ANTONÍN RAMBOUSEK

AMATÉRSKÁ TECHNIKA VELMI KRÁTKÝCH VLN

JENÍČEK

NAŠE VOJSKO–PRAHA 1961

© Antonín Rambousek, Praha 1961

Na sto padesáté třetí stránce časopisu „KRÁTKÉ VLNY" z roku 1936 čteme: „Ještě letošního roku budou konány řádně organizované pokusy na 56 Mc, a proto rozhodl jsem se popsati své zařízení, které se dobře osvědčilo při pokusech konaných stanicemi 1RO, 1WK a 1BG v červenci t. r. mezi vrchem Kozákovem a Zvíčinou.

O několik řádků dále čteme „Jelikož nemám v blízkosti okolí nikoho, s kým mohl bych své zařízení vyzkoušet, postavil jsem přijímač a vysílač, každý zvláště do skříňky, a konal první pokusy sám odposloucháním vysílače s budíčkem před mikrofonem v okolí až do 3 km."

To bylo před čtvrt stoletím. Elektronky RE-134 a A-415, které se běžně používaly pro velmi krátké vlny, se již nepodobají dnešním RE-125 nebo 417-A. Hodně se změnilo jak v možnostech, tak i v nárocích. A technická příručka pro radioamatéry musí z tohoto faktu vycházet. – Jenomže není možno shrnout všechno možné, jak by si mnohý přál, ale je nutno se spokojit jen s tím nejnutnějším a nejpotřebnějším.

Tedy: Tato příručka, určená pro radioamatéry pracující s velmi krátkými vlnami a pro zájemce o tyto vlny, zdaleka nemůže vyčerpat všechno, co s VKV souvisí. Čím úže se musí příručka specializovat, tím vyšší základní znalosti musí mít čtenář. – Ostatně soupis literatury umožňuje doplňovat mezery.

Při sestavování osnovy bylo hlavní snahou soustředit a zhustit vybrané poznatky do ucelené příručky, která má navazovat na základní a všeobecné publikace. To sebou nese sestručnění obsahu, někde snad na úkor pochopitelnosti. Obor VKV je velmi široký a amatérské zájmy jsou většinou užší a také různé. O to je nesnadnější všem vyhovět. – Tolik na omluvu míst, která si vyžadují vyhledání podrobnějších pramenů.

Doufám, že i tak bude příručka čtenářem přijata jako pomocník v jeho amatérské pracovně ať v radioklubu, či v kolektivu nebo doma. Ochotně tomu přispěli i soudruzi inž. Ivo Chládek, Jaromír Pavlíček a Václav Vachuška.

Květen 1960. Autor.

1.

ÚVOD

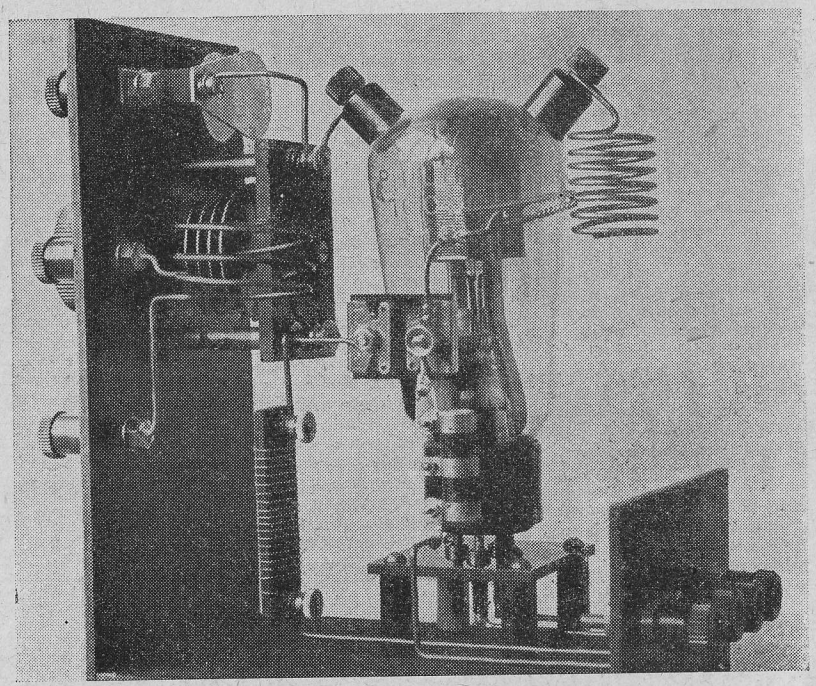
I–1 OD ROKU 1888

Řadíme-li velmi krátké vlny mezi nejmladší obory sdělovací techniky, dopouštíme se do jisté míry historického omylu. Nebylo náhodou, že A. S. POPOV 24. března 1896 dvěma slovy „ГЕНРИХ ГЕРЦ", která obsahoval první radiogram na světě, vzdal poctu velkému německému fyzikovi. Ano – mladý fyzik HEINRICH HERTZ již roku 1888 experimentálně dokázal domněnku vyslovenou fyzikem J. MAXWELLEM, že elektrická jiskra je zdrojem elektromagnetických vln. Tyto Hertzovy pokusy byly zprvu prováděny vlnami o délce 0,6 až 1 metr. V Hertzových rukou se objevila poprvé i parabolická zrcadla pro elektromagnetické vlny. Studoval lom vln v hranolu parafinu a interferenční jevy. Velmi krátkým vlnám se proto dostalo pojmenování „Hertzovy vlny".

Později bylo vynaloženo mnoho úsilí získat vlny kratší. V r. 1906 P. N. LEBEDĚV zhotovil miniaturní vibrátory, jimiž získal vlny délky 3 mm. Na podkladě zkušeností P. N. LEBEDĚVA bylo možno experimentálně studovat důležité vlastnosti elektromagnetických vln: odraz, lom, dvojlom. Těmito pokusy byla přímo potvrzena elektromagnetická podstata světla. R 1924 M. A. LEVITSKAJA získala vlny o délce 0,2 mm. Profesoři moskevské university V. K. ARKADJEV a A. A. GLAGOLEVA–ARKADJEVA vypracovali originální metodu buzení krátkých elektromagnetických vln pomocí jisker, jež proskakují mezi kovovými pilinami suspendovanými v oleji. Podařilo se jim získat vlny délky okolo 0,1 mm. Tyto vlny jsou značně kratší než nejdelší vlny infračerveného záření. Současně byly vypracovány metody buzení vln značně delších.

Od Hertzových pokusů k praktickému využití VKV uplynulo několik desítek let, během kterých byly často předstiženy delšími vlnami. Ke skutečnému využití VKV dochází až kolem třicátého roku.

Na cestě rozvoje velmi krátkých vln bylo mnoho nesnází. Jejich úspěšné používání vyžadovalo mnoho nových materiálů a nových konstrukčních hledisek. Byly i zákonité překážky, jejichž odstra-



Obr. 1–01. Amatérský vysílač pro pásmo 56 MHz z roku 1932.

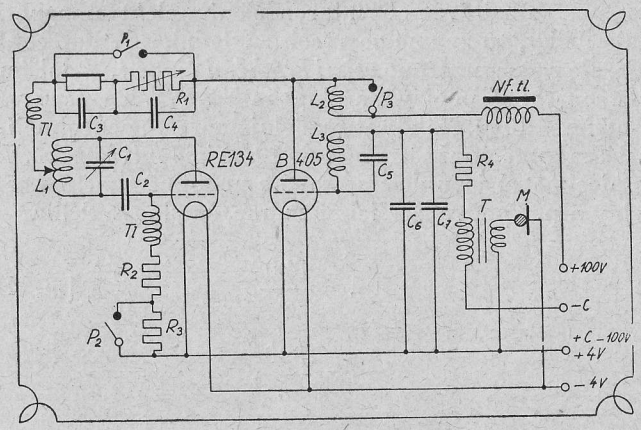
nění nebylo možné a bylo nutno hledat nové cesty. – Vzpomeňme jen na vývoj elektronek pro VKV, který se potýkal s rychlostí emitovaných elektronů. – Přes to všechno je dnes celá řada oborů, jejichž základy stojí na použití VKV (televize, radar, řízení kosmických raket, mnohokanálové sdělovací zařízení a v nejbližší budoucnosti i spojení s astronauty a spojení mezi planetami).

I mezi radioamatéry se těší velmi krátké vlny velikému zájmu i oblibě. Československí radioamatéři si na poli VKV vedou velmi dobře. Důkazem toho je řada úspěchů světové úrovně.

A uvážíme-li, že materiálová otázka pro amatérskou VKV techniku je stále ještě tísnivá, docházíme k závěru, že za všemi výsledky stojí početné řady nadšených a obětavých lidí, mladých i starších chlapců i dívek v kolektivech i u „rádiového krbu", kteří se takto přímo i nepřímo podílejí na mírovém dorozumění i soutěžení mezi národy.

Jedno si však musíme přiznat. Sledujeme-li dosažené amatérské výsledky a sledujeme-li při tom také technickou vyspělost odrážející se v provedení amatérských zařízení, často se shledáme s určitými rozpory. Mnohé překvapivé výsledky jsou získávány zařízením, které není zcela na výši, a naopak nalezneme mnohá vzorně vypracovaná zařízení, dobře pracující, ale volací značku jejich konstruktéra marně hledáme na předních místech různých přeborů. Jistě je však také řada případů, kde se dobré výsledky kryjí s dobrým zařízením.

Je důležité neustále zdůrazňovat, že být radioamatérem, těšícím se z dobrých výsledků, znamená spojit radiotechnika a radistu do jedné osoby. I kolektivní stanice by měly mít takové zásady. Ne-



Obr. 1–02. Zapojení amatérského vysílače pro 56 MHz z roku 1936.

budeme jistě bránit tomu, aby jeden měl větší zálibu třeba v provozu a druhý naopak, ale nepřipustíme jejich izolaci a extrémní jednostrannost. Široký rámec radioamatérského zájmu má také široký rámec potřebných znalostí.

Tato příručka vychází z předpokladu základních radioamatérských znalostí a opírá se především o „*Amatérskou radiotechniku*" (Naše vojsko – 1954). Je však nutno počítat s tím, že některé poznatky po šesti letech ztratily důležitost nebo se změnily. Tato příručka je sestavena z poznatků potřebných pro amatérskou techniku velmi krátkých vln se snahou praktického zaměření a je vypuštěno všechno, co je amatérské potřebě v oboru VKV v současné době vzdálené.

V součástkové základně potřebné pro některé uvedené příklady konstrukcí nebylo čerpáno ze stavu odpovídajícímu době přípravy

rukopisu. Současný rozvoj výroby, distribuce i mezinárodního obchodu je tak rychlý, že v době, kdy se tato příručka dostává do rukou čtenáře, mohla by být již zastaralá. Proto bylo důsledně používáno nejčerstvějších podkladů s vědomím, že si snad na některý materiál ještě budeme muset počkat.

I–2. ČÍM KRATŠÍ, TÍM VÍCE STAROSTÍ

Nebudeme se zabývat obecně rozdělením elektromagnetických vln podle délky, to známe ze všech základních radiotechnických příruček, ale začneme přímo *velmi krátkými vlnami*. V dalším textu bude již soustavně používána zkratka VKV. VKV jsou všechny vlny kratší než 10 m. Někdy je rozdělujeme ještě podrobněji. Vlny, jejichž délka se měří na metry od 1 do 10, se jmenují *metrové*. Vlny od 1 do 10 decimetrů jsou decimetrové a podobně značíme centimetrové vlny atp. Poněvadž všichni známe, že vlnová délka

$$\lambda = \frac{300}{f}, \qquad \text{[m, MHz]}$$

$$f = \frac{300}{\lambda},$$

snadno si spočítáme, že metrové vlny mají kmitočet 30 až 300 MHz, decimetrové 300 až 3000 MHz, centimetrové 3000 až 30 000 MHz atd., čili VKV jsou vlny mající kmitočet od 30 MHz výše.

Ve VKV technice je délka vlny mimořádně důležitou veličinou, kterou musíme mít na paměti nejen když ladíme přijímač či vysílač, ale takřka na každém kroku. Proto jsme si v minulém odstavci připomněli znovu každému dávno známá čísla. Při konstrukci přístrojů se setkáváme s pojmem půlvlna a čtvrtvlna. Jak se později ještě dovíme, chová se vodič dlouhý právě polovinu délky vlny jako oscilační obvod a v některých případech i čtvrtvlnná délka velmi intenzívně projevuje oscilační choutky. Na první pohled se to zdá neškodné a dokonce někdy to i vítáme, ale daleko nepříjemnější jsou situace, kde nám to vadí. Spočítejte si!

Čtvrtvlna amatérského pásma 145 MHz je 52 cm, pásma 435 MHz jenom 17 cm a pásma 1215 dokonce pouze 6,2 cm. A čtvrtwattový odpor je i s přívody dlouhý 7,2 cm, keramický (stéblový) kondenzátor přibližně také tolik, elektronka 6L50 měří 9 cm, a což

délka šasi, na které stavíme vysílače. Jsou to všechno délky srovnatelné s vlnovými délkami VKV pásem. Jaké to může mít následky? Uzemníme na kostru přístroje některou součást drátkem dlouhým právě čtvrt vlny a budeme se divit, že to vlastně pro tento kmitočet uzemnění vůbec není. Stejně tak, když uzemníme dva různé body zapojení kratičkým drátkem, ale do bodů kostry, které mají určitou vzdálenost. Všude musíme vidět před sebou délku vlny v poměru k rozměrům všech detailů zařízení.

Každý kousek spoje má indukčnost, která je překážkou pro VKV proudy a která velmi často s kapacitou připojených dalších prvků může mít nežádoucí rezonanci. Kondenzátor se svými i krátkými přívody tvoří rezonanční obvod. Pochopitelně čím má větší kapacitu, tím menší indukčnost potřebuje pro určitou rezonanci. Tak například přívod ke kondenzátoru dlouhý 10 cm o průměru 1 mm má indukčnost asi 0,1 μH. Bude-li kondenzátorem o kapacitě 10 pF s takovýmto přívodem připojený třeba anodový přívod v zařízení pro 145 MHz, bude se chovat všelijak, neboť indukčnost 0,1 μH a kapacita 10 pF tvoří rezonanci právě v blízkosti 145 MHz. A budeme-li chtít blokovat třeba katodový odpor 100 Ω kondenzátorem s takovým přívodem, nepomůže nám zvětšovat kapacitu, poněvadž impedance přívodu má pro tento kmitočet již sama hodnotu kolem 100 Ω. Musíme počítat i s tím, že každý kondenzátor má určitou indukčnost i bez přívodních drátků.

Z uvedených příkladů je patrno, že při tak vysokých kmitočtech je nutno dbát na každý zlomek centimetru spojovacích drátů. A nejen indukčnost, ale i kapacita každé součásti se projevuje oproti součásti sousední, a zase tím zřetelněji, čím vyšší je kmitočet. Vlastní kapacitu mají cívky, kapacitu mají mezi sebou elektrody v elektronce, přívody, spoje, pera přepínačů atd. Jeden jediný pikofarad reprezentuje při kmitočtu 144 MHz impedanci o něco větší než 1000 Ω.

To ještě stále nemluvíme o vlastních oscilačních obvodech a již se musíme zajímat o rezonanční kmitočty, abychom jim dovedli čelit tam, kde jsou nevítané. To znamená, že délka vlny či kmitočet, se kterým pracujeme v zařízeních pro VKV jsou veličiny ovlivňující takřka každý šroubek. *Sebelepší zařízení konvertoru nebo vysílače může „zabít" jediný nevhodně provedený spoj nebo jediné nevhodné umístění některé součástky.*

První ponaučení: *„Pamatujme, že při VKV se uplatňují i nepatrné kapacity a indukčnosti."* Budeme se proto k těmto vlivům vracet konkrétně v dalších kapitolách. Zopakujme si však některé základní vztahy. Rezonanční kmitočet kapacity a indukčnosti vypočítáme

$$f = \frac{159}{\sqrt{L \cdot C}}, \qquad [\text{MHz}, \mu\text{H}, \text{pF}]$$

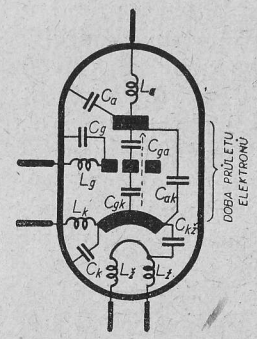
reaktanci (indukční odpor) cívky pro daný kmitočet vypočítáme

$$R_L = 6{,}28 f \cdot L \qquad [\Omega, \text{MHz}, \mu\text{H}]$$

a reaktanci kondenzátoru pro daný kmitočet

$$R_C = \frac{1000}{6{,}28 f \cdot C} = \frac{159}{f \cdot C}. \qquad [\text{k}\Omega, \text{MHz}, \text{pF}]$$

Ze všeobecných základů radiotechniky víme, že elektrony uvolněné z katody se pohybují směrem k anodě mnohokrát menší rychlostí, než je rychlost šíření elektromagnetických vln v prostoru. To znamená, že doba průletu elektronu z katody k anodě může se přiblížit k době jednoho kmitu pracovního kmitočtu. Je-li na příklad doba průletu jedna tisícina mikrosekundy, odpovídá při kmitočtu 145 MHz 14,5 % doby jednoho kmitu (tj. zhruba jedna šestina doby jednoho kmitu). Dosáhne-li doba průletu jedné čtvrtiny doby kmitu daného kmitočtu, nebude elektronka schopna kmitat při tomto kmitočtu. Zde poznáváme další omezující vliv délky vlny pro činnost elektronky v oblasti VKV.



Obr. 1–03. Nežádoucí kapacity a indukčnosti elektronky.

Elektronky nám v technice VKV způsobují mnoho nesnází. Nakreslíme si schéma jednoduché triody se všemi vlivy rozměrů (podle obrázku 1–03). Vidíme, že se nám v elektronce objevila celá řada nežádoucích kapacit a indukčností, nehledě k průletové době elektronů. A to elektronku nemáme nasazenou v objímce, kde přibudou další kapacity a indukčnosti. Konstruktéři elektronek však naštěstí dělají vše co mohou, aby nežádoucí vlivy rozměrů omezili.

I–3. KAŽDÉ PÁSMO CHCE SVÉ

Krátkovlnní amatéři budují svá zařízení pro provoz na několika a někdy i na všech pásmech (nikoliv současně – což se také někdy nerado stává). Pro všechna KV pásma jsou obdobné konstrukční

podmínky. Amatéři pracující s VKV to tak jednoduché nemají. Zde mají jednotlivá pásma celkem charakteristické požadavky, které většinou nelze dobře splnit pro více než dvě sousední pásma.

Pásmo 144÷146 MHz, klasický a oblíbený „dvoumetr" se stal i u nás základním VKV pásmem. Přesto, že má ztíženější podmínky pro dálkový provoz (nebo snad právě proto), je v tomto směru pásmem velmi přitažlivým. Soutěže na tomto pásmu mají skutečně i sportovní charakter. Anténní systémy jsou snadno proveditelné i při vyšších nárocích na zisk.

Amatérské pásmo 420 ÷ 440 MHz, z čehož se 432 ÷ 438 MHz kryje s mezinárodně užívanou částí pásma, patří již mezi decimetrové vlny. Ačkoliv je v harmonickém vztahu k dvoumetrovému pásmu (přesně trojnásobek), nelze počítat s tím, že by přestalo být domovem pro malá jednoduchá zařízení. Vždyť i antény jsou zde malé a lehké. Dá se snad předpovídat, že zde vedle tendence stabilních vícestupňových zařízení (odvozených popřípadě z pásma 145 MHz) zůstane trvale druhý směr malých zařízení menší stability. Místa je na pásmu dost, jen je rozumně rozdělit!

Pak následují vyšší pásma počínaje 1215 ÷ 1300 MHz. Tato oblast decimetrových vln vyžaduje již nutně zcela jinou techniku. Zde se radiotechnika již skoro stává opravdovou telefonií bez drátů, poněvadž drátů ubývá a nastupují trubky, hrnce, krabice. I provoz na těchto pásmech je trochu jiný. Je nutno dobře směrovat a je dobré si spojení připravit pomocí jiného pásma, ale i to se časem zdokonalí. V této příručce můžeme těmto pásmům věnovat daleko méně místa než by si zasluhovala. Mohla by se stát námětem samostatné publikace, poněvadž jde o mnoho a mnoho zcela odlišných problémů.

V amatérské technice VKV máme již u nás v Československu dobré výsledky, ale máme před sebou ještě velkou perspektivu. S rostoucím zájmem o amatérské vysílání na těchto pásmech přibudou i nové problémy, z nichž některé jsou již na dosah ruky. Je nutno například zlepšovat účinnost vysílačů lepšími provozními režimy, ještě lepšími anténami, hospodárnější modulací, používáním společných kmitočtů při spojení, hbitějším provozem jak fonickým, tak telegrafním, potlačením nosné vlny a v neposlední řadě i provozem s jedním postranním pásmem.

II.

ŠÍŘENÍ VKV

Kapitola obsahuje základy šíření velmi krátkých vln. Vysvětluje vlivy pevných překážek na šíření a hlavní vlivy atmosféry na vytváření podmínek pro šíření VKV. V závěru jsou probrány zvláštní druhy šíření odrazem od polární záře, stop meteoritů a Měsíce.

A

Základy

II–1. ÚVOD DO KAPITOLY

Vlnová délka má podstatný vliv na závislost elektromagnetických vln na prostředí, i když fyzikální zákony nemění svou platnost. Vliv vlnové délky se projevuje především na zvláštnostech šíření. I v samotném rozsahu VKV se setkáváme s velkými rozdíly, zejména při uvažování plné šíře, od metrových do milimetrových vln. Poněvadž tato příručka je zpracována z radioamatérských hledisek, je zaměřena především na dnes nejběžnější pásma VKV, tj. na metrové a decimetrové.

Kapitola o šíření VKV se proto také zabývá převážně jen metrovými a decimetrovými vlnami. Kromě rekapitulace některých základních fyzikálních principů obsahuje statě o vlivu interference na šíření nad zemským povrchem, a to jak v oblasti přímé viditelnosti, tak za obzorem a za typickými překážkami. Jsou zde objasněny hlavní vlastnosti šíření těchto vln troposférou a konečně i mimořádné způsoby šíření rozptylovými odrazy, odrazy způsobené různými způsoby ionizace (vrstva *E*, polární záře a stopy meteoritů) a důležité poznatky pro šíření v prostoru mimo atmosféru a odrazem od Měsíce.

II–2. VLASTNOSTI PŘENOSU

Každý, kdo se třeba částečně prakticky seznámil s vlastnostmi velmi krátkých vln, jistě se již přesvědčil o tom, že jakost spojení dvou určitých VKV stanic není vždy stálá, i když se vlastní zařízení nemění. K přenesení vysokofrekvenčních kmitů vyrobených vysílačem z jeho výstupních svorek na svorky přijímače je nutno překonat celkem složitou cestu. Této cestě budeme říkat přenosová cesta a přenášeným kmitům říkáme signál. Celá přenosová cesta, tj. všechno mezi svorkami vysílače a svorkami přijímače, určitým způsobem ovlivňuje přenos signálů, a proto nás zajímají přenosové

vlastnosti. Nejdůležitější údaj o přenosových vlastnostech vyjadřuje, jak velikou část z výkonu vysílače „dopravíme" na svorky přijímače – jinými slovy jak veliký je útlum signálu na přenosové cestě. Hodnotu útlumu vyjadřujeme logaritmem poměru velikostí signálů na začátku a na konci spoje:

$$b = 10 \log \frac{P_1}{P_2}, \text{ [v decibelech]} \qquad [2–01]$$

vycházíme-li z výkonů, a při poměru napětí

$$b = 20 \log \frac{U_1}{U_2} \text{ [v decibelech].} \qquad [2–02]$$

V přijímači slyšíme mimo přenášený signál ještě šum, hluk pozadí a rušení a při posuzování přenosových vlastností nás zajímá odstup signálu od šumu, hluku pozadí nebo rušení, který se rovněž vyjadřuje v decibelech. Třetím údajem o přenosových vlastnostech je šířka pásma propustnosti, pro kterou platí udávané hodnoty útlumu a odstupu od šumu a hluku pozadí.

Uvedené přenosové vlastnosti ovlivňuje řada činitelů. Některé vlivy se nemění, jsou závislé na uspořádání a stavu zařízení a můžeme je početně stanovit nebo změřit a některé se mění a jejich působení můžeme prakticky pouze předpovídat (i když okamžitou hodnotu můžeme měřením vyhodnotit).

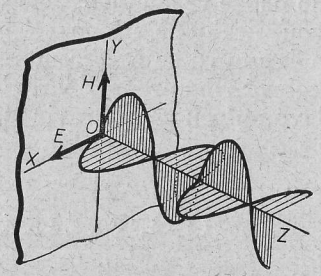
Přenosová cesta se skládá ze tří částí:

1. Přívodní vedení k anténám má za prvé vlastní útlum vedení (zpravidla kabelu), za druhé útlum způsobený nepřesným přizpůsobením vedení k anténě a za třetí útlum v přepínacím zařízení (pokud se ho používá).
2. Vlastní antény mají zpravidla zisk (negativní útlum).
3. Vlastní cesta, kterou se šíří elektromagnetické vlny od antény vysílače k anténě přijímače. Tato má jednak vlastní útlum daný vzdáleností, výškou antén a terénem, a jednak únikový útlum – značně proměnlivý, daný dalšími faktory podmínek šíření VKV.

II–3. OPAKOVÁNÍ O ELEKTROMAGNETICKÉ VLNĚ

Elektromagnetická vlna je fyzikální jev, na kterém se podílejí střídavě elektrické a střídavě magnetické pole. Prochází-li vodičem střídavý elektrický proud, vzniká podél vodiče střídavé elektrické

pole a kolem vodiče střídavé magnetické pole. Objeví-li se v některém bodě prostoru pole, rozšiřuje se indukcí postupně, bod za bodem, na okolní prostor. Z tohoto bodu, to je místa, kde elektromagnetický rozruch vyvolal elektromagnetickou vlnu, šíří se tato na všechny strany. Celkem je nesnadné představit si elektromagnetickou vlnu v prostoru. Rozložení elektromagnetického pole v prostoru je podobné rozložení výchylek kmitajících bodů mechanického vlnění. Na rozdíl od mechanického vlnění, při kterém se skutečně pohybují částice hmoty, při elektromagnetickém vlnění mění velikost a směr pouze elektromagnetické pole a částice hmoty prostředí zůstávají bez pohybu.



Obr. 2–01. Polarizační roviny elektromagnetických vln.

Veličina, u které je určena nejen velikost, nýbrž i směr působení, se nazývá vektor. Vektor se znázorňuje jako úsečka, jejíž délka znázorňuje velikost a poloha vzhledem ke zvoleným souřadnicím určuje směr působení. Elektrické i magnetické pole mají jak velikost (intenzitu), tak směr, jsou tedy obě vektory.

Na začátku bylo řečeno, že podél vodiče protékaného střídavým proudem vzniká střídavé elektrické pole a kolem vodiče střídavé magnetické pole. To znamená, že elektrické a magnetické pole (tedy i jejich vektory) jsou k sobě kolmá. Jsou-li dva vektory k sobě kolmé, pak musí ležet v jedné rovině (obr. 2–01). A je-li tato rovina dána osami x a y, může být například směr elektrického pole E shodný s osou x a magnetického pole H shodný s osou y. Naznačíme-li si ještě osu z, která je kolmá k rovině x–y zjistíme, že se právě ve směru této osy šíří elektromagnetická vlna. Pohybují-li se oba vektory ve svých rovinách (H po rovině y—z, E po rovině x—z), jak je znázorněno na obrázku, říkáme, že vlnění má lineární polarizaci. Na obrázku je nakreslen zvláštní případ lineárně polarizované vlny, vyznačující se tím, že směry obou vektorů splývají s osami x a y. Je-li v takovém případě směr vektoru elektrického pole E shodný s osou x, jde o vodorovně polarizovanou vlnu a je-li vektor tohoto pole shodný s osou y, říkáme takové vlně svisle polarizovaná. Směr orientace je závislý na způsobu buzení vyzařovacím systémem, pokud jiné příčiny nenatáčejí polarizační rovinu jiným směrem.

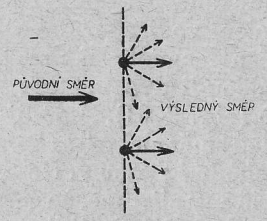
Kromě lineárně polarizovaných vln setkáváme se s vlnami polarizovanými i jinak. Polarizační rovina se může například pravi-

delně otáčet. Taková vlna má pak eliptickou nebo kruhovou polarizaci. Polarizace však může být i naprosto nepravidelně proměnná a v tomto případě mluvíme o vlně nepolarizované.

Obr. 2–01 je ovšem úplně zjednodušen proti skutečnosti. Považujeme-li bod *O* za místo elektromagnetického rozruchu, pak se šíří elektromagnetická vlna na všechny strany, nikoliv jak je naznačeno pouze ve směru *z*. Čelo vlny představuje v tomto případě kulovou plochu se středem v bodě *O*. Intenzity elektromagnetického pole ubývá se čtvercem vzdálenosti. V nekonečné vzdálenosti se kulová vlna promění v rovinnou, tj. takovou, jejíž čelo již není kulovou plochou, ale rovinou.

II–4. FYZIKÁLNÍ ZÁKLADY ŠÍŘENÍ

Pro správné pochopení šíření VKV musíme se seznámit ještě s dalšími fyzikálními podrobnostmi šíření elektromagnetických vln. Je to především skutečnost, že každý bod prostoru, k němuž dospěla elektromagnetická vlna, se stává novým zdrojem elektromagnetického vlnění všemi směry. Jde-li o bod ve volném prostoru, pak se samozřejmě vlna šíří stejným směrem od původního zdroje a všechny ostatní složky se navzájem ruší (obr. 2–02) (Huygensův princip – HUYGENS Christian, holandský fyzik a matematik – 1629÷1695).

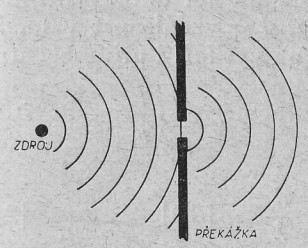


Obr. 2–02. Huygensův princip.

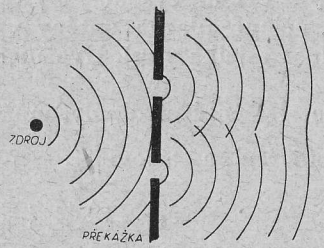
To je ostatně platné pro každé vlnění. Že tomu tak opravdu je, můžeme se přesvědčit na vodní hladině, postavíme-li vlně překážku s malým otvorem (obr. 2–03). Uspořádáme-li překážku s několika takovými otvory, bude možno předvádět, jak se nové vlny za překážkou zase postupně spojí v jednu (obr. 2–04).

Budeme-li otvory k sobě přibližovat, bude zanikat zvlnění čela nově vzniklé vlny. Splynou-li otvory v úplně volný průchod, bude vlna postupovat nerušeně v původním tvaru, i když prochází myšlenou překážkou, kde každý bod je zdrojem nové kruhové vlny. I když elektromagnetická vlna není takovým viditelným mechanickým kmitáním, jaké je například zřejmé na vodní hladině, usnadní nám podstatně tato představa pochopení mnohých poznatků o šíření VKV, které se často bez oněch základních znalostí zdají nepochopitelné.

Kdybychom se spokojili tím, co až dosud bylo řečeno, dospěli bychom k velmi jednoduchým podmínkám šíření. – Ve skutečnosti je šíření elektromagnetických vln těchto délek celkem složité a je

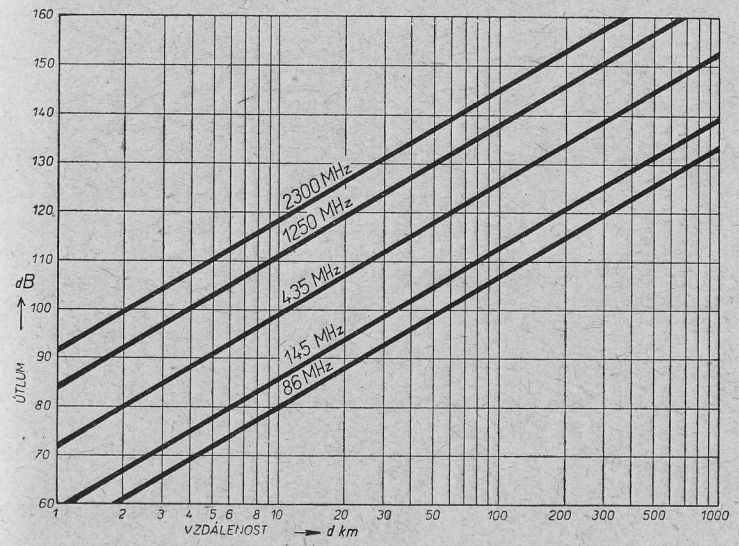


Obr. 2–03. Šíření vln za překážkou s otvorem.



Obr. 2–04. Šíření vln za překážkou s více otvory.

nutno postupně probrat několik typických případů. Mluvili jsme o přímočarosti šíření ve volném prostoru. O této přímočarosti však můžeme mluvit jen tehdy, šíří-li se vlny prostorem naplněným na-



Obr. 2–05. Závislost hodnoty útlumu šíření na vzdálenosti.

prosto stejnorodým prostředím. To je ovšem případ naprosto vzácný, odpovídající vakuu. Tehdy můžeme určit přijímaný výkon vzorcem:

$$P_p = \frac{A_p \cdot A_v}{d^2 \cdot \lambda^2} P_v \qquad [2\text{–}03]$$

(P_v = výkon vysílače, A_p = účinná plocha antény přijímací, A_v = účinná plocha antény vysílací, d = vzdálenost v m, λ = = vlnová délka v m). Uvažujeme-li na vysílací i přijímací straně pouze elementární dipóly, můžeme z poměru $\frac{P_v}{P_p}$ stanovit tzv. útlum šíření, a to rovnicí:

$$b_s = 18{,}44 + 20 \log \frac{d}{\lambda} \quad [\text{dB}] \qquad [2\text{–}04]$$

Pro amatérská pásma najdeme hodnoty útlumu šíření v závislosti na vzdálenosti v diagramech na obr. 2–05.

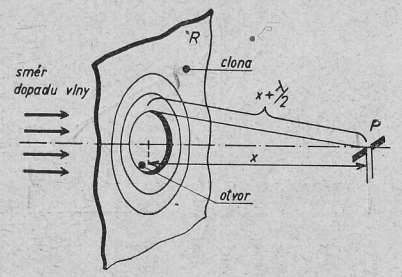
B

Pevné překážky

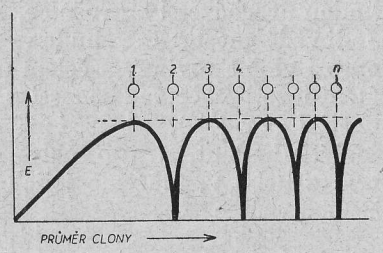
II–5. INTERFERENCE – FRESNELOVY ZÓNY

Zjištěním útlumu šíření zdaleka nekončí ověření podmínek šíření pro VKV. Představme si následující pokus (stačí opravdu jen představa, poněvadž jeho provedení je dost obtížné). Do cesty šířící se elektromagnetické vlny v prostoru, jejíž čelo je již prakticky rovinné (tj. ve velmi veliké vzdálenosti od zdroje), postavíme clonu s proměnným otvorem tak, aby přímka procházející středem otvoru směrem šíření vlny procházela přijímacím bodem P (obr. 2–06) se vzdáleností x od clony. Budeme-li zvětšovat průměr kruhového otvoru ve cloně a současně měřit sílu elektromagnetického pole v bodě P, dostaneme po zakreslení do diagramu zajímavý průběh (obr. 2–07). Zprvu se bude pole zesilovat až k vrcholu označenému číslem *1*, pak bude klesat až na nulu atd. podle uvedeného obrázku. Po zkoumání příčiny zjistíme, že bod *1* odpovídá průměru clony, při kterém je vzdálenost bodu P od obvodu clony o půl vlny delší než vzdálenost od středu (x). Bod označený číslem *2* odpovídá průměru otvoru clony se vzdáleností od bodu P o vlnovou délku větší (tj. dvě půlvlny), bod tři o tři půlvlny a n-tý bod o n-krát půlvlny.

Naznačíme-li si všechny tyto velikosti clony kružnicemi, rozdělí se nám rovina clony na n



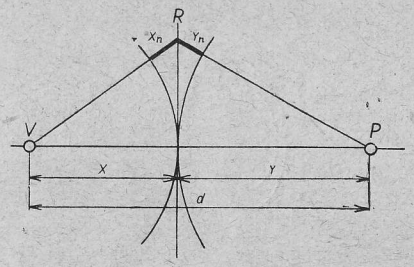
Obr. 2–06. Šíření rovinné vlny otvory různých velikostí (Fresnelovy zóny).



Obr. 2–07. Závislost síly pole na průměru otvoru clony.

mezikruží. A spočítáme-li si plochy jednotlivých mezikruží, zjistíme, že jsou naprosto stejné. Poněvadž z každého dalšího mezikruží přichází do bodu P vlna s opačnou fází (neboť vzdálenost se liší právě o $\frac{\lambda}{2}$) a při tom vyzářené výkony jsou stejné, neboť vyzařující plochy jsou stejné, musí se navzájem střídavě odčítat až k nule a přičítat až k maximální hodnotě. Mezikruží ohraničená těmito kružnicemi včetně první kruhové plochy u středu jmenujeme Fresnelovými zónami (FRESNEL Augustin Jean – čti Frenel – francouzský fyzik 1788–1827). Geometricky řečeno: geometrickým místem bodů v rovině R, jejichž vzdálenost od bodu P je dána výrazem $x + n\frac{\lambda}{2}$, jsou kružnice, které ohraničují mezikruží nazývané Fresnelovými zónami.

Obecně můžeme zkonstruovat Fresnelovy zóny nejen pro rovinnou vlnu, ale pro libovolné zcela běžné případy, kdy vlna vychází z bodového zdroje a má v různých konečných vzdálenostech kulový tvar. Například podle obrázku 2–08 vychází kulová vlna z vysílacího bodu V. Mezi tímto bodem a přijímacím bodem P je myšlená rovina R, ve které nás budou zajímat Fresnelovy zóny. Dráha různých směrů lišící se od přímého směru mezi V a P bude vždy prodloužena o úsečky silně nakreslené a označené x_n a y_n. V místech, kde $x_n + y_n = n\frac{\lambda}{2}$, budou procházet ty kružnice, které ohraničují Fresnelovy zóny. Je-li vzdálenost $x = y$, bude vytvořen dvojnásobek těchto kružnic oproti vlně s rovinným čelem při stejných ostatních podmínkách. Mění-li se poměr vzdálenosti x a y (při zachování celkové vzdálenosti $d = x + y$), mění se i průměry kružnic. Při zanedbání velmi malých hodnot, tj. pro malý průměr kružnice oproti vzdálenostem x nebo y, můžeme jejich průměr vypočíst podle zjednodušeného vzorce



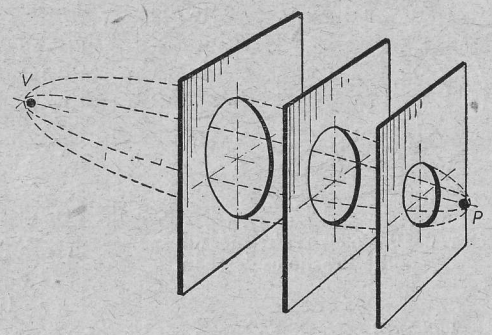
Obr. 2–08. Šíření kulové vlny otvorem.

$$r_n = \sqrt{\frac{n \cdot \lambda \cdot x \cdot y}{x + y}}. \qquad [2\text{–}05]$$

Představíme-li si opět pokus s kruhovou clonou a se získanou

zkušeností z obrázku 2–08, tj. budeme hledat průměr kružnice ohraničující první Fresnelovou zónu v různých rovinách mezi V a P, dojdeme k poznatku, že obalovou plochou těchto kružnic je rotační elipsoid s osou splývající se spojnicí V a P (obr. 2–09). Matematik dojde k tomuto poznatku ovšem jednodušeji, pohledem na výše uvedený zjednodušený vzorec pro výpočet [2–05].

Pro druhé a další Fresnelovy zóny vzniknou další rotační elipsoidy s delšími osami.



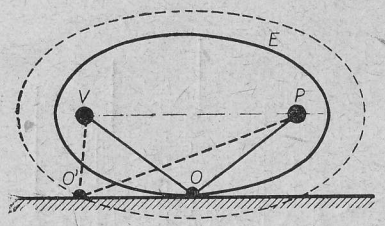
Obr. 2–09. Fresnelovy zóny v různých vzdálenostech.

Proč se tak podrobně zabýváme těmito poznatky? Je to především proto, že v oblasti VKV velikosti těchto kružnic či rozměry elipsoidů vycházejí často nebezpečně blízké rozměrům různých prostorových překážek nebo propustí. Poněvadž víme, že k tomu, aby nám ve volném prostoru nerušeně procházela největší energie z vysílacího do přijímacího bodu, je nutno, aby v první Fresnelově zóně nebylo žádných překážek, a naopak, pokud se překážky vyskytnou mimo první zónu, nechť se vyskytují v oblasti druhé nebo čtvrté a každé další sudé zóně.

II–6. ODRAZ VLN – FRESNELOVY ZÓNY

Nejenom překážky, ale i místa odrazu, například povrch země i jiná místa, mají velký vliv na šíření VKV. Představme si opět vysílač V a přijímač P pracující s vlnovou délkou λ (obr. 2–10). Elipsoid E omezuje první Fresnelovu zónu. Dotýká-li se elipsoid E povrchu zemského a nastává-li v tomto místě odraz, přicházejí do bodu B jednak vlny přímo a jednak odraženy v místě O. Odražená vlna má vždy opačnou fázi než vlna před odrazem. A poněvadž vzdálenost V—O—P je v našem případě o $\frac{\lambda}{2}$ delší než první vzdálenost V—P, má vlna odražená od místa O v bodě P

stejnou fázi jako přímá vlna, tj. přičítá se k přímé vlně. V bodě P je v tomto případě silnější pole, než by bylo za jinak stejných podmínek ve volném prostoru, pokud jiné odrazy (např. od bodu O') situaci podstatně nezmění. Jiná situace by byla, kdyby odraz nastal v místě, které se dotýká elipsoidu, který ohraničuje druhou Fresnelovu zónu. Vzdálenost $V—O—P$ je o $2 \cdot \frac{\lambda}{2} = \lambda$ větší než přímá a odražená vlna se bude odčítat od přímé. Z toho plyne současně, že všechny odrazy v místech, případně v těsné blízkosti lichých elipsoidů se sčítají s přímou vlnou, a odraz v místech sudých elipsoidů se odčítá od přímé vlny.



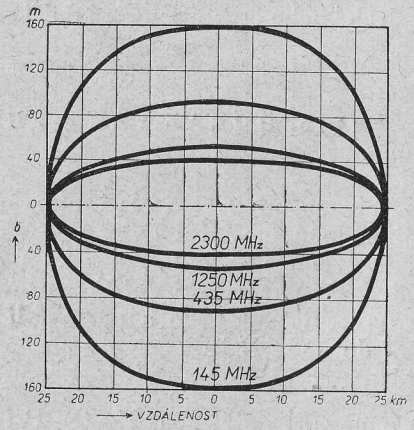
Obr. 2–10. Posuzování míst odrazu podle Fresnelových zón.

O závažnosti tohoto poznatku se jistě mnozí velmi názorně přesvědčili. Jistě se vám stalo, že při poslechu televizního pořadu nad vaší čtvrtí nebo ulicí přelétlo letadlo. A nemusí být ani příliš nízko, ani přímo nad vaší anténou a přece kontrast obrazu znatelně a někdy i velmi nepříjemně zakolísá. To znamená, že letadlo protínalo střídavě lichou a sudou Fresnelovu zónu. Na tomto jevu, poněvadž se rychle mění, můžeme si snadno vysvětlit, jak nepatrná překážka nebo předmět markantně ovlivňuje podmínky spojení na VKV. Z amatérského hlediska je nutno konstatovat, že nám odrazy velmi často způsobují nepříjemné nesnáze. Zejména při spojení na poměrně malé vzdálenosti za jinak příznivých podmínek mohou se zdát některé úkazy nepochopitelné, pokud neznáme tyto jejich příčiny.

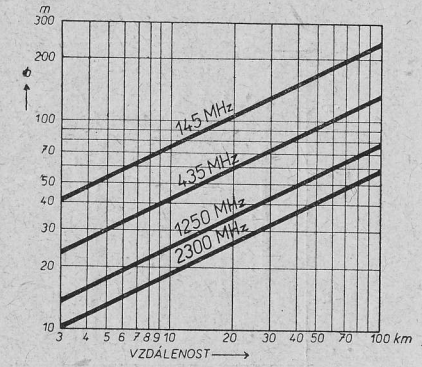
Mezi dvěma body v prostoru (vysílacím a přijímacím bodem), vzdálenými o určitou vzdálenost, můžeme si podle již známých poznatků nakreslit pro každou vlnovou délku elipsu odpovídající řezu rotačního elipsoidu ohraničujícího první Fresnelovu zónu. Pro lepší názornost provedeme elipsy tak, že jejich výšku, tj. malou poloosu, zakreslíme ve zvětšeném měřítku oproti vodorovné ose. Na obrázku 2–11 jsou nakresleny elipsy pro vzdálenost 50 km a pro kmitočty 145, 435, 1250, 2300 MHz. Všimněme si například, že pro amatérské dvoumetrové pásmo je délka malé poloosy kolem 150 m. Budeme-li potřebovat tyto elipsy pro jiné vzdálenosti, pomůže nám diagram 2–12, na kterém je závislost délky malé poloosy na vzdálenosti přijímacího bodu od vysílacího, a to opět pro amatérská pásma. Z těchto diagramů si můžeme snadno nakreslit elipsu přímo do známého profilu terénu mezi dvěma stanicemi, který nám osvětlí, jsou-li nějaké překážky zasahující do první Fresnelovy zóny. Přikreslíme-li si ještě jednu elipsu, jejíž malá poloosa bude $\sqrt{2}$ krát větší, dostaneme ohraničení druhé Fresnelovy zóny. Budou-li v terénu místa, která se dotýkají této druhé elipsy nebo s ní v části trasy splývají, nebo jsou-li v těsné její blízkosti, můžeme počítat s poměrně značným potlačením pole v přijímacím bodě. Je ovšem směrodatné, jakou část energie takové místo může odrážet. Z toho jasně vyplývá, že je zcela možné, že mezi dvěma stanicemi, zdánlivě velmi výhodně umístěnými, může vlivem odrazu nastat tak silné potlačení signálů, že je spojení neproveditelné. Při prověrce takovéto trasy mezi stanicemi nesmíme ovšem zapomínat na zakřivení povrchu zemského (obr. 2–13), jehož převýšení si můžeme přibližně spočítat podle vzorce

$$h_p \doteq \frac{d^2}{50}. \qquad [2–06]$$

Jak četné jsou případy potlačení signálu vlivem odrazu, ukážeme si nejlépe na dalších diagramech, které je možno odvodit



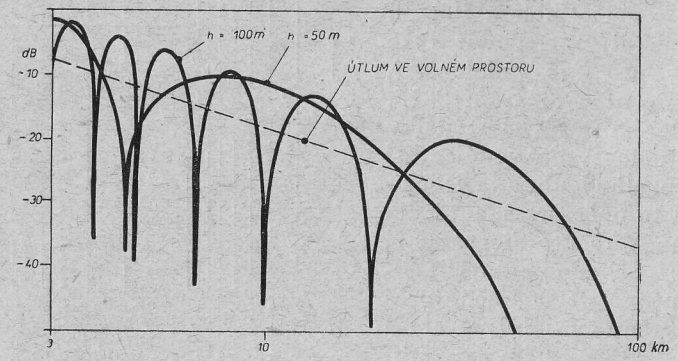
Obr. 2–11. Elipsy, ohraničující první Fresnelovu zónu pro vzdálenost 50 km.



Obr. 2–12. Závislost délky malých poloos pro 1. Fresnelovu zónu na vzdálenosti.

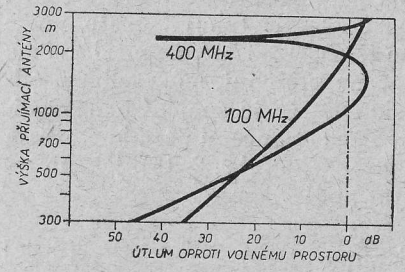
Obr. 2–13. Převýšení terénu vlivem zakřivení zemského povrchu.

z předešlých poznatků a nákresů. Především si můžeme nakreslit průběh intenzity pole v závislosti na vzdálenosti stanic, a to pro určitou délku vlny a pro několik výšek antén nad povrchem. Diagram na obrázku 2–14 platí pro dvoumetrové pásmo – tečkovaná čára udává velikost pole u přijímací antény při nerušeném šíření volným prostorem. Ostatní křivky jsou pro několik různých výšek



Obr. 2–14. Závislost síly pole ovlivněného odrazem od zemského povrchu na vzdálenosti.

nad úrovní rovinného hladkého terénu. Všimněme si především, že křivky v některých místech převyšují hodnoty při šíření ve volném prostoru, a to je právě v těch vzdálenostech, kde se terénu dotýká první Fresnelův elipsoid. Mimo to pozorujeme místa, celkem ostře ohraničená, kde je pole potlačeno až o 30 dB. Z rozdílu průběhu pro různou výšku antén vyplývá i to, jak značný vliv má tato výška na utváření nepříjemných minim, a dále i to, že pro spojení na menší vzdálenosti nebudeme doporučovat vysoko umístěnou anténu, pokud pro to nemáme jiné důvody. Ve spojení mezi stanicemi, kde se shodou okolností vyskytne mimořádné veliké potlačení síly pole z těchto důvodů, zpravidla postačí změnit výšku antény. Ovšem již zde je nutno poznamenat, že takové místní zeslabení příjmu může být i proměnlivé vzhle-



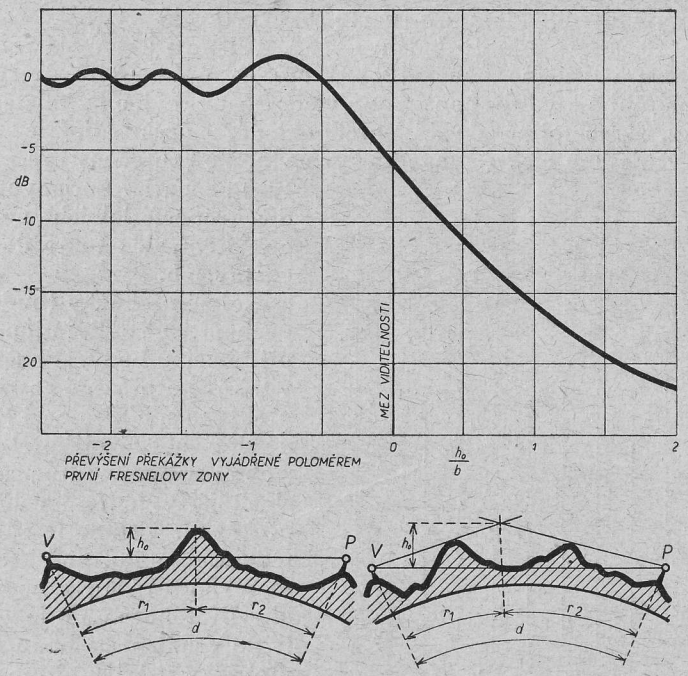
Obr. 2–15. Závislost síly pole ovlivněného odrazem od povrchu zemského na výšce přijímací antény.

dem k proměnlivým lomům v troposféře, ale o tom se dovíme více v příslušném odstavci. Tuto závislost interferenčního útlumu na výšce přijímací antény znázorňuje obr. 2–15.

Interferenční útlum zaniká s rostoucí vzdáleností a za vzdáleností odpovídající výrazu $h_1 \cdot h_2 > \frac{d\lambda}{18}$ přechází v plynulý útlum.

II–7. PŘEKÁŽKY PRO ŠÍŘENÍ VKV

Až dosud jsme se zabývali šířením VKV, kde se mezi stanicemi nevyskytují žádné překážky. V praxi, zejména v amatérské, tomu tak většinou není a „kouzlo“ práce na VKV je právě v překonávání vzdáleností s různými terénními překážkami. Setkáváme se s dvojím druhem překážek.

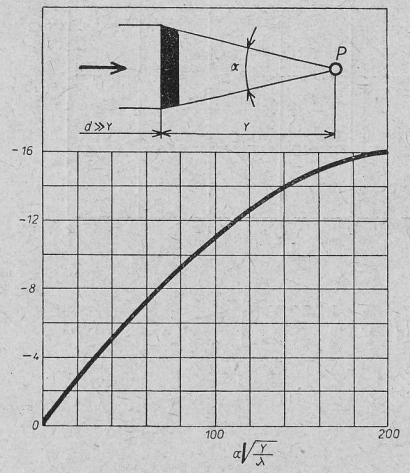


Obr. 2–16. Závislost útlumu na převýšení klínové překážky.

A. V hornatém terénu budou mít překážky převážně klínovitý charakter.

B. V rovinatém terénu bude to převážně zaoblení povrchu zeměkoule.

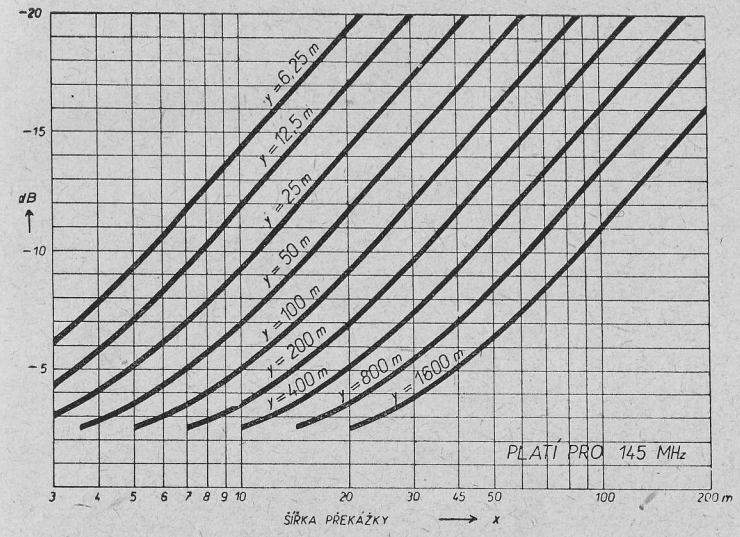
V obou uvedených případech zjistíme, že za překážkou není intenzita pole rovna nule, jak by snad bylo možno usuzovat z poučky, která praví, že se elektromagnetické vlny šíří přímočaře. Ohyb, který se zde projevuje, se podobá ohybu světla na hraně. Budeme-li postupně zvyšovat klínovou překážku (v příčném směru dostatečně dlouhou) od určité výšky pod mezí viditelnosti, tj. pod spojnici vysílacího bodu s přijímacím a budeme-li elektromagnetické pole srovnávat s hodnotou odpovídající šíření ve volném prostoru, dojdeme k poznatku, že intenzity pole za překážkou plynule ubývá. Celý průběh procesu zachycený v diagramu vypadá takto: nejprve intenzita kolísá, zvlnění diagramu odpovídají zvýšení překážky o poloměr první Fresnelovy zóny. Dosáhne-li překážka právě úrovně spojnice V—P, tj. případ, kdy je zakryta polovina první Fresnelovy zóny, klesne intenzita pole na polovinu a pak již plynule klesá, při čemž při zakrytí celé první Fresnelovy zóny klesne o hodnotu kolem —16,5 dB proti šíření ve volném prostoru. Uvedené poučení platí pro ostré klínovité překážky a malé úhly mezi dráhou vlny a vodorovnou rovinou v místě překážky. Samozřejmě zde stále předpokládáme prostředí, kde se nevyskytuje lom elektromagnetických vln. Ve skutečnosti je nutno tyto poznatky korigovat podle troposférických podmínek šíření, ale o tom v dalších odstavcích.



Obr. 2–17. Vliv kolmých překážek.

Kolmé překážky (budovy) pochopitelně ovlivňují pole v přijímacím bodu. Poněvadž v takovém případě zastiňuje překážka spojnici mezi V a P a vlny obcházejí překážku z obou stran, je nutno zavést složitější vyjádření velikosti překážky. Útlum je závislý jednak na úhlu, pod kterým se jeví překážka z bodu P, ale vliv tohoto úhlu je závislý na vzdálenosti bodu P od překážky (i když přímo hodnota tohoto úhlu je závislá

na vzdálenosti) (obr. 2–17). Vyjádřeno slovy: útlum za takovou překážkou je závislý jak na její velikosti vzhledem k vzdálenosti od přijímacího bodu, tak na délce vlny (kmitočtu). Čím jsou vlny kratší, tím neochotněji se ohýbají za překážku. Tento poznatek ostatně vyplývá i z úvahy o Fresnelových zónách. Obr. 2–18 ukazuje příklad závislosti překážky široké x metrů a vzdálené metrů na kmitočtech v oblasti amatérských VKV pásem.

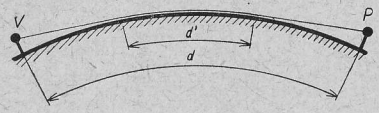


Obr. 2–18. Diagram pro stanovení útlumu kolmou překážkou.

Kromě klínových překážek setkáváme se často s překážkami oblými, z nichž nejtypičtější je kulový povrch Země. I zde nastává ohyb a pokles za překážkou je celkem plynulý. Pro jeho přibližné stanovení platí rovnice

$$b = b_s + 17 + \frac{0{,}75\,d'}{\sqrt[3]{\lambda}}, \quad \text{[dB, km, m]}. \qquad [2\text{–}07]$$

Vzdálenost d' je část dráhy vlny, po kterou se dotýká zemského povrchu (obr. 2–19), b_s je základní útlum šíření daný celkovou vzdáleností podle vzorce 2–04. Konstanta 17 reprezentuje dodatečný útlum dotykem s oblým zemským povrchem,



Obr. 2–19. Oblá překážka.

kterou musíme přičítat, jakmile se dráha vln povrchu dotkne, aniž by se musela ohýbat. Tento dodatečný útlum podle tvaru oblé překážky je různý 17 ÷ 6 dB. Opět si připomeneme, že i tento poznatek platí pro prostředí bez troposférického lomu, poněvadž jeho vlivem bude mít dráha vlny odlišný tvar, takže mnohdy stejně jako u klínových překážek vlastní překážku mine.

C

Vliv atmosféry

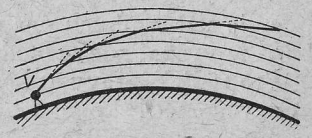
II–8. TROPOSFÉRICKÉ ŠÍŘENÍ – LOM

Poznatky získané v předešlých odstavcích spočívají na základních fyzikálních zákonech šíření elektromagnetických vln. Vzhledem k tomu, že veličiny, ze kterých se vztahy odvozují, jsou pevné a neproměnné (neproměnné zejména v krátkých časových mezích), mají i výsledky trvalý charakter. Tyto poznatky však naprosto nestačí k vysvětlení některých úkazů v šíření VKV a nestačí ani k správné předpovědi podmínek pro danou trasu. To plyne z toho, že ve všech vztazích bylo počítáno s homogenním prostředím s relativní dielektrickou konstantou $\varepsilon = 1$. Skutečnost je však poněkud jiná. Dielektrická konstanta vzduchu při povrchu země je o málo větší než jednotka. Mimo to se vlivem teploty tlaku a vlhkosti dielektrická konstanta mění v závislosti na výšce. Poněvadž s hodnotou dielektrické konstanty je spjata i hodnota indexu lomu

$$n = \sqrt{\varepsilon}\,, \qquad [2\text{–}08]$$

mění se tedy s výškou i index lomu. V normálních poměrech, v tak zvané normální atmosféře, index lomu plynule klesá se zvětšující se výškou. Tuto plynulou změnu indexu lomu v závislosti na výšce určujeme vertikálním gradientem (změna indexu lomu na jednotku výšky) $g = \frac{dn}{dh}$.

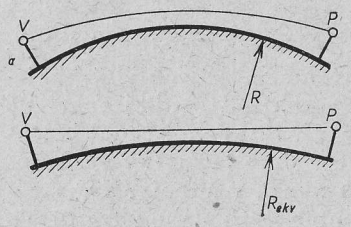
Pro snadnější pochopení lomu VKV si můžeme představit, že je atmosféra složena z jednotlivých vrstev s jednotkovou výškou, jejichž index lomu se bude postupně vždy o uvedený gradient měnit (obr. 2–20). To znamená, že na rozhraní jednotlivých vrstev můžeme mluvit o změně indexu lomu tak, jako známe třeba z optiky při přechodu paprsku do jiného prostředí. Na takovém rozhraní dochází k lomu paprsku (dielektrickému).



Obr. 2–20. Lom elektromagnetických vln v atmosféře.

