



MŮŽE DNES AMATÉR VYMYSLIT NĚCO NOVÉHO?

„Popud k tomu mi dalo vyučování fyzice; v roce 1860 jsem se dal pořádně do už dříve započaté práce na sluchových orgánech a brzy jsem s radostí shledal, že moje námaha je odměněna úspěchem.“ Podařilo se mi vynalézt přístroj, který umožňuje názorně předvádět všechny funkce sluchového ústrojí, jímž je však také možno reprodukovat na libovolnou vzdálenost tóny všech druhů galvanickým proudem.“ – Tak vylíčil německý učitel Filip Reis zrození telefonu, jenž beze sporu patří mezi nejvýznamnější vynálezy.

Reis vyučoval na vesnici, ve Friedrichsdorfu. Byl tu asi jediným technicky vzdělaným člověkem a celý styk Friedrichsdorfu se světem obstarávala pošta. Byl tedy vlastně se svými myšlenkami a se svou prací opuštěn, odkázán jen na sporé vybavení své kůlničky, v níž si ve volných chvílích „bastloval“. A teď si zalistujme o několik stran dál: amplitudová, kmitočtová, fázová a impulsová modulace, vektory, diskriminátor ... Amatéru, zvyklému na tak snadno pochopitelnou amplitudovou modulaci, jež se spokojí s jednoduchou detekcí mřížkovou nebo anodovou, se z toho musí trochu zamotat hlava. A to už je obor vlastně zvládnutý – a Reis pracoval v oboru novém a vynalezl zbrusu nové zařízení! „Může dnes amatér přijít na něco nového? Vždyť nám už všechno vynalezli před nosem, nedovedli jsme se zkrátka narodit v pravou chvíli!“ – Dovol, vážený čtenáři, ale nejsem s Tebou zajedno. Vždyť, když to tak vezmeš kolem a kolem,

narodil ses právě v ten pravý okamžik. Či snad chtěl bys žít za těch životních podmínek, jaké měl obyčejný kantor v šedesátých letech minulého století? Svítit si olejovou lampičkou a vědět méně, nežli dnes ví chlapec, který vychází ze školy? Být odkázán jen na sebe? – Je samozřejmé, že se zdokonalováním techniky musí jít ruku v ruce i vývoj pracovních metod, organizace práce a tak je nasnadě, že dnes, o sto let dále, nelze už pracovat na něčem novém ve skrytu své kůlničky. I když už se vzdáš nároků na nějaký světoborný vynález, nepořídíš sám nic, ani třeba s přijímačem pro kmitočtovou modulaci. Stouply nároky na objem znalostí, na konstruktérský důvtip, na dílenské zařízení, na matematickou zručnost, takže je nad síly jednotlivce všechno obsáhnout bez pomoci druhých. Ve spojení je zkrátka síla – a to dnes platí i o práci radioamatérů, kteří mají mnohem větší naději na úspěšné dokončení kteréhokoliv zařízení, vytvoří-li kroužek, v němž víc hlav víc ví a je možno si práci rozdělit, specializovat se. Za takových pracovních podmínek je možné vynalézt mnohem složitější zařízení, nežli Reis, a uplatnit je mnohem úspěšněji, nežli opuštěný vynálezce, právě dnes, kdy máme k dispozici to, co v Reisově době známo nebylo. A tak nezbyvá, nežli si přiznat: ano, zbývá toho k vynalezení na nás hodně, dovedli jsme se narodit, jenže nebude to amatér, který to vymyslí; budou to vždycky jen amatéři – v množném čísle, prosím!

ADAPTOR PRO PŘÍJEM KMITOČTOVÉ MODULACE

Rudolf Růžička

1. Úvod

Kmitočtová modulace (KM) doznala rozmachu úměrného rozmachu televise. Stalo se tak proto, že KM byla nerozlučným partnerem televise. V posledních letech však se od televise odpoutala, aby plnila vlastní, na televizi nezávislé úkoly. Setkáváme se proto s používáním KM v rozhlasu a u různých sdělovacích zařízení. Televizní stanice využívají zvukové části vysílače k rozhlasovým účelům i mimo rámec televizního vysílání.

Mají-li být zachovány přednosti KM, jako rozšíření tónového zápisu a zlepšení dynamiky, pak nevystačíme se šíří pásma obvyklou u vysílačů středovlnných a krátkovlnných. V praxi mají kmitočtově modulované vysílače zdvih asi 150 kHz. Z tohoto důvodu lze umístit kmitočtově modulované vysílače jen v pásmu VKV, tedy od 30 MHz výše.

VKV jsou rozděleny do pásem pro účely rozhlasu, televise, zvláštních služeb a amatérského vysílání. S výjimkou poslechu zvláštních služeb nás mohou zajímat všechna uvedená pásma. Pokud jde o pásma rozhlasová, tu se kmitočtová modulace jeví jako velmi výhodné řešení otázky t. zv. regionálního vysílání, při kterém vysílač o menším výkonu obsáhne bezpečně určitý prostor, aniž by rušil vysílače sousedního prostoru. Zavedením více takových vysílačů lze zabezpečit příjem rozhlasu po celém státním území.

Výhod i důležitosti KM jsou si vědomy strana i vláda republiky československé. Ve směrnících pro sestavení druhého pětiletého plánu, schválených Celostátní konferencí KSČ v červnu 1956, nacházíme jako jeden bod také přípravu rozvoje sítě frekvenčně modulovaných vysílačů v další pětiletce.

U nás zatím zájem o kmitočtovou modulaci nepronikl ani mezi amatéry-vysílače, ani mezi amatéry, zabývající se jen přijímací technikou. Popis adaptoru pro

přijem KM je jedním z prvních kroků k tomu, aby široká obec radioamatérů přenesla svůj zájem na tento dosud opomíjený obor a s pomocí běžných dílenských přístrojů zhotovila svůj první přijímač pro KM.

Aby však mohlo být tohoto účelu dosaženo, je nutno se propracovat i základní teorií. Proto v rámci popisu jsou kapitoly 3 až 8 věnovány teorii různých obvodů přijímačů pro KM.

V adaptoru použité součástky i elektronky jsou běžně v prodeji. Výjimku snad tvoří miniaturní odpory, které se objevují v prodeji nepravidelně. Připomeňme však, že doby skalního amatérství nejsou tak daleko za námi, abychom nezapomněli malých tuhových odpůrků, které si tehdejší amatéři sami zhotovovali.

Adaptor není řešen pro určité pásmo; volba pásem je přenechána zájemci, který může adaptor nastavit po malých úpravách pro příjem v rozmezí 50 až 150 MHz, příp. ještě ve větším rozsahu. Tyto úpravy vyžadují již určitou zručnost; proto doporučuji stavbu adaptoru zkušenějším radioamatérům, kteří nehodlají vypustit z celkové práce přečtení všeobecných kapitol tohoto popisu. Jejich práce bude odměněna poslechem hudebních pořadů nezvyklé čistoty, věrnosti a bohaté dynamiky. Adaptor mohou použít koncesovaní amatéři-vysílači pro komunikaci s použitím KM. Šířka propouštěného pásma adaptoru jim může přijít vhod, neboť jí mohou čelit nestabilitám oscilátorů.

Začněme tedy s rozvahou a pečlivostí a jistě se dočkáme úspěchu.

2. Možnosti příjmu na VKV

V naší republice pracuje na VKV zatím jenom televizní stanice. Stanice Praha a Mor. Ostrava vysílá zvukový doprovod na kmitočtu 56,25 MHz, Bratislava na 65,75 MHz.

Podle posledního mezinárodního ujednání ve Stockholmu byly VKV pro účely rozhlasu a televise rozděleny do tří hlavních pásem.

Pásmo I: 41—68 MHz. V tomto pásmu jsou 3 televizní kanály. Mezi kanálem druhým a třetím, tedy v rozmezí kmitočtů 56,5—58 MHz je prostor pro několik rozhlasových stanic. Rozmezí kmitočtů 66—73 MHz má být rovněž využito k účelům rozhlasu.

Pásmo II: 87—100 MHz je pásmem rozhlasovým, na kterém mají pracovat stanice téměř všech evropských států. Má celkem 41 kanálů a podle plánu má v celém rozsahu pracovat několik set vysílacích stanic. Na tomto rozsahu pracuje již řada vysílačů rakouských, východoněmeckých a západoněmeckých. Budou zde pravděpodobně pracovat i naše stanice a stanice maďarské a polské.

V těchto rozsazích mají svá pásma i amatéři vysílači. Pracují v pásmech 85,5—87 MHz a 144—150 MHz, kde mohou používat kmitočtové modulace se zdvihem 15 kHz.

Pásmo III: 174 až 214 MHz je určeno pouze pro televizi, která zde má vyhrazeno pět na sebe navazujících kanálů.

Možnosti příjmu na VKV nejsou dány jen výkonem vysílače, citlivostí přijímače a jejich vzájemnou vzdáleností. Významnou úlohu zde hrají okolnosti místa příjmu a stav terénu; příjem ovlivňuje selektivní únik a stav troposféry. Síla příjmu proto kolísá více než u středních a krátkých vln. Uvážíme-li tyto okolnosti jakož i poměrně nízký výkon vysílačů pracujících na VKV, dospějeme k názoru, že pro dálkový příjem musíme použít citlivý superheterodyn, jemuž zajišťuje dostatečně veliké napětí přijímaného signálu dobře konstruovaná antena o několika prvcích, spolu se správně vyřešeným napájecím vedením pomocí sousedního kabelu nebo linky.

Komerční přijímače pro KM se obvykle konstruují se třemi až čtyřmi mezifrekvenčními zesilovači, z nichž dva poslední pracují jako omezovače amplitudy. Použití omezovačů není sice na škodu ani u přijímačů vybavených po-

měrovým detektorem, nepřináší však tolik užítku, jak by se dalo čekat. Ze zkušenosti totiž víme, že tyto přijímače za méně příznivých příjmových podmínek skreslují, neboť slabý signál nedosahuje ani oblasti omezení. Z toho důvodu, jakož i z důvodů konstrukčních a cenových, byl adaptor řešen se dvěma mezifrekvenčními zesilovači, z nichž poslednímu byl svěřen úkol částečného omezení amplitudy.

3. Modulace

K bezdrátovému přenosu zpráv hodí se pouze vysokofrekvenční elektromagnetické kmity. Trvalé a neproměnné vyzařování těchto kmitů do prostoru neříká však přijímacímu místu nic jiného, než že existuje vysílací místo se zdrojem vysokofrekvenčních vln, které lze po případě zaměřit a někdy také určit jeho výkon ve vysílací anteně. Aby však elektromagnetické vlnění mohlo být nositelem zpráv, musí v sobě obsahovat určitou změnu. Jednou ze změn je přerušování těchto kmitů podle určitého, předem dohodnutého klíče. Takový případ, kdy antenní proudy, obvykle zvané nosnou vlnou, podle sledu přerušování v sobě utajují určitou zprávu, nazýváme radiotelegrafií. Mezinárodně označuje se tento způsob předávání zpráv jako A1.

Ovlivníme-li však nosnou vlnu sinusového průběhu vlnou nízkofrekvenční, pak podle způsobu ovlivnění dojde u nosné vlny buď ke změnám její amplitudy (rozkmitu), nebo ke změnám její fáze. Vyvolání takovýchto změn nazýváme *modulací nosné vlny*. Vyvolání změn v amplitudě nosné vlny nazýváme *modulací amplitudovou*, změny v jejím kmitočtu nazýváme *modulací kmitočtovou* a konečné změny vyvolané v její fázi nazýváme *modulací fázovou*.

Proces modulace splňuje tedy podmínku, kterou jsme vytkli na začátku této kapitoly, že sdělování zpráv cestou bezdrátového přenosu nutně předpokládá určitou změnu v kvalitě nosné vlny. Všechny tři uvedené způsoby modulace jsou tedy schopny přenést libovolný pořad akustických změn, tedy řeči a hudby. I když sledujeme

vytčeným úkolem pouze otázky kmitočtové modulační a jejího příjmu, neobejdeme se bez seznání všech druhů modulační. Všechny tyto druhy modulační předpokládají nosný kmitočet sinusového průběhu, který dále budeme označovat velikostí jeho rozkmitu jako E_n a kmitočty nízkofrekvenční, odvozené

přeměnou akustických tlaků na střídavé elektrické proudy, označíme opět podle jejich rozkmitu jako E_m .

Pro úplnost však poznamenejme, že známe ještě modulační impulsovou, a to modulační buď šířkou nebo polohou impulsů. Těmito způsoby modulační se však zabývat nebudeme.

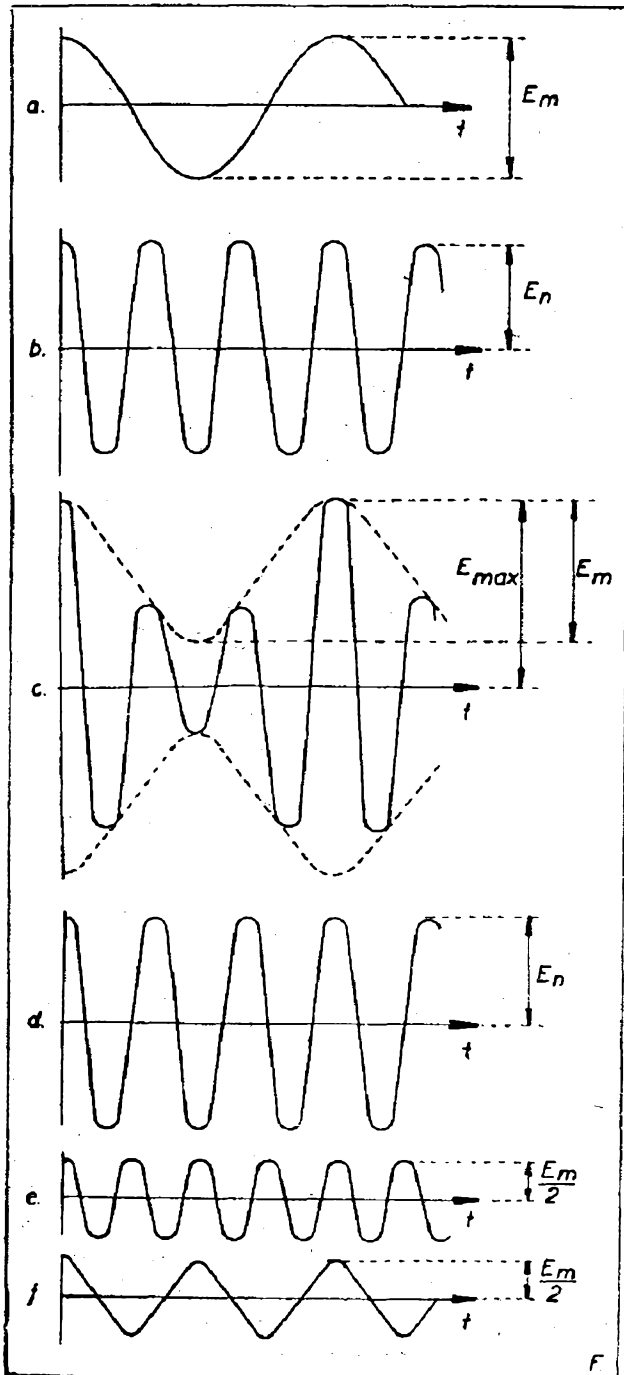
3.0 Amplitudová modulační

Amplitudová modulační se provádí obvykle pomocí elektronek. Lze ji však také provést i s pomocí jiných t. zv. nelineárních členů, ku př. stykových usměrňovačů nebo řízením účinnosti vysílání nosného kmitočtu. Z elektronkových modulačtorů známe modulačtor anodové a modulačtor mřížkové. Oběma těmito modulačtorům je společné, že napětí nosného kmitočtu přivádíme na pracovní mřížku elektrony. Modulační napětí je však u modulačtorů anodových přivedeno na anodu elektrony, u modulačtorů mřížkových na mřížku elektrony.

Obr. 1 nám umožní představu o změnách, které amplitudová modulační způsobí. Při amplitudově modulovaných kmitcích zobrazených podle 1c kolísá amplituda nosné vlny úměrně podle okamžitých hodnot modulační vlny. Ze dvou různých sinusových kmitů 1a a 1b vznikne tedy nový kmit 1c. Tento výsledný kmit lze však rozložit na tři různé kmity: kmity shodné se základními kmity nemodulovanými (1d), a dva různé kmity postranních pásem (1e a 1f). Modulační vlna (1a) však není v modulované vlně obsažena. Sečteme-li totiž graficky bod po bodu okamžité hodnoty nosného kmitu (1d) a kmitů obou postranních pásem (1e a 1f), nezískáme již obraz modulačního kmitu, nýbrž pouze obraz kmitu modulovaného (1c).

Poměr amplitudy modulační vlny k amplitudě nosné vlny nazýváme *stupeň modulační* (nebo též hloubky modulační) a udáváme jej v procentech. Platí tedy

$$\frac{E_m}{E_n} = m = \text{stupeň modulační v \%}.$$



Obr. 1

Jelikož modulovaná vlna vznikla z vlny modulační a z vlny nosné, platí

$$E_{max} = E_m + E_n \quad E_{min} = E_n - E_m$$

Proto lze také vyjádřit hloubku modulace těmito poměry:

$$m = \frac{E_{max} - E_n}{E_n} = \frac{E_n - E_{min}}{E_n} = \frac{E_m}{E_n}$$

Pro zájemce o hlubší poznání uvedených dějů uvádíme jejich matematické zdůvodnění:

Okamžité hodnoty napětí nosné a modulační vlny jsou tyto:

$$e_n = E_n \sin \omega_n t \quad (1) \quad \text{a} \quad e_m = E_m \sin \omega_m t \quad (2)$$

Podobně i hodnota napětí modulované vlny je určena vzorcem

$$e = E \sin \omega_n t \quad (3)$$

Člen E známe již z předchozích úvah, kdy jsme jej označovali jako E_{max} a znamenal pro nás amplitudu modulované vlny. Víme o něm, že vznikl součtem E_m a E_n . Můžeme jej proto vyjádřit takto:

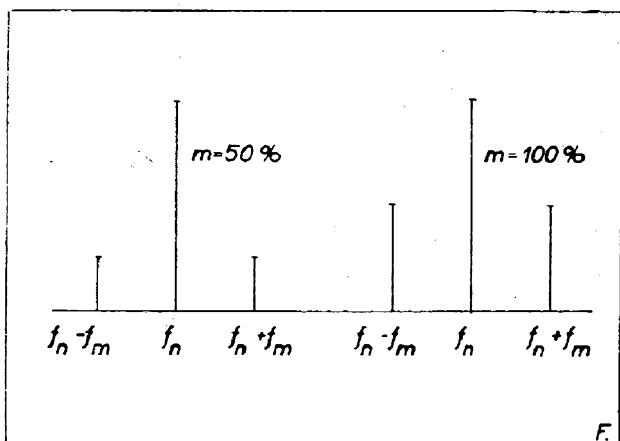
$$E = E_n + E_m \cdot \sin \omega_m t \quad (4)$$

Jelikož $E_m = mE_n$, můžeme psát

$$E = E_n (1 + m \sin \omega_m t) \quad (5)$$

Dosadíme-li člen E do vzorce pro okamžitou hodnotu modulované vlny (3), vyjde nám tento vztah:

$$e = E_n (\sin \omega_n t + m \sin \omega_n t \cdot \sin \omega_m t) \quad (6)$$



Obr. 2

Poslední člen této rovnice je součinem dvou různých sinů, o němž obecně platí:

$$\sin \alpha \cdot \sin \beta = \frac{1}{2} [\cos (\alpha - \beta) + \cos (\alpha + \beta)]$$

Jelikož však $\sin \alpha$ se rovná v našem případě $\sin \omega_n t$ a $\sin \beta$ se rovná $\sin \omega_m t$, můžeme uvedený součin sinů vyjádřit takto:

$$\begin{aligned} \sin \omega_n t \cdot \sin \omega_m t &= \frac{1}{2} [\cos (\omega_n t - \\ &- \omega_m t) + \cos (\omega_n t + \omega_m t)] = \\ &= \frac{1}{2} [\cos (\omega_n - \omega_m) t + \cos (\omega_n + \\ &\omega_m)t]; \end{aligned}$$

ω_n je kruhovou frekvencí nosné vlny o kmitočtu f_n a ω_m je kruhovou frekvencí modulační vlny o kmitočtu f_m . Dosadíme-li tedy za $\omega_n = 2 \pi f_n$ a za $\omega_m = 2 \pi f_m$, obdržíme konečnou okamžitou hodnotu amplitudy modulované vlny:

$$\begin{aligned} e &= E_n \sin 2 \pi f_n t + \frac{mE_n}{2} \cos 2 \pi \\ &(f_n - f_m) t + \frac{mE_n}{2} \cos 2 \pi (f_n + f_m) t \end{aligned} \quad (7)$$

Rovnice má tři členy: první člen je výrazem pro nosnou vlnu E_n a dva další určují postranní kmitočty $f_n - f_m$ a $f_n + f_m$. Jejich amplituda je vždy polovinou součinu mE_n (obr. 2). Z toho také plyne, že vzdálenost těchto postranních složek je dána výškou modulačního kmitočtu. Při modulaci spektrem modulačních kmitočtů, jak je tomu při přenosu hudby a řeči, vzniknou namísto postranních kmitočtů celá postranní pásma, která jsou znázorněna na obr. 3. Krajní body těchto pásem jsou určeny nejnižším a nejvyšším modulačním kmitočtem.

Každý amplitudově modulovaný vysílač zaujímá tedy na rozhlasovém pásmu určitou šíři, závislou na nejvyšším použitém modulačním kmitočtu. Aby bylo možno vtěsnat do rozhlasových pásem dostatečný počet vysílačů, které

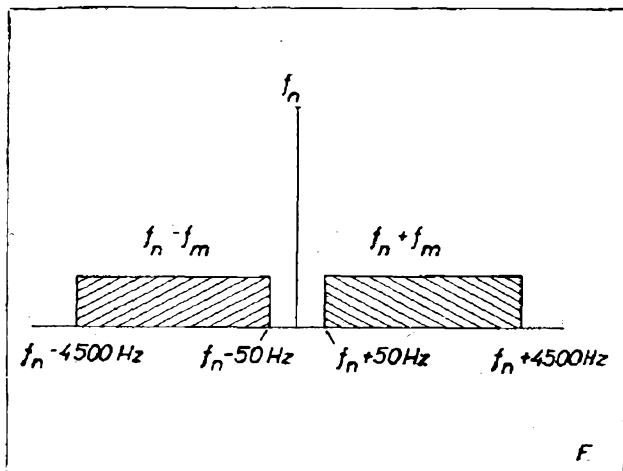
by se vzájemně nerušily, bylo mezinárodními předpisy stanoveno, že kmitočtová vzdálenost rozhlasových vysilačů amplitudově modulovaných nesmí být větší než 9 kHz. Má-li být této podmínce vyhověno, pak k modulaci nesmí být použito kmitočtů vyšších než 4500 Hz (obr. 3). S hlediska kvality reprodukce to znamená značné ochuzení.

S ohledem na právě uvedenou šíři amplitudově modulovaných vysilačů je také nutno dimenzovat vysokofrekvenční obvody přijímače: pásmové filtry konstruujeme tak, aby propouštěly po obou stranách nosného kmitočtu ještě kmitočty o 4500 Hz vyšší a nižší než kmitočet nosné vlny.

Abychom umožnili náležitou představu o amplitudové modulaci, připojujeme ještě obr. 4, který znázorňuje vektorové změny, ke kterým při ní dochází.

Nosná vlna E je znázorněna vektorem A . V době $t = 0$ stojí k němu vektory postranních pásem kolmo (cos ve členech postranních pásem), jejich grafický součet je roven nule, takže nemohou ovlivnit velikost vektoru A . (Obr. 4a.)

V čase $t \neq 0$ svírají však vektory postranních pásem, které se proti sobě otáčejí, s vektorem A tupý úhel, z jejich grafického součtu plyne prodloužení vektoru A a tím zvětšení amplitudy nosné vlny (obr. 4b).



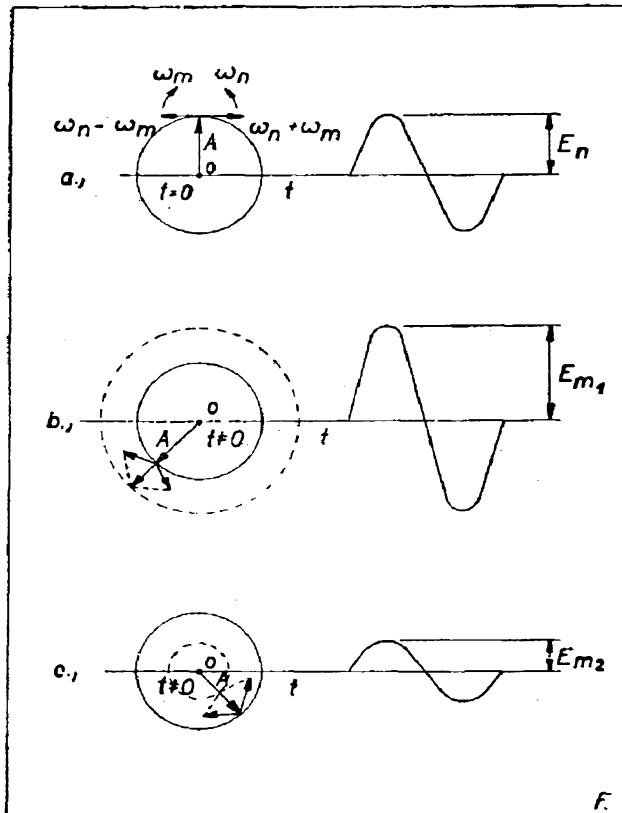
Obr. 3

V jiném čase $t \neq 0$ oba vektory postranních pásem svírají s vektorem A ostrý úhel a z jejich součtu je patrné zkrácení vektoru A , které se promítá do zmenšené nosné vlny (obr. 4c).

Toto vektorové zobrazení je obzvláště důležité, neboť pochopení fázové a kmitočtové modulace předpokládá použití výkladu pomocí vektorového zobrazení.

3.1. Fázová modulace

Při fázové modulaci ovlivňujeme modulačním kmitočtem fázi nosné vlny (obr. 5). V době $t = 0$, kdy je amplituda modulační vlny rovna nule, je fáze vlny určena úhlem φ . V čase $t \neq 0$, kdy již amplituda modulační vlny má určitou okamžitou hodnotu e_1 , zvýší se jejím vlivem fázový úhel z původní hodnoty φ o $\Delta\varphi$. V jiném okamžiku, kdy $t \neq 0$, může dojít působením jiné okamžité hodnoty modulační vlny e_2 k jiné změně velikosti úhlu φ , ku př. k jeho zmenšení o hodnotu $\Delta\varphi$. Velikost $\Delta\varphi$ je vždy dána jen velikostí rozkmitu modulační vlny, tedy hlasitostí přenášeného zvuku a nazývá



Obr. 4

se *fázovým zdvihem*. Modulujeme-li tedy fázi nosné vlny modulační vlnou sinusového průběhu, vzrůstá plynule úhel φ na hodnotu $\Delta\varphi$, vrací se zpět k původní hodnotě φ , přejde na hodnotu $-\Delta\varphi$ a vrací se opět zpět. Můžeme tedy říci, že fázový úhel kmitá okolo své střední hodnoty podle modulační vlny a v rytmu jejího kmitočtu, při čemž velikost $\Delta\varphi$ je určena jen velikostí amplitudy modulační vlny.

