtu	130
III-03. Jednoduchý směšovací budič	133
III-04. Směšovací budič pro pásma 3,5 až 28 MHz se dvěma krystaly	135
III-05. Směšovací budič pro provoz SSB	143
III-06. Doplňkový směšovač pro všechna pásma	148
<i>B. Obvody pro výběr postranních pásem</i>	149
III-07. Modulátor pro SSB s pásmovými propustmi	150
III-08. Fázovací generátor postranních pásem	153
III-09. Měření na generátorech postranních pásem	156
III-10. Vyvažování modulátorů SSB s pásmovými propustmi	161
III-11. Vyvažování fázovacích generátorů SSB	167
III-12. Telegrafní provoz s budičem SSB	171
III-13. Vytváření signálu pro dvoutónovou zkoušku.	173
<i>C. Zesilovače výkonu</i>	176
III-14. Zesilovače třídy C	177

III-15. Modulované zesilovače	179
III-16. Měření při amplitudové modulaci	186
III-17. Lineární zesilovač výkonu	188
III-18. Měření linearity vysokofrekvenčního zesilovače	189
<i>D. Doplňková zařízení</i>	190
III-19. Klíčování při telegrafním provozu	190
III-20. Automatika pro provoz SSB	193
<i>Vzorce pro výpočet některých důležitých veličin</i>	195
<i>Literatura</i>	201