II–9. MĚNÍME SI VELIKOST ZEMĚ

Jestliže jsme v minulých odstavcích posuzovali šíření VKV v různých situacích za předpokladu přímočarého šíření a z toho odvozovali i ohyby VKV za překážkou a za obzor, musíme nyní, na základě dielektrického lomu v atmosféře, průběhy šíření VKV ve skutečném terénu opravit. Představme si opět dvě stanice na různých místech povrchu Země (obr. 2–21). Je-li gradient indexu lomu negativní, tj. ubývá-li indexu lomu s výškou, bude dráha zakřivena směrem k zemskému povrchu. Pro takovou dráhu se těžko aplikují poznatky o šíření Fresnelova pásma. Výhodnější je pokládat dráhu vlny za přímočarou a pozměnit pro výpočet zakřivení zemského povrchu tak, že průběh dráhy vzhledem k zemskému povrchu měl stejný charakter. To se stane s dostatečnou přesností, „změníme-li" poloměr Země ze skutečné hodnoty na pomocnou ekvivalentní hodnotu (obr. 2–21).



Obr. 2–21. Ekvivalentní poloměr Země.

Pro praktický výpočet ekvivalentního zemského poloměru je výhodnější použít místo indexu lomu pojmu modul lomu, který souvisí s modifikovaným indexem lomu podle vztahu:

$$M = (n_{mod} - 1)\,10^6 = (n - 1)\cdot 10^6 + 0{,}157\,h \qquad [2\text{–}09]$$

(h = výška bodu, kde se určuje hodnota modulu). Empirický vzorec pro index lomu v atmosféře upravený dosazením hořejšího vztahu pro modul lomu zní takto:

$$M = \frac{77{,}6}{T}\,p + \frac{3{,}7\cdot 10^6\cdot e}{T^2} + 0{,}157\ \mathrm{h} \qquad [2\text{–}10]$$

T je absolutní teplota ve stupních Kelvina;
p je tlak vzduchu v milibarech;
e je tlak vodních par v milibarech;
h je výška, kde se modul určuje v m.

Pro typické stavy atmosféry má modul lomu hodnoty 200 ÷ 500. A zavedeme-li si opět gradient modulu lomu

$$M' = \frac{dM}{dh}, \qquad [2\text{–}11]$$

bude činitel k pro výpočet ekvivalentního poloměru země

$$k = \frac{0{,}157}{M'}, \qquad [2\text{–}12]$$

takže:

$$R_{ekv} = R\,\frac{0{,}157}{M'}. \qquad [2\text{–}13]$$

Činitel k má konstantní nebo téměř konstantní hodnotu v určité oblasti výšek jen při velmi příznivých poměrech závislosti tlaku, teploty a vlhkosti na výšce. Za obvyklých podmínek se činitel mění s výškou obyčejně podle velmi složité závislosti.

II–10. JAK SE VKV LÁMOU V ATMOSFÉŘE

Vycházíme-li z uvedených poznatků, vidíme, že mohou nastat následující typické případy:

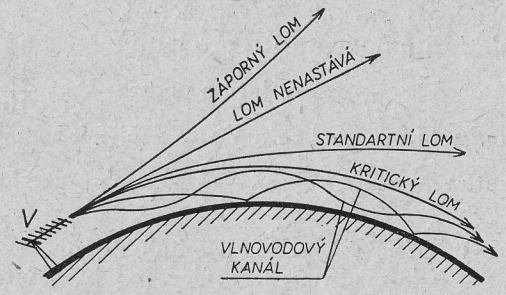
1. *Atmosférický lom nenastává*, když gradient lomu $g = \frac{dn}{dh} = 0$.

V tomto případě uvedené vzorce dávají tyto výsledky:

$$M' = 0{,}157;\quad k = 1;\quad R_{ekv} = R,$$

tj. ekvivalentní poloměr zeměkoule se neliší od skutečného.

2. *Záporný atmosférický lom*. Záporným atmosférickým lomem se rozumí takový stav dolních vrstev atmosféry, při němž dráha VKV se uchyluje směrem vzhůru, paprsky se oddalují od povrchu Země. To způsobuje pokles možné vzdálenosti pro spojení. Záporný lom vzniká, když index lomu se zvětšuje s výškou. Platí tedy tyto výsledky výše použitých vzorců:



Obr. 2–22. Typické případy lomu VKV v atmosféře.

$$\frac{dn}{dh} > 0; \quad M' > 0{,}157; \quad k < 1, \quad R_{ekv} < R.$$

Zde je tedy ekvivalentní poloměr menší než skutečný.

3. *Kladný atmosférický lom* obecně nastává, je-li gradient indexu lomu menší než nula $\frac{dn}{dh} < 0$. Dráha paprsku v atmosféře se při kladném atmosférickém lomu uchyluje směrem k povrchu Země. Zásadně je kladný atmosférický lom příznivý pro spojení na VKV, poněvadž prodlužuje možnou vzdálenost pro spojení, pomáhá překonávat jak převýšení zaoblením zemského povrchu, tak i převýšení horskými útvary. Pro podrobnější poznání je však výhodné seznámit se s hlavními charakteristickými případy kladného atmosférického lomu.

a) *Standardní atmosférický lom.* V dobře promíchané atmosféře při adiabatickém průběhu teploty podle výšky je gradient indexu lomu teoreticky téměř nezávislý na výšce a má hodnotu $-4{,}45 \cdot 10^{-8}\ m^{-1}$. Ale důkladně promíchaná atmosféra se vyskytuje velmi zřídka a jako normální hodnota se uvádí:

$$g = \frac{dn}{dh} = -4 \cdot 10^{-8}\ m^{-1}.$$

Při tom je

$$M' = 0{,}117; \quad k \doteq \frac{4}{3}; \quad R_{ekv} \doteq \frac{4}{3} R.$$

Tento případ považujeme za průměrnou hodnotu. Ekvivalentní poloměr Země činí tedy $R_{ekv} \doteq 8500$ km. Tato hodnota je vcelku vhodná i pro naše území. Kde však je zapotřebí větší přesnosti, platí tato hodnota jen pro letní měsíce a pro zimní měsíce použijeme $k = \frac{9}{7}$ a pro jaro a podzim $k = \frac{13}{10}$, což je zároveň střední hodnota pro celý rok. V severnějších zeměpisných šířkách se hodnota zmenšuje $\left(\frac{4}{3}\right.$ až $\left.\frac{6}{5}\right)$ a pro tropy zvětšuje $\left(\frac{4}{3}\right.$ až $\left.\frac{3}{2}\right)$.

b) *Kritický lom.* Jestliže index lomu klesá s výškou rychleji než při středním stavu atmosféry, pak při určité hodnotě gradientu nastanou podmínky, při nichž zakřivení paprsku je takové, že probíhá rovnoběžně se zemským povrchem, tj. poloměr zakřivení je stejný s poloměrem Země. Tyto podmínky vzniknou pro

$$g = \frac{dn}{dh} = -1{,}57 \cdot 10^{-7}\ m^{-1}; \quad M' = 0; \quad k = \infty; \quad R_{ekv} = \infty.$$

Nekonečná hodnota ekvivalentního poloměru Země zdůrazňuje skutečnost, že dráha vodorovného paprsku zachovává nezměněnou výšku nad zemí.

II–11. VZNIK VLNOVODOVÉHO KANÁLU

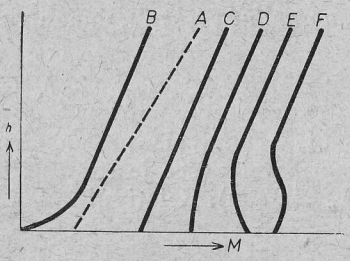
c) *Vznik vlnovodového kanálu* v dolních vrstvách atmosféry. Klesá-li index lomu rychleji než v případě kritického lomu, paprsek se vrací k zemi jako při úplném odrazu. Paprsek se může znovu odrazit od zemského povrchu a proces se může opakovat (obr. 2–22). Podmínkou pro vznik vlnovodového kanálu v dolních vrstvách atmosféry je:

$$g = \frac{dn}{dh} < -1{,}57 \cdot 10^{-7}\ m^2; \quad M' < 0; \quad k < 0; \quad R_{ekv} < 0.$$

Záporná hodnota ekvivalentního poloměru zemského znamená, že ekvivalentní povrch zemský je v tomto případě vydutý.

Název vlnovodový kanál zdůrazňuje obdobu mezi šířením v dielektrickém vlnovodu a šířením v hustší vrstvě vzduchu, která leží nad zemí a která se chová jako vlnovod. To platí zejména tehdy, je-li pod onou hustší vrstvou vzduchu ještě vrstva s negativním gradientem, tj. vrstva, která láme vlny opět vzhůru. Jak již bylo uvedeno, není gradient indexu lomu stálý podle výšky, a proto nelze jedinou hodnotou g ani M' charakterizovat míru atmosférického lomu.

Pro nejúplnější zobrazení stavu atmosférického lomu se používá tak zvaných charakteristických křivek, které znázorňují závislost modulu lomu na výšce nad zemským povrchem. Obr. 2–23 ukazuje typické příklady těchto křivek. Případu, že atmosférický lom nenastává, odpovídá přímka *A*. Křivka *B* zobrazuje typický příklad se záporným lomem u zemského povrchu, přecházejícím ve velkých výškách na standardní atmosférický lom. Křivka *C* platí pro střed-



Obr. 2–23. Typické průběhy modulu lomu.

ní standardní atmosférický lom. Křivka *D* je odrazem kritického lomu přímo nad zemí. Křivka *E* ukazuje podmínky pro vznik vlnového kanálu přímo nad zemí a *F* v určité výšce nad zemí.

Za jakých podmínek se vytvářejí různé poměry v dolních vrstvách atmosféry? Průběh tlaku vzduchu v závislosti na výšce nemá podstatný vliv na tvar charakteristických křivek, poněvadž se změnou tlaku u povrchu země se úměrně mění tlak v různých výškách nad zemí. Tedy hlavním činitelem vytvoření tvaru uvedených křivek je průběh teploty a vlhkosti v závislosti na výšce.

Jestliže se mění vlhkost vzduchu s výškou tak, aby odpovídala dobře promíchané atmosféře, a jestliže teplota klesá asi o 0,5° C na 100 m výšky (adiabatický průběh), pak vzniká standardní lom. Roste-li měrná vlhkost s výškou nebo klesá-li teplota s výškou rychleji než při adiabatickém průběhu, vznikají podmínky pro záporný lom. Záporný atmosférický lom vzniká při proudění studeného vzduchu z pevniny na teplejší moře. Jestliže teploty dolních vrstev atmosféry s výškou přibývá (tomuto neobvyklému průběhu říkáme teplotní inverze) a specifická vlhkost s rostoucí výškou náhle klesá, nebo jestliže obě uvedené podmínky nastanou zároveň, pak vzniká vlnovodový kanál.

Přechladí-li se dolní vrstvy vzduchu ochlazováním půdy vyzařováním po západu slunce, při jasné obloze a slabém větru, vzniká vlnovodový kanál.

Vznik vlnovodového kanálu má dvojí vliv na šíření VKV. Předně se zvětšuje maximální vzdálenost šíření a za druhé se zvětšuje síla pole proti hodnotě bez přítomnosti vlnovodového kanálu.

Pro představu o vlivu šíření vlnovodovým kanálem rozdělíme si celkový útlum šíření na dvě složky: útlum závislý na vzdálenosti a útlum závislý na výšce obou antén. Při studování podmínek pro útlum daný vzdáleností zjistíme, že při vyšším vlnovodovém kanálu se šíří vlny s mizivě malým útlumem. Mluvíme-li při tom o výšce, máme na mysli výšku relativní ve srovnání s tak zvanou „*normální výškou*“, danou vzorcem:

$$h_o = \frac{1}{2}\sqrt[3]{\frac{R_{ekv}\,\lambda^2}{\pi^2}} \qquad [2\text{–}14]$$

(R_{ekv} = ekvivalentní poloměr Země). Vzorec ukazuje, že v tzv. normální výšce je zahrnut i vliv vlnové délky (pro $\lambda = 2$ m je $h_o = 82$ m). Relativní výška vlnovodového kanálu je:

$$h_x = \frac{h_v}{h_o}, \qquad [2\text{–}15]$$

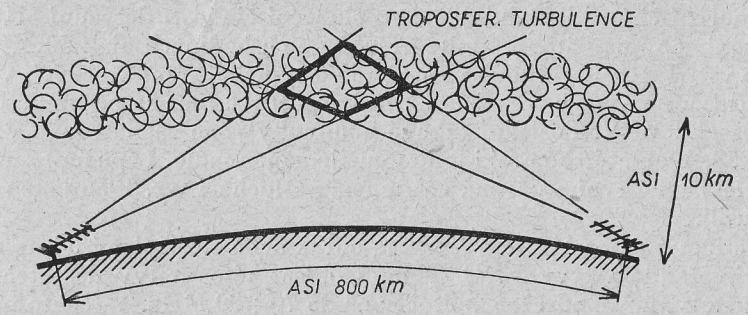
kde h_v je skutečná výška vlnovodového kanálu.

Ještě při relativní výšce $h_x = 2$ je útlum mnohem menší než při šíření za standardního atmosférického lomu. Čím vyšší bude kmitočet, tím příznivěji se touto cestou šíří VKV. Složka útlumu závislá na výšce antén podléhá tomuto vlivu, pokud jedna z antén nedosahuje asi jedné třetiny výšky vlnovodového kanálu. Při dalším zvyšování výšky antény již útlum neklesá, jak jsme zvykli u šíření bez vlnovodového kanálu. Dokonce u vyšších vlnovodových kanálů ($h_x = 2{,}7$ a více) tento útlum se zvyšováním antény roste.

II–12. ROZPTYL V TROPOSFÉŘE

VKV se mnohdy šíří do vzdáleností převyšujících přímou viditelnost, i když nejde o šíření vlnovodovým kanálem v dolních vrstvách atmosféry. V některých případech v přítomnosti vlnovodového kanálu naměřené hodnoty signálu velmi značně převyšují signály odpovídající vypočteným hodnotám. Jednou z příčin těchto zvláštností jsou místní nesourodosti v troposféře, vyvolávající rozptyl elektromagnetických vln. Příčinou vzniku takových nesourodostí je vířivý pohyb vzduchu způsobený nerovnoměrným oteplením zemského povrchu.

Uvnitř proudu vzduchu s průměrnou rychlostí mohou v jednotlivých bodech vznikat značné odchylky okamžité rychlosti a směru pohybu. Takové víření vzduchu (turbulence) může mít různou rychlost – od několika centimetrů do deseti metrů za vteřinu, i různé rozměry. V klidném stavu atmosféry jsou rozměry turbulence větší



Obr. 2–24. Troposférický rozptyl.

(do deseti metrů) a při nestabilní atmosféře klesají až k deseti centimetrům. Víření pochopitelně souvisí i s kolísáním teploty v jednotlivých bodech uvnitř vířícího prostoru. To dále znamená, že turbulence je spojena s výkyvy indexu lomu. Změna teploty o 1° C způsobuje změnu modulu atmosférického lomu o dvě jednotky. Takové změny můžeme očekávat právě v dolních vrstvách atmosféry. Pro zjednodušení představy můžeme předpokládat, že tyto turbulence mají tvar koulí roztroušených v atmosféře, jejichž dielektrická konstanta se liší od dielektrické konstanty okolní atmosféry. Předpokládáme dále, že vyplňují určitý objem přiléhajíce jedna k druhé.

Schéma spojení troposférickým rozptylem je na obr. 2–24. Přímky vycházející z bodu *A* a *B* ohraničují hlavní vyzařovací laloky obou antén. Orámované místo je průmětem společného prostoru obou laloků. Jestliže tento objem zasahuje objem turbulencí, nastává rozptýlený odraz, jehož část zachycuje přijímací anténa.

II–13. ROZPTYL V IONOSFÉŘE

Všeobecně je známo, že VKV se neodrážejí od ionosféry a tím se podstatně liší od KV. Nemají výhodu KV překonávat pomocí odrazů velké vzdálenosti daleko za obzor, často i na druhou stranu zeměkoule. Ale víme, že pro úspěšné pronikání ionosférou, například pro potřebu spojení s kosmickými raketami a družicemi, se výborně hodí některá pásma VKV. A přece někdy slyšíme o ionosférickém šíření VKV. Skutečností je, že čas od času se mohou vyskytovat podobné podmínky (v jedenáctileté periodě sluneční činnosti), kdy ve špičce sluneční činnosti dostoupí MUF maximální použitelný kmitočet v denních hodinách až k 50 MHz i výše. V tomto případě vlastně jde o typické šíření krátkých vln odrazem o vrstvu *E*, jehož horní kmitočtová mez se posunula do rozsahu VKV. Poslední takové podmínky jsme zaznamenali v r. 1958. V amatérské praxi toho využijeme jen málo. Lépe na tom je televize v prvním pásmu, což mnozí posluchači v r. 1958 jistě zakusili.

Jinou možností šíření VKV je odraz nebo rozptýlený odraz od mimořádné vrstvy *E*. Dosáhne-li oblast této vrstvy dostatečné hustoty, může odrážet kmitočty až do 70÷80 MHz. V těchto případech dosahuje skok odrazu vzdálenosti 1000—2000 km. Tyto podmínky se mohou častěji vyskytovat poblíže rovníku a mnohem

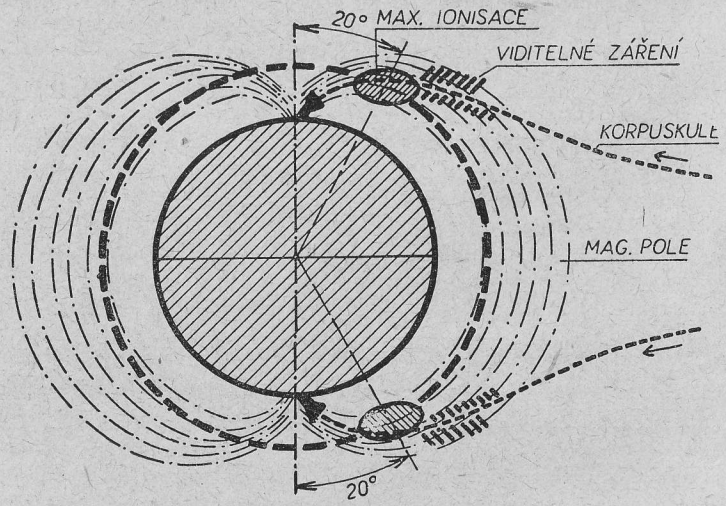
méně směrem k zemským pólům. Pokud byly překlenuty vzdálenosti řádu 2000 km na amatérském pásmu 144 MHz, je těžko rozlišit, zda to byl případ odrazu od mimořádné vrstvy *E* nebo šíření extrémně vysokým kanálem v atmosféře.

D

Zvláštní způsoby šíření

II–14. ODRAZ VKV OD POLÁRNÍ ZÁŘE

Ve stejných výškách jako vrstva *E* (100—110 km) a v určitých šířkách kolem geomagnetických pólů do 20° od pólu se občas vyskytuje viditelný úkaz, známý jako polární záře (*Aurora*). Jde opět o ionizování vrchní atmosféry, způsobené průlety mraků nabitých



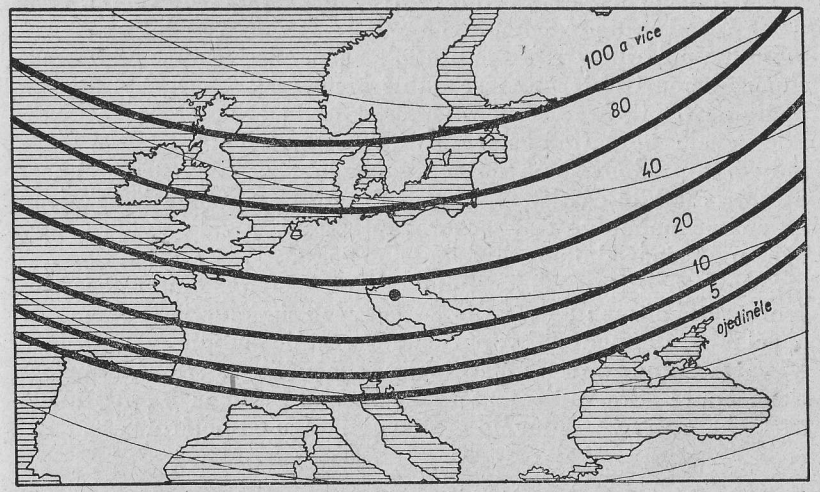
Obr. 2–25. Vznik polární záře.

částic během slunečních bouří. Tyto částice jsou zachycovány a usměrňovány zemským magnetickým polem, takže sledují magnetické siločáry směrem ke geomagnetickým pólům (obr. 2—25). Tato mimořádná ionizace vytváří světélkující pásy v podobě paprsků a drapérií, které někdy sahají až do výšky 1000 km a mnohdy mohou být pozorovány vysoko nad obzorem až v zeměpisných šířkách kolem 45°. Nejsilněji ionizovaná místa polární záře mohou

odrážet VKV signály a mohou tak umožnit spojení mezi vzdálenými stanicemi, jestliže antény obou zamíříme k těmto místům (tj. v našich oblastech směrem na sever).

Signály odražené od polární záře jsou silně modulovány rychlým kmitáním tohoto jevu, které se projevuje typickým bručením a syčením. Prakticky je možné jen spojení telegrafické s malou rychlostí.

I když bylo řečeno, že viditelná polární záře dosahuje do velkých výšek, ukazuje se naopak, že pro VKV nastává příznivý odraz ve



Obr. 2–26. Pravděpodobný roční počet možností spojení odrazem od polární záře.

výšce ionizované vrstvy *E*. Pro naše území to znamená, že je to několik set kilometrů severně a přitom, pozorováno od nás, těsně nad obzorem. Dosavadní zkušenosti ukázaly, že pokusy o odraz od vyšší a tím i bližší viditelné polární záře, uskutečňované pomocí skláněných antén, nevedly k dobrým výsledkům.

Protože polární záře je způsobena vyzařováním nabitých částic letících ze Slunce během slunečních bouří, je přirozené, že četnost a intenzita těchto jevů i možností využití odrazu pro VKV spojení sleduje cyklus sluneční činnosti. Nejvyšší aktivita polární záře se objevuje v březnu a září, což ovšem nevylučuje možnost i během jiného období v roce. Signály odražené od polární záře dosahují

nejvyšší síly při západu slunce a mezi druhou a třetí hodinou ráno. Čím jsou stanice umístěny severněji, tím je větší naděje na využití polární záře pro spojení na VKV. Obrázek 2–26 ukazuje pravděpodobný počet dní v roce, kdy se možnost spojení může objevit. Není řečeno, že pomocí polární záře by bylo možno korespondovat jen ve směru sever–jih. Naopak ve směru východ–západ je naděje při nejmenším rovnocenná. To ovšem znamená přiměřeně přizpůsobit směrování antén. Za příznivých okolností je možno navazovat spojení na vzdálenosti až 1400 km, což jistě není poslední zkušenost.

Kdy možno očekávat polární záři? Mnozí si již jistě všimli, že se u nás čas od času předem mluví o tom, že se v určitou dobu očekává viditelná polární záře. To je proto, že geofyzikové včas rozpoznají sluneční bouři objevením se náhlé ionosférické poruchy. Asi 26 hodin potřebuje korpuskulární emise k letu od Slunce k zeměkouli, kde vyvolá mimo jiné polární záři. Těchto 26 hodin předem může tedy být předpovězena její pravděpodobnost. Pravděpodobnost proto, že nabité částice mohou zeměkouli také minout. – To jsou ty známé pohotovosti v pozorování, které bývaly vyhlašovány během Mezinárodního geofyzikálního roku.

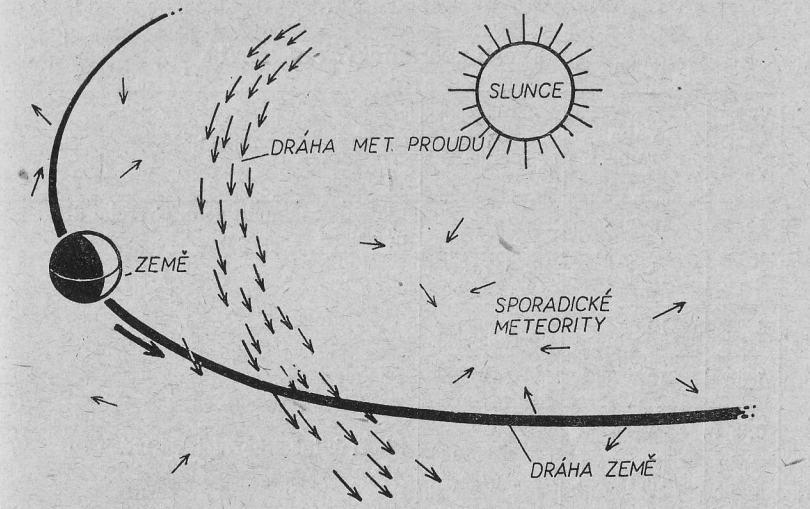
Stanice *WWV* vysílá každou hodinu ionosférické informace vložením série písmen *N*, *U* nebo *W* do svých signálů. Série písmen *N* značí normální podmínky, písmeno *U* nestálé podmínky a písmeno *W* varovné upozornění (Warning) na možné ionosférické a magnetické bouře. Pro radioamatéry znamenají písmena *W*, popřípadě i *U* pohotovost ve sledování možnosti odrazu od polární záře.

II–15. ODRAZ OD STOP METEORITŮ

Již předcházející odstavce ukazují, kolik různých a zvláštních možností šíření mají VKV, o kterých se ještě před několika lety mezi amatéry málo mluvilo a kterých se ještě méně využívalo. Dnes již všichni víme, že prostor mezi planetami není naprostým vakuem, ale že v něm „poletuje“ nespočetné množství kousků hmoty nejrůznější velikosti kromě těch dávno známých a viditelných „padajících hvězd“. Jsou to meteority, se kterými se naše planeta neustále setkává na své pouti vesmírem. Ty, které se dostanou do atmosféry, převážnou většinou úplně shoří a z nich zase největší množství neviditelně a nepozorovány. Pouze malá část je viditelná pouhým okem. Mimořádně mizivé je množství velikých

meteoritů, které nestačí úplně shořet (ani Zemi neminou) a dopadnou na zemský povrch.

Meteority můžeme rozdělit do dvou skupin. Nejběžnější z nich jsou ty, se kterými se Země setkává a které jsou roztroušeny celým prostorem. Pohybují se různými směry i různými rychlostmi. Tyto označujeme jako mimořádné (sporadické). Tabulka informativně ukazuje, s kolika a jak velikými se denně na cestě vesmírem střetáváme. Poněvadž se zeměkoule otáčí kolem své osy při své cestě kolem Slunce, mění se i směr jejího pohybu vesmírem vzhledem



Obr. 2–27. Pohyb meteoritů v prostoru.

k místu, odkud pozorujeme. V šest hodin ráno (vždy místního času) letí zeměkoule kupředu místním poledníkem. Kdybychom stáli na rovníku, letíme směrem přímo vzhůru. V této době je proto četnost setkání s mimořádnými meteority nejvyšší. Naopak v osmnáct hodin letíme napřed protilehlou polokoulí, to znamená, že určité části meteoritů unikáme. V poledne se pohybujeme směrem západního obzoru a budou převládat meteority potkané ze západních směrů a celková četnost bude mít střední hodnotu stejně jako o půlnoci, kdy budou převládat směry z východu.

Druhá skupina meteoritů se objevuje v soustředěných meteorických sprškách (rojích) v době, kdy Země prochází některým meteorickým proudem (obr. 2–27). Lze předpokládat, že tyto proudy

mají určitý vztah ke kometám, buď jako jejich zbytky, nebo mají obdobný původ. Tyto meteority se pohybují společně v jednom proudu po určité dráze a stejnou rychlostí. Mohutnost těchto proudů je různá, takže doba průletů zeměkoule různými proudy se pohybuje od několika hodin do několika dnů. Dráhy těchto proudů jsou známé, takže můžeme znát jak jejich polohu, tak i dobu, kdy je budeme prolétávat, jejich rychlost i jejich hustotu. Jsou pojmenovány, takže se hovoří o Perseidách, Leonidách, Aurigidách, Aguaridách atd. Tabulka přináší přehled největších.

Tabulka 2–I.

Velikosti sporadických meteoritů

Průměr v cm	Váha v gramech	Počet denně	Poznámka
16	10 000	10	Mohou dosáhnout zem. povrchu dříve než shoří
8	1000	10^2	Shoří úplně v horních vrstvách atmosféry
4	100	10^3	
1,6	10	10^4	
0,8	1	10^5	
0,4	0,1	10^6	
0,16	0,01	10^7	
0,08	0,001	10^8	
0,04	0,0001	10^9	
0,016	0,00001	10^{10}	Nejmenší, které může rozeznat radar

I zde platí to, že směr pohybu Země během dne různě podporuje a potlačuje četnost setkání v daném místě. V každém případě největší naděje je od půlnoci až do poledních hodin, s maximem v šest hodin ráno. Druhá polovina dne je vždy na četnost chudší. Samozřejmě některé úzké proudy, které Země prolétá za několik hodin, můžeme potkávat v různé denní době (pro naše území), tím se liší

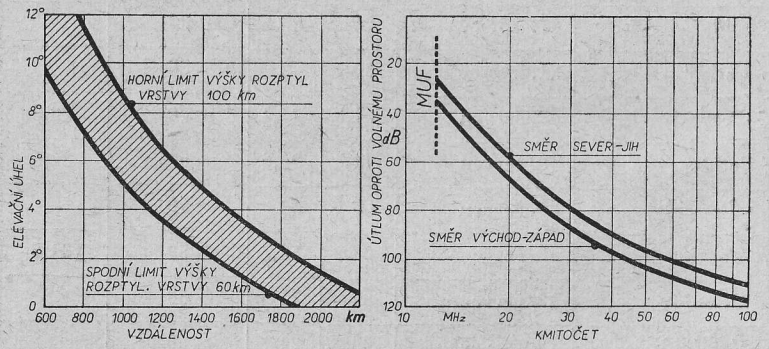
Tabulka 2–II.

Roční přehled meteorických proudů

Jméno proudu meteoritů	Datum maxima	Koordináty		Průměrný počet viditel. stop	Rychlost km/s
		výška	deklinace		
Qvadrantidy	3. leden	230	52	35	39
Lyridy	21. duben	270	33	8	51
η–Aquáridy	6. květen	338	3	12	66
Piscidy	7.–13. V.	26	25	30	
o–Cetidy	21. květen	30	–3	20	
ζ–Perseidy	3. červen	61,5	24,4	40	28,8
Arietidy	8. červen	44,3	22,6	60	37,6
54–Perseidy	25. červen	68	33	50	
β–Tauridy	2. červenec	86,2	18,7	30	31,5
α–Orionidy	12. červenec	87	11	50	
γ–Geminidy	12. červenec	98	21	60	
λ–Geminidy	12. červenec	111	15	32	
8–Aurigidy	25. červenec	87	38	20	
δ–Aquaridy	28. červenec	339	–11	10	50
Perseidy	10.–14. srpen	47	58	50	61
Giacobinidy	9. říjen	262	54	proměnlivý	20
Orionidy	20.–23. říjen	96	15	15	68
Tauridy	3.–10. listopad	55	15	10	27
Bielidy	14. listopad	25	45	proměnlivý	22
Leonidy	16.–17. listopad	152	22	12	72
Geminidy	13.–14. pros.	113	32	60	35
Ursidy	22. prosinec	207	77	13	38

i možná četnost od četnosti v místech třeba na druhé polokouli.

Samozřejmé je, že viditelnost některých meteoritů je pouze v noci, to platí také pro sporadické. V minulosti byly známé velmi bohaté meteorické spršky, dosahující tisíců pozorovatelných „padajících hvězd" za minutu. Dráhy těchto proudů se během doby a vlivem jiných planet natolik odklonily, že je zeměkoule míjí. A jak je to s těmi odrazy? Mluvíme o odrazu od ionizovaných stop meteoritů. Jakmile dosáhne meteorit vrchních řídkých vrstev atmosféry přibližně v blízkosti vrstvy *E*, vytvoří se za ním ionizovaný sloupec, který se rychle rozpíná, expanduje do okolního pro-



Obr. 2–28. Elevační úhel antény a přibližný útlum pro ionosférický rozptyl.

středí. Stačí celkem malá částečka hmoty, aby byla vytvořena dostatečná ionizace pro odraz VKV. Odhaduje se, že meteorit o průměru pouze 0,15 mm (slovy patnáct setin milimetru) stačí vytvořit tyto podmínky. Odhaduje se dále, že takovýchto malých meteoritů potká naše planeta alespoň deset miliard denně.

Všechny tyto meteority neprolétají atmosférou na takovém místě a takovým směrem, aby jejich stopa příznivě odrážela VKV-signál. Nejpříznivější stopy (zrcadlové) probíhají kolmo ke směru signálu. Odraz od stop i jinak směrovaných než kolmo k signálu, tedy libovolně, vyžaduje mohutnější ionizace, tedy meteoritů alespoň o průměru 1,5 mm. Těchto však je nesrovnatelně méně, pouze asi deset milionů denně, a tak není dosaženo pravděpodobnosti vytvoření souvislé spojovací cesty, zatím co výše uvedené malé meteority, i když životnost jejich stop je daleko menší, dávají pravděpodobnost vzniku nepřetržitého odrazu.

Signály přenesené tímto způsobem vyžadují veliké výkony vysílačů a vysoké zisky antén pro udržení spojení i v minimální aktivitě. Pro amatéry je možnost takovéhoto spojení pomyslná a vyžádala by si celkem vyspělý a dobře vybavený kolektiv s velkou vytrvalostí pro soustavné sledování okamžitých příležitostí. I tak lze očekávat jenom krátkodobá útržkovitá spojení. Lepší vyhlídky jsou při průchodu Země některým meteorickým proudem.

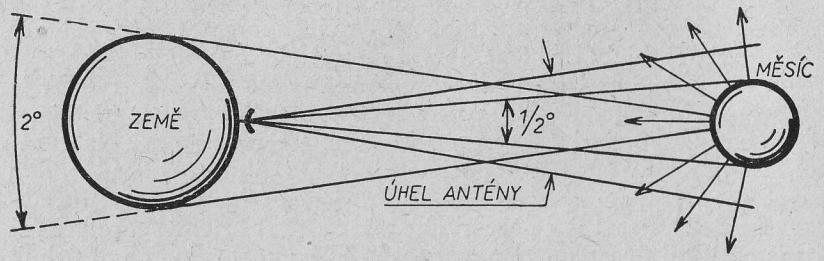
Protože meteorická ionizace nastává poblíž a ve vrstvě *E*, je optimální vzdálenost pro spojení 1000 až 2000 km, tedy stejná jako pro odraz mimořádnou vrstvou *E* a ionosférický rozptyl. Nakláněním antén je možno seřídit optimální elevační úhel pro požadovanou vzdálenost podle grafu platícího pro ionosférický rozptyl na obrázku 2–28. Ostatně v některých pramenech se přičítá sporadickým meteoritům účast na tomto ionosférickém rozptylu. I pro útlum šíření odrazem od stop meteoritů je možno s určitou přibližností vyhledat hodnotu diagramu pro ionosférický rozptyl (obr. 2–28).

II–16. SPOJENÍ ZEMĚ–MĚSÍC–ZEMĚ

Možnost překlenout co největší vzdálenost pomocí VKV přináší mnohé výhody pro spojovací techniku. Jsou proto ověřovány a zkoumány různé možnosti řešení tohoto problému. Jsou hledány možnosti realizovat taková spojení bez budování nákladných tras reléových stanic, pokud možno jedním nebo několika málo tzv. skoky. Jednou takovou cestou je využívání těles v prostoru mimo zeměkouli, především satelitu Země – Měsíce.

I když je Měsíc vlastně obrovité těleso, přece uskutečnění rádiového spojení Země–Měsíc–Země (dále jen Z–M–Z) naráží na nesmírné překážky (obr. 2–29). Měsíc má průměr necelých tři a půl tisíce kilometrů a krouží kolem Země ve vzdálenosti přibližně 357 až 407 tisíc kilometrů. Při pohledu ze Země se jeví pod zorným úhlem pouze 0,5°. S prakticky používanými anténami, majícími směrový úhel podstatně širší, se k Měsíci dostane pouze mizivá část energie a ostatní jej mine. Z energie, která dopadne na povrch Měsíce, se podle odhadů 17 % odrazí a zbytek je absorbován. Odražená energie se již nevrátí zpět ve formě úzkého paprsku, ale rozptýlená téměř do všech směrů (s výjimkou malé části od nás odvrácené měsíční oblohy). Zeměkoule, pozorována z Měsíce, se jeví pod úhlem pouze asi 2 stupně, takže zase jen mizivá část odražené energie dopadne zpět na zemský povrch. I tak je nám jako celek málo platná, poněvadž na přijímací anténu, jejíž plocha

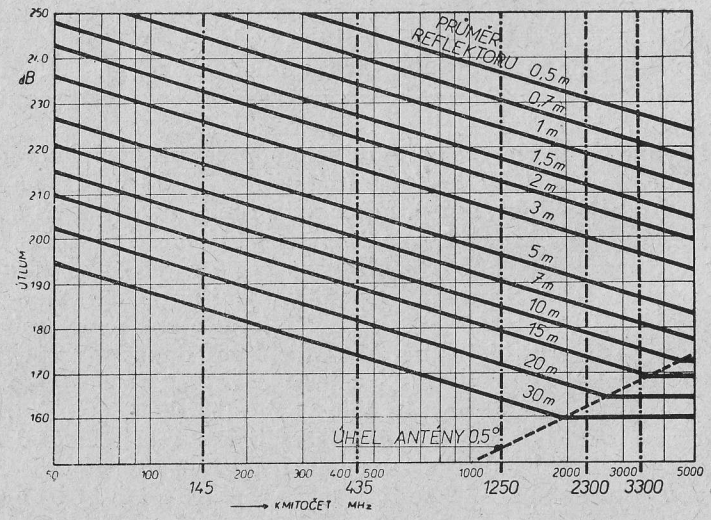
může být jen několik desítek čtverečních metrů (u profesionálních zařízení více), zachytí zase jen úměrnou část této vrácené energie. Předpokladem pro úspěch budou tedy velké anténní soustavy



Obr. 2–29. Podmínky pro odraz od měsíce.

s malými směrovými úhly, velké výkony vysílačů a extrémní citlivost přijímačů. Diagram na obrázku 2–30 ukazuje útlumy, které je nutno překonat pro spojení Z–M–Z při použití různých velikostí parabolického anténního reflektoru.

Příklad: pro pásmo 144 MHz a průměr reflektoru 15 m je útlum trasy, který je ještě nutno překonat výkonem vysílače a citlivostí přijímače, 200 dB, tj. při šumovém čísle přijímače 2 a šířce pásma



Obr. 2–30. Útlumy spojení Z–M–Z v závislosti na kmitočtu a průměru reflektoru antény.

0,1 kHz a poměru signál–šum 6 dB je nutno podle diagramu 2–33 použít výkonu vysílače asi 300 W.

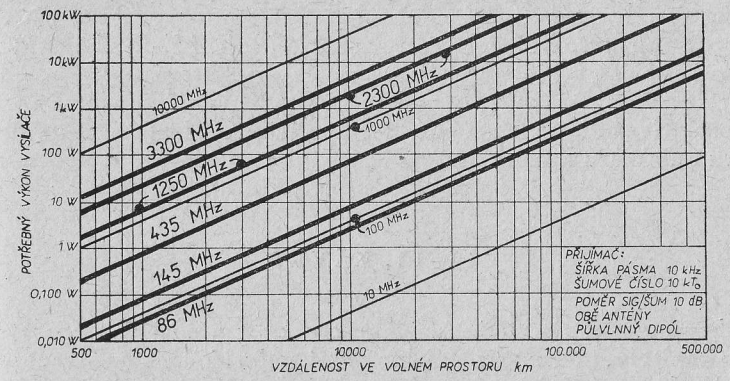
Kdybychom dosáhli soustředění vysílaného paprsku na menší úsek než půl stupně, mohli bychom zaměřením na střed měsíčního kotouče omezit nežádoucí vliv jeho okraje. Pochopitelně takový úhel je pro amatérské prostředky nedostupný. Čím větší plocha měsíčního kotouče kolem jeho středu se zasahuje, tím obtížnější je situace, protože musíme uvažovat rozdíly vzdáleností. Tento fakt omezuje použít spojení Z–M–Z jen pro pomalý telegrafní provoz.

Určité výhody získáme využitím odrazu povrchu Země, budeme-li realizovat spojení při poloze Měsíce těsně nad obzorem. V nejlepším případě, je-li tato situace pro obě stanice, můžeme získat asi 12 dB. Přesná hodnota závisí na vodivosti povrchu a také na jeho tvaru (viz přední odstavce této kapitoly). Využití odrazu zemského povrchu je ovšem záležitostí krátkodobou. Pro větší signálovou stabilitu nepřichází v úvahu.

Protože se stanice vlivem rotace Země přibližuje nebo vzdaluje různými rychlostmi od Měsíce (maximálně 1580 km/h), musí se i přijímaný kmitočet podle Dopplerova principu měnit. Do jaké míry se bude Dopplerův efekt uplatňovat, záleží na vzájemné zeměpisné poloze obou stanic a na okamžité poloze Měsíce na obloze.

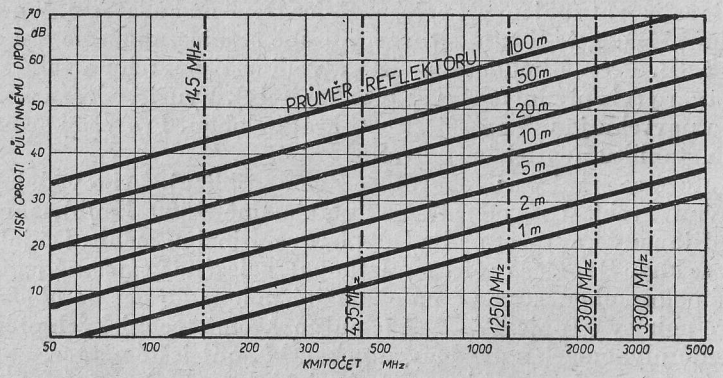
Pro pokusy o spojení Z–M–Z je nutno, kromě technických předpokladů plynoucích z uvedených poznatků, mít ještě některé znalosti z astronomie, které jsou nutné zejména pro směrování anténních systémů podle pohybu Měsíce po obloze. Cestou k tomu je spolupráce s některým astronomickým kroužkem či astronomem z povolání.

Spojení Z–M–Z je vlastně spojením do jisté míry meziplanetár-



Obr. 2–31. Diagram potřebného výkonu pro spojení volným prostorem.

ním. Na uvedených poznatcích je patrno, že polovina takového spojení, tj. spojení pouze Země–Měsíc nebo naopak, bude podstatně jednodušší, poněvadž odpadá především útlum rozptylovým odrazem i absorpce povrchu Měsíce. Jak by takové spojení vypadalo, ukazuje diagram na obrázku 2–31, zachycující potřebu výkonu vysílače pro spojení volným prostorem při použití jednoduchých dipólů na obou stranách s přijímačem se šumovým číslem 10 s poměrem signál–šum 10 db a šířkou pásma 10 kHz. Zde se ukazuje, že i takové spojení by bylo realizovatelné a sovětské kosmické



Obr. 2–32. Závislost zisku antény na průměru parabolického reflektoru.

stanice to jednoznačně potvrzují. S jednou těžkostí se budoucí měsíční radioamatéři setkají. Bude to nesmírný chaos ve VKV televizních kanálech, neboť téměř celá polokoule bude současně dobře slyšet signály z téměř celé polokoule.

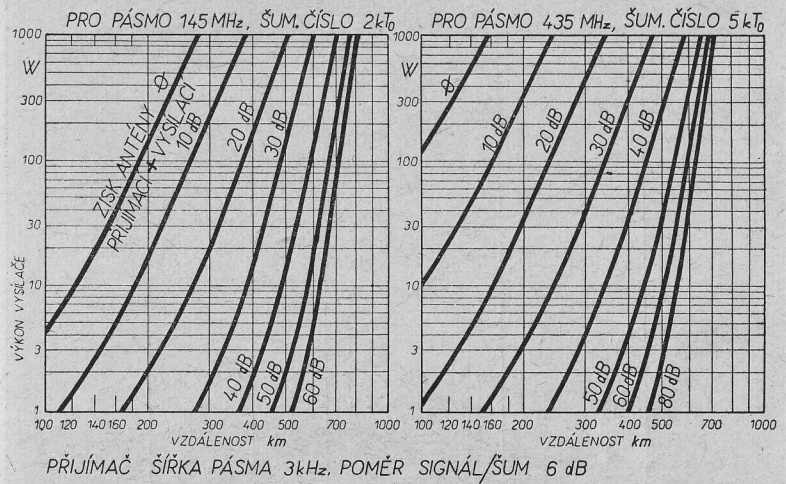
Pro spojení ve volném prostoru i pro spojení Z–M–Z zůstávají nejvýhodnější velké parabolické reflektory, které ušetří mnoho energie a s danými výkony podstatně prodlouží dálkové možnosti. Informativní diagram na obr. 2–32 udává závislost zisku na průměru reflektoru a kmitočtu.

II–17. ZÁVĚR

Shrneme-li a zjednodušíme-li poznatky z předešlých odstavců této kapitoly, můžeme si otázku šíření, nebo lépe možností spojení na VKV amatérských pásmech, rozdělit do tří kategorií. První jsou

spojení na malé vzdálenosti, která je možno navazovat bez zvláštních obtíží. Na tato spojení nemají valný vliv ani stav atmosféry, ani různé druhy ionizace. Jsou však možné případy, kdy vlivem různých nevýhodných odrazů a polohy i při malé vzdálenosti může útlum převyšovat přijatelnou mez, takže jedinou nadějí pro spojení jsou pak ostatní mimořádné způsoby.

Druhou kategorii můžeme vymezit na spojení, kde se využívá výhod atmosférických lomů. Jsou to spojení na větší vzdálenosti než u první kategorie, zpravidla za obzor nebo za terénní překážky.

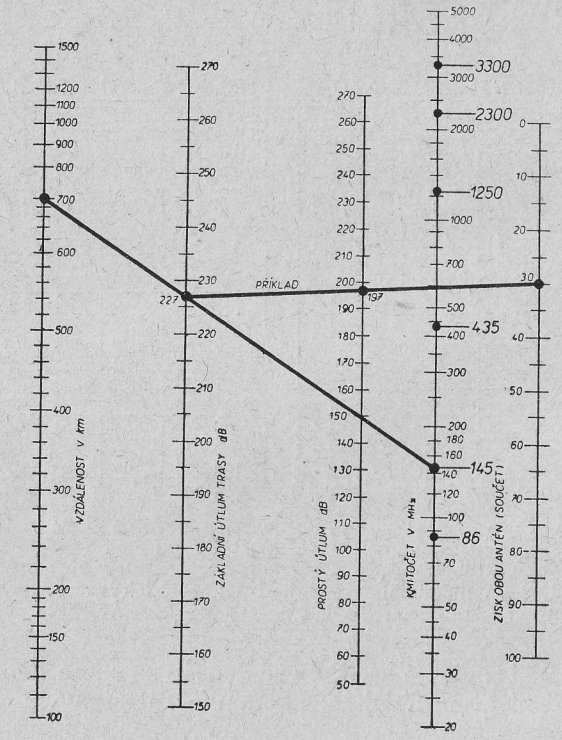


Obr. 2–33. Porovnání možností spojení troposférickým rozptylem pásem 145 a 435 MHz.

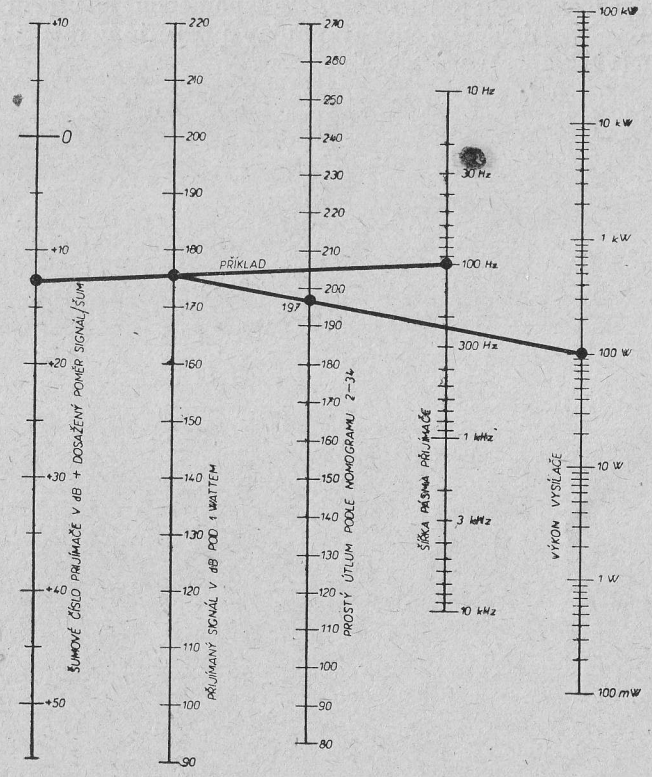
Patří mezi ně i spojení na velké vzdálenosti za mimořádně příhodných podmínek atmosférického lomu, např. případy vlnovodového kanálu.

Za třetí kategorii je nutno považovat všechny ostatní zvláštní způsoby spojení na velké vzdálenosti, které jsou způsobovány vzácnějšími podmínkami šíření. V této kategorii má velké možnosti pásmo 50 MHz, které u nás není zařazeno mezi amatérská pásma. Na diagramech 2—33 jsou naznačeny průměrné možnosti troposférického rozptylu.

Nomogramy na obr. 2–34 a 2–35 pomohou orientací pro tyto druhy šíření, poněvadž udávají vztahy zásadních veličin. V nomogramu 2–34 si stanovíme ze vzdálenosti a kmitočtu základní



Obr. 2–34. Závislost: Vzdálenost – kmitočet – útlum a útlum – zisk antény.



Obr. 2–35. Závislost: Šumové číslo přijímače – šířka pásma – přijímaný výkon a výkon vysílače – útlum.

útlum a ze základního útlumu a zisku obou antén si určíme prostý útlum. Z druhého nomogramu na obr. 2–35 si pak stanovíme z prostého útlumu a z výkonu vysílače výkon přivedený na vstup přijímače v decibelech pod jedním wattem. Z tohoto přijímaného výkonu a z šířky pásma propustnosti přijímače určíme úroveň signálu.

Při určování zisku antény nesmíme zapomenout na ztrátu zisku vlivem velikosti účinné plochy antény při příjmu rozptylových signálů (viz kapitola o anténách).

III.

ZÁKLADNÍ HLEDISKA

Amatérská technika VKV má odlišná hlediska pro konstrukci přístrojů. V této kapitole jsou vysvětleny vlastnosti základních prvků a jejich uplatnění v zapojeních pro VKV. Statě vycházejí z předpokladů znalosti základních principů a pojmů z radiotechniky.

III–1. STAROSTI SE ŠUMEM

Absolutní citlivost přijímače pro VKV, pracujícího s elektronkovými vstupními zesilovači, není omezena především atmosférickým šumem, jak tomu je u přijímačů pro nižší kmitočty. Tato citlivost je převážně dána vlastním šumem přijímacího zařízení, který se skládá jednak z šumu přijímací antény a jednak z šumu vstupních obvodů a vstupní elektronky. U přijímačů pro KV je vlastní šum přijímacího zařízení (je myšleno zařízení se špičkovými vlastnostmi) většinou překryt externím šumem přicházejícím již do antény z prostoru. Zdroji tohoto externího šumu jsou: (za prvé) statická elektřina, (za druhé) kosmický šum přicházející z vnějšího prostoru a (za třetí) šum způsobený nejrůznějšími umělými zdroji (průmyslové rušení atp.). Úroveň tohoto externího šumu však klesá se zvyšujícím se kmitočtem a nad kmitočtem 100 MHz je již velmi nízká. Pro stanovení citlivosti přijímacího zařízení pro VKV je proto směrodatná hodnota vlastního šumu.

Zdrojem šumu v přijímači jsou reálné složky impedancí v zesilovacím řetězci a elektronky. Největší vliv mají pochopitelně šumy vzniklé ve stupních obvodech přijímače, poněvadž jsou stejně vydatně zesilovány jako užitečné přijímané signály. Bude proto vždy hlavní snahou dosáhnout nejmenšího šumu v prvním stupni přijímače. Tato snaha vede k hledání nových způsobů řešení vstupních obvodů i prvních zesilovacích stupňů a dnes je již možno předvídat, že elektronky budou v tomto směru překonány.

Šum v odporech je termického původu. V každé látce jsou molekuly v neustálém a nepravidelném pohybu. Měřítkem pro tento pohyb je teplota. Při absolutní teplotě rovné nule (—273° C) ustane úplně veškerý pohyb molekul. Poněvadž se pohybem molekul přemísťují elektrické náboje (například v kusu vodiče), objevuje se mezi dvěma různými body elektrické napětí, měnící trvale svou velikost i směr. Dostáváme zde směs střídavých napětí celého kmitočtového spektra.

Poněvadž se však ve vodiči většina dílčích napětí vyrovnává uvnitř, projevuje se šumové napětí navenek velmi malou hodnotou.

Při stanovení šumu odporu vycházíme ze šumového výkonu, který je závislý přímo na teplotě T_o (absolutní ve stupních Kelvina) a na šířce pásma B, se kterým budeme pracovat a pro který šum stanovujeme. Šumový výkon pak bude

$$N_š = 4\,kT_oB, \qquad [3\text{–}01]$$

kde k je *Bolzmanova konstanta* $= 1,\ 38 \cdot 10^{-23}$ *W/o*. Z uvedené rovnice je patrno, že šumový výkon není závislý na hodnotě odporu, ale současně si musíme pamatovat i to, že šumový výkon může vznikat pouze na reálných složkách impedance a nikdy ne na jalových složkách.

Hodnotu odporu potřebujeme pro stanovení šumového napětí dosazením známého výrazu pro výpočet napětí a odporu z výkonu $N \cdot R = U^2$ do rovnice [3–01]. Šumové napětí je pak

$$U_š = \sqrt{4\,kT_oRB}. \qquad [3\text{–}02]$$

Každý odpor v obvodu je tedy primárním zdrojem šumu. Uvedené vztahy však platí pro nezatížené odpory, ze kterých není odebírán žádný proud. Připojíme-li však na odpor, který uvažujeme jako zdroj šumu, spotřebič o stejné hodnotě odporu (což je podmínka pro nejúčinnější přizpůsobení), bude šumový výkon odevzdávaný do spotřebiče rovný čtvrtině šumového výkonu zdroje:

$$N_a = \frac{N_š}{4} = kT_oB \qquad [3\text{–}03]$$

a z toho napětí na spotřebiči bude mít hodnotu

$$U_a = \sqrt{kT_oRB}. \qquad [3\text{–}04]$$

Příklad: Bude-li mít anténa vyzařovací odpor 300 Ω a bude-li zapojena na vstup přijímače se vstupní impedancí rovněž 300 Ω, bude šumové napětí způsobené anténou mít na svorkách přijímače při teplotě 20° C ($T_o = 293°$ K) a šířce pásma 2 MHz trvale hodnotu 1,55 μV.

III–2. CO JE TO kT_o

Ze vztahů [3–01] až [3–04] je odvozeno udávání tzv. šumového čísla přijímače. Připojíme-li na ideální přijímač, který sám nemá žádný šum, správně přizpůsobenou anténu (nebo jiný zdroj) s reálným odporem, předává tato do přijímače šumový výkon

$$N_a = \frac{N_š}{4} = 1\,k \cdot T_o \qquad [\text{W/Hz}]$$

na každý Hz šířky pásma. Předpokládáme-li opět teplotu 20° C ($T_o = 293°$ K), bude mít předávaný šum antény výkon

$$N_a = 4 \,.\, 10^{-21} \qquad [\text{W/Hz}]$$

(na každý Hz šířky pásma). Tato hodnota $1 \cdot k \cdot T_o$ (Hz, tj. $4 \cdot 10^{-21}$ W/Hz) je tedy nejmenší možnou hodnotou šumu, která může být při správném přizpůsobení do přijímače přivedena, a proto je pro nás základem pro definici citlivosti přijímače.

Na vstupu skutečného přijímacího zařízení je kromě šumu antény také vlastní šum přijímače s hodnotou výkonu vztaženou na vstup, takže celkový šumový výkon na vstup přijímače je

$$N_c = N_a + N_p. \qquad [3\text{–}05]$$

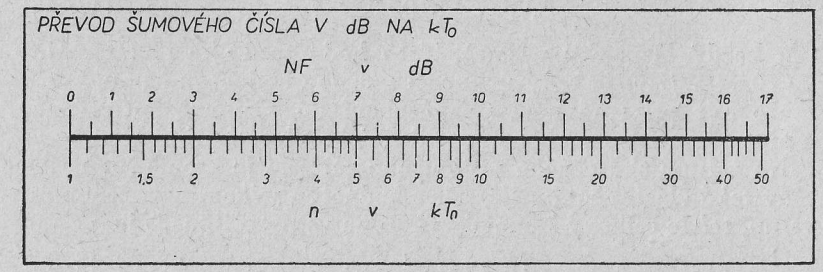
Je-li užitečný signál přiváděný anténou k přijímači takové hodnoty, že jeho výkon na vstupu přijímače je stejný jako N_c, pokládáme tuto hodnotu, vyjádřenou v $k \cdot T_o$ (tj. $4 \cdot 10^{-21}$ W/Hz), za meznou hodnotu citlivosti přijímače. Jinými slovy šumové číslo (vyjádřené jednotkami $k \cdot T_o$) udává, kolikrát je vlastní šum přijímače vztažený na jeho vstupní svorky větší než $1 \cdot k \,.\, T_o$/Hz.

Tento způsob určení šumu přijímače byl navržen FRANZEM a setkáváme se s ním hlavně v německých pramenech. Jiný způsob pro stanovení šumu přijímače uváděný v amerických pramenech (podle FRIICE) porovnává vlastní poměr signálu k šumu na vstupu přijímače k poměru signálu k šumu na výstupu lineární části přijímače. Takto získané šumové číslo se označuje F a je tedy dáno vztahem

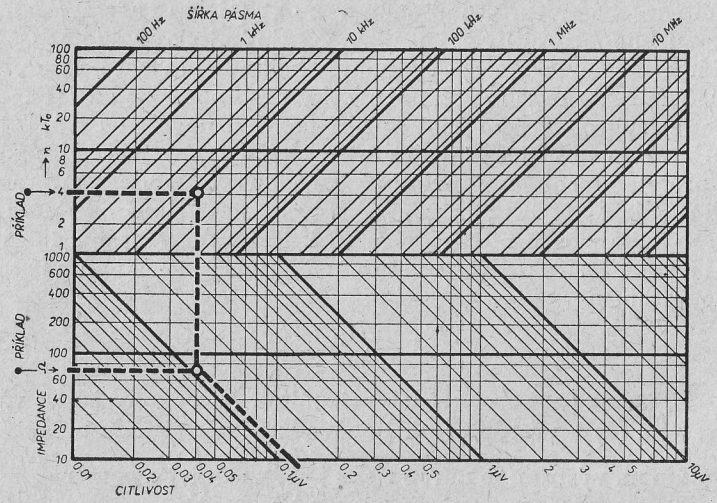
$$F = \frac{N_{s1} : N_{š1}}{N_{s2} : N_{š2}} \qquad [3\text{–}06]$$

[kde N_s jsou výkony užitečného signálu a $N_š$ výkony šumu vždy na vstupu (1) a výstupu (2)]. Poněvadž poměr signálu na vstupu a signálu na výstupu je mírou zisku $\left(\frac{N_{s1}}{N_{s2}} = \frac{1}{G}\right)$ a poměr $\frac{N_{š1}}{N_{š2}} = \frac{1}{G'}$ je mírou zesílení šumu (rovnající se u ideálního přijímače také $\frac{1}{G}$), musí být rovnice [3–06] vyjádřením poměru zesílení šumu ideálního přijímače a zesílení šumu skutečného přijímače. Tuto hodnotu můžeme také považovat za míru přírůstku šumu způsobeného přijímačem oproti šumu přivedenému na vstup přijímače.

Šumové číslo F (někdy označené N/F = Noise-figure) se zpravidla vyjadřuje v dB. Rozdíl veličiny n a F je také ve vztažných teplotách a jeho rozborem se nebudeme dále zabývat. Pro praktický převod obou veličin použijeme nomogramu na obr. 3–01.



Obr. 3–01. Převod šumového faktoru v dB na šumové číslo v kT_0.



Obr. 3–02. Diagram pro stanovení citlivosti přijímače z šumového čísla.

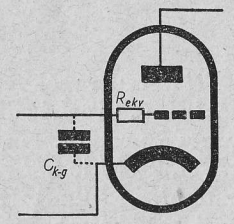
Z výše uvedeného je patrno, že šumové číslo přijímače není závislé na šířce pásma propustnosti. V tom je výhoda, poněvadž je skutečným parametrem udávajícím kvalitu přístroje. Citlivost přijímače vyjádřená v míře vstupního napětí pro určitý poměr signál/šum je již závislá na šířce pásma a můžeme ji snadno určit

z hodnoty šumového čísla podle diagramu na obr. 3–02. Dosažitelné šumové číslo přijímače závisí na přijímaném kmitočtu. U vyšších kmitočtů dosahujeme horších šumových čísel. Pro amatérské pásmo 145 MHz můžeme očekávat v nejlepším případě hodnotu kolem $n \doteq 2$ (pochopitelně při použití speciálních elektronek). Pro pásmo 435 MHz jsou dosažitelné hodnoty kolem $n \doteq 4$.