U vylíčeného děje se mění fáze, amplituda nosné vlny však zůstává konstantní. Mění se však také kmitočet, neboť změna φ vyvolává též změnu rychlosti pohybu vektoru nosné vlny a tím také změnu kmitočtu.

Pro názornost uvedeme jednoduchý případ. Nosnou vlnu o kmitočtu $f_n = 1$ MHz fázově modulujeme sinusovým napětím o kmitočtu $f_m = 1000$ Hz. Zvolíme však takovou amplitudu f_m , aby vyvolala změnu o 57° , což je přibližně jeden radián. V takovém případě projde fázový úhel tisíckrát za vteřinu změnou od $+57^\circ$ do -57° , běh vektoru A se tisíckrát za vteřinu zrychlí a zpomalí. Tím se změní i kmitočet, který při zvětšení úhlu se zvýší a při zmenšení úhlu se sníží. Je tedy změna kmitočtu určena fázovým zdvihem. Je-li $\Delta\varphi = 1$, pak v uvažovaném případě bude nosný kmitočet kolísat mezi 999 000 Hz a 1 001 000 Hz, a to tisíckrát za vteřinu. Při poloviční hlasitosti, kdy $\Delta\varphi = 0,5$ dojde tisíckrát za vteřinu ke kolísání kmitočtu mezi 999 500 Hz a 1 000 500 Hz. Kolísání kmitočtu o 500 Hz lze však dosáhnout při $\Delta\varphi = 1$,

ale o kmitočtu 500 Hz. kdy takové kolísání proběhne pětsetkrát za vteřinu.

Z tohoto příkladu plyne, že změny kmitočtu při fázové modulaci jsou *přímo úměrné jak velikosti amplitudy modulační vlny, tak i jejímu kmitočtu*. Obr. 6 nám znázorňuje fázově modulovanou vlnu v časovém rozvinutí.

Matematické vyjádření fázově modulované vlny je obdobné jako vyjádření vlny amplitudově modulované, i když je obtížnější. Proto uvedeme jen výslednou rovnici fázově modulované vlny:

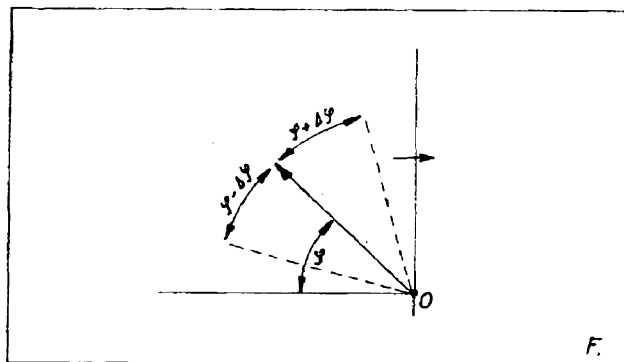
$$e = E_m \sin 2 \pi f_n t + \frac{m f_n}{2} \sin 2 \pi (f_n + f_m) t - \frac{m E_n}{2} \sin 2 \pi (f_n - f_m) t.$$

Tato rovnice se podobá rovnici amplitudově modulované vlny; podle ní vznikají opět kromě nosného kmitočtu f_n ještě dva kmitočty postranní $f_n \pm f_m$ s amplitudami o velikosti $1/2 E_n$. Šířka postranních pásem je podobně jako u amplitudové modulace určena dvojnásobkem maximálního modulačního kmitočtu.

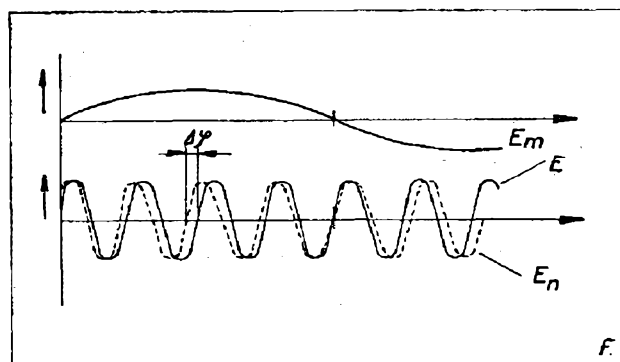
Sledujeme-li početně závislost změny nosného kmitočtu na amplitudě a kmitočtu modulační vlny, dospějeme k výsledku

$$\Delta \omega_n = \Delta \varphi \omega_m = k \cdot E_m \omega_m$$

Maximální změnu frekvence nosného kmitočtu $\Delta \varphi \omega_n$ za předpokladu, že $\cos \omega_m t = \pm 1$, označujeme $\Delta \omega$ a nazýváme ji *kmitočtovým zdvihem*. Vzorec nám potvrzuje poznatek, který jsme učinili na



Obr. 5



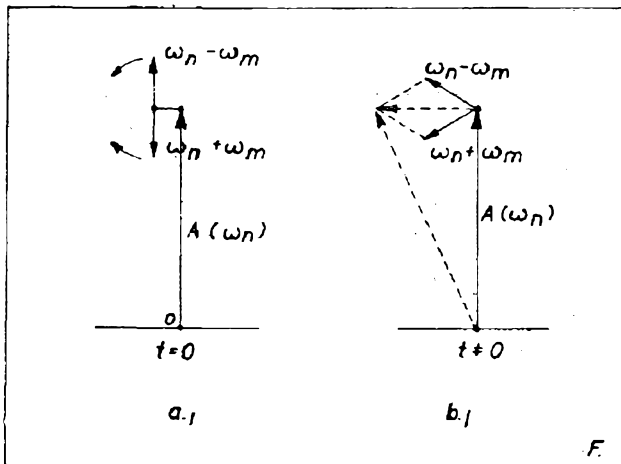
Obr. 6

zvoleném příkladě, totiž že změna kmitočtu fázově modulační vlny je přímo úměrná jak velikosti, tak i kmitočtu modulační vlny.

Proti amplitudové modulaci nacházíme podstatný rozdíl ve funkcích obsažených ve dvou posledních členech rovnic, kde cosinus byl vystřídán sinem. To znamená, že vektory postranních kmitočtů u fázové modulace mají nyní proti vektoru nosného kmitočtu jinou polohu, takže výslednice těchto vektorů je v každém případě kolmá k vektoru nosného kmitočtu (obr. 7).

Tato okolnost vede k tomu, že vektor A nemůže za každých okolností opisovat kružnici, ale graficky složen s výslednicí vektorů postranních kmitočtů, překračuje svou délkou poloměr kružnice a tím dává vznik nežádoucí amplitudové modulaci a skreslení. K tomuto jevu dochází především v případě velkého fázového zdvihu. Proto naše všechny úvahy platí jen za předpokladu, že $\Delta\varphi \ll 1$. Pochopitelně i praxe musí z tohoto poznatku vyvodit své důsledky. Proto také se prakticky nepoužívá vyššího fázového zdvihu než asi 23° . (Pro modulační kmitočet 1000 Hz je to asi 400 Hz.)

Fázová modulace zatím nemá význam jako samostatný způsob modulace, neboť zatím nebyl zkonstruován demodulátor, který by mohl demodulovat změny fázového úhlu při zanedbání změn kmitočtových. Proto se fázové modulace používá ponejvíce jen jako prostředku k dosažení kmitočtové modulace.

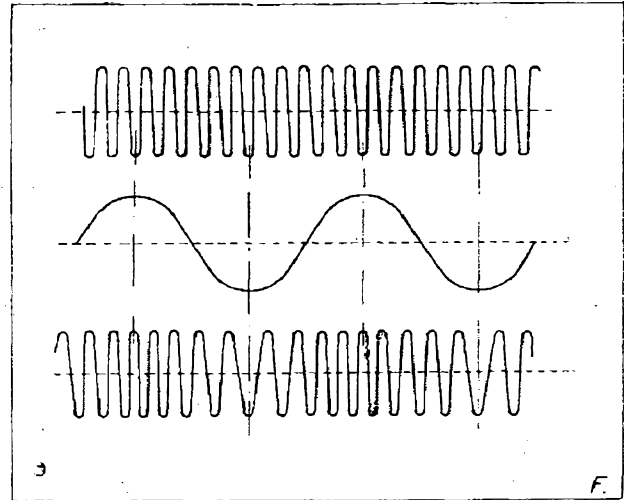


Obr. 7

3.2. Kmitočtová modulace

Při kmitočtové modulaci ovlivňujeme modulačním kmitočtem přímo kmitočet nosné vlny, aniž bychom měnili její amplitudu. Tato modulace je tedy druhem modulace fázové (obr. 8).

Změna kmitočtu nosné vlny je závislá toliko na velikosti amplitudy modulační vlny, tedy na hlasitosti snímaného zvuku. Tato změna kmitočtu se nazývá *kmitočtovým zdvihem* a označuje se jako v předchozím případě $\Delta\omega_n$. V uvedené závislosti tkví především rozdíl mezi fázovou a kmitočtovou modulací: u fázové modulace je totiž $\Delta\omega_n$ přímo úměrná jak velikosti amplitudy modulační vlny, tak i jejímu kmitočtu, zatím co u modulace kmitočtové nacházíme pouze závislost na velikosti amplitudy modulačního kmitočtu.



Obr. 8

Ukažme si nyní uvedené závislosti na příkladu podobném případu uvedeném v kapitole o fázové modulaci, tedy při nosném kmitočtu $f_n = 1$ MHz, kmitočtově modulovaném sinusovým napětím o kmitočtu $f_m = 1000$ Hz. Zvolme takovou amplitudu f_m , abychom dosáhli kmitočtového zdvihu 100 000 Hz. Při těchto hodnotách projde nosný kmitočet tisíckrát za vteřinu kmitočtovou změnou od 900 000 Hz do 1 100 000 Hz. Snížíme-li amplitudu modulační vlny na polovinu, sníží se také velikost změny na polovinu, takže nosný kmitočet se bude měnit tisíckrát za vteřinu v rozmezí od

650 000 Hz do 1 050 000 Hz. Zachováme-li nyní velikost amplitudy modulační vlny a změním modulační kmitočet na 500 Hz, zůstane sice kmitočtový zdvih stejný, změna však proběhne pouze pětsetkrát za vteřinu.

Kmitočtový zdvih je vlastně jen jedním rozměrem nastalé změny. Abychom však měli měřítko pro hloubku modulace, musíme jej učinit závislým na použitém modulačním kmitočtu. Tím nám vznikne nový důležitý pojem, zvaný *modulační index*, značený obvykle m_k a vyjádřený takto:

$$m_k = \frac{\Delta\omega_n}{\omega_m}$$

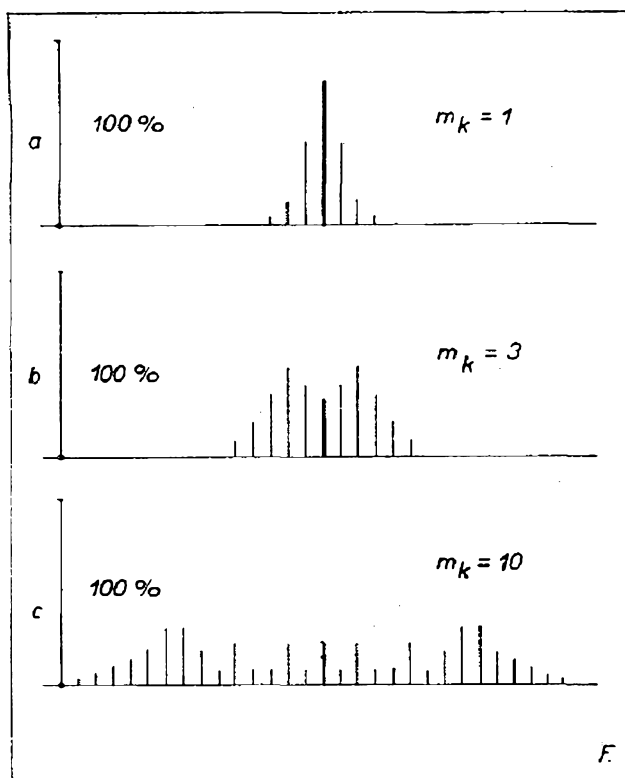
Jde tedy o poměr frekvenčního zdvihu k modulační frekvenci. Chceme-li dosáhnout kvalitního přenosu hudby, používáme modulační kmitočty do 15 kHz. Při tomto modulačním kmitočtu a při stejném kmitočtovém zdvihu činí kmitočtový index 1. To je pro účely kvalitního přenosu málo, neboť výhody plynoucí z použití kmitočtové modulace předpokládají modulační index 6 až 7, což při $f_m = 15\,000$ Hz znamená kmitočtový zdvih 105 000 Hz. Proto také nelze použít kmitočtové modulace v rozsahu středních vln, jelikož proti dnešnímu možnému počtu rozhlasových stanic, který činí asi 120 stanic s amplitudovou modulací, zaplnilo by tento rozsah asi 6 stanic kmitočtově modulovaných. Proto je kmitočtová modulace použitelná především v rozsahu VKV.

Početní sledování kmitočtově modulované vlny je podstatně nesnadnější než tomu bylo u amplitudové modulace, kde rozvedením součinu dvou sinů jsme obdrželi dva členy odpovídající dvěma postranním kmitočtům. U kmitočtové modulace, jejíž modulovaná vlna je vyjádřena rovnicí obsahující součin sinu s cosinem, provádíme její rozvedení pomocí Besselových funkcí, takže nakonec obdržíme t. zv. spektrální rovnici. Pro tuto rovnici je charakteristické, že obsahuje nekonečný počet členů, jimiž je určen nekonečný počet párů postranních pásem kmitočtů, daných součtem a rozdílem základního kmitočtu ω_n a

všech harmonických násobků modulačního kmitočtu ω_m .

Z tohoto popsaného rozboru plyne důležitý poznatek: *Nosná vlna je obklopena nekonečnou řadou párů postranních pásem a nikoliv jedním jejich párem, jak tomu bylo u amplitudové modulace.* To platí ovšem i za toho předpokladu, že modulujeme jedním modulačním kmitočtem sinusového průběhu.

Na obr. 9 je zachyceno rozdělení postranních pásem při různých modulačních indexech. V obr. 9a je spektrálně znázorněna kmitočtově modulovaná vlna při $m_k = 1$. Vzdálenost jednotlivých, po sobě jdoucích postranních pásem je stejná a vždy úměrná modulačnímu kmitočtu ω_m . Velikost postranních pásem je různá, takže čtvrté pásmo, odpovídající kmitočtu $\omega_n + 4\omega_m$ je již sotva patrné. Je tedy zřejmo, že při modulačním indexu = 1 lze již páté postranní pásmo zanedbat; nekonečnost postranních pásem má tedy pouze theoretický význam.



Obr. 9

Obraz 9b znázorňuje kmitočtově modulovanou vlnu při modulačním indexu 3. Zde vidíme, že nosná vlna ω_n je potlačena, postranní pásma jsou však bohatší jak co do velikosti, tak i do šíře. Zde již musíme vzít v úvahu i šesté postranní pásmo.

Tatáž vlna při modulačním indexu 10 (obraz 9c) se rozestoupila do šíře, takže je patrné ještě čtrnácté postranní pásmo. Výkon modulované vlny nespočívá zde na nosném kmitočtu, ale je rozložen po celém pásmu.

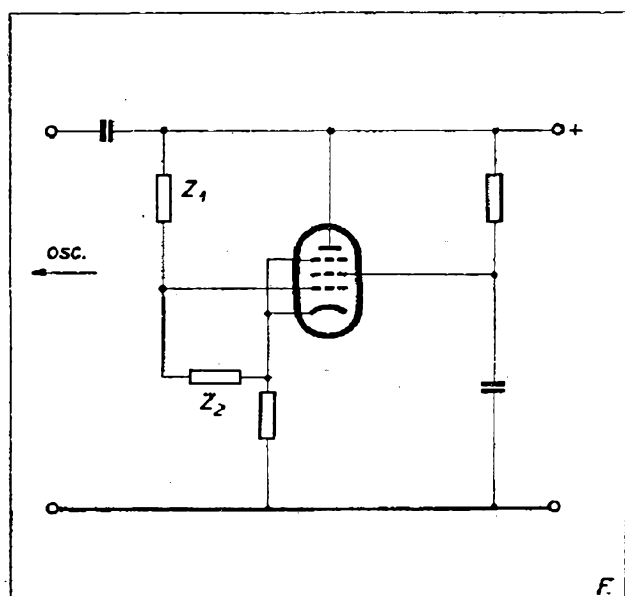
Z uvedeného plyne, že velikost modulačního indexu ovlivňuje šíři postranních pásem. Proto při návrhu přijímače a jeho zesilovacích obvodů nelze vyjít pouze z kmitočtového zdvihu $\Delta\omega_n$, nýbrž z dvojnásobku jeho součtu s maximálním modulačním kmitočtem, tedy

$$F = 2 \cdot (\Delta f_n + f_m).$$

Mezinárodními předpisy bylo stanoveno, že zdvih nesmí být vyšší než ± 100 kHz. Prakticky se používá pro rozhlasové, kmitočtově modulované vysiláče zdvihu od ± 75 kHz do ± 100 kHz.

3.3. Výhody a nevýhody kmitočtové modulace

Veliká šířka pásma kmitočtové modulace byla dříve považována za její nevýhodu. Dnes, kdy většina problémů



Obr. 10

velmi krátkých vln je vyřešena, díváme se na kmitočtovou modulaci mnohem příznivěji, neboť pro její širší pásma máme ve VKV pásmech dostatek místa.

S hlediska selektivního úniku je ovšem kmitočtová modulace proti modulaci amplitudové ve zřejmé nevýhodě. Je to způsobeno podstatně větším počtem kmitočtů objevujících se v kmitočtově modulované vlně. Tento nedostatek je obzvláště citelný při dálkovém příjmu, kdy odrazem vln dochází k jejich interferenci a tím k úniku.

Z výhod kmitočtové modulace uvedme především její malou citlivost k poruchám, ať již jde o poruchy atmosférické, či poruchy pocházející z elektrických strojů a přístrojů. Tyto poruchy, které jsou impulsového charakteru a mají tvar tlumených kmitů o vysoké amplitudě, bývají v dostatečné míře zneškodněny obvodem, t. zv. omezovače, který různě velké amplitudy srovnává na stejnou úroveň.

Výkonnost kmitočtově modulovaného vysiláče je větší než vysiláče amplitudově modulovaného, neboť k dosažení téhož efektivního výkonu postačí modulovanému vysiláči polovina energie, potřebné pro amplitudovou modulaci. Při stejné energii je tedy výkon kmitočtově modulovaného vysiláče dvojnásobný, což přináší také zlepšení poměru signál/šum na straně přijímače.

Jinou předností kmitočtové modulace je lepší dynamika přednesu, čili lepší vyjádření rozdílu mezi malými a velkými intenzitami zvuku. U přirozené dynamiky činí tyto rozdíly max. 70 dB ($1 : 10^7$), u amplitudové modulace mohou činit až 25 dB ($1 : 324$) a u kmitočtové modulace lze použít rozdílu až do 45 dB ($1 : 32 \cdot 10^3$). Tato zlepšená dynamika současně se zdůrazněním výšek – o které jsme při amplitudové modulaci ochuzeni – umožňuje dosáhnout věrnosti a plastičnosti přednesu.

Nebezpečí ze vzájemného rušení dvou stanic je při kmitočtové modulaci menší, neboť silnější stanice potlačí stanici slabší, takže interference se neprojeví rušivě.

Pro úplnost se zmíníme ještě o modulátorech pro kmitočtovou modulaci. Nejjednodušším modulátorem je kondensátorový mikrofon, při kterém dopad zvukových vln vyvolává změny polohy mikrofonního kovového pásku, který s jiným nekmitajícím páskem tvoří kondensátor. Tyto změny polohy mikrofonního pásku jsou úměrné kmitočtu a intenzitě dopadajících zvukových vln a mají za důsledek úměrné změny kapacity popsaného kondensátoru. Takový mikrofon, zapojený svou kapacitou do rezonančního obvodu oscilátoru, je při své funkci zdrojem změn kapacity a tím vyvolává změny kmitočtu oscilátoru, úměrné změnám akustických vln.

Nejčastěji se však provádí kmitočtová modulace pomocí t. zv. reaktanční elektronky, která bývá zapojena paralelně k rezonančnímu obvodu oscilátoru (obr. 10). Paralelně k elektronce, tedy mezi anodu a katodu je připojen dělič napětí, tvořený impedancemi Z_1 a Z_2 . Z místa spojení těchto impedancí je napájena pracovní mřížka elektronky. Impedance Z_1 je obvykle ohmickým odporem, zatím co člen Z_2 je tvořen buď indukčností nebo kapacitou. Proto na mřížce se objeví napětí, fázově posunutě o 90° proti napětí přiváděnému a elektronka může působit jako kapacitance

nebo induktance. Induktance je nepřímo a kapacitance přímo úměrná strmosti elektronky. Měníme-li tedy strmost elektronky, mění se i induktance nebo kapacitance a tím dosáhneme potřebného rozladování rezonančního obvodu. Změnu strmosti přivedíme přivedením modulačního kmitočtu na pracovní nebo stínící mřížku reaktanční elektronky (obr. 11).

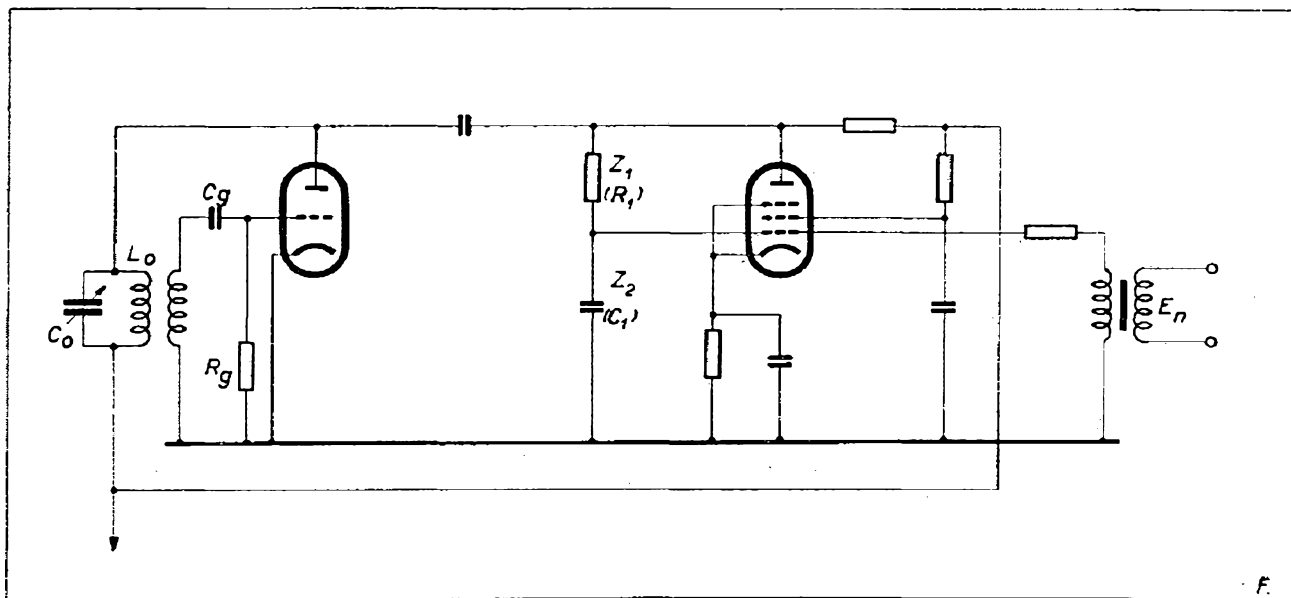
4. Demodulátory

Zdrojem slyšitelných zvukových vln je reproduktor, který mění elektrické nízkofrekvenční kmity na kmity mechanické, které lidské ucho vnímá jako zvuk. Potřebné nízkofrekvenční kmity získáváme z modulovaného vysokofrekvenčního signálu pochodem zvaným demodulací. Demodulovaný signál detekujeme některým ze známých detektorů a získaný nf signál přivádíme po zesílení do reproduktoru.

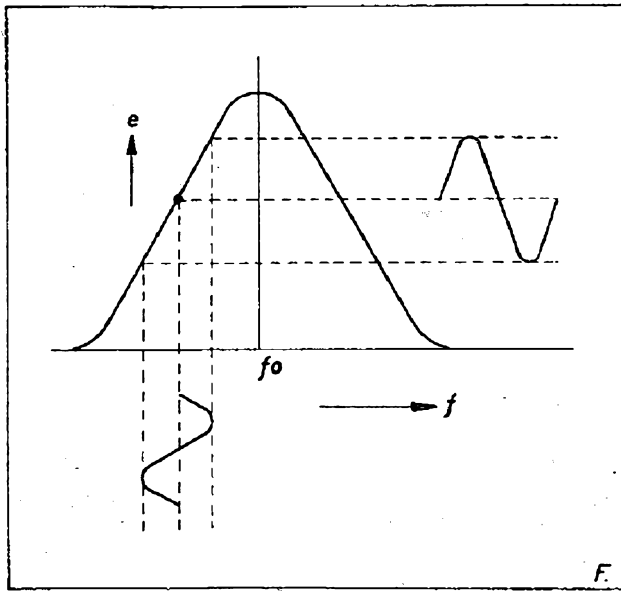
Jelikož kvalita přijimačů pro kmitočtovou modulaci je do značné míry závislá na způsobu a provedení demodulace, popíšeme stručně jednotlivé druhy demodulátorů.