III–3. ŠUM ELEKTRONKY

Známe-li způsob hodnocení velikosti šumu přijímače, můžeme přistoupit k dalšímu rozboru. K šumu vstupních obvodů přijímače, které mají všechny charakter termického šumu odporů, přistupuje hlavní složka šumu přijímače, tj. šum vstupní elektronky, popřípadě určitý podíl šumu druhé elektronky (popřípadě dalších). Říkáme záměrně podíl šumu druhé elektronky proto, že šum vztahujeme zásadně na vstup přijímače, kde se šum druhé elektronky uplatňuje v nepřímém poměru zisku vstupní elektronky. Podobně tomu je i při posuzování jiných šumů přijímače, vznikajících jinde než na jeho vstupu (například na směšovači). Když potřebujeme znát celkovou hodnotu šumu z několika zdrojů, musíme vždy sčítat jejich výkony, tj. pokud máme k dispozici pouze hodnoty v napětí, musíme je sčítat kvadraticky. (Příklad: šumové napětí 1 volt s druhým šumovým napětím 1 volt dává výsledek 1,41 voltů, tedy nikoliv 2 volty!)

Šum elektronky vzniká nepravidelnostmi výstupu elektronů z katody, což má vliv na kolísání elektronového proudu. Šum elektronky je v určitém vztahu k jejím parametrům. Pro vyjádření kvality elektronky zavádíme pomocnou veličinu pojmenovanou ekvivalentní šumový odpor R_{ekv}, jako pomůcku pro přibližné stanovení šumového napětí. Ekvivalentní šumový odpor si představujeme v náhradním zapojení elektronky v sérii s její mřížkou, přičemž kapacita (případně vstupní vodivost) je zapojena před tímto odporem (obr. 3–03). Ekvivalentní šumový odpor bývá uváděn v datech elektronek, ale může být s určitou přibližností stanoven výpočtem. Pro triodu s kysličníkovou katodou platí vzorec



Obr. 3–03. Umístění ekvivalentního šumového odporu v zapojení elektronky.

$$R_{ekv} = \frac{2{,}5}{S}, \qquad [k\Omega] \qquad [3\text{–}07]$$

pro triodu ve funkci směšovače:

$$R_{ekv} = \frac{16}{S}, \qquad [k\Omega] \qquad [3\text{–}08]$$

pro pentodu, svazkovou pentodu a tetrodu

$$R_{ekv} = \frac{i_a}{i_a + i_{g2}} \left(\frac{2{,}5}{S} + \frac{20 \,.\, i_{g2}}{S^2} \right), \qquad [k\Omega] \qquad [3\text{–}09]$$

pro pentodový směšovač

$$R_{ekv} = \frac{i_a}{i_a + i_{g2}} \left(\frac{4}{S_s} + \frac{20 \cdot i_{g2}}{S_s{}^2} \right), \qquad [k\Omega] \qquad [3\text{–}10]$$

pro víceelektrodový zesilovač (heptoda)

$$R_{ekv} = \frac{20\, i_a}{S_c{}^2 \cdot i_k} (i_k - i_a) \qquad [k\Omega] \qquad [3\text{–}11]$$

[i_a = anodový proud, i_{g2} = proud stínicí mřížky, i_k = katodový proud, S = strmost, S_S = směšovací strmost].

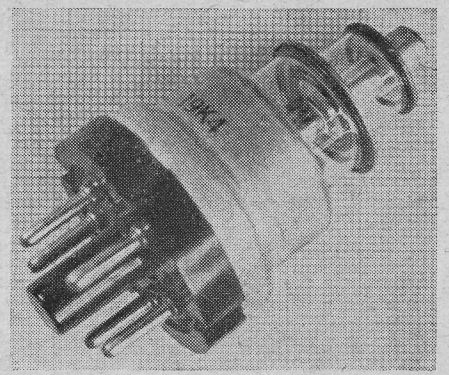
Šumové napětí vztažené na mřížku uvažované elektronky se stanoví vztahem

$$U_š = \sqrt{1{,}6 \cdot 10^{-20}\, B R_{ekv}}. \qquad [3\text{–}12]$$

Při velmi vysokých kmitočtech indukují náhodné změny počtu elektronů, procházejících zápornou mřížkou, v této mřížce značné šumové proudy. Na rozdíl od šumu uvedeného v předešlém odstavci, který je nezávislý na kmitočtu, indukovaný mřížkový šum roste přímo s kmitočtem, a to v souladu s růstem vstupní vodivosti mezi mřížkou a katodou. Tento indukovaný mřížkový šum je hlavní příčinou zhoršujících se šumových poměrů vstupních elektronek směrem k vyšším kmitočtům.

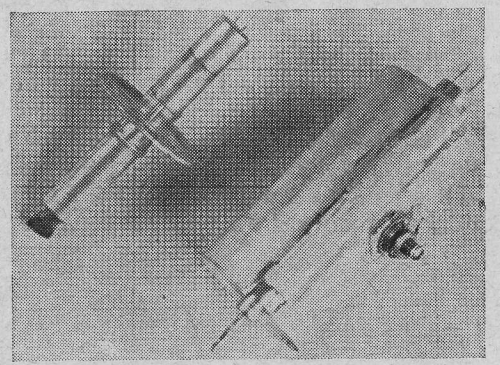
Hodnota ekvivalentního šumového odporu nám pomáhá volit nejvhodnější elektronku pro první stupeň přijímače. Při volbě nám pomáhá rovněž hodnota vstupní impedance elektronky pro dané kmitočtové pásmo, na které závisí i indukovaný šum a to tak, že čím vyšší je vstupní impedance, tím menší bude indukovaný šum.

VKV technika na ně klade nemalé požadavky, trochu jiné pro příjem a trochu jiné pro vysílání. Velmi vysoké kmitočty způsobují, že je nutno respektovat sebemenší kapacity a indukčnosti. Z toho plyne všeobecná snaha tyto dvě veličiny omezit na nejmenší míru a zbytku pokud možno využít jako součásti užitečných obvodů. První kroky zmenšování kapacit a indukčností v mezích potřebných pro VKV techniku, které se dobře uplatnily, jsou již skoro zapomenuté. Byly to žaludové elektronky mající kratičké vývody, poměrně značně vzdálené, a drobný vlastní systém. Žaludové elektronky potvrdily správnost cesty podřídit uspořádání systému elektronek a jejich vývodů požadavkům VKV techniky.

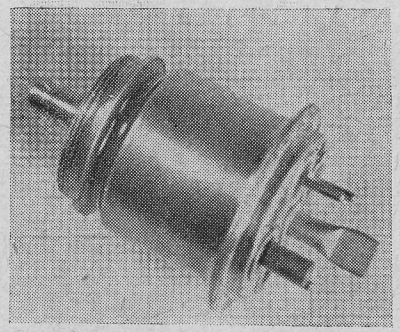


Obr. 3–04. Majáková trioda (446–A).

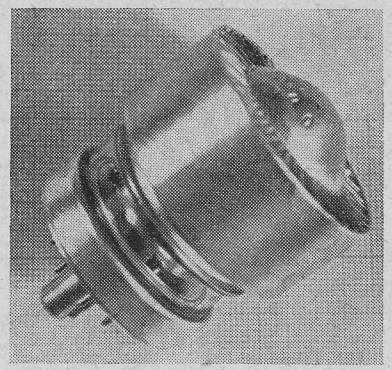
Bohatý sortiment speciálních elektronek pro velmi vysoké kmitočty vznikl během druhé světové války. Mnoho radioamatérů dodnes pracuje s nejrůznějšími inkurantními elektronkami. Zařízení pro decimetrové vlny si však vyžádala ještě důslednější přizpůsobení elektronek těmto pásmům. Ukázalo se, že i omezení dané dobou průletů elektronů mezi katodou a mřížkou nebylo jedinou překážkou, kterou bylo nutno zdolat. Krátké vývody elektrod u výše uvedených elektronek byly přece jen dlouhé. A tak vznikají elektronky, jejichž elektro-



Obr. 3–05. Tužková trioda (vpravo v provedení zamontovaném přímo do koaxiálního rezonátoru).



Obr. 3–06. Speciální trioda 416–B se strmostí 50 mA/V.



Obr. 3–07A. Speciální tetroda pro VKV (QEL–150).

dy se přímo stávají částmi dutinových nebo souosých obvodů.

Prvním příkladem takové konstrukce jsou tzv. majákové triody (obr. 3–04), pojmenované dodle tvaru a z nich odvozené další typy podle obrázků 3–05 až 3–07. Majákové triody a jejich ostatní odrůdy ovládly oblast decimetrových vln. Kromě této vývojové linie vznikly pro ještě vyšší kmitočty elektronky s odlišnými funkčními principy, zejména magnetrony, klystrony a permaktrony, které se zatím v naší amatérské praxi nerozšířily, a proto se jimi nebudeme v této příručce zabývat. Dosažení potřebných vlastností elektronek pro VKV techniku spočívalo hlavně v technologických problémech. Především jde o vyřešení konstrukce systému elektronky s nepatrnými vzdálenostmi mezi katodou a mřížkou. Tato vzdálenost musí odolávat jak teplotním změnám v elektronce, které jsou velmi značné, tak i elektrostatickým silám daným potenciálním rozdílem mezi elektrodami. A při tom všem musí být elektronka vyrobitelná ve velkých sériích při zachování požadovaných tolerancí. Dalším problémem bylo svařování izolantů skla a nověji keramiky s kovovými částmi elektronek při zachování nepropustnosti a pevnosti při velkých tepelných rozdílech.

III–5. KONSTRUKČNÍ HLEDISKA

Rozložíme-li vedle sebe do řady několik zesilovacích vysokofrekvenčních stupňů, vzniká kromě žádané vazby mezi stupni ještě nežádaná vazba cestou mimo vazební prvky. Tato nežádaná vazba

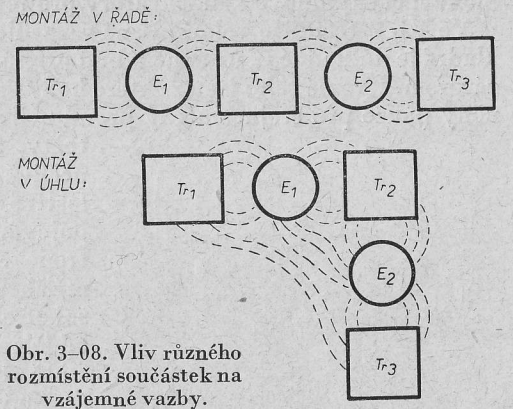
může potlačovat zisk celkového zařízení nebo účinkem kladné vazby přivádět zařízení ke kmitání. Poněvadž tyto parazitní vazby mohou mít nejrůznější kmitočtovou závislost, může se i jejich škodlivý vliv projevit různým způsobem.

Je vžitou praxí montovat zařízení na kovové základní šasi nebo desku. Za tohoto předpokladu vzniká několik možností vazeb:

1. *kapacitní vazba* mezi součástkami a spoji;
2. *induktivní vazba* magnetickým polem cívek i samotných spojů protékaných vf proudem;
3. *galvanická vazba* způsobená proudy v šasi mezi různými zemícími body a indukovanými vířivými proudy.

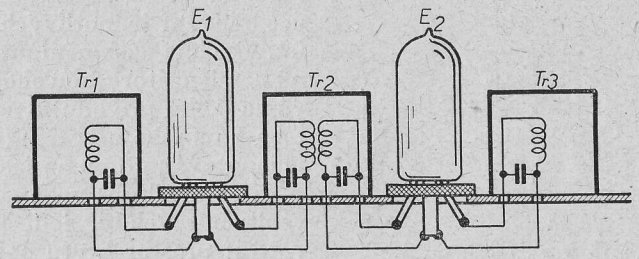
Pro zamezení nebo alespoň omezení působení vazeb je nutno dodržovat několik konstrukčních zásad.

Jednotlivé stupně zařízení pracující se stejným kmitočtem montujeme do jedné řady. Montáž v úhlu zhoršuje odolnost proti zpětným vazbám, poněvadž vzdálenost dalších stupňů je menší a nebývá mezi nimi tolik překážek (obr. 3–08).



Obr. 3–08. Vliv různého rozmístění součástek na vzájemné vazby.

Spodní část panelu nebo šasi uzavíráme do krytu bez zbytečného volného prostoru. Tím se potlačuje kapacitní vazba. Při vícestupňovém zesilovači se neobejdeme bez stínicích přepážek. Je důležité, aby přepážky byly dostatečně těsné a dobře vo-

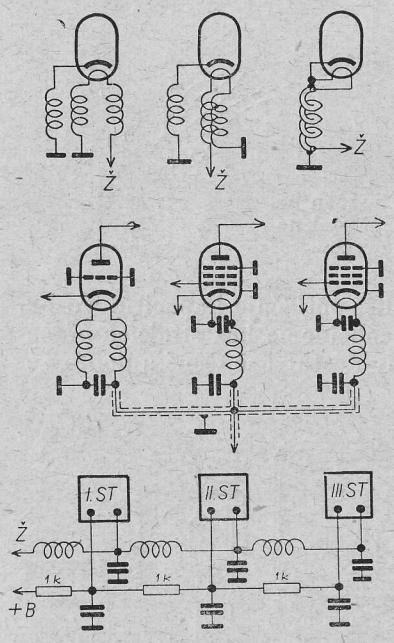


Obr. 3–09. Připojení uzemněných spojů do jednoho bodu.

divě spojené po celé délce hrany. Štěrbina mezi přepážkou a panelem nebo krytem může (zejména u decimetrových vln) rezonovat a tím vazbu ještě zdůrazňovat.

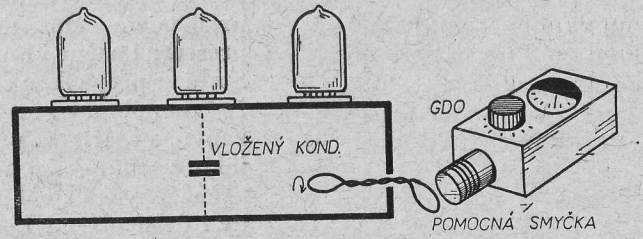
Při zapojování je důležité dbát, aby studené konce rezonančních obvodů jednoho stupně byly blokovány do bodu u nulového vf potenciálu těsně u elektronky. Při tom se varujeme vzniku jakýchkoliv smyček ve spojích, které by buď vyzařovaly, nebo samy snímaly jiná pole. Na obr. 3–09 je zjednodušený názorný nákres, jak zapojovat obvody. Uzemňujeme-li jednotlivé stupně vždy do jednoho bodu šasi, zamezíme vzniku bludných proudů, které jsou vydatným zdrojem zpětné vazby. Vyhovující uzemňování poskytují kovové dutinky uprostřed elektronkových objímek (miniaturních, Noval i Rimlock). Do těchto dutinek se přímo vkládají blokovací skupinové kondenzátory pro tento účel vyráběné.

Ve VKV technice velmi přísně rozlišujeme dvojí uzemnění. Základní je důkladné vf uzemnění buď přímo, nebo vhodným kondenzátorem. Kromě toho jsou některé body zapojení, které jsou uzemněny pouze pro stejnosměrný proud nebo nejvýše pro nízké kmitočty, ale pro vf proudy jsou pečlivě odděleny. Zvlášť choulostivé je toto rozlišení pro zapojování žhavicích obvodů elektronek. Stupně s uzemněnou mřížkou musí mít žhavení vysokofrekvenčně velmi pečlivě oddělené. Způsoby jsou v podstatě dva. Jednodušší zapojuje do žhavení tlumivky (nebo jednu dvojitou) a složitější provádí cívku vstupního obvodu z trubičky, jejímž otvorem prochází žhavicí přívod (obr. 3–10). Na obrázku je několik příkladů uzemňování jednotlivých stupňů. Všechna uzemnění prováděná kondenzátory jsou choulostivá na délku přívodu kondenzátoru a na jeho umístění (pokud je montován přímo na šasi).



Obr. 3–10. Způsoby odstranění nežádoucích vazeb mezi stupni.

Zvláštní druh vazby může vzniknout tehdy, je-li možno vnitřní prostor krytu pokládat za dutinu, která některým rozměrem, spolu s náhodnými kapacitami, rezonuje na používaném kmitočtu. U zařízení pro vyšší pásma (od 450 MHz výše) se to může velmi snadno vyskytnout. O možnosti vzniku takové rezonance se přesvědčíme vložením vazební smyčky rezonančního měřiče do zkoumaného prostoru, ze kterého před tím vymontujeme vlastní rezonanční obvody (nebo spojíme do krátka). Měněním polohy smyčky je možno vyhledat i směr, ve kterém je prostor schopen rezonovat na daném kmitočtu. Obranou proti



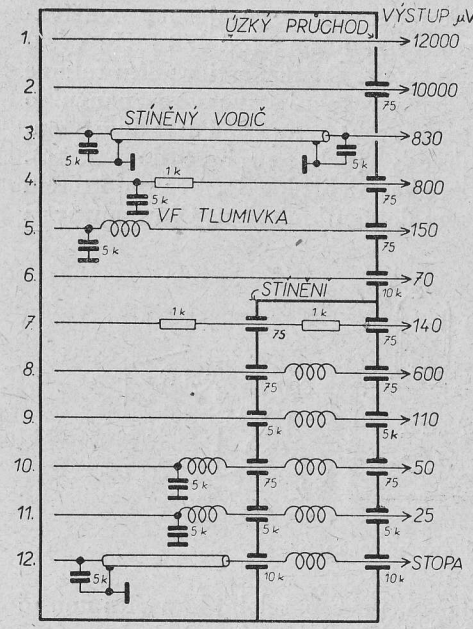
Obr. 3–11. Zjišťování rezonance krytu.

takové rezonanci je buď přepážka, nebo paralelní kapacita napříč vznikajícím kmitům, tvořená vloženým kovovým předmětem (pokud je tam místo), nebo zapojení kondenzátoru nebo zkratovacího můstku (obr. 3–11).

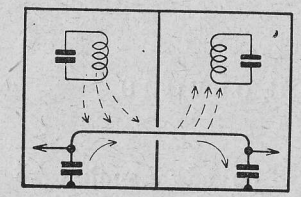
Obdobné rezonace mohou vznikat i vložením vlastního šasi do skříně.

III–6. FILTRY POMOCNÝCH OBVODŮ

V každém zapojení jsou mimo pracovní vf obvody a spoje také různé pomocné okruhy, kterými je do jednotlivých stupňů přiváděno napájení. Poněvadž používáme nejčastěji společných zdrojů anodových, mřížkových i žhavicích napětí, musíme se zabezpečit proti přenosu vf proudu napájecími otvory. Všeobecně se používá tzv. dekuplážních filtrů nebo alespoň kondenzátorů. V technice VKV tyto filtry často neodstraní vazby dostatečně. Názorný a poučný příklad účinnosti dekuplážních filtrů sestavil W1DBM v příručce TELEVISION INTERFERENCE. Změřil napětí na napájecím anodovém přívodu úplně uzavřeného oscilátoru pro 50 MHz. Přívody byly provedeny dvanácti různými způsoby (obr. 3–12).



Obr. 3–12. Útlum různých protivazebních obvodů.

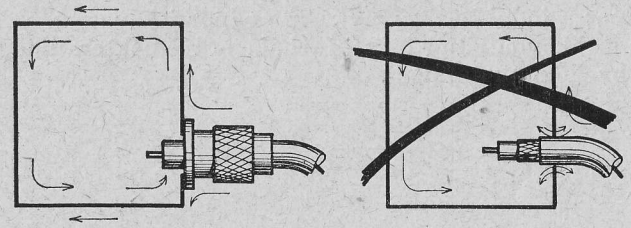


Obr. 3–13. Nežádoucí vazba vadně blokovaným spojem.

Dobrá filtrace napájecích přívodů může být znehodnocena provedením samostatných spojů. Na obr. 3–13 je názorně zachycen příklad ukazující, že i dobře vyfiltrovaný přívod může zachytit smyčkou mezi bodem připojení kondenzátoru a průchodem do dalšího prostoru značné vf napětí, které za přepážkou se může podobnou smyčkou znovu vyzářit a působit jako vazba. Jako nebezpečná smyčka stačí mnohdy i delší přívod k dekuplážním kondenzátorům. Obrana proti takové vazbě spočívá v použití průchodkových kondenzátorů.

Z probraného je zřejmé, že problematika nežádoucích vazeb je nejpalčivějším problémem konstrukce VKV zařízení. Čím vyšší je kmitočet, tím nebezpečnější jsou různé štěrbiny, smyčky atp. a tím výhodnějšími se ukazují dutinové a koaxiální obvody, jejichž vyzařování náhodně vytvořenými vazebními prvky je minimální. – Problém dobrého stínění vyvstává i v provedení přívodů a vývodů vf energie, a to jak do krytů, tak i do dutin. Pro pohyblivé spoje používejme koaxiálních koncovek a zásuvek a pro pevné propojení koaxiálů uvnitř zařízení používejme mechanické a elektrické spojení odpovídající konektorům. Stínicí plášť kabelu (vnější vodič) musí být bezprostředně spojen s vodivou stěnou, kterou prochází, a to celým obvodem. Varujme se normálního průchodu otvorem a připojení stínění pomocí drátu (obr. 3–14). Takové spojení je prakticky rovnocenné úplně otevřenému krytu.

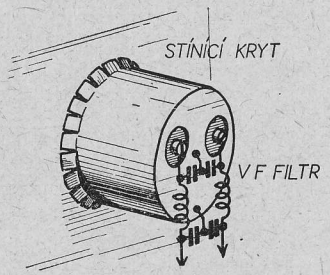
Použijeme-li v zařízení měřicích přístrojů (zejména ve vysílači), bude nutné zamezit vnikání vf proudu do jejich systémů. Nekontrolované vf proudy uvnitř měřicího přístroje totiž mohou přístroj poškodit. Pro měření stejnosměrných proudů chráníme přístroj malým filtrem a stínicím krytem. Problémem zůstává měření vf proudů, zejména je-li usměrňovač uložen uvnitř přístroje. V takovém případě si musíme ověřit, do jaké míry vniká vf pole přímo do přístroje a na základě toho se snažit je odstranit vhodným stíněním (obr. 3–15).



Obr. 3–14. Správné a chybné připojení koaxiálního vedení.

III–7. SOUČÁSTKY PRO VKV

Amatérská technika VKV vypadá na první pohled velmi jednoduše a tato zdánlivá jednoduchost bývá velmi často lákavá pro začátečníky. Vidíme jednoduché cívečky o několika málo závitech, nepatrné kondenzátory a v neposlední řadě i celkem nerozměrné antény s „fantastickými“ zisky Skutečnost je však úplně jiná, když poznáme, že na ty nejnepatrnější součásti jsou kladeny značné nároky a že přece jen nejsou, jak se říká, jako houska na krámě. Ano, součástky, drobné součástky jsou pro VKV amatéra základním problémem. Proto poznatky o jinak běžných součástkách z hlediska VKV musí se stát základní abecedou.



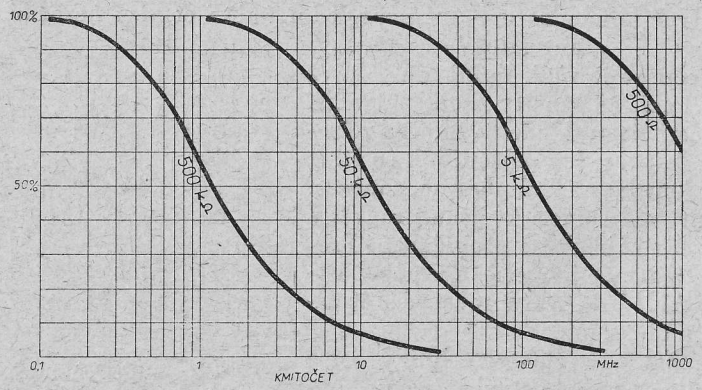
Obr. 3–15. Ochranný kryt a filtr měřicího přístroje.

Ze základů elektrotechniky jsme zvyklí představovat si odpory, kondenzátory a cívky tak, jak se ve sché-

matech kreslí, tj. ve své ideální formě. Jde-li o odpor, myslíme čistý odpor mající pouze reálnou hodnotu, jde-li o kondenzátor, tedy čistou kapacitu s pouze imaginární hodnotou impedance a stejně tak cívku s čistou indukčností. V praxi se však s takovými ideálními odpory, kondenzátory a cívkami nemůžeme nikdy setkat. Jde-li o obvody stejnosměrné nebo nízkofrekvenční, nezabýváme se většinou odchylkami od ideálních hodnot. Jinak je tomu ve vysokofrekvenční technice a zvláště v technice velmi vysokých kmitočtů. Zde odpory přestávají být čistými odpory, ale musíme počítat i s jejich kapacitou a indukčností, kondenzátor má i odpor a indukčnost a cívka má odpor i kapacitu. A setkáme se i s takovou situací, že převládá právě některá jiná veličina, než bychom potřebovali.

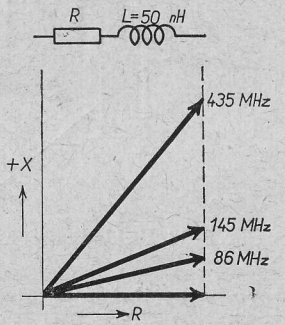
III–8. JAK SE PROJEVUJÍ ODPORY

Ve vysokofrekvenčních zapojeních se používá většinou vrstvových odporů. Jsou to keramické tyčinky s tence nanesenou odporovou vrstvou. V miniaturní technice se zhotovují odpory přímo z odporového materiálu. Na konci odporových tělísek jsou upevněny přívody pomocí objímek nebo čepiček. Při vyšších hodnotách odporů uplatňují se vzájemná kapacita přívodů a objímek a rozptylová kapacita celého odporu k okolním předmětům. I když kapacita je řadově velmi nízké hodnoty (0,5 pF), vzrůstá se zvětšujícím se kmitočtem její vliv. Kapacita se jeví jako paralelně připojený kondenzátor, takže je nutno sčítat vodivosti geometricky (vektorově). Některé výsledky jsou zachyceny na diagramu 3—16, který uvádí pokles výsledné impedance odporového tělíska v závislosti na kmitočtu, a to pro několik jmenovitých hodnot odporů. Diagram pokládejme pouze za informativní, poněvadž hodnota kapacity odporu může být různá, podle jeho provedení a velikosti. Výpočet této kapacity je prakticky neproveditelný a při jejím stanovení si můžeme pomoci oscilačním okruhem, který k odporu připojíme paralelně tak, jak je montáží upraven. Rozladěním obvodů pomůžeme zjistit kapacitu odporu. Ale pozor, menší odpory mohou ovlivnit jakost obvodu tak, že rozladění nebude možno naměřit.



Obr. 3–16. Vliv kapacity na zdánlivou hodnotu odporu.

Podobně ovlivňuje odpory i indukčnost odporu samotného a jeho přívodních drátků. Zatím co se kapacita uplatňuje u větších odporů, indukčnost naopak působí nesnáze při malých hodnotách odporů, a to opět v závislosti na kmitočtu. Diagram 3–17 je opět názorným příkladem, jak se zvětšuje celková impedance odporového tělíska v závislosti na kmitočtu za předpokladu, že indukčnost má hodnotu 0,05 μH. Vidíme, že i při odporech pod 100 Ω může reaktance velmi snadno převládat nad jmenovitou hodnotou odporu.

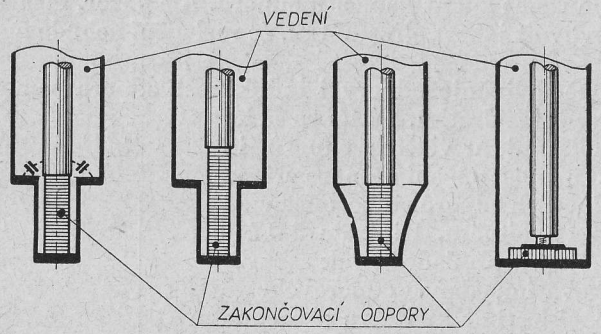


Obr. 3–17. Vliv indukčnosti přívodů na zdánlivou hodnotu odporu.

Z uvedeného plyne poučení, že musíme správně hodnotit úkol odporů v různých obvodech a vždy promyslet, můželi kapacita nebo indukčnost ovlivnit jeho správnou funkci. Tak například katodový odpor, pokud je překlenutý kondenzátorem, může shodou okolností tvořit pomocí vlastní indukčnosti nepříjemný rezonanční obvod, který může způsobit nemalé nesnáze (při 100 MHz rezonují indukčnosti 0,05 μH a kondenzátor 50 pF a kondenzátor 1000 pF již při 5 MHz). Nebo jiný příklad: mřížkový odpor o jmenovité hodnotě 50 kΩ může mít pro kmitočet 145 MHz vlivem vlastní kapacity impedanci pouze 2 kΩ. To jsou příklady, kdy odporu není použito přímo ve vysokofrekvenčním obvodu. Někdy však potřebujeme uzavřít přímo vysokofrekvenční vedení čistě ohmickým odporem, hlavně pro měřicí účely. Pro takový případ se používá vrstvových odporů vestavěných do koaxiálních obvodů, popřípadě provedených ve tvaru kotoučku (obr. 3–18).

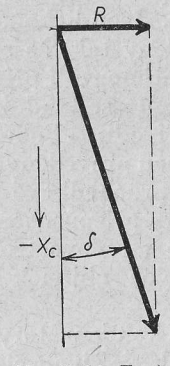
III–9. VLASTNOSTI KONDENZÁTORŮ PŘI VKV

Kondenzátory patří mezi nejchoulostivější součásti v technice VKV. Můžeme je zhruba rozdělit do dvou skupin. První tvoří kondenzátory, mohlo by se říci pomocné, tj. takové, které nejsou přímo součástmi rezonančních obvodů. Jsou to kondenzátory vazební, filtrační, blokovací a izolační. Do druhé skupiny patří kondenzátory v oscilačních obvodech, ať neproměnné nebo proměnné. V obou skupinách jsou na ně kladeny značné nároky. Jakmile protéká kondenzátorem vysokofrekvenční proud (i když nejsou v oscilačním obvodu), spotřebuje v důsledku dielektrických ztrát určitý (wattový) výkon. Kondenzátor se projevuje tak, jako kdyby k němu byl připojen ještě ohmický odpor. Kdyby se dielektrické ztráty neměnily v závislosti na kmitočtu, mohli bychom kvalitu kondenzátoru vyčíslit přímo hodnotou ohmického odporu, který je ekvivalentní pro vznik dielektrických ztrát. Poněvadž dielektrické ztráty rostou se stoupajícím kmitočtem (ne však úměrně) a poněvadž i reaktance $\left(x_c = \frac{1}{\omega \cdot C}\right)$ se mění úměrně s kmitočtem, vyjadřujeme dielektrické ztráty tzv. ztrátovým úhlem δ, který svírá ve vektorovém diagramu (obr. 3–19) reaktance X s výslednou impedancí sledovaného kondenzátoru. V praxi se pak používá místo úhlu δ jeho tangentu (tg δ) jako míry dielektrických ztrát různých izolantů. Ztrátový úhel se také mění v závislosti na kmitočtu, ale pro určitá pásma může být pokládán za stálý. V dokumentaci výrobců bývá označeno, pro který kmitočet nebo pásmo se údaje ztrátového úhlu vztahují.

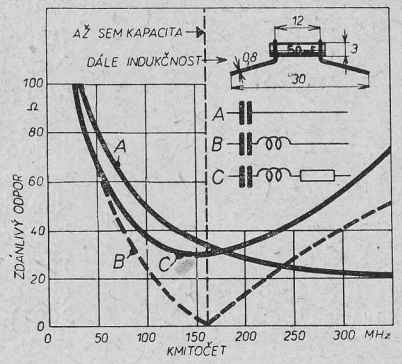


Obr. 3–18. Příklady provedení zakončovacích odporů na koaxiálním vedení.

Hodnocení kondenzátoru podle ztrátového úhlu nám ukazuje, že kondenzátory s horším dielektrikem se dobře nehodí pro VKV, poněvadž dielektrické ztráty mohou snadno překročit mez, kterou je tělísko kondenzátoru schopno tepelně vydržet bez narušení. To znamená, že velmi vysoké kmitočty mohou poškodit kondenzátor, i když vf napětí nedosáhne maximální přístupné hodnoty označené na výrobku.



Obr. 3–19. Ztrátový úhel kondenzátoru.

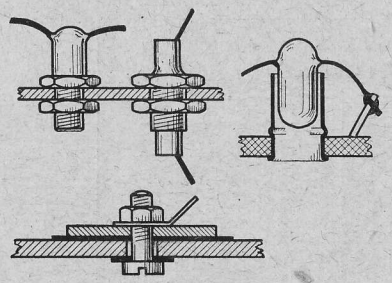


Obr. 3–20. Průběh zdánlivého odporu kondenzátoru.

Rozměry kondenzátoru a jeho přívodní drátky představují indukčnost, která se nepříjemně uplatňuje při vyšších kmitočtech. Nejlépe nám to osvětlí příklad malého keramického kondenzátoru 50 pF na diagramu jeho impedance v závislosti na kmitočtu (obr. 3–20). Křivka A ukazuje průběh ideálního kondenzátoru. Křivka B je průběh impedance, uvažujeme-li také indukčnost ($L \doteq 0{,}02\,\mu$H). Zde je patrno, že impedance klesá až na nulu, a to při kmitočtu asi 160 MHz, a pak opět roste. Při uvedeném kmitočtu (cca 160 MHz) je tedy kapacita kondenzátoru s jeho indukčností právě v sériové rezonanci a to dále znamená, že pro kmitočty vyšší než je tato hodnota má impedance kondenzátoru již induktivní charakter. Ve skutečnosti jsou v kondenzátoru i ve vlastní indukčnosti ještě ztráty, které způsobí, že průběh impedance se změní na křivku C. I v tomto případě je kmitočet 160 MHz mezí, nad kterou bude kondenzátor působit induktivně.

Jedinou cestou, jak se zbavit omezujících faktorů kondenzátorů,

je miniaturizace. Co nejmenší rozměry kondenzátoru s krátkými přívody mohou splnit tyto požadavky. Moderní kondenzátory používají materiálů s dielektrickou konstantou až do $\varepsilon = 10\,000$, která umožňuje podstatně snížit rozměry. Malý kondenzátor se spokojí i s krátkými přívody. Nevýhodou kondenzátorů s těmito speciálními dielektriky je však jejich značná tepelná i napěťová závislost, která omezuje jejich použití jen pro blokovací a filtrační členy. Jsou-li kondenzátory provedeny tak, že se jedním pólem přimontují přímo na šasi, odstraní se indukčnost jednoho přívodu. Podobným způsobem jsou provedeny i kondenzátory průchodkové nebo kondenzátory přizpůsobené pro zasunutí do středové trubičky elektronkových objímek (obr. 3–21).



Obr. 3–21. Příklady provedení blokovacích kondenzátorů.

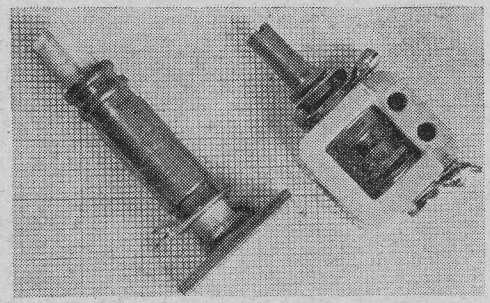
Blokovací kondenzátory s dobrými vlastnostmi si můžeme zhotovit sami tak, že živou elektrodou přitlačujeme slídovou fólii přímo k šasi. K tomuto účelu je možné rozebrat běžný slídový kondenzátor a vhodně jej k šasi namontovat.

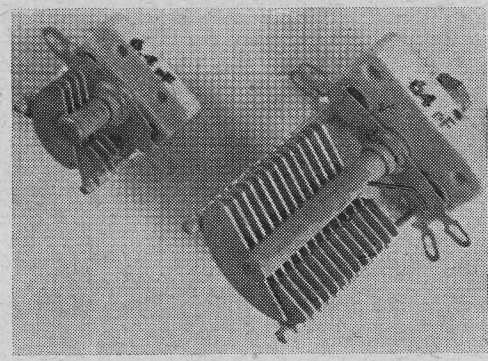
III–10. LADICÍ KONDENZÁTORY

Ladicí kondenzátory pro VKV mají vlastnosti částečně odlišné od kondenzátorů uvedených v předešlém odstavci. Ladicí kondenzátor musí mít především vysokou stabilitu. To prakticky znamená použití materiálů s malou dielektrickou konstantou. Zde jsme u prvního problému; dosáhnout co nejmenších rozměrů a minimální indukčnosti při použití nízké dielektrické konstanty. Problematika zde přechází na konstruktérské pole působnosti.

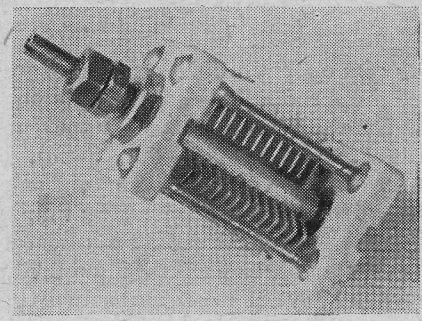
Pro malé kapacity trimrů se ustálilo několik běžných provedení vzdušných trimrů, nesymetrických i symetrických. Jejich amatérská výroba je možná, předpokládá však opravdu velkou zručnost (obr. 3–22). Ladicí kondenzátory se (v pravém slova smyslu) zejména v amatérských konstrukcích stávají převážně součástí celého ladicího obvodu. Plyne to především z toho, že amatérská pásma jsou poměrně úzká a pro jejich zvládnutí stačí velmi malá

změna ladicí kapacity. A poněvadž v amatérské technice (zejména vysílací) rádi používáme symetrického zapojení, stává se zhotovení proměnného kondenzátoru velmi jednoduché. Na obr. 3–23 je několik příkladů uspořádání symetrického obvodu amatérského VKV vysílače.



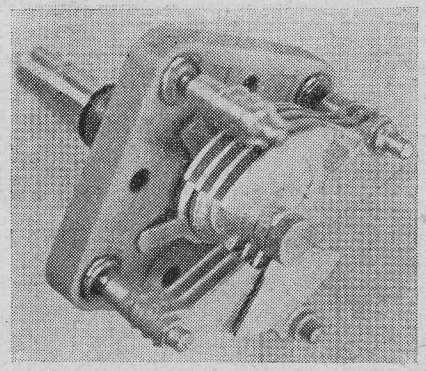


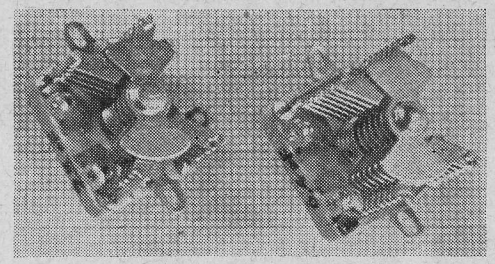
V amatérské VKV technice vyskytují se i ladicí kapacity na nižších kmitočtech, než jsou právě na VKV. Víme, že moderní amatérská technika již skoncovala se sólo-oscilátory a se superreakčními přijímači a pole ovládly vícestupňové vysílače s vysoce stabilními budiči a pro příjem velmi citlivé konvertory ve spojení se stabilními krátkovlnovými přijímači. Obojí se tedy dotýká techniky krátkých vln a právě v jejím nejchoulostivějším místě, na kterém závisí stabilita zařízení. Použijeme-li budiče s proměnným kmitočtem, tzv. VFO, bude velmi záležet na ladicím kondenzátoru.



Obr. 3–22A. Příklady kondenzátorů nesymetrických.

Mezi amatéry jsou známy otočné kondenzátory, jejichž hliníkové (nebo duralové) statory jsou montovány na dvou keramických tyčkách ⌀ 6 mm a rotory jsou neseny na keramické ose o průměru 9 mm. Tyto kondenzátory byly v různých kombinacích a krytech montovány do mno-





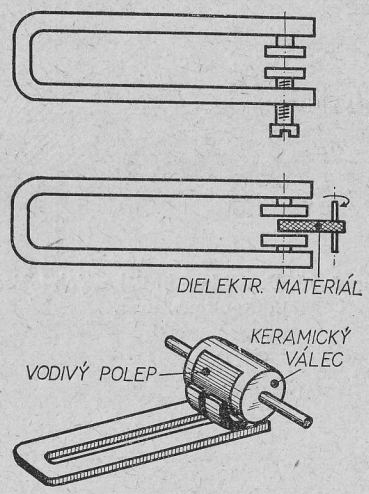
Obr. 3–22B. Příklady kondenzátorů symetrických.

ha přístrojů z německého válečného materiálu a objevovaly se svého času v jednoduché formě tu a tam v obchodech (obr. 3–24).

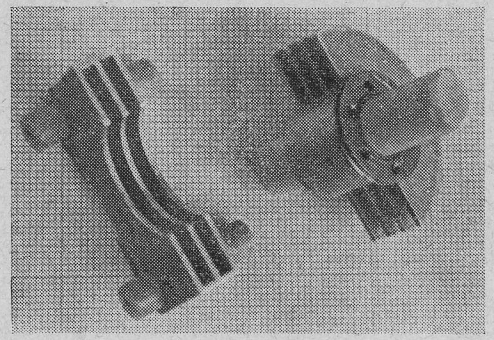
Samostatné díly těchto kondenzátorů se výborně hodí pro zhotovení velmi kvalitních kondenzátorů. Čela mohou být zhotovena buď z duralových, nebo izolačních desek, do kterých současně vyvrtáme přesné otvory (výstružníkem) pro nosné keramické tyčky. Při definitivní montáži tyčky zalepíme epoxydovou pryskyřicí. Pro kvalitu kondenzátoru jsou důležitá ložiska rotoru. Je nutno zamezit jakoukoli vůli a při tom zachovat jemnost pohybu. Výhodné je kuželové kuličkové (nebo pouze třecí) ložisko kombinované s kuličkovým opěrným ložiskem s možností dotažení (obr. 3–25). Připevnění opěrného ložiska provedeme pružně, pomocí planžety nebo vyříznutí štěrbin v čelní desce (pokud je provedena z materiálu, který může pružit – obr. 3–26). Pro připojení rotoru použijeme buď dotykové bronzové vlásenky, nebo v ložisku upravíme pouzdro naříznutou pružnou manžetkou (obr. 3–27). Celkové provedení kondenzátoru má být dostatečně tuhé.

Kondenzátor v základním okruhu oscilátoru montujeme do společného krytu s ostatními součástkami téhož obvodu, a to tak, aby se zamezilo nerovnoměrnému oteplování celého obvodu ohříváním od okolních tepelných zdrojů (elektronky). Toho lze dosáhnout v masívním hliníkovém nebo měděném krytu, v němž je celý systém mechanicky zachycen, tj. tepelně vodivě spojen pouze z jedné strany, nebo lépe vůbec tepelně (alespoň částečně) izolován.

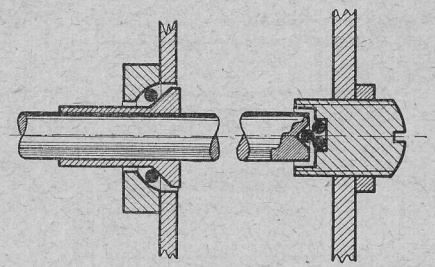
Pro malé změny kapacity, zejména v symetrických okruzích, lze použít vsouvání dielektrika mezi desky kondenzátoru. Pocho-



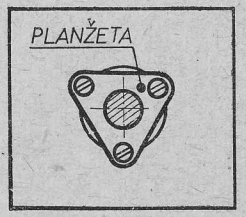
Obr. 3–23. Ladicí kondenzátory jako mechanické součásti obvodů.

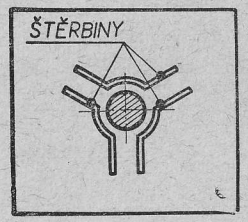


Obr. 3–24. Rotor a stator kondenzátorů pro VKV.

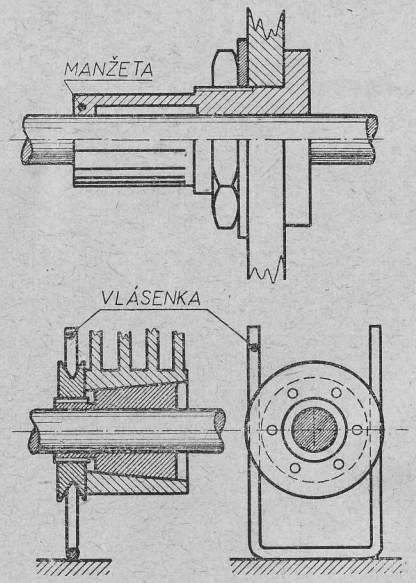


Obr. 3–25. Provedení kuličkových ložisek kondenzátorů.



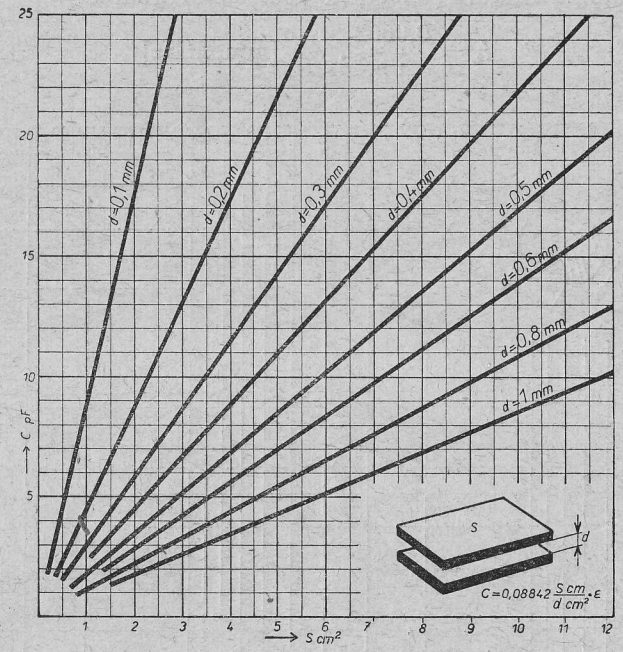


Obr. 3–26. Odpružení ložiska kondenzátoru.



Obr. 3–27. Sběrací dotyky rotorů kondenzátorů.

pitelně volíme kvalitní dielektrikum (polystyren atp.). Ladění dielektrikem není však vhodné pro výstupní obvody výkonnějších vysílačů, kde je namáhání dielektrika velmi značné a vede k ohřívání, které podporuje i vyšší okolní teplota, vyvolaná teplem elektronky. Pomůckou pro stanovení kapacity malých kondenzátorů se vzdušným dielektrikem je na diagramu obr. 3–28.



Obr. 3–28. Diagram pro stanovení kapacity vzduchových kondenzátorů.

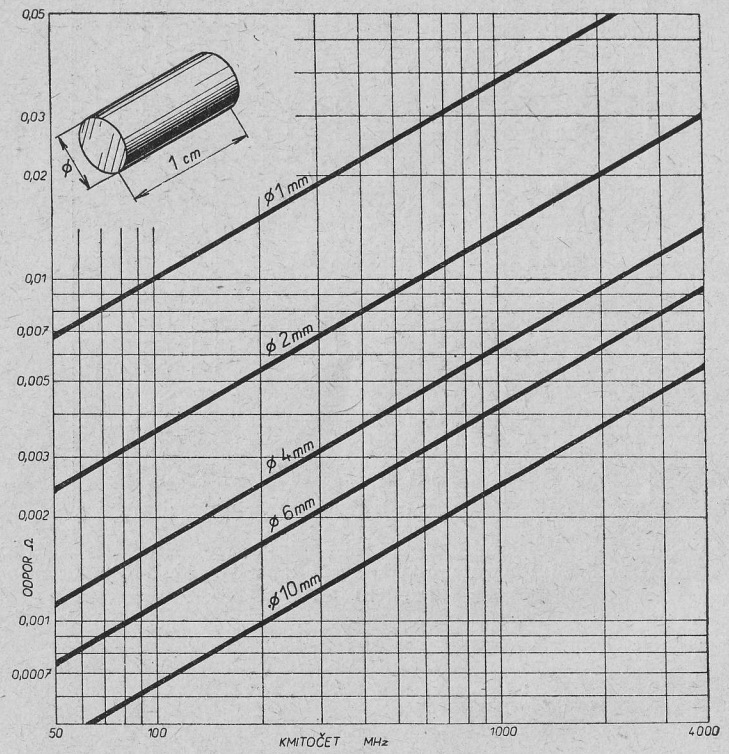
III–11. SKIN-EFEKT

Střídavý proud protékající vodičem vytváří také uvnitř vodiče střídavé magnetické pole. To má za následek, že se proud „*vytlačuje*“ k povrchu vodiče. Čím je vyšší kmitočet, tím se koncentruje proud do tenčí vrstvy u povrchu vodiče. Tomuto jevu říkáme *povrchový jefekt* nebo *skinefekt* (zkráceně někdy skin). Kromě kmi-

točtu má na rozložení proudu vliv i permeabilita materiálu vodiče a specifický odpor.

Pro VKV techniku si vybereme některé poznatky. Hloubka pod povrchem, ve které vlivem skinu klesla hustota proudu na hodnotu $\frac{1}{e}$ proti maximální hodnotě při povrchu vodiče (tj. asi 36 %), říkáme hloubka vniku. Pro měděné vodiče platí vzorce:

$$h = \frac{0{,}0662}{\sqrt{f}}. \qquad \text{[mm, MHz]} \qquad \text{[3–13]}$$



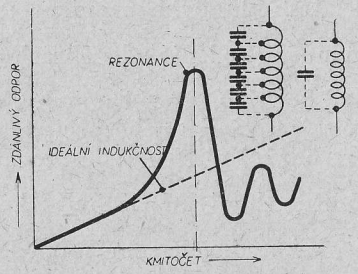
Obr. 3–29. Vliv skinefektu.

Následkem zhuštění proudu u povrchu vodiče zvětšuje se i jeho ohmický odpor. A to je důvod, proč používáme vodičů s velkým povrchem (trubek nebo pásů) a proč musíme dbát na dobrou vodivost povrchu těchto vodičů. Jak velikých hodnot dosahuje odpor tyčových měděných postříbřených vodičů, ukazuje diagram 3–29. Například šestimilimetrový vodič má pro 145 MHz přibližně dvěstěkrát větší ohmický odpor než pro stejnosměrný proud. Všimněme si dále toho, že desetkrát větší průměr má desetinový odpor, což dotvrzuje poznatek, že proud je soustředěn těsně pod povrchem vodiče. Použijeme-li místo plného vodiče tenkostěnné trubky, nezmění se prakticky vůbec hodnota ohmického odporu pro tyto vysoké kmitočty.

III–12. VF TLUMIVKY PRO VKV

Vysokofrekvenční tlumivky jsou velmi důležitou součástí VKV přístrojů. Jejich úkolem je oddělit pro vysoké kmitočty obvody, které jinak musí být spojeny pro stejnosměrný proud. Jde-li o velmi vysoké kmitočty setkáme se s podobnými nesnázemi jako u ostatních druhů součástek. Každá tlumivka má kromě žádané indukčnosti také určitou kapacitu. Celková kapacita cívky (tlumivky) je složena z dílčích vzájemných kapacit jednotlivých závitů, které jako by byly zapojeny paralelně k indukčnosti, tedy i celková kapacita cívky je paralelně k její indukčnosti.

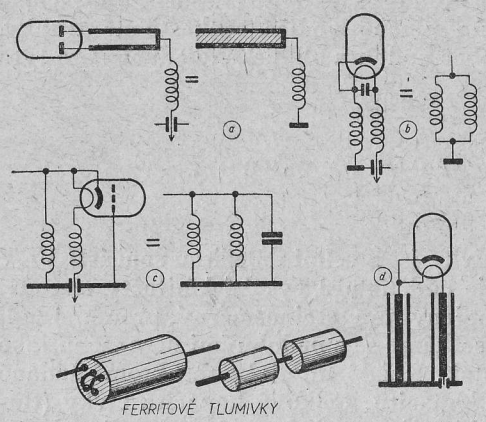
Kapacita spojená s indukčností tvoří rezonanční obvod, a proto si musíme uvědomit, že každá tlumivka má svůj rezonanční kmitočet. Nakreslíme-li si průběh reaktance v závislosti na kmitočtu, bude se nutně lišit od průběhu ideální tlumivky nemající žádnou vlastní kapacitu (obr. 3–30). Zprvu reaktance tlumivky stoupá rychleji, než odpovídá čisté indukčnosti. Dosáhneme-li rezonančního kmitočtu, bude také reaktance největší. Pak opět klesá a při dalším měření zjistíme ještě řadu rezonancí způsobených dílčími kapacitami. To je již pod hodnotou reaktance ideální tlumivky.



Obr. 3–30. Impedance tlumivky.

Pro své úkoly se hodí tlumivka až po první rezonanční kmitočet. Rezonanční průběh je vlivem různých ztrát natolik zploštělý (širokopásmový), že tlumivky plně vyhovují v oblasti nejnižší rezonance.

Ve VKV technice používáme tak zvané čtvrtvlnné tlumivky. Ve skutečnosti má čtvrtvlna rezonančního kmitočtu určitý vztah k délce drátu navinutého na tlumivce. Měření ukazují, že tlumivky zhotovené tak, že délka drátu odpovídá čtvrtvlně kmitočtu, pro který je tlumivka určena, mají vlastní rezonanci poněkud výše. Teprve při vestavění do přístroje klesá obyčejně vlastní rezonance do rozsahu pracovního kmitočtu. Skutečné poměry závisí na způsobu, jakým je tlumivky ve schématu použito. Je důležité, je-li tlumivka zapojena svým „horkým" koncem ke studenému bodu vf obvodu, je-li umístěna celkem volně v prostoru nebo těsně obklopena kostrou a jinými součástkami.



Obr. 3–31. Podmínky pro tlumivky v různých obvodech.

Je-li tlumivka zapojena například v kmitně tyčového čtvrtvlnného vedení podle obrázku 3–31a, jsou horké body ještě o $\frac{\lambda}{4}$ od horkého konce tlumivky, takže se k indukčnosti tlumivky přičítají a vzniká nebezpečí, že takto složená indukčnost má vlastní rezonanci nižší, než je pracovní kmitočet. Pro takový případ je nutno tlumivku zhotovit z kratšího drátu než je $\frac{\lambda}{4}$.

V katodovém zapojení podle obr. 3–31b, kde jsou katoda a vlákno v kmitně proudu, dodrží se délka drátu $\frac{\lambda}{4}$. V opačném případě (obr. 3–31c) je žádoucí prodloužení drátu cívky přes hodnotu $\frac{\lambda}{4}$. Označení čtvrtvlnná tlumivka je potvrzeno možností nahradit tuto tlumivku čtvrtvlnným vedením provedeným z tenkého koaxiálního kablíku o elektrické délce $\frac{\lambda}{4}$ (obr. 3–31d).

Od tlumivek, které se v zařízení nepodílejí na ladění rezonačních obvodů a na jejichž stabilnost a jakost není kladen takový důraz, se diametrálně odlišují cívky rezonančních obvodů, jejichž přesnost, stabilita a jakost jsou prvořadými požadavky. I když se v technice VKV používá oscilačních obvodů speciálních (tyčových, dutinových, koaxiálních aj.), přece prosté cívky co do počtu většinou v zařízeních převládají. To platí zejména pro moderní vícestupňové vysílače a konec konců i pro valnou část přijímačů.

Podle provedení se cívky dělí na samonosné a vinuté na izolační kostře. Cívky na kostře jsou mechanicky odolnější a stabilnější než cívky samonosné a lze je provádět s libovolným počtem závitů. Cívky samonosné jsou méně odolné a méně stabilní a s přijatelnými vlastnostmi je můžeme zhotovit jen s malým počtem závitů. Při větším počtu závitů než tři nelze pokládat stabilitu cívky za dostatečnou. Tento přísný požadavek ovšem platí jen pro obvody oscilátorů, kde cívka spoluurčuje kmitočet. Pro zesilovací stupně lze mnoho slevit.

Cívky na kostrách jsou zásadně ve trojím provedení. První provedení, tak zvané vpalované cívky, má vinutí nanesením na keramickou kostru – buď vpalováním kovu, nebo jinou technologií, kterou je kovový vodič ve tvaru pásku pevně spojen s kostrou. Takovéto cívky mají sice poněkud nižší jakost ($Q = 100$ až 120), ale jsou velmi stabilní pro použití v oscilátorech. Nižší jakost je způsobena poměrně vysokým ohmickým odporem následkem zrnité struktury povrchu vodiče.

Cívky vinuté horkým drátem 70 až 80° C, který po navinutí na kostru zchladne a kostru pevně sevře, se vyznačuje rovněž vysokou stabilitou a mimoto mají i vyšší jakost, a proto se výborně hodí pro obvody oscilátorů. Třetí provedení, získané prostým navinutím závitů na kostru, má menší stabilitu a je proto vhodné pro zesilovací stupně.

Vlastnosti cívek charakterizují následující základní parametry: indukčnost, činitel jakosti Q, vlastní kapacita a stabilita. Indukčnost cívek pro VKV obvody se pohybuje řadově mezi setinami a desetinami mikrohenry. Takové cívky jsou tvořeny jen několika málo závity. Jakost cívky je dána poměrem reaktance k odporu, přičemž do ohmického odporu počítáme jak ohmický odpor vodiče, tak i ztrátový odpor dielektrika, odpor daný vyzařováním, stínicím krytem, případně i jádrem. Dobře provedené cívky pro VKV obvody dosahují jakosti $Q = 150$ až 300. Nemá však význam

hledat cesty pro další zvyšování, poněvadž snížení jakosti vnesené do okruhu vnějšími vlivy (elektronkami atp.) výslednou kvalitu značně snižuje.

Vlastní kapacita cívky je dána jejím provedením. Záleží na průměru cívky, vzdálenosti závitů, průměru drátu a také na izolaci. Stínicí kryt také zvyšuje vlastní kapacitu. Obecně vlastní kapacita zhoršuje kvalitu cívky.

Důležitým parametrem cívky je její stabilita. Hlavním vlivem působícím na změnu indukčnosti (při jinak dobře provedené cívce) je teplota. Závislost indukčnosti na teplotě nazýváme teplotní činitel indukčnosti. Pro zjednodušení si teplotní činitel indukčnosti rozdělíme na dvě veličiny. Střídavý teplotní činitel způsobuje, že se indukčnost mění podle změn teploty, tj. vrátí-li se teplota opět na určitou teplotu, vrátí se i hodnota indukčnosti na příslušnou hodnotu. Označíme-li si tento činitel písmenem α_L, bude platit vztah

$$\alpha_L = \frac{\Delta L}{L \cdot \Delta t} \qquad [3\text{–}14]$$

[ΔL = změna indukčnosti, Δt = změna teploty].

Cívka může však vícekrát opakovaným ohříváním trvale změnit svou základní indukčnost. Tento „stejnosměrný" teplotní činitel indukčnosti si označíme písmenem

$$\beta_L = \frac{L_1 - L_2}{L_1} \qquad [3\text{–}15]$$

[L_1 = původní indukčnost, L_2 = změněná indukčnost].

Se změnou teploty se často mění i jakost cívky Q. Zmenšení jakosti cívky vlivem oteplení se v praxi nehodnotí přísně. Udává se, že zmenšení Q o 10 % při zvýšení teploty o 30° C je ještě přijatelné.

III–14. VÝPOČET INDUKČNOSTI MALÝCH CÍVEK

Pro výpočet indukčnosti cívek používá se různých pomůcek v podobě diagramů a nomogramů, které bývají často sestavovány ve snaze umožnit určení indukčnosti cívek ve velkém rozsahu hodnot. Pro VKV techniku vystačíme s možností výpočtu malých cívek a o to důsledněji můžeme respektovat jejich typické provedení.

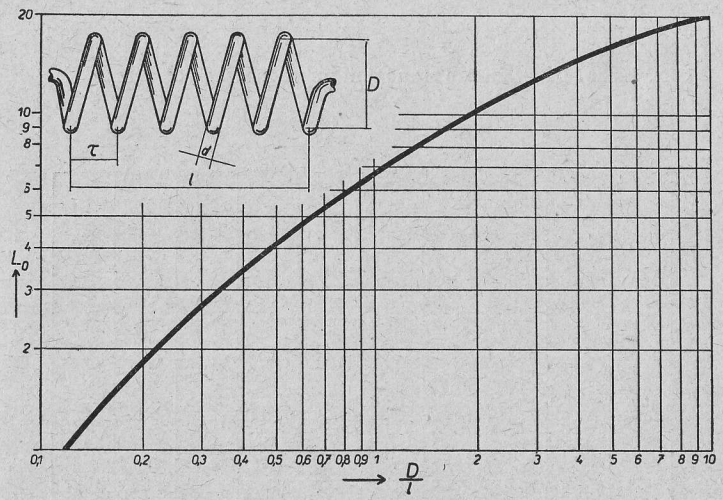
Na obrázku 3–32a je nákres cívky s okótováním všech rozměrů. Se zanedbatelnou chybou můžeme pokládat průměr cívky D roven

vnějšímu průměru kostry, na které je navinuta. Vyplývá to z rozložení proudu o velmi vysokém kmitočtu převážně na povrchu vodiče na vnitřní straně cívky. Za délku cívky nedosazujeme do vzorečku celkovou (vnější) délku cívky, ale osovou rozteč krajních závitů, tj. rozměr daný vztahem: $l = (N - 1) \cdot \tau$. Rozměry cívky v rovnicích dosazujeme v centimetrech.