4.0. Demodulace na boku křivky

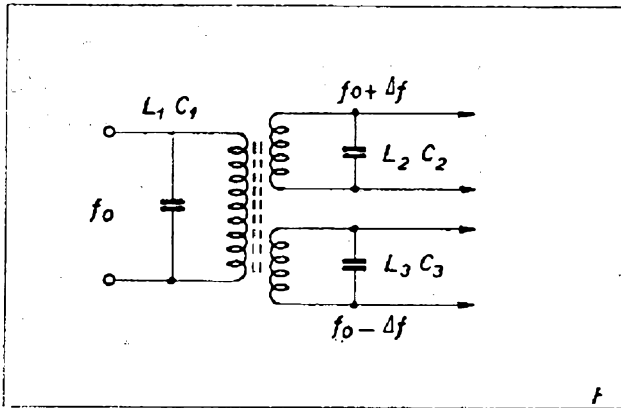
Při demodulaci amplitudově modulovaných signálů používáme rezonančních obvodů tak, že pracujeme na



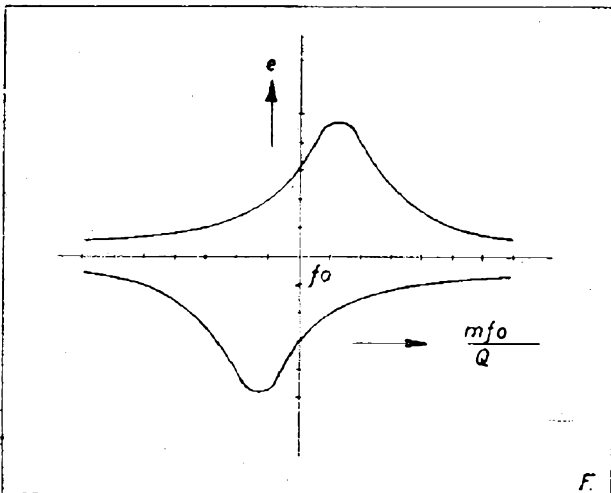
Obr. 11



Obr. 12



Obr. 13



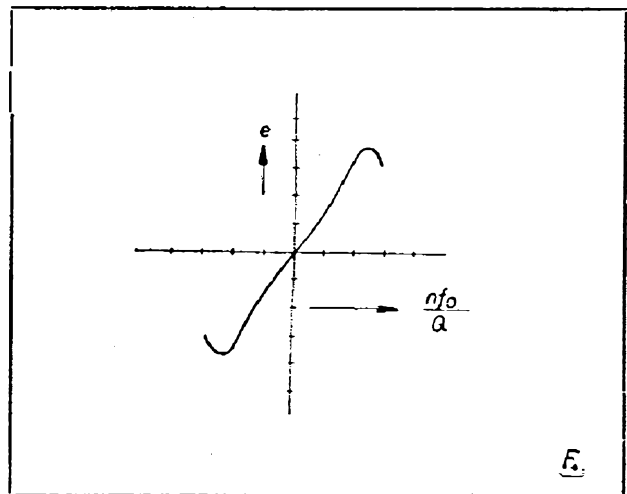
Obr. 14

vrcholu jejich křivek. Při demodulaci kmitočtově modulovaných signálů však můžeme s výhodou použít lineární části boku křivky.

Resonanční křivka, jak je znázorněna na obr. 12, je diagramem impedancí obvodu, na nějž přivádíme různé kmitočty. Ze zkušenosti také víme, že na obvodě vznikají různá napětí podle toho, jaký kmitočet na obvod přivedeme. Změna napětí je úměrná změně přivedeného kmitočtu tehdy, provádíme-li takové změny pouze na lineární části křivky. I v jiných částech křivky lze vyvolat změnu nakmitaného napětí změnou kmitočtu. Závislost těchto změn však není úměrná, takže vzniklé napětí je skreslené.

Detekcí vysokofrekvenčního signálu, demodulací převedeného na změny amplitudové, obdržíme signál nízkofrekvenční, shodný s původním modulačním signálem.

Účinnost popsaného detektoru je nízká: napěťové změny vyvolané na obvodě jsou v poměru k změnám kmitočtu velmi malé. Účinnost lze zvýšit použitím několika demodulujících obvodů, čímž se bok výsledné křivky stane strmějším. Takové uspořádání si můžeme představit na řetězu mezifrekvenčních zesilovačů, zakončených obvyklou diodovou detekcí. Všechny obvody mezifrekvenčních zesilovačů jsou však nastaveny na kmitočet mírně odchylný od kmitočtu součtového signálu,



Obr. 15

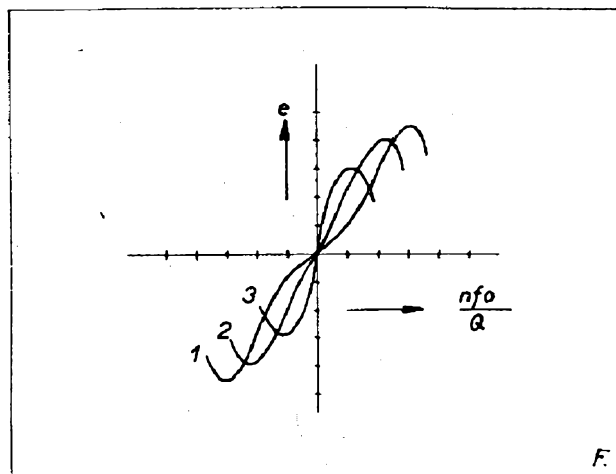
který je rozmítán (kmitočtově modulován). V takovém případě by došlo k demodulaci rozmítaného kmitočtu na boku křivek mezifrekvenčních obvodů a k jeho detekci.

4.1. Travisův diskriminátor

Myšlenkou Travisova diskriminátoru je současné vyvolání napěťových změn na dvou obvodech, z nichž jeden je nastaven na kmitočet nižší, druhý na kmitočet vyšší než nosný kmitočet určený k demodulaci. Principiální schema takových obvodů je zachyceno na obr. 13.

Obvod L_1C_1 je nastaven na nosný kmitočet f_0 , obvod L_2C_2 na kmitočet zvýšený $f_0 + \Delta f$ a obvod L_3C_3 na kmitočet snížený $f_0 - \Delta f$. Obr. č. 14 zachycuje obě křivky v protifázi; grafickým součtem těchto křivek získáváme jednu křivku, jejíž tvar ukazuje obr. 15. Pro tuto křivku je příznačné, že její střední část je dostatečně dlouhá při její značné strmosti, čímž jistě předčí křivku jednoduchého obvodu, který jsme v předchozí kapitole použili k demodulaci.

Naší snahou je však získat křivku, jejíž střední část by byla co nejstrmější a nejdelší při maximální možné linearitě. Tyto vlastnosti podmiňuje jednak velikost rozladění obvodů o Δf , jednak

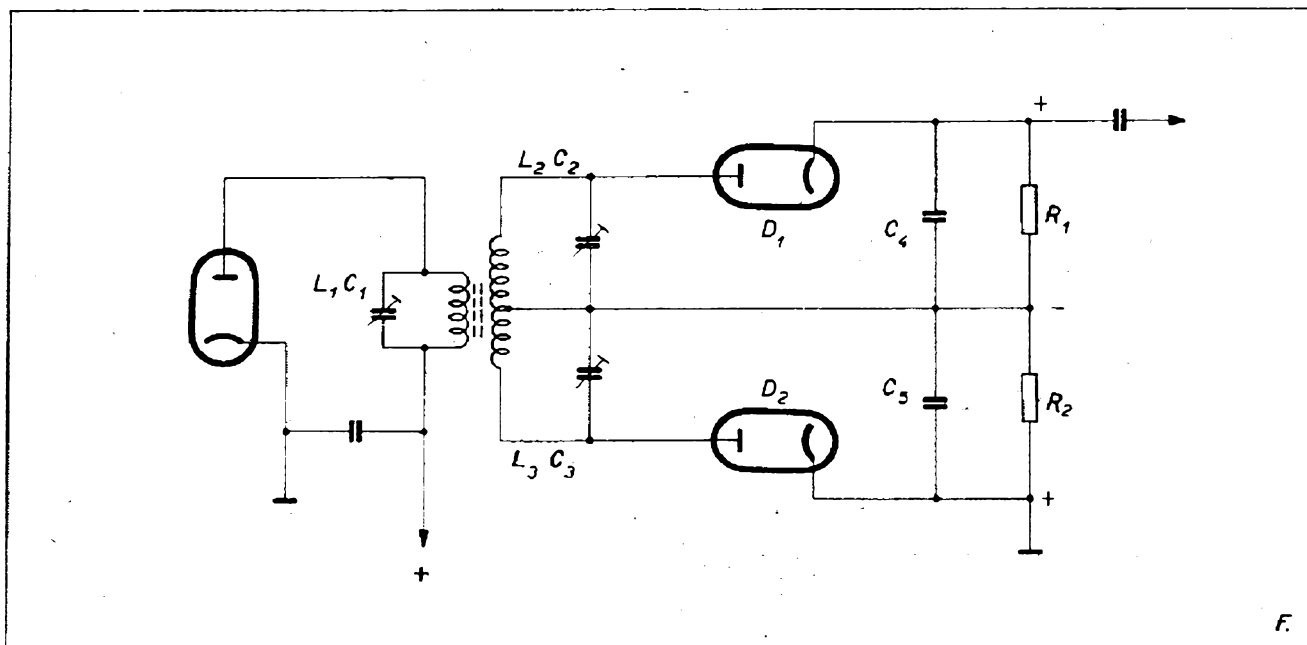


Obr. 16

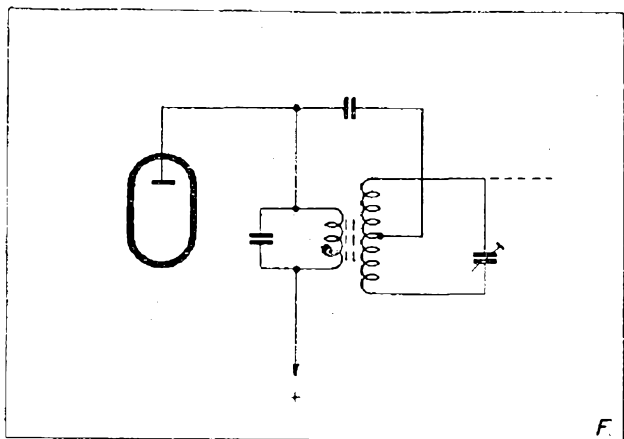
činitel Q těchto obvodů. Na obr. 16 jsou znázorněny tři křivky charakterisující tři různé obvody diskriminátorů.

Křivka 1 platí pro rozladění $\frac{f_0}{Q}$, křivka 2 pro rozladění $\frac{2f_0}{Q}$ a konečně křivka 3 pro rozladění $\frac{3f_0}{Q}$.

Ze srovnání těchto křivek je patrné, že vyhovět současně podmínce strmosti, linearity a délky střední části křivky není zá-



Obr. 17



Obr. 18

ležitostí jednoduchou. V praxi se používá obvykle rozladění $\frac{1,5 f_0}{Q}$

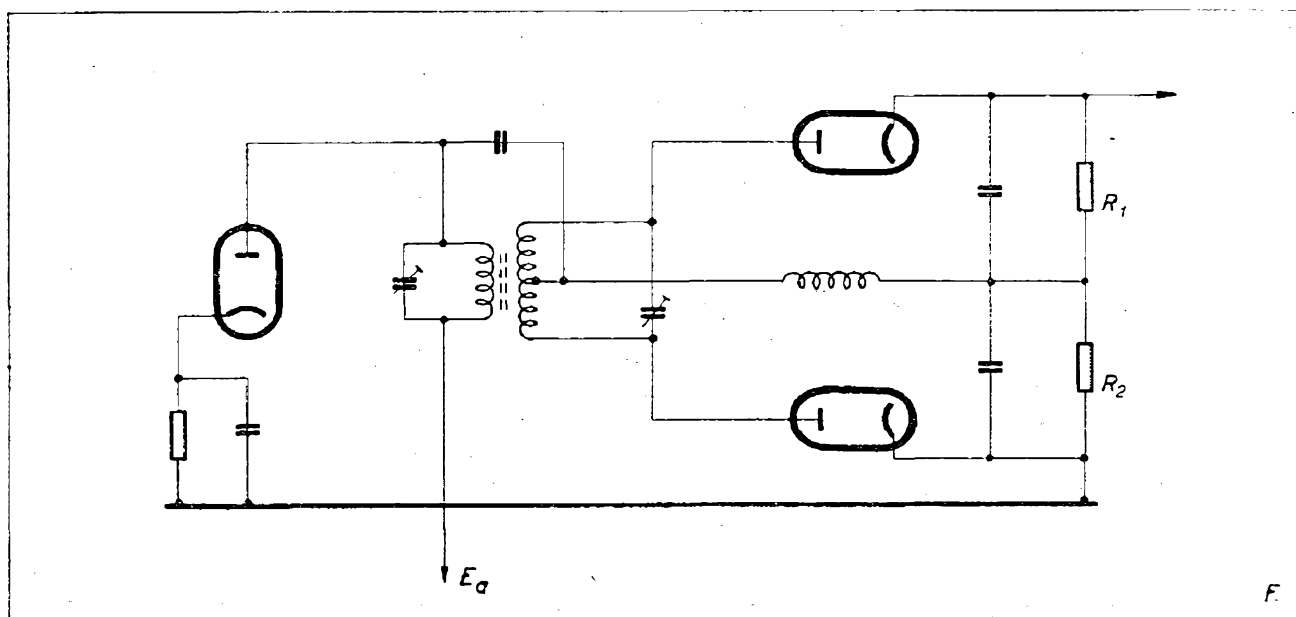
Celé zapojení Travisova diskriminátoru je uvedeno na obr. 17. Napětí vznikající na obvodech L_2C_2 a L_3C_3 je usměrňováno diodami D_1 a D_2 zapojenými s uvedenými obvody v serii, takže na pracovních odporech R_1 a R_2 vzniká nízkofrekvenční napětí, které má plus na katodách a minus v bodě spojení obou pracovních odporů. Popsaný obvod vyhodnocuje tedy kmitočtové změny jako změny napěťové, které dále detektuje a tím plní svůj účel diskrimi-

nátoru. V praxi se s ním setkáváme jen ojediněle, jelikož jeho nastavení je obtížné a je velmi citlivý i na malé napěťové změny.

4.2. Fázový diskriminátor

Základem tohoto diskriminátoru, podle objevitelů zvaným též Foster-Seeleyovým, je pásmový filtr, jehož sekundár je rozdělen na dvě shodné poloviny. Sekundár je k primáru vázán jednak induktivně, jednak kapacitně, takže na sekundáru se objeví tentýž kmitočet ve dvou fázově odlišných složkách (obr. 18). Změny kmitočtové jsou tedy převedeny na jim úměrné změny fázové a ty konečně na změny napěťové. Proměnné napětí je usměrňováno první nebo druhou z diod, připojených vždy k jedné polovině sekundáru, takže – jako v případě Travisova diskriminátoru – na pracovních odporech R_1 a R_2 těchto diod vznikne nízkofrekvenční napětí. (Viz obr. 19.)

Pro správnou funkci fázového diskriminátoru je nutno řešit sekundár tak, aby při správně voleném činiteli Q obvodů a velikosti jejich vazby k , obě poloviny sekundáru byly elektricky naprosto symetrické. Pro návrh diskriminátoru je tedy důležitý součin kQ , který obvykle bývá volen $= 1$, přičemž v či-



Obr. 19

niteli Q je zahrnut i tlumicí odpor diody.

Fázový diskriminátor, ačkoliv dává značné výstupní napětí, bývá používán dosti zřídka, neboť je velmi citlivý na změny amplitudy signálu a ku správné funkci vyžaduje tedy bezpodmínečně použití účinného omezovacího stupně.

4.3. Poměrový detektor

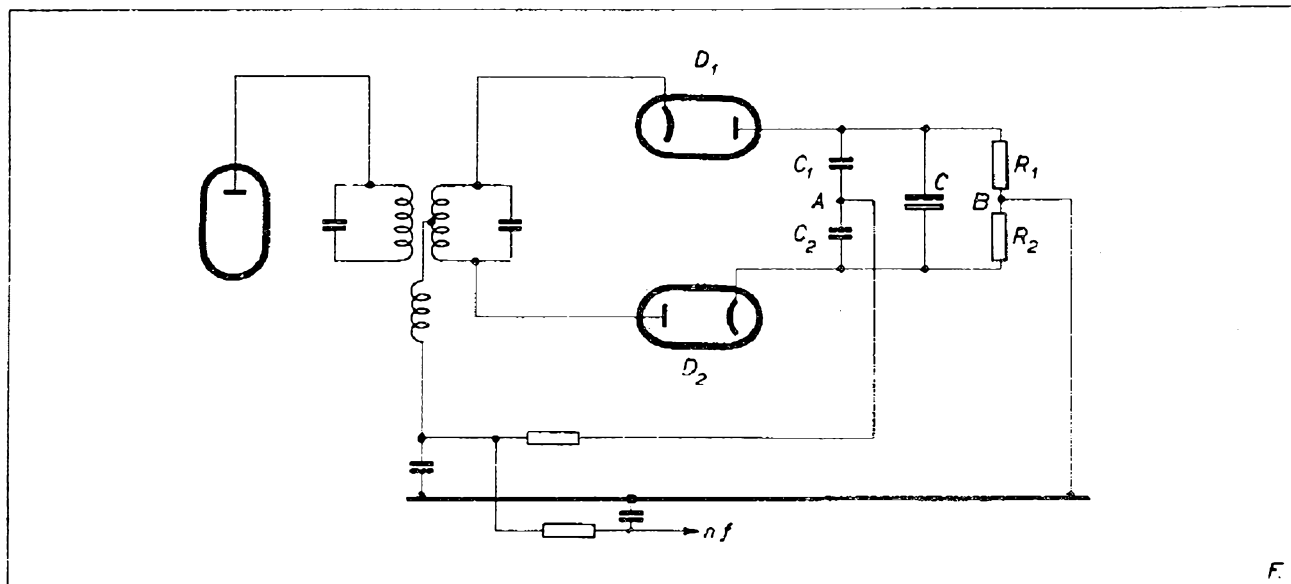
Tento detektor se velmi podobá fázovému diskriminátoru. Liší se od něho především tím, že diody D_1 a D_2 jsou zapojeny za sebou, takže jimi a jejich zatěžovacími odpory R_1 a R_2 protéká tentýž usměrněný proud. Součet spádů napětí na těchto odporech je stálý, neboť odpory jsou překlenuty kondensátorem C , který svou velkou kapacitou 5–10 μF a velikostí odporů asi 10 $\text{k}\Omega$ dosahuje časové konstanty 0,2 až 0,4 s, takže nesleduje změny napětí, způsobené závislostí vnitřního odporu diod na velikosti usměrňované amplitudy. Tato okolnost je velmi vítaná, neboť jí je vlastně dána necitlivost tohoto detektoru vůči napěťovým změnám vstupního signálu. Proto také poměrový detektor doznal velkého rozšíření; v mnoha případech nevyžaduje předchozího omezení amplitudy a tím ušetří jeden stupeň.

K podrobnějšímu vysvětlení funkce je připojen obr. 20. Jak bylo řečeno již dříve, je na odporech R_1 a R_2 zásluhou kondensátoru C konstantní součet napětí i při změnách kmitočtu. Při nosném kmitočtu f_0 jsou na diodách shodná vf napětí, takže i na každém z odporů vznikne shodné stejnosměrné napětí. Na shodné napětí nabijí se však také kondensátory C_1 a C_2 , takže bod jejich spojení A má proti bodu B (uzemnění) nulový potenciál. Při změně kmitočtu se však změní *poměr* napětí na kondensátorech C_1 a C_2 a tím také napětí mezi body A a B . Jelikož poměr napětí na uvedených kondensátorech se mění v závislosti na kmitočtu, jsou také napěťové rozdíly mezi body A a B úměrné kmitočtové změně a jsou shodné s průběhem modulační vlny.

Schopnost potlačení amplitudové modulace je však u poměrového detektoru vykoupena menším výstupním napětím, které je proti fázovému diskriminátoru poloviční. Vstupní napětí 5 V_{eff} je pro účinnost potlačení amplitudové modulace u poměrového detektoru dostatečné.

4.4. Fázový detektor

Pro fázový detektor používá se několikamřížkové elektronky, hexody, pentagridu nebo heptody zvané enioda;



Obr. 20

využívá se u nich elektronové vazby mezi mřížkami. Fázový detektor je schematicky znázorněn na obr. 21; popišme stručně jeho činnost:

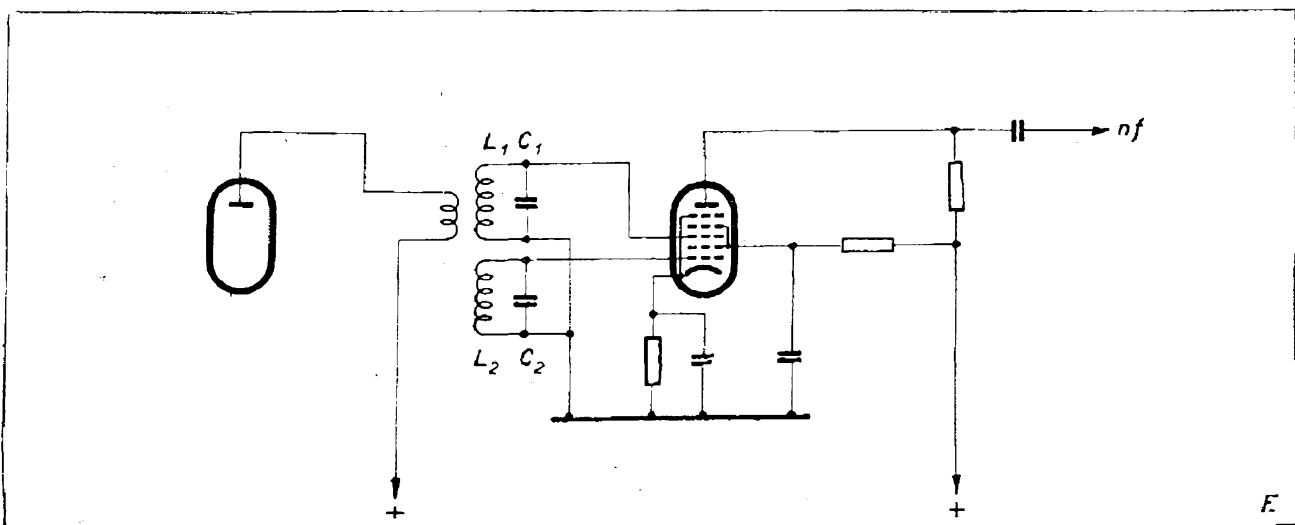
Každý rezonanční obvod se chová při resonanci jako reálný odpor. Při kmitočtu nižším než rezonančním se blíží svým chováním induktanci a při kmitočtech vyšších kapacitanci. Obvod $L_1 C_1$, připojený k mřížce g_3 , nastavený na tentýž kmitočet jako obvod $L_2 C_2$, rozkmitá tímtež kmitočtem i obvod $L_2 C_2$, připojený ke g_1 . V případě, že obvod $L_1 C_1$ kmitá na rezonančním kmitočtu, kmitá na tomtéž kmitočtu i obvod $L_2 C_2$; jeho kmity jsou však proti kmitům základního obvodu opožděny o 90° . Při změně kmitočtu se však tento rozdíl fázového úhlu bude měnit, neboť obvod $L_2 C_2$ bude z charakteru reálného odporu přecházet k charakteru induktance nebo kapacitance. Pokud bude na g_3 a g_1 záporná půlplna, anodový proud bude jí uzavřen. Anodový proud poteče tedy jen při kladném napětí na g_3 a g_1 a jeho střední hodnota bude určena vektorovým součtem napětí na obou mřížkách. Velikost anodového proudu však bude v každém případě stejná, neboť předpětí elektronky a kladná napětí na sudých mřížkách jsou nastavena tak, aby změny amplitudy na g_3 v souvislosti s napětím na g_1 mohly vyvolat pouze otevření nebo uzavření elektronky po dobu určenou fázovým úhlem. Je-li tedy

velikost anodového proudu nezávislá na amplitudě, nemůže se amplitudový výkyv kmitočtově modulované vlny projevit škodlivě: v anodovém obvodu elektronky zjistíme kromě zesílené vysokofrekvenční složky (kterou odfiltrujeme), ještě složku nízkofrekvenční, která vznikla řízením elektronky fázovým rozdílem kladných částí amplitud.

Fázový detektor je oblíben pro svou jednoduchost i pro svou schopnost omezovat přijímaný signál, čímž činí použití zvláštního stupně omezovače zbytečným. Při použití dostatečně velkého pracovního odporu lze dosáhnout nízkofrekvenčního napětí až $20 V_{eff}$ a tak přímo budit koncovou elektronku. Pro správnou funkci, hlavně však pro dosažení dobrého omezovacího účinku, předpokládá fázový detektor 7–8 V_{eff} vstupního napětí, což je hodnota poměrně vysoká.

5. Vysokofrekvenční zesilovače

Vysokofrekvenční zesilovače přijímající pro kmitočtovou modulaci můžeme rozdělit na zesilovače pracující na VKV a na zesilovače mezifrekvenční. U zesilovačů pracujících na kmitočtech vyšších než 30 MHz si musíme uvědomit, že vzájemné kapacity elektrod a indukčnosti jejich vývodů a dále kapacity a indukčnosti dalších přívodů jsou vzhledem k použitému kmitočtu tak veliké,



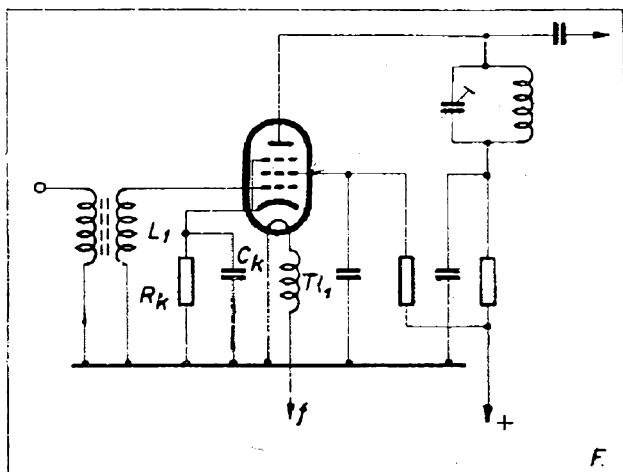
Obr. 21

že v příslušných okruzích s nimi musíme počítat. Velikost těchto kapacit a indukčností je příčinou nepoužitelnosti běžných elektronek k účelům VKV. Přístupují však ještě jiné jevy, pro které nelze běžných elektronek použít. Vzdálenost katody od anody elektronky podmiňuje dobu průletu elektronů. Je-li tato doba ku př. jednou desetinou doby jednoho kmitu použitého kmitočtu, pak dochází ke změně posuvu fáze mezi napětím na mřížce a anodě proti obvyklým 180° , což se projeví poklesem vstupního odporu, zvětšením šumu a snížením užitečného výkonu.

Proto pro účely VKV byly vyvinuty speciální elektronky, u kterých jsou kapacity elektrod malé a také vzdálenosti elektrod proti obvyklým elektronkám značně sníženy.

5.0. Pentoda jako vf zesilovač

Čím více má elektronka elektrod, tím více se u ní projevuje nevíтанá vlastnost, šum. Počet elektrod je také překážkou zkrácení vzdálenosti mezi katodou a anodou. Tím je zčásti určeno použití pentody na VKV, kde poměr šumu k možnému zesílení je podstatně menší než na nižších kmitočtech. K tomu přistupuje ta okolnost, že se stoupajícím kmitočtem klesá vnitřní odpor pentody, který citelně tlumí mřížkový obvod. Tím dosahujeme širokopásmovosti zesilovače; je ovšem otázkou, kterou nutno řešit od případu k případu, zda je nám tato



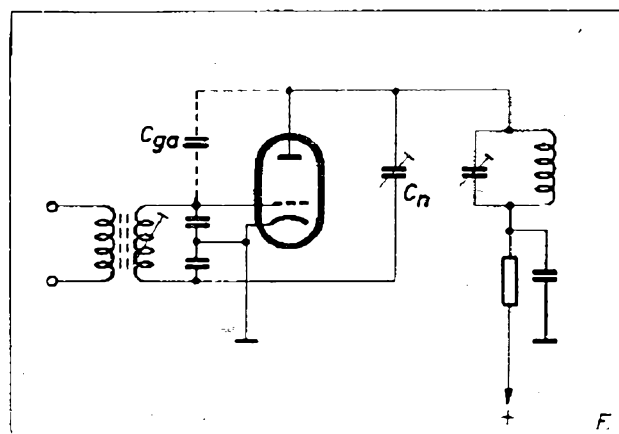
Obr. 22

vlastnost vzhledem k sníženému zisku vítána. Proto pentodu používáme asi do 50 MHz, a na vyšších kmitočtech používáme pentodu s malým šumem nebo pentodu v triodovém zapojení.