Indukčnost cívky pak stanovíme výpočtem podle rovnice:

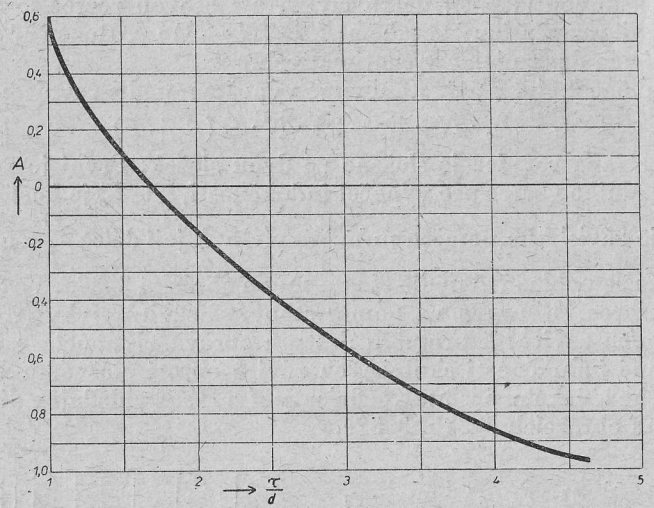
$$L = L_o \cdot N^2 \cdot D - 2\pi \cdot N \cdot D\,(A + B). \qquad [3\text{–}16]$$

Pravá strana rovnice je složena ze dvou složek. První je známá ze základního vzorce pro výpočet indukčnosti, kde L_o je koeficient, který je závislý na poměru průměru cívky k její délce $\frac{D}{l}$ a jeho hodnota se vyhledává podle diagramu na obrázku 3–32a. Ve druhé části vzorce je oprava na poměr stoupání závitů cívky (rozteče sousedních závitů) k průměru drátu a oprava plynoucí z rozdílu vzájemné indukčnosti skutečných závitů oproti plošnému vinutí z tenkého a úzkého pásku. Koeficienty A a B se vyhledají v diagramech na obrázcích 3–32b, 3–32c.

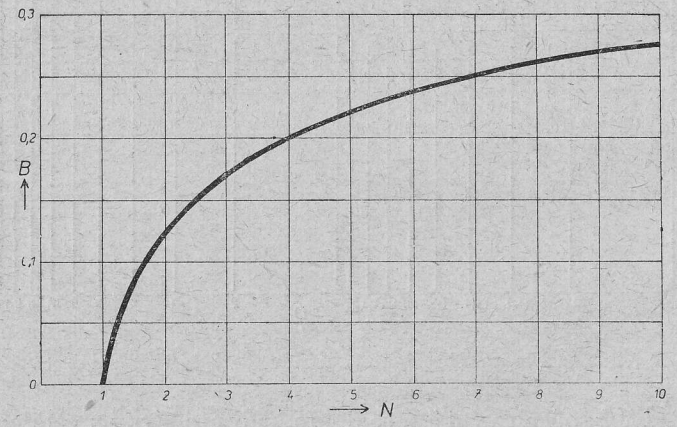


Obr. 3–32a. Diagram pro stanovení indukčnosti cívek (viz text).

Uvedený způsob výpočtu se dobře hodí pro cívky s větším počtem závitů než 4 až 5. Pro menší počet závitů je výhodnější následující složitější výpočet, spočívající ve výpočtu indukčnosti jediného závitu podle výrazu:



Obr. 3–32b. Diagram pro stanovení indukčnosti cívek (viz text).

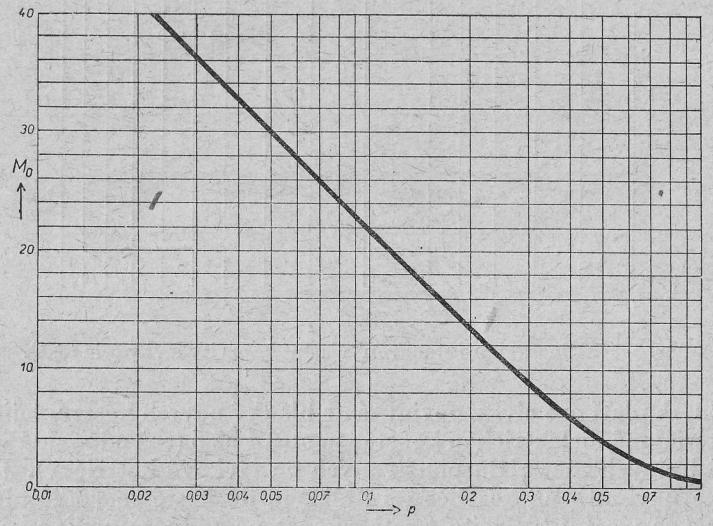


Obr. 3–32c. Diagram pro stanovení indukčnosti cívek (viz text).

$$L_1 = 2\,\pi \cdot D\left(2{,}3 \log \frac{8\,D}{d} - 2\right). \qquad [3\text{–}17]$$

Kromě této hodnoty vypočítáme pak vzájemné indukčnosti dvou sousedních závitů M_1, dvou závitů ob jeden (prvního a třetího) M_2, dvou závitů ob dva (prvního a čtvrtého) M_3 atd. Tuto vzájemnou indukčnost spočítáme podle vzorce

$$M = \frac{M_o \cdot D}{2}; \qquad [3\text{–}18]$$



Obr. 3–33. Diagram pro stanovení indukčnosti cívek (viz text).

M_o je koeficient, který je uveden v diagramu obr. 3–33 v závislosti na poměru $p = \frac{b}{\sqrt{D^2 + b^2}}$ [b je vzdálenost uvažovaných závitů, tj. pro závity ob jeden $b = 2\,\tau$ atd.].

Indukčnost cívky je pak dána řadou

$$L_N = N \cdot L_1 + 2\,(N - 1) \cdot M_1 + 2\,(N - 2) \cdot M_2 + \ldots\ldots \text{ atd.} \qquad [3\text{–}19]$$

Pro cívky se dvěma závity bude tedy platit

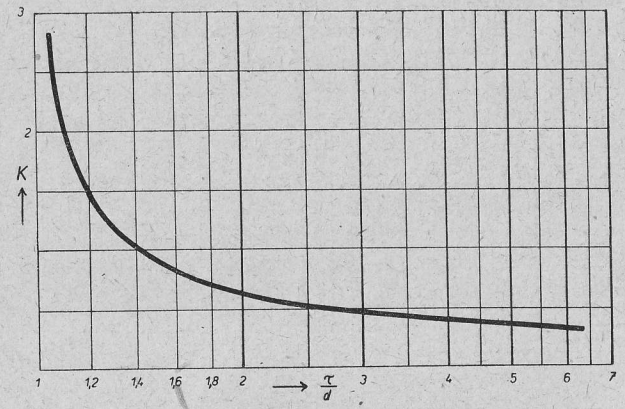
$$L_2 = 2\,(L_1 + M_1) \qquad [3\text{–}20]$$

a pro cívku se třemi závity

$$L_3 = 3\,L_1 + 4\,M_1 + 2\,M_2. \qquad [3\text{–}21]$$

Známe-li vlastní kapacitu cívky, můžeme lépe určit poměry v rezonančních obvodech. Tento výpočet je velmi jednoduchý. Pomocí diagramu 3–34 si vyhledáme koeficient K podle poměru stoupání závitu k průměru vodiče. Vlastní kapacita cívky je dána rovnicí:

$$C_L = K \cdot D. \qquad [3–22]$$



Obr. 3–34. Diagram pro stanovení vlastní kapacity cívky (viz text).

Vztah platí pro cívky navinuté na hladký povrch kostry, jejichž materiál má dielektrickou konstantu $\varepsilon = 4$ až 6 (což odpovídá většině běžných materiálů používaných na cívkové kostřičky). Je-li cívka navinuta na kostřičku s drážkou, do které se vodič uloží, zvětší se vlastní kapacita proti vypočtené hodnotě podle uvedeného vzorce asi o 20 až 25%. Naopak samonosné cívky (bez kostry) mají vlastní kapacitu o 15 až 20 % menší.

Snad se mnohému čtenáři bude zdát, že tyto výpočty jsou příliš složité pro amatérskou praxi a bude považovat za výhodnější pokusně cívku zhotovit, zapojit do okruhu a výsledek se prý ukáže. Buď se cívka zahodí (je to přece jen kousek drátu) a zkouší se znovu, anebo se „trefí“. Přívody, kapacity a kdesi cosi, stejně to všechno změní. Pohleďme však z druhého konce! Když je v takovém VKV okruhu tolik různých vlivů, tak co o něm vlastně víme, jak můžeme posoudit všechny ostatní vlivy, když nebudeme znát ani tu indukčnost cívky, kterou konec konců budeme i těžko měřit právě pro ty různé okolní vlivy? A už jsme u toho. Myslím, že právě neznalost základních hodnot okruhů s cívkami nás velmi často a zbytečně odvádí k používání jiných druhů obvodů, kde

jsou poměry zdánlivě jednodušší a přehlednější. Nezapomínejme však, že kvalitu rezonančního obvodu Q neměříme nikdy počtem spojení s DL stanicemi nebo ve VKV žebříčku!

III–15. PROMĚNNÉ L

V praxi VKV techniky často narazíme na potřebu ladit rezonanční obvod (nebo alespoň dolaďovat) změnou indukčností. Je to v těch případech, kdy kapacita rezonančního obvodu je již pevně dána (kapacitou elektronky a ostatními přídavnými kapacitami) a kdy se další proměnnou kapacitou impedanční poměry ještě zhoršují.

Změnu indukčnosti cívky lze provádět několika způsoby. Než se pro některý rozhodneme, je zapotřebí vědět, zda doladění provedeme při seřizování přístroje natrvalo nebo zda budeme počítat s občasným dolaďováním nebo dokonce běžným laděním. Podle principu změny indukčnosti rozlišujeme ladění:

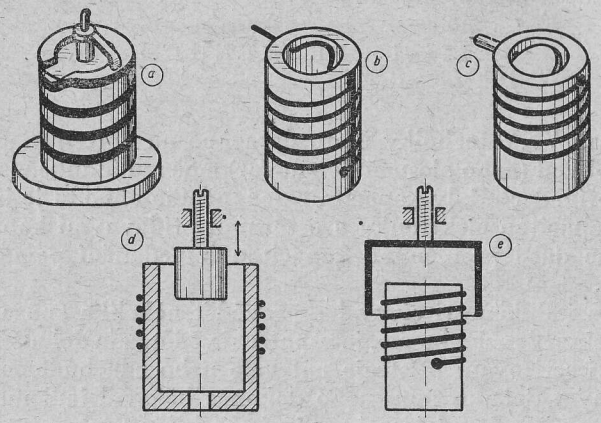
1. změnou počtu závitů,
2. změnou vzájemné polohy závitů,
3. vkládáním feromagnetického jádra,
4. vkládáním nebo přibližováním vodivého jádra nebo kroužku.

Z popisu jednotlivých způsobů vyplyne i jejich vhodnost z hlediska trvalého nebo proměnného doladění.

Změnu počtu závitů provádíme prostým přemísťováním a dobrým připájením koncového přívodu na různá místa vinutí. Pro změnu menší než je jeden závit je vhodné upravit na čele cívky poslední závit do roviny a do osy cívky umístit malý otočný běžec, dotýkající se jedním koncem posledního závitu. Po vyhledání vhodné polohy zajistíme běžec na obou koncích připájením (obr. 3–35a). Změnou vzájemné polohy několika nebo pouze jednoho závitu můžeme jeho indukčnost buď přičítat, nebo odčítat. Praktické provedení vznikne umístěním posledního závitu uvnitř kostry cívky po vnitřním povrchu, a to ve tvaru půlzávitu. Překlápěním tohoto půlzávitu (obr. 3–35b) mění se v určitých mezích celková indukčnost. Samonosné cívky lze ovšem různě deformovat. Natažením cívky se indukčnost snižuje, se stisknutím závitů těsněji k sobě se zvětšuje. Je samozřejmě možné i odklápění jednoho nebo více závitů.

Nejběžnějším, přitom pro VKV techniku nejméně vhodným způsobem je zasouvání feromagnetického jádra. Je celá řada ma-

teriálů, ať jsou to ferity nebo vf železo, kterých lze použít i pro značně vysoké kmitočty. Většinou mají společnou vadu v závislosti na teplotě i na magnetickém sycení. Takových jader používáme jenom tam, kde není požadována vysoká stabilita obvodu.



Obr. 3–35. Cívky s proměnnou indukčností.

Vhodnějším způsobem ladění je vsouvání vodivých válečků nebo prstenců, závitů nakrátko, které snižují indukčnost. Provedení je stejně jednoduché jako vsouvání železných jader. Vsouvání vodivých válečků nebo kroužků má mnoho možných konstrukčních variant. Některé z nich umožňují i běžné, snadné ladění obvodu. Na obr. 3–35c, d, e je několik příkladů provedení proměnné indukčnosti pomocí vodivého tělíska.

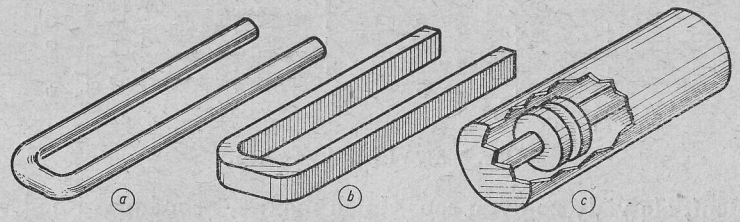
Velikost změny indukčnosti všech popsaných provedení záleží na celkovém provedení cívky a proměnného prvku. Pro praktickou realizaci vyjdeme od základní hodnoty použité cívky a měřením si ověříme dosažitelnou změnu hodnoty indukčnosti.

III–16. VEDENÍ VE FUNKCI LADĚNÉHO OBVODU

Vraťme se znovu k poznatku, že vlnová délka je ve VKV technice nejdůležitější veličinou. Ať mluvíme o délce antény, nebo vlastnostech šíření, nebo o rozměrech součástí, všude se poměrem

k vlnové délce mohou udávat základní parametry. Je tomu tak i u vedení pro VKV.

A právě některých, zcela určitých poměrů na vedení můžeme využít pro vytvoření rezonančních obvodů celkem mimořádných vlastností. Těmito určitými poměry je jejich vyladění. Běžná jsou jednak otevřená, laděná vedení, tvořená dvěma rovnoběžnými vodiči podle obr. 3–36, a jednak uzavřená laděná vedení, tvořená souosými vodiči. Uvedená označení (otevřená a uzavřená) nemají v tomto případě nic společného s označením uzavřený oscilační obvod, kterého se někdy používá v pojednání o základech radiotechniky. Uzavřené laděné vedení tak, jak je označujeme zde a jak je patrno také z obrázku, určuje vedení, které je si možno představit jako množství otevřených dvouvodičových vedení, majících jeden vodič společný a druhé vodiče rozmístěné těsně vedle ve tvaru válce kolem prvního (obr. 3–36c).

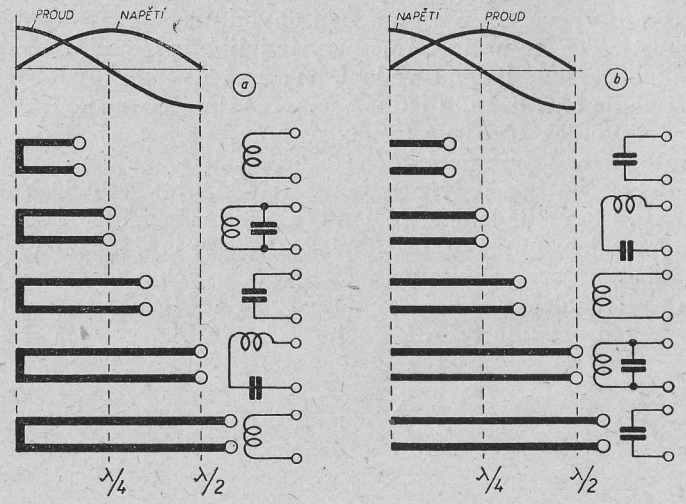


Obr. 3–36. Vedení jako rezonanční obvod.

Obrázek 3–37a ukazuje, jakým způsobem se projevuje vedení se zkratem na jednom konci při různých délkách vzhledem k délce vlny. Nejčastěji používáme čtvrtvlnného vedení s jedním koncem do krátka, které se na otevřeném konci jeví jako paralelní rezonanční obvod. V tomto místě se také vytvoří kmitna napětí a uzel proudu. Na zkratovaném konci se naopak vytvoří uzel napětí a kmitna proudu. Je-li vedení kratší než čtvrt vlny, projevuje se jako indukčnost a vedení delší než čtvrt vlny jako kapacita. Vedení o délce $\frac{\lambda}{2}$ odpovídá sériové rezonanci a delší než $\frac{\lambda}{2}$ opět indukčnosti a tak se dále vlastnosti opakují.

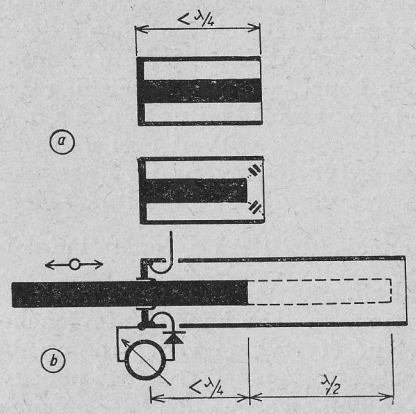
Opačné poměry nalézáme u vedení na obou koncích otevřeného (obr. 3–37b). Oboustranně otevřené čtvrtvlnné vedení odpovídá sériové rezonanci a půlvlnné paralelní rezonanci. Uvedené poučky se týkají samozřejmě elektrických délek vedení. Při tom musíme počítat s tím, že rozptylová kapacita konců vedení prodlužuje elektrickou délku (obr. 3–38a). Tento poznatek je důležitý zejména

při používání vedení pro měření délky vlny. Zde nesmíme nikdy vycházet z geometrické vzdálenosti maxima výchylky od konce



Obr. 3–37. Vliv délky vedení.

vedení, ale vždy ze dvou sousedních maxim, neboť první bod, ve kterém se jeví rezonance, je vlivem rozptylových kapacit posunut (obr. 3–38b).

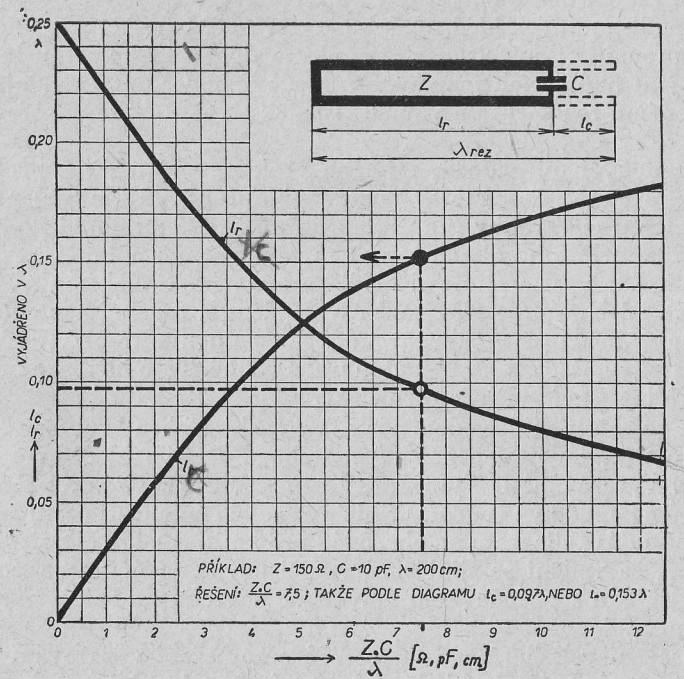


Obr. 3–38. Rozptylová kapacita otevřeného konce vedení.

V praxi se však velmi zřídka vyskytují laděná vedení sama o sobě. Mají vždy, tak jako normální rezonanční obvody, úlohu určitého zpracování vf energie. Proto jsou připojeny k elektronkám či anténám. Poněvadž zejména elektronky mají značné vstupní i výstupní kapacity, musí být takováto ladicí vedení natolik zkrácena, aby s kapacitou elektronky tvořila potřebnou rezonanci pro používaný kmitočet.

Podle obrázku 3–39 nahrazuje kapacita C určitou část

čtvrtvlnného vedení, označenou l_c. Podle diagramu můžeme určit tuto část vedení, kterou nahrazuje kapacita C, známe-li hodnotu C, rezonanční délku vedení λ_{rez} a charakteristickou impedanci vedení Z. Jednotlivé křivky jsou vyneseny pro různou hodnotu součinu CZ. Z uvedeného diagramu je jasné, že vliv kapacity C na zkrácení vedení je nepřímo závislý na impedanci vedení. Čím menší je Z, tím větší je potřebná kapacita na stejné zkrácení. Tento důležitý poznatek si názorně vysvětlíme na následujícím příkladu.



Obr. 3–39. Zkrácení linkového obvodu kapacitou.

Představme si koncový stupeň vysílače pro 435 MHz (obr. 3–40). Výstupní kapacita elektronky (C) bude např. 2 pF. Použijeme-li diagramu podle obrázku 3–39, zjistíme, že pro nižší impedanci musí být délka vedení daleko větší než pro vyšší impedance. V praxi se ovšem setkáváme se složitějšími poměry, poněvadž vývody elektronek již představují určitou část vedení (obr. 3–41), která může vést k tomu, že pouhé spojení obou konců drátem vy-

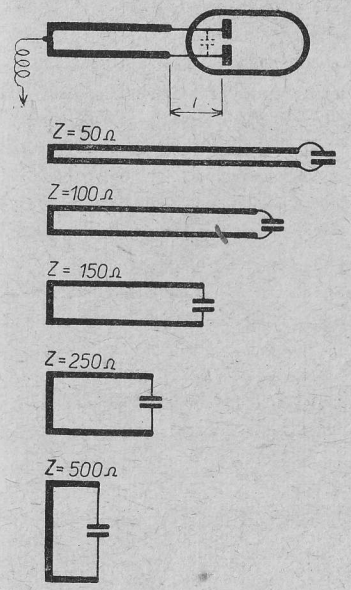
tvoří již rezonanci. Takový případ není výhodný, poněvadž větší část přívodů bývá skryta ve skle baňky, zabraňující přiblížení nebo připojení potřebných vazebních prvků, nehledě ke špatné možnosti vlastního doladění tohoto okruhu.

Pro vyšší kmitočty hledáme jinou možnost napojení rezonančního vedení na elektronku. Výhodným způsobem je použití půlvlnného vedení, tj. vedení na obou koncích otevřeného, které umožňuje podstatně jednodušší ladění a uspořádání vazebních prvků. Takovéto půlvlnné vedení si můžeme představit jako dvě čtvrtvlnná vedení podle obr. 3–42. To dává možnost půlvlnné vedení řešit podle stejných hledisek jako čtvrtvlnné. První čtvrtvlnné vedení pracuje s kapacitou elektronky a druhé s kapacitou ladicí. Připojení napájecích prvků se provede v bodech, odpovídajících myšlenému rozdělení půlvlnného rozdělení, tj. v bodě napěťového uzlu.

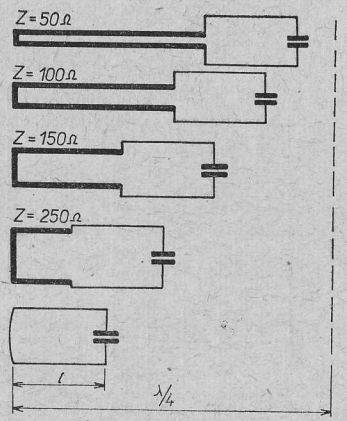
V mnohých případech, zejména však na vyšších pásmech se nám může stát, že napěťový uzel (nebo proudová kmitna) padne do vnitřku elektronky (například na mřížkové straně elektronky QQE03/20). Z toho plyne, že nelze realizovat normální čtvrtvlnné vedení. Zde vystupují nová hlediska pro použití elektronky. Především zdali systém elektronky vzhledem k tepelným poměrům připouští možnost vzniku proudového uzlu uvnitř elektronky a zdali tím vzniklé ztráty nebudou příliš veliké. Toto hledisko určuje zpravidla mezní kmitočet pro elektronku.

Pro zmenšení ztrát vedení následkem „skinefektu“ volíme vodiče s největším a nejkvalitnějším povrchem. Dalším hlediskem jsou ztráty vyzařováním. Tyto ztráty samozřejmě závisí na průměru vodičů a impedanci vedení. Přibližný průběh účinnosti nestíněných okruhů udává diagram na obr. 3–43 pro kmitočet 435 MHz. Zde je zřejmé, že vedení se silnějšími vodiči má horší účinnost, což je v protikladu s požadavkem největšího povrchu vzhledem ke skinefektu.

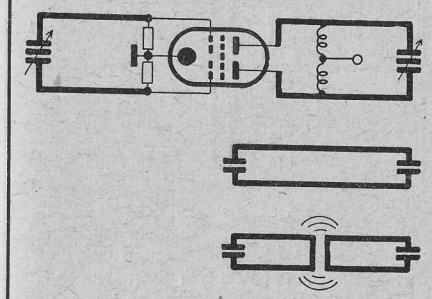
Dosažení velkého povrchu vodičů a zamezení vyzařování jsou splněny u koaxiálních laděných systémů. Obvody se zpravidla zkracují určitou kapacitou na otevřené straně čtvrtvlnného vedení. Obr. 3–44 ukazuje vliv kapacity na rezonanční odpor obvodu, a to pro různé hodnoty charakteristické impedance. Diagram platí pro $\lambda = 70$ cm. Ukazuje se zde, že při velké kapacitě, tj. při velkém geometrickém zkrácení si obvod zachovává vysoký rezonanční odpor. Uplatnění koaxiálních obvodů má hlavní význam při použití elektronek pro tyto obvody určených (majákových atp.), kde paralelní kapacita v obvodu je tvořena kapacitou elektronky. Použitím jiných elektronek vně obvodu zavádíme především ztráty



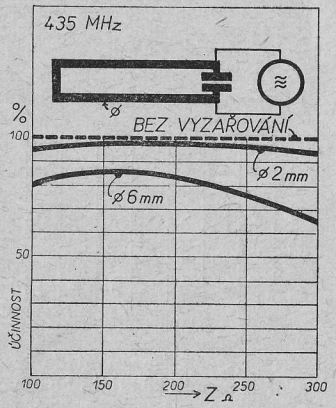
Obr. 3–40. Vliv kapacity elektronky na zkrácení obvodu.



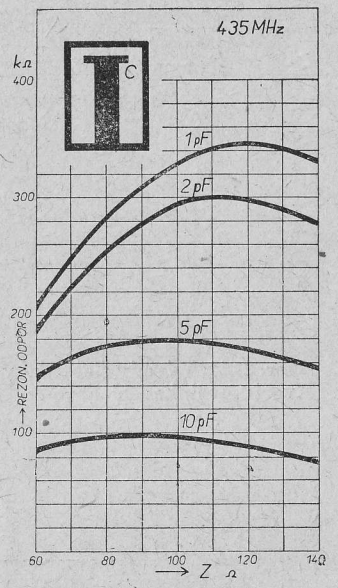
Obr. 3–41. Vývody elektronky tvoří část linkového obvodu.

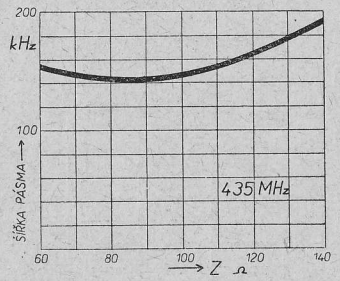


Obr. 3–42. Půlvlnný linkový obvod.

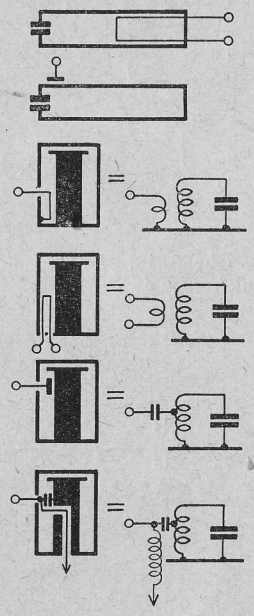


Obr. 3–43. Závislost účinnosti linkového obvodu na charakteristické impedanci.





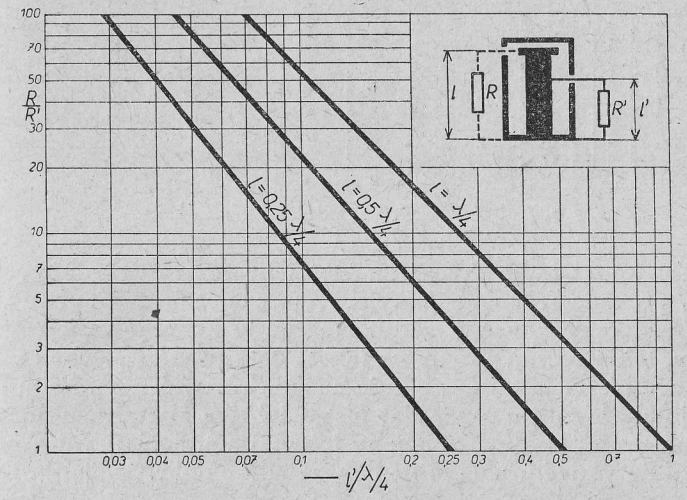
Obr. 3–44. Rezonanční odpor a šířka pásma koaxiálního obvodu.



Obr. 3–45. Vazební členy tyčových a koaxiálních obvodů.

vyzařováním. Mimoto se můžeme snadno dopustit konstrukčních chyb, kterými se kmitny napětí posunou také vně obvodu, což situaci podstatně zhoršuje.

Využití výborných vlastností těchto souosých obvodů závisí i na vhodném uspořádání vazeb. Rozlišujeme dvojí způsob vazby: kapacitní a induktivní. Kapacitní vazby umísťujeme poblíž kmitny napětí a induktivní v blízkosti kmitny proudu. Těsnost vazby nastavujeme polohou vazebního prvku tak, aby plochou vazebního prvku procházelo dostatečné množství siločar. Na obrázku 3–45 je několik příkladů provedení vazebních prvků s vyobrazením náhradních schémat.

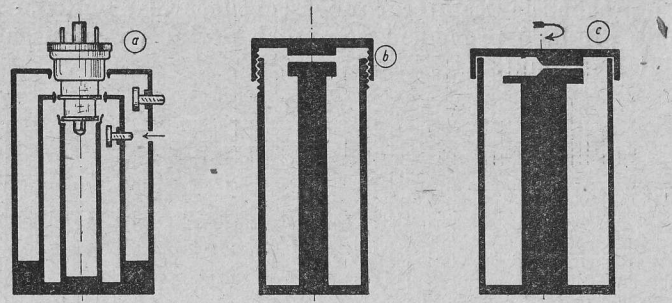


Obr. 3–46. Závislost transformace odporů na poloze vazební přípojky.

Zvláštním provedením induktivní vazby je tzv. „*galvanické*“ připojení na vnitřní vodič koaxiálního obvodu. Změnou polohy přípojky můžeme měnit i transformační poměr odporů. Diagram na obrázku 3–46 ukazuje závislost transformačního poměru na umístění přípojky, a to pro různě zkrácené obvody (od 0,25 $\frac{\lambda}{4}$ až do $\frac{\lambda}{4}$).

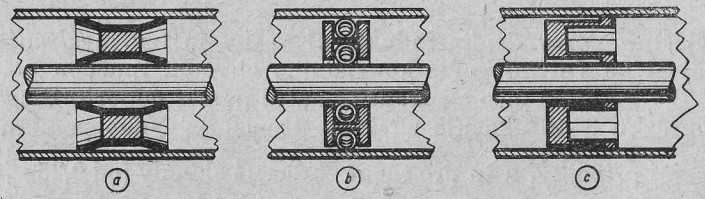
Ladění koaxiálních obvodů se provádí dvojím způsobem. Buď změnou paralelní (zatěžovací) kapacity, nebo změnou délky obvodu. Změna kapacity je konstrukčně obtížná pokud používáme

koaxiálních elektronek, které již tvoří zatěžovací kapacitu, a další přídavná proměnlivá kapacita se někdy těžko montuje. Nejjednodušší provedení je pomocí bočního šroubovacího kondenzátoru (obr. 3–47a). Jde-li o obvody s elektronkami vně nebo bez nich (např. u filtrů), ladíme obvod zatěžovací kapacitou na čele vnitřního vodiče přibližováním víka nebo prostě vytvořením jednoduchého otočného kondenzátoru (obr. 3–47b, c).



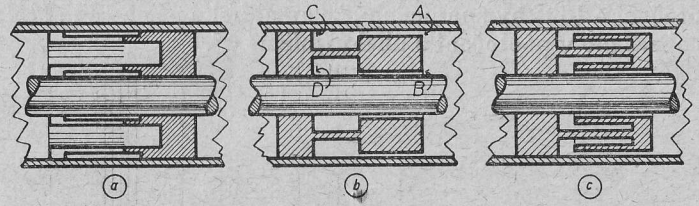
Obr. 3–47. Ladění koaxiálních obvodů.

Ladění koaxiálního obvodu změnou jejich délky vyžaduje velmi pečlivé provedení. Změnu délky provádíme posouváním pístu tvořícího uzavřený konec obvodu. Na tomto konci je však kmitna proudu, takže rostou nároky na jakost dotyku mezi plochou válce a plochou pístu. K tomu směřuje několik různých cest. Tam, kde nelze jinak, je nutno uspořádat píst s dobrým kontaktem pomocí různých druhů pružin. Mohou to být naříznuté části válce nebo zvláštní dotykové pružinky podle příkladů na obr. 3–48a, b. Druhou možností je přenesení místa dotyku mimo kmitnu proudů (nejlépe až do proudového uzlu). Toto provedení je velmi výhodné elektricky. Ale v plném rozsahu je konstrukčně proveditelné pouze

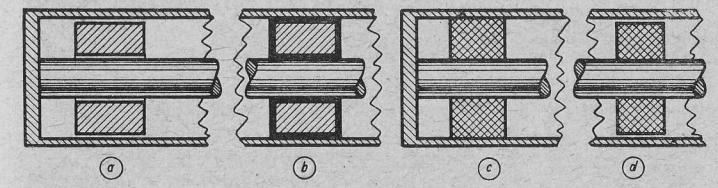


Obr. 3–48. Provedení dotyků posunných ladicích pístů.

tam, kde používáme obvodů o elektrické délce $\frac{3}{4}\lambda$. Třetí možností zmenšení vlivu přechodového odporu na jakost obvodů je použití dvou čtvrtvlnných transformátorů, kterými se transformuje přechodový odpor v místech $C\,D$ na podstatně menší zdánlivý odpor v místech $A\,B$ (obr. 3–49a). Jiný způsob transformace přechodového odporu je na obr. 3–49b. Čtvrtou možností je použití bezdotykového pístu, který tvoří paralelní zátěž na pevném jinak neladěném obvodu, která změnou polohy mění ladění celého obvodu (obr. 3–50a). Nevýhodou je nesnadné zajištění středění pístu. Bezkontaktní píst může být vyroben ve formě kluzného pístu z hliníku pokrytého vrstvou kysličníku hliníku (obr. 3–50b). Tenká vrstva kysličníku je tvrdá a dobře izoluje. Kapacita mezi povrchem pláště a vnitřního vodiče je dostatečnou cestou pro vysokofrekvenční proud a nahrazuje tak dobrý dotyk. Vrstvička kysličníku bývá 20 až 50 mikronů silná. Mezi další možnosti ladění koaxiálního obvodu patří použití dielektrického prstence (obr. 3–50 c), jehož posouváním se mění vliv změny kapacity obvodů a tím i rezonanční kmitočet.



Obr. 3–49. Odstranění náročnosti dotyků v kmitně proudu.



Obr. 3–50. Jiné způsoby ladění pístem.

Uvedené příklady se většinou mohou aplikovat i na vedení tyčové (tvořené dvěma rovnoběžnými vodiči). I zde platí zásada minimálního odporu dotyku v místě kmitny proudu.

V příručkách o VKV technice se setkáváme s popisem některých zvláštních druhů obvodů, zejména tak zvaných motýlových obvodů. V čem spočívá jejich výhoda? V podstatě v tom, že současně se změnou kapacity obvodu mění se i indukčnost. Výsledkem je především abnormálně veliký rozsah ladění, a potom relativně malá změna poměru L/C v celém rozsahu. Obojí jsou nesporně klady, avšak pro poměrně úzká amatérská pásma nemají význam. Ladění takového obvodu majícího celkový rozsah 120 až 480 MHz pro otočení o 180° by znamenalo, že amatérské pásmo 145 MHz by bylo obsaženo v pootočení o úhel přibližně 4°.

IV.

AMATÉRSKÉ VYSÍLAČE PRO VKV

Stavba vysílačů pro VKV se musí opírat o znalosti zvláštností techniky pro tato pásma. V této kapitole jsou probrána základní používaná zapojení. Hlavní obsah je věnován praktickým příkladům provedení vysílačů pro amatérská pásma VKV. Jsou vybrány typické ukázky v širokém rozmezí nákladností. Jsou zde pro úplnost zahrnuta provedení s méně běžnými elektronkami.

A

Základní technika

IV–1. NEPŘÁTELSTVÍ S TELEVIZÍ

Amatérské vysílače pro velmi krátké vlny v posledních několika letech velmi značně změnily svou koncepci. Způsobily to především vyšší nároky, dané snahou navazovat spojení za obzor. Tyto zvýšené požadavky samozřejmě platí stejně pro vysílače jako pro přijímače. Dnes jsou již modulované sólo-oscilátory vystřídány stabilními vícestupňovými vysílači a superreakční přijímače stabilními selektivními superhety.

Stavba vícestupňových vysílačů vyžaduje více práce a větší znalosti, které se vrátí ve formě lepších výsledků. Nebudeme podceňovat ani zkušenosti, ani úsilí, které bylo dříve spojeno se zhotovením jednoduchých vysílačů, poněvadž se ani to neobešlo bez dobrých znalostí a bez náležité vytrvalosti. Mnozí čtenáři se jistě pamatují, kolik dalo mnohdy práce seřídit modulovaný oscilátor do vyhovujícího stavu.

I vícestupňové vysílače mají své nesnáze. Připomeňme si na předním místě to, před čím se musíme stále mít na pozoru – televizi. (Ostatně, kdybychom chtěli soudit spravedlivě, možná, že by to leckterý televizor prohrál.) V připojené tabulce jsou uvedeny základní kmitočty pro dvoumetrové pásmo, pro různé činitele celkového násobení. Jsou zde dále uvedeny dílčí násobiče a rozsahy kmitočtů, které se v násobičích vyskytují a mohou vyskytovat. Záleží ovšem na tom, v jakém pořadí dílčí násobení provádíme. Tak například při násobení šestkrát můžeme nejdříve zdvojovat a tím získáme kmitočty 48 až 48,66 MHz a pak již ztrojením se dostaneme na pásmo. Začneme-li ztrojováním, získáme 72 až 73 MHz, takže kmitočet 48 až 48,66 MHz nebude přímo zesílen. To ovšem platí jenom tehdy, jsou-li obvody dobře vyladěny, se správně volenou vazbou. Tomu tak vždy nebývá a můžeme se proto setkat i s průchodem těch harmonických kmitočtů, které mají být potlačeny.

A nejen to, může se nám snadno stát, že nejsou potlačeny ani ty harmonické kmitočty, pro které není v žádném stupni zavedeno násobení. Toto platí zejména pro průchod nižších harmonických

Pomocná tabulka pro násobiče kmitočtu

f_o základní kmitočet	n násobení celkem	Jednotlivé násobiče	Kmitočty v násobičích (uveden jen dolní)	Kmitočty potlačené (uveden jen dolní)	Nejbližší harm. kmitočet u pásma $144-f_o$ $144+f_o$
72,0 —73,0	2×			96	96 192
48,0 —48,67	3×			96	
36,0 —36,5	4×	2×2	72	108	108 180
28,8 —29,2	5×			57,6 86,4 115,2	115,2 172,8
24,0 —24,33	6×	2×3	48	72 96 120	120 168
		3×2	72	48 96 120	120 168
20,6 —20,86	7×			41,2 61,8 82,4 103 123,6	123,4 164,6
18,0 —18,25	8×	2×2×2	36 72	54 108 126	126 162
16,0 —16,22	9×	3×3	48	32 64 80 96 128	128 160
14,4 —14—6	10×	5×2	72	28,8 43,2 57,6 86,4 115,2 129,6	129,6 158,4
13,1 —13—28	11×			26,2 39,3 52,4 65,5 78,6 91,7 . . . atd.	130,9 157,1
		3×2×2	36 72	24 48 60 84 96 108 120 132	132 156
12,0 —12,17	12×	2×2×3	24 48	36 60 72 84 96 108 120 132	132 156
		4×3	48	24 36 60 72 84 96 108 132	132 156
11,7 —11,23	13×			22,1 4 33,2 44,3 55,4 66,4 77,5 . . . atd.	132,9 155,1
10,3 —10,43	14×	7×2	72,1	20,6 30,9 41,2 51,5 61,8 . . . . . atd.	133,7 154,3
9,6 — 9,73	15×	5×3	48	19,2 28,8 38,4 57,6 67,2 . . . . . atd.	134,4 153,6
9,0 — 9,125	16×	2×2×2×2	18 36 72	27 45 54 63 81 90 . . . . . atd.	135 153
8,48— 8,59	17×			16,96 25,4 33,9 42,4 50,9 . . . . . atd.	135,5 152,5
8,0 — 8,11	18×	3×2×3	24 48	16 32 40 56 64 72 80 88 . . . . . atd.	136 152
		2×3×3	16 48	24 32 40 56 64 72 80 88 . . . . . atd.	136 152
7,56— 7,66	19×			15,1 22,7 30,2 37,8 45,4 . . . . . atd.	136,4 151,6
7,2 — 7,3	20×	5×2×2	36 72	14,4 21,6 28,8 43,2 50,4 57,6 . . . atd.	136,8 151,2
6,87— 6,95	21×	7×3	48	13,8 20,6 27,4 34,3 41,3 54,8 61,7 . atd.	137,1 150,9
6,55— 6,64	22×	11×2	72	13,1 19,7 26,7 65,5 39,4 . . . . . atd.	137,4 150,6
		3×2×2×2	18 36 72	12 24 30 42 48 54 60 . . . . . atd.	138 150
6,0 — 6,085	24×	2×2×2×3	12 24 48	18 30 36 42 54 60 . . . . . atd.	138 150

při vyšších násobičích. Při násobení pěti může pronikat dvojnásobek, trojnásobek i čtyřnásobek základního kmitočtu, který v dalším násobení může interferovat s některým jiným kmitočtem. V citované tabulce jsou v předposledním sloupci uvedeny příklady kmitočtů vzniklých odlišným násobením než je očekáváno, a v posledním sloupci jsou uvedeny kmitočty nejbližší výslednému výstupnímu kmitočtu.

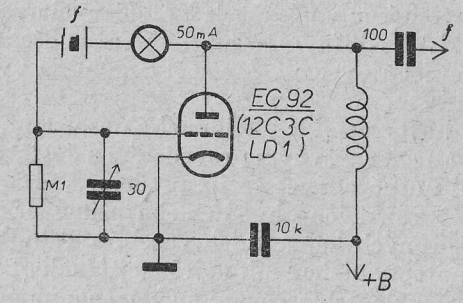
Všechny kmitočty vzniklé nežádoucím násobením a interferencí se dají dobře potlačit správným provedením a dostatečným počtem obvodů a není nutné obávat se již předem. Vyžaduje to použití více induktivně vázaných obvodů nebo přímo pásmových filtrů a co nejméně přímých kapacitních vazeb. – Tabulka ukazuje, že harmonické kmitočty mohou mít nejrůznější hodnotu. To znamená, že i při poměrně malém vyzařování mohou snadno padnout do rozsahu citlivosti televizoru jak vstupu, tak i do mezifrekvenčního kmitočtu, zejména v místech se slabým televizním signálem. Takovou užitečnou tabulku si sestavíme podle základních kmitočtů, kterých chceme použít, a doplníme si ji bohatším výpočtem harmonických kmitočtů zejména tehdy, je-li v nejbližším okolí přijímána televize i na vyšších kanálech. Zde uvedené poznatky jsou informativní pro předběžné úvahy před začátkem budování zařízení.

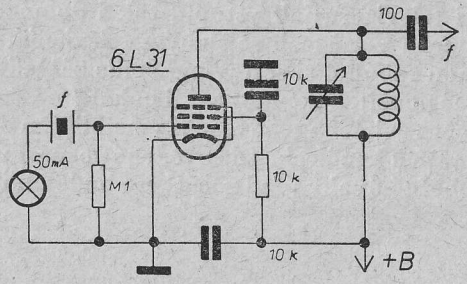
IV–2. PEVNÉ OSCILÁTORY

Vícestupňovým vysílačem rozumíme zařízení, jehož základní oscilátor pracuje s kmitočtem několika až mnohonásobně nižším, než je výstupní kmitočet vysílače. I když se násobením kmitočtu násobí také absolutní hodnota nestability Δf, přece jen je tento způsob nejspolehlivější. Stabilita, které můžeme v tomto případě dosáhnout, je vyhovující. Ale pozor! Mnoho úlev si dovolit nemůžeme zvláště tam, kde je stabilita nanejvýš potřebná pro dálková spojení.

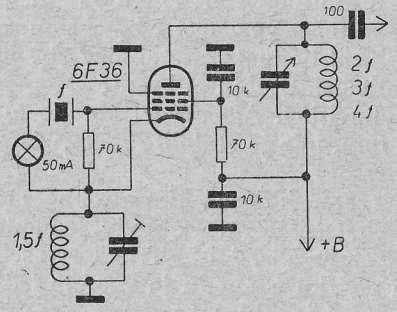
Nejjednodušší cestou k dosažení potřebné stability je použití krystalem řízených oscilátorů. Příklady jednoduchých krystalových oscilátorů jsou na obr. 4–01. Triodový oscilátor s krystalem zapojeným mezi mřížku a anodu je vzorem jednoduchosti. Jeho výkon je však poměrně malý.

Druhý příklad, pentodový oscilátor s laděnou anodou, je schopen dát vyšší výkon bez nebezpečného namáhání krystalu při použití přiměřeného anodového napětí. Pro kontrolu vf proudu





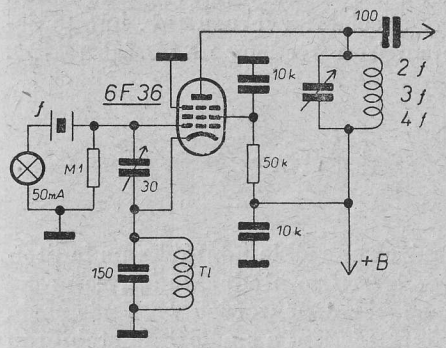
Obr. 4–01. Jednoduchý krystalový oscilátor.



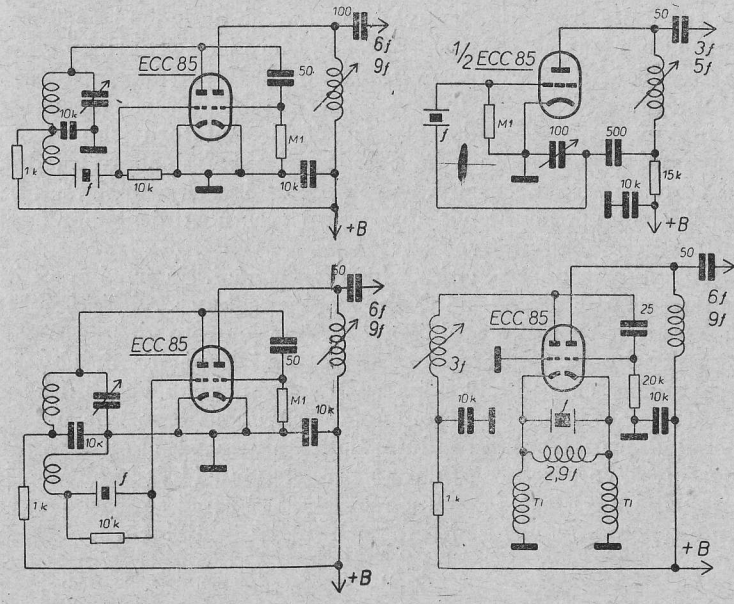
Obr. 4–02. TRI-TET.

v krystalu je výhodné používat malou padesátimiliampérovou žárovečku. Žárovečka jednak sama vzrůstajícím odporem chrání krystal, ale hlavně je dobrou pojistkou proti porušení krystalu následkem abnormálně zvýšeného proudu. Oba uvedené příklady zapojení dávají na výstupu jmenovitý základní kmitočet krystalu.

Pro základní oscilátor VKV vysílačů jsou výhodná uspořádání produkující již v oscilátoru některý násobek kmitočtu krystalu. Dobrým představitelem takových zapojení je tzv. TRI-TET (obrázek 4–02). Při použití elektronky s velkou strmostí lze dosáhnout použitelného napětí až do čtyřnásobku kmitočtu krystalu. Minimální namáhání krystalu vyžadu-



Obr. 4–03. Colpittsův oscilátor.



Obr. 4–04. Oscilátory pracující na harmonickém kmitočtu krystalu.

je naladění katodového okruhu na hodnotu 1,5krát kmitočet krystalu.

Podobné vlastnosti má i druhý příklad – COLPITTSův oscilátor (obr. 4–03). Nejvýhodnější zpětná vazba, tvořená kapacitním děličem mřížka–katoda–zem se nastaví trimrem mezi mřížkou a katodou.

Pro získání vyšších lichých násobků krystalového kmitočtu přímo v oscilátoru jsou určeny speciální výbrusy tzv. harmonických krystalů. Příklady zapojení jsou uvedeny na obrázku 4–04.

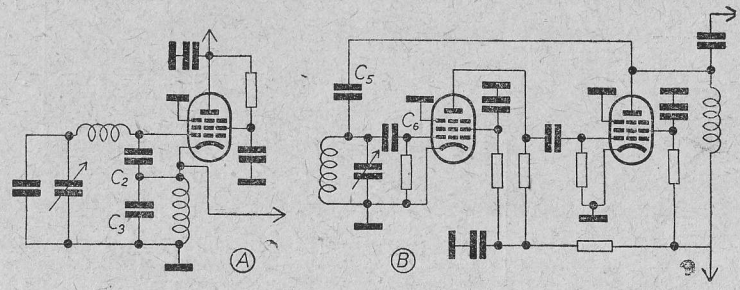
IV–3. LADĚNÉ OSCILÁTORY

Se stoupajícími provozními nároky vznikla poptávka po laditelných oscilátorech pro VKV vysílače. Lze předpokládat, že praxe spojení na stejném kmitočtu zobecní i na některých VKV pásmech. Dobrý základní oscilátor s možností ladění a s náležitou stabilitou i pro vynásobení je již obtížnější úkol, ke kterému s výhodou využijeme zkušeností z pásem KV.

Ke splnění přísných požadavků kladených na laděné oscilátory je nutno dodržet některé zásady řešení, které jsou prakticky v každém osvědčeném návrhu v určité formě použity. Jádrem řešení je vlastní rezonanční okruh. Jeho vysoké Q a stabilita všech parametrů jsou hlavními předpoklady. Ostatní části oscilátoru jsou vlastně pomocnými prvky, které jednak dodávají okruhu energii a jednak reprezentují potřebné vazby. Tyto pomocné prvky musí však být takové, nebo tak zapojené, aby svými vlastnostmi nezhoršovaly kvalitu rezonančního obvodu.

Elektronka je opět prvním zdrojem nesnází. Za prvé svou impedancí zatěžuje obvod, za druhé svou vysokou závislostí některých parametrů vnáší nestabilitu. Snažíme se proto vlastní obvody elektronky buď doplnit vysokými stálými kapacitami, aby její vlastní změny se podílely nepatrnou měrou, nebo vazební kapacity mezi elektronkou a rezonančním okruhem omezíme na nejmenší hodnotu. Obojí vyžaduje elektronku s vysokou strmostí. Samozřejmě, že všechny přídavné kapacity musí být kvalitní a jejich tepelná závislost vykompenzována, při čemž současně vyvažujeme tepelnou závislost i ostatních prvků oscilátorů.

Jedním z typických oscilátorů používaných pro stabilní budiče je CLAPPův (obr. 4–05A). Je to zapojení poměrně jednoduché, které zneškodňuje vliv elektronky velkými kapacitami vazebního děliče C_2 a C_3. Opakem této koncepce je oscilátor FRANKLINův, který zvyšuje zisk elektronky zapojením dalšího stupně a pro vazební kapacity používá opět velmi nízkých hodnot (C_5 a C_6 na obr. 4–05B).

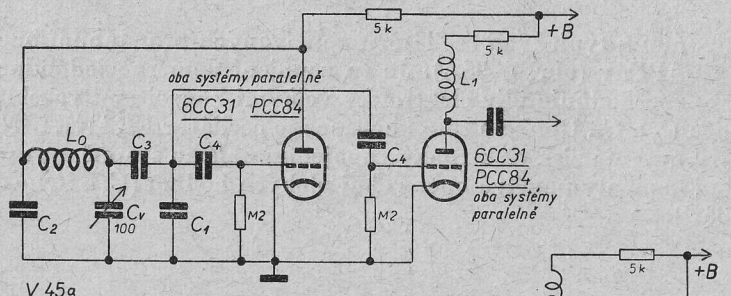


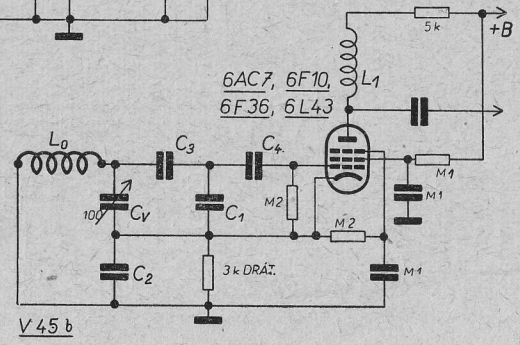
Obr. 4–05. „Clapp“ a „Franklin“.

Modernější a ještě zlepšené typy stabilních oscilátorů, jejichž autorem je inž. J. VACKÁŘ, laureát státní ceny, byly publikovány v 1. a 4. čísle časopisu *Amatérské rádio* (1958) s podrobným vysvětlením pro řešení. Obr. 4–06 ukazuje dvě provedení podle uvedeného pramenu včetně hodnot součástí pro hlavní amatérská krátkovlnná pásma.

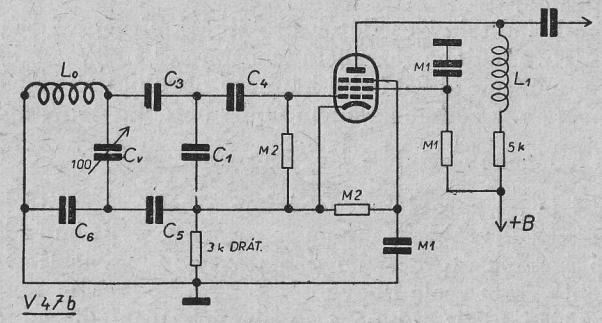
Potřebujeme-li laditelný oscilátor pro jiná kmitočtová pásma mezi 2 až 10 MHz s ladicím rozsahem menším než 10 % maximálního kmitočtu, můžeme si základní hodnoty okruhu určit zjednodušeným výpočtem. Zvolíme zapojení podle obrázku 4–07, umožňující použití laděného obvodu s nízkým poměrem $\frac{L}{C}$.

V amatérské praxi zpravidla vycházíme z některé určité hodnoty vhodné součástky, kterou máme po ruce. Lze vyjít buď z hodnoty ladicího kondenzátoru nebo z hodnoty indukčnosti cívky (L). Výběr není ovšem zcela libovolný. Jakým hodnotám se mají tyto dané součásti blížit, plyne z uvedených příkladů na obr. 4–06.





PÁSMO	C_1	C_2	C_3	C_4	L_0	L_1	Provedení L_0 ⌀20mm: n	⌀	stoupání	C_5	C_6
0,87–1	3800	4500	300	500	95	1000	106	0,3	0,35	6700	8000
1,75–2	3000	3400	300	250	25	250	54	0,5	0,6	5200	6400
3,5–3,8	2500	3000	400	100	5	60	24	1	1,5	5000	5500
7–7,6	1500	2000	400	60	1,2	15	12	2	3	3000	3500



Obr. 4–06. „Vackář".

První možnost – máme vhodný kondenzátor. Vypočteme si nejdříve čtverec poměru maximálního a minimálního potřebného kmitočtu a označíme jej p:

$$p = \left(\frac{f_{max}}{f_{min}}\right)^2 = \frac{C_{o\,max}}{C_{o\,min}}. \qquad [4–01]$$

Změříme kapacitní rozsah daného ladicího kondenzátoru (C_{max} minus C_{min}) v pF a označíme jako C_v. Z těchto hodnot si již můžeme stanovit minimální kapacitu $C_{o\,min}$ pro překrytí potřebného kmitočtového rozsahu od f_{min} do f_{max}.

$$C_{o\,min} = \frac{C_v}{p-1} \quad [\text{pF}] \qquad [4–02]$$

Maximální kapacita okruhu pak bude

$$C_{o\,max} = C_{o\,min} + C_v. \qquad [4–03]$$

Nyní vypočteme potřebnou indukčnost:

$$L = \frac{25\,300}{f^2_{min} \cdot C_{o\,max}}. \quad [\mu\text{H, MHz, pF}] \qquad [4–04]$$

Hodnotou L se rozumí skutečná hodnota cívky, tak jak bude zamontována v krytu, který snižuje indukčnost o 10 až 20 %.

Druhá možnost – máme vhodnou cívku. Nejdříve hledáme $C_{o\,min}$ pro nejvyšší kmitočet požadovaného pásma

$$C_{o\,min} = \frac{25\,300}{f^2_{max} \cdot L}. \quad [\text{pF, MHz, } \mu\text{H}] \qquad [4–05]$$

Pomocí poměru p vypočteme $C_{o\,max} = p \cdot C_{o\,min}$ a rozsah ladicí kapacity

$$C_v = C_{o\,max} - C_{o\,min}.$$

Další postup je pro oba případy stejný. Zjistíme si hodnotu jakosti cívky (Q) a vypočítáme rezonanční odpor laděného obvodu.

$$R_{res} = 6{,}28 \cdot f_{min} \cdot L \cdot Q. \quad [\Omega, \text{MHz}, \mu\text{H}] \qquad [4–06]$$

Z pracovní strmosti elektronky ($S' \doteq 0{,}6\,S_{max}$) určíme potřebnou impedanci ve vazebních bodech elektronky a okruhu

$$Z'g = Z'a = \frac{1000}{S'} = R \cdot \quad [\Omega, \text{mA/V}] \qquad [4–07]$$

Poměr vazebních kapacit pak bude

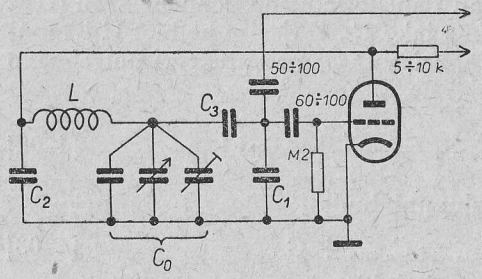
$$n_c = \sqrt{\frac{R_{res}}{R}}. \qquad [4–08]$$

Zvolíme-li si hodnotu C_3 (mezi 10 až 100 pF), bude

$$C_1 = n_c \cdot C_3, \qquad [4\text{–}09]$$

$$C_2 = n_c \cdot C_{o\,max}. \qquad [4\text{–}10]$$

Kapacita C_o v praxi nikdy nebude soustředěna v jednom kondenzátoru. Sestává totiž z vlastní kapacity cívky, kapacit spojů, kapacity C_3 v sérii s C_1 střední kapacity trimru a teprve zbytek můžeme provést jako pevnou kapacitu. Potřebnou pevnou kapacitu si tedy musíme určit buď výpočtem, nebo experimentálně (když ji do jinak dokončeného okruhu nahradíme proměnnou kapacitou, kterou nastavíme podle rezonančního kmitočtu obvodu a pak samotnou změříme).



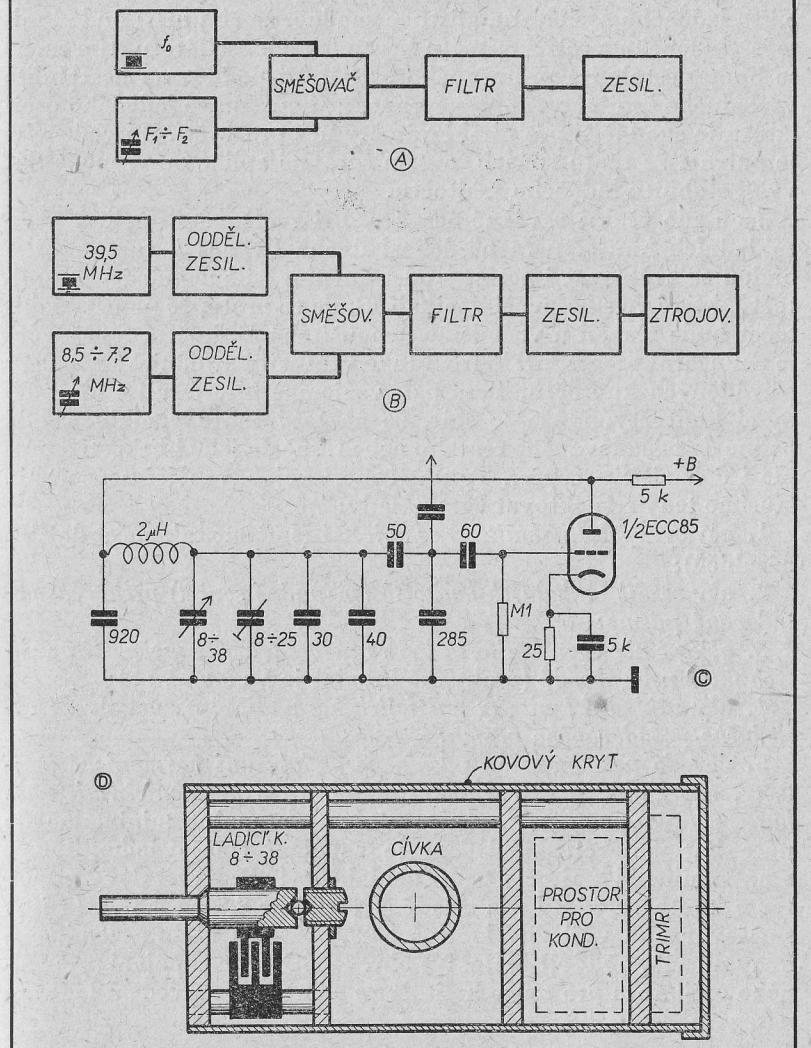
Obr. 4–07. „Vackář" pro zjednodušený amatérský návrh.