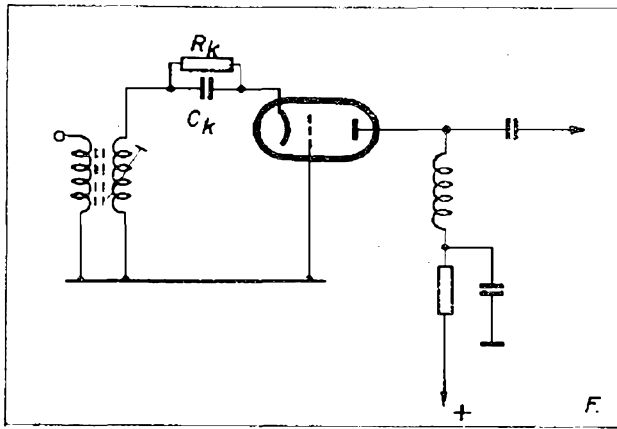
Na obr. 22 je znázorněno zapojení pentody jako zesilovače na VKV. Pro zapojení je příznačné, že cívka L_1 je laděna vstupní kapacitou elektronky, čímž je dosaženo výhodnějšího poměru LC . Tlumivka Tl_1 , zapojená ve žhavicím obvodu, je na nižších kmitočtech neznámá; jí se zabráňuje nežádoucímu pronikání vysokofrekvenčního napětí do jiných částí přijimačů a vyřazuje se jí žhavicí obvod z možnosti vázat vysokofrekvenčně jednotlivé stupně přijimače. Katodový odpor R_k je překlenut kondensátorkem C_k o kapacitě řádu několika tisíc pikofaradů. Reaktance tohoto kondensátoru pro VKV kmitočty je dostatečná. Vyšším kapacitám se rádi vyhneme, neboť obvykle přinášejí s sebou i nežádoucí složku indukčnosti. V provedení zesilovače – jako vůbec na VKV – musí být dbáno, aby příklady elektrod byly co možná krátké a nebyly vedeny souběžně.

5.1. Trioda jako zesilovač pro VKV

Vzhledem k tomu, co v předchozí kapitole bylo uvedeno o pentodě, plyne, že trioda je pro účely zesilovače pro VKV výhodnější. Vlastnosti triody jako zesilovače jsou především určeny způ-



Obr. 23



Obr. 24

sobem uzemnění jejich elektrod. Podle toho rozeznáváme zesilovač s uzemněnou mřížkou, zesilovač s uzemněnou katodou a zesilovač, který pracuje mezi těmito krajními zapojeními a v odborné literatuře nemá zatím své jméno. Nazveme jej tedy pro naše účely zesilovačem v mezizapojení.

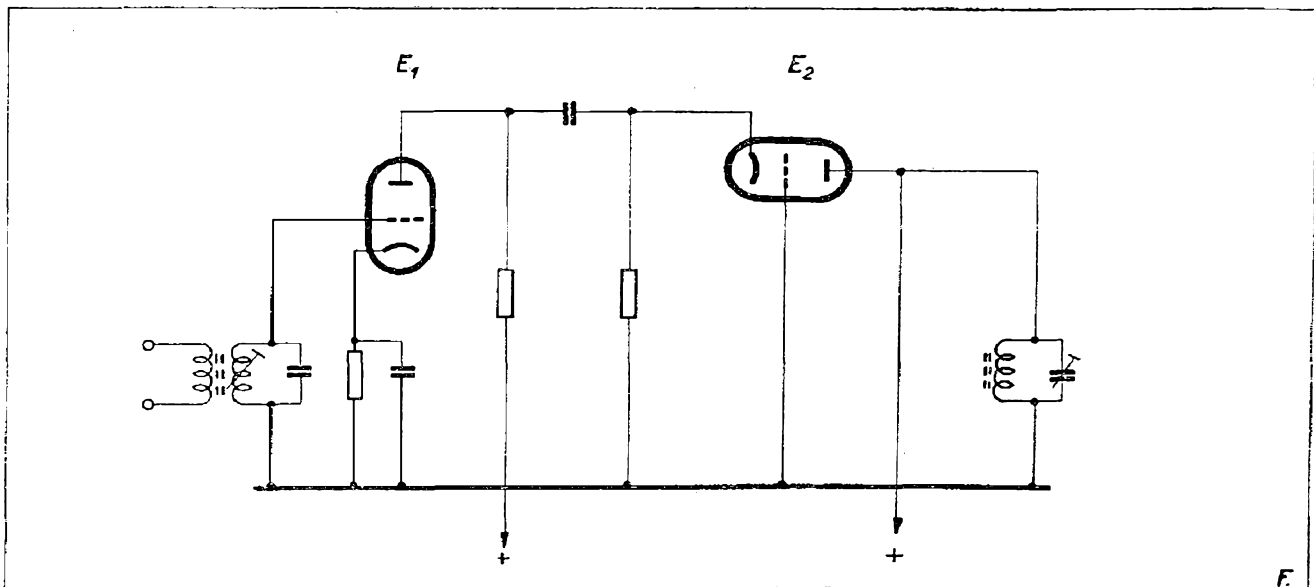
Zesilovač s uzemněnou katodou je zesilovač, který známe z obvyklých zapojení v rozhlasových přijímačích a který je principiálně znázorněn na obr. 23. Katoda elektronky je u tohoto zesilovače vždy vysokofrekvenčně uzemněna, buď galvanicky nebo kapacitně. Při tomto zapojení se nám škodlivě uplatňuje poměrně značná kapacita mřížka-anoda

C_{ga} . Její vliv zneškodňujeme obvykle mřížkovou neutralisací, při které převádíme část vysokofrekvenčního napětí z obvodu anody na obvod mřížky kondensátorem C_n . U elektronky 6CC31 se v této úpravě a v rozmezí kmitočtů od 50 MHz do 100 MHz mění vstupní odpor asi od 15 k Ω do 3 k Ω .

Tento zesilovač má však určité nevýhody, pro které se mu obzvláště v amatérské praxi vyhýbáme. Je to choulostivost v nastavení neutralisace, která je kmitočtově závislá. Zapojení není proto výhodné pro širokopásmové zesilovače. Také při výměně elektronky je nutno neutralisaci znovu nastavit.

Užívanější bývá zapojení znázorněné na obr. 24, zvané zesilovačem s uzemněnou mřížkou. Uzemněná mřížka tvoří stínění mezi anodou a katodou, takže zpětné působení anodového obvodu na obvod mřížkový je minimální a nebezpečí rozkmitání elektronky je tím sníženo na minimum. Neutralisace se tím pochopitelně stává zbytečnou.

V důsledku silné zpětné vazby však stoupne vstupní vodivost: jejím rubem je však snížení vstupního odporu, který u elektronky 6CC31 se bude nyní ve shora uvedeném kmitočtovém rozsahu pohybovat asi od 500 do 70 Ω . Tímto nízkým odporem je nyní citelně tlumen vstupní obvod, takže činitel Q přísluš-



Obr. 25

ného okruhu je nízký a okruh bude širokopásmový. Zde si opět musíme uvědomit, zda je nám širokopásmovost vítána, či zda zvolíme úzkopásmovost s možností většího zisku, kterou nám zaručuje zapojení zesilovače s uzemněnou katodou.

Určitých zlepšení lze dosáhnout u obou druhů zesilovačů symetrickým zapojením elektronek.

V poslední době se těší velké oblibě zapojení zvané kaskadové, znázorněné na obr. 25. První trioda je v zapojení s uzemněnou katodou a druhá s uzemněnou mřížkou. Tím je dosaženo poměrně vysokého vstupního odporu triody E_1 , která pracuje do katody triody E_2 , takže zpětné působení na okruh vstupní je tím minimální a neutralisace kapacity C_{ag} triody E_1 není kritická. Toto zapojení dvou triod má zisk jako pentoda při šumu jedné triody.

Uzemníme-li nyní triodu tak, aby místo zemního potenciálu leželo mezi mřížkou a katodou, vznikne zapojení znázorněné na obr. 26a, námi nazvané zesilovačem v mezizapojení (Zwischenbasisschaltung). Na uvedeném obrázku je uzemněn střed vstupní cívky: znamená to, že jsme vytvořili typ zesilovače, který svými vlastnostmi leží mezi oběma shora uvedenými typy zesilovačů. Posouváním odbočky cívky L_1 směrem

k mřížce elektrony blížíme se k zesilovači s uzemněnou mřížkou, při opačném posouvání k zesilovači s uzemněnou katodou. Vhodným nastavením odbočky na vstupním obvodu lze dosáhnout vstupního odporu rovného impedanci antenního obvodu, eventuálně jiných kompromisních řešení mezi oběma typy zesilovačů.

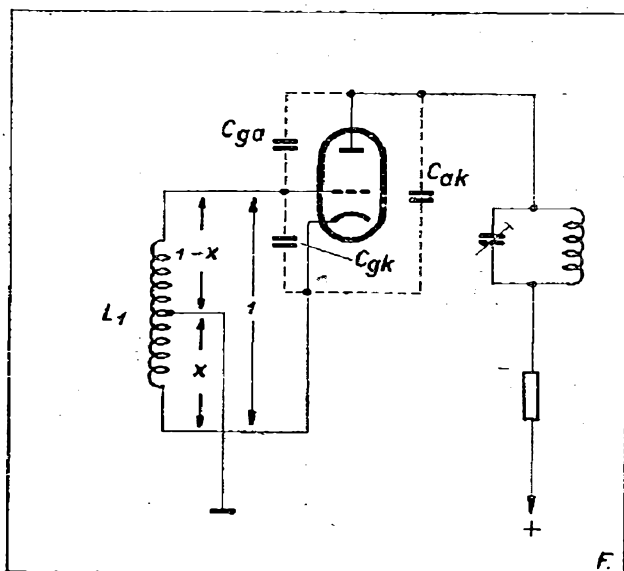
Nutnost a velikost neutralisace je pochopitelně také určena polohou odbočky, neboť poměrem kapacit C_{ag} k C_{ak} je určen poměr napětí na závitech cívky, znázorněné na obr. 26a:

$$\frac{1-x}{x} = \frac{C_{ga}}{C_{ak}}$$

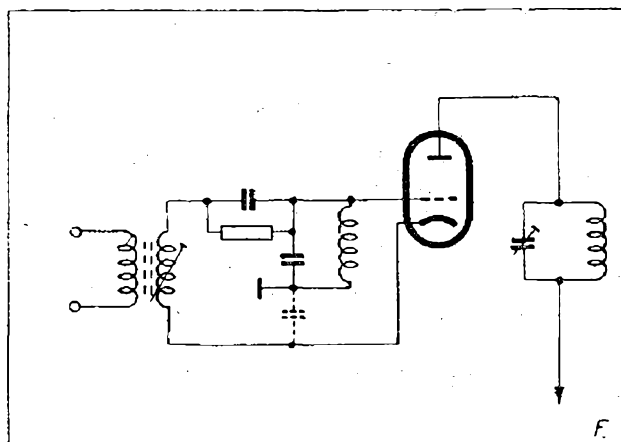
při čemž x lze definovat jako poměr napětí mezi katodou a zemí a mezi mřížkou a katodou. Při zapojení s uzemněnou mřížkou $x = 1$, při zapojení s uzemněnou katodou se x blíží nule. Čím menší je x , tím větší bude neutralizační kapacita:

$$C_{ak} = \frac{1-x}{x} C_{ga}$$

Ve většině případů je však vhodné vytvářet odbočku uměle pomocí kapacitního děliče, znázorněného na obr. 26b. Jelikož katoda elektrody má svou konstantní kapacitu vůči zemi, použijeme ji jako jednoho členu kapacitního děliče a druhý člen teprve vytvoříme kondensátorem, který zapojíme mezi mřížku a zem.



Obr. 26 a



Obr. 26 b

5.2. Mezifrekvenční zesilovače

Pro účely příjmu na VKV používá se obvykle mezifrekvenčního kmitočtu 10,7 MHz. Kmitočtů dlouhovlnných nebo středovlnných, jako na př. 125 kHz nebo 460 kHz – ač na nich lze dosáhnout velkého zesílení – nelze pro účely mf zesilovačů pro KM vůbec použít. Konstrukce obvodů, které mají propustit pásmo 150 kHz, je na těchto kmitočtech nemožná. Proto byl zvolen kmitočet 10,7 MHz, který je výhodný jak s hlediska zrcadlové selektivity tak i s hlediska možné šíře pásma. Kmitočet 6,5 MHz je pro mf zatím velmi málo používán, ač se zdá být výhodným hlavně s hlediska možného zesílení.

Na mf zesilovače klademe tyto nároky:

1. dostatečné zesílení,
2. dostatečná šíře pásma při dobré selektivitě,
3. stabilita obvodů.

K bodu 1. Na kmitočtu 10,7 MHz dosahujeme podstatně nižšího zesílení než na kmitočtech středovlnných nebo dlouhovlnných. Proto na VKV není výjimkou přijímač, obsahující tři mezifrekvenční zesilovací stupně.

K bodu 2. Šířka pásmových filtrů je především určena kmitočtovým zdvihem. Z kapitoly 3.2 víme, že tato šířka

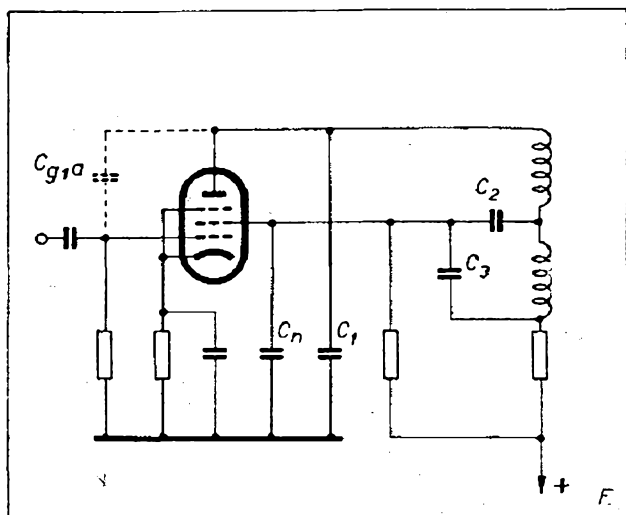
se rovná součtu dvojnásobného kmitočtového zdvihu s maximálním modulačním kmitočtem. To platí za předpokladu, že modulační index je roven 1.

Při vyšších modulačních indexech vzrůstá počet postranních pásem, které musíme brát v úvahu, takže předchozí úvahu o šíři pásma musíme korigovat. Podle přibližného vzorce, který bere v úvahu modulační index, je šíře pásma dána

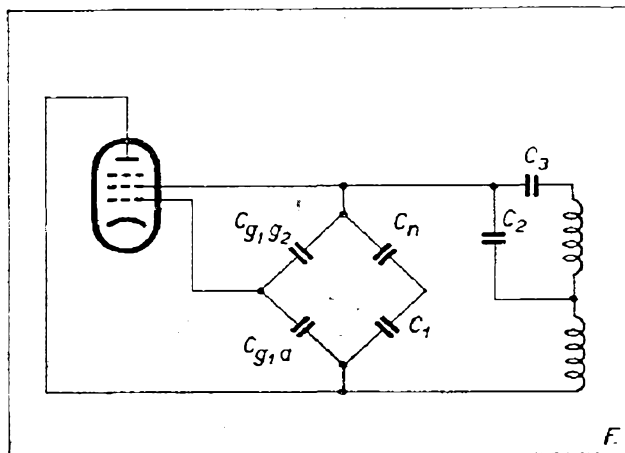
$$F = 2 f_m \cdot N,$$

při čemž N je počet postranních pásem přicházejících v úvahu. Při $N = 8$ vyjde tedy šíře 240 kHz. Vezmeme-li však v úvahu rozladění oscilátoru a změny kapacit při eventuální výměně elektronky, tu bychom museli počítat se šíří asi 260 kHz. Na štěstí však jde o úvahu ryze theoretickou: praxe totiž ukazuje, že nejvyšší modulační kmitočet nevybudí vysílač k plnému zdvihu, takže z celkové šíře pásma můžeme slevit asi na 200 kHz, a to již respektujeme kmitočtovou nestabilitu oscilátoru a eventuální změny kapacit při výměně elektronky.

Vyjdeme tedy z předpokladu, že vstupní obvody i obvody mezifrekvenčních zesilovačů včetně obvodu diskriminátoru nebo detektoru musí propustit šíři 200 kHz. Jak z teorie tak i praxe však víme, že výsledná křivka několika shodných, za sebou řazených laděných zesilovačů, má podstatně menší šíři než jeden obvod. Tato závislost



Obr. 27 a



Obr. 27 b

může být vyjádřena přibližným vzorcem:

$$F_n = \frac{F}{4 \cdot 1,1\sqrt{n}}$$

Při požadované výsledné šíři 200 kHz musel by každý ze dvou pásmových filtrů mít zesilovačů a jednoho obvodu detektoru mít vlastní šíři asi 265 kHz. Pro obtíže při přesném nastavování těchto obvodů, obzvláště pak v amatérské praxi, je výhodnější konstruovat tyto obvody pro šíři větší, asi 300 kHz.

Činitele Q takových obvodů možno přibližně určit ze vzorce

$$Q = \frac{2 f_n}{F}$$

Při mezifrekvenčním kmitočtu 10,7 MHz a šíři 300 kHz vyjde nám Q přibližně 48,5.

K bodu 3. Na mezifrekvenčních stupních používáme obvykle velmi strmých elektronek. Tak elektronka 6F31 má strmost 4,2 mA/V, lineární pentoda 6F32 má $S = 5$ mA/V. Při těchto strmostech je dosti obtížné udržet elektronku na uzdě tak, aby se nerozkmitala vlivem vnitřní kapacity anoda-mřížka. Proto také zatěžovací impedanci elektronky nesmíme volit příliš vysokou a dbát, aby nedosahovala hodnoty kritického odporu, určitého podle vzorce

$$R_{krit} = \frac{2}{C_{ga} \cdot S}$$

K zamezení rozkmitání používáme ještě neutralisace, jejíž příklad je znázorněn na obr. 27a a její náhradní zapojení obr. 27b. Z obrázků je zřejmo, že kapacity elektrod elektronky jsou neutralisovány přidavnými kapacitami. Nevýhodou této neutralisace je kmitočtová závislost.

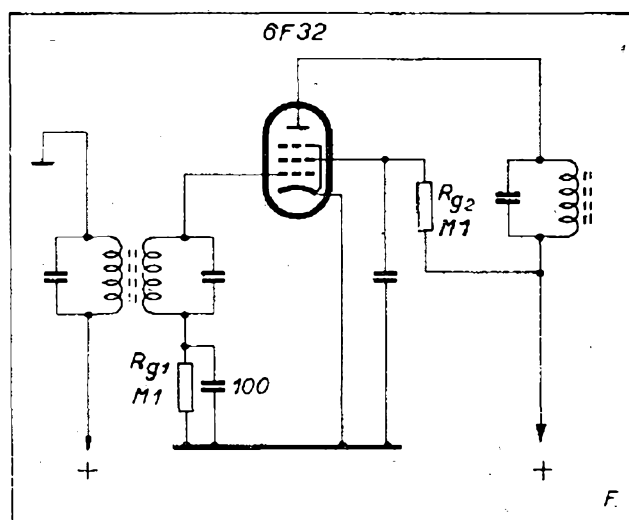
Tam, kde ke správné funkci diskriminátoru potřebujeme neproměnné amplitudy, řešíme obvykle poslední mezifrekvenční zesilovač jako omezovač. Lze jím odstranit poruchy impulsové povahy a někdy také skreslení, způsobené malou šíří pásma. Elektronka

pracuje bez mřížkového předpětí a mřížka je navíc spojena s katodou RC - členem s malou časovou konstantou. Zesílení a účinnost omezení jsou určeny velikostí napětí na stínící mřížce (obr. 28). Pro správnou funkci takového omezovače je však nutné, aby změny amplitudy byly větší než $1 V_{eff}$.

6. Oscilátor a směšovač

Není náhodou, že tyto oba odlišné funkční prvky popisujeme v jedné kapitole. U KM přijímačů svěřujeme obě funkce jedné elektronce, triodě nebo pentodě. Pokud jde o oscilátor, tu pochopitelně žádáme vždy kmitočtovou stabilitu při dostatečně velkém nakmitaném napětí. Úzkostlivě dbáme toho, aby oscilátor nevyzařoval do anteny. Dosahujeme toho jednak předřazením vysokofrekvenčního stupně, jednak způsobem vazby.

U směšovačů pracujících na VKV opouštíme multiplikativní směšovače s hexodou pro jejich malou strmost, nízký vstupní odpor a vysoký šumový odpor. Volíme raději způsob směšování additivního za použití triody, která má směšovací strmost vyšší než hexoda a také poměrně vysoký vstupní odpor. Obzvláště s hlediska šumu je trioda podstatně výhodnější než elektronka s více elektrodami. Malý vnitřní odpor triody je však nevíтанou vlastností, neboť leží paralelně k obvodu v její



Obr. 28

anodě a tím jej citelně tlumí. Z výhod však nutno ještě připomenout, že při additivním směšování pomocí triody vystačíme s poměrně malým napětím oscilátoru (asi $2 V_{sp}$), čímž je sníženo také nežádoucí vyzařování do anteny.

Vyzařování kmitů oscilátoru se bráníme připojením oscilátoru ke vstupnímu obvodu (zesilovači) můstkovým zapojením pomocí kapacitního nebo induktivního děliče napětí. Tím potlačíme pronikání základního kmitočtu oscilátoru, nikoliv však jeho harmonických; harmonické potlačujeme důsledně zemněním, prováděným do jednoho bodu a zkracováním délky přívodů.

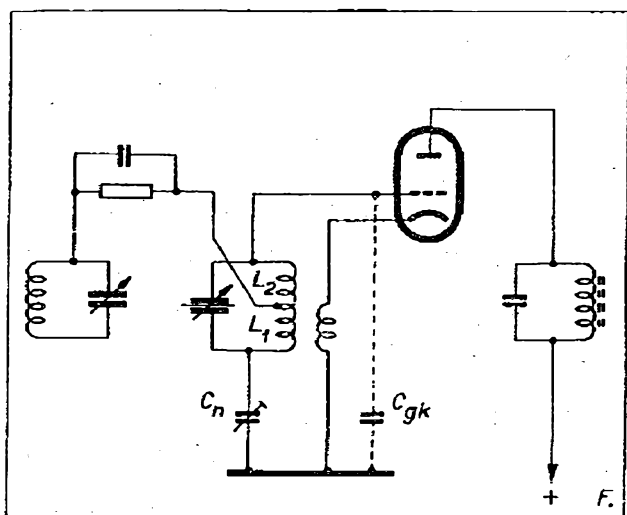
Zmíněný způsob vazby pomocí můstku lze provést tak, že můstek je buď součástí obvodu oscilátoru, nebo součástí vstupního obvodu. V prvním případě, znázorněném na obr. 29 a, je oscilační obvod oscilátoru laděn kapacitně. Cívka obvodu je rozdělena na dvě části, L_1 a L_2 a její střed je místem, kam je přivedeno vř napětí ze vstupního obvodu. Jelikož však mřížkový konec cívky L_2 je připojen k zemi kapacitou mřížka–katoda C_{gk} , zakončíme i konec cívky L_1 neutralizační kapacitou C_n . Tím nám vznikne můstek tvořený indukčnostmi L_1 , L_2 a kapacitami C_{gk} , C_n . Jelikož kapacita C_n je proměnná, lze jí celý můstek vyrovnat tak, aby v místě připojení vř vstupního napětí bylo nulové napětí kmitočtu oscilátoru. Ná-

hradní schema můstku je znázorněno na obr. 29 b. Aby nebyla rovnováha můstku porušena, je nutno použít k ladění oscilačního obvodu symetrického otočného kondensátoru. Ladění je ovšem možno provádět změnou indukčnosti.

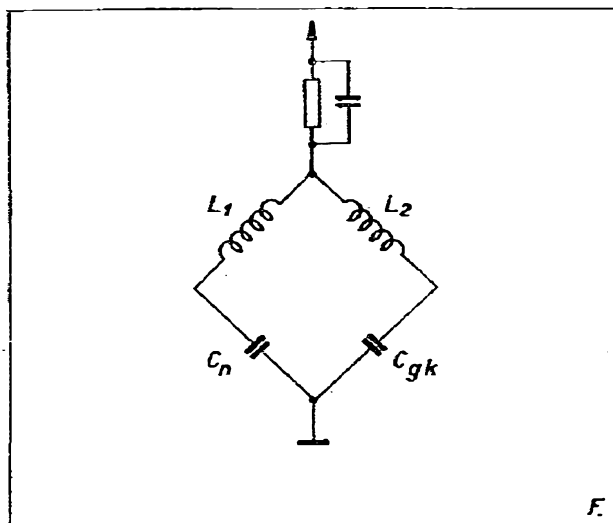
Na obr. 30 je znázorněno provedení můstku v anodovém obvodu vstupní elektronky. Na rozdíl od předchozího způsobu je zde použito kapacitního děliče C_2 , C_3 , který spolu s kapacitami C_{gk} , C_n tvoří můstek (obr. 30 b).

V obou těchto zapojeních byla funkce oscilátoru i funkce směšovače svěřena jedné triodě. Proto nazýváme toto zapojení kmitajícím triodovým směšovačem. Méně obvyklé je rozdělení těchto dvou funkcí do dvou triod, jak je znázorněno na obr. 31a a obr. 31b. První obraz znázorňuje provedení směšovače s vazbou do mřížky, druhý s vazbou do katody.

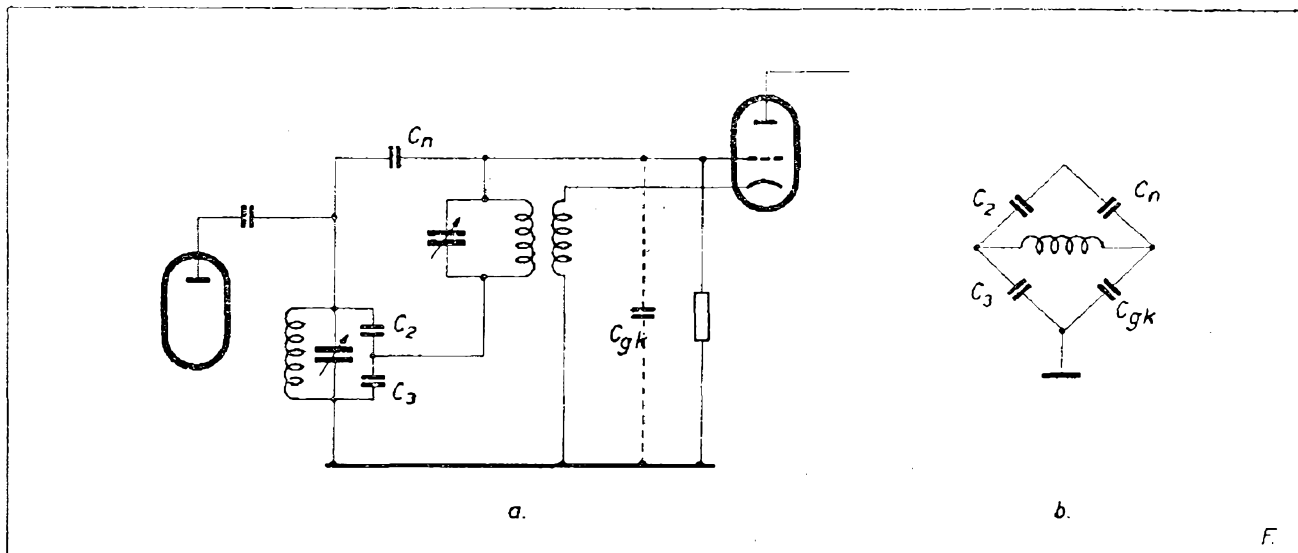
U oscilátorů pracujících na středních nebo krátkých vlnách dosahujeme kmitočtového rozsahu 1 : 3, i více. U oscilátorů, pracujících na VKV pásmech, nemůžeme dosahovat takových rozsahů, neboť LC poměr oscilačního obvodu je nepříznivě zatížen rozptylovými kapacitami. Větší přírůstek ladící kapacity poměr LC zhoršuje natolik, že amplituda oscilačních kmitů se zmenšuje, až ustane. Proto můžeme počítat s rozsahem kmitočtů v poměru maximálně 2 : 3. Na štěstí však rozsahy rozhlaso-



Obr. 29 a



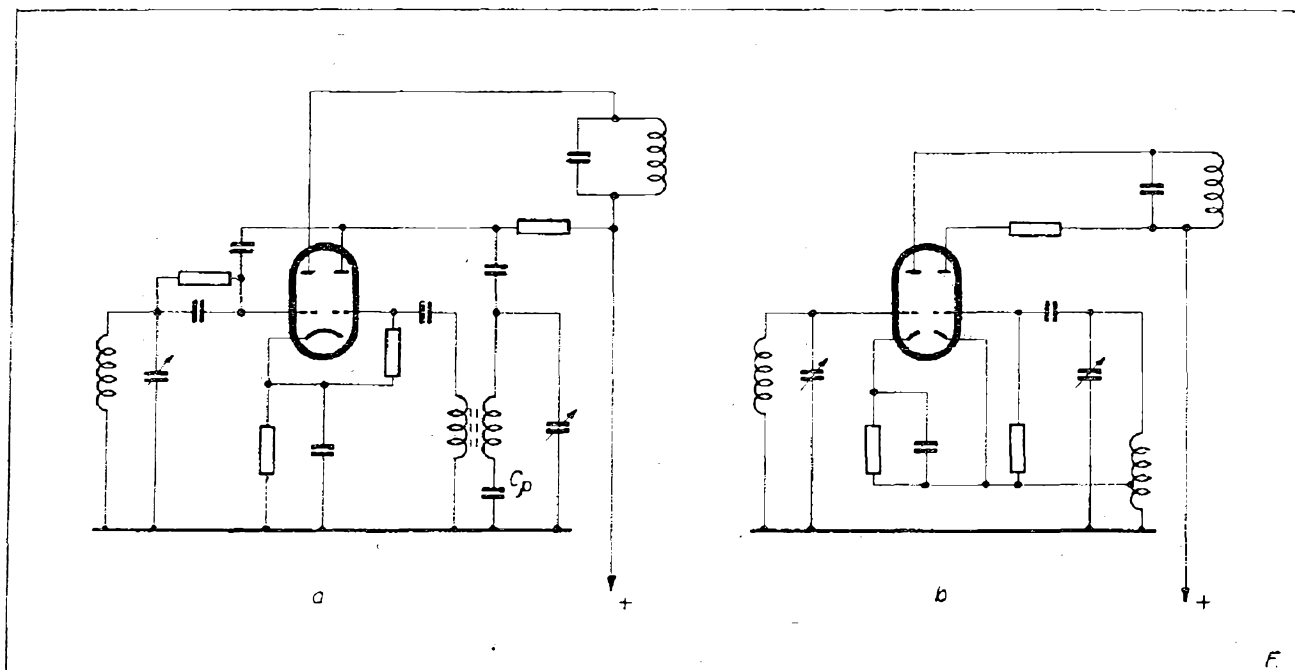
Obr. 29 b



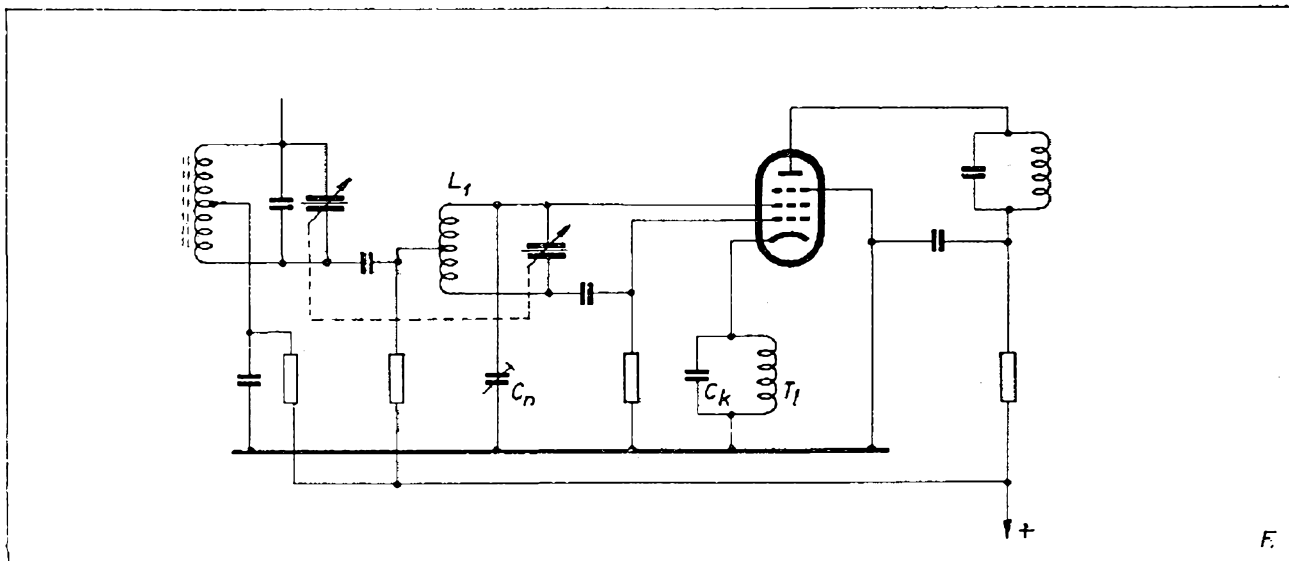
Obr. 30

vých pásem na VKV nejsou větší než poměr 4 : 5, takže s tohoto hlediska není uvedena nesnáž nijak tíživou. Nemůžeme však počítat s tím, že jedním rozsahem přijímače bychom mohli uspokojivě obsáhnout dva rozhlasové rozsahy (ku př. rozsah 66,5 MHz – 67,5 MHz a rozsah 87 MHz–100 MHz). To je nedosažitelné již i s hlediska souběhu.

K účelům kmitajícího směšovače lze použít i pentody. Tento málo obvyklý způsob, znázorněný na obr. 32, je používán ponejvíce u konstrukcí jednoduchých amatérských přijímačů. Na funkci oscilátoru se zde podílí katoda, pracovní a stínící mřížka. Oscilátor pracuje v třibodovém zapojení, takže ve středu cívky L_1 je nulové napětí. Do tohoto místa je přivedeno vf napětí ze



Obr. 31



Obr. 32

vstupního obvodu. Tím je provedeno připojení oscilátoru ke vstupnímu obvodu tak, aby oscilační napětí nemohlo pronikat do vstupního obvodu. Praxe však ukazuje, že nalezení místa nulového potenciálu na odbočce cívky L_1 je dosti nesnadné. Jelikož šumový odpor je velmi vysoký a vstupní odpor nízký, nelze tímto kmitajícím směřovačem dosáhnout tak dobrých výsledků, jak tomu bylo u triody.

7. Nízkofrekvenční zesilovač

Kdo přistupuje ke stavbě přijímače pro kmitočtovou modulaci, činí tak především proto, aby využil jejich předností. Tou je především kvalitní přenos hudby a řeči v celé šíři jejich přirozeného tónového rozsahu. Je-li tato možnost dána na straně vysílače, musí být i na straně přijímače postaráno o to, aby tyto přednosti mohly být využity. Proto je nutno nízkofrekvenční část přijímače řešit tak, aby s malým skreslením mohla reprodukovat co největší kmitočtový rozsah. Je mimo rámec tohoto popisu pojednávat o druzích nízkofrekvenčních zesilovačů. Musí však být řečeno, že zesilovací stupně nemají mít skreslení větší než 2 %, výstupní transformátor má být konstruován pro kmitočtový rozsah 40 Hz až 12 kHz. Také volba reproduktoru je choulostivou zá-

ležitostí s hlediska jeho kmitočtové charakteristiky. Reproduktorům by jistě prospěla úprava v solidně vyřešené bass-reflexové skříni.

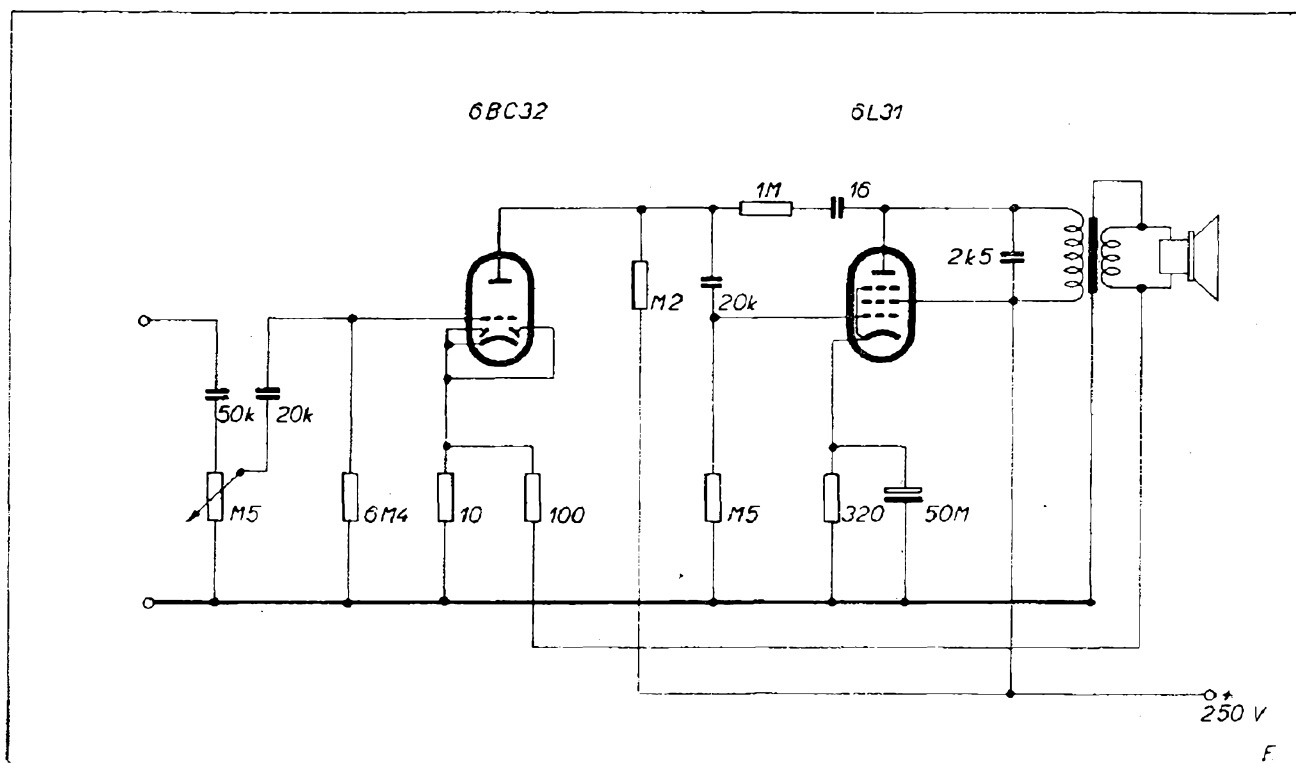
Obr. 33 znázorňuje zapojení nízkofrekvenčního zesilovače, který při poměrné jednoduchosti dobře splňuje požadavky na dobrou reprodukci.

8. Anteny

U rozhlasových přijímačů pro střední a krátké vlny bývá otázka anteny obvykle zanedbávána a majitelé takových přijímačů se rádi spokojují s antenou náhražkovou. U přijímačů pracujících na VKV je antena stěžejní otázkou jakostního příjmu. S náhražkovou antenou lze vystačit jen v několika málo případech, a to jde ještě o antenu laděnou.

Dobry příjem na VKV předpokládá však nejenom správně pro daný kmitočet nebo pásmo konstruovanou antenu, nýbrž i správně navržený a provedený přenos energie z anteny do vstupních obvodů přijímače. To znamená, že antena musí být správně naladěna na požadovaný kmitočet nebo pásmo, musí být přizpůsobena svodu, který musí svou impedancí opět odpovídat impedanci vstupního obvodu.

Abychom zvýšili zisk anteny, stavíme anteny o několika prvcích, čímž dosahujeme jednak směrovosti anteny, jed-



Obr. 33

nak zvýšení zisku v žádaném směru. Počet užitých prvků však ovlivňuje impedanci anteny, takže v mnoha případech je nutno zavést mezi antenu a její použitý svod zvláštní transformační člen.

Pro příjem na širším pásmu je nutno antenu řešit jako širokopásmovou, čímž ovšem její zisk klesá. Jelikož tyto anteny jsou vesměs směrové, je vhodné je upravit jako otáčivé.

Pro naše účely se zmíníme jen o tom nejdůležitějším. Nejjednodušší antenou je jednoduchý dipól neboli půlvlnná antena.

Ideální dipól má v místě napájení impedanci 70Ω . Jeho vyzařovací diagram v horizontální rovině je přibližně kruhový a symetrický na obě strany. Přibližnou délku dipólu pracujícího na VKV určíme vynásobením poloviny délky přijímané vlny koeficientem 0,94. Spojením dvou dipólů, z nichž jeden zastává funkci zářiče a druhý funkci transformačního členu, nazýváme skládaným dipólem. Jeho impedance je přibližně 300Ω . Délku této anteny

(včetně bočních spojek) lze přibližně stanovit ze vzorce:

$$L = \frac{29\,100}{f} \text{ [cm, MHz].}$$

Směrnosti obou druhů dipólů dosahujeme přidáním jednoho nebo více přidavných prvků. Prvek umístěný před dipólem (ve směru k vysilači) se nazývá direktor, je obvykle asi o 4 % kratší dipólu a bývá umístěn ve vzdálenosti 0,1 až 0,4 vlnové délky přijímaného kmitočtu. Prvek umístěný za antenou se nazývá reflektor, bývá asi o 5 % delší dipólu. I zde bývá volena vzdálenost 0,1 až 0,4 vlnové délky.

Přídavné prvky přinášejí však snížení impedance anteny. Ta je závislá na množství prvků, jejich délce a vzdálenosti od dipólu. Proto je často nutné převádět impedanci anteny na impedanci napájecího vedení pomocí různých přizpůsobovacích členů.

Je ovšem mimo rámec našeho popisu zabývat se obšírnou a komplikovanou problematikou anten. Proto musíme odkázat zájemce na odbornou literaturu o antenách.

Popis adaptoru pro kmitočtovou modulaci.

9.0. Mechanická sestava

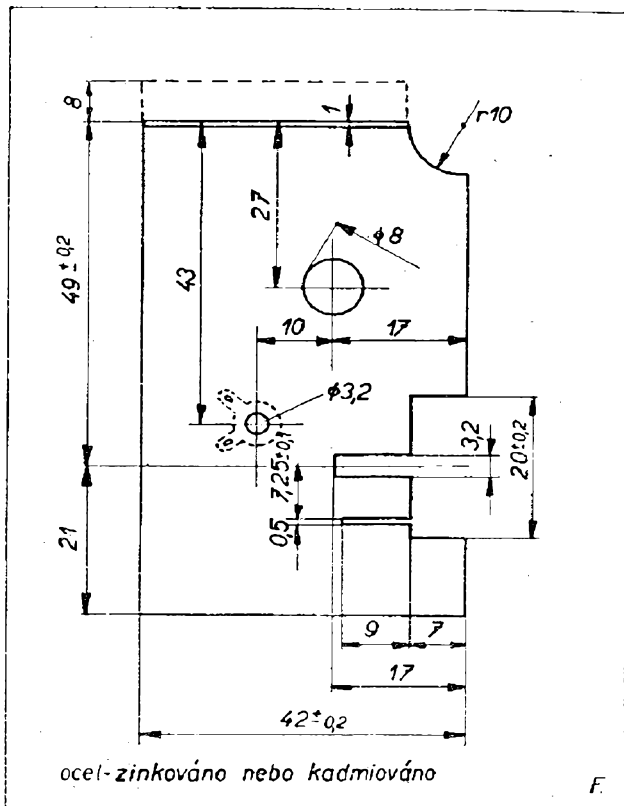
U amatérských přístrojů se dosti často setkáváme s tím, že mechanický základ přístroje není dostatečně propracován. Při práci na VKV je však otázka mechanické stability přístroje otázkou, která se přímo podílí na správné funkci přístroje. Proto musíme těmto otázkám věnovat zvýšenou péči. Týká se to jak kostry, tak i součástí s ní spojených.

Kostra adaptoru je zhotovena z ocelového plechu o síle 1 mm. Kostra (obr. 34 na str. II. obálky) je ohnuta na ohybačce a v rozích svařena. Pevnosti však nebude na závadu, jestliže bočnice kostry budou zhotoveny zvláště a ke kostře budou přibodovány nebo přinýtovány. Kostra je povrchově upravena zinkováním nebo kadmiováním. Je snad samozřejmé, že ohýbání a sváření předchází navrtání všech otvorů.

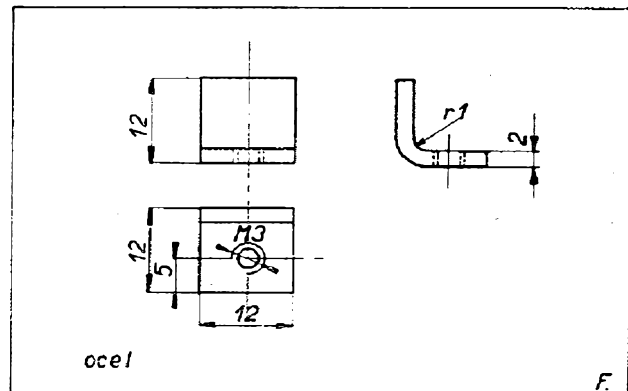
Kostra je přichycena k základní dřevěné nebo lépe ocelové desce pomocí

úhelníků znázorněných na obr. 36. Úhelníky jsou k ní přibodovány nebo přinýtovány. Tímto způsobem je k boční stěně kostry uchycena i stínicí přepážka, znázorněná na obr. 35. Tato přepážka má na jedné straně výřezy pro objímku elektronky 6CC42. Přepážka rozděluje objímku na dvě poloviny, přičemž jeden z vývodů objímky a její střední nožka zapadají do příslušných otvorů v přepážce. Tyto vývody objímky připájíme do otvorů přepážky výkonější páječkou. Umístění i uchycení přepážky věnujeme dostatečnou péči. Otvor o průměru 3,2 mm v přepážce je určen pro dvojité pájecí očko. Neopomeňte proto ještě před upevněním přepážky toto očko přinýtovat; z obr. 35 je zřejmé, na které její straně je očko přinýtováno.

Jedna z bočních stěn kostry má otvory pro uchycení ladicích prvků. Tyto otvory jsou v místě, kde na výkrese 40 jsou značky C_3 a C_4 . Otvory jsou řešeny tak, že lze do nich upevnit buď kalitové trimry, nebo otočné vzduchové kondensátorky. Oboje toto řešení je náhradním, neboť zatím není na trhu vhodný malý duál. Šťastnější majitel dobrých malých otočných kondensátorků s pevnou nevykyvnou osou dá jistě přednost použití těchto kondensátorků, které centrálně upevní do středních otvorů. Takové kondensátorky lze výhodně mechanicky spráhnout pomocí dvou bubínků, nasazených na jejich osy a tím dosáhnout souběhu v žádaném



Obr. 35



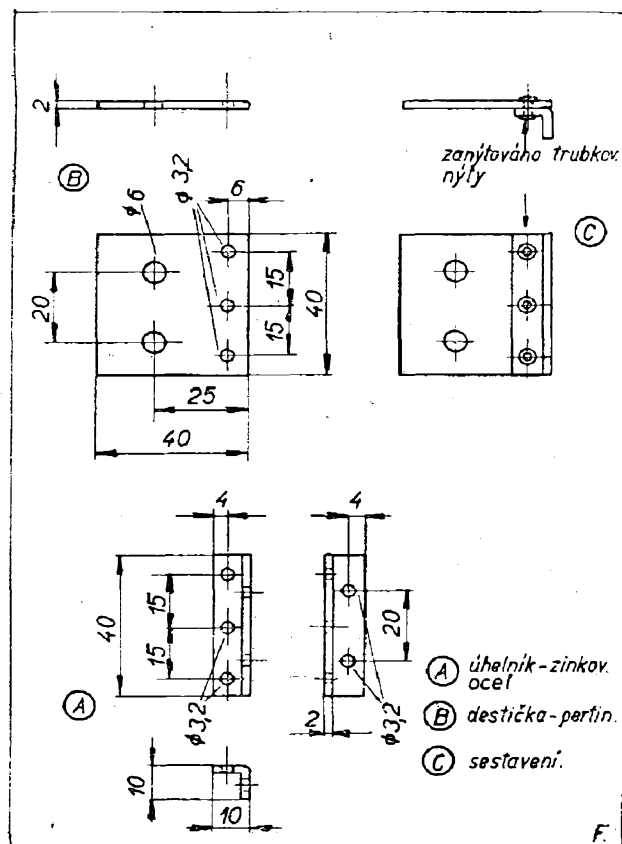
Obr. 36

pásmu. (Viz obraz na titulní straně.)

Kalitové trimry přichytíme ke kostře pomocí šroubů M2 a distančních trubíček znázorněných na obr. 39. Ten, kdo je nucen použít kalitových trimrů, nemusí být nešťasten, neboť obvod zařazený v anodě je poměrně široký, takže pro ladění v části rozhlasového pásma stačí ladit kondensátorkem oscilačního obvodu. Pro příjem zvukového doprodu pražské televizní stanice je pak pochopitelně vítané pevné nastavení na jeden kmitočet.

Na horní části kostry jsou upevňovací otvory pro držák antenních zdírek. Tento držák je rozkreslen na obr. 37. Je vyroben z ocelového úhelníčku a z pertinaxové destičky lepší jakosti.

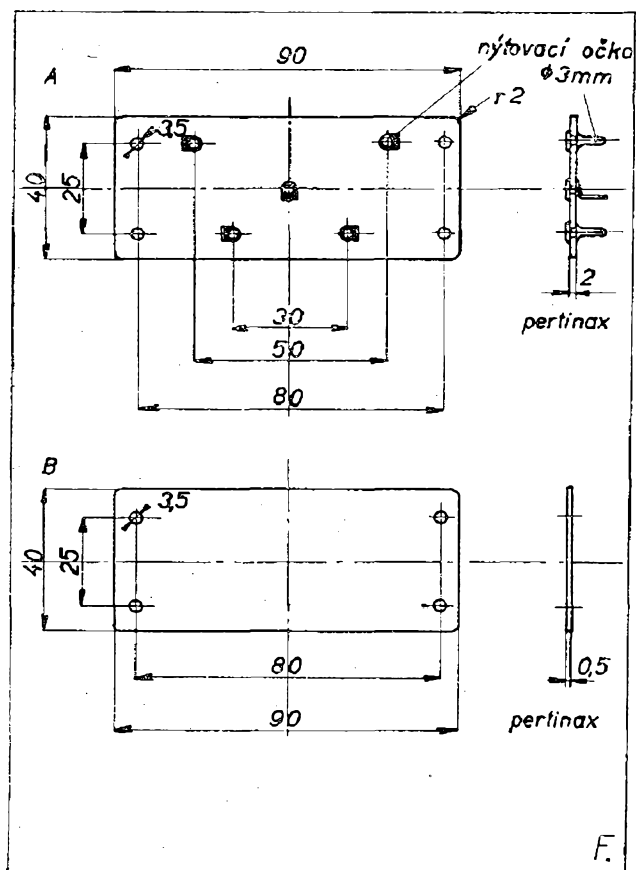
Na jednu vnitřní stěnu bočnice kostry je připevněna pomocí šroubků montážní destička pro členy poměrového detektoru. Od stěny kostry je izolována jinou pertinaxovou destičkou, která má zamezit dotyku přinýtovaných pájecích oček s touto stěnou. Pod matickami



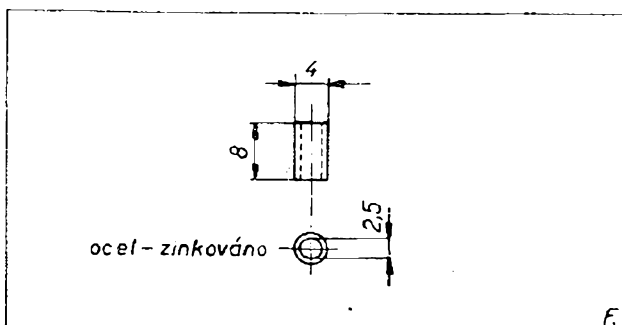
Obr. 37

spodních šroubů, kterými je destička upevněna k bočnici, jsou upevněna pájecí očka. Rozměry destičky jsou uvedeny na obr. 38, umístění pájecích oček je zřejmé z obr. 52.

Vrchní část kostry nese kromě uvedeného již držáku antenních zdírek ještě vstupní cívku, objímky elektronek, mezifrekvenční transformátory a cívku poměrového detektoru. Tyto součásti jsou umístěny v řadě, aby na sebe mohly funkčně navazovat a spoje byly co nejkratší. Umístění i natočení těchto součástí je zřejmé z obr. 42. Objímky elektronek nýtujeme dutými nýtky. Při výběru těchto nýtek dbáme toho, aby jejich výška byla maximálně o 1 mm větší než síla nýťovaných součástí. Týká se to především těch nýťovacích míst, kde současně s nýťováním objímky nýtujeme i pájecí očko. Obr. 40 nám ukazuje, v kterých místech nýtujeme pájecí očko spolu s objímkou. Pájecí očko se po řádně provedeném nýťování nesmí otáčet, neboť jinak jde o vadný zemnicí



Obr. 38



Obr. 39

bod, jehož odkrytí po skončené montáži bývá jenom dílem náhody. Nejvýhodnější jsou pájecí očka mosazná, postříbřená.