Pevnou přídavnou kapacitu rozdělíme do dvou keramických kondenzátorů (nebo do dvou skupin) s opačnými teplotními součiniteli pro umožnění tepelné kompenzace oscilátoru. Tepelné vlastnosti keramických kondenzátorů se označují barvou. (Označení kondenzátorů různého původu však není jednotné a je nutno si vyhledat údaje v tabulkách výrobců).

IV–5. SMĚŠOVACÍ BUDIČE

Dalším, i když dnes málo rozšířeným prostředkem zvýšení stability VKV signálů při zachování možnosti naladění libovolného kmitočtu, je využití možnosti principu směšování (obr. 4–08A).

Krystalem řízený oscilátor je zdrojem poměrně vysokého kmitočtu f_o. Druhý oscilátor je laditelný v rozsahu $f_1 \div f_2$. Napětí obou oscilátorů se přivádí na směšovač a na jeho výstupu budou kromě obou základních kmitočtů též interferenční kmitočty [$f_o - (f_1$ až $f_2)$ a $f_o + (f_1$ až $f_2)$]. Po náležitém odfiltrování nežádoucích kmitočtů můžeme jednoho z nich použít pro buzení vysílače. Poněvadž vyvolený kmitočet je složen z jednoho pevného a jednoho laděného, bude i výsledek laděný.

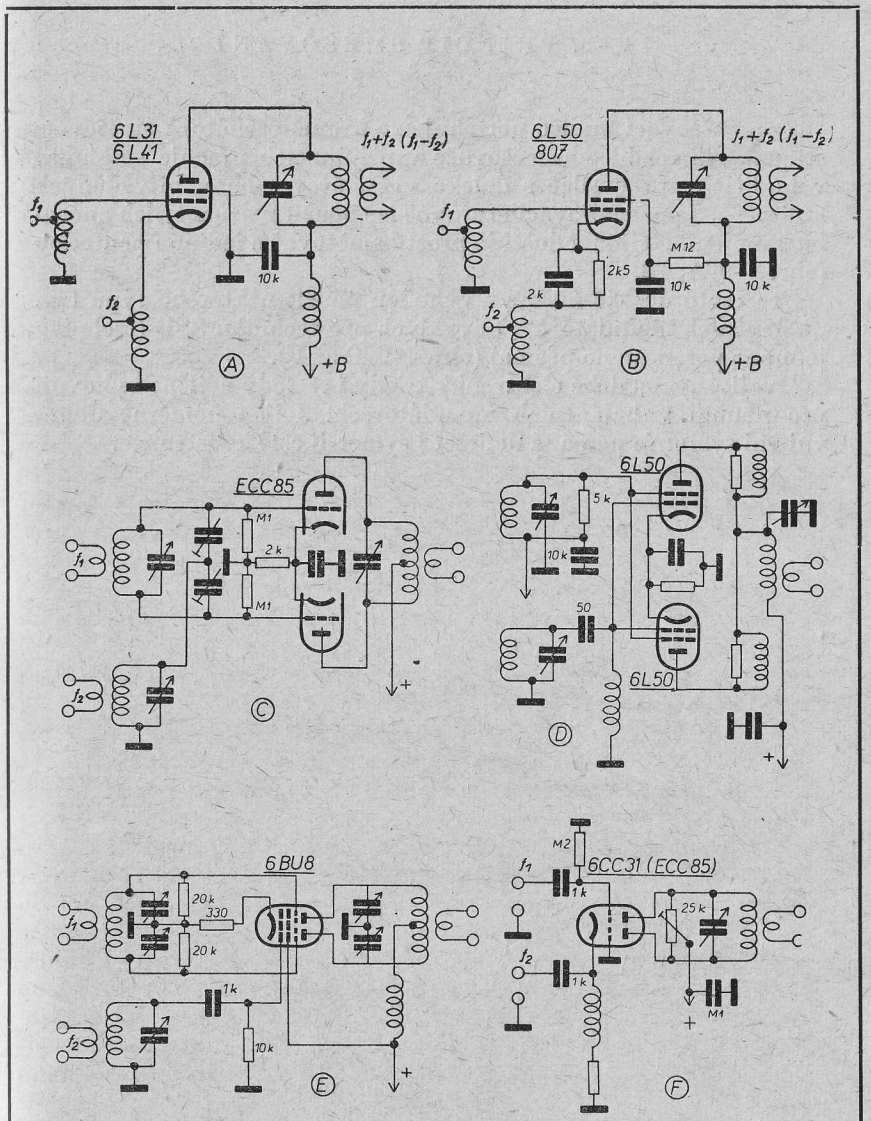


Obr. 4–08. Návrh směšovacího budiče.

Stabilita výsledného signálu je dána stabilitou obou oscilátorů. Označíme-li si je jako Δf_o a Δf v procentech a předpokládáme-li, že stabilita krystalového oscilátoru je alespoň stokrát lepší než stabilita laděného oscilátoru, zjistíme snadno, že čím nižší bude kmitočet laděného proti kmitočtu krystalového oscilátoru, tím méně se bude nestabilita proměnného oscilátoru podílet na nestabilitě výsledného kmitočtu. Z praxe víme, že konstrukce laděného oscilátoru je snadnější pro nižší kmitočty než pro vyšší. Z uvedeného je patrno, že tento způsob, ovšem správně aplikovaný, může dát vyšší stabilitu laděného kmitočtu.

Jsou zde však i závažné nesnáze. Při zvětšování poměru obou základních kmitočtů (a předchozí úvaha by nás k tomu vedla) budou se zvětšovat i potíže s odstraněním dále nepoužitých kmitočtů, které ve směšovači vznikají. Bude to proto, že použitý kmitočet bude těsněji u vedlejšího nepoužitého kmitočtu. Směšování je nelineární proces, při kterém také vznikají harmonické násobky přiváděných kmitočtů. Tyto pak vzájemně interferují s přiváděnými kmitočty. Může se stát, že některý takto vzniklý zázněj padne do požadovaného rozsahu nebo těsně do jeho blízkosti a projde i do dalších stupňů. To patří mezi nejobávanější neúspěchy. Musíme tedy respektovat tyto zásady:

1. *aby byl výsledný kmitočet co největší* (snížíme tak počet dalších násobičů);
2. *aby rozdíl základních kmitočtů* (*případně součet*) *překrýval požadované pásmo;*
3. *aby poměr obou kmitočtů byl co největší, podle možností použitých filtrů nebo obvodů* (praktická hranice je 1 : 5 až 1 : 8);
4. *aby základní kmitočty ani jejich harmonické nespadaly do výsledného požadovaného pásma;*
5. *aby do požadovaného pásma nespadaly ani harmonické kmitočty, ani kombinační kmitočty základních s harmonickými, nebo harmonických mezi sebou* (kontrolujeme propočet minimálně do páté harmonické). Příkladem je zapojení směšovacího budiče s následujícími kmitočty podle obrázku 4–08B. Krystalový oscilátor o kmitočtu 39,5 MHz a laděný oscilátor 8,5 až 9,2 MHz jsou směšovány na výsledný kmitočet 48,0 až 48,7 MHz a ztrojnásobeny na 144, až 146,1 MHz. Na obr. 4–08C, D je zapojení proměnného oscilátoru pro tento kmitočet s náčrtkem provedení ladicího agregátu.



Obr. 4–09. (A až F). Příklady směšovačů pro budiče.

Pro směšovací budiče potřebujeme kromě oscilátorů směšovací stupeň. Na rozdíl od směšovače v přijímačích pracuje směšovač v budičích pro vysílač s daleko vyšší úrovní obou přiváděných kmitočtů. Jako směšovacího stupně lze použít nejrůznějších způsobů zapojení. Nejjednodušší je prostý směšovač s jedinou pentodou (obr. 4–09A, B).

Pro tento účel je možno s výhodou použít některého typu tzv. „balančních modulátorů", obvyklých pro techniku SSB (technika jednoho postranního pásma) (obr. 4–09C až F).

Dvojité symetrické elektronky triody i tetrody nejlépe vyhovují pro použití v balančních modulátorech. Jejich poměrně dobrá vnitřní symetrie pomáhá dodržet i symetrii celé konstrukce.

B

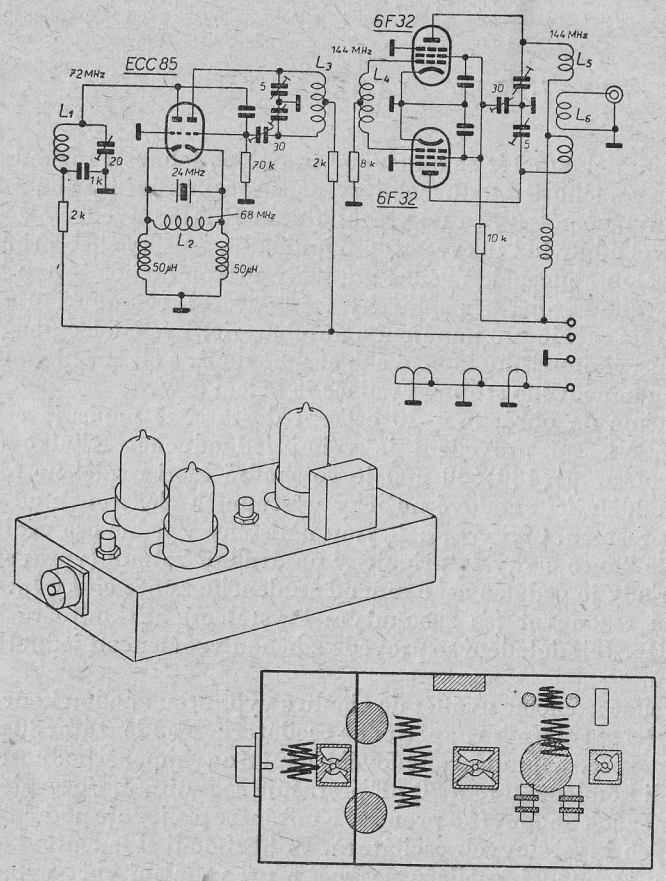
Praktické příklady vysílačů pro 144 MHz

IV–7. MALÝ VYSÍLAČ PRO 145 MHz

Začínající amatér se s největší pravděpodobností rozhodne pro stavbu malého jednoduchého vysílače, na kterém by si s malými náklady „*ohmatal*", co už všechno umí. Příklad uvedený v tomto odstavci odpovídá takovému předpokladu, aniž by šlo o primitivní zastaralou koncepci. Vysílač má malý příkon (asi 65 mA z 200 V anodového zdroje, bez spotřeby modulátoru), což umožňuje i připojení na měnič pro napájení z autobaterie. Vysílač lze použít pro buzení výkonnějšího koncového stupně např. s elektronkou GU32. Příkon koncového stupně vysílače je kolem 5 W.

Schéma na obrázku 4–10 celkem dostatečně popisuje celé zařízení. Vlastní provedení je velmi jednoduché. Hliníkové šasi o rozměru $90 \times 180 \times 40$ mm je ve spodní části rozděleno přepážkou, oddělující anodové nožičky výstupních elektronek od ostatního prostoru. Cívky L_1 a L_2 jsou umístěny v jedné ose vedle sebe tak, že konec cívky L_2 připojený na druhou katodu (vpravo) dvojité triody je vzdálen asi 6 mm od studeného konce cívky L_1. Cívka L_2 má rezonovat (se zasunutým krystalem) na kmitočtu kolem 68 MHz. Její doladění se provede změnou vzdáleností jednotlivých závitů.

Vysílač začneme uvádět do chodu s vypnutou anodou koncového stupně a se sníženým napětím na oscilátoru. Kondenzátor 30 pF nastavíme před zapnutím anodového napětí na nejmenší hodnotu. Otáčíme-li kondenzátorem 20 pF přerušuje se kmitání. Pozorujeme to na změnách anodového proudu. Kmitání se projevuje podobně jako u jiných krystalových oscilátorů. Přiblížíme-li si laděním kondenzátoru rezonanci, oscilace naskočí a při vzdálení opět vypadnou. Má-li oscilátor sklon k vlastnímu kmitání, tj. reaguje-li silně změnou kmitočtu na otáčení 20 pF, přiblížíme cívku L_2 k L_1 natolik, až se dosáhne krystalového charakteru kmitání. Projeví-li se nám rezonance na dvou kmitočtech, je cívka L_2 naladěna příliš vysoko. Pomocí GDO zjednáme nápravu. Není-li po ruce GDO, zvětšujeme postupně indukčnost L_2, až zmizí podmínky pro vznik dvou rezonancí.



Obr. 4–10. Malý vysílač pro 145 MHz.

L_1 – 5 závitů drátu 1 mm na průměru 12 mm, délka 10 mm; L_2 – 4 závity drátu 1 mm na průměru 10 mm, délka 6 mm; L_3 – 4 závity drátu 1 mm na průměru 12 mm, délka 6 mm; L_4 2×3 závity drátu 1 mm na průměru 12 mm s mezerou pro L_3 (6 mm), stoupání 3 mm; L_5 – stejná jako L_1; L_6 – 2 závity drátu 1 mm na průměru 12 mm.

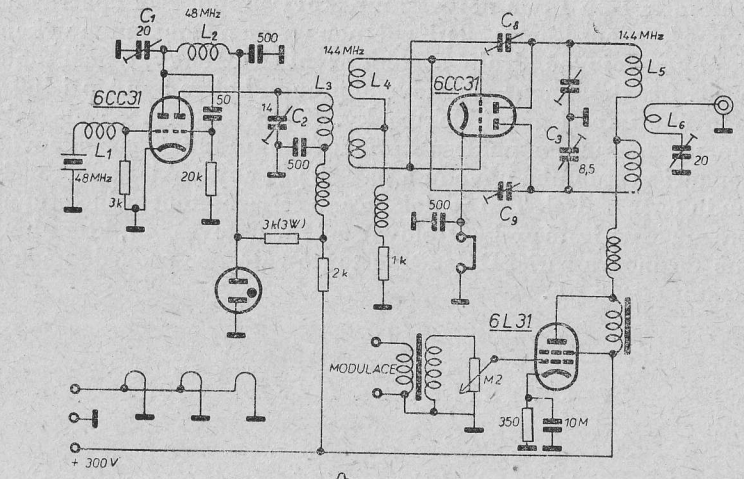
V další etapě zapojíme miliampérmetr do mřížkového okruhu koncového stupně. Naladíme rezonanci L_3 na 144 MHz a upravíme vazbu mezi L_3 a L_4 na nejvyšší mřížkový proud. Pak opatrně nastavíme kondenzátorem 30 pF zpětnou vazbu na maximum výkonu tak, aby zdvojovač (druhý systém první elektronky) neměl snahu kmitat. Lze dosáhnout mřížkového proudu kolem 3 mA při 150 V anodového napětí první elektronky. Kondenzátor 2×5 pF naladíme na maximum poklesu mřížkového proudu, což odpovídá rezonanci výstupního obvodu a pak 30 pF, aby pokles mřížkového proudu opět zmizel. Tím je dokončeno seřízení koncového stupně, které můžeme ještě překontrolovat asi 2W žárovečkou, která bude jasně do modra zářit. Doladění s touto zátěží se provede na kondenzátoru 2×5 pF.

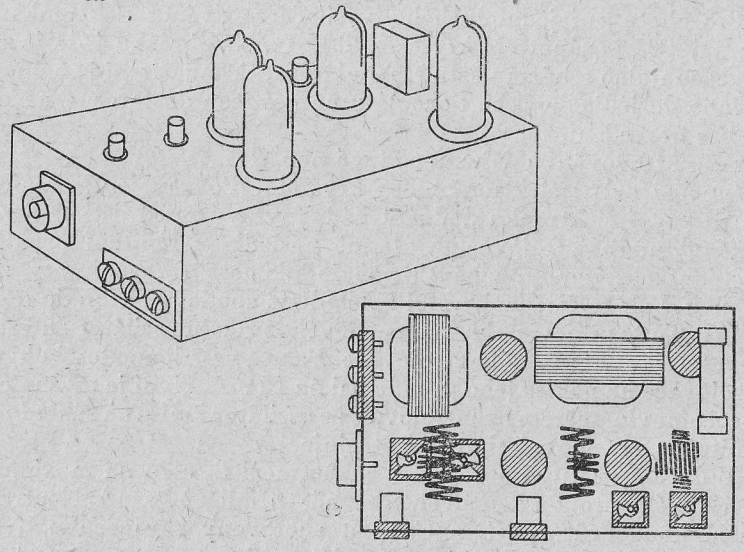
IV–8 VYSÍLAČ SE DVĚMA 6CC31

Pro zhotovení jednoduchého vysílače se dvěma elektronkami typu 6CC31 je zapotřebí krystalu 48 MHz. Na obrázku 4–11 je zachyceno úplné schéma včetně modulátoru. Celé zařízení je namontováno do jediného šasi. Schéma a nákres jsou dostatečně názorné pro provedení.

Při nastavování snížíme anodové napětí na 150 V, pak teprve zasuneme první elektronku bez krystalu. Po zapojení napájení nemá první elektronka dodávat žádný vf výkon. Zjistíme-li nějaké vybuzení ztrojovacího stupně následkem kmitání prvního systému elektronky, zmenšujeme indukčnost L_1, až kmity zaniknou. Pak zasuneme krystal a naladíme anodový okruh do rezonance. To se projeví poklesem anodového proudu oscilátoru a vznikem mřížkového proudu ztrojovače. Pak se naladí anodový obvod ztrojovače na pokles jeho proudu asi na 10 mA. Nyní je možno absorpčním vlnoměrem zkontrolovat, že oscilátor kmitá na základním kmitočtu a ztrojovač skutečně ztrojuje.

V dalším postupu nastavíme vazbu mezi L_3 a L_4 na maximum mřížkového proudu koncového stupně – přibližně 20 mA. Neutralizační kondenzátory C_8 a C_9 jsou zhotoveny zkroucením dvou drátků ⌀ 0,5 mm s PVC izolací v délce asi 6 cm. Při nastavování neutralizace (po zapojení anodového napětí koncového stupně) zkracujeme neutralizační kapacity, až zmizí oscilace koncového stupně. Důkazem je zřetelné reagování rezonance na pohyb kondenzátoru C_3. Při ladění neutralizace je nutno neustále doladovat





Obr. 4–11. Vysílač se dvěma 6 CC31.

L_1 – 16 závitů drátu 0,3 mm na průměru 6 mm; L_2 – $9^1/_2$ závitů drátu 2 mm na průměru 12 mm, délka 25 mm, odbočka na $5^1/_2$ závitů od stud. konce; L_3 – 3 závity drátu 2 mm na průměru 10 mm, délka 10 mm; L_4 – 2 × 2 závity drátu 2 mm na průměru 12 mm, délka 18 mm, mezera pro L_3 asi 20 mm; L_5 – 2 × 3 závity drátu 2 mm na průměru 12 mm, délka 28 mm, mezera pro L_4 asi 10 mm; L_6 – 3 závity drátu 1,6 mm na průměru 12 mm, délka 5 mm.

i anodový okruh ztrojovače. Je-li dosaženo neutralizace, je i mřížkový proud koncového stupně poněkud menší (kolem 15 mA).

Uvedené zapojení vysílače je skutečně jednoduché i pro seřízení a v praxi dává (přes svůj malý příkon) překvapivé výsledky.

IV–9. JEDNODUCHÝ VÝKONNÝ VYSÍLAČ S ГУ32

Stabilitu vysílače můžeme měřit „dvojím loktem“. Skutečně záleží na způsobu provozu, pro který je vysílač určen. Pro zařízení, kterým budeme pracovat výlučně fonickým provozem, je mírnější měřítko než pro provoz telegrafický (A_1). Vysílač, který je v této stati popsán, patří do kategorie fone-vysílačů, která plně odpovídá obvyklým podmínkám. Je zde zařazen pro svou nenákladnost při velmi dobrých vlastnostech. Je výhodný pro kompaktní provedení v přenosném uspořádání. Obr. 4–12 opět názorně ukazuje jak schéma, tak i provedení.

Před vlastním popisem je nutno poznamenat několik zásad.

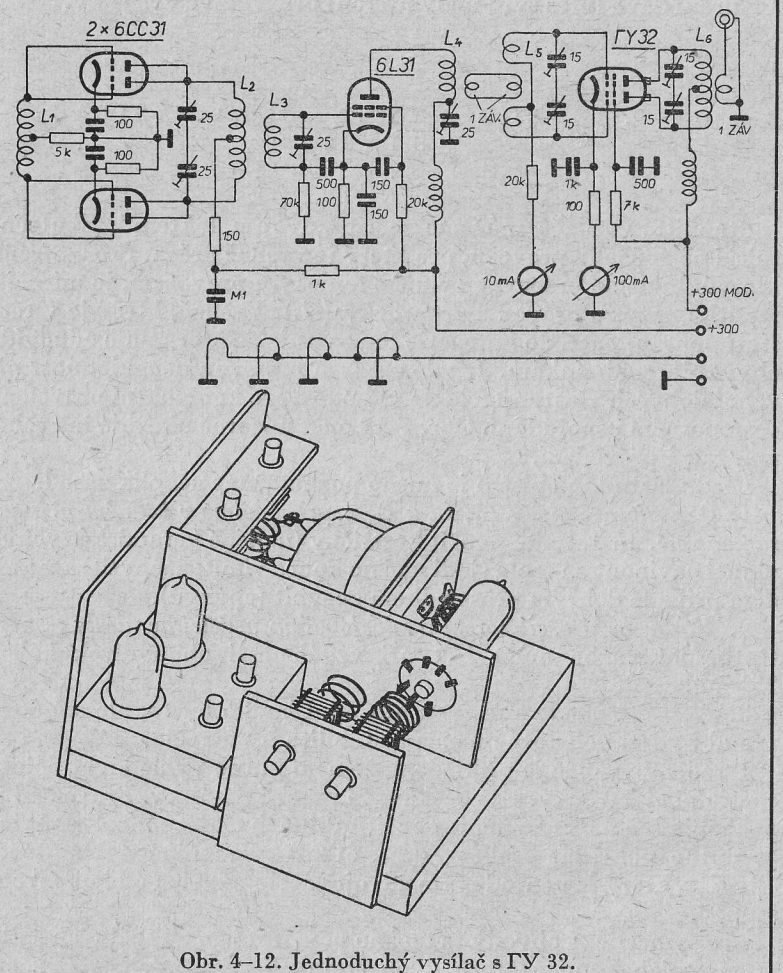
1. *Oscilátorové cívky L_1, L_2 a L_3 neprovádějme v žádném případě samonosné.* Je důležité použít kostřičky (nejlépe keramické tyčky), vinutí navinout za tepla (je-li možno konce vinutí zachytit) a v každém případě dobrým prostředkem zpevnit (epoxyd).

2. *Vazbu mezi oscilátorem a zdvojovačem nedělejme nikdy těsnou.* Optimální vazba může být při vzdálenosti obou cívek kolem 25 mm.

3. *Nezkoušejme to s jedinou 6CC31.* Chodilo by to, ale anodový proud by byl podstatně menší a stabilita by utrpěla.

Uvedený vysílač je příkladem, že není nutno vyhledávat nějaké speciální elektronky. Lze očekávat i mnohé námitky. Provedení je pochopitelně možno změnit použitím jiných elektronek. Za základ je nutno pokládat oscilátor (2 × 6CC31), pracující na kmitočtu 72 MHz, který je pentodovým zdvojovačem oddělen od koncového stupně.

Pro symetrické obvody je možno použít místo nákladných split-statorových kondenzátorů dvou stejných vzdušných trimrů symetricky zapojených. Taková náhražka je ostatně použitelná i u jiných konstrukcí. Má jedinou nevýhodu ve složitějším a pečlivějším ladění. Setkáme se možná i s případem, kdy použití dvojic kondenzátorů umožní vyvážení nesymetrie obvodu, způsobené například nesymetrickou montáží na panelu atp.



Obr. 4–12. Jednoduchý vysílač s ГУ 32.

L_1 – 14 závitů drátu 0,5 mm na průměru 6 mm, délka 18 mm; L_2 – 10 závitů drátu 1,3 mm na průměru 10 mm, délka 18 mm; L_3 – 8 závitů jako L_2; L_4 – 5 závitů drátu 1,3 mm na průměru 10 mm, délka 12 mm; L_5 – 5 závitů drátu 1,3 mm na průměru 10 mm, délka 15 mm; L_6 – 4 závity jako L_5.

IV–10. MALÝ VYSÍLAČ V MODERNÍ KONCEPCI

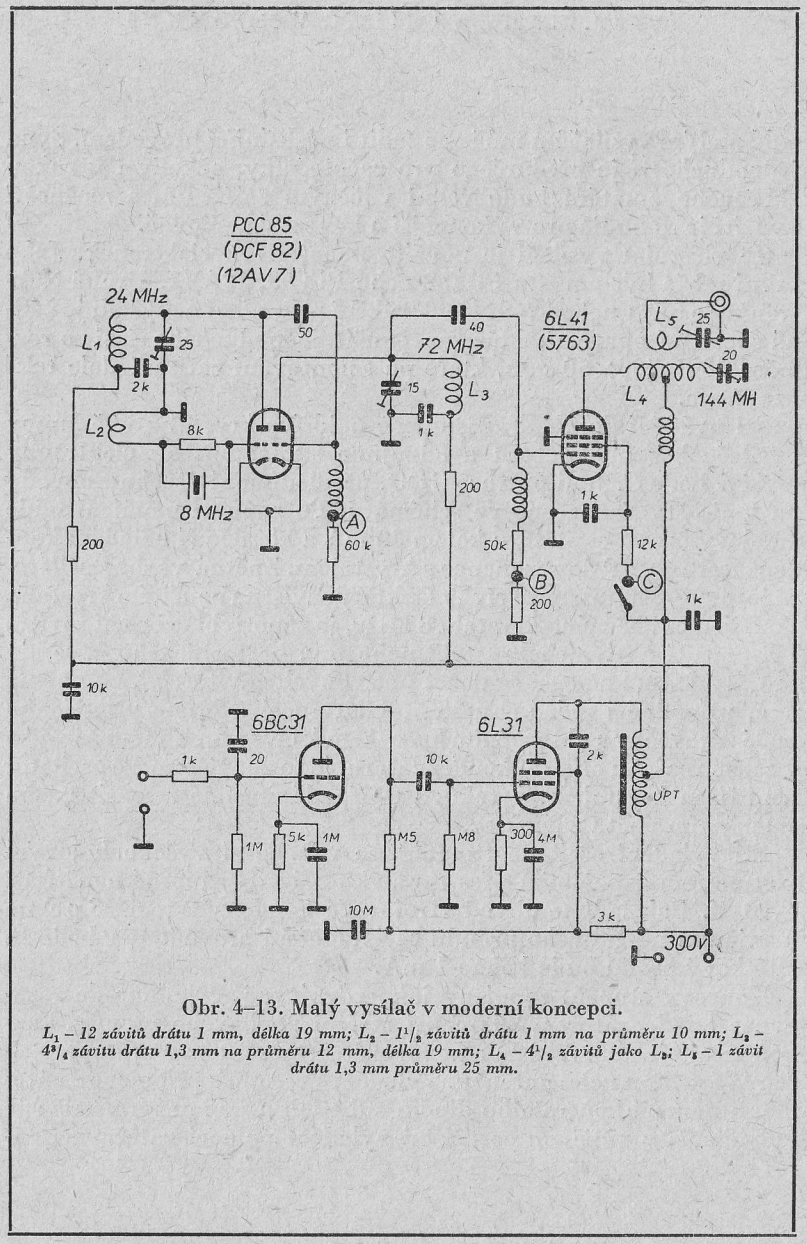
K malým vysílačům můžeme řadit i následující provedení. Svou jednoduchostí je předurčeno pro začátečníky, ačkoliv i v rukou zkušeného amatéra bude velmi vděčným zařízením s možností využití jako budič pro výkonnější a koncový zesilovač.

Ve vlastním vysílači je použito pouze dvou elektronek. Jako první může být použito PCF82 nebo PCC85, 12AV7. Druhá elektronka je 6L41 nebo 5763. Konstrukční provedení nevyžaduje žádná speciální opatření. Můžeme použít jednoduchého šasi o rozměru 180×200×50 mm, které po smontování zařízení dole také uzavřeme.

Při uvádění do chodu zasuneme nejdříve krystal a obě lampy vysílače bez modulátoru a odpojíme stínicí mřížku elektronky 6L41 v bodě *C*. Je-li po ruce GDO, předladíme si všechny obvody na kmitočty naznačené ve schématu. Po zapnutí napájení bude anodový proud oscilátoru kolem 30 mA a klesne při naladění kondenzátoru 25 pF do rezonance s krystalem. Zpětná vazba oscilátoru je dána počtem závitů cívky L_2, který závisí na použitém krystalu. Použijeme-li běžného krystalu 8 MHz, je zapotřebí asi osmi závitů. Při použití aktivních krystalů nebo tzv. harmonického krystalu pro „24 MHz“ zmenší se počet potřebných závitů cívky L_2 až na dva, případně i méně. Funkci oscilátoru si ověříme přiblížením malé žárovečky s absorpčním kroužkem k cívce L_1. Žhne-li žárovka v celém rozsahu otáčení kondenzátoru, je to znamením, že oscilátor není řízen krystalem. V takovém případě musíme zmenšit vazbu zmenšením počtu závitů L_2.

Při vyladění oscilátoru naměříme v bodě *A* vysokoohmovým voltmetrem zapojeným přes tlumivku 2,5 mH záporné napětí asi —90 V. Pak ladíme obvod ztrojovače kondenzátorem 15 pF na maximum mřížkového proudu 6L41. Měření provádíme v bodě *B*. Mřížkový proud bude kolem 1 mA.

Koncový stupeň, zapojený jako zdvojovač, vyladíme do rezonance kondenzátorem 20 pF při měření anodového proudu. Vazbou mezi cívkami L_4 a L_5 a kondenzátorem seřídíme výstup, zatížený žárovkou nebo anténou. Vyladění výstupu s připojenou anténou a pomocí kontrolního dipólu s diodou a miliampérmetrem je výhodnější a většinou se liší od vyladění pomocí zatěžovací žárovky.



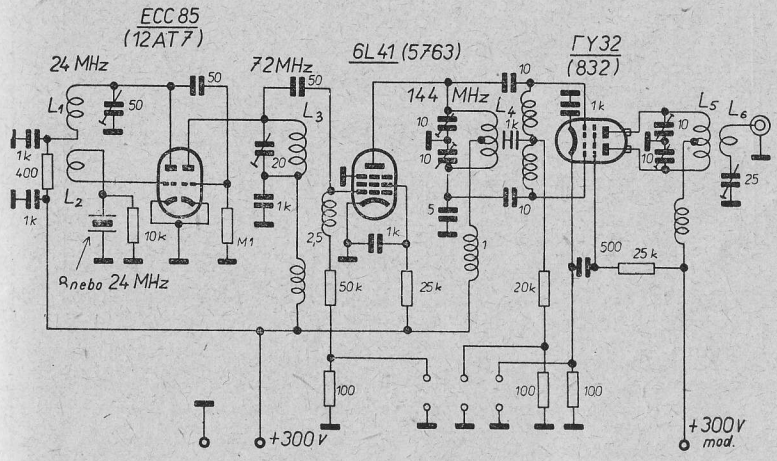
Obr. 4–13. Malý vysílač v moderní koncepci.

L_1 – 12 závitů drátu 1 mm, délka 19 mm; L_2 – $1^1/_2$ závitů drátu 1 mm na průměru 10 mm; L_3 – $4^3/_4$ závitu drátu 1,3 mm na průměru 12 mm, délka 19 mm; L_4 – $4^1/_2$ závitů jako L_3; L_5 – 1 závit drátu 1,3 mm průměru 25 mm.

Rozšířením vysílače uvedeného v předchozí stati o elektronku GU32 (ГУ32) nebo 832 získáme zařízení se středním výkonem. Konstrukce tohoto vysílače je rovněž jednoduchá jako v předešlém případě. Základní uzavřené šasi je jen o málo větší (230 × 180 × 50 mm). Výstupní obvod elektronky GU32 je montován na konzole nad panelem vedle zapuštěné elektronky (obr. 4–14).

Nastavení oscilátoru a ztrojovače je shodné s popisem předešlého vysílače a provádí se s vyjmutou elektronkou GU32. Po zasunutí této elektronky vyladíme kondenzátorem maximum mřížkového proudu GU32. Při této manipulaci je výhodné odpojit stínicí mřížky GU32. Nakonec, při úplném zapojení napájení, vyladíme anodový obvod a opět vazbou mezi L_5 a L_6 a kondenzátorem v anténním obvodu vyladíme výstupní výkon. Anodový proud koncové elektronky nemá překročit 70 mA.

Modulátor tohoto vysílače bude samozřejmě výkonnější než v předešlém případě. Může být proveden různě, podle vlastních možností a zkušeností, případně vůbec vyjmut ze zařízení, je-li po ruce samostatný modulátor.

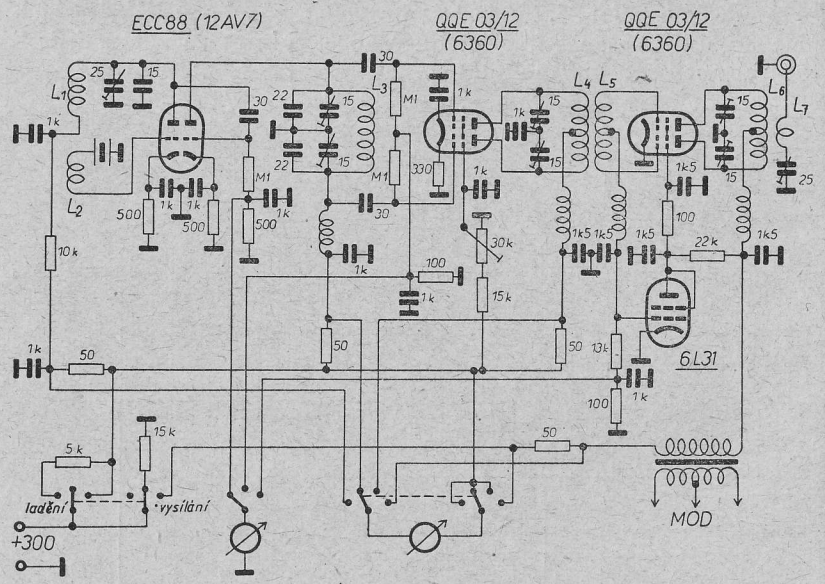


Obr. 4–14. Vysílač 20 W s ГУ 32.

L_1 – 12 závitů drátu 0,8 mm na průměru 19 mm, délka společně s L_2 28 mm; L_2 – $3^1/_2$ závitů; L_3 – 4 závity drátu 1,3 mm na průměru 12 mm, délka 10 mm; L_4, L_5 – 4 závity drátu 1,6 mm na průměru 12 mm, délka 22 mm; L_6 – 1 závit drátu 1,6 mm, průměr 12 mm.

IV–12. 20W S MALOU ELEKTRONKOU

Dvacetiwattový vysílač s moderními elektronkami ukazuje obr. 4–15. Základní oscilátor je odvozen ze stejné koncepce jako předešlé dva příklady s tím rozdílem, že druhý systém dvojité elektronky pracuje jako zdvojovač, který budí kmitočtem 48 MHz další stupeň, pracující jako ztrojovač. Tento ztrojovač je osazen moderní dvojitou tetrodou QQE03/12, 6360. Stejné elektronky je použito i v koncovém stupni. Koncová elektronka pracuje s maximálním využitím a je proto nutno ji chránit před poškozením, které by způsobilo pokles nebo přerušení buzení. K tomu je určena závěrná elektronka 6L31, která tvoří s odporem 22 kΩ dělič pro napětí stínicí mřížky koncové elektronky. Jakmile klesne mřížkový proud koncového stupně, klesne i předpětí elektronky 6L31, která začne odebírat proud a potlačí tak napětí na stínicí mřížky koncové elektronky.



Obr. 4–15. Vysílač 20 W s elektronkou QQE03/12.

L_1 – 11 závitů a L_2 – 5 závitů obě z drátu 0,8 mm na průměru 12 mm, společná délka 28 mm; L_3 – 10 závitů drátu 1,6 mm na průměru 12 mm, délka 30 mm; L_4 – 4 závity jako L_3; L_5 – 3 závity drátu 1 mm na průměru 10 mm, délka 6 mm; L_6 – 2×2 závity drátu 1,6 mm na průměru 12 mm, délka s L_7 30 mm; L_7 – 2 závity jako L_6 mezi půle L_6.

Celé zařízení včetně zdroje se vejde na jednoduché šasi o rozměrech 200×400×65 mm. Vystačíme s jedinou stínicí přepážkou mezi mřížkovým a anodovým obvodem koncové elektronky. Mnozí amatéři dají určitě přednost montáži ve dvou samostatných šasi, která eventuálně pak spojí do společného krytu.

Při spouštění přístroje použijeme nejprve GDO pro předladění obvodů na příslušné kmitočty. Pak zapojíme napájení a přepínač otočíme do polohy „*ladění*“. Kondenzátory naladíme vždy na maximum mřížkového proudu následujícího stupně. Vazbu mezi L_4 a L_5 seřídíme na maximální vybuzení koncového stupně (také podle jeho mřížkového proudu). Mřížková cívka L_5 má vlastní rezonanci kolem 160 MHz. Výstupní obvod vyladíme již známým a obvyklým způsobem. Seřízený vysílač má mít přibližně tyto proudy: oscilátor–anoda 10 mA, ztrojovač–mřížka 0,5 mA, anoda 10 mA, ztrojovač–mřížky 1 mA, anoda 18 mA, koncový stupeň–mřížky maximálně 3,5 mA a anody 70 mA.

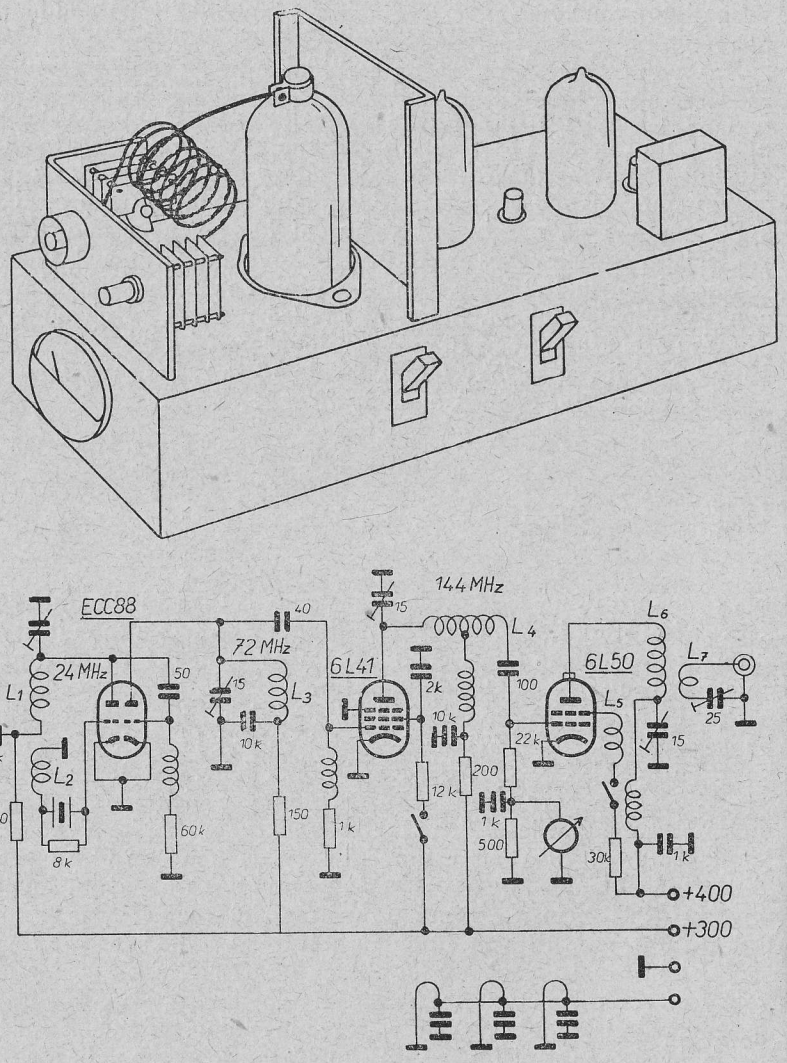
IV–13. 40W S JEDNOU 6L50

Výkonnější vysílače je možné konstruovat také s jednoduchými koncovými stupni, nejen se symetrickými. Příkladem toho je čtyřstupňový vysílač se třemi elektronkami. V koncovém stupni pracuje elektronka 6L50 (QE05/40, 6146).

První dva stupně jsou osvědčené z předchozího příkladu. Vazba ze zdvojovače (6L41) na koncový stupeň je však provedena na první pohled neobvyklým způsobem (obr. 4–16). Je zvolen pro získání co největšího vybuzení koncové elektronky. Vazba mezi oběma stupni je tvořena tzv. *π–článkem* tvořeným cívkou L_4, kondenzátorem 15 pF a vstupní kapacitou koncové elektronky. Tento způsob umožňuje dobré impedanční přizpůsobení anodového obvodu 6L41 k mřížkovému obvodu 6L50. Cívka L_4 je vinuta z drátu o průměru 1,8 až 2 mm co nejtěsněji vedle sebe pro dosažení co nejtěsnější vazby mezi oběma konci cívky, tj. dostatečné vazby mezi oběma stupni.

Koncová elektronka je neutralizována malou indukčností, vloženou do série se stínicí mřížkou. Pro výstup je nutno volit sériový obvod. Toto zapojení koncového stupně s uvedenou mezistupňovou vazbou dává výborné výsledky a lze dosáhnout (podle provedení) při příkonu 40 watt výstupního výkonu kolem 20 watt.

Vysílač montujeme na jednoduché šasi 260×100×65 mm.



Obr. 4–16. Vysílač 40 W s jednou 6L50.

L_1 – 12 závitů a L_2 – 5 závitů, obě z drátu 0,8 mm na průměru 10 mm, společná délka 28 mm; L_3 – 5 závitů drátu 2 mm na průměru 12 mm, délka 25 mm; L_4 – 4 závity drátu 1,6 mm na průměru 10 mm, délka 12 mm; L_5 – 19 závitů drátu 0,6 mm na průměru 5 mm délka 12 mm; L_6 – 4 závity drátu 2,5 mm na průměru 12 mm, délka 28 mm; L_7 – 3 závity drátu 2 mm na průměru 12 mm délka 6 mm.

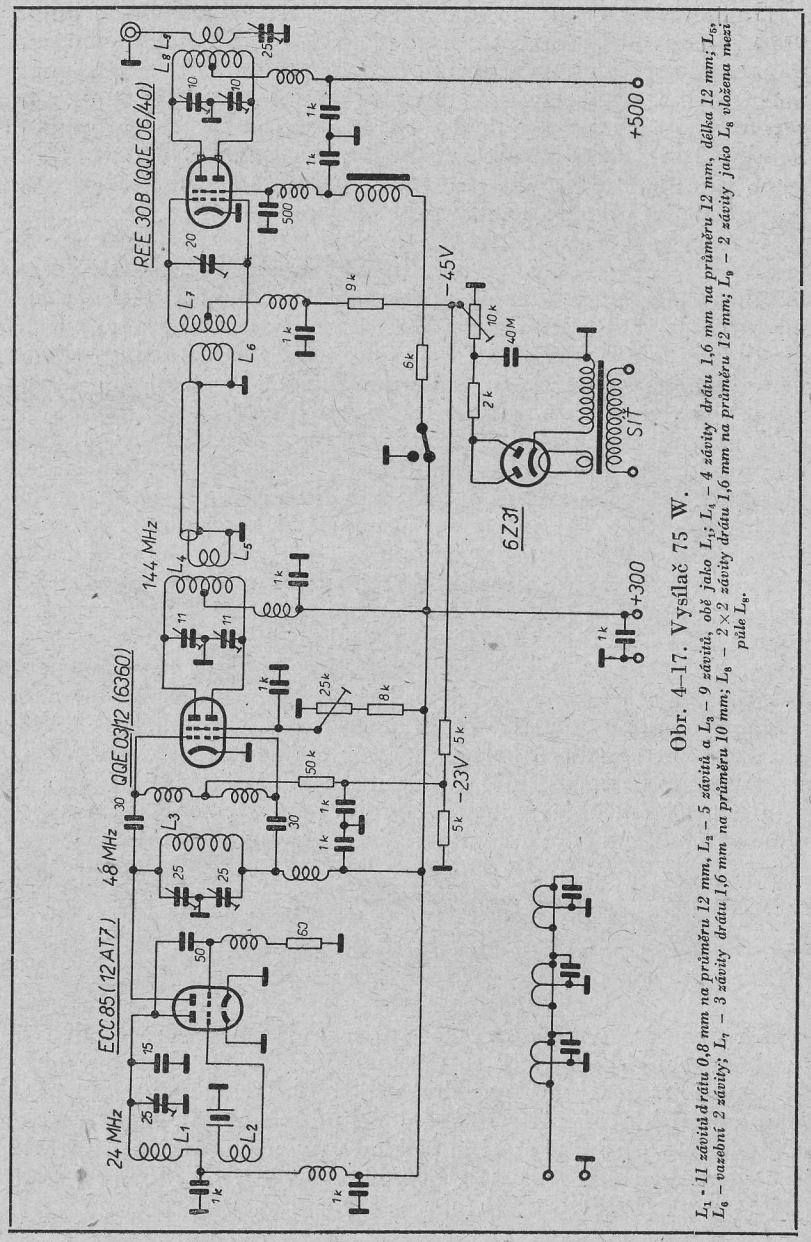
Většina součástí je ve spodní části a nad šasi umístíme pouze výstupní obvod koncového stupně. Koncovou elektronku oddělíme nahoře od ostatních elektronek přepážkou.

Nastavení vysílače provádíme postupně. Nejdříve naladíme oscilátor (stínicí mřížky druhé a třetí elektronky jsou odpojeny) kondenzátorem podle poklesu anodového proudu. Potom naladíme přibližně okruh L_3 (72 MHz) pomocí GDO. Dále si připojíme měřicí přístroj do mřížkového obvodu koncové elektronky, zasuneme koncovou elektronku a zapojíme stínicí mřížku elektronky 6L41. Za tohoto stavu doladíme znovu kond. na maximum mřížkového proudu koncového stupně. Při této operaci může být zapotřebí ještě stlačit nebo roztáhnout závity cívky L_4 pro dosažení maximálního mřížkového proudu (alespoň 3 mA). Anodový proud celého budiče – obou elektronek bude kolem 95 mA.

Po připojení zátěže místo antény zapojíme stínicí mřížku koncové elektronky a naladíme kondenzátory a vazbu mezi L_5 a L_6 na maximální výstupní výkon. Potom znovu odpojíme stínicí mřížku koncového stupně i 6L41 a vyjmeme elektronku oscilátoru. V tomto stavu zapojíme zpět napětí na koncovou elektronku a rychle protáčíme kondenzátorem C_6 při sledování anodového proudu a mřížkového proudu. Anodový proud bude vysoko přes normální hodnotu (200 mA i více), ale při otáčení kondenzátoru se nemá měnit. Při tom mřížkový proud má mít stále nulovou hodnotu. *Tuto operaci provádíme rychle, napětí nenecháme zapojeno déle než dvě až tři vteřiny.* Objeví-li se při této zkoušce změny anodového proudu a tendence vzniku mřížkového proudu, je to důkazem vlastních oscilací, kterým zabráníme změnou cívky L_5. Zda zvětšit nebo zmenšit, to je nutno zjistit zkusmo, až se při opakování zkoušky neobjeví uvedené projevy oscilací. Pak opět zapojíme všechna napětí a znovu doladíme obvody.

IV–14. 75WATTOVÝ VYSÍLAČ

K realizaci výkonného vysílače přistupujeme často se zatajeným dechem, souvisí to vždy se značnou investicí do koncové elektronky, jejíž „*odchod*“ by nebyl příjemný. Budeme-li postupovat rozumně a hlavně při seřizování nebudeme zbrklí, není se čeho obávat. V následující stati je příklad vysílače o příkonu 75 wattů s elektronkou REE30B (QQE06/40, AX9903, CV2666, P2–40B, QQV06–40, RS1009–5894) (obr. 4–17).



Obr. 4–17. Vysílač 75 W.

L_1 - 11 závitů drátu 0,8 mm na průměru 12 mm, L_2 – 5 závitů a L_3 – 9 závitů, obě jako L_1; L_4 – 4 závity drátu 1,6 mm na průměru 12 mm, délka 12 mm; L_5, L_6 – vazební 2 závity; L_7 – 3 závity drátu 1,6 mm na průměru 10 mm; L_8 – 2×2 závity drátu 1,6 mm na průměru 12 mm; L_9 – 2 závity jako L_8 vložena mezi půle L_8.

Oscilátorový stupeň je ekvivalentní několika předešlým příkladům. Druhá elektronka QQE 03/12 (6360) je zapojena jako ztrojovač s pevným předpětím, které je možno upravit na nejvýhodnější hodnotu, potřebnou pro dostatečné buzení koncového stupně. Vstupní obvod ztrojovače je souměrný. Výstupní obvod ztrojovače je vázán souosým vedením se vstupním obvodem koncového stupně. Toto uspořádání umožňuje samostatnou montáž koncového stupně, případně do jiného krytu.

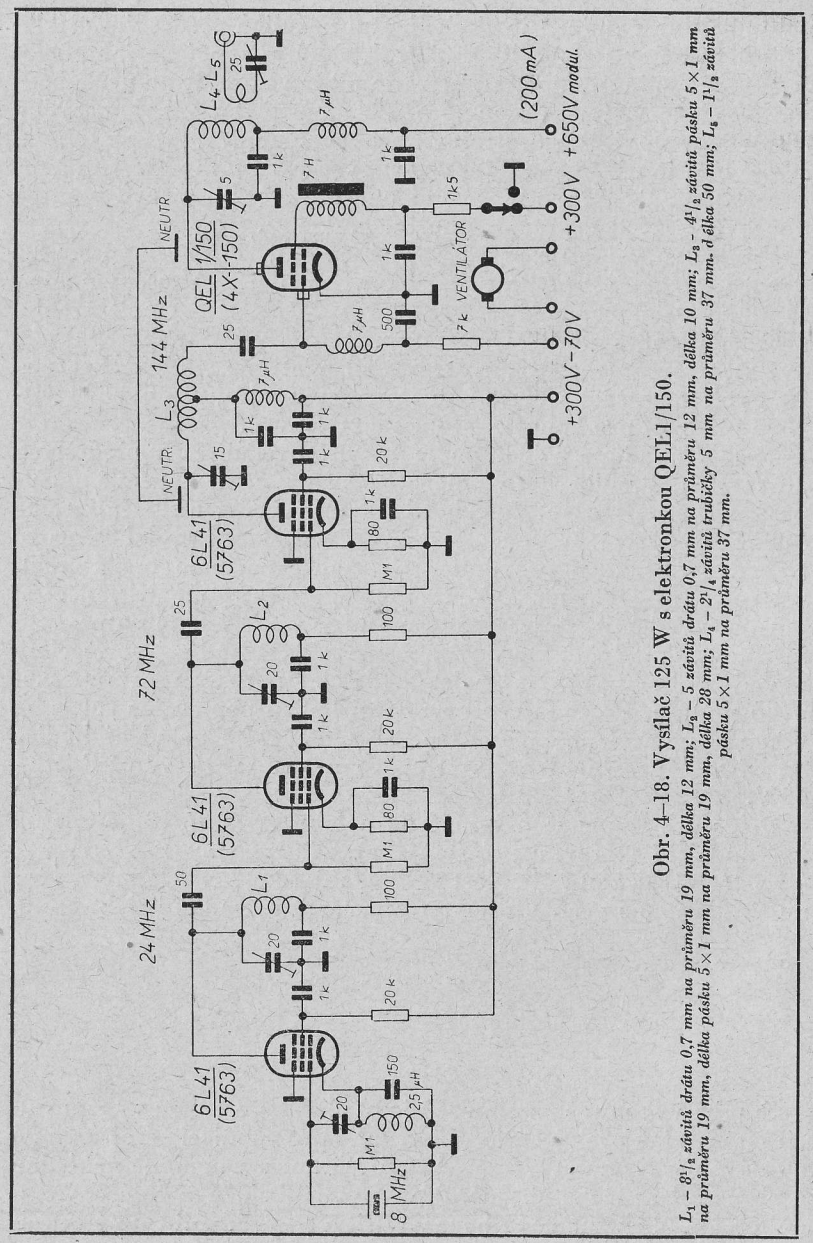
Vysílač se vejde na šasi o rozměru 180×280×50 mm, ale lze doporučit i „*vzdušnější*“ provedení, zejména méně zkušeným amatérům. Většina součásti je montována dole. Koncová elektronka prochází otvorem v šasi a výstupní obvody má nahoře, druhé dvě elektronky (oscilátor a ztrojovač) opatříme stínicím krytem. Na společném šasi s vysílačem je umístěn zdroj pro pevné mřížkové předpětí pro koncový stupeň a ztrojovač.

Vysílač uvádíme v chod podle pokynů uvedených v předešlých odstavcích. Přepínačem v poloze *ladění* vypneme koncové napětí na stínicích mřížkách. Za tohoto stavu provedeme sladění celého budicího zařízení, a to na maximální mřížkový proud koncové elektronky. Ladění provádíme postupně, počínaje oscilátorem, při čemž využíváme GDO pro předladění obvodů. Při ladění si musíme uvědomit, že mřížkový proud je závislý také na pevném mřížkovém předpětí, které může ze začátku, pokud nejsou všechny obvody alespoň přibližně naladěny, úplně potlačit vznik mřížkového proudu. Proto si pro první fázi ladění pomůžeme snížením předpětí pomocí potenciometru. Po ukončeném naladění budiče nesmíme zapomenout nastavit opět správné mřížkové předpětí – 45 V.

Dříve než zapneme přepínač na polohu *vysílání*, připojíme na výstup zátěž (žárovku nebo anténu). *Nezapínejme nikdy vysílač bez zatížení*. Výkon je již dost veliký, aby se nakmitalo naprázdno napětí, schopné poškodit některé součásti, případně i elektronku.

IV–15. 125WATTOVÝ VYSÍLAČ

Stavba výkonných zesilovačů je především otázkou výkonných elektronek jak pro vlastní vysílač, tak i pro napájecí zdroj. Účinné zvyšování výkonu stává se od určité hranice neúměrně nákladné a pro amatéra těžko únosné. Představíme-li si, že zvýšení výkonu na dvojnásobek znamená pouze 3 dB, a srovnáme-li tyto tři deci-



Obr. 4–18. Vysílač 125 W s elektronkou QEL1/150.

L_1 – $8\frac{1}{2}$ závitů drátu 0,7 mm na průměru 19 mm, délka 12 mm; L_2 – 5 závitů drátu 0,7 mm na průměru 12 mm, délka 10 mm; L_3 – $4\frac{1}{2}$ závitů pásku 5×1 mm na průměru 19 mm, délka pásku 5×1 mm na průměru 19 mm, délka 28 mm; L_4 – $2\frac{1}{2}$ závitů trubičky 5 mm na průměru 37 mm, délka 50 mm; L_5 – $1\frac{1}{2}$ závitů pásku 5×1 mm na průměru 37 mm.

bely s rozdílem cen elektronky pro 75 W a pro 150 W, kolik „dB" je to v korunách? A co znamenají 3 dB v síle signálu?

Přesto však je nutno pro úplnost doplnit tuto kapitolu alespoň stručně o příklady výkonnějších vysílačů. Prvním je čtyřstupňový s příkonem 125 W s použitím elektronky QEL1/150, (4X150A), která je zatím u nás vzácností. Tato elektronka je vlastně určena pro koaxiální obvody a její použití pro cívkové obvody je spojeno s určitými obtížemi.

Na obrázku 4–18 je zapojení celého vysílače. Oscilátor v Piercově zapojení, ztrojovač a zdvojovač, všechny s elektronkou 6L41. Vazba ze zdvojovače na koncový stupeň je provedena *π-článkem*. Anodový obvod koncového stupně je laděn kondenzátorem upraveným z tvrdého měděného pásku, který se šroubem přibližuje k anodě elektronky. Koncový stupeň vyžaduje umělé chlazení ventilátorem. Pro tento způsob je vhodný vysoušeč vlasů (tzv. fén) s nezapojeným topným tělískem.

Pro nastavení je nutno dbát stejných zásad jako u jiných vysílačů. Navíc je zapotřebí zvýšená opatrnost vzhledem k vyšším napětím.

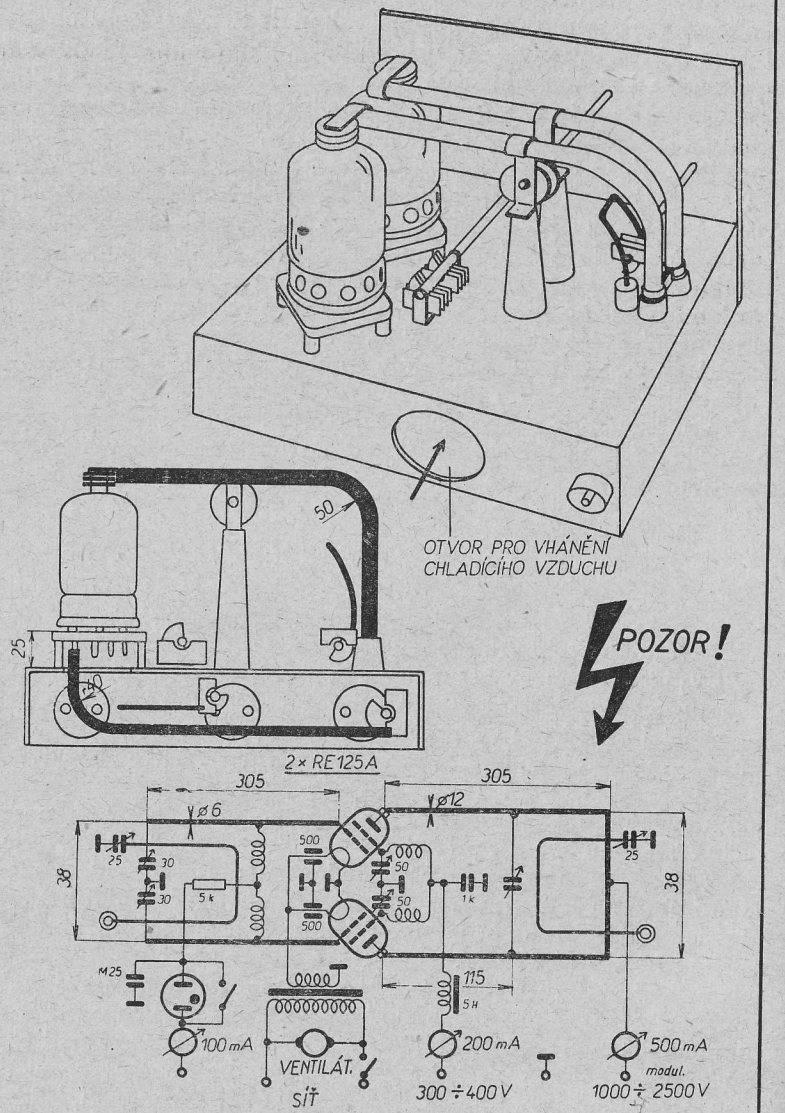
IV–16. JEDEN KILOWATT PRO 144 MHz

V závěru kapitoly vraťme se opět k domácím elektronkám. Zhotovit výkonný koncový stupeň bude přece jen lákat některé nadšence a nebylo by spravedlivé neukázat jim alespoň cestu. Je-li k dispozici dobrý vysílač o příkonu koncového stupně 35 ÷ 40 W, může být použit jako budič pro výkonný koncový stupeň se dvěma elektronkami RE125A, (4–125A, QB3/300, 6155).

S uvedenými elektronkami dosáhneme při anodovém napětí 1000 V příkonu 300 W, při 2000 V — 700 W a při 2500 V příkonu 1 kW. Pro fone provoz se však nedoporučuje překročit anodové napětí přes 2000 V. Upravíme-li náležitě anodové napětí a napětí stínicích mřížek, lze s přijatelnou účinností pracovat i při redukovaném příkonu na 180 W.