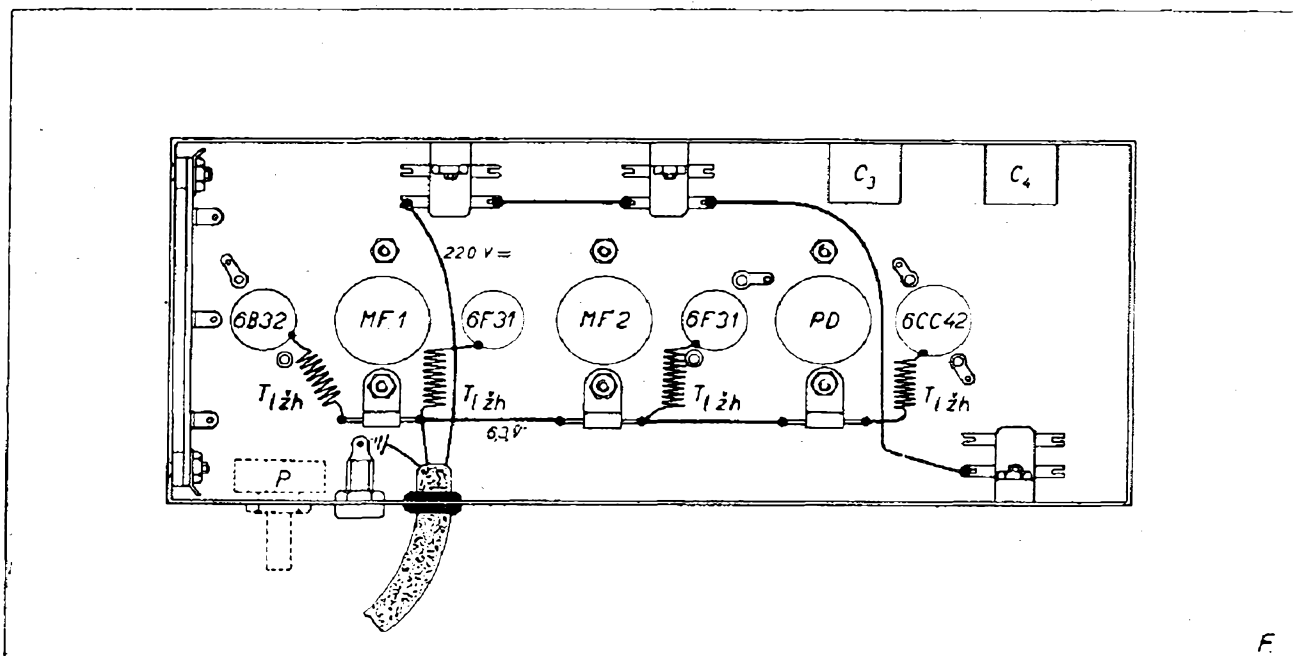
Po přinýtování objímek a pájecích oček připevníme ještě pájecí očka, zalísovovaná v bakelitových úhelníčcích, znázorněných na obr. 41. Úhelníčky upevníme pomocí šroubků M3, když předtím vložíme mezi maticku a výlisek papírovou podložku, která zabrání prasknutí úhelníčku při jeho upevňování. Některé z těchto úhelníčků mají na dosedací plošce vodící výčnělek, který před použitím úhelníčku opilujeme. Úhelníčky upevníme a natočíme tak, jak je to znázorněno na obr. 40. Tentýž obraz

nám prozradí, kam máme upevnit zdířky pro výstup z poměrového detektoru. Zdířka, vzdálenější od dna kostry, je izolována, zdířka bližší ke kostře je s ní galvanicky spojena.

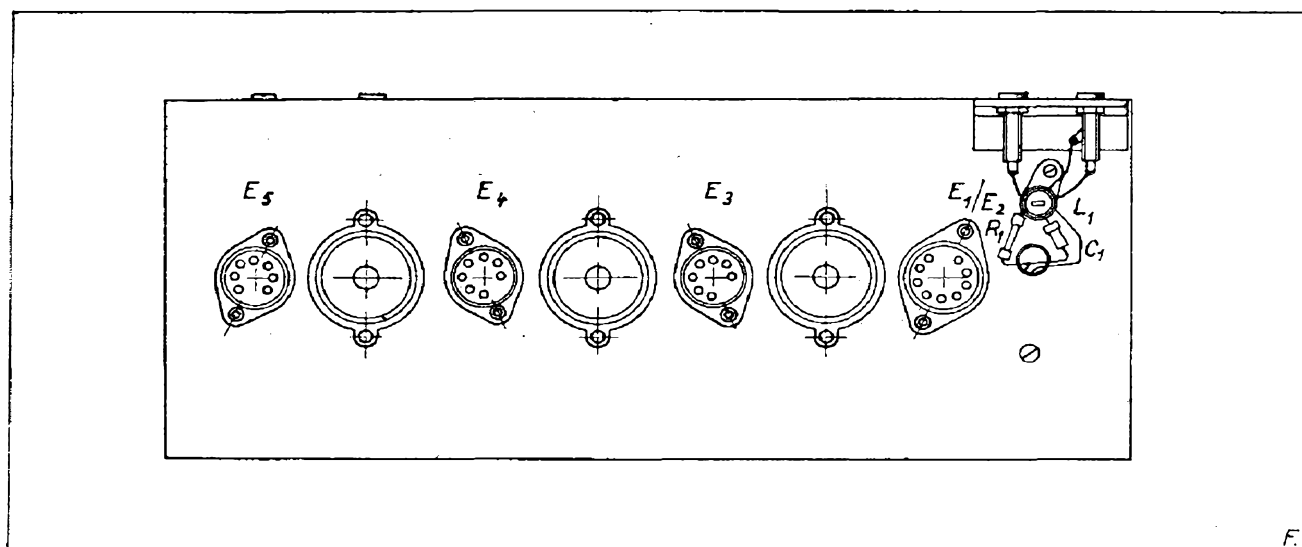
Použijeme pouze elektronkových objímek s ocelovou přírubou pro nasazení stínících krytů. Kryty cívek upevníme přírubami ke kostře po předchozím zajištění tělíska proti otáčení.

Těsně u uvedených otvorů pro zdířky výstupu je otvor o průměru 8 mm (obr. 40). Je určen pro potenciometr, který eventuálně může pomoci k vyrovnání poměrového detektoru v případě většího rozdílu vnitřního odporu diod. Cívku L_1 upevníme šroubkem M3 na horní část kostry do otvoru těsně u držáku antenních zdířek.

Rozměry kostry jsou tyto: délka 250 mm, šířka 100 mm, výška 45 mm. Pro ty pracovníky, kteří touží po zhotovení celého přijímače, nebude snad činit potíže prodloužit kostru o 150 mm a získat tím místo pro síťový usměrňovač a koncový stupeň. V takovém případě se bočnice, která nesla montážní desičku pro členy poměrového detektoru, změní v přepážku, která bude buď přibodována nebo přinýtována.



Obr. 40. Opravte si v obrázku: PD na MF1 a MF1 na PD



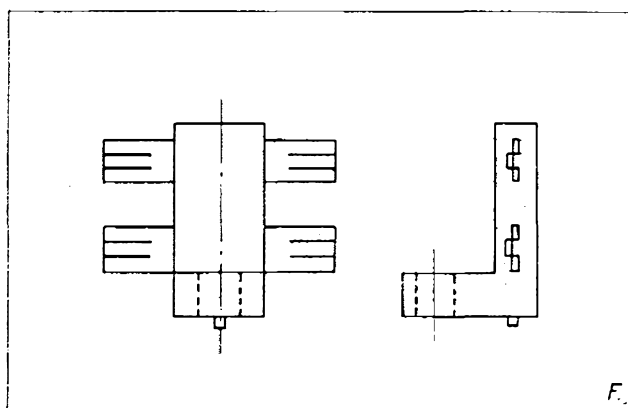
Obr. 42

9.1. Zhotovení cívek

Adaptor obsahuje tyto tlumivky a cívky:

- a) tlumivky do žhavení (Tl_{zh}),
- b) tlumivka pro mřížkový obvod vstupního zesilovače Tl_1 ,
- c) tlumivka pro anodový obvod vstupního zesilovače Tl_2 ,
- d) vstupní cívka zesilovače L_1 ,
- e) anodová cívka zesilovače L_2 ,
- f) cívka oscilátoru L_3 ,
- g) cívky prvního mezifrekvenčního zesilovače L_4 ,
- h) cívky druhého mezifrekvenčního zesilovače L_5 ,
- i) cívky poměrového detektoru L_6 .

K bodu a) Tlumivka Tl_{zh} je znázor-

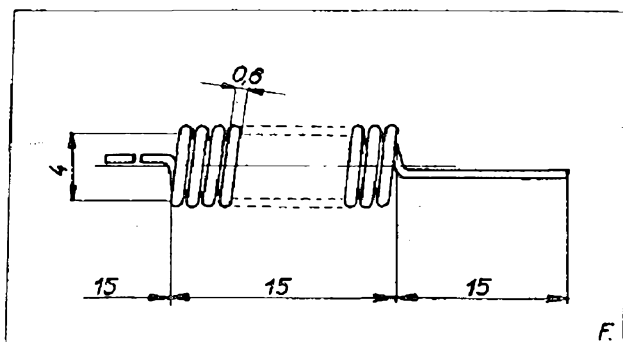


Obr. 41

něna na obr. 43. Je zhotovena z měděného smaltovaného vodiče (CuS) o průměru 0,6 mm, který je navinut na trn o průměru 4 mm a vinutí je roztaženo do délky 15 mm. Délka konců je maximálně 15 mm. Pro adaptor je třeba čtyř takových tlumivek.

K bodu b) Tl_1 je navinuta z měděného smaltovaného vodiče o průměru 0,2 mm na odporové tělísko odporu 0,25 W nebo přímo na odpor nejméně M1 pro zatížení 0,25 W. Vinutí je provedeno s mezerou 0,2 mm. Tlumivka má 20 závitů. Konce vinutí jsou připájeny nikoliv k vývodům, nýbrž k čepičkám odporů v místech, kde seškrábeme ochranný lak. Tl_1 je znázorněna na obr. 44.

K bodu c) Tl_2 , znázorněná na obr. 45, je vinuta podobně jako předchozí. Je

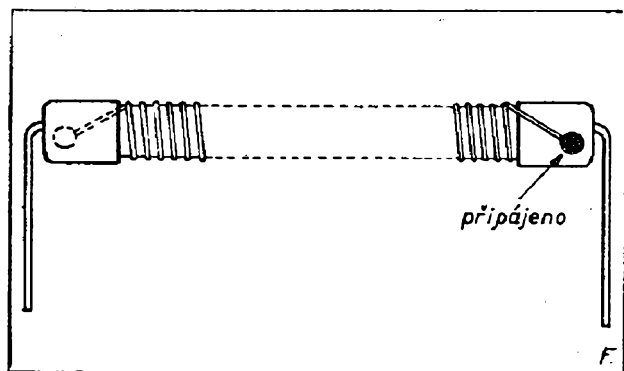


Obr. 43

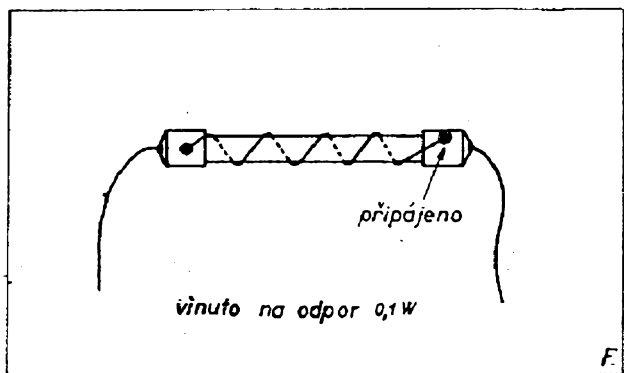
u ní však použito odporu M1 pro zatížení 1/10 W. Vinuto drátem CuS o průměru 0,3 mm v počtu 4 závitů.

K bodu d) Cívka L_1 je navinuta na bakelitovém tělisku o vnějším průměru 8,5 mm, pro železové jádro M 7/1 × 13. U bakelitového těliska opilujeme spodní část dosedací plošky do roviny, abychom uchycené tělísko mohli v určitých mezích natáčet.

Jak je zřejmo z obr. 46, L_1 má dvě vinutí, S_1 a S_2 . Vinutí S_1 je provedeno z měděného vodiče o průměru asi 0,5 mm, izolovaného smaltem, opředěného a lakovaného, o celkovém průměru izolovaného vodiče 1 mm. Vinutí S_2 je provedeno z měděného vodiče stříbřeného (nebo alespoň hlazeného). Oba vodiče vineme současně; začátek vinutí dobře zajistíme několikerým ovitím režné nitě. Po šesti závitech zajistíme tímtož způsobem i konec vinutí S_2 a z vinutí S_1 odvineme 3 závity, takže toto vinutí bude nyní mít pouze tři závity. Konec tohoto vinutí opět zajistíme.



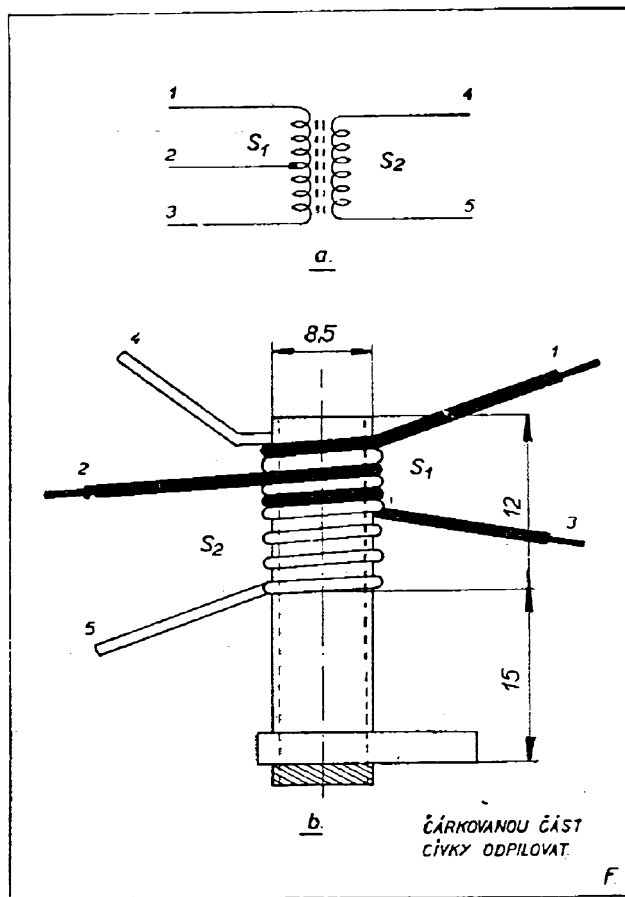
Obr. 44. - Tl_1



Obr. 45 - Tl_2

Jiný způsob vinutí je ten, že navineme nejdříve vinutí S_2 na trn menší než průměr tělíska, sejmeme jej a šroubovitě nasuneme na tělísko tak, aby mezi závity byla mezera 1 mm. Konce zajistíme a do mezer navineme 3 závity vinutí S_1 . V polovině závitu, tedy v 1 a 1/2 závitu, vinutí S_1 je vytvořena smyčka, vodič je stočen a odisolován. Tím vznikne střední vývod vinutí S_1 . Délka vývodů obou vinutí je asi 30 mm; při montáži ovšem vývody co nejvíce zkracujeme. Z obrázku je patrné, že začátky i konce obou vinutí jsou proti sobě posunuty o 180°. Přesné provedení cívky je patrné i z fotografie.

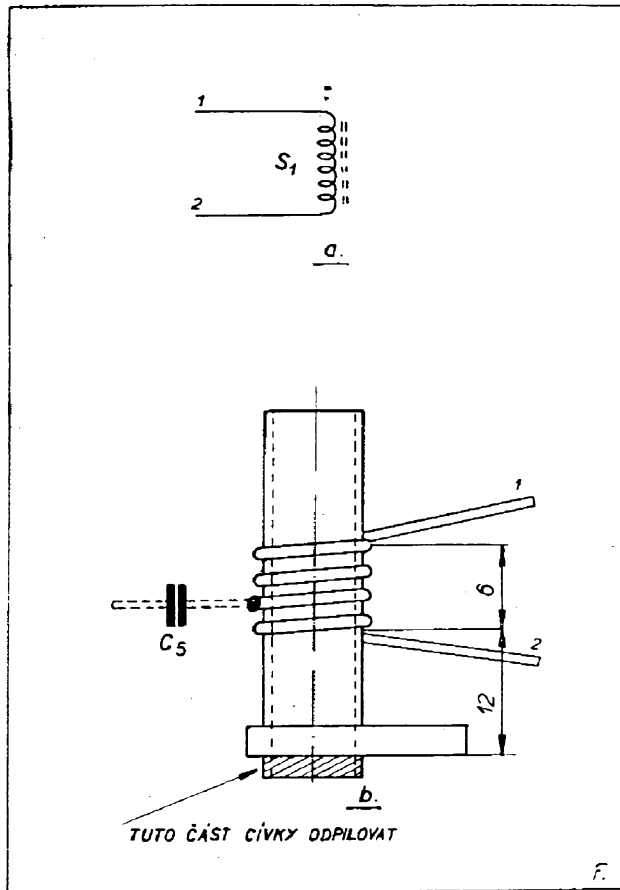
K bodu e) Cívka L_2 uvedená na obr. 47 je vinuta podobně jako cívka L_1 . K vinutí je použito opět měděného stříbřeného drátu o síle 1 mm, vinutí je provedeno válcově s mezerou 1 mm. Připojení kondensátorku C_5 nutno provést před upevněním cívky ke kostře.



Obr. 46 - L_1

Kondensátorek C_5 , který prochází stínicí přepážkou, je k cívce připájen 1 a $\frac{1}{2}$ závitu od jejího spodního konce, označeném na výkrese jako vývod 2. Umístění vinutí je jako v předchozím případě zřejmé z obrázku.

K bodu f) L_3 je znázorněna na obr. 48 a na fotografii. Cívka má 3 vinutí, S_1 , S_2 a S_3 . Použijeme téhož tělísko jako v případě cívek L_1 a L_2 . Nejdříve zhotovíme vinutí S_1 a S_2 . Obě vinutí mají po 2 závitech; vineme je těsně. Vinutí je z měděného vodiče o průměru 0,15 mm, izolovaného smaltem a hedvábím (CuSH). Začátky i konce obou vinutí dobře zajistíme jemnou, pevnou nití. Po jejich navinutí spojíme začátek vinutí S_2 s koncem vinutí S_1 , takže vznikne vlastně jedno vinutí s vyvedeným středem a s vývody označenými podle obr. 48 a čísly 1, 2, 3. Po navinutí zajistíme cívku ještě roztokem trolitolu v benzolu nebo zalévacím voskem.



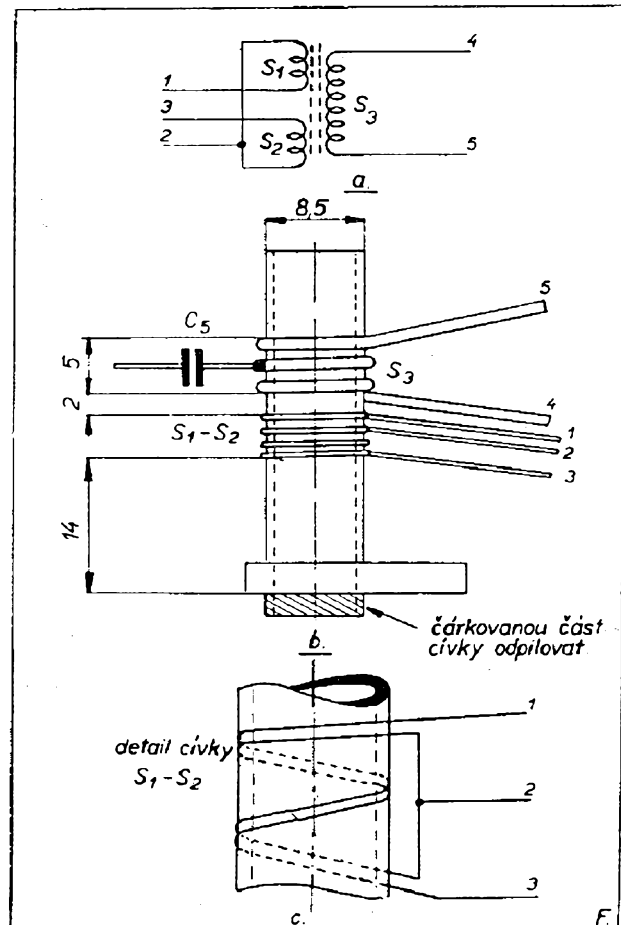
Obr. 47 - L_2

Po zhotovení vinutí S_1 S_2 zhotovíme ještě vinutí S_3 . Je jako v předešlých případech navinuto z měděného stříbrného vodiče o průměru 1 mm s mezerami mezi závity 1 mm. Počet závitů je 3.

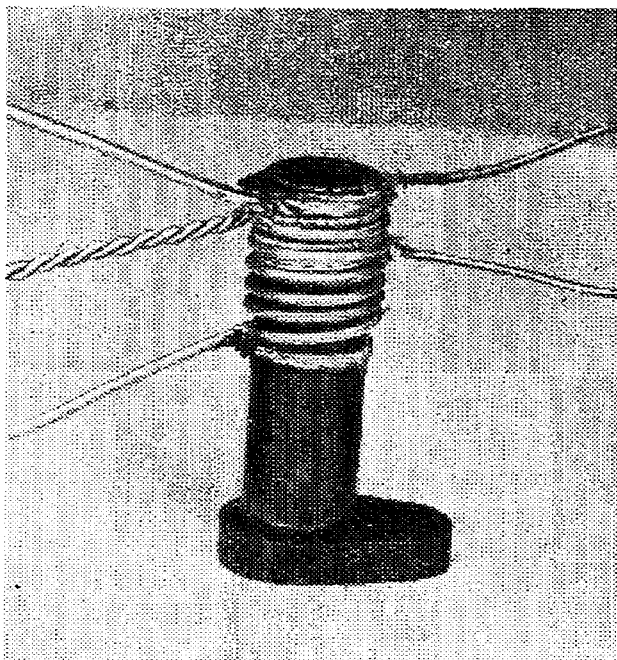
Mezi vinutím S_3 a S_1 - S_2 je vzdálenost 2,5 mm. Tuto vzdálenost je nutno dodržet. Začátky a konce všech vinutí leží v jedné přímce.

Je nutno připomenout, že k vinutí S_3 je připojen vazební kondensátorek, o němž byla již řeč při popisování L_2 . Je připájen v polovině závitů S_3 . Aby zmíněný kondensátorek C_5 mohl dobře projít stínicí přepážkou, je nutno dodržet vzdálenost vinutí od paty tělíska.

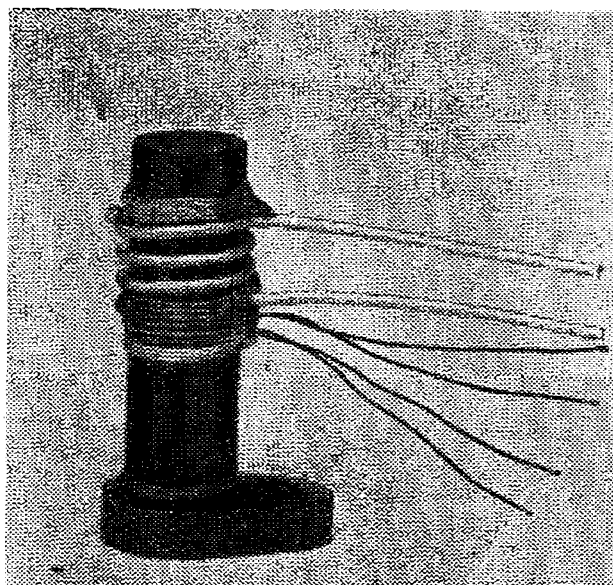
K bodu g) Cívka L_4 je znázorněna na obr. 49 a na fotografii. Je navinuta na bakelitovém tělísku o vnějším průměru 8 mm. Toto tělísko, jehož tvar a rozměry jsou zřejmé z obrázku, je běžně



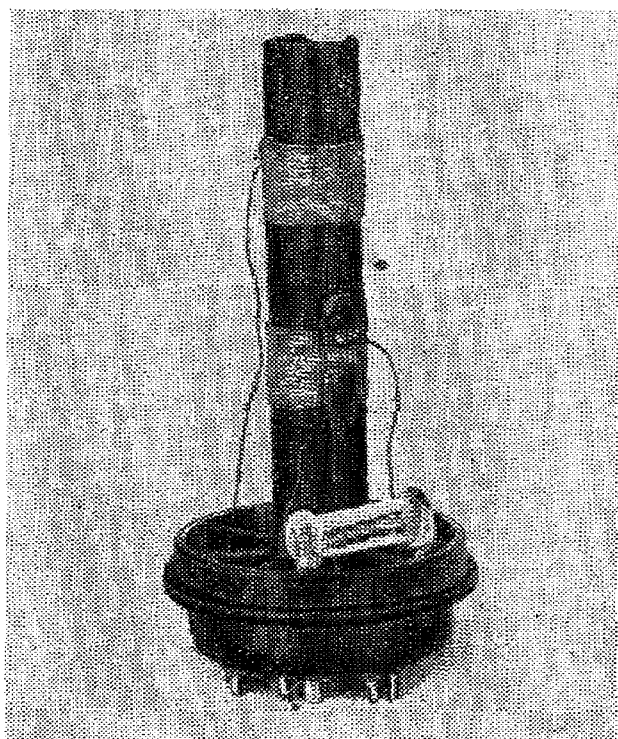
Obr. 48 - L_3



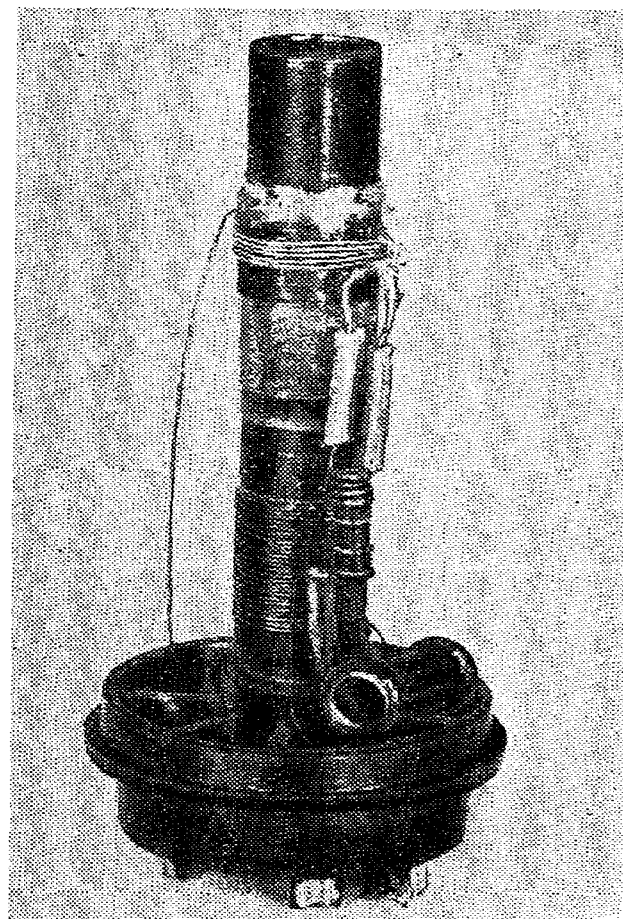
L₂ – anodová cívka vf zesilovače



L₃ – cívka oscilátoru



L₄ – cívka prvního mezifrekvenčního zesilovače



L₆ – cívka poměrového detektoru

k dostání. Je laděno železovým jádrem o jemném stoupání.

L_4 má vinutí S_1 a S_2 . Obě vinutí jsou shodná. Každé vinutí má 30 závitů z měděného vodiče o průměru 0,12 mm, smaltovaného a opředěného hedvábím (CuSH). Zajištění začátku a konce vinutí provedeme nejlépe tak, že vinutí podložíme proužkem pertinaxu o šíři asi 1 mm a síle 0,1 mm. Začátek i konec vinutí otočíme okolo tohoto proužku a na konec zajistíme malou kapičkou kompaundu (trolitulový lak na hladkém bakelitu neдрží). Takto provedeme obě vinutí a dbáme o to, aby vzdálenost vnitřních krajů vinutí byla 9,5 mm. Vinutí je provedeno válcově.

V patici tělíska vystačíme se čtyřmi symetricky rozmístěnými pájecími očky. K těmto pájecím očkům připojíme vývody vinutí podle vyobrazení 49 c. Vývody vinutí musí být vedeny asi uprostřed prostoru mezi cívkou a krytem, aby se nekřížovaly a nedotýkaly cívek.

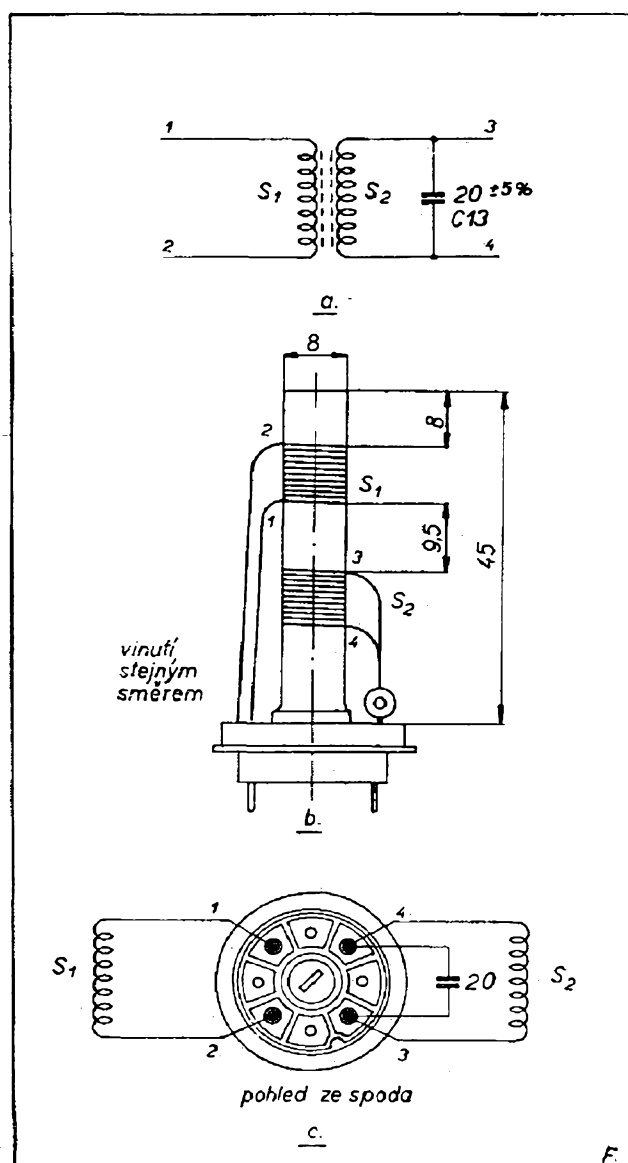
Vzdálenější, tedy krajní konce cívek jsou jejími horkými konci. Proto paralelní kondensátorek $20 \text{ pF} \pm 5\%$ musí být připojen tak, aby jeho vnější polep (zesílený konec) byl vždy připojen ke studenému konci cívky.

Patice tělíska má na okraji zářez, který je patrný i na našem obrázku. Uspořádáme proto pájecí očka i přívody podle obrázku a označme si na patici horký konec primáru, abychom při montáži nezaměnili vývody. Nutno připomenout, že primár cívky L_4 je laděn kapacitou elektronky a kondensátorem C_8 , umístěným vně krytu. Tento kondensátor svádí totiž vyšší harmonické oscilátoru k zemi. Proto nehledejme u primáru paralelní kondensátor.

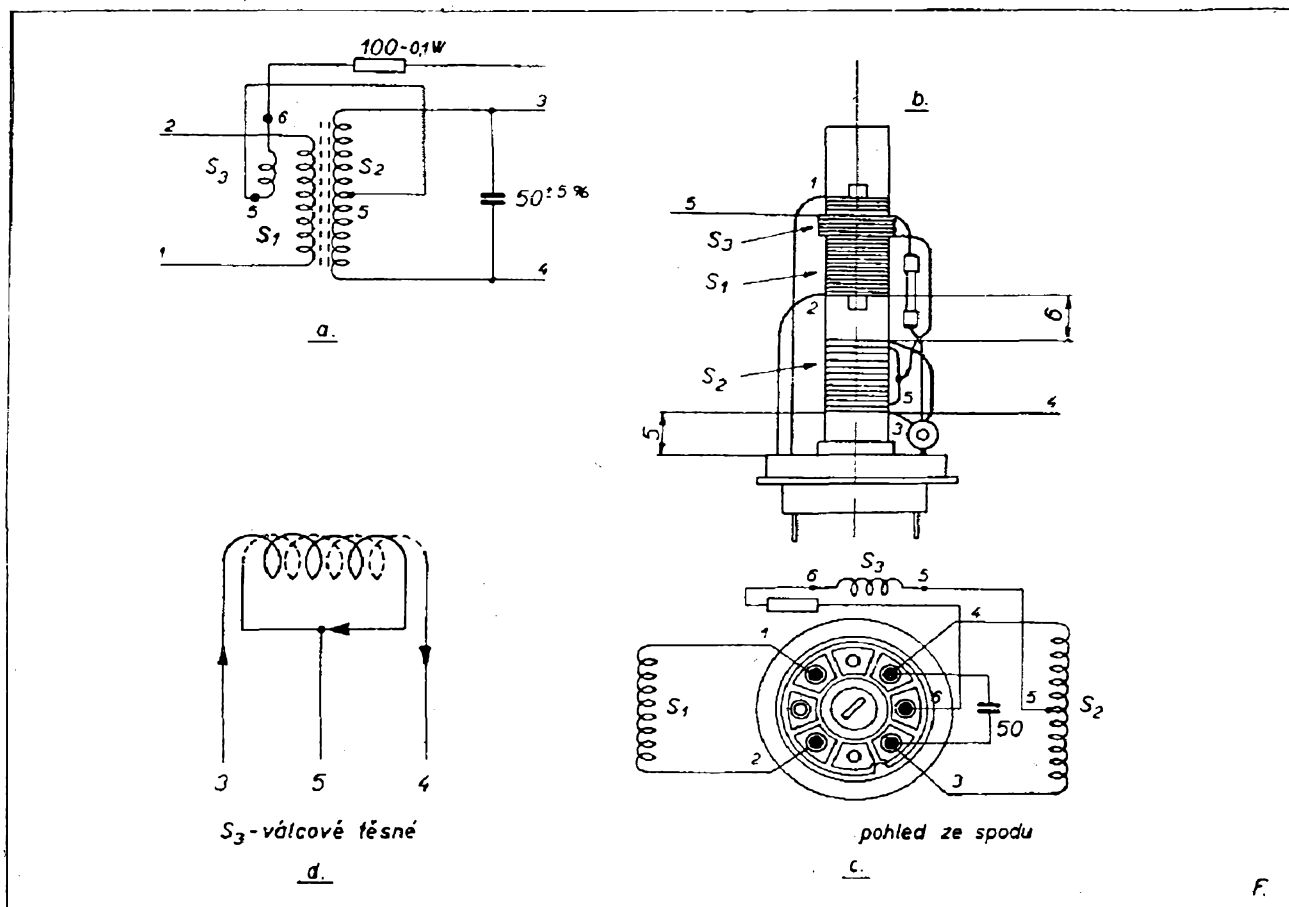
K bodu h. Vše co bylo řečeno u cívky L_4 , platí plnou měrou i pro cívku L_5 . Tato cívka se liší od předchozí pouze tím, že její primár je také laděn kapacitou $20 \text{ pF} \pm 5\%$. Počet závitů i druh vodiče i vzdálenosti cívek jsou shodné s hodnotami cívky L_4 .

K bodu i. Cívka poměrového detektoru (dále PD) označená jako L_6 je ze všech popsaných cívek nejnáročnější na pečlivé provedení. Je znázorněna na obr. 50.

L_6 používá téhož tělíska jako L_5 a L_4 . Rozmístění pájecích oček je zřejmé z obr. 50 c. Cívka má troje vinutí. Vinutí S_1 je vinutí primární, vinutí S_2 sekundární a vinutí S_3 je vinutí vazební. Započneme vinutím S_2 . Toto vinutí je provedeno podobně jako vinutí S_1-S_2 u cívky L_3 . Rozdíl je jedině v tom, že vinutí je provedeno s mezerou, odpovídající síle použitého vodiče. Vinutí má 2×14 závitů měděného vodiče o průměru 0,12 mm, smaltovaného a opředěného hedvábím (CuSH). Vineme současně čtyřmi vodiči, jejichž začátky zajistíme tímto způsobem jako u cívek L_4 a L_5 .



Obr. 49



Obr. 50

Vinutí je provedeno těsně; je nutno se vyhnout překřížení vodičů. Označíme-li tedy začátky vodičů čísla 1, 2, 3, 4, musí i jejich konce sledovat totéž pořadí. Po navinutí čtrnácti závitů zajistíme konec vodičů 1 a 3 proti rozvinutí, zatím co vodiče 2 a 4 odvineme. Tím nám vzniknou dvě vinutí vinutá s mezerami. Konec prvního vinutí spojíme se začátkem druhého vinutí, čímž nám vznikne žádané vinutí S_2 . Pro účely poměrového detektoru potřebujeme totiž, aby obě sekce tohoto vinutí byly co do hodnot indukčností a kapacit naprosto shodné. Konce tohoto vinutí připájíme k pájecím očkům, označeným na našem výkrese jako body 3 a 4 a paralelně k nim připájíme kondensátor C_{21} .

Vinutí S_1 má 70 závitů měděného vodiče o průměru 0,12 mm, smaltovaného a opředěného hedvábím. Toto vinutí, které je laděno pouze kapacitou elektronky, je připájeno svými konci k pá-

jecím očkům 1 a 2 (obr. 50 c). Je provedeno těsně, jeho začátek i konec jsou zajištěny jako u cívek L_4 a L_5 .

Je velmi důležité, aby vzdálenost vnitřních konců vinutí S_1 a S_2 byla přesně 6 mm.

Vinutí S_3 vineme na vinutí S_1 , podložíme je však slabým olejovým papírem nebo hedvábím. K vinutí použijeme měděného drátu o průměru 0,3 mm, smaltovaného a opředěného hedvábím. Vinutí má 5 závitů, začínajících těsně u začátku vinutí S_1 . Začátek vinutí, označený číslicí 6 připojíme k miniaturnímu (nebo subminiaturnímu) odporu 100Ω , který druhým koncem připojíme k pájecímu očku č. 6. Druhý konec tohoto vinutí, označený číslicí 5 připojíme ke střednímu vývodu vinutí S_2 označenému také číslicí 5. Všechna vinutí mají tentýž směr.

Vše co bylo řečeno o způsobu vedení

vývodů z jednotlivých vinutí u cívek předchozích, platí ve zvýšené míře u cívky L_6 .

9.2. Popis zapojení adaptoru

Způsob montáže a zapojování jednotlivých součástí přístroje má na jeho funkci nemalý vliv. Správnost zapojení je však závislá na tom, zda a do jaké míry je pracovník obeznámen s funkcí jednotlivých součástí přístroje. Proto předestláme tuto kapitolu, aby každému zájemci o adaptor byla před započítím zapojování umožněna představa o funkci jeho jednotlivých součástí. Proto nechť si každý zájemce vezme k ruce schema adaptoru uvedené na obr. 51 (otištěném na str. III. obálky) a sleduje s námi jeho zapojení.

9.2.0. Vstupní zesilovač

Signál zachycený antenou je přiveden do vstupního obvodu adaptoru souosým kabelem o impedanci 70Ω nebo linkou 240Ω ; vinutí S_1 a S_2 jsou členem, který impedanci kabelu přizpůsobí vstupnímu odporu elektronky E1, kterou je jednou z triod elektronky 6CC42. Tato elektronka je zesilovačem, který jsme ve všeobecné stati nazvali zesilovačem v mezizapojení. Pracuje v zapojení, které leží mezi zapojením zesilovače s uzemněnou mřížkou a zapojením zesilovače s uzemněnou katodou. Jak je tedy tento zesilovač uzemněn? Katoda elektronky E1 má – jak víme – vůči zemi určitou kapacitu. Nazveme ji kapacitou C_{kz} . Uzemníme-li nyní mřížku kondensátorem C_2 , vytvoří obě tyto kapacity dělič, jehož střed je uzemněn. To má tentýž účinek, jako by byl uzemněn některý ze závitů vinutí S_2 , cívky L_1 . Poměr kapacit C_{kz} ku C_2 určuje, ke kterému ze dvou zmíněných druhů zesilovačů se náš zesilovač blíží. Volba kapacity kondensátoru C_2 v našem případě má ten důsledek, jakoby zesilovač byl uzemněn asi v jedné polovině závitů vinutí S_2 , cívky L_1 . Odpor R_1 je katodovým odporem elektronky E1. Na této funkci nic nemění okolnost, že je zapojen v mřížkovém obvodu elektronky, neboť ta je stejnoměrně uzemněna cestou katoda – vinutí S_2 – odpor R_1 a tlumivka T_1 , která současně zabraňuje vysokofrekvenční složce uniknout

k zemi. Kondensátor C_1 tvoří zkrat pro vysokofrekvenční proudy.

Do serie s anodovým pracovním odporem, tvořeným cívkou L_2 a kondensátorem C_3 , je vložena vysokofrekvenční tlumivka T_2 , která brání vzniku nežádoucích oscilací.

Anoda elektronky je napájena seriově přes odpor R_2 . Jelikož chceme použít nesympetrického ladicího kondensátoru a tento kondensátor uzemnit, oddělujeme stejnosměrnou složku napájecího proudu kondensátorem C_4 , takže C_3 může být uzemněn.

9.2.1. Oscilátor - směšovač

Elektronkou E2 je druhá trioda duodiody 6CC42, která pracuje jako oscilátor-směšovač. Vinutí S_1 , S_2 a S_3 cívky L_3 jsou součástí oscilačního obvodu. Vinutí S_3 je laděno kondensátorem C_6 a je s anodou elektronky E2 je vázáno kapacitně kondensátorem C_7 . Anoda této elektronky je spojena s kostrou kondensátorem C_8 , který svádí k zemi vyšší harmonické oscilátoru.

V mřížkovém obvodu elektronky E2 je zapojena cívka tvořená symetrickými vinutími S_1 a S_2 . S_1 spolu s kapacitou elektronky C_{gk} a S_2 spolu s kapacitou C_9 tvoří ramena můstku, v němž místo spojení S_1 a S_2 je místem nulového vysokofrekvenčního potenciálu kmitočtu oscilátoru. Do tohoto místa je zapojena vazební kapacita C_5 , která přivádí zesílené napětí přijímaného signálu. Oba signály, přijímaný i pomocný jsou tedy přítomny na pracovní mřížce elektronky E2, která kromě funkce oscilátoru plní ještě funkci additivního směšovače. Odpor R_3 , zapojený mezi katodu a konec vinutí S_2 je mřížkovým svodem elektronky.

Kromě vinutí S_3 cívky L_3 nalézáme u elektronky E2 ještě další anodový obvod. Je jím pásmový filtr prvního mezifrekvenčního zesilovače. Primár tohoto filtru s vinutím S_1 , je laděn kapacitou C_8 spolu s výstupní kapacitou elektronky. Kondensátor C_{10} , kterým je uzemněn studený konec vinutí S_1 , není pouze kondensátorem zemnicím, nýbrž je součástí kompenzačního členu, jehož dalším členem je i kondensátor C_4 , který současně v obvodu L_2 — C_3 odděluje stej-

nosměrnou složku. Oba tyto členy, tedy C_4 a C_{10} jsou spojeny vazební kapacitou C_{11} . Účelem této kompensace je zvýšení vnitřního odporu elektronky, žádoucího pro funkci směšovače.

Abychom dosáhli souběhu obvodů L_2-C_3 s L_3-C_6 , vložíme do serie s kondensátorem C_6 pevný kondensátor C_{12} , který má shodnou kapacitu s kondensátorem C_4 .

9.2.2. Mezifrekvenční zesilovače

Adaptor má dva mezifrekvenční zesilovače osazené elektronkami 6F31. Je zde použito pásmových filtrů. Filtry jsou konstruovány pro $f_0 = 10,7$ MHz. Jejich šíře na B 2 (rozladění, při kterém klesne nakmitané napětí na $1/2$), je 350 kHz. Jejich vinutí jsou laděna paralelními kapacitami C_{13} , C_{16} a C_{17} o hodnotě $20 \text{ pF} \pm 5 \%$. Druhý mf zesilovač pracuje jako omezovač amplitudy.

V zapojení zesilovačů není celkem nic mimořádného. Jen v obvodech g_2 nalézáme neobvyklé uspořádání zemnicích kapacit, které v našem případě jsou zapojeny podle popisu neutralisace, uvedené ve všeobecné části, v kapitole pojednávající o mezifrekvenčních zesilovačích.

9.2.3. Poměrový detektor

K demodulaci a detekci kmitočtové modulovaného signálu bylo v adaptoru použito poměrového detektoru. Detekci obstará dvojitá dioda 6B32. Lze použít také duodiody 6B31; její nevýhodou je však nesouměrné provedení vývodů elektrod.

Funkce tohoto detektoru byla již dostatečně popsána v kapitole o demodulátorech pro kmitočtovou modulaci. Připomeňme tedy jen, že u kondensátorů C_{24} a C_{25} má být zachována předepsaná kapacita.

Totéž týká se i členů kmitočtové korekce, R_{17} a C_{27} , které upravují kmitočtovou charakteristiku tím, že sniží úroveň vysokých kmitočtů. Poměr potlačení amplitudové modulace je asi 1:40.

9.3. Postup a způsob zapojování

Rozložení součástek a jejich zapojení nám ukazuje obr. 53. Každý pracovník musí však být vyzbrojen určitou zku-

šeností, aby zapojení provedl co nejúčelněji.

K pájení použijeme pistolové páječky – pokud ji máme. Jinak pracujeme s páječkou s delším, tenkým hrotem. Pájení provádíme pečlivě za použití roztoku kalafuny v lihu nebo acetonu. Před zapojováním přezkoušíme všechny cívkky, zda nemají zkrat nebo zda nejsou přerušeny. Témuž prověření podrobíme všechny odpory a kondensátory, a součástky kritických hodnot proměříme.

Cívkky L_1 , L_2 a L_3 zatím přichytíme šrouby natolik, abychom je mohli ještě natáčet. Po skončeném zapojení však nesmíme opomenout tělíska řádně šroubem přitáhnout.

Nejdříve zapojíme žhavicí obvod. Hlavní přívod žhavicího a anodového proudu prochází otvorem v boční stěně kostry vedle otvorů pro výstupní zdířky (obr. 40). Otvor je opatřen gumovou průchodkou. Jedna cesta žhavicího proudu jde kostrou. Připojíme proto nožičky jedné z vývodů žhavení elektronky (blíže g_1) měděným vodičem o \varnothing asi 0,6 mm ke středním nožičkám objímek a odtud k pájecím očkům, přinýtovaným současně s elektronkovými objímkami. Druhá cesta žhavicího proudu jde vodiči připájenými k pájecím očkům v bakelitových úhelníčkách, přichycených šrouby ke dnu kostry. K tomuto účelu jsou využita pouze horní pájecí očka, tedy vzdálenější od kostry. Z pájecích oček odbočují žhavicí tlumivky a vedou k druhým vývodům žhavení elektronky. Tímto způsobem jsou provedeny žhavicí přívody ke všem elektronkám. Vývody žhavicího vlákna jsou kromě toho překlenuty kondensátory.

Zapojování v části začínáme cívkou L_1 . Konce vinutí S_1 připájíme k antenním zdířkám, střední vývod však k pájecímu očku, přichycenému jedním ze šroubků, upevňujících držák antenních zdířek. Do otvoru vedle objímky elektronky 6CC42 vsadíme gumovou průchodku, kterou provléčeme vývody 4 a 5 vinutí S_2 cívkky L_1 . K vývodu 4 připojíme odpor R_1 (250Ω) a jeho druhou stranu připojíme k mřížce elektronky E1. Odpor překleneme kondensátorem C_1 . Tlumivku T_1 a kondensátor C_2 uzemníme

do pájecího očka, nalézajícího se na konci stínící přepážky. Tlumivku Tl_2 v anodovém obvodu E1 postavíme kolmo, abychom ji mohli přímo připájet k vývodu 1 cívky L_2 . Vazební kondensátor C_5 , spojující vinutí cívky L_2 s vinutím S_1 — S_2 cívky L_3 , připájíme k cívice L_2 před jejím upevněním. Na kondensátorek navlečeme špagetu a při montáži cívky provlékneme kondensátorek otvorem ve stínící přepážce. K připojení ladicích kondensátorů C_3 a C_6 není snad třeba připomínek.

U oscilátoru je mřížkový svod, katoda i vyrovnávací kondensátor C_9 uzemněn do pájecího očka přinýtovaného v přepážce. Do tohoto místa je uzemněn i studený konec 3 vinutí S_3 cívky L_3 , zatím co kondensátory C_8 a C_{10} jsou uzemněny k pájecímu očku 3 sekundáru prvního mezifrekvenčního pásmového filtru. Jak součásti oscilátoru, tak i součásti vstupního zesilovače jsou dosti stěsnány, takže jejich připájení musí předcházet úvaha o nejvhodnějším umístění.

Zapojení obvodů mezifrekvenčních zesilovačů je podstatně jednodušší než zapojení vstupní a oscilátorové části. Katodové odpory a kondensátory mají kratičké přívody a jsou uzemněny do nejbližšího pájecího očka. Také u napájecích odporů hledíme vývody, jdoucí k elektrodám, co nejvíce zkrátit. Kondensátory ve stínících mřížkách elektronek E3 a E4 (C_{18} a C_{20}) umístíme těsně nad objímku elektronky tak, aby směřovaly kolmo k delším bočním stěnám kostry. Tím vytvoříme dosti účinné stínění mezi mřížkovými a anodovými obvody elektronek. Obzvláště je vhodné pro tento účel použít typu pakotropů a při pájení připojit jejich vnější polep ke kostře.

Zapojení členů poměrového diskriminátoru je zřejmé z obr. 52, takže není třeba dalšího komentáře. Kondensátor korekčního obvodu C_{28} je připojen přímo ke zdírkám výstupu.

Na místo odporu R_{13} o hodnotě 1 k Ω možno použít potenciometru s lineárním průběhem o hodnotě 5 k Ω . Jím lze dosáhnout symetrisace diod.

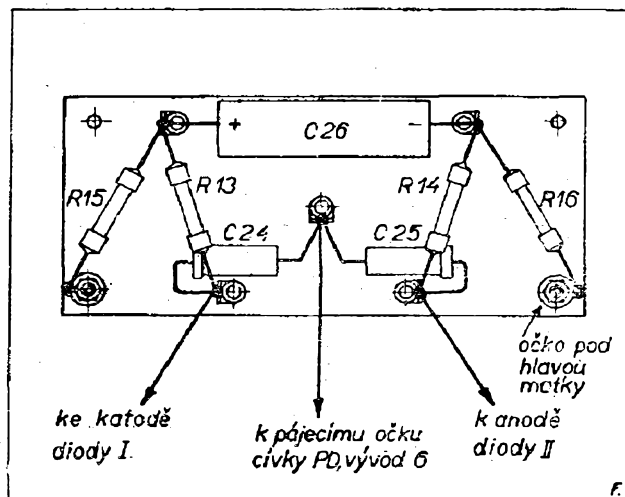
Po skončení zapojení provedeme zevrubnou kontrolu správnosti a kvality spojů. Ověříme si ještě jednou spolehli-

vost a hodnoty katodových odporů a odporů ve stínících mřížkách.

V detektoru prohlédneme zapojení duodiody; každá z diod je vzhledem ku koncům vinutí S_3 cívky L_3 zapojena opačně. Má kondensátor C_{28} skutečně kapacitu?

Zasuneme nyní elektronky a připojíme žhavicí napětí. Po provedení kontroly žhavicího obvodu připojíme anodové napětí 220 V a provedeme kontrolu napětí a proudů podle dále uvedených hodnot:

Napětí zdroje:	220 V ss
Vstupní zesilovač E1:	
napětí na anodě U_a	165 V ss
napětí na R_1	1,6 V ss
anodový proud I_a	6,5 mA
Oscilátor-směšovač E2:	
napětí na anodě - U_a	160 V ss
anodový proud - I_a	6 mA
mřížkový proud - I_{g_1}	3—8 μ A
napětí na R_3	1,5 ÷ 4 V ss
I. mf zesilovač E3:	
anodové napětí - U_a	220 V ss
napětí na g_2 - U_{g_2}	100 V ss
napětí na R_5	1,2 V ss
anod. proud - I_a	10 mA
proud g_2 - I_{g_2}	4 mA
katodový proud - I_k	14 mA
II. mf. zesilovač	
anod. napětí - U_a	220 V ss
napětí na g_2 - U_{g_2}	90 V ss
napětí na R_9	1 V ss
anod. proud I_a	9,5 mA
proud g_2 - I_{g_2}	2,5 mA
katod. proud I_k	12,0 mA



Obr. 52

Napětí a proudy jsou měřeny Avometem a to vždy na rozsahu kde dosáhneme nejlepší čitelnosti.

Vzhledem k možným tolerancím proudů elektronek se mohou naměřené hodnoty lišit od předepsaných. Dbejme však toho, aby v žádném případě nebyl překročen dovolený katodový proud elektronek, který smí činit u

6CC42 – 8 mA na systém,

6F31 – 15 mA.