Koncový zesilovač (obr. 4–19) vyžaduje umělé chlazení vzduchem, zejména při provozu s plným příkonem. Vzduch ventilátoru vháníme do spodní části těsně uzavřeného šasi. Otvory pod elektronkami proudí vzduch do hořejšího prostoru. Otvory v krytu pro výstup vzduchu jsou provedeny přímo nad elektronkami. Žhavicí transformátor, 5 V, 13 A, umístíme také uvnitř zesilovače.

Mřížkový a anodový obvod jsou provedeny ve tvaru tyčového



Obr. 4–19. Vysílač 144 MHz o výkonu 1 kW.

vedení podle obrázku. Mřížkový je z trubky o průměru 6 mm a anodový z trubek o průměru 12 mm. Při uvádění do provozu, *než zapneme vysoké napětí*, nejdříve zajistíme správné vybuzení. I tady postupujeme opatrně, nejdříve s nižším napětím, které postupně zvyšujeme, je-li vše v pořádku.

Pozor na vysoké napětí! Zajistěte si bezpečnost vhodným automatickým vypínačem při otevření přístroje i zdroje s náležitou signalizací. V každém případě se vždy, před každým manipulováním s přístrojem, přesvědčíme o spolehlivém vypnutí všech vysokých napětí a vybití všech kondenzátorů, i když je použito automatického vypínání. Je lépe tisíckrát spálit nějakou pojistku, než jednou utrpět vážné zranění. *Nevrtejte se v takovém vysílači, když jste v místnosti sami.*

C

Praktické příklady pro jiná amatérská písma

IV–17. VYSÍLAČE PRO 432 MHz – ÚVOD

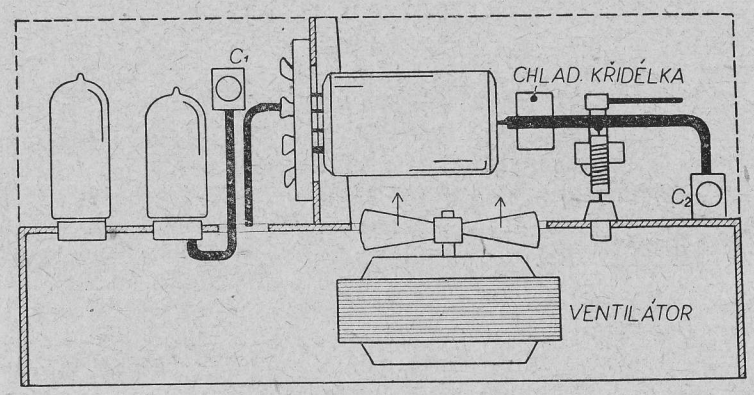
Tak jako je pásmo 145 MHz v dnešní době určeno pro vážnou práci, tak můžeme pásmu 430 až 440 MHz přisoudit pestřejší pole působnosti. Dostatečná šířka pásma 430 MHz umožňuje toto „*VKV hřiště*“ rozdělit na několik pásem pro různé „*hry*“. A tak nebude jistě správné v tomto pásmu omezovat možnosti amatérů jen na použití výlučně krystalem řízených a jim na roveň postavených vysílačů. Vždyť pokusnictví s malými lehkými stanicemi i provádění spojovacích služeb pomocí dobrých tranceierů jsou velmi záslužnou činností. Ale všichni musíme zachovávat na tomto „*VKV hřišti*“ kázeň a pořádek.

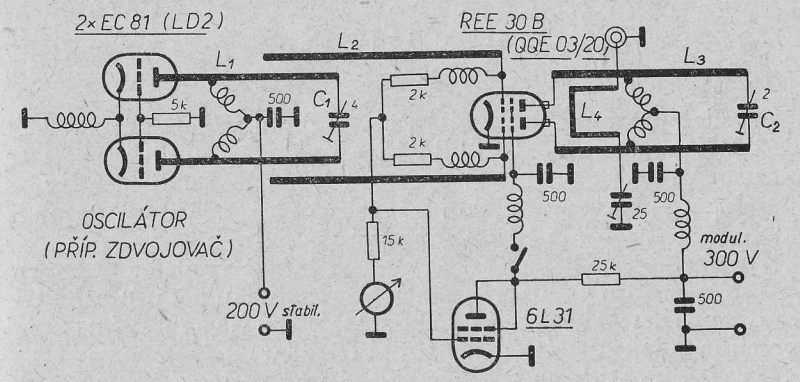
IV–18. PŘÍSTAVEK PRO 432 MHz

I vysílače budou mít různou koncepci. Navážeme nejprve na to, co již bylo probráno. Dobrý malý vysílač pro dvoumetrové pásmo může být použit jako budič pro pásmo sedmdesáticentimetrové. Stačí jednou ztrojit kmitočet a zesílit.

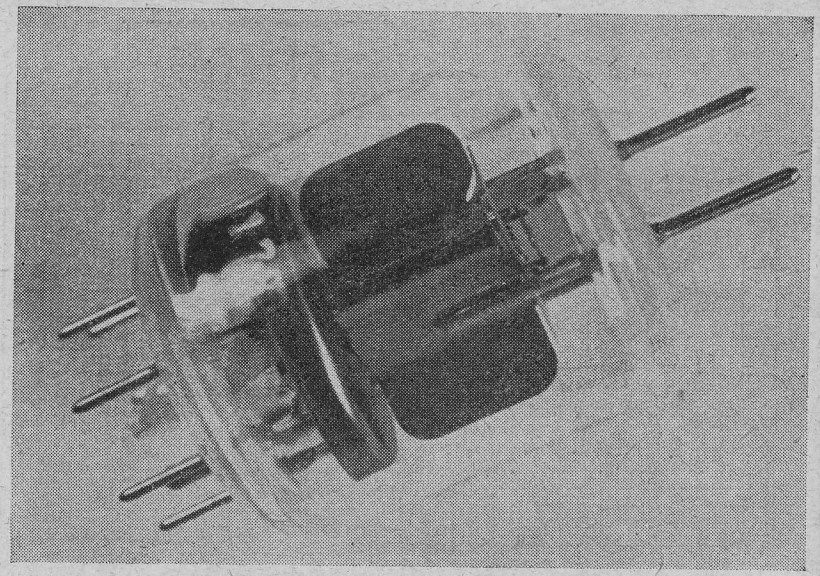
Na obrázku 4–20 je schéma a provedení takového vysílače s elektronkami EC81 a REE30B, zařízení je celkem jednoduché. Je namontováno na jednoduchém šasi. Vstupní obvod je ve spodní části a koncová elektronka je montována do přepážky nahoře. Do spodní části šasi, pod koncovou elektronkou namontujeme motorek s malou vrtulkou pro podporu cirkulace chladicího vzduchu.

Při nastavování si počínáme obdobně jako u vysílačů pro dvoumetrové pásmo. Mřížkový obvod koncové elektronky naladíme s vypnutými stínicími mřížkami a podle mřížkového proudu.





Obr. 4–20. Vysílač pro 435 MHz.



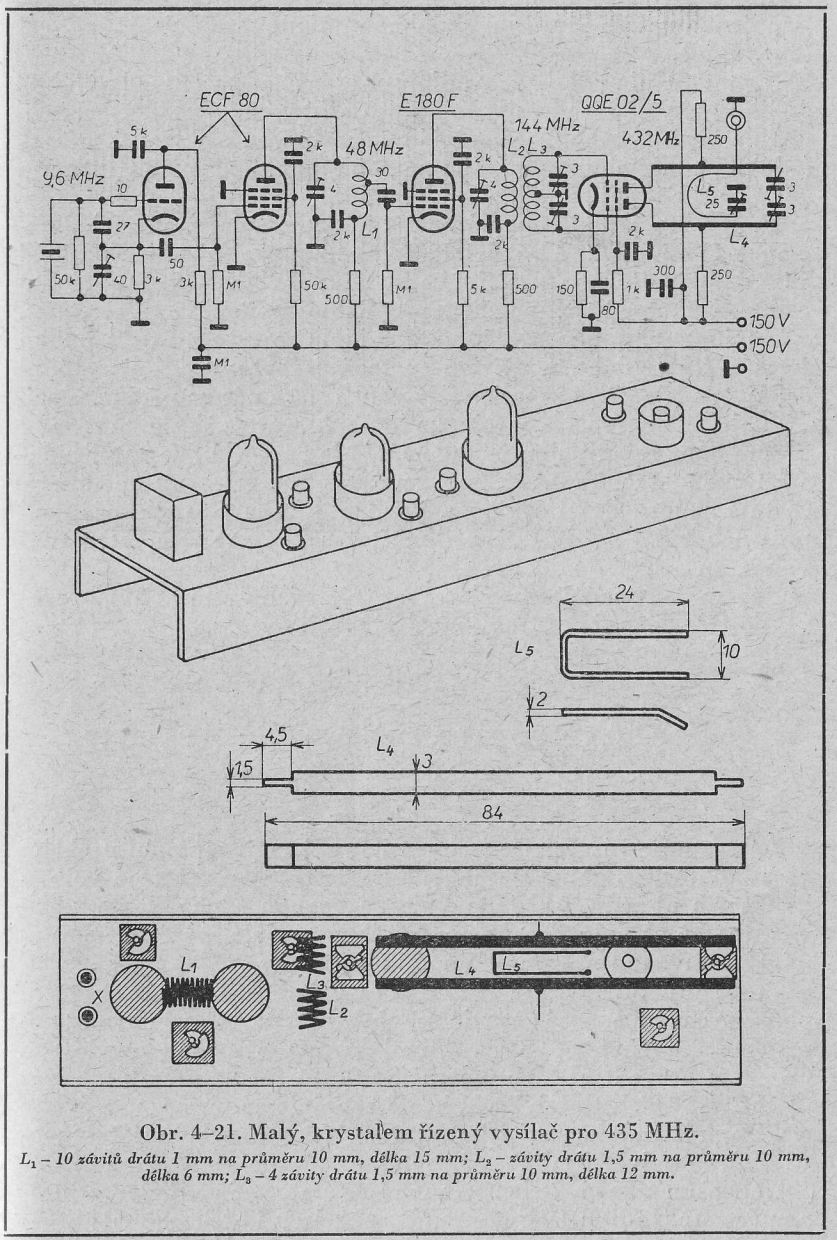
Obr. 4–20a. Dvojitá tetroda použitá ve vysílači obr. 4–20.

IV–19. MALÝ KRYSTALEM ŘÍZENÝ VYSÍLAČ PRO 432 MHz

Vysílač pro pásmo 432 MHz, sestavený z výkonného vysílače 144 MHz a ztrojovače, se řadí již mezi výkonné vysílače pro tato pásma. Většina amatérů se však přesvědčila, že na 432 MHz lze dosáhnout překvapivě dobrých výsledků se zařízením opravdu malým a že proto stojí za to si takové zhotovit.

Na obrázku 4–21 je malý krystalem řízený vysílač s příkonem kolem tří wattů. Oscilátor s násobičem kmitočtu pětkrát nebo třikrát podle krystalu dávají kmitočet 144 MHz. Na koncovém stupni pracujícím jako ztrojovač je dvojitá tetroda.

Vysílač montujeme na jednuduché šasi. Koncový stupeň má v anodovém obvodu tyčový obvod. Podobnou koncepci vysílače můžeme zhotovit i použitím inkurantních elektronek typu LD2, kterými osadíme všechny stupně. Zapojení je také nakresleno na obr. 4–21. K takovému vysílači můžeme připojit výkonnější koncový zesilovač, například s elektronkou REE30B nebo podobnou.



Obr. 4–21. Malý, krystalem řízený vysílač pro 435 MHz.

L_1 – 10 závitů drátu 1 mm na průměru 10 mm, délka 15 mm; L_2 – závity drátu 1,5 mm na průměru 10 mm, délka 6 mm; L_3 – 4 závity drátu 1,5 mm na průměru 10 mm, délka 12 mm.

Zapojení a uspořádání jsou obdobné příkladu v minulém odstavci (obr. 4–20).

Nastavování vysílače provádíme postupně od oscilátoru a řídíme se již známými zásadami z minulých odstavců.

Jiná variace tohoto vysílače je použití dvou elektronek 6CC31 (6J6) na koncovém stupni při původním osazení prvních tří stupňů (ECF80 a E180F).

Pro pásmo 432 MHz se dá použít i celé řady inkurantních elektronek (LD1, LD2, LD5, RD12 Ta atd.). Zapojení jejich patic si však někdy vyžaduje speciální konstrukce obvodů, a proto se těchto elektronek s oblibou používá pro jednostupňové vysílače, tzv. *sólo-oscilátory*. V pásmu 430 až 440 MHz se tyto vysílače budou ještě nějakou dobu používat. Je možné zhotovit velmi stabilní oscilátory, ale jejich zlem je vždy veliká šířka pásma při modulaci. Šířka pásma nespočívá v tom, že by se vytvářela široká postranní pásma daná amplitudou modulací, ale je dána tím, že amplitudovým modulováním zavádíme současně kmitočtovou modulaci, často s abnormálním zdvihem. Vysílání z takového vysílače není poslouchatelné normálním přijímačem s konvertorem, které mívají šířku pásma do 6 kHz.

Během doby se budeme zbavovat takových vysílačů a nahrazovat je třeba jen dvoustupňovými přístroji.

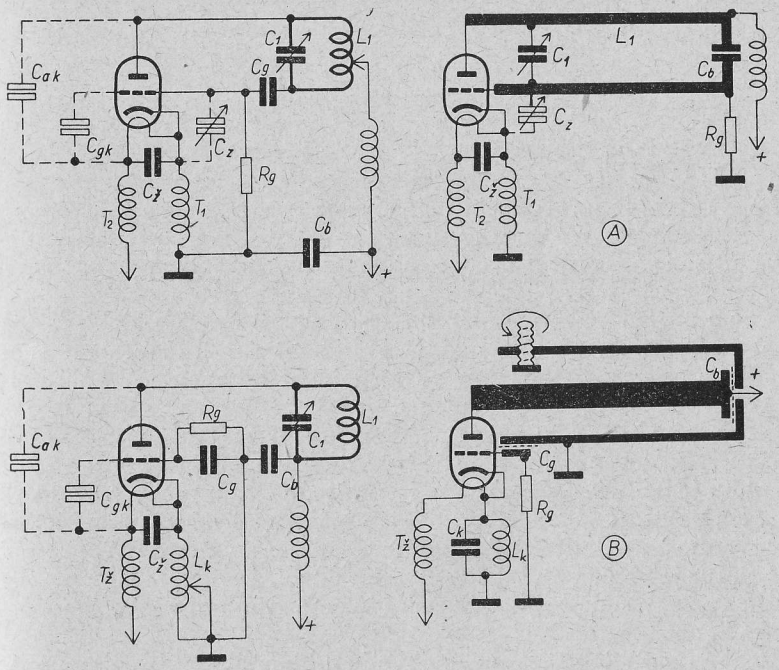
IV–20. SÓLO OSCILÁTORY V KOAXIÁLNÍM PROVEDENÍ

Jednostupňové vysílače (sólo-oscilátory) mají základní problém ve stabilitě kmitočtu. Dosáhnout lepší stability můžeme volbou kvalitních obvodů, vhodnou zpětnou vazbou a vhodnou vazbou výstupního obvodu na anténu. Všechno to dále souvisí se správným nastavením pracovního bodu elektronky.

Pro kmitočtové pásmo 430 MHz umožňují přijatelnou stabilitu pouze tyčové a souosé (koaxiální) obvody. Pro tyčové obvody použijeme trubek nebo pasů. Tlumivky pro napájení anodovým proudem provedeme z co nejtenčího drátu (podle proudu). Totéž platí o ostatních tlumivkách, které zapojujeme přímo na vývody elektronky. Indukčnost v katodovém obvodu vyladíme (zkracováním) na největší mřížkový proud.

Nejlepším ukazovatelem činnosti oscilátoru je mřížkový miliampérmetr. Je-li mřížkový proud malý, jsou i oscilace malé a nestabilní. Stačí i malé zatížení anténou a oscilace vysadí. Je-li mřížkový proud veliký, zmenšuje se výkon oscilátoru, objevuje se vysoké zkreslení a nestabilita kmitočtu, případně zahřívání mřížky elektronky. Pokud přihlížíme k výkonu oscilátoru, je správná hodnota mřížkového proudu 15 až 30 % z hodnoty anodového proudu při nezatíženém oscilátoru. Je-li oscilátor modulován, má být mřížkový proud jen kolem 10 % z hodnoty anodového proudu.

Malý mřížkový proud a malý výkon oscilátoru je obyčejně způsoben nedostatečnou zpětnou vazbou pro daný ladicí obvod. Nastavení zpětné vazby oscilátoru lze upravit buď změnou kapacity C_z (obr. 4–22A), nebo změnou indukčnosti L_k (obr. 4–22B). Nastavení kapacity C_z se provádí od jeho nejmenší hodnoty, za stálého pozorování mřížkového proudu a svitu žárovečky v absorpčním kroužku, přiblíženém k anodovému obvodu. Mřížkový proud i svit žárovky nejdříve stoupají až po určitou hodnotu. Potom žárovka opět pohasíná a stoupá anodový proud. Těsně před začátkem pohasínání žárovky je správné nastavení kondenzátoru.



Obr. 4–22. Jednostupňové vysílače pro 435 MHz.

U některých strmých elektronek je kapacita C_z již nahrazena kapacitami systému a spojů. Je-li však mřížkový proud ještě malý, je nutno vyzkoušet menší hodnoty mřížkového odporu. Je-li i v tomto případě pracovní bod nesprávný, je nutno měnit anténní vazbu, případně se přesvědčit, nejsou-li toho příčinou stojaté vlny v anténních napáječích, které je nutno odstranit.

Pro konstrukci sólo-oscilátoru platí stejné podmínky jako pro konstrukci všech jiných oscilátorů. Všechny součásti obvodu musí být dostatečně pevné (tuhé) a ostatní součástky pevně přimontovány s nejkratšími přívody. Napájecí body anodového obvodu jsou umístěny v místě nejmenšího vf napětí. Správnou polohu nalezneme dotykem kousku drátu na různých místech obvodu. Ve vhodném místě působí dotyk drátu nejmenší odchylku mřížkového proudu.

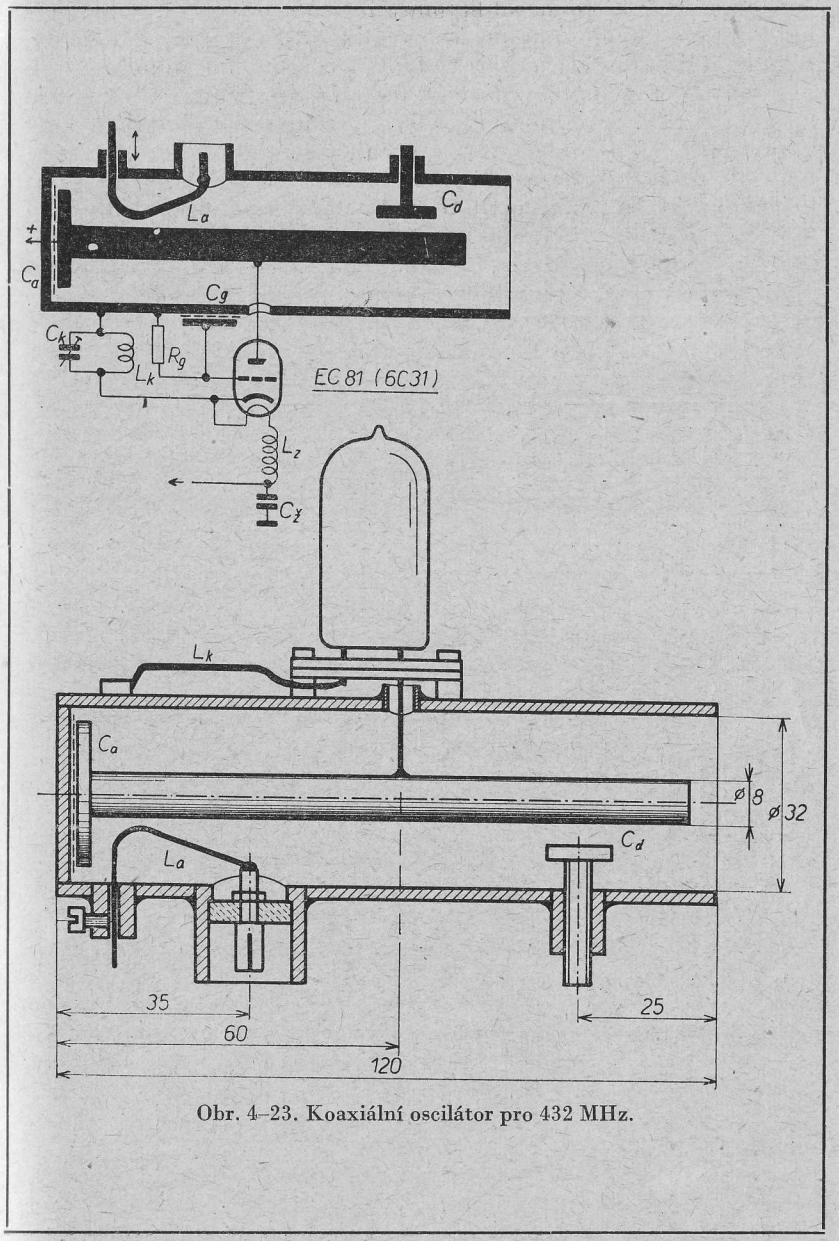
Příklad provedení oscilátoru s koaxiálním obvodem je na obr. 4–23. Je určen pro elektronku EC81.

IV–21. SÓLO OSCILÁTOR S TYČOVÝMI OBVODY

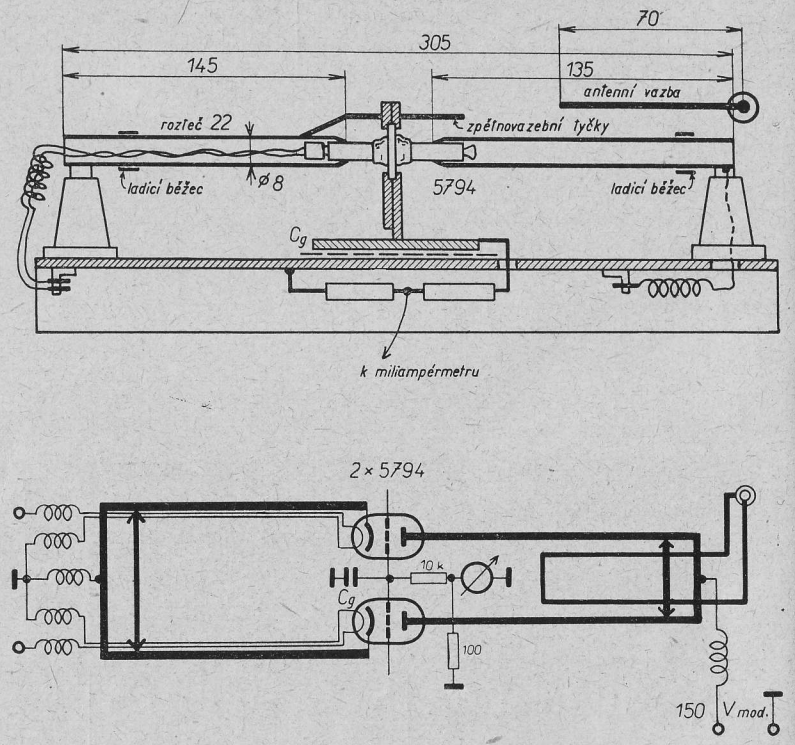
Velmi stabilní jsou souměrné oscilátory v tyčovém provedení. Na obrázku 4–24 je nakreslen oscilátor s tužkovými elektronkami typu 5794 s příkonem 10 W. Elektronky jsou zamontovány do přepážky, která je vysokofrekvenčně uzemněna. Je to provedeno podložením základny přepážky slídovým lístkem. Na katodách i anodách jsou nasunuty tyčové obvody z tenkostěnných trubek. Zpětná vazba je provedena kapacitně pomocí kousků drátu o průměru 1,2 mm, které procházejí keramickými průchodkami v přepážce. Zpětná vazba se nastaví přihýbáním drátků k anodovým tyčím. Oscilátor je pevně naladěn spojovacími můstky u konce tyčových obvodů.

Tyčové obvody v souměrném zapojení elektronek poskytují celou řadu možností v konstrukci. Jiný příklad pro běžnou elektronku je na obr. 4–25. Anody jsou připojeny na tyčky o průměru 4 mm, na které se nasouvají dvě trubičky spojené na můstku. Posouváním můstku jemným závitem ladíme anodový obvod. Celý oscilátor je vložen do krytu s dvojím dnem. Do prostoru mezi dny jsou vloženy součásti napájecích obvodů. Anténní vazba je připojena kapacitně.

Zapojíme-li do mřížkového obvodu miliampérmetr do dvou mA, lze tohoto přístroje použít jako GDO pro decimetrová pásma od



Obr. 4–23. Koaxiální oscilátor pro 432 MHz.

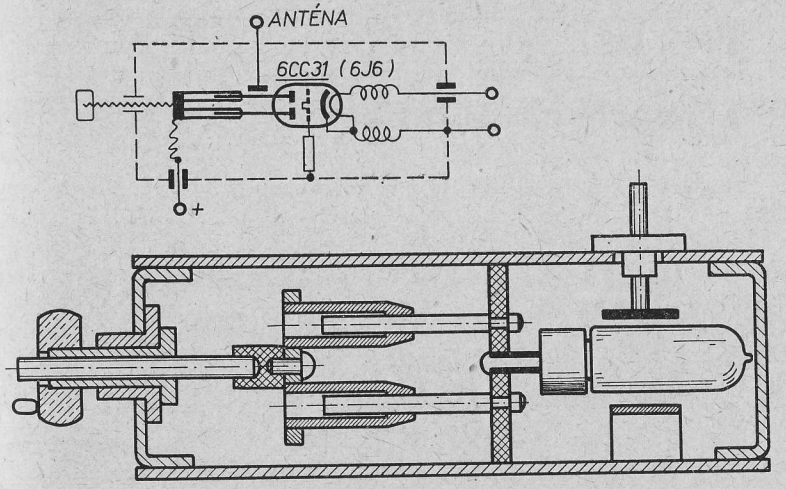


Obr. 4–24. Oscilátor s tyčovými obvody a tužkovými elektronkami.

55 do 75 cm. Oscilátor se výborně hodí pro pumpovací zdroj parametrického zesilovače (viz kapitola o přijímačích).

Nejlepších výsledků lze dosáhnout souosými obvody se speciálními elektronkami (majákové apod.). Těchto konstrukcí používáme s výhodou i pro vyšší pásma a jejich aplikace pro 70 cm pásma je pouze otázkou prodloužení obvodů. Příklady těchto konstrukcí jsou proto zařazeny do dalších odstavců.

Pro decimetrové vlny lze použít i jiných obvodů s vysokou jakostí. Jsou to zejména motýlové obvody, válcové obvody a obvody s proměnlivou kapacitou a indukčností. Jejich další předností je velký kmitočtový rozsah a nemají proto, jak již bylo ve třetí kapitole řečeno, využití pro amatérská pásma.



Obr. 4–25. Oscilátor pro 435 MHz s elektronkou 6CC31.

D

Vysílače pro vyšší pásma

IV–22. PÁSMO 1215 MHz A VÝŠE

Amatérské pásmo 1215 až 1300 MHz (23,1 až 24,7 cm) a ostatní vyšší pásma jsou velkou příležitostí pro amatérské konstruktéry. Je zde mnoho nových problémů, ale o to méně je dostupného materiálu. Je třeba si vzpomenout i na několik obětavých průkopníků v čele se s. Inž. Alexandrem KOLESNIKOVEM, kteří nelekajíce se potíží dospěli k překvapivým výsledkům. Několik konstrukcí oscilátorů s elektronkami na hranici jejich možností (LD1 a RD12Ta) je jistě úspěchem. Hlavní poznatky jsou zachyceny v „*Amatérské radiotechnice*“ i v několika článcích časopisu „*Amatérské rádio*“.

Pro pásmo 1215 až 1300 MHz se přirozeně daleko lépe hodí speciální elektronky určené pro decimetrové pásmo. A skutečně, v okamžiku, kdy se první taková elektronka objevila v rukou amatéra, náhle jako by zázrakem ustal zájem o oscilátory z uvedených inkurantů.

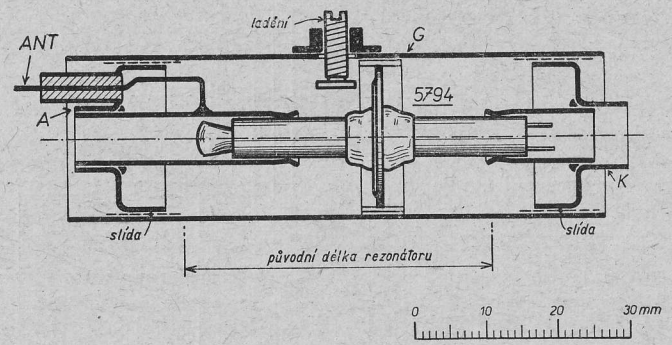
Vysílače, kterými v roce 1954 získaly československé stanice OK1KAX a OK1KRC světový rekord, měly speciální elektronky. Jeden vysílač měl planární triodu 5794 a druhý majákovou triodu LD12.

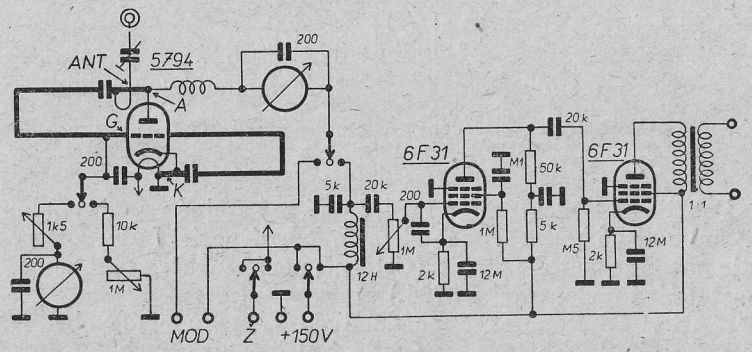
IV–23. MALÝ VYSÍLAČ S EL. 5794

Elektronka 5794 je v původním provedení již zamontována do koaxiálního rezonátoru jako kompletní oscilátor pracující na kmitočtu 1680 MHz. Toto provedení je však pro pásmo 1250 MHz příliš krátké. Pro použití elektronky musíme vnější plášť nahradit novým, delším. V takovém případě je možno použít po malé úpravě všech ostatních součástí. Oba písty budou asi o 16 mm posunuty k vnější straně. Píst pro katodovou stranu bude potřebovat vnitřní trubičku o několik milimetrů nad plamenem povytáhnout

a anodový píst potřebuje nahradit vnitřní trubičku novou, delší asi o 15 mm.

Do nového pláště použijeme i ladicí šroubek, který tvoří s anodovým válečkem elektronky kondenzátor. Při montování elektronky nezapomeňte opět vložit slídovou izolaci kolem pístu a dotykovou pružinku kolem mřížkového kotoučku. Malá mezera,



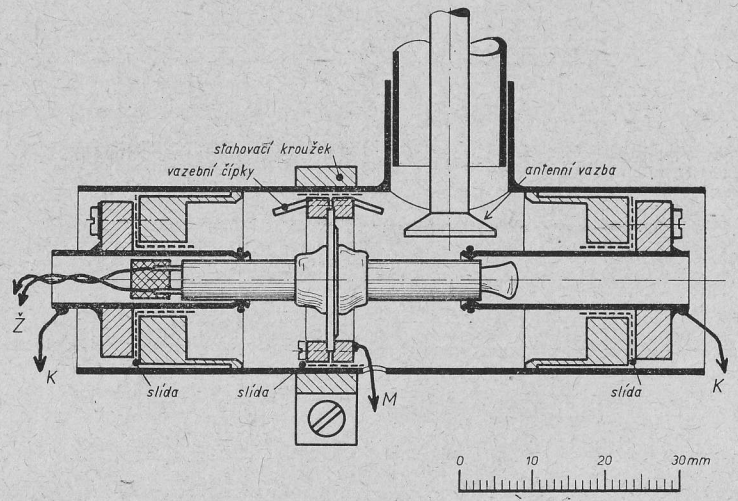


Obr. 4–26. Koaxiální vysílač s elektronkou 5794 pro kmitočet 1250 MHz.

která vzniká mezi mřížkovým kotoučkem a vnějším válcem, tvoří zpětnou vazbu mezi katodovým a anodovým obvodem. Při těsném spojení bez této mezery museli bychom zavádět zpětnou vazbu jiným způsobem (viz další příklad). Celé uspořádání oscilátoru i schéma zapojení je na obr. 4–26.

Seřízení je naprosto jednoduché. Ladicí šroubek dotáhneme těsně až k anodě. Zapojíme zdroj a posouváním jednoho z pístů (nejlépe katodového) vyhledáme místo s nejvyšším mřížkovým

proudem. To znamená, že elektronka pracuje. Vlnoměrem změříme délku vlny a podle výsledku posuneme oba písty buď ven nebo dovnitř, a to o stejnou hodnotu a znovu doregulujeme na nejsilnější oscilace. To opakujeme tak dlouho, až se dostaneme na spodní okraj pásma (1215 MHz). Potom si vyzkoušíme možnost ladění postranním šroubem.



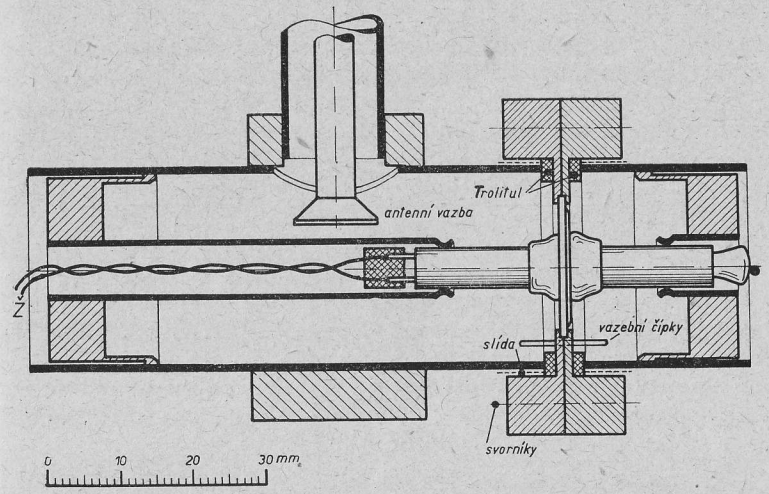
Obr. 4–27. Mechanické provedení oscilátoru s elektronkou 5794 pro kmitočet 1250 MHz.

Použijeme-li elektronky 5876, která má stejné rozměry, ale poněkud odlišné hodnoty, nebudeme mít k dispozici žádný rezonátor a je nutno se do toho pustit. (Ostatně, není překážek takovou cestu nastoupit i u elektronky 5794.)

Mřížkový kotouč sevřeme do dvou kroužků podle obr. 4–27. Těsně vedle kotoučku vložíme do izolačních dutinek a připravených drážek dva nebo tři izolované drátky přesahující na obou koncích asi o 5 mm. Tyto drátky tvoří zpětnou vazbu. Při montáži elektronky dbejme, aby se při stahování mezi zhotovené kroužky mřížkový kotouček nějakým způsobem mechanicky nenamáhal. Některé skleněné tělísko by potom mohlo prasknout. Skleněná tělíska, i když dělají dojem pevnosti, jsou poměrně křehká.

V této konstrukci musí být písty rozděleny izolací překlenutou velkou kapacitou. Vnitřní dotyková trubička musí přivádět anodě i katodě příslušná stejnosměrná napětí. Písty se pak mohou pomocí šroubu nastavit.

Další provedení je charakteristické rozdělením vnějšího pláště na dva díly s přírubami. Válce jsou vloženy izolačně do přírub. Elektronka se sevře mezi příruby. Tato konstrukce umožňuje jednoduchou výměnu vnějších plášťů pro různé experimenty (obr. 4–28).



Obr. 4–28. Mechanické provedení oscilátoru s elektronkou 5794 pro kmitočet 2300 MHz.

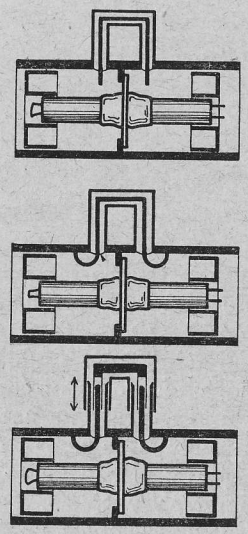
IV–24. APLIKACE PRO 2300 MHz

Pro pásmo 2300 MHz platí stejné zásady konstrukce jako pro 1250 MHz. Rozdíl je jenom v tom, že bude jiná délka vnějšího válce. Písty by se měly přiblížit k elektronce asi o 27 mm. Toto posunutí je však možné pouze na straně anody, kdežto katodový obvod je natolik zkrácen kapacitou elektronky, že délka obvodu pro 1215 MHz je již menší než potřebné posunutí. Proto na katodovou stranu použijeme obvodu $^3/_4\,\lambda$, tj. prodloužíme asi o 37,5 mm oproti vzdálenosti pro 1215 MHz. Anodový obvod zůstane $\lambda/_4$, a proto se zkrátí asi o 27 mm. Budeme-li potřebovat více místa v anodovém obvodu, například pro vložení vazební smyčky nebo vazební kapacity, bude nutné i pro anodový obvod volit délku $^3/_4\,\lambda$. *Ale tady pozor!* Jsou-li oba obvody konstruovány jako $^3/_4\,\lambda$,

může se snadno stát, že se objeví oscilace odpovídající prodlouženým délkám, jako když to jsou čtvrtvlnné obvody. To jsou ovšem vlny podstatně delší, a proto nežádoucí. Je proto nutno při seřizování oscilátorů se dvěma obvody $^3/_4\,\lambda$ trvale sledovat kmitočet vlnoměrem.

Jaké jsou podmínky pro použití obvodů o rezonanční délce $^3/_4\,\lambda$? Oscilace na nižším kmitočtu odpovídajícím $\lambda/_4$ místo $^3/_4\,\lambda$ nastanou tehdy, když oba obvody (katodový i anodový) budou shodou okolností naladěny na stejný kmitočet. Tato podmínka může nastat ve dvou případech. První případ vzniká tehdy, když bez ohledu na naladění obvodů na kmitočet odpovídající $^3/_4\,\lambda$ jsou shodou okolností naladěny na kmity odpovídající obvodům $\lambda/_4$, tj. pro podmínku $^3/_4\,\lambda$ jsou rozladěny. Takovouto situaci napravíme správným naladěním.

Druhý případ může nastat tehdy, jsou-li oba obvody shodné, je-li tedy jejich zkrácení stejné. Je to případ celkem zvláštní, poněvadž zatěžovací kapacity obou obvodů jsou zpravidla různé, není však vyloučen. Přídavné kapacity, zavedené konstrukcí rezonátorů, tomu mohou přispět. Tato zvláštní situace není závidění-hodná, poněvadž oba obvody reagují na změnu délky úplně shodně. Nastavení obvodu na kmity $^3/_4\,\lambda$ bude souhlasit s nastavením obvodů na $\lambda/_4$.



Obr. 4–29. Zpětné vazby koaxiálních oscilátorů.

Odstranění podmínek pro nežádoucí kmity podle předešlého odstavce dosáhneme buď změnou zatěžovací kapacity jednoho z obou obvodů, nebo změnou jeho charakteristické impedance. Obě cesty znamenají změnu součinu $C \cdot Z$, kterou se dostaneme na jinou křivku v diagramu na obrázku 3–39. I tak je však nutné, aby možnosti kmitání na žádaném a nežádaném kmitočtu nebyly těsně u sebe co do nastavení pístů nebo jiných ladicích elementů. Jinak bychom nežádoucí kmity těžko potlačili.

Z uvedených poznatků plyne ponaučení (*ryze amatérské — v profesionální praxi neplatí*) vyhýbat se použití obvodů $^3/_4\,\lambda$ na obou obvodech oscilátorů, pokud to není nutné. Je tedy výhodné alespoň jeden upravit ve formě $\lambda/_4$.

Při použití obou různých druhů obvodů u oscilátorů $\lambda/_4$ a $^3/_4\,\lambda$ vznikají ještě

nesnáze se zpětnou vazbou. Provedeme-li zpětnou vazbu popsaným způsobem podle obr. 4–27 a 4–28, budou porušeny normální fázové poměry, poněvadž vazební sondy (kolíčky) zasahují do míst s odlišnými fázemi. Důsledek se projeví na ladění oscilátoru tím, že anodový pokles charakteristický pro správné na ladění se nebude krýt s maximem mřížkového proudu. Pro úpravu fázových poměrů zpětné vazby je nutné vložit mezi vazební kolíčky určitý úsek vedení, kterým se fáze mezi vazebními členy posune. Délka vedení závisí na skutečné fázové situaci v obou obvodech, na umístění vazebních prvků (mohou to být nejen čípky, ale i smyčky) a na délce korekčního vedení (obr. 4–29). Zpětnou vazbu provedenou vně obvodu pomocí popsaného přídavného vedení můžeme využít i pro ochranu před nežádoucími kmity, když vazební element obvodu $^3/_4\,\lambda$ umístíme do uzlu napětí (při kapacitní vazbě) nebo do uzlu proudu (při induktivní vazbě). Nastavení takové vazby, při kterém je nutno respektovat i fázové poměry, je však trochu pracné vzhledem k nutnosti přesouvání vazebních prvků, tj. také příslušných otvorů v rezonátorech.

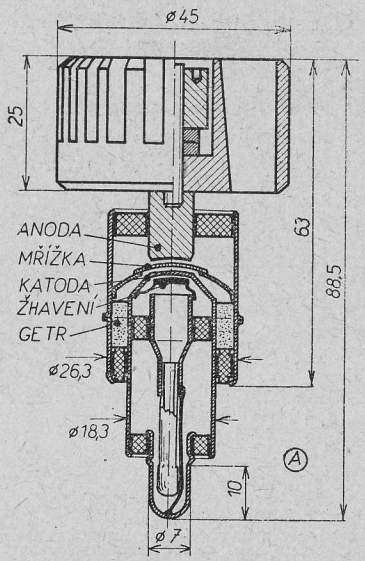
IV–25. VÝKONNÉ OSCILÁTORY PRO DECIMETROVÉ VLNY

Pro výkonnější oscilátory je nutno použít elektronek konstruovaných pro tyto účely. Jsou to majákové triody a jim podobné novější keramicko-kovové elektronky. Žádné z nich nejsou na běžném trhu k dostání. Některé závodní kroužky však mají jistě to štěstí a hlavně pochopení vedení závodů pro pomoc k získání tak vzácné součásti. To je dostatečný důvod pro zařazení několika příslušných odstavců do této příručky.

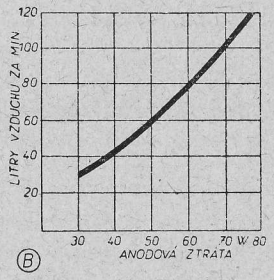
LD12 je jedna z dosažitelných elektronek, vhodných pro obě pásma. Přesný ekvivalent je sovětská elektronka ГИ12Б. Rozměrově ekvivalentní jsou elektronky LD11 a ГИ11Б. Odlišují se hlavně tím, že mají uvnitř systému již vestavěny zpětnovazební čípky, takže při použití těchto typů odpadá zvláštní zavádění zpětné vazby v rezonátorech. LD11 a ГИ11Б se proto nemohou použít jako zesilovače nebo násobiče kmitočtů. Elektronka má na anodovém vývodu nasazené žebrované těleso pro zlepšení chlazení (obr. 4–30A). Potřeba zvláštního chlazení je závislá na wattovém zatížení elektronky. Je-li anodový příkon max. 20 wattů, nevyžaduje nucené chlazení.

Větší zatížení vyžaduje nucené chlazení vzduchem, a to podle diagramu obr. 4–30 B. Diagram udává závislost potřebného chlazení v litrech za minutu na wattovém zatížení anody.

S chlazením však nesmíme plýtvat. Zde neplatí čím více, tím lépe. Speciální elektronky jsou většinou konstruovány pro určitý tepelný režim, pro který platí i udávané parametry. Pro elektronku ГИ11Б a ГИ12Б nemá teplota mřížkového tělesa (střední silný kovový válec) klesnout pod 60° C. Při nižší teplotě není dostatečně aktivní pohlcovač plynů (getr), který je, jak známo, u keramických elektronek velmi důležitý. Nejvyšší teploty pro uvedené elektronky jsou tyto: radiátor anody (chladicí žebrové těleso) + 200° C, válec mřížky +120° C a válec katody + + 100° C.



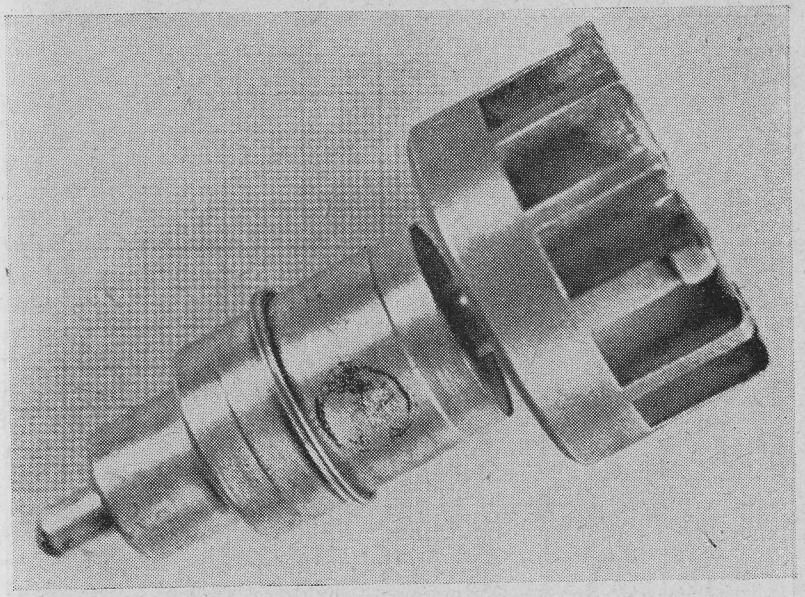
Obr. 4–30A. Elektronka pro koaxiální obvody ГИ12Б (LD12). – Rozměry.



Obr. 4–30B. Diagram potřebného chlazení a zatížení elektronky ГИ12Б (LD12).

Zhotovení oscilátoru s elektronkami typu ГИ12Б je prací pro zručného mechanika. Na obr. 4–31 jsou příklady provedení rezonátorů. Rezonátory prvního příkladu jsou laděny posuvnými zkratovacími písty. Základním ponaučením pro konstruktéra musí být: Elektronka musí být vložena tak, aby jednotlivé části nebyly vystaveny příčným i podélným tlakům jak vlivem zkřížení os, tak vlivem teplotní dilatace. V místech dotyku je však nutno náležitým tlakem zabezpečit malý přechodový odpor jak pro vf proud, tak pro odvádění tepla.

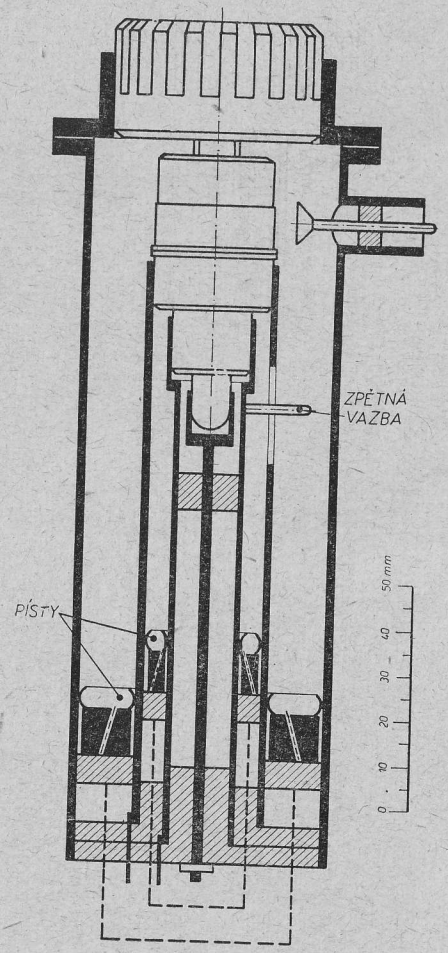
Druhý příklad (obr. 4–31B) má katodový obvod laděný pístem a anodový přídavnou kapacitou dvěma nebo více šrouby. Anodový chladicí radiátor je vysunut vně obvodu pomocí tepelně dobře vodivého sloupku. Délku anodového válce laděného pomocí bočních šroubů je nutno určit přesněji, poněvadž použitý způsob ladění neposkytuje tak široké



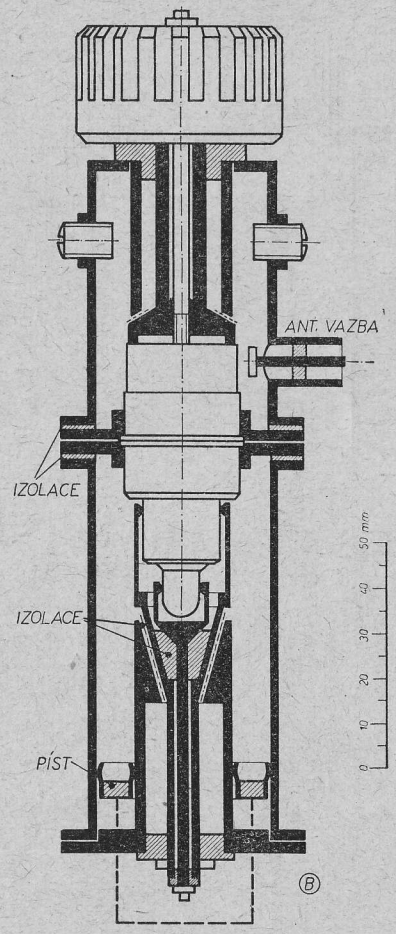
Obr. 4–30C. Keramická vysílací majáková trioda ГИ11Б.

možnosti jako ladění pístem. Výpočet je poměrně složitý, má-li být výsledek směrodatný. Provádět nastavení délky anodového válce zkusmo vyžaduje vyrobit si jeden válec na zkoušku bez vmontování výstupní vazby a prověřit, při jaké vlnové délce může pracovat. Z výsledku stanovíme správnou délku opravou o čtvrtinu naměřeného rozdílu délky vlny. Při pokusném měření si rovněž ověříme rozsah možností ladění pomocí šroubu, který je také směrodatný pro správnou volbu délky válce. Jsou-li ostatní rozměry dodrženy podle obrázku 4–31, bude délka anodového válce při použití elektronky ГИ12Б pro 1250 MHz 100 mm a pro 2300 MHz kolem 52 mm. Anténní vazba je provedena proměnnou kapacitou.

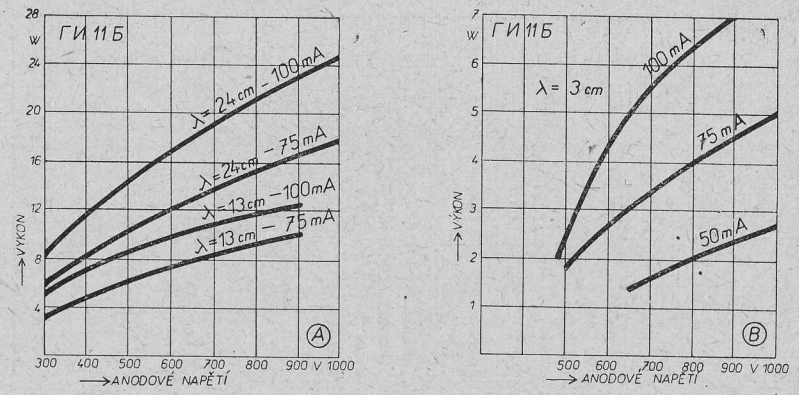
Při uvádění do chodu obou typů oscilátorů zapojíme do katodového obvodu do série s pevným odporem 100 Ω ještě potenciometr 500 Ω. Anodové napětí zapínáme až po náležitém nažhavení elektronky, tj. nejdříve za dvě minuty po zapnutí žhavení. Na anténní vývod připojíme autožárovku nebo anténu. Počítáme-li s vyšším zatížením elektronky, budeme mít také připraveno dmychadlo, které zapínáme a vypínáme současně se žhavením. Pro nastavení



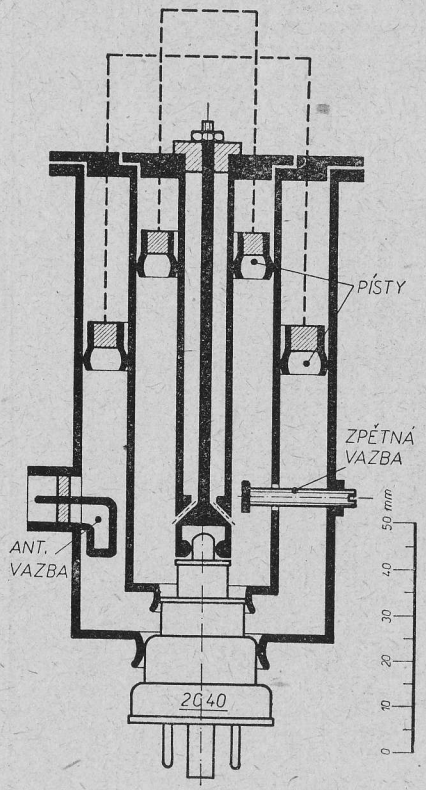
Obr. 4–31A. Provedení oscilátoru s elektronkou ГИ12Б s pístovým laděním (pro 1250 MHz).



Obr. 4–31B. Provedení oscilátoru s elektronkou ГИ12Б s kapacitním laděním v anodovém obvodu (pro 1250 MHz).



Obr. 4–32. Diagram výkonu elektronky ГИ12Б

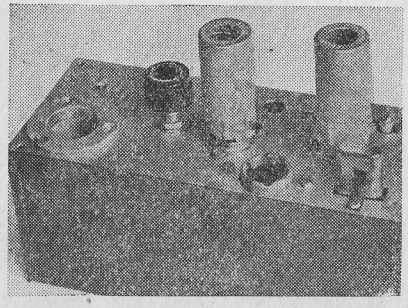


používáme raději nižšího napětí. Anodový proud při nasazení oscilací zpravidla značně stoupá a teprve při naladění anodového obvodu do rezonance poněkud klesne. (Kdyby nebyla připojena zátěž na výstup — žárovka nebo anténa — byl by pokles anodového proudu markantnější.) Při ladění sledujeme rovněž mřížkový proud. Pro dosažení správných provozních hodnot je někdy nutno změnit zpětnou vazbu, pokud není součástí vlastní elektronky. Diagramy na obr. 4–32 ukazují možnosti správných provozních hodnot pro různé zatížení elektronky ГИ11Б pro vlny 24 a 13 cm.

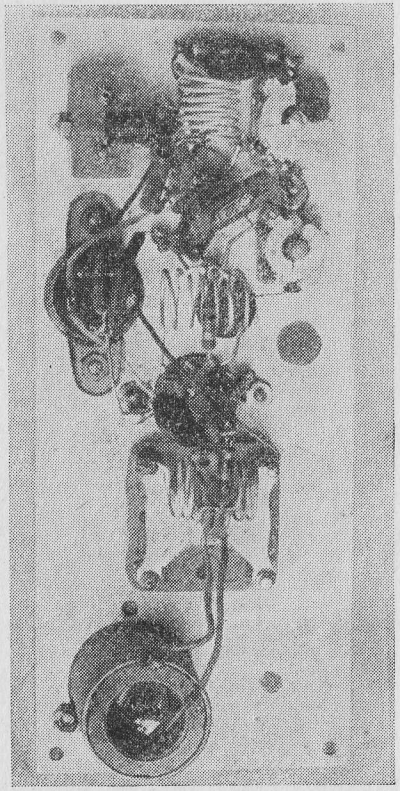
Pro úplnost je na obrázku 4–33 nakreslen příklad provedení oscilátoru s majákovou triodou.

Obr. 4–33. Provedení oscilátoru s majákovou triodou.

dení oscilátoru s elektronkou 2C40 (EC56, EC57). Zásady pro konstrukci a uvádění do chodu odpovídají předchozím příkladům.



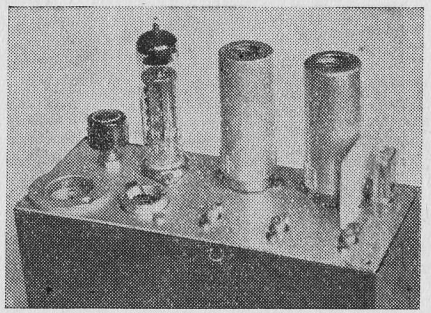
IV–26. VÍCESTUPŇOVÉ VYSÍLAČE PRO DECIMETROVÉ VLNY

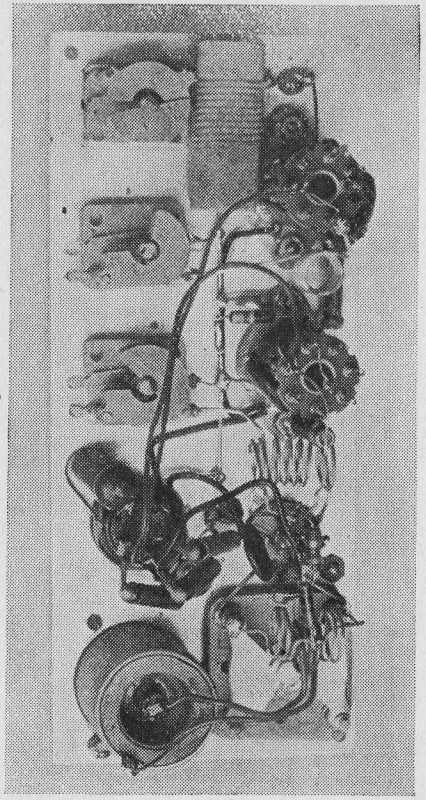


Obr. 4–34. Příklad provedení vysílače se dvěma 6CC31, obdoba příkladu 4–11.

Stabilita sólo-oscilátoru je vždy ožehavým problémem. Použijeme-li stabilních zdrojů a vynasnažíme-li se kompenzovat změny kmitočtu způsobené změnami teploty v oscilátoru, podaří se stabilitu udržet tak, že na přijímači v protější stanici nebude vážných překážek k udržení spojení. Horší je nestabilita způsobená modulací, neboť amplitudová modulace sólo-oscilátorů způsobuje vždy určitou kmitočtovou modulaci. — Pokud chceme pracovat s kmitočtovou modulací, stačí přivádět zcela malé modulační napětí na mřížku (nebo na katodu či anodu) a oscilátor bude slušně kmitočtově modulován. Při plně amplitudově modulovaném oscilátoru pak dostupuje zdvih nežádoucí kmitočtové modulace hodnoty několika MHz (při kmitočtech 1250 a 2300 MHz), někdy i více.

Zbývá jediná cesta. Použít, stejně jako si zvykáme na nižších pásmech, vícestupňových vysílačů. Velkým zlepšením je





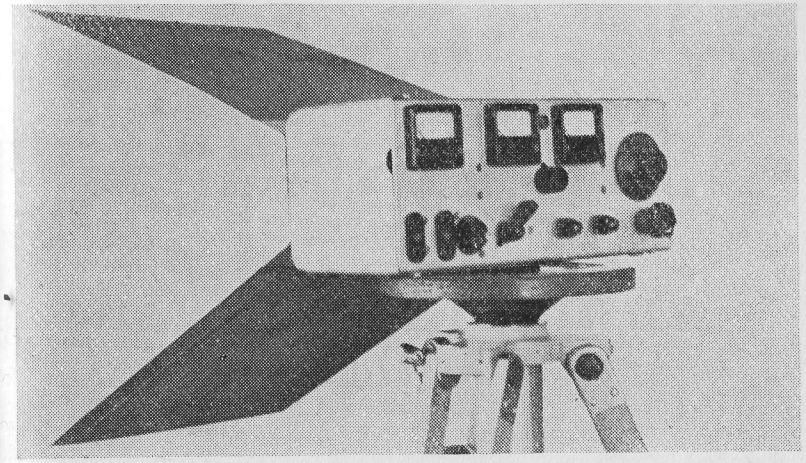
Obr. 4–35. Příklad provedení vysílače s el. QQE 03/12 pro 144 MHz

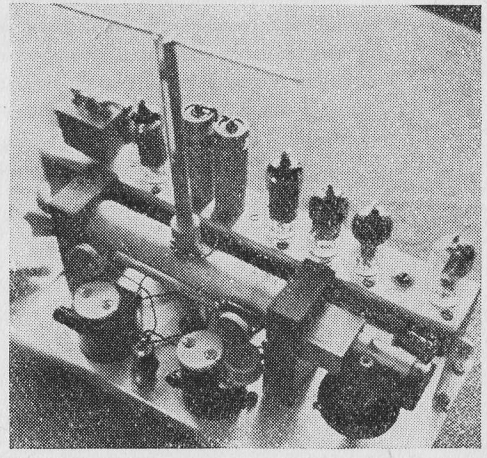
použití dvou stupňů oscilátoru s poloviční kmitočtem a zdvojovače se speciální elektronkou. Pochopitelně máme i možnost připojit před zdvojovač ještě víc násobících stupňů a pracovat pak například s krystalem. Tato možnost je vždy otevřená.