V případě přetížení elektronek snižte napětí zdroje tak, až dosáhnete dovolené hodnoty proudu elektronky!

9.4. Nastavení adaptoru

Ku správnému nastavení adaptorů použijeme dílenského signálního generátoru s rozsahem do 18 až 20 MHz. Generátor připojíme k síti půl hodiny před započítím nastavování, aby se kmitočet oscilátoru ustálil. Při nastavování se držíme následujícího postupu: Nejdříve nastavíme poměrový detektor, potom mezifrekvenční obvody a posléze oscilátor s obvody vstupního zesilovače.

9.4.0. Nastavení poměrového detektoru.

Signální generátor nastavíme na kmitočet 10,7 MHz a připojíme jej přes kapacitu 5000 pF na pracovní mřížku II. mf zesilovače, elektronky E4. Používáme nemodulovaný signál.

Paralelně ke kondensátoru C_{26} připojíme ss elektronkový voltmetr, nebo mikroampérmetr s rozsahem $20 \div 300 \mu A$ s vhodným předřadným odporem. Otáčíme jádrem vinutí S_1 cívky L_6 tak, aby měřidlo vykávalo maximální výchylku. Snažíme se provádět tuto operaci za nejmenšího vstupního napětí při zachování přesvědčivé indikace ss měřidla. Po dosažení maxima přepojíme ss měřidlo paralelně ke kondensátoru C_{27} a ladíme jádrem vinutí S_2 cívky L_6 tak, až měřidlo ukáže nulové napětí. Při protáčení tohoto jádra přechází napětí na ss měřidle z hodnot kladných do záporných. Je proto výhodné použít měřidla s nulou uprostřed.

Při této příležitosti nastavíme obvody II. mf. Měřidlo je paralelně k C_{26} a ladíme na maximální výchylku.

Po dosažení nulového napětí opakujeme operaci laděním jádra vinutí S_1 cívky L_6 . Neopomeňme včas připojit ss měřidlo zpět k C_{26} ! Při správném nastavení obvodu vinutí S_2 cívky L_6 má být dosaženo stejné výchylky měřidla na obě strany od nuly při stejně velikém rozladění.

Z kapitoly, pojednávající o funkci poměrového detektoru víme, že tento detektor má omezovací účinky. Použijeme proto co nejmenšího vstupního napětí generátoru, aby ani detektor ani předchozí stupeň nezasáhl svým omezovacím účinkem přivedenou amplitudu. Projevilo by se to liknavým pohybem ručky a nepřesvědčivou maximální výchylkou. Též zásady se držíme při nastavování mezifrekvenčních transformátorů.

9.4.1. Nastavení mf transformátorů

Aniž bychom měnili nastavení kmitočtu signálního generátoru, připojíme jeho výstup na mřížku E3 přes 5000 pF a ladíme postupně obvody $S_1 L_4$, $S_2 L_4$, $S_1 L_5$ a $S_2 L_5$ na maximální výchylku ss měřidla připojeného paralelně k C_{26} .

Nastavení mf transformátoru několikrát opakujeme. Jsme-li si jisti, že tyto obvody jsou správně naladěny, provádíme kontrolu nastavení poměrového detektoru. Každé pohnutí jádrem cívky $S_1 L_6$ musí mít za následek snížení výchylky měřidla. Měřidlo připojené paralelně k C_{27} musí ukazovat nulové napětí. Není-li tato podmínka splněna, provedeme znovu nastavení poměrového detektoru. K přesnému nastavení mf obvodů se vrátíme až po uvedení oscilátoru a vstupního zesilovače do chodu. Signální generátor je přitom připojen ke vstupním zdírkám adaptoru. Potom jádra mf a PD zakápneme zakápnacím voskem.

9.4.2. Nastavení oscilátoru a obvodů vstupního zesilovače

Ověříme si nejdříve funkci oscilátoru. Kmitající oscilátor se prozradí jednosměrným mřížkovým proudem tekoucím odporem R_3 . Zařadíme-li tedy k zemnímu konci toho odporu mikroampérmetr, pak při správném provozu oscilátoru naměříme hodnotu přibližně $5 \mu A$. Majitel ss elektronkového volt-

metru změní ss napětí na R_3 , které má činit přibližně 3 Vss. Kdo vlastní citlivý absorpční vlnoměr, může nejen provést kontrolu oscilátoru, ale i jeho nastavení. Při správném zapojení obvodu oscilátoru není však obav, že oscilátor nebude kmitat.

Nastavení oscilátoru na žádaný kmitočet může však činit určité potíže. Kvalita použitých doladovacích jader může být různá, různí se také provedení montáže a tím kapacity a indukčnosti přívodů. V neposlední řadě ovlivňují kmitočet oscilátoru nestejné kapacity elektronik téže typy a počáteční kapacity ladicích kondensátorů. Proto nelze jednoznačně určit přesný rozsah, v kterém bude oscilátor s cívkou L_3 pracovat. Zašroubujeme-li však jádro cívky L_3 tak, aby její indukčnost byla největší, pak při protáčení kondensátoru C_6 se bude kmitočet obvodu měnit přibližně od 65—130 MHz. Oscilátor však bude spolehlivě kmitat pouze v části tohoto rozsahu. (Viz kapitolu 6 všeob. části.)

Abychom dosáhli dostatečné amplitudy kmitů ve zvoleném pásmu, měníme LC poměr oscilačního obvodu a zkusmo nastavujeme polohu jádra cívky L_3 za současného přeladování kondensátoru C_6 . (Uvědomíme si, že oscilátor pracuje na kmitočtu o 10,7 MHz vyšším nebo nižším než přijímaný kmitočet.) Při tom sledujeme mřížkový proud na mikroampérmetru nebo napětí na elektronkovém voltmetru a snažíme se o dosažení největšího proudu (nebo napětí) na středě žádaného pásma.

Při příjmu zvukového doprovodu televizní stanice Praha nastavíme oscilátor na kmitočet 66,95 MHz (v některých případech bude nutno vinutí oscilátoru S_3 cívky L_3 přidat jeden závit). Cívky L_1 a L_2 nastavíme do souběhu. V případě, že indukčnosti těchto cívek vzhledem k parazitním kapacitám nejsou dostatečně veliké, vypomůžeme si přidáním paralelní kapacity 2 — 3 pF k vinutím S_2 cívek L_1 a L_2 .

Chceme-li ku př. přijímat v pásmu 66—73 MHz (pásmo má být u nás zavedeno), necháme pracovat oscilátor o 10,7 MHz výše než přijímaný signál, tedy v rozsahu 76,6—83,7 MHz. LC poměr nastavíme tak, aby oscilátor pra-

coval spolehlivě v celém rozsahu a jeho nejvyšší amplituda byla přibližně na kmitočtu 80 MHz.

Tímtež způsobem postupujeme i při volbě jiných rozhlasových pásem. U vyšších pásem, ku př. 87,5 až 100 MHz můžeme však nechat pracovat oscilátor o mezifrekvenční kmitočet níže, tedy v rozsahu 76,6 až 89,3 MHz.

Při příjmu na amatérských pásmech, ku př. na pásmu 85,5 až 87 MHz máme situaci ulehčenou, neboť rozsah pásma je úzký.

Ladění pomocí kondensátorů o max. kapacitě 30 pF je však hrubé. Provedeme proto úpravu, kterou rozvedeme přijímané pásmo na celou otáčku ladicího kondensátoru. Ukažme si to na příkladě rozsahu 76,7 až 83,7 MHz. Poměr počátečního kmitočtu f_z ke konečnému kmitočtu f_k je 76,7 : 83,7. Tento kmitočtový poměr lze obsáhnout kondensátorem, jehož počáteční kapacita C_z ke kapacitě konečné C_k je k poměru kmitočtů v tomto vztahu:

$$\frac{C_k}{C_z} = \frac{f_z^2}{f_k^2}$$

Po dosažení do tohoto vzorce zjistíme, že poměr $C_z : C_k$ musí být 1 : 1,2. Měl-li tedy při nastavení na kmitočet 83,7 MHz celý obvod oscilátoru ku př. paralelní kapacitu 20 pF, musí při kmitočtu 76,7 MHz mít paralelní kapacitu 24 pF. Kondensátor má tedy při jednom otočení o 180° způsobit změnu paralelní kapacity obvodu o 4 pF. Abychom mohli upravit kapacitní chod celého obvodu, musíme znát souhrn všech jeho kapacit. Zjistíme jej pomocí grid-dip-metru a měřiče kapacity.

Všechny tyto připomínky stran nastavení do pásma vztahují se také na anodový obvod $L_2 - C_3$. Základní nastavení tohoto obvodu provedeme pomocí grid-dip-metru (nejlépe za chodu adaptoru) a obvod přesně doladíme až při příjmu stanic. Ten, kdo má možnost pracovat s VKV generátorem, dá jistě přednost nastavení s jeho pomocí. Správné nastavení obvodu $L_2 - C_3$ s obvodem oscilátoru $S_3 - C_3$ se prozradí zvýšeným šumem. Tato zkouška předpokládá ovšem, že bude připojen koncový stupeň.

Vstupní obvod adaptoru je dost široký, takže při souběhu oscilátoru s ano-

dovým obvodem jistě zaslechneme nějaký pořad. Doladíme tedy cívku L_1 na max. hlasitost. Při příjmu v určitém pásmu ladíme na maximální hlasitost uprostřed pásma.

Přitom postupně zkusíme připojit antenu ke vstupním zdírkám nebo mezi jednu vstupní zdířku a kostru, případně odpojíme střed cívky od kostry. Přidržíme se potom takového způsobu připojení anteny, které nám umožňuje nejsilnější příjem.

K nastavení adaptoru lze též použít harmonických kmitočtů dílenského signálního generátoru (čtvrté a páté harmonické).

Po nastavení obvodů vstupního zesilovače a oscilátoru provedeme ještě kontrolu nastavení mezifrekvenčních zesilovačů a poměrového detektoru. Do antenních zdířek adaptoru připojíme signální generátor, nastavíme kmitočet 10,7 MHz a podle údajů mikroampérmetru, připojeného jako v případě ladění PD, opravíme malé chyby v nastavení obou mf a PD. Jádra zakápneme vhodným voskem.

9.5. Zkouška adaptoru

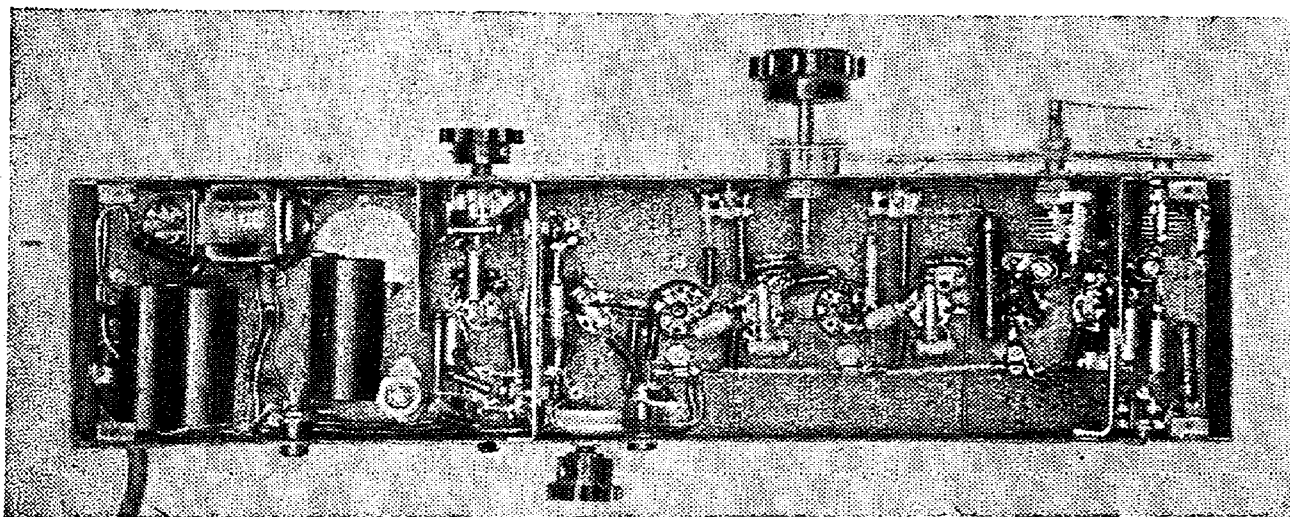
Připojíme-li po skončeném nastavení ke vstupním zdírkám adaptoru antenu a do výstupních zdířek vstupní zesilovače, můžeme provést zkoušku příjmu. Při správně nastaveném a pracujícím adaptoru ozve se z reproduktoru šum,

kteřý obzvláště zesílí po dosažení přesného souběhu anodového obvodu vstupního zesilovače s obvodem oscilátoru. Při vyladění stanice šum ustoupí nebo vůbec zmizí; závisí to jednak na síle přijímaného signálu, jednak na přesnosti souběhu. Při nedostatečném souběhu se mezi stanicemi objeví poruchy, jejichž amplitudy sice nejsou dosti veliké aby mohly být zpracovány omezovačem a PD, jsou však dosti veliké k tomu, aby znepříjemnily hledání stanic nebo příjem stanice o slabém signálu.

Pražští posluchači mohou zaslechnout při určitém nastavení síťový brum, který není ničím jiným než harmonickým kmitočtem televizního obrazu pražské stanice.

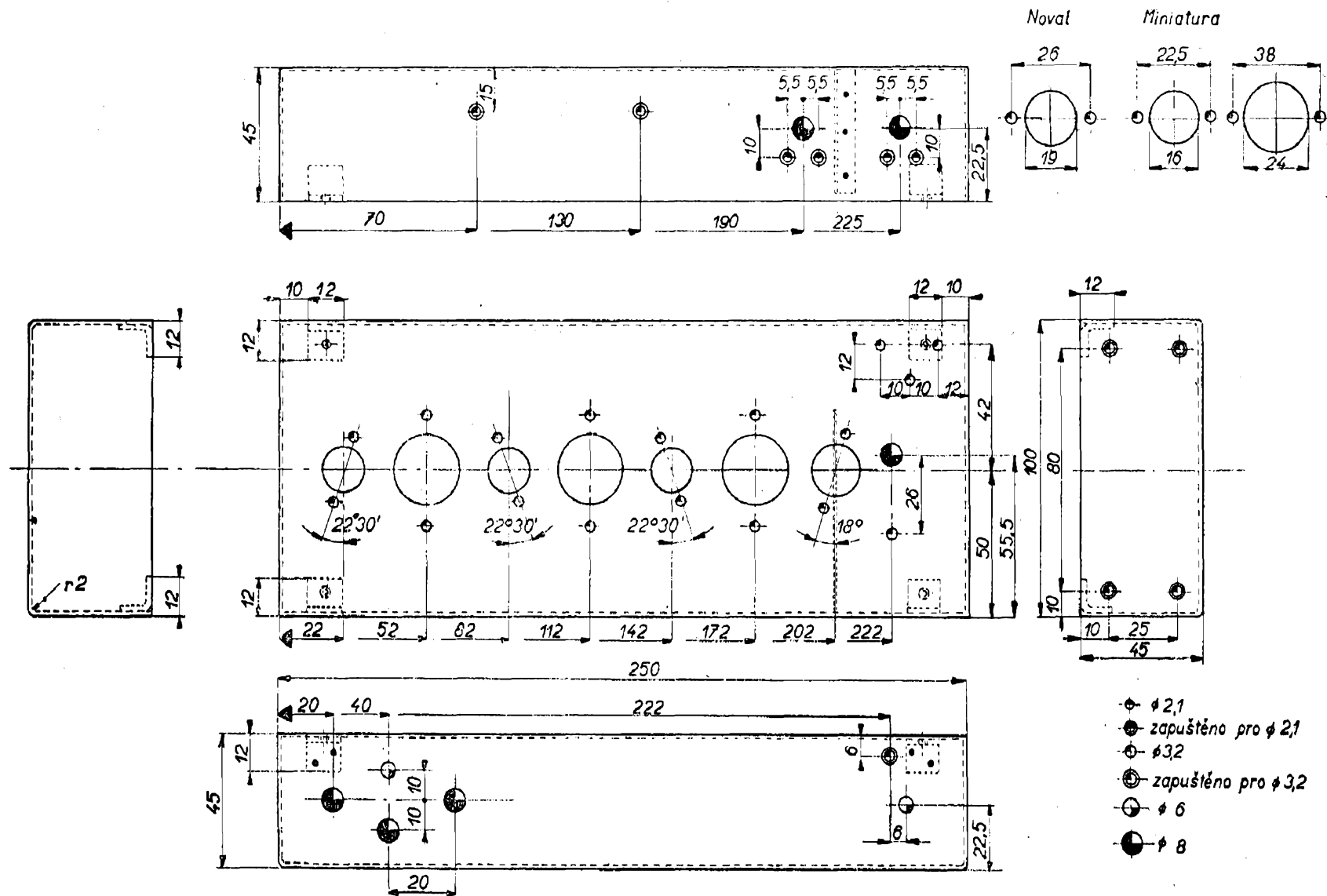
V některých případech se objeví v celém rozsahu nebo jeho části invertovaný hovor, značky dálkopisu nebo signály jiných služeb. Tyto signály patří stanicím pracujícím v těsném sousedství kmitočtu mezifrekvence 10,7 MHz; odstraníme je odlaďovačem. Je obvyklé zapojení paralelního obvodu odlaďovače, zapojeného mezi vstupní zdířky a vývody vstupní cívky. Odlaďovač nastavíme buď pomocí grip-dip. metru nebo pomocí dílenského signálního generátoru rezonanční metodou (ss elektronkový voltmetr paralelně k obvodu odlaďovače, cívku nastavit při 10,7 MHz podle největší výchylky voltmetru).

Nutno ještě připomenout, že oscilátor potřebuje k ustálení kmitočtu doby asi

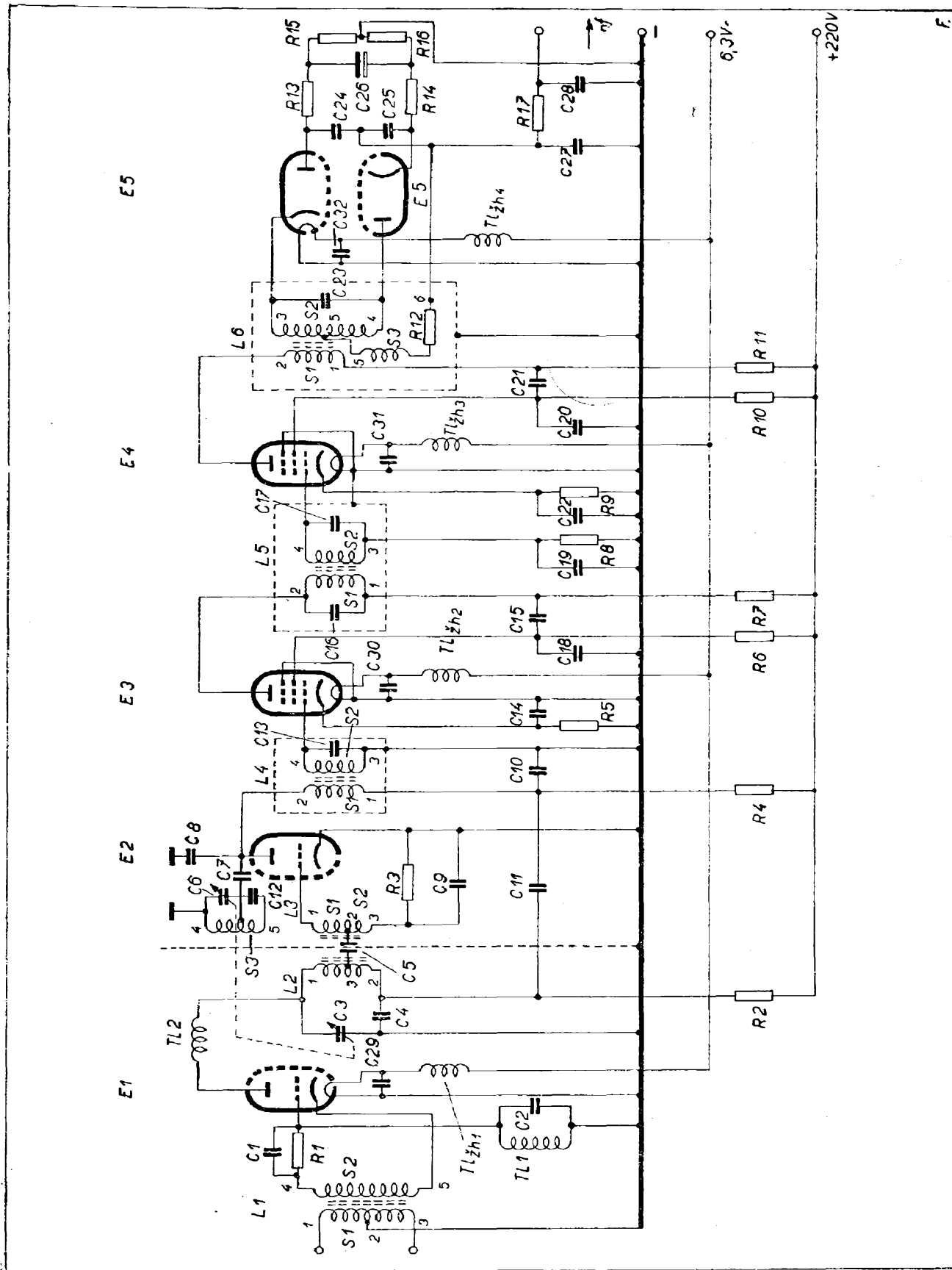


Obr. 53

Obr. 34.



ocel-zinkováno nebo kadmiováno.



Obr. 51.

15 minut. Proto musíme po tuto dobu oscilátor doladovat.

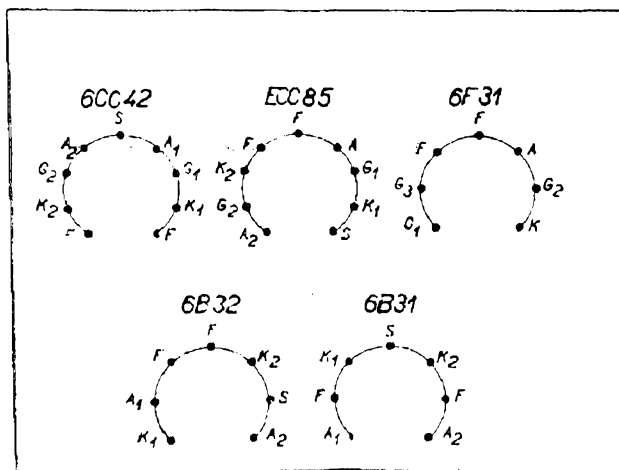
Při návrhu síťového zdroje počítáme s potřebou asi 1,2 A žhavicího proudu a asi 40 mA proudu při 220 V_{ss}.

Mnoho zdaru!

9.6. Rozpiska elektrických součástí a zapojení patic elektronek

- R_1 240 Ω 0,1 W
- R_2, R_4 12 k Ω 0,5 W
- R_3 500 k Ω 0,1 W (0,02 W)
- R_5, R_6 80 Ω 0,25 W
- R_7 32 k Ω 0,5 W
- R_8 500 Ω 0,25 W
- R_9 500 k Ω 0,25 W
- R_{10} 50 k Ω 0,5 W
- R_{11} 1 k Ω 0,25 W
- R_{12} 100 Ω 0,1 W (0,02 W)
- R_{13} 1 k Ω 0,25 W (nebo potenciometr 5 k Ω lin. viz text)
- R_{14} 1 k Ω 0,25 W
- R_{15}, R_{16} 10 k Ω 0,25 W
- R_{17} 1,6 k Ω 0,25 W
- C_1 2000 pF keramický, malý typ
- C_2 10 pF keramický, malý typ
- C_3, C_6 keramický trimr nebo vzduchový otočný kondensátor 5—30 pF, viz text
- $C_4, C_{12}, C_{24}, C_{25}$ 300 pF \pm 5 % keramický
- C_5, C_{19} 100 pF/250 V keramický, nejmenší typ
- C_7 16 pF/250 V, keramický
- C_8 10 pF/250 V keramický
- C_9 4 pF keramický, nejlépe perličkový
- C_{10}, C_{27} 300 pF/250 V keramický
- C_{11} 5000 pF/250 V pakotrop nebo sikatrop
- C_{13}, C_{16}, C_{17} 20 pF \pm 5% keramický, nejmenší typ

- $C_{14}, C_{18}, C_{20}, C_{22}$ 10 000 pF/250 V, nejlépe pakotrop nebo sikatrop
- C_{15}, C_{21} 2500 pF/250 V, nejlépe pakotrop, také sikatrop
- C_{23} 50 pF \pm 5% keramický, nejmenší typ
- C_{26} 6 μ F (10 μ F) 10 V, elektrolyt malého typu
- C_{28} 1600 pF slídový, keramický pakotrop nebo sikatrop
- $C_{29}, C_{30}, C_{31}, C_{32}$ 5000 pF sikatrop nebo pakotrop, malý typ
- E1, E2 dvojitá trioda 6CC42. Lze použít také ECC85, která má jinak uspořádané vývody. Při jejím použití musí být změněn R_2 na 2 k Ω a R_4 na 5 k Ω .
- E3, E4 6F31
- E5 6B32 nebo 6B31. Rozdíl v zapojení objímek je uveden
- T_1 žh 1—4 viz text
- Tl_1, Tl_2 viz text
- $L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6$ viz text.



Zapojení použitých elektronek.

RADIOVÝ KONSTRUKTÉR Svazarmu, návody a plánky Amatérského radia. Vydává Svaz pro spolupráci s armádou ve Vydavatelství časopisů ministerstva národní obrany, Praha II, Vladislavova 26. Redakce Praha I, Národní tř. 25 (Metra). Telefon 23-30-27. Řídí František SMOLÍK s redakčním kruhem (Josef ČERNÝ, Vladimír DANČÍK, Antonín HÁLEK, Ing. Miroslav HAVLÍČEK, Karel KRBEK, Arnošt LAVANTE, Ing. Jar. NAVRÁTIL, Václav NEDVĚD, Ing. Ota PETRÁČEK, Josef POHANKA, laureát státní ceny, Antonín RAMBOUSEK, Josef SEDLÁČEK, mistr radioamatérského sportu a nositel odznaku „Za obětavou práci“, Josef STEHLÍK, mistr radioamatérského sportu, Aleš SOUKUP, Vlastislav SVOBODA, laureát státní ceny, Jan ŠÍMA, mistr radioamatérského sportu, Zdeněk ŠKODA, Ladislav ZÝKA). Vychází měsíčně, ročně vyjde 12 čísel. Insertní oddělení Vydavatelství časopisů ministerstva národní obrany, Praha II, Jungmannova 13. Tiskne NAŠE VOJSKO n. p., Praha. Otisk povolen jen s písemným svolením vydavatele. Příspěvky redakce vrací, jen byly-li vyžádány a byla-li přiložena frankovaná obálka se zpětnou adresou. Za původnost a veškerá práva ručí autoři příspěvků. Toto číslo vyšlo 10. února 1957. - A-28024 PNS 52