Elektronka může v koaxiálním obvodu pracovat jako zesilovač i jako zdvojovač. Provedení zesilovače i zdvojovače je analogické s provedením oscilátorů. Místo zpětné vazby upravíme vhodnou vstupní vazbu, zpravidla do katodového obvodu, poněvadž nejvhodnější zapojení decimetrových zesilovačů je s uzemněnou mřížkou. Pro zesilovače a násobiče kmitočtu nelze proto použít elektronky se zabudovanou zpětnou vazbou uvnitř systému typu LD11 a ГИ11Б.

Volba mezi koncovým stupněm s přímým zesílením a koncovým stupněm jako násobičem kmitočtu je velmi snadná. Máme-li k dispozici předstupeň dávající kmitočet 1250 MHz (případně 2300 MHz), je výhodné přímé zesílení, poněvadž dává plnou hodnotu výstupního výkonu. Musíme-li však kmitočet násobit v koncovém stupni, musíme počítat s redukovaným výkonem.

Stavba vysílačů pro decimetrová pásma má mnoho možností a variant, jak dokazují uvedené příklady, které jsou jen skromnou ukázkou. Celé zařízení, což se bude týkat i přijímačů na tato pásma, je otázkou mechanické zručnosti. Je hodně důležité, aby všechny vnitřní povrchy rezonátoru byly čisté hladké a dobře vodivé, tj. pokud možno postříbřené. Tuhost rezonátorů pomáhá dosažení dobré stability.





Obr. 4–36. Příklad praktického provedení vysílače pro pásmo 1250 MHz s elektronkou 5794 a anténou s úhlovým reflektorem.

Je rozumným zvykem montovat zařízení pro tato pásma přímo k anténě a všechno společně na nějaký pevný stativ. I když lze realizovat dobré vedení, které by bylo schopno dopravit energii k anténě několik metrů vzdálené, bráníme se tomu z jiného důvodu. Anténní směrové úhly jsou při těchto kmitočtech a při použití větších antén řadově kolem deseti stupňů. To vyžaduje již citlivé směrování s dostatečně pevnou nastavitelnou polohou. To je pohodlně dosažitelné na nízkém stativu.

V.

AMATÉRSKÉ PŘIJÍMAČE PRO VKV

Výsledky dosažené při stavbě amatérských přijímačů pro VKV jsou z velké části závislé na zkušenostech. Čtenář, který probírá tuto příručku soustavně, seznámil se částečně již v předešlé kapitole s některými typickými zvláštnostmi konstrukcí VKV zařízení. O to snadněji porozumí problémům přijímačů pro tato pásma. Kapitola obsahuje jak základní prvky zapojení, tak řadu praktických příkladů počínaje nejjednoduššími.

A

Základní technika

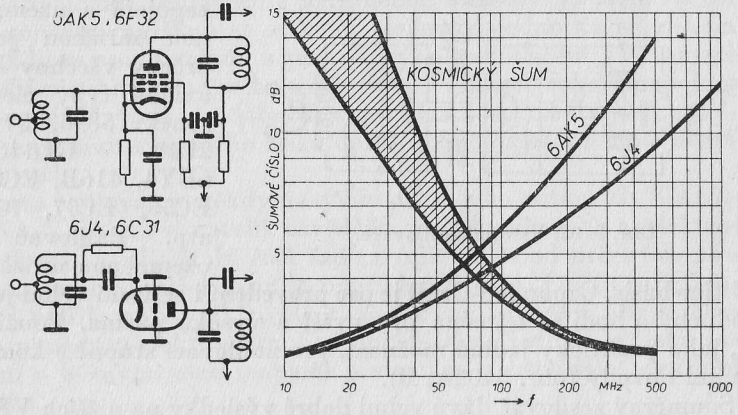
V–1. *Vf* ZESILOVAČE

V kapitole o šumu je uvedeno, že souhrn všech šumů, které zachycuje anténa, klesá s rostoucím přijímaným kmitočtem, zatím co šum přijímače se s kmitočtem zvětšuje.

Zde jsou ve výhodě krátkovlnní amatéři, kterým extrémní zmenšování šumu přijímače nepřináší žádné zlepšení, poněvadž šumy přivedené z antény převládají. VKV technika má stále problém jak překonat omezení příjmu, dané šumem přijímače. Čím je vyšší používaný kmitočet, tím je to horší.

Nástup televize si vynutil v posledních letech mnoho nových elektronek i zkušeností pro řešení kvalitních vstupních zesilovačů pro VKV.

Kritickým místem pro vznik šumu přijímače je první zesilovací stupeň a v něm použitá elektronka. Vstupní elektronka je také hlavním zdrojem šumu přijímače. Zkušenost ukazuje, že pro první stupeň VKV přijímačů lépe vyhovují triody než pentody. Použití pentody na vstupní zesilovač je výhodné do kmitočtu 100 MHz.

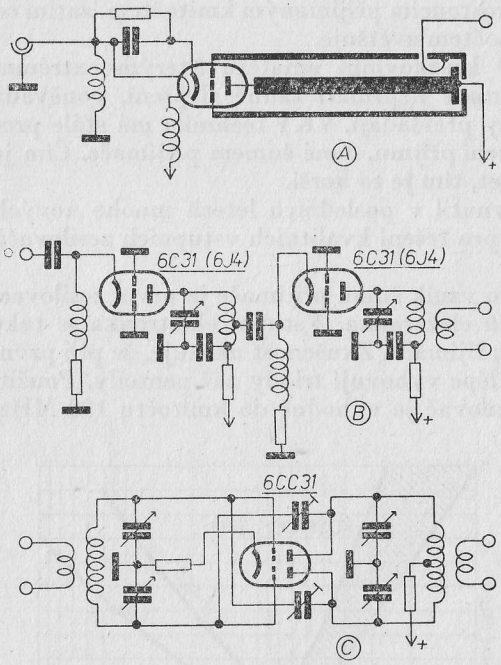


Obr. 5–01. Porovnání kosmického šumu s šumem elektronky.

Na diagramu 5–01 je naznačen průběh šumového čísla zesilovače pentody 6AK5 (6F32) a triodového zesilovače s uzemněnou mřížkou s elektronkou 6J4 (6C31). Na tomtéž diagramu je naznačena hodnota kosmického šumu v témže měřítku.

Z triodových zesilovačů se nejvíce používá zesilovače s uzemněnou mřížkou, neutralizovaného souměrného zesilovače a kaskodového zesilovače.

Pro zesilovač s uzemněnou mřížkou byla vyvinuta celá řada speciálních elektronek. Na první pohled je poznáme podle toho, že mají mřížku vyvedenou na několik nožiček, obyčejně na všechny, které by jinak zůstaly volné. To umožňuje jednak lepší odstínění vstupu od výstupu, jednak to, že mřížka je uzemněna paralelně více vodiči, takže výsledná indukčnost přívodu k mřížce je podstatně redukována. Mezi elektronky pro toto zapojení patří například tyto typy: 6C31, EC80, 6AJ4, 417A, 6BC4 atp. Výhradně pro zapojení s uzemněnou mřížkou jsou určeny všechny koaxiální typy elektronek: 5896, 5794, 2C40, GL446A, 6BY4, 416B, EC55, EC56, EC57, 7077 atp. Zesilovač s uzemněnou mřížkou (Gitler-basis, Grounded-Grid) je pro provedení i seřízení velmi jednoduchý a hodí se zejména pro vyšší a vysoká pásma. Používá se, jako prakticky jediná možnost, pro zesilovací stupně s koaxiálními obvody (obr. 5–02A, B).

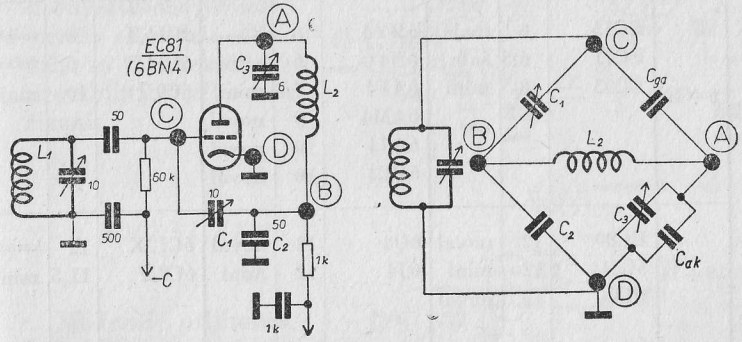


Obr. 5–02. Vstupní zesilovače.

Souměrný zesilovač dává velmi dobré výsledky na nižších VKV pásmech. Jeho výhoda vyniká při použití souměrné dvojité triody

6CC31, 6J6, ECC91, ECC85 atp. Vyžaduje neutralizaci, avšak její nastavení není kritické (obr. 5–02C).

K neutralizovaným zesilovačům s uzemněnou katodou patří i tak zvané neutrodynové zapojení, skutečně odvozené od prastarých neutrodynů. Jde o zesilovač s neutralizací vyváženou můstkovým zapojením kapacit elektronky a kapacit C_1 a C_2 (obr. 5–03). Kondenzátor C_1 se nastaví na minimální pronikání signálu zpět do bodu C. Konečné doregulování neutralizace se nejlépe provádí použitím šumového generátoru. Správné nastavení má vliv i na hodnotu šumového čísla.



Obr. 5–03. Anodová neutralizace (Neutrodyn).

V poslední době se nejvíce rozšířilo používání kaskodních zesilovačů. Spojením zesilovače s uzemněnou katodou se zesilovačem s uzemněnou mřížkou se získává zesilovací jednotka se ziskem a stabilitou srovnatelnou s pentodovým zesilovačem a šumovou charakteristikou triodového zesilovače. Přednost tohoto zapojení tedy spočívá v tom, že dobré šumové vlastnosti triody jsou povýšeny v poměru zvýšeného zisku oproti jednoduchému triodovému zesilovači.

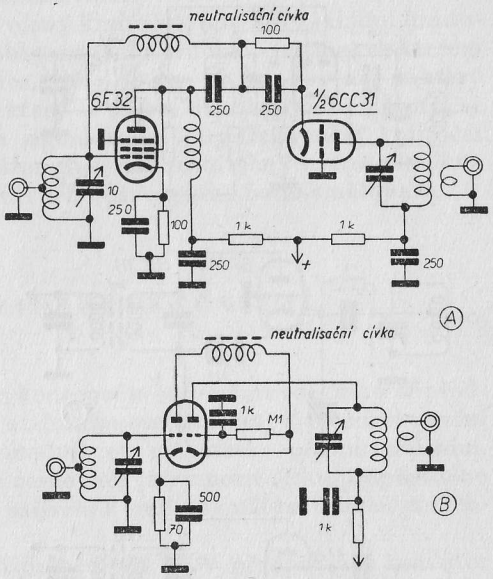
Tento zesilovač je někdy nazýván podle jeho autora H. WALLMANA. Zapojení se natolik osvědčilo, že ovlivnilo i vývoj elektronek. Dnes se již vyrábí celá řada dvojitých triod určených především pro tento účel. Jsou to například ECC84, PCC84, 6BQ7-A, 6BK7, 6BZ7 atp. Vznikla celá řada variací zapojení přizpůsobených použitým elektronkám. Na obr. 5–04 je jednak typické zapojení s běžnými elektronkami a zapojení se speciální dvojitou triodou.

V amatérské technice se používá jak dvou oddělených elektro-

Přehled elektronek pro vstupní obvody konvertorů podle strmosti

	S	Evropské značení			Americké značení			Sovětské značení		
	mA/V	typ	S	pozn.	typ	S	pozn.	typ	S	pozn.
TRIODY	< 6	EC81	5,5	noval	6C4	2	mini	12C3C	3	mini
		EC72	5,5	mini	6S4	4,5	noval	6C5Д	5	maják
					2C40	5	maják	6C13Д	5,2	keram
					6R4	5,5	noval	6C4C	5,4	noval
					6AB4	5,5	mini			
	6÷10	EC55	6	maják	6BY4	6	keram	6C16Д	6	tužková
		EC71	6,5	sub.	6N4	6	mini	6C11Д	6,5	tužková
		EC93	8	mini	6AF4	7,5	mini	6C9Д	10	maják
					6AM4	9	noval			
					6AJ4	10	noval			
					6BC4	10	noval			
	10÷14	EC80	12	noval	6Q4	12	noval	6C17K	12	keram
		6C31	12	mini	6J4	12	mini	6C2П	11,5	mini
		PC86	14	noval						
	> 14	EC56	19	maják	417A	24	noval	6C3П	19,5	noval
		EC57	21	maják	5842	24	noval	6C4П	19,5	noval
					416B	50	spec.	6C15П	45	noval
								6C11П	28	noval
DVOJITÉ TRIODY	< 6	6CC31	5,3		6AV7	3,1		6H1П	4,3	
		ECC91	5,3		12BH7	3,1		6H5П	4,2	
		6CC42	5,3		6J6	5,3		6H5C	4,5	
		ECC81	5,5		6AT7	5,5		6H3П	5,9	
								6H15П	5,6	
	> 6	ECC85	6		6BQ7	6,4		6H14П	6,8	
		PCC85	6,2		6BC8	6,2				
		PCC84	6,6		6AV7	8,5				
		PCC88	12,5		5687	11				
		E88CC	12,5							

nek, tak dvojité triody. Nedá se tvrdit co je lepší, poněvadž je to závislé na vlastnostech použitých elektronek. Jedno je však jisté, že montáž kaskody se dvěma elektronkami je pohodlnější, zvláště nejsou-li po ruce speciální miniaturní součástky. Kaskodovým zapojením lze dosáhnout zisku až 300krát. Takový zisk je naprosto dostačující pro dosažení příznivých podmínek pro šumové poměry směšovacích stupňů. *Je proto nesprávné používání dvou kaskodových zesilovačů za sebou.* Riskuje se tak nebezpečí nestability celého zařízení.



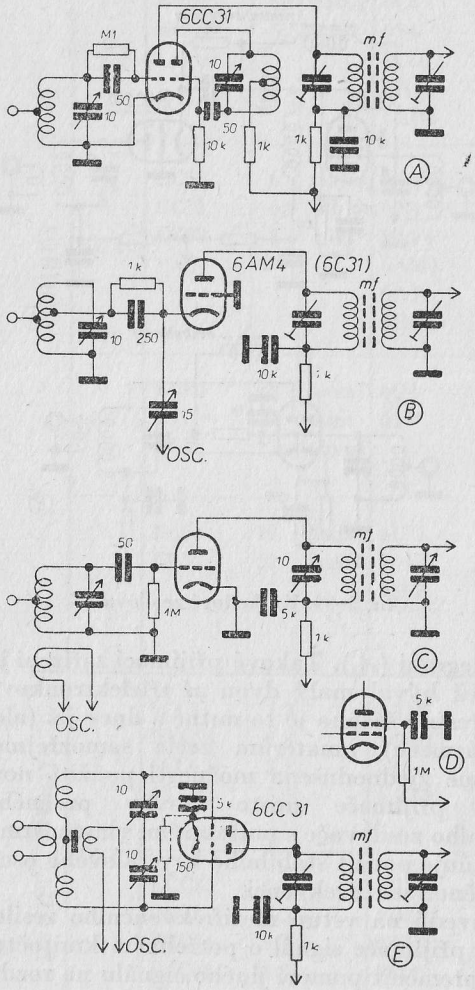
Obr. 5–04. Kaskodové zesilovače.

V–2. SMĚŠOVÁNÍ

Moderní přijímače pro VKV pásma pracují jako superheterodyny. Vede k tomu požadavek vysoké stability, velké selektivity a možnosti přijímat nemodulovanou telegrafii (A_1). Takové přijímací zařízení je podstatně rozměrnější než býval malý dvou až tříelektronkový superreakční přijímač. Přesto všechno je to nutné a dnes již (alespoň na nejnižších pásmech) amatérům zcela samozřejmé. Situace je ve valné většině zjednodušena možností použití normálního krátkovlnného přijímače místo stavby pracného a složitého mezifrekvenčního zesilovače s potřebnými vlastnostmi. Taková kombinace umožňuje použít stabilního krystalového oscilátoru a ladit pouze zmíněnou mezifrekvenci.

K tomu, abychom přivedli na vstup mezifrekvenčního zesilovače, tedy na vstup KV přijímače signál o potřebném kmitočtu, musíme signál z antény přeměnit pomocí jiného signálu na rozdílový kmitočet. Směšovače, které tento úkol splňují, je možno zhotovit několika způsoby. Problém směšovače je především proble-

mem jeho šumu. Elektronka zapojená jako směšovač má mnohem větší šum než zesilovač. Například šum triodového směšovače je 6,5 krát větší než šum stejné elektronky zapojené jako zesilovač. Proto musíme signál před směšovačem zesílit, aby podíl šumu daný směšovačem byl zanedbatelný oproti šumu vstupní elektronky. K tomu přistupuje ještě okolnost, že směšovací strmost elektronky je přibližně čtvrtina až třetina (i méně) strmosti statické. Pro směšovače na VKV hledáme proto typy elektronek s velkou strmostí statickou, tedy i s úměrně větší směšovací strmostí.



Obr. 5–05. Základní zapojení směšovačů pro VKV.

Značně vyšší směšovací účinnost mají tzv. balanční modulátory. Jejich přednost ještě více vynikne v kombinaci se souměrným předzesilovačem. Na obrázku 5–05 je několik příkladů popisovaných druhů zapojení směšovače.

Oscilátor je vlastně součástí směšovače, poněvadž dodává potřebný druhý kmitočet. Od oscilátoru toho vyžadujeme mnoho, ale jsou to všechno splnitelné podmínky. Oscilátor musí být především stabilní. Nejjednodušší cestou k dosažení stability je použití krystalu. Ale pozor, směšovač pro pásmo 435 MHz s pevným

kmitočtem oscilátoru vyžaduje rozsah ladění mezifrekvence 10 MHz a vyšší pásma ještě více. To vede k tomu, že v některých případech musíme použít laděného oscilátoru.

Oscilátor musí dodávat nezkreslený průběh kmitů, prostý harmonických a subharmonických kmitů (tj. zbytků kmitočtů, před vynásobením). Pomocný kmitočet obsahující harmonické kmity zhoršuje šumové poměry směšovače.

Oscilátor musí mít tak volený kmitočet, aby ani základní kmitočet krystalu, ani jeho násobky nepadly přímo do pásma, ve kterém se bude ladit mezifrekvence. Dále dbáme na to, aby ani některý subharmonický kmitočet, který se objeví na výstupu oscilátoru, se nesměšoval s přijímaným signálem na mezifrekvenční kmitočet v použitém rozsahu. Oscilátor musí mít dostatečný výstupní výkon pro možnost nastavení správného pracovního bodu směšovače.

V. – 3. MEZIFREKVENČNÍ DÍL

VKV přijímače moderní koncepce sestávají z kvalitního vf předzesilovače, směšovače (se stabilním oscilátorem) a mezifrekvenční částí, za níž následuje demodulace s nízkofrekvenčním zesílením. Účelem mezifrekvenčního zesilovače je vymezit šířku propustného pásma celého přijímacího zařízení a zesílit signál na úroveň potřebnou k demodulaci.

Dnes vžitá koncepce přijímače pro VKV předpokládá oscilátor s neproměnným pevným kmitočtem a stabilní proměnný (laditelný) mezifrekvenční zesilovač. Toto uspořádání je výhodné zvlášť na dvoumetrovém pásmu, jehož šířka je pouze 2 MHz. Šířka pásma 2 MHz při kmitočtu 145 MHz dává totiž možnost uspořádat pevné, neladěné vstupní zesilovače a směšovače, propouštějící celé dvoumegahertzové pásmo.

Kmitočet laditelné mezifrekvence volíme podle několika hledisek. První velmi přibližné pravidlo doporučuje volit mf kmitočet nanejvýš 10 % z kmitočtu přijímaného. Toto plyne z přiměřeného vztahu mezi selektivitou a zrcadlovým poměrem. Zrcadlem jmenujeme nežádoucí pronikající signál vysílače, jehož kmitočet se liší o dvojnásobek mf kmitočtu od normálně přijímaného kmitočtu. Podle uvedeného pravidla měla by být mezifrekvence pro pásmo 145 MHz kolem 15 MHz. Zesilovat takový kmitočet se správným vymezením šířky pásma je neproveditelné, a proto přistoupíme k druhému směšování, při kterém budeme ladit oscilátor a získáme

nízkou pevnou (neladitelnou) mezifrekvenci (například 445 kHz nebo 1700 kHz atp.). Takováto mezifrekvence není nic jiného než běžný krátkovlnný komunikační přijímač, který již obsahuje ostatní potřebné náležitosti (demodulaci, záznějový oscilátor, proměnnou šířku pásma atp.).

Co od takového přijímače požadujeme? Hlavní podíl na šumu je dán vstupem konvertoru a při jeho správné funkci je úroveň nejslabších přijímatelných signálů na vstupu mezifrekvence řádově vyšší než je citlivost běžného KV přijímače. Poměr signál-šum celého zařízení se ještě zlepšuje zmenšováním šířky propustnosti KV přijímače. Pro příjem signálu rozptylovým odrazem má být šířka propustnosti menší než 1 kHz. Pásmové filtry v KV přijímači přinášejí výborné výsledky. Pro příjem signálu A_3 (Fone-provoz) je správná šířka propustnosti kolem 3 kHz (pro místní spojení může být širší) a pro příjem signálu A_1 případně A_2 (CW a ICW) je výhodná šířka pod 0,8 kHz (i menší).

Nepřehánějme to nikde se ziskem! Proč? Konvertor VKV přijímače je širokopásmový, to znamená, že celým konvertorem procházejí všechny signály, které v rozsahu šířky pásma zachytila anténa. Silné signály (blízkých stanic) slyšíme někdy při poslechu jiné stanice s docela jiným kmitočtem. Je to způsobeno křížovou modulací ve všech nelineárních členech, především ve směšovači. Čím mohutnější bude předzesilovač, tím více i slabší signály způsobí křížovou modulaci. Zesílení je tedy nutno správně rozvrhnout. V předzesilovači jen tolik, kolik je nutné k překonání šumu směšovače, ve stupních za směšovačem jen tolik, kolik je nutno na překonání průniku KV signálu na vstup přijímače. Pamatujme, že i první stupeň KV přijímače nemá ještě plnou selektivitu celého přístroje a křížová modulace může vzniknout i zde.

Zhotovení tzv. „*špičkové*“ VKV přijímací soupravy vypadá na pohled jednoduše, ale přiblížení se k hranicím možností nám může, jak je patrno, způsobit řadu nových starostí. Chceme-li mít přijímač, který kromě výborného šumového čísla a skvělé selektivity bude „také schopen přijímat“ i za ztížených podmínek (například při soutěži, když je pásmo plné), je nutno přistupovat k celkové koncepci s náležitou rozvahou. – Univerzální recept pro to není, poněvadž každý má jiné možnosti a podmínky. Stačí srovnat si v hlavě to, co tu bylo řečeno, s předpokládanými základními znalostmi radiotechniky.

Pro pásmo 435 MHz a vyšší je situace pro volbu mezifrekvence značně obtížnější, poněvadž jde o překlenutí širších rozsahů. Je to problém, který je nutno rozseknout. Technické řešení problému je dvojí. Buď zůstat u superreakčních přijímačů, nebo budovat náročnější zařízení s širšími rozsahy. (*Organizační řešení by bylo opravdu výhodnější.*) Příklady řešení uvedené v další stati vycházejí z rozumného předpokladu, že se z vyšších pásem pro vážnou práci používá jen přiměřené části.

V–4. POZNÁMKY KE KONCEPCI VKV PŘIJÍMAČŮ

K uvedeným všeobecným poznatkům o mezifrekvenci je nutno doplnit ještě několik řádků. Naznačená koncepce přijímací soupravy nevylučuje možnost realizovat zcela samostatný VKV přijímač stejných vlastností. Je k tomu nutné načerpat trochu znalostí z KV techniky. Samostatný přijímač, i když bude vycházet ze stejné koncepce, bude podstatně jednodušší, poněvadž odpadne složité a náročné přepínání rozsahů. Malý zdvih ladění (pouze o 2 MHz) ještě usnadňuje celou situaci. Touto cestou lze dosáhnout amatérskými prostředky výborného a při tom malého zařízení.

Připojení konvertoru k mezifrekvenci (KV přijímač nebo mezifrekvence vlastní výroby) musí být provedeno velmi pečlivě souosým kabelem s dobrým konektorem. Kmitočet mezifrekvence spadá do oblasti krátkých vln, která je hustě zaplněna nejrůznějšími signály. Krátkovlnné signály dosahují v době dobrých podmínek pro šíření použitého kmitočtu síly pole často několik milivolt i více. Takové signály velmi snadno proniknou i malou „skulinkou“ na vstup citlivého přijímače. Čím delší je potřebná spojka, tím větší je možnost pronikání. Pronikání KV signálu je ovšem závislé, jak již bylo řečeno, na úrovni mezifrekvenčního signálu na výstupu z konvertoru.

Zhotovení přijímače má delší dobu předcházet stavbě vysílače. To platí zejména pro první přijímač a první vysílač, tj. pro všechny začátečníky. A proto v této stati začneme tím nejjednodušším, na pomoc úspěšnému startu budoucích VKV amatérů.

B

Praktické příklady přijímačů pro 145 MHz

V–5. KONVERTOR S JEDINOU 6CC31

Jednoduchý konvertor lze zhotovit s jedinou elektronkou. Příklad takové konstrukce je na obrázku 5–06. Elektronka 6CC31 (6J6) má jeden systém zapojený na vstupu konvertoru, pracující přímo jako směšovač. Druhý systém je zapojen jako laděný oscilátor, kmitající přímo na potřebném kmitočtu. Je počítáno s mezifrekvenčním kmitočtem 7 MHz. Konvertor u podobného zapojení je možno použít pro více pásem od 21 do 146 MHz, případně do 435 MHz, tedy i pro vyšší krátkovlnná pásma, která na mnohých jednodušších KV přijímačích chybí. Volba pásma se řídí výměnou cívek, a to primitivním způsobem: připájením. Použití jiných výměnných doteků je možné jen pro nižší pásma. Použití pájedla pro přepínání je na místě již proto, že jde o zařízení, které bude jistě brzo vystřídáno náročnějším.

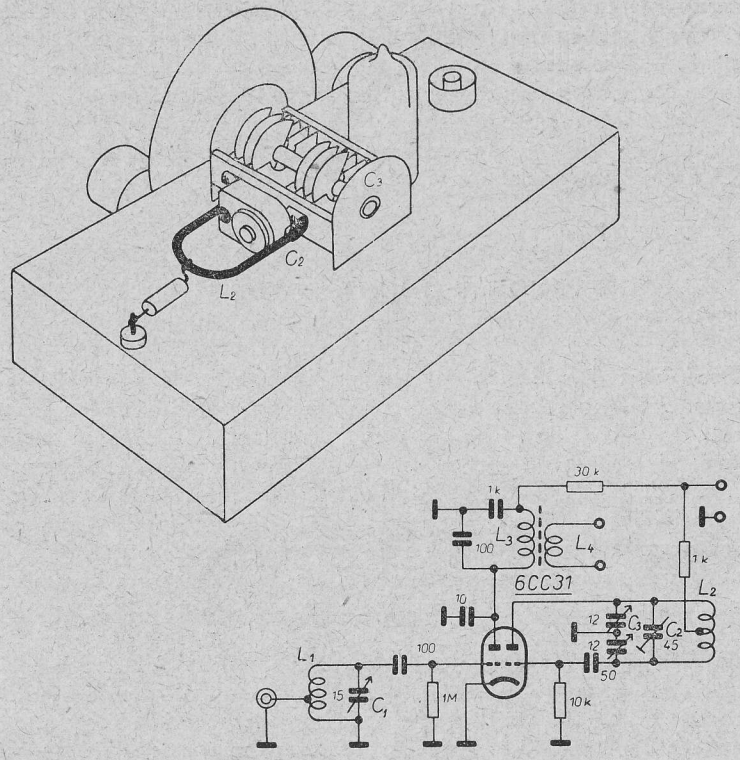
Vstupní obvod je montován zespodu na šasi a oscilátorový obvod nahoře. Vazba oscilátoru na směšovač je vnitřní kapacitou elektronky. Šasi má rozměr 130×180×50 mm a umožňuje velmi pohodlnou montáž. Pokud nejsou po ruce ladicí kondenzátory, je možno je zhotovit. Celkové provedení a zapojení je zřejmé na obrázku.

Konvertor je možno napájet buď z použitého KV přijímače, který jistě ještě jednu elektronku uživí, nebo ze zvláštního zdroje. Na žhavení je potřeba 6,3 V a 0,45 amp. a anodová spotřeba je kolem 12 mA při napětí 75 až 150 V. Uvedené rozměry cívek je nutno upravit podle skutečně použitých kondenzátorů. Pro úpravu cívek je výhodné použít GDO. Cívku zamontujeme a změříme rezonance při krajních polohách kondenzátoru a podle výsledku ještě upravíme počet závitů.

Poznámka pro začátečníky: GDO, tj. tzv. Grid-Dip-Oscilátor, tj. sací měřič rezonance, je velmi užitečný a při tom jednoduchý přístroj, který by měl mít po ruce každý radioamatér. Jeho zhotovení je nutno si zařadit do programu ihned po tomto konvertoru nebo ještě lépe předem.

Seřízení přístroje je jednoduché. Směšovač pracuje s nejmenším

šumem při anodovém napětí kolem 75 V. Podle použitého zdroje změníme případně odpor 30k tak, aby anodové napětí směšovače bylo 75 V. Po zapnutí konvertoru zkontrolujeme kmitočet oscilátoru, který má být o 7 MHz menší než přijímaný signál. Pro



Obr. 5–06. Konvertor s jedinou 6CC31.

L_1 – 2 závity o průměru 12 mm z drátu 2 mm, rozteč závitů 6 mm, odbočka $^3/_4$ závitu od zem. konce; L_2 – vlásenková smyčka z drátu o průměru 2 mm, dlouhá 25 mm, široká 25 mm; L_3 – 24 závity drátu 0,5 na 10 mm železovém jádru; L_4 – 4 závity drátu 0,5 mm.

snadnější nastavení oscilátoru jsou určeny trimry C_2, které při výměně cívek zůstanou s nimi spojeny. Těmito trimry doladíme oscilátor pro vyhovující polohu ladicího kondenzátoru C_3. Poté připojíme konvertor k přijímači, na kterém naladíme na 7 MHz. Pomocí GDO a S-metru na přijímači doladíme mezifrekvenční cívku kon-

vertoru na 7 MHz. Nyní se už můžeme pokusit zachytit signál s připojenou anténou. Kondenzátorem C_1 doladíme vždy přijímaný signál na maximum.

Mezifrekvenční kmitočet nemusíme přesně dodržet. V případě, že proniká do přijímače rušivý signál z KV pásma, pootočíme přijímačem na klidné místo. Bude-li změna příliš veliká, musíme doladit i okruh L_3. Není také nutno při stavbě dodržet uvedený kmitočet. Vyhovuje-li tomu použitý přijímač, je možno použít i jiného kmitočtu. Důsledek se projeví na úpravě cívek oscilátoru, a to zejména u nižších pásem (pokud budou používána).

Je nutno zdůraznit, že uvedený příklad nelze pokládat za vrchol techniky, ale pouze za pomůcku pro první krůčky začínajícího VKV amatéra, pro získání prvních zkušeností.

V–6. KONVERTOR K ROZHLASOVÉMU PŘIJÍMAČI

Druhým jednoduchým příkladem je konvertor pro připojení k standardnímu rozhlasovému přijímači (se středovlnným rozsahem). Jde o kombinaci konvertoru s laditelným oscilátorem a druhým směšovačem s pevným krystalovým oscilátorem s výsledným kmitočtem 1,5 MHz, tj. začátek středovlnného rozsahu rozhlasového přijímače (200 m).

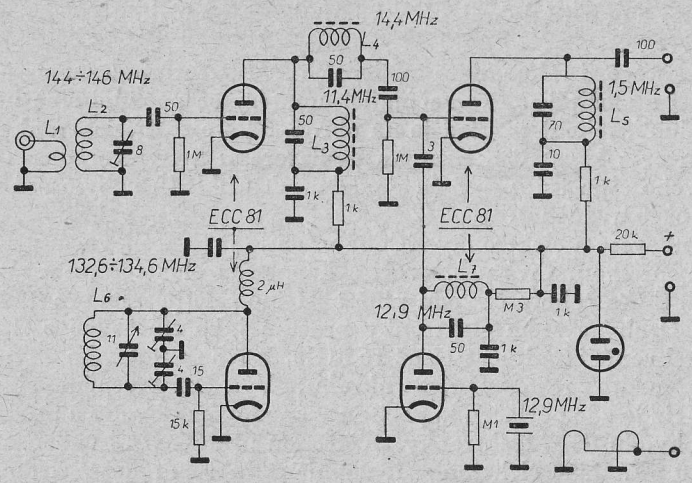
Na prvním stupni pracuje jeden systém elektronky ECC81 ve funkci směšovače s anodovým obvodem naladěným na 11,4 MHz, kondenzátorem s a cívkou L_3. Oscilátor se ladí od 132,6 do 134,6 MHz a použito je druhého systému první elektronky ECC81, jehož kmity se přenášejí kapacitou mezi mřížkovými nožičkami elektronky na první systém. Zde se směšují na první mezifrekvenční kmitočet 11,4 MHz. Oscilátor je laděn kondenzátory 11 a 4 pF. Kondenzátor 2×4 pF je pro nastavení do pásma a kondenzátorem 11 pF se provádí vlastní jemné ladění.

Druhá elektronka ECC81 je druhá kombinace směšovač-oscilátor a převádí mezifrekvenci 11,4 MHz na 1,5 MHz pro připojení k rozhlasovému přijímači. Mezi oba směšovače je zapojen obvod C_3L_4 pro potlačení zrcadlového kmitočtu druhého směšovače posunutého o 3 MHz ($2\times1,5$ MHz) od kmitočtu signálu. Tento hradicí obvod je proto naladěn na 14,4 MHz.

Anodový obvod směšovače je naladěn na kmitočet 1,5 MHz kondenzátorem a cívkou L_5 laděnou železovým jádrem. Spojení s rozhlasovým přijímačem je provedeno krátkým kouskem koaxiálního kabelu. Oscilátor pro druhé směšování je řízený krystalem (12,9 MHz).

Konvertor je namontován na jednoduchém šasi s panelem. Obvod oscilátoru je umístěn na vrchní straně šasi a ostatní obvody na straně spodní. Pro napájení je nutno použít stabilizovaného napětí 150 V s odběrem kolem 18 mA. Žhavení je podle zapojení elektronek 6,3 V a 0,6 A nebo 12/6 V a 0,3 A.

Sladění konvertoru se provádí od konce. Konvertor zapojíme k přijímači naladěnému na kmitočtu 1,5 MHz (tj. 200 metrů). Výstupní cívku L_5 vyladíme na nejsilnější šum. Pak naladíme cívkou L_7 druhý oscilátor. Kmitající oscilátor způsobí další slyšitelné zvýšení šumu. V další operaci zavedeme signál 145 MHz (přiblížením GDO k anténnímu přívodu). Kondenzátor 11 pF natočíme na poloviční kapacitu a kondenzátorem 2×4 pF vyladíme oscilátor na největší slyšitelnost signálu 145 MHz na přijímači (k tomu je výhodné GDO modulovat, alespoň síťovým brumem). Tím je oscilátor naladěn do pásma. Pak zbývá pomocí 8 pF, L_1, L_5 a L_7 doladit konvertor na maximální sílu signálů. To je nejsnadnější při praktickém poslechu na pásmu, poněvadž GDO je příliš silným zdrojem pro jemné vyladění (za předpokladu, že není po ruce signální generátor nebo šumový generátor).



Obr. 5–07. Konvertor k rozhlasovému přijímači.

L_1 – 4 závity 0,6 mm mezi závity L_2; L_2 – $4^1/_2$ závitů drátu 1,3 mm na průměru 10 mm, délka 12 mm; L_3, L_4 a L_7 – cívky laděné jádrem 2–3 H; L_5 – cívka laděná jádrem 65–105 H; L_6 – 4 závity drátu 1,3 mm na průměru 8 mm.

V–7. JEDNODUCHÉ MODERNÍ PROVEDENÍ KONVERTORU

Moderní konvertory vycházejí ze snahy umožnit spojení na větší vzdálenosti, případně s využitím zvláštních druhů šíření i velkých vzdáleností. To předpokládá především možnost telegrafního provozu se zařízením o vysoké stabilitě a dobrým cejchováním stupnice. Prakticky je vyloučeno použití laděného oscilátoru podle předešlých příkladů, a naopak je na místě pevný, krystalem řízený oscilátor a použití dobrého KV komunikačního přijímače jako mezifrekvence.

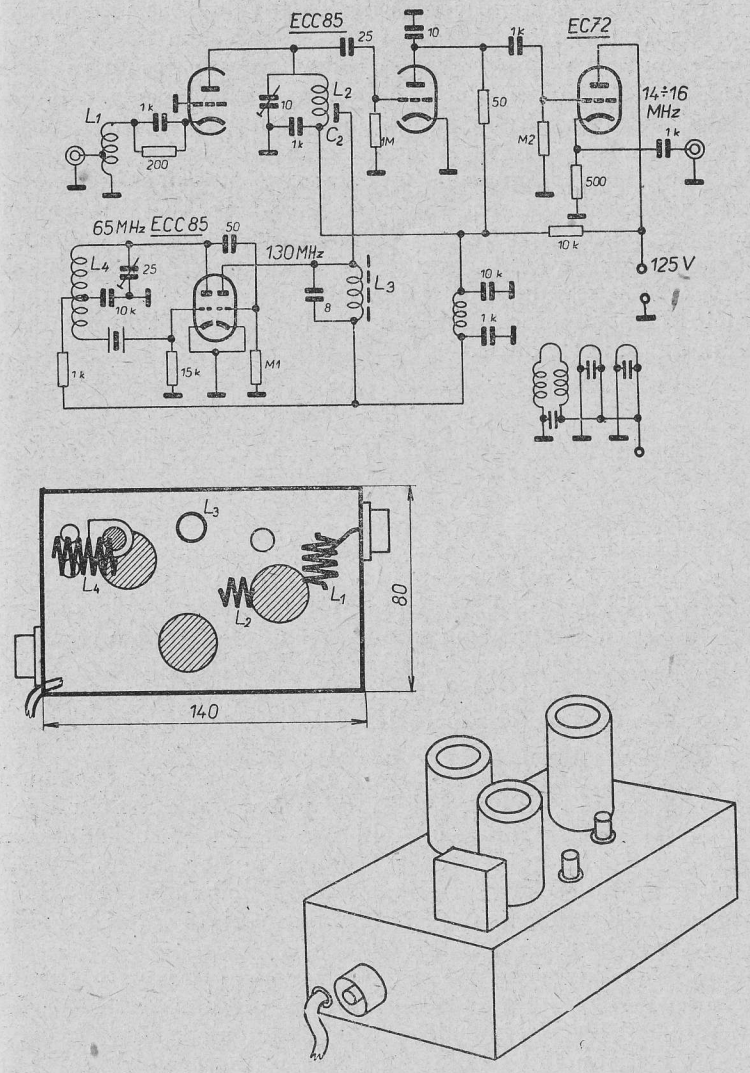
I v kategorii takovýchto moderních konvertorů nalezneme jednodušší a složitější. Pro začínající amatéry se pochopitelně hodí jednodušší, jejichž příklad je na obr. 5–08. Je to tříelektronkový konvertor s krystalem řízeným oscilátorem; konvertor dosahuje šumového čísla asi $n \doteq 5$ (u předchozích příkladů nebylo ani šumové číslo uváděno).

První systém elektronky ECC85 pracuje jako zesilovač s uzemněnou mřížkou. Cívka L_1 tvoří s kapacitou elektronky vstupní obvod. Šířka tohoto obvodu plně obsáhne celé pásmo 144 ÷ 146 MHz. Druhý systém elektronky pracuje jako směšovač a dává mezifrekvenční kmitočet 14 až 16 MHz. V jeho anodovém obvodu není použito rezonančního okruhu. Vysokofrekvenční signál 145 MHz je zde potlačen kapacitou v anodovém obvodu a mřížkovém obvodu další elektronky, zvětšenou přídavným kondenzátorem 10 pF. Další elektronka je zapojena jako katodový sledovač přizpůsobující vysokou impedanci směšovače impedanci na výstupní vedení.

Oscilátor je tvořen krystalovým harmonickým oscilátorem se zdvojovačem s výsledným kmitočtem 130 MHz. Kapacitní vazba C_2 se směšovačem je provedena kouskem drátu přihnutým mezi závity cívky L_2. Harmonický oscilátor je samozřejmě možno nahradit jiným zapojením podle kmitočtu krystalu s patřičným násobením.

Konvertor je montován na jednoduché šasi bez přepážek. Jeho rozměry jsou 140 × 80 × 55 mm. Pro montáž nejsou zvláštní připomínky, jsou-li dodrženy obecné zásady zapojování. Cívky L_1 a L_2 jsou kolmo k sobě.

Pro nastavování si zapojíme mikroampérmetr (do 100 mikroampér) přes odpor 100 kΩ mezi mřížku směšovače a zem. Odpor musí být připojen těsně u elektronky s kratičkým přívodem. Druhý konec odporu vedoucí k mikroampérmetru blokujeme těsně u tě-



Obr. 5–08. Jednoduchý moderní konvertor.

L – 4 závity drátu 1,3 mm na průměru 10 mm, délka 12 mm; L_2 – 2¾ závitů drátu 1,3 mm na průměru 10 mm, délka 10 mm; L_3 – 4 závity drátu 1,3 mm na průměru 6 mm, délka 10 mm; L_4 – 5 závitů drátu 1,3 mm na průměru 19 mm, délka 12 mm. Tlumivka 10 H.

líska odporu proti zemi kondenzátorem asi 50 pF. Po zapojení ke zdroji vyladíme si nejdříve oscilátor a zdvojovač a pak úpravou kapacity C_2 (drátek u cívky L_2) nastavíme vazbu tak, aby mřížkový proud na připraveném mikroampérmetru dosáhl výchylky 50 až 60 mikroampér. Potom odpojíme přístroj i odpor 100 kΩ a doladíme si poslechem na pásmu (šumovým generátorem, je-li po ruce) kondenzátor 10 pF na maximum citlivosti.

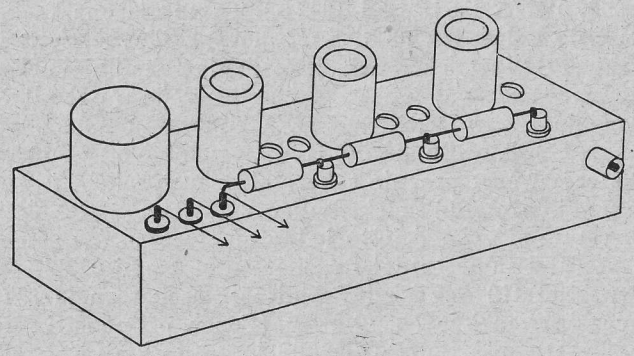
Popsaný konvertor nemá žádný zesilovací stupeň ani rezonanční okruh pro mezifrekvenční kmitočet. To předpokládá dobrou citlivost u připojeného přijímače a mimo to co nejkratší a dobře provedenou spojku z konvertoru do vstupu přijímače. Příliš dlouhý a nesprávně provedený přívod způsobí pronikání krátkovlnných signálů do přijímače. Z téhož důvodu musíme všechny přívody zdrojů dobře zablokovat.

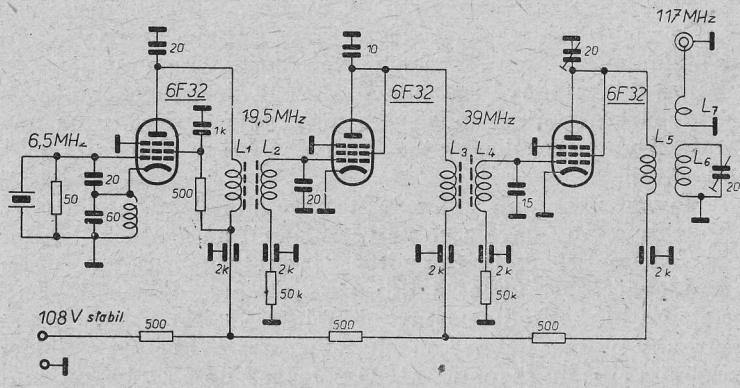
V–8. SAMOSTATNÝ OSCILÁTOR PRO KONVERTORY

Používání harmonických oscilátorů je jednoduché, pokud je po ruce vhodný krystal. Použití běžného krystalu není o nic horší kombinací, i když představuje zpravidla o jeden násobící stupeň víc. Na obrázku je schéma samostatného oscilátoru, určené pro předešlý konvertor. Oscilátor s krystalem 7000 kHz dává kmitočet 21 MHz. Po zdvojení další elektronkou 6F32 a ztrojení třetí elektronkou dostane kmitočet 126 MHz. V tomto případě bude mezifrekvenční kmitočet 18 až 20 MHz.

Oscilátorovou část zamontovanou na samostatné, podlouhlé šasi můžeme použít i pro další typy konvertorů. Pokud jsou uváděny odlišné kmitočty od tohoto příkladu, je možné změnit mezifrekvenční kmitočet konvertoru nebo pomocí jiného krystalu změnit kmitočet oscilátoru. – Zopakujme si podmínku, že základní kmitočet oscilátoru nebo některá jeho harmonická nesmí být obsažena v použitém rozsahu ladění přijímače.

(Například kdybychom mechanicky použili pro tento třístupňový oscilátor krystalu nutného pro výsledný kmitočet 130 MHz, tj. krystalu 7222 kHz, bude jeho druhá harmonická 14444 kHz obsažena v rozsahu 14 až 16 MHz použitého pro mezifrekvenci.)





Obr. 5–09. Samostatný oscilátor pro konvertory.

L_1 – 25 závitů drátu 0,2 mm na průměru 10 mm s želez. jádrem vinuto těsně vedle sebe; L_2 – 28 závitů drátu 0,2 mm na průměru 10 mm s želez. jádrem, vinuto těsně vedle sebe; L_3 – 12 závitů drátů 0,35 mm na průměru 10 mm se žel. jádrem; L_4 – 10 závitů drátu 0,35 mm na průměru 10 mm se žel. jádrem; L_5 – 5 závitů drátu 0,8 mm na průměru 10 mm, délka 10 mm; L_6 – 6 závitů drátu 0,8 mm na průměru 10 mm, délka 10 mm; L_7 – 3 závity drátu 0,8 mm.

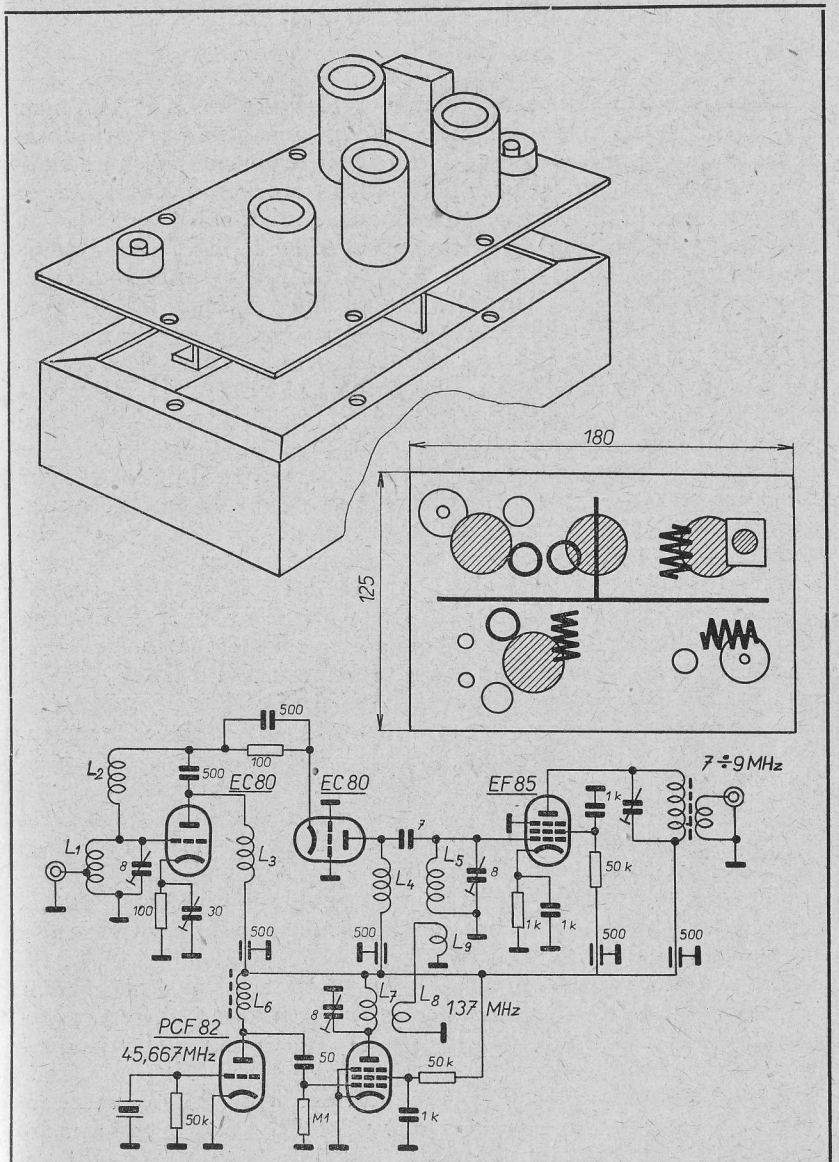
Pozn.: Odpor paral. ke krystalu je 50 kΩ.

V dalším příkladu se dostáváme k oblíbené kaskodě. Zapojení je uvedeno pro dvě elektronky EC80, které mohou být nahrazeny po patřičné úpravě zapojení objímky elektronkami 6AJ4, 6AM4 6Q4, 6C31, 6C17K (sov. – čti 6S17K). Takto osazená kaskoda má šumové číslo kolem $n \doteq 3{,}2$. Kaskodový zesilovač, sestavený ze dvou samostatných elektronek, se realizuje pohodlněji než s dvojitou triodou. Rozložení součástek je příznivější a pohodlnější. Ve směšovači je použito elektronky EF85, kterou možno nahradit typy 6F36, EF80, 6CB6, 6AU6, EF43, případně 6AK5 nebo 6F32.

Oscilátorová část pracuje s krystalem o vysokém jmenovitém kmitočtu (45,667 MHz) s elektronkou PCF82 nebo 6U8. Nižší kmitočet krystalu si vyžádá ještě jednu elektronku. (Je samozřejmě možno použít i samostatného oscilátoru se třemi 6F32 – uveden v předchozí stati.) – Výsledný kmitočet oscilátoru je 137 MHz, takže mezifrekvence je 7 až 9 MHz. (Pozor, při použití samostatného oscilátoru podle obrázku 5–09 je nutno kmitočet mezifrekvence upravit.)

Celkové zapojení konvertoru je na obr. 5–10. Montuje se na rovný panel o rozměrech 150×120 mm s přepážkou vysokou 50 mm a dlouhou 145 mm. Kromě velké přepážky namontujeme ještě malou, mezi katodové a anodové přívody druhé elektronky. Stínicí přepážku spojíme společně s mřížkovými přívody na panel. Hotový konvertor vložíme do kovového krytu s dovnitř zahnutými okraji.

Slaďování postupuje směrem od krystalu. Celou oscilátorovou část sladíme, aby dávala co největší signál na určeném kmitočtu a přesvědčíme se, zda tento kmitočet je skutečně jediným. – Vazbu do směšovače nastavíme až nakonec změnou vzdálenosti L_5 a L_9. Pro slaďování kaskody nastavíme nejdříve trimr v katodě první elektronky na maximum kapacity. Pak nastavíme při zapojeném zkušebním signálu (zapnutý GDO položený do určité vzdálenosti, podle okolností) kondenzátory 8 pF na maximum přijímaného signálu. Vzdáleností mezi jednotlivými závity cívek L_3 a L_4 nastavíme rovněž největší úroveň signálu (roztahováním nebo stlačováním cívek). Nastavení indukčnosti neutralizační cívky L_2 a katodového kondenzátoru se nejsnadněji provede šumovým generátorem. Ten by neměl chybět v žádné amatérské pracovně. Jeho zhotovení je jednoduché a je popsán v sedmé kapitole. Kondenzátor 7 pF není kritický, ale má být co nejmenší. Nejlépe vyhoví dva zkroucené izolované drátky, jejichž délku můžeme snadno měnit.



Obr. 5–10. Konvertor s kaskodovým zesilovačem.

L_1 – 4½ závitů drátu 1 mm na průměru 6 mm, délka 12 mm, odbočka na 1½ závitu; L_2 – 14 závitů drátu 0,5 mm na průměru 5 mm, délka 12 mm; L_3 – 5 závitů drátu 1 mm na průměru 6 mm, délka 12 mm; L_4 – 5½ závitů jako L_3; L_5 – 3½ závitů jako L_3; L_6 – 13 závitů drátu 0,5 mm těsně navinuto na průměru 6 mm s žel. jádrem; L_7 – 8 závitů jako L_3; L_8 – 1 závit izolovaně vložený mezi první dva závity L_7; L_9 – stejná jako L a vložená do cívky L_5.

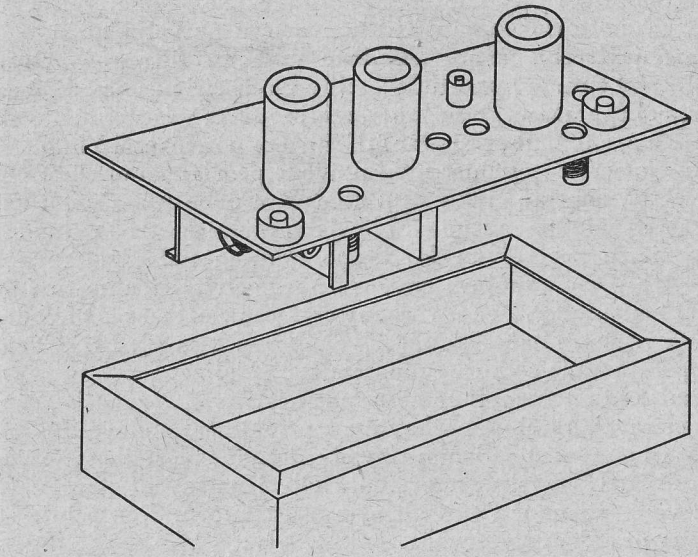
V odborném tisku často čteme o tzv. konvertorech se *špičkovou citlivostí*. Dosažení vysoké citlivosti přijímače pro VKV, tj. dosažení extrémně nízkého šumového čísla je problémem získání elektronky s vyhovujícími parametry (nebo otázkou zcela odlišných způsobů zesilovačů parametrických, ale o nich až dále). Takovou „zázračnou“ elektronkou je například 417A (WESTERN-ELECTRIC) nebo 5842 se strmostí $S = 24$ mA/V, vstupní kapacitou 9 pF, výstupní 0,5 pF. Tuto elektronku předčí sovětská 6C15П. $S = 45$ mA/V (i sovětská 6C11П, $S = 28$ mA/V). Dále se jí blíží sovětská 6C3П a 6C4П, $S = 19{,}5$ mA/V (a majáková EC57, $S = 21$ mA/V), pak PC86 a E86C, $S = 14$ mA/V). Ještě vyšší strmosti dosahuje 416B ($S = 50$ mA/V), speciálně provedená pro koaxiální montáž a vyžadující nucené chlazení.

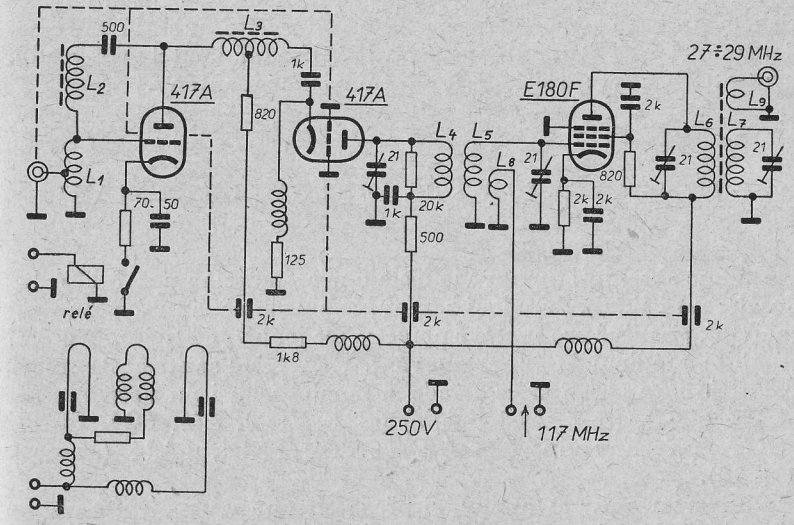
I když je přirozené pokládat používání speciálních a hlavně drahých elektronek za méně užitečné vzhledem ke konkrétní naději v rozšíření celkem nenákladných a účinnějších parametrických zesilovačů, seznámíme se pro úplnost s příkladem špičkového konvertoru s elektronkami 417A. Anodový obvod druhé elektronky je vybaven pásmovým filtrem a směšování je provedeno se speciální pentodou E180F. Zapojení a provedení je na obr. 5–11.

Konvertor je montován na dvě samostatná šasi. Zesilovač má rozměr $180 \times 210 \times 50$ mm a samostatný oscilátor $6 \times 210 \times 50$ mm. Kaskodový stupeň je rozdělen přepážkami podle schématu. Vazba mezi první a druhou elektronkou je ve tvaru π článku, který výhodně přizpůsobuje impedance obou elektronek.

Zapojení oscilátoru již známe z obrázku 5–9: krystal 6,5 MHz s elektronkou EF85 nebo 6F32 a na dalších místech 6F32. Celá oscilátorová část je vybavena pásmovými filtry, které dobře potlačují jak harmonické kmitočty, tak subharmonické, pronikající z předchozích stupňů. Vazba na směšovač je induktivní vedením koaxiálním kablíkem.

Sladění konvertoru je vrcholným úkonem celého zhotovení. Potřebujeme GDO a šumový generátor (je možno říci, že pro nastavování špičkových přístrojů jsou oba nezbytné.) Nejdříve uvedeme do chodu oscilátorovou část, zcela obdobně jako každý několikastupňový vysílač. Pak zapojíme spojovací kablík mezi L_8 a osc. a zapojíme anodu elektronky F 180F v sérii s miliampérmetrem. Při doladování oscilátoru stoupá anodový proud od 2 do 5 až 6 mA. Oscilátor vyladíme na maximum anodového proudu směšovače.





Obr. 5–11. Konvertor se špičkovou citlivostí.

L_1 – 4 závity drátu 1 mm na průměru 9 mm, délka 20 mm, odbočka na 1½ závitu; L_2 – 9 závitů drátu 0,5 mm; těsně vinuto na průměru 7 mm s žel. jádrem; L_3 – 9 závitů drátu 1 mm na průměru 7 mm, délka 16 mm, L_4 – 3 závity drátu 1 mm na průměru 10 mm, délka 10 mm; L_5 – 2 závity jako L_4; L_6 – 12 závitů drátu 0,3 mm na průměru 10 mm; L_7 – 35 závitů jako L_6. L_8 – 1 závit drátů na 1 mm na průměru 10 mm; L_9 – 4 závity drátu 0,35 mm jako L_6.

Zapojíme konvertor ke KV přijímači naladěnému na 27 až 29 MHz, případně na jiný kmitočet při provedené změně kmitočtového rozvrhu. Ihned po zapojení konvertoru na vstup přijímače musí se objevit šum. Poté doladíme výstupní filtr konvertoru (MF) tak, aby šum byl prakticky stejný v celé šíři pásma od 29 do 29 MHz, nejlépe pomocí S-metru. Jeví-li se šířka výstupního filtru nedostatečná, zatížíme sekundár MF filtru odporem 3 až 5 kΩ.

Při vypnutých zdrojích se nyní provede předladění obvodů pomocí GDO. Vyjmeme cívku L_2 a stlačením nebo roztažením závitů cívky L_1 naladíme vstup na 145 MHz. Cívku opatrně vyjmeme a vmontujeme zpět cívku L_2, kterou jádrem vyladíme rovněž na 145 MHz. Nyní odpojíme anodový konec cívky L_2 a nastavíme na stejný kmitočet cívku L_3. Všechny cívky se vloží na své původní místo a provede se naladění pásmového filtru L_4 a L_5. Při měření cívky L_5 zatlumíme cívku L_4 odporem 100 Ω a naopak.

Anténní konektor spojíme se středem cívky L_1, zapojíme šumový generátor, všechno nažhavíme a připojíme anodové napětí. Potom již jemným doladěním obvodů dosáhneme nejlepšího šumového čísla. Na výsledek má malý vliv i nastavení směšovače změnou velikosti napětí přivedeného z oscilátoru. Kontroluje se anodovým proudem směšovače.

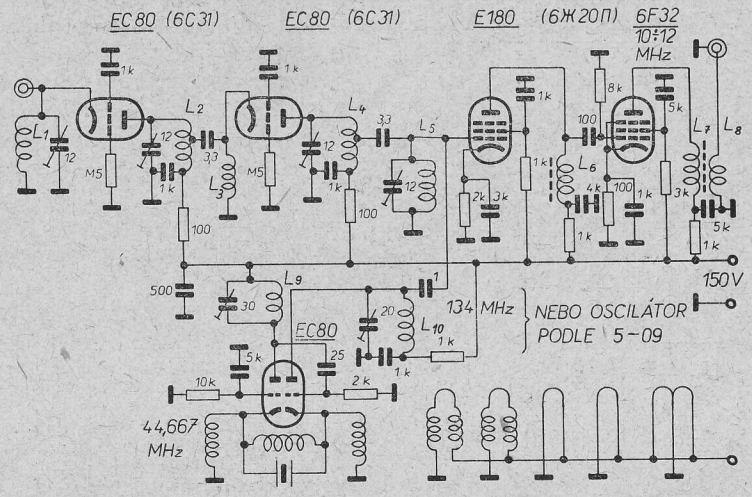
Výsledky dosažitelné elektronkou PC86 nebo E86C jsou v praktickém provozu téměř nerozeznatelné od výsledku s 417A. Jedno dobře udělané patro antény navíc je rozhodně znatelnější rozdíl, už proto, že zvyšuje zisk před vlastním šumem antény.

V–11. KONVERTOR S UZEMNĚNÝMI MŘÍŽKAMI

Buďme skromní! Šumového čísla o něco menšího než 3 kTo lze dosáhnout i jinak. Zapojení zesilovače s uzemněnou mřížkou není snad tak příznivé pro šumové poměry, ale jeho výhody jsou v dobré stabilitě a jednodušším nastavování. VKV triod se strmostí kolem devíti je na vybranou celá řada a mnohé jsou i na našem trhu: 6C3П, 6C4П, (S = 19,5 mA/V) 6C31, EC80, 6J4, 6Q4, 6C2П, 6C17K (všechny S = 12 mA/V) 6AM4, 6BC4, 6AJ4 (strmost 9 ÷ 10).

Konvertor s dvoustupňovým předzesílením v zapojení s uzemněnou mřížkou je na obr. 5–12. Schéma je celkem jasné a není nutný podrobný popis. Nezapomeňme na tlumivky v obou žhavicích přívodech. Bez nich zesilovače buď vůbec nezesilují, nebo jen

málo. Ve směšovači je použito E180F, která má vysokou směšovací strmost. Za zkoušku stojí následující elektronky (pokud by byla některá po ruce): 6 Ж 11 П (S = 28 mA/V), 6 Ж 20 П (S = = 17 mA/V), 6 Ж 21 П (S = 17 mA/V), 6 Ж 22 П (S = 30 mA/V), a Siemens D3a (S = 30 mA/V).

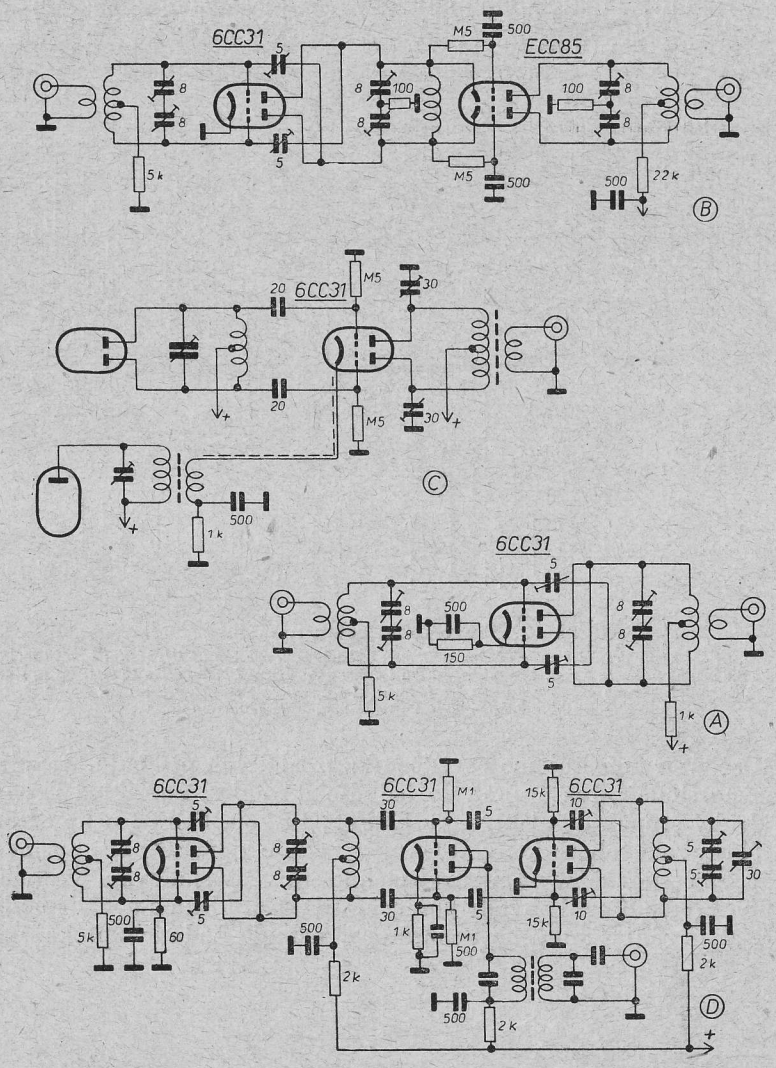


Obr. 5–12. Konvertor s uzemněnými mřížkami.

L_1, L_2, L_4 – 4 závity drátů 1,3 mm na průměru 12 mm, délka 10 mm, odbočka na $1^1/_2$ závitu; L_3 – 13 závitů drátu 0,5 mm na průměru 6 mm; L_5 – 4 závity drátu 1,3 mm na průměru 10 mm, délka 15 mm; L_6, L_7 – 40 závitů drátu 0,25 mm na průměru 6 mm s žel. jádrem; L_8 – 4 závity na studeném konci L_7; L_9 – 6 závitů drátu 0,8 mm na průměru 12 mm, délka 10 mm.

Oscilátor zopakujeme osvědčený z předešlých příkladů. Je zde možno sloučit dva stupně do jedné elektronky, například první a druhý stupeň do elektronky ECF80, PCF80, PCF82 nebo 6U8.

Nastavení tohoto konvertoru nevyžaduje zvláštní postupy, poněvadž zesilovač nemá neutralizaci, která vždy slaďování komplikuje. Předladíme-li obvody pomocí GDO za studena a použijeme-li při slaďování šumového generátoru, nebude žádných překážek.



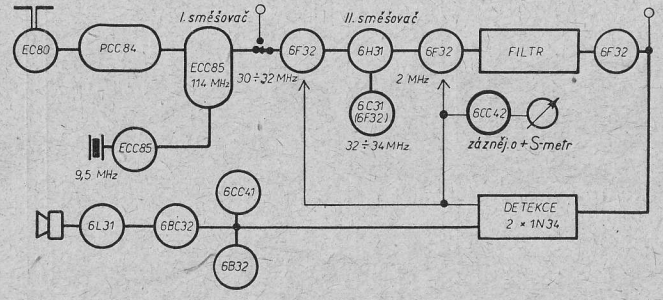
Obr. 5–13. Příklady souměrných zapojení zesilovačů a směšovačů.

V–12. NĚKOLIK PŘÍKLADŮ ZAPOJENÍ SOUMĚRNÝCH KONVERTORŮ

V závěru stati o konvertorech pro pásmo 145 MHz je uvedeno několik příkladů samotných zapojení zesilovačů a směšovačů v souměrném zapojení. Jde o použití běžných elektronek a využití výhod dobrých vlastností souměrného zapojení hlavně z hlediska impedančních poměrů (obr. 5–13).

V–13. ÚPLNÝ PŘIJÍMAČ PRO 145 MHz

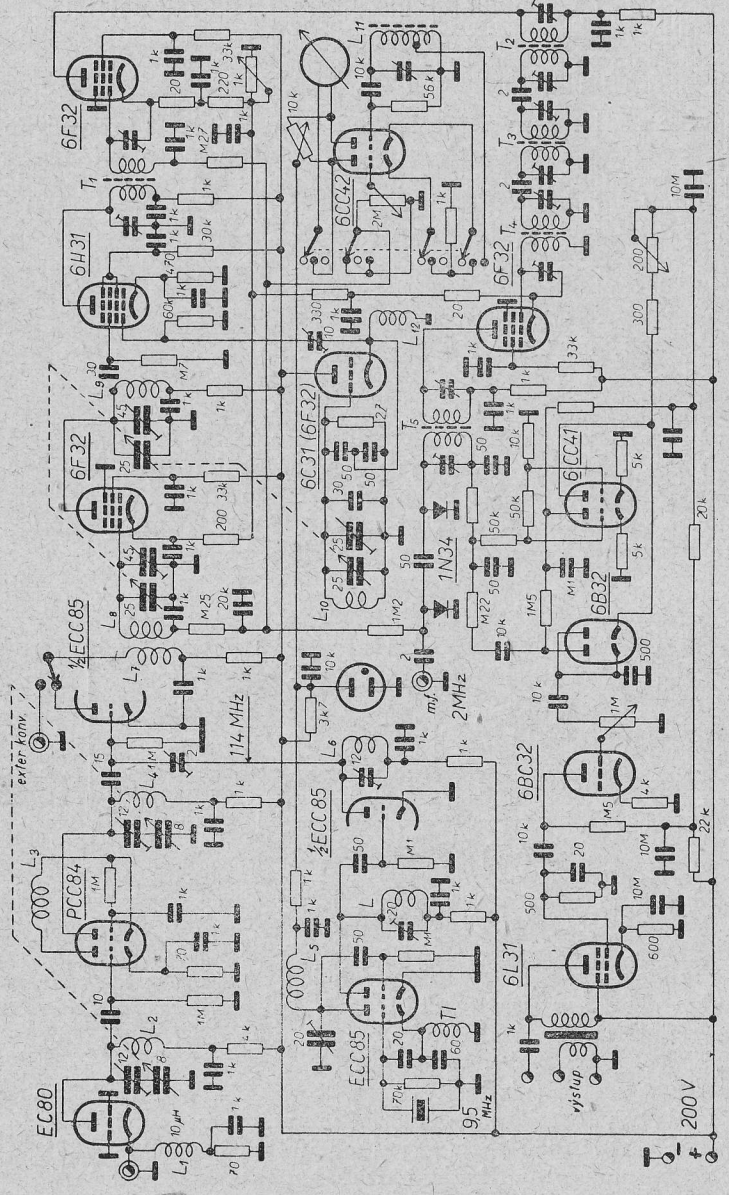
Vyspělý, vybavený a hlavně trpělivý amatér se často pustí do „*velkých věcí*“. Jednou z nich je speciální přijímač pro 144–146 MHz. – Přijímač pro VKV amatérské pásmo je vlastně všechno to, co jsme zde poznali. Konvertor známe. Krátkovlnný přijímač, kterého normálně používáme jako mezifreknce, plus detekci je



Obr. 5–14. Blokové zapojení úplného přijímače pro pásmo 145 MHz.

nutno zbavit zbytečností, potřebných jen pro příjem KV. Stačí tedy jeden vlnový rozsah a úzké ladění. Ani na filtry v mezifrekvenci nejsou tak přísné požadavky při příjmu VKV (tady je nutno dodat slůvko „*prozatím*“).

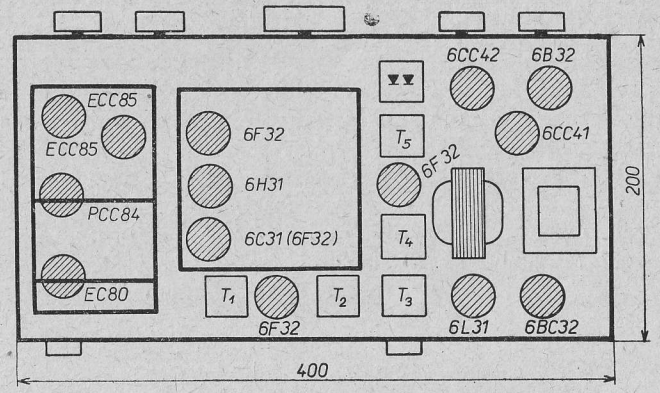
Přijímač se skládá (viz blokové schéma na obr. 5–14) z konvertoru: první stupeň zesilovač s uzemněnou mřížkou, jedna kaskoda a směšovač včetně oscilátoru. První mezifrekvence je 30 ÷ 32 MHz a je přepínatelná pro připojení druhého, externího konvertoru. Tato laděná mezifrekvence končí směšovačem dávajícím pevnou



Obr. 5–15. Přijímač pro pásmo 145 MHz. Cívky je nutno přizpůsobit použitým elektronkám podle obdobných dílčích zapojení.

mezifrekvenci 2 MHz obsahující celkem pět pásmových filtrů, záznějový oscilátor a S-metr. Za detekcí je omezovač poruch a nf zesilovač. Šumové číslo tohoto přijímače má dosáhnout hodnoty 2,5 kTo. Výstup mezifrekvenc 2 MHz je rovněž vyveden pro ev. měření.

Celkové zapojení a rozložení součástek je na obrázcích 5–15



Obr. 5–16. Rozložení součástí přijímače pro pásmo 145 MHz.

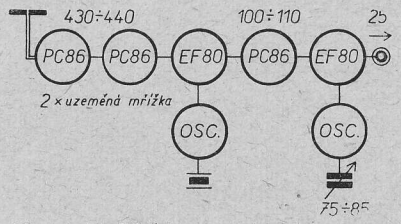
a 5–16. Přístroj je postaven na hliníkovém šasi o rozměrech 400×200×65 mm. VKV zesilovací část je na rovném mosazném a postříbřeném panelu 120×180 mm a je jako celek vložena do otvoru v šasi. Pro laditelnou mezifrekvenci jsou vytvořeny dva boxy. Jeden dole zakrývá obvody a objímky elektronek a druhý nahoře tvoří kryt pro trojnásobný kondenzátor 3×25 pF. Ostatní součásti jsou volně rozloženy. Přijímač je řešen jako protějšek do soupravy s dvacetiwattovým vysílačem na obrázku 4–15 ve čtvrté kapitole.

C

Přijímače pro 432 MHz

V–14. PŘÍJEM NA 432 MHz A ŠÍŘKA PÁSMA

Pro zvládnutí ladění v rozsahu 430 až 440 MHz pomocí konvertoru je nutno si předem vytknout některé předpoklady. Pro stavbu přijímacího zařízení budeme očekávat především zásadní používání stabilních vysílačů, nikoliv sólo-oscilátorů. Tím si zjednodušíme problém šířky pásma propustnosti. Od tohoto bodu se problém dělí na dvě cesty. První je podobné řešení příjmu na 144 MHz, tj. pomocí konvertoru s krystalem řízeným oscilátorem s možností překlenutí jenom části pásma bez přepínání. Reálné jsou 3 až 4 MHz. Při určitém úsilí bylo by možno překlenout až 6 MHz za předpokladu, že použitý KV přijímač skutečně má tak široké rozsahy. Není-li tomu tak, bude nutno i pásmo o šířce 6 MHz rozdělit přepínáním na dvě části.

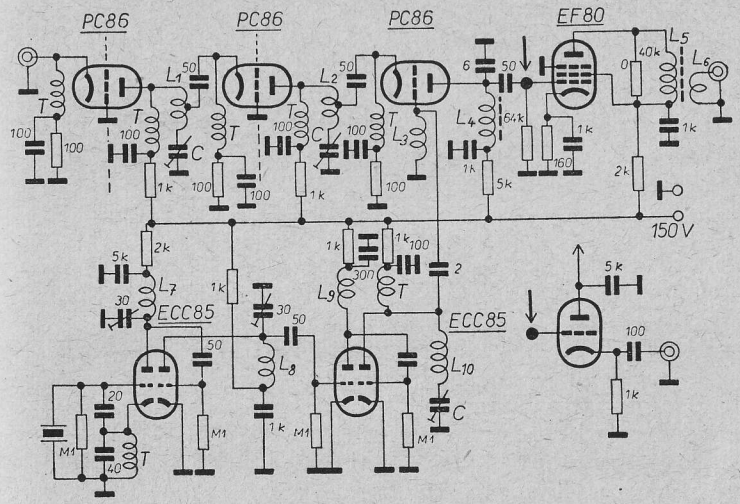


Obr. 5–17. Blokové zapojení konvertoru pro 435 MHz.

Druhá cesta vede přes dvojí směšování. Prvním směšováním s krystalovým oscilátorem přeložíme z 430 až 440 MHz například na 110 až 120 MHz. Pak následuje druhé směšování s laděným oscilátorem 85 až 95 MHz na pevných 25 MHz. Můžeme volit i nižší výslednou mezifrekvenci, poněvadž jsme se se zrcadlovými signály vypořádali v směšování. V prvním případě jediného směšování s laděnou výslednou mezifrekvencí je nutno jít s jejím kmitočtem co nejvýše, pokud to umožňuje KV přijímač.

Jednou z možností, jak postavit dobrý konvertor pro pásmo 70 cm, dávají elektronky PC86 (EC86, E86C, 6C4П). Popsaný příklad konvertoru dosahuje šumového čísla 8 kTo (obr. 5–18).

Vysokofrekvenční část obsahuje tři elektronky EC86 v zapojení s uzemněnou mřížkou, přičemž třetí z nich je směšovací. Na oscilátoru jsou dvě ECC85. Krystal je 6,75 MHz, vhodnější je však



Obr. 5–18. Konvertor pro pásmo 435 MHz.

L_1, L_2, L_0, z postříbřeného pásku 2 × 3 mm, průměr 25 mm; L_3 viz text; L_4 – 10 závitů drátu 0,2 mm na průměru 10 mm s žel. jádrem; L_5 – 18 závitů drátu 0,2 mm na průměru 10 mm s žel. jádrem; L_6 – 2 závity drátu 1 mm na průměru 11 mm u studeného konce L_5; L_7 – 12 závitů drátu 0,6 mm na průměru 8 mm; L_8 – 5 závitů jako L_7; L_9 – 2 závity drátu 1,2 mm na průměru 8 mm.

vyšší kmitočet, poněvadž není potřeba tolik násobení. Výsledný kmitočet je 405 MHz, pro mezifrekvenční kmitočet 27–33 MHz. Za směšovačem je jeden stupeň mezifrekvenčního zesílení, který odděluje směšovač a vytváří rezervu zesílení, kterou mnohý přijímač pro vysoký kmitočet potřebuje. Při použití citlivého přijímače jako mezifrekvence je vhodné nahradit tento stupeň katodovým sledovačem, pro který vyhoví některá z miniaturních vysokofrekvenčních triod 6C31, EC81. Panel konvertoru má rozměry 220 × 150 mm a je zhotoven z mosazného (případně postříbřeného)

plechu tloušťky 0,8 mm. Objímky na elektronky jsou pertinaxové a jsou připevněny z vnější strany. Tím se podstatně sníží indukčnosti přívodů. Přes středy vhodně natočených objímek, prvních dvou EC86 a EF80, jdou stínicí přepážky, které oddělují katodový (mřížkový u EF80) okruh od anodového. Všechny tři vývody mřížky EC86 jsou přihnuty ke kostře a připájeny. To platí pro první dva vf stupně. Směšovací EC86 má spojeny všechny tři vývody mřížky na střední kolík v objímce a ten je uzemněn kouskem drátu ⌀ 2 mm, jehož délka určuje vazbu oscilátoru. Délku je nutno vyzkoušet – asi 20 mm.

Hrníčkové trimry *C* jsou připájeny středním vývodem přímo na kostru. Mají osoustružené dva vnější „hrníčky" pro zmenšení kapacity. Oba vývody katody u všech EC86 jsou mezi sebou spojeny silným drátem. Cívky jsou z měděného postříbřeného pásku.

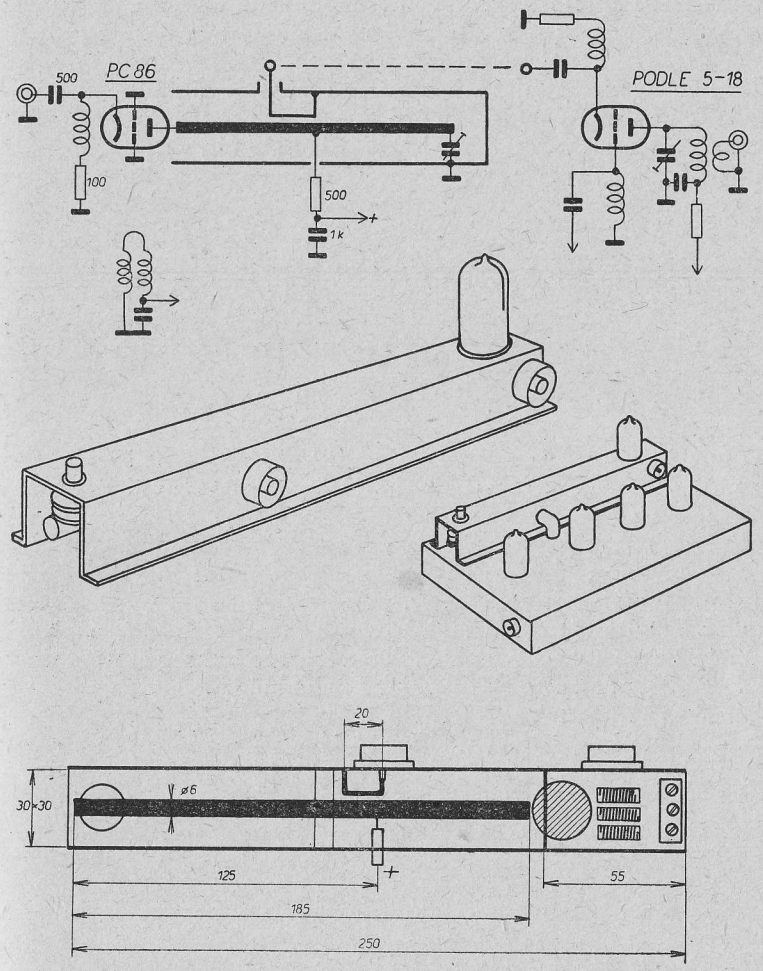
Zapojení oscilátoru je běžné, je nutná pouze pečlivá konstrukce, zvláště u posledního násobiče, aby napětí z oscilátoru bylo pro směšovač dostatečně veliké.

Při uvádění do chodu sladíme nejdříve oscilátor pomocí známých metod, pak mezifrekvenční stupeň a nakonec vysokofrekvenční stupně se směšovačem. Odpory *R* v anodách vf stupňů zvolíme takové, aby každou elektronkou neprotékal větší proud než 15 mA. Pro slaďování vf části postačí generátor s rozsahem do 220 MHz, z něhož použijeme druhou harmonickou. Šumový generátor je pochopitelně výhodnější. Nastavení vazebních kapacit na nejvhodnější odbočku na cívkách vf stupňů má značný vliv na šumové číslo, a proto mu věnujeme velkou pozornost. Konečné nastavení je vhodné provést se šumovým generátorem. U popsaného konvertoru lze ještě drobnými zlepšeními (π článek na vstupu, pásmové filtry atd.) dosáhnout poněkud lepších poměrů.

V–16. KOAXIÁLNÍ PŘEDZESILOVAČ S PC86

Použití vhodné elektronky s koaxiálním obvodem může přinést určité zlepšení proti normálním obvodům. Vyšší kvalita koaxiálních obvodů zvyšuje sice citlivost, ale omezuje propouštěné pásmo a to je někdy nepříjemné. Doladování obvodů je možné, ale vyžaduje stálou manipulaci současně s laděním mezifrekvenčního přijímače.

Zhotovení koaxiálního zesilovače pro pásmo 435 MHz je jednodušší než očekáváme. Z mosazného plechu vytvoříme profil v po-



Obr. 5–19. Zesilovač ke konvertoru pro pásmo 435 MHz.

době rovnostranného U, dlouhý 255 mm o vnitřní světlosti 32 × × 32 mm (obr. 5–19). Jeden konec je uzavřený a druhý můžeme nechat otevřený. Dovnitř vložíme přepážku dělící současně objímku elektronky. Objímka a přepážka jsou vzdáleny 55 mm od uzavřeného konce. Vnitřní vodič anodového obvodu je trubička o průměru 6 až 6,5 mm. Je spojená s anodovým očkem objímky a na druhém konci nese terčík statoru, kondenzátoru. V místě, kde je připojeno napájení, je umístěna trolitulová příčka, kterou je tyčka upevněna. Napájení je 125 mm od konce trubičky. Kondenzátor tvoří dva terčíky o průměru 15 mm. Pohyblivý je připájen na šroub s jemným závitem, procházející závitovým pouzdrem v krytu.

Vstup je připojen před kapacitu na katodu bez ladicího obvodu, pouze se čtvrtvlnnými tlumivkami. Vazební výstupní smyčka je rovněž umístěna u trolitulové přepážky (v kmitně proudu a uzlu napětí). Délka strany smyčky rovnoběžné se středním vodičem obvodu je asi 20 mm a vzdálenost se nastaví při slaďování celého přijímače na nejlepší šumové poměry.

Ke koaxiálnímu zesilovači můžeme připojit směšovač s uzemněnou mřížkou podle předešlého příkladu. Výhodnou kombinaci získáme namontováním úplného zesilovače přímo na šasi konvertoru. Pouzdro zesilovače umístíme tak, aby výstupní vývod byl těsně u katodového očka směšovače. Podle předešlého popisu můžeme kombinovat dva zesilovače se souosým vedením.

V koaxiálním obvodu se daleko lépe uplatní majákové elektronky. Nemá však valný vliv, použijeme-li místo uvedené elektronky PC86 elektronku majákovou s menší strmostí, například známé 5794 se strmostí 6 mA/V. Nemá proto ani smysl pro takový účel podobnou elektronku shánět. Rozhodně lépe bude využita ve vysílači pro 1250 nebo 2300 MHz.

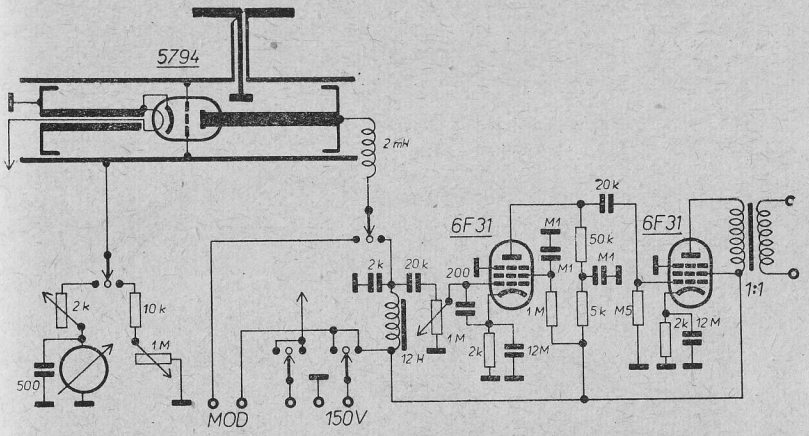
Selektivita koaxiálních zesilovačů je vyšší než běžných obvodů. Pamatujeme proto na možnost doladování.

D

Přijímače pro decimetrová pásma

V–17. PŘIJÍMAČ (VYSÍLAČ) PRO 1250 MHz

S přijímači pro pásma 1250 MHz a výše vznikají podobné potíže jako u pásma 435 MHz. Situace je zde daleko horší, poněvadž se používá většinou jednostupňových modulovaných vysílačů. Nejjednodušší cestou je řešit celou decimetrovou soupravu jako přijí-



Obr. 5–20. Přijímač – vysílač pro pásmo 1250 MHz.

mač/vysílač s použitím jediné elektronky a jediného obvodu. Z hlediska provozu je však výhodnější oddělení vysílače a přijímače se samostatnými obvody a elektronkami. Vyloučí se tím stálé doladování mezi vysíláním a přijímáním. Na obr. 5–20 je schéma zařízení s koaxiální elektronkou 5794 (tužková trioda). Aplikace pro jiná pásma a jiné elektronky je obdobná. Při příjmu pracuje elektronka jako superreakční audion.

Příjem stabilního signálu se správnou šířkou postranních pásem je možno i na decimetrových vlnách provádět na přijímači s konvertorem. Stavba konvertoru stejně jako stavba vícestupňových vysílačů je poměrně nákladná.

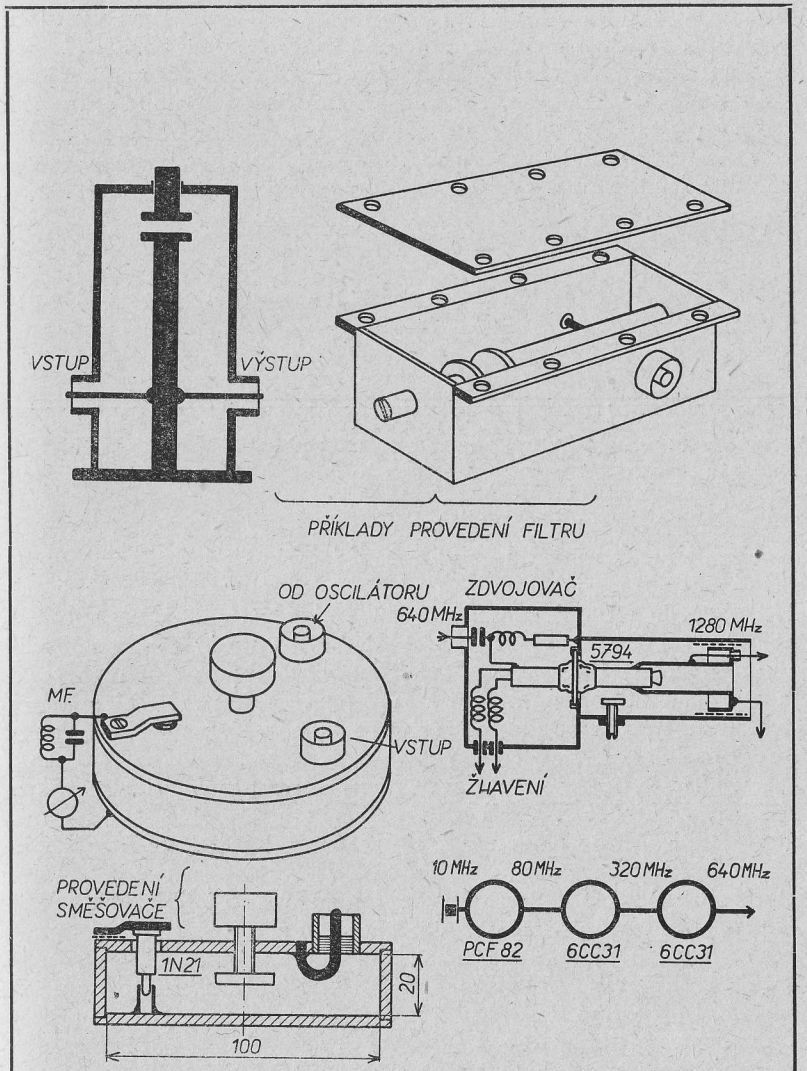
Konvertor se bude skládat zase z oscilátoru laděného nebo řízeného krystalem, ze směšovače a z mezifrekvenčního stupně. Krystalem řízený oscilátor má mnohé přednosti, i vlastní stavba je jednodušší přesto, že mívá více elektronek než oscilátor laděný. Zůstává nám však známý problém šířky používaného pásma. U decimetrových pásem je situace v našich poměrech o to horší, že pokusnictví v tomto oboru je zatím v začátcích. Nemůže být zatím ani pomyšlení na vyhlášení určitých menších pásem pro různé druhy experimentů. Je dále skutečností, že toto pásmo je jen částečně v harmonickém vztahu se sedmdesáticentimetrovým pásmem. 432 MHz ztrojené dají 1296 MHz a 435 MHz ztrojeno dává 1305 MHz, tj. již mimo pásmo, zatím co oblíbený začátek (1215 MHz) je možno získat ze 405 MHz a to je také mimo pásmo sedmdesáti centimetrů.

Z toho vidíme, že pro začátek je nutné použít laděného oscilátoru. Pro tento účel je možno použít s výhodou některého sólo-oscilátoru uvedeného pro tato pásma v kapitole o vysílačích. Vyžádá si to zjemnit způsob ladění pomocí šroubů s jemným závitem.

Jako laděného oscilátoru lze použít i dvoustupňové (nebo vícestupňové) kombinace. Souměrný oscilátor s elektronkou 6CC31 (6J6, ECC91) lze se slušnou stabilitou realizovat pro kmitočet 600 až 642 nebo 400 až 414 MHz a v koaxiálním obvodu zdvojovat nebo ztrojovat.

Použijeme-li koncové elektronky oscilátoru jako zdvojovače nebo ztrojovače kmitočtu, je užitečné vložit mezi výstup z oscilátoru a směšovač ještě jeden koaxiální obvod pro omezení harmonických a subharmonických kmitů. Sestává z koaxiálního obvodu laděného terčovým kondenzátorem. Vstup i výstup se přivádí vazební smyčkou (obr. 5–21).

Pro směšovací obvod použijeme radiální dutiny (plochý válcový rezonátor). Jeho ladění je provedeno také terčovým kondenzátorem na jemném závitu. Jako směšovače je použito křemíkové diody 1N21. Dioda, vstupní anténní konektor a vstupní konektor pro vazbu s oscilátorem jsou umístěny ve třetinových segmentech. Dioda prochází izolačně víčkem a opírá se špičkou o dno dutiny. Je přitlačována mosaznou nebo měděnou pružinkou, která je izo-



Obr. 5–21. Části konvertoru pro příjem v pásmu 1250 MHz.

lována od víka lístkem slídy. Tím je současně zhotoven výstupní kondenzátor. Provedení a zapojení je nakresleno na obr. 5–21. Pro zesílení mezifrekvence je dobře použít dobrého zesilovače ještě před zapojením do vstupu vlastního mezifrekvenčního zesilovače.

V sérii s diodovým obvodem je zapojen miliampérmetr s rozsahem do jednoho miliampéru. Při ladění směšovače nastavíme výkon oscilátoru tak, aby diodou protékal proud mezi 0,05 až 0,5 mA.

V–19. KONVERTOR PRO 1296 MHz BEZ SPECIÁLNÍCH ELEKTRONEK

Speciální majákové triody nejsou vždy dosažitelné. V každém případě dáváme přednost jejich použití pro VKV zesilovače. Pro směšovače a oscilátory konvertoru budeme hledat méně nákladné řešení.

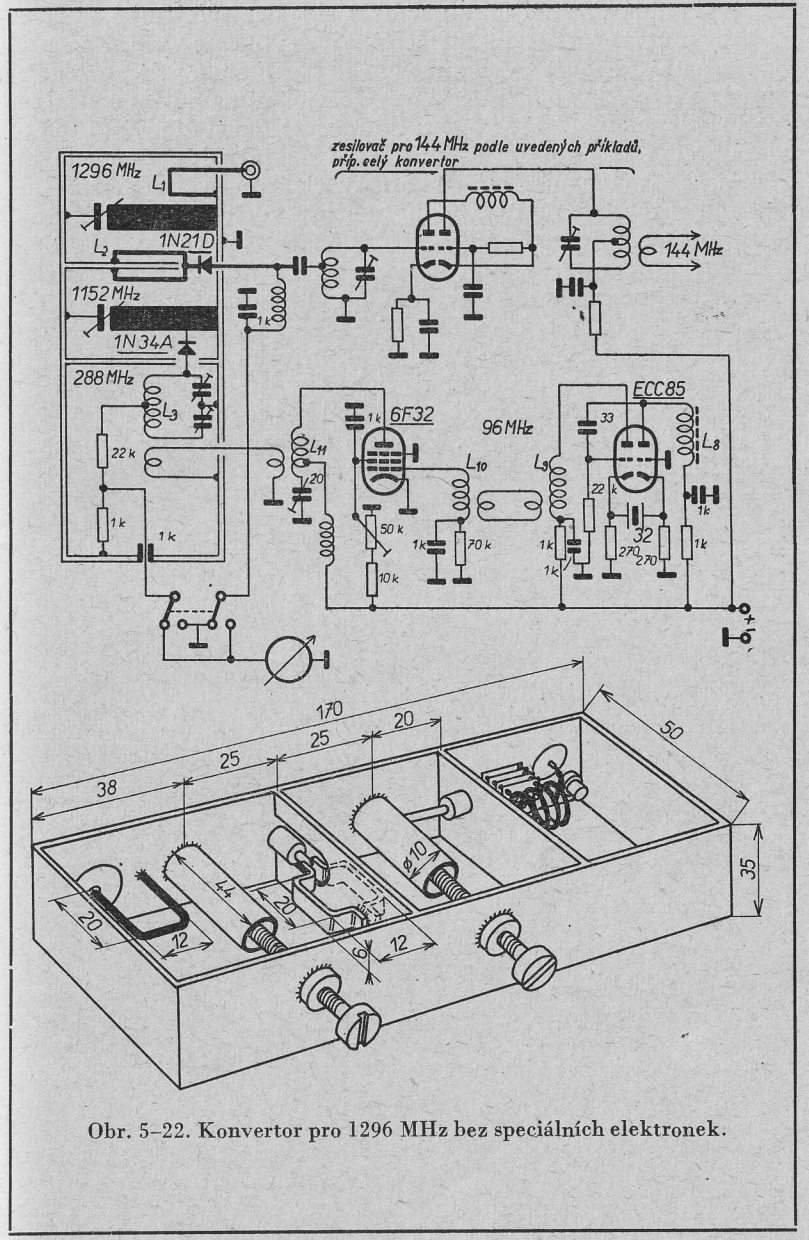
Na obrázku 5–22 je příklad konvertoru pro 1296 a 1298 MHz bez speciálních elektronek. Jádrem řešení je několik rezonátorů v mosazném, dobře spájeném a postříbřeném pouzdře o rozměrech 170×50×35 mm se dvěma přepážkami, obr. 5–22. Prostudujme nejdříve schéma zapojení téhož obrázku. Vstup je induktivně vázán na rezonátor s vysokou kvalitou. Na druhou vazební smyčku je zapojena směšovací dioda. Druhá smyčka je paralelně spojena se stejnou třetí smyčkou induktivně vázanou s výstupním rezonátorem oscilátoru.

Oscilátor je řízený krystalem a po několika násobeních kmitočtu získáme kmitočet 288 MHz, a to zcela běžnými elektronkami. Tento kmitočet je přiveden k třetímu rezonátoru, ze kterého je vázán běžnou germaniovou diodou na druhý obvod 1152 MHz, který z usměrněného kmitočtu oscilátoru vybírá jeho čtyřnásobek 1152 MHz. Mezifrekvenční kmitočet je 144 až 146 MHz.

Mezifrekvenční kmitočet se volí úmyslně vysoko, abychom zabránili zrcadlovým signálům. Uvedená hodnota mimo to využívá možnosti připojení na dobrý konvertor pro dvoumetrové pásmo. Je-li po ruce přijímač nebo konvertor pro nižší kmitočet, lze sestoupit k nižším kmitočtům, ne však menším než 50 MHz!!

Konstrukce rezonátorů je zachycena na obrázku. 288 MHz je provedeno cívkou s kondenzátorem a 1152 a 1296 jsou dutinové rezonátory laděné jemnými šrouby.

Pro sladění rezonátorů je použito miliampérmetru přepínatelného střídavě do okruhů obou cívek. Přepnutím na polohu „*směšo-*



Obr. 5–22. Konvertor pro 1296 MHz bez speciálních elektronek.

vač“ vyladíme vstupní okruh slabým signálem vlastního vysílače a při vypnutém oscilátoru 288 MHz. Pak vypneme vysílač a s přepínačem na „*oscilátor*“ vyladíme obvod 288 MHz a přirozeně doladíme i obvody vlastního oscilátoru. Opětným přepnutím na směšovač vyladíme obvod 1152 MHz. Proud směšovací diody při tomto posledním měření má být 0,5 mA. Této hodnoty dosáhneme dodatečnou regulací napětí stínicí mřížky elektronky 6F32. Dbejme však, aby proud diody tuto hodnotu nepřekročil (ani při seřizování obvodu 1296 MHz).

Rozsah ladění o dva MHz je skutečně úzký, zejména pro počáteční experimentování. Konvertor je však možno vybavit laditelným oscilátorem. V takovém případě bude nutné mít možnost doladovat při nejmenším obvod 1152 MHz, případně i některé jiné. Záleží to na volbě, v jakých rozmezích se budeme chtít s kmitočtem oscilátoru pohybovat. Konvertor stejné koncepce se může aplikovat i pro 2300 MHz i výše. Pouzdro s rezonátory bude úměrně menší, jinak zůstávají všechny zásady stejné.

E

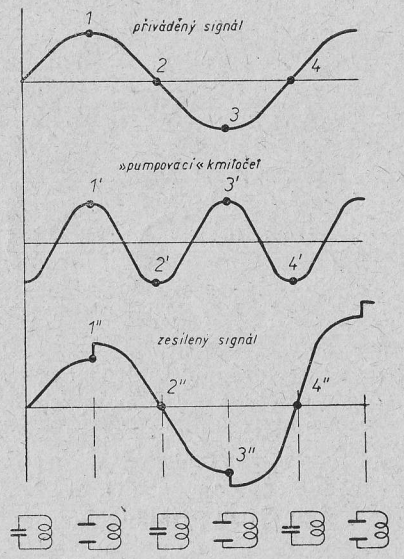
Parametrické zesilovače

V–20. CO JSOU PARAMETRICKÉ ZESILOVAČE

Technika polovodičů přináší při svém pronikání do nejrůznějších oborů mnohá překvapení a často napomáhá překonávat i zdánlivě nepřekonatelné. – Mezi polovodičovými diodami jsou takové, které mění kapacitu podle přiváděného napětí a jsou schopny zachovat si tuto funkci do velmi vysokých kmitočtů. Jmenujeme je *varaktory*. Již na první pomyšlení je jasné, že využití takovéhoto elementu je mnohostranné.

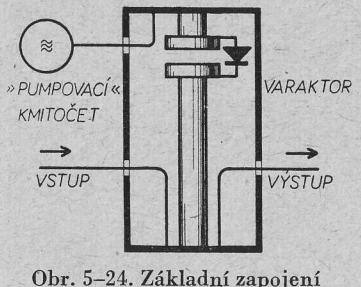
Zapojíme-li varaktor místo kondenzátoru do oscilačního obvodu, můžeme změnou přiváděného stejnosměrného napětí dálkově obvod doladovat. Přivádíme-li střídavě napětí, bude se podle průběhu měnit rezonanční kmitočet obvodu. Na varaktor můžeme přivádět i napětí o kmitočtu daleko vyšším než je rezonanční kmitočet obvodu, například dvojnásobném. Na obr. 5–23 je názorně nakresleno, co se v tom případě bude dít, bude-li do obvodu vazbou přiveden signál o rezonančním kmitočtu. V okamžiku, kdy dostoupí napětí signálu vrcholu (*1*) zmenší se kapacita vlivem maxima přiváděného proudu na varaktor (1′). Zmenšíme-li kapacitu při zachování náboje, musí se nutně zvýšit napětí (1″).

Výsledný průběh je pro větší názornost uveden ve tvaru skoku. Probíhá-li křivka napětí signálu nulou (*2*), dostává dioda opačné



Obr. 5–23. Vysvětlení činnosti parametrického zesilovače.

napětí (2′) a její kapacita se opět změní na původní hodnotu. Poněvadž je v tomto okamžiku napětí nulové, nemá změna kapacity žádný vliv (2″). V další fázi průběhu, při opačném okamžitém napětí signálu (3) se opět kapacita podle pomocného napětí zmenší (3′) a napětí na kondenzátoru znovu stoupne (3″), a tak se celý pochod opakuje. Poněvadž jde o oscilační okruh, nutně překmitne napětí signálu na druhou stranu se zvýšenou amplitudou, ke které přibude skokem malé opětné zvětšení. Rozkmit vyroste do určitého rovnovážného stavu.



Obr. 5–24. Základní zapojení parametrického zesilovače.

Pomocnými kmity, které působí podobně jako pumpa, se dodává do obvodu energie, zníž se vlastně hradí ztráty obvodu, které normálně kmity tlumí. Nadto se ještě část energie předává obvodu navíc, a ta způsobí větší rozkmit. Je to stejné, jako když pravidelný nepatrný úder do kyvadla zabraňuje jeho pozvolnému zastavování a případně zvětší jeho rozkmit.

Vhodnou úpravou pomocných kmitů je možno dosáhnout překvapivého zvýšení amplitudy až do hodnoty, kdy se okruh sám rozkmitá. Toto je tedy princip parametrických zesilovačů. Zjednodušené schéma je na obrázku 5–24.

Experimentálně bylo ověřeno, že pomocný pumpovací kmitočet nemusí být přesně v synchronizmu se zesilovaným signálem, a nemusí mít ani přesně dvojnásobný ani zvlášť stabilní kmitočet. Naopak, pumpovací kmitočet pro optimální zesílení je odlišný od dvojnásobného kmitočtu signálu. Důvod vyplyne z dalšího.

Dioda – varaktor v obvodu parametrického zesilovače se chová také jako prostá dioda, tj. jako nelineární směšovací člen. Vzniknou zároveň tedy mimo kmitočet ještě dva kmitočty interferenční $f_1 = f_p - f_s$ a $f_2 = f_p + f_s$. Kdyby byl pumpovací kmitočet dvojnásobkem kmitočtu signálu, byl by ($f_1 = f_p - f_s = 2f_s - f_s = f_s$) jeden interferenční kmitočet rovný kmitočtu signálu. A to je také jedna z příčin, proč dobrý výsledek je mimo podmínku $f_p = 2f_s$.

Pro dobrou činnost parametrického zesilovače musí být přítomny obvody pro všechny čtyři kmitočty. Tím pozbývá platnosti zjednodušené schéma na obr. 5–24. Jak se to může uskutečnit, ukážeme si na dvou příkladech.

Mimo získání vhodné diody-varaktoru 0A125 (Telefunken) nebo MA460B (Microwave Associates) je všechno ostatní velmi snadné. Koaxiální obvod je tvořen čtyřhranným vnějším pláštěm ve tvaru dlouhého hranolu o rozměrech 300×50×50 mm. Střední vodič tvoří dvě trubky o průměru 6 mm (obr. 5–25). Varaktor je umístěný mezi vnitřními konci obou trubek, na jedné straně přes průchodkový kondenzátor 500 pF. Naladění obvodu pro 144 MHz je provedeno kondenzátorem. Pumpovací kmitočet 475 MHz je přiváděn na krátký úsek vnitřního vodiče, laděný kondenzátorem C_1. Interferenční kmitočty jsou vyladěny kondenzátory C_3 a C_4. Vstup a výstup je proveden pomocí smyček diametrálně umístěných.

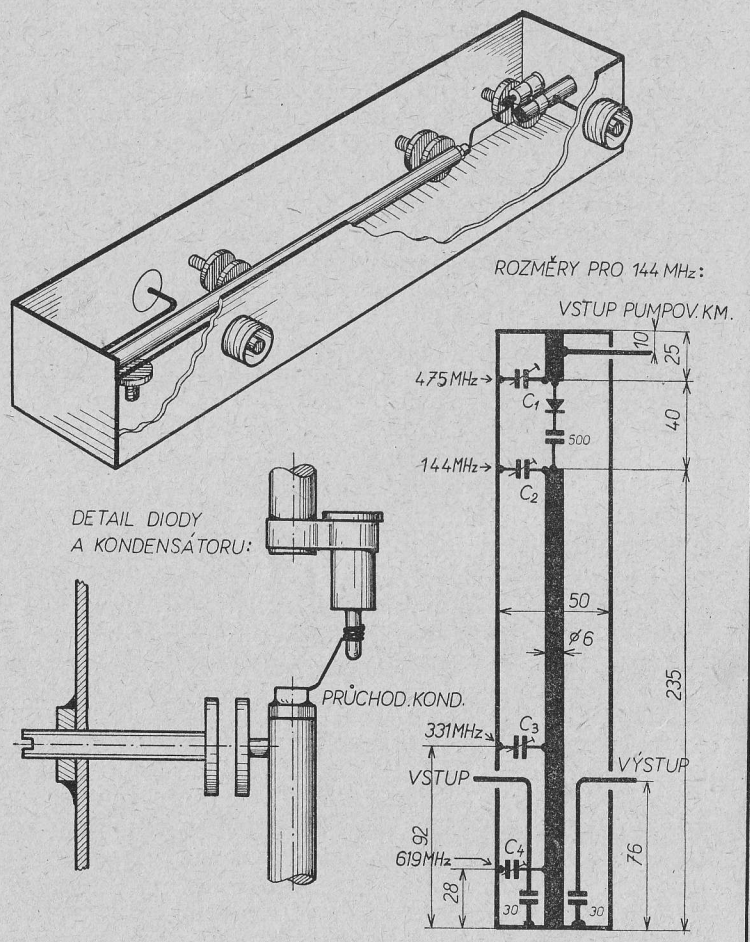
Pro výrobu pumpovacího kmitočtu je zapotřebí výkonu do jednoho wattu. Vystačíme s elektronkou 6J6 s tyčovým (linkovým) obvodem. Do série s mřížkovým odporem zařadíme potenciometr alespoň 0,1 MΩ pro nastavení výkonu při slaďování zesilovače.

Oscilátor tohoto provedení je vhodný pro oba příklady zesilovačů, tj. jak pro pásmo 145 MHz, tak pro 435 MHz (s příslušnou obměnou obvodu). Pro první pásmo potřebujeme laditelnost od 425 do 550 MHz a pro druhé pásmo od 700 do 830 MHz.

Sladění parametrického zesilovače není příliš snadné, poněvadž vyžaduje souhru šesti veličin. Jsou to čtyři kondenzátory C_1 až C_4, pumpovací kmitočet a intenzita přiváděných pumpovacích kmitů. Zesilovač připojíme k přijímací soupravě (konvertoru plus přijímač) a na vstup zapojíme šumový generátor. První operace se provádí s vypnutým pumpovacím kmitočtem. Je to nastavení obvodu na střed přijímaného pásma změnou kondenzátoru C_2.

Potom zapojíme oscilátor s nastaveným nejmenším výkonem a trpělivě měníme všechny ostatní kapacity, až se objeví zvětšování zisku. Vždy naladíme jeden element na maximum zisku a pak se vrátíme k doladění předcházejících elementů. Když už se zdá, že je veškeré naladění nejlepší, opatrně zvýšíme výkon pumpovacího kmitočtu (*opatrně, pozor na diodu*). Poté znovu celý postup opakujeme.

Jsou-li všechny podmínky příznivé, dojdeme až k hodnotám, kdy bude zesilovač kmitat. Potom redukujeme výkon oscilátoru tak, aby zisk zesilovače byl 6 až 10 dB pod hodnotou, kdy začíná kmitat. To také bude odpovídat nejnižšímu šumovému číslu.



Obr. 5–25. Provedení parametrického zesilovače pro 145 MHz.

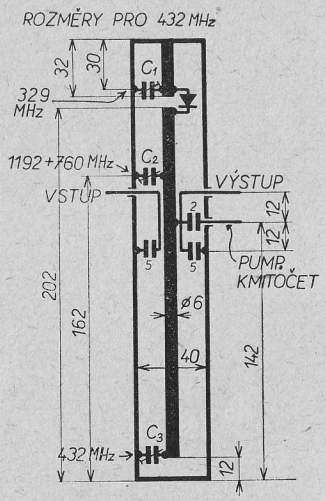
V–22. PARAMETRICKÝ ZESILOVAČ PRO 432 MHz

Parametrický zesilovač pro pásmo 432 MHz je v podstatě podobný předchozímu provedení. Vnější plášť obvodu má rozměry 190×40×40 mm a vnitřní vodič má průměr 6 mm. Vnitřní uspořádání je poněkud změněno. Poněvadž je přívod pumpovacího kmitočtu zaveden na delší úsek vnitřního vodiče, jsou vazební smyčky pro vstup a výstup přijímaného signálu umístěny symetricky podle osy vstupu 760 MHz. Tím je potlačeno pronikání kmitočtu 760 MHz do vstupu konvertoru a zpět do antény.

Umístění kondenzátoru C_2 je voleno tak, že je společný pro kmitočet pumpy a součtový interferenční kmitočet 1192 MHz. Rozměry a rozmístění součástí jsou na obrázku 5–26.

Zpětná vyzařování interferenčních kmitočtů i pumpovacího kmitočtu jsou nepříjemnou vlastností parametrických zesilovačů.

Intenzita interferenčních kmitů je přímo úměrná úrovni přicházejících signálů. Intenzita vyzařování pumpovacího kmitočtu je stálá. Pro potlačení tohoto nepravého vyzařování vkládá se mezi anténu a parametrický zesilovač ještě jednoduchý koaxiální obvod s vysokým Q, naladěný na přijímaný signál. Malá neonka zapojená napříč tohoto obvodu se rozsvítí při zapojení vlastního výkonného vysílače, sníží kvalitu tohoto obvodu a uchrání tak varaktor před zničením. Přesto se vyplatí dbát, aby anténní přepínač – přepínací relé v poloze vysílání dostatečně chránil vstup do parametrického zesilovače.



Obr. 5–26. Provedení parametrického zesilovače pro 435 MHz.

VI.

ANTÉNY PRO VKV

Antény pro VKV jsou vizitkou, která oznamuje, že „zde bydlí nějaký OK". Tento efekt však zdaleka není prvním hlediskem pro stavbu VKV antén. Následující odstavce ukazují, kolik problémů může být u tak „jednoduché" věci, jako je anténa.

Mimo základní poznatky o funkci antén je opět uvedena řada praktických příkladů pro jejich stavbu. I připojení antény patří k závažnosti celé problematiky.

A

Základní anténní technika

VI. – 1. ÚVOD

Úlohou antény je měnit elektrickou energii získanou vysílačem na elektromagnetické vlny vyzařované do prostoru. Podobná anténa mění na přijímací straně elektromagnetické vlny, které na anténu dopadají, zpět na elektrickou energii, která může být detekována přijímacím zařízením. Je mnoho různých způsobů provedení antén, jejichž popis by zaplnil celou knihu. V této kapitole se budeme zabývat pouze typy antén, důležitými pro amatérskou techniku VKV.

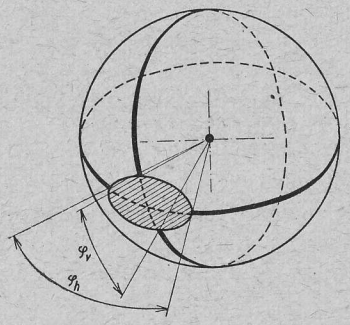
Vlastnosti antény používané pro příjem jsou téměř shodné s vlastnostmi téže antény, používané pro vysílání – jako zářič. Tak například anténní směrový diagram pro příjem se shoduje s diagramem pro vysílání. Směrovost, účinná plocha a impedance mají pro obojí týž význam. Tento poznatek nazýváme *teorém reciprocity*. K problémům šíření vln nám tento teorém říká i to, že při spojení mezi dvěma body lze očekávat stejné podmínky co do síly pole, optimálního kmitočtu a dalších vlastností spojení nezávisle na tom, který z obou bodů je přijímací a který vysílací.

VI – 2. SMĚROVOST A ZISK ANTÉNY

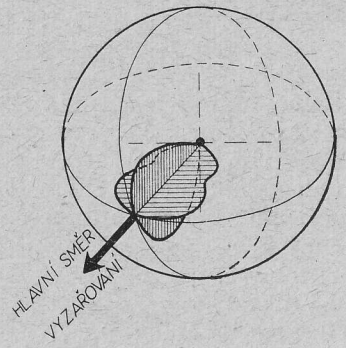
Směrovost vysílací antény je schopnost soustředit vyzařování vln do určitého směru. Všechny běžné antény vykazují určitý stupeň směrovosti. Čistě nesměrová anténa, tj. taková, která vyzařuje vlny všemi směry naprosto stejně, se jmenuje *izotropní anténa* (*izotropní zářič*) a její existence je pouze teoretická. Představíme-li si takovou anténu ve středu koule, pak bude intenzita pole po celém vnitřním povrchu koule stejná.

Jestliže tedy soustředíme vyzařování antény do určitého směru tak, aby z vnitřního povrchu koule byla ozářena pouze část, například eliptického tvaru (obr. 6–01), nutně musí být síla pole v ploše

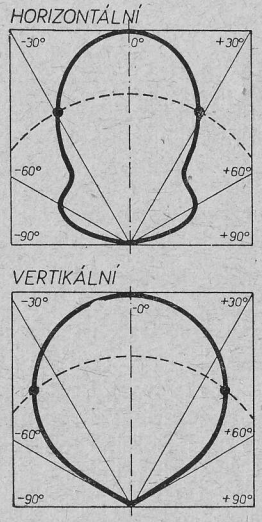
elipsy větší, a to v poměru celého povrchu koule k ploše elipsy (na obrázku vyčárkováno). Ke stejnému výsledku dojdeme porovnáním výkonu přiváděného na nesměrovou anténu s výkonem přiváděným na anténu s uvažovaným soustředěním vyzařování tak, aby v obou případech bylo dosaženo stejné síly pole. Tento poměr nazýváme *činitelem směrovosti* antény.



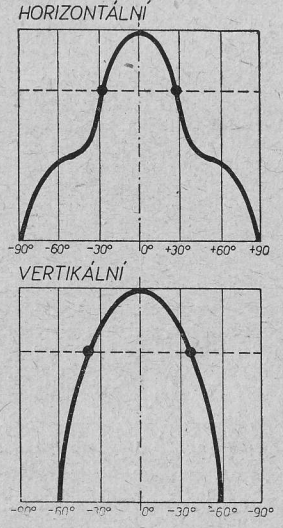
Obr. 6–01. Směrový účinek antény.



Obr. 6–02. Horizontální a vertikální směrový diagram.



Obr. 6–03. Směrový diagram kreslený v polárních souřadnicích.



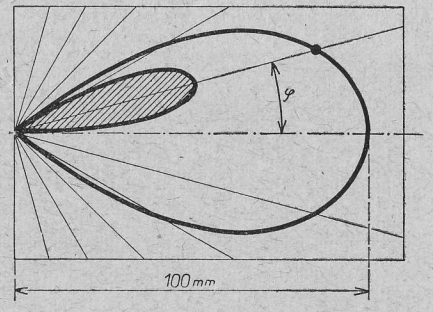
Obr. 6–04. Směrový diagram kreslený v pravoúhlých souřadnicích.

Uvedené vysvětlení pojmu činitele směrovosti antény se však poněkud liší od praktických údajů o anténě, poněvadž ozářená část vnitřku koule není zdaleka tak ostře ohraničena od neozářené části. Je nutno počítat s určitým plynulým přechodem i s určitou nerovnoměrností síly pole uvnitř ozářené plochy. Sledujeme-li sílu pole v různých bodech na kouli pro jednoduchost jen ve svislé a vodorovné rovině (viz obr. 6–02) a nanášíme-li na jednotlivé paprsky hodnotu síly pole v bodech, kde paprsky protínají kouli, dostaneme dvě křivky. Křivka ve vodorovné rovině je *vodorovným* (horizontálním) *směrovým diagramem* a křivka ve svislé rovině je *svislým* (vertikálním) *směrovým diagramem* antény. Na obrázku jsou plochy obou diagramů pro lepší názornost vyšrafovány.

Směrové diagramy však nekreslíme touto složitou formou, ale samostatně buď v polárních souřadnicích (obr. 6–03), nebo někdy v pravoúhlých souřadnicích, kde je úhel směru rozvinut do osy x (obr. 6–04). Z obou příkladů kreslení směrových diagramů antén vidíme, že síla pole pro různé směry je různá.

Ze směrových diagramů můžeme stanovit i *šířku svazku* účinného působení antény. Poněvadž svazek soustředěného vyzařování antény není ostře ohraničen, jak již bylo řečeno, je nutno stanovit mez poklesu síly pole, která svazek ohraničuje. V praxi se používá hodnoty polovičního výkonu, tj. o 3 dB méně, to znamená v míře síly pole snížené na sedm desetin $\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)$. Narýsujeme-li si na směrový diagram kružnici o poloměru 0,7 z maximální hodnoty vyzařování (ve vrcholu křivky), pak průsečníky s křivkou diagramu nám určí *směrovost* ve stupních (obr. 6–03).

Máme-li takto určeny směrové diagramy antény, nakreslíme si je na milimetrový papír, tak, aby největší hodnota síly pole souhlasila s některou zaokrouhlenou hodnotou měřítka, například 100 mm (obr. 6–05). Pak přepočteme jednu polovinu diagramu tak, že délku paprsků, tj. hodnoty síly pole v milimetrech, násobíme odmocninou cosinu příslušného úhlu směru (φ) a spočítáme plochu nového diagramu. Poměr plochy čtverce nad maximální hodnotou síly pole nepřepočíta-



Obr. 6–05. Stanovení absolutního činitele směrovosti.

né (tj. 100) k ploše nového diagramu nám udává *absolutní činitel směrovosti*. Jsou-li horizontální a vertikální diagramy odlišné, stanoví se činitel směrovosti ze střední geometrické hodnoty z obou vypočtených hodnot obou diagramů.

Jinak je možno stanovit činitele směrovosti jako poměr čtverce síly pole v hlavním směru vyzařování ke čtverci střední hodnoty pole v ostatních směrech.

$$S = \frac{E^2}{E^2_{str}} \qquad [6\text{–}01]$$

Použijeme-li pro porovnání izotropní antény, mluvíme o absolutním činiteli směrovosti (S_a). Pro půlvlnný dipól je $S_a = 1{,}64$, což odpovídá 2,15 dB. V praxi však používáme jako vztažné antény právě tohoto půlvlnného dipólu, poněvadž jej lze pro praktické porovnávací měření také použít. Pak mluvíme o *relativním činiteli směrovosti* (S_p). Absolutní činitel se v tomto případě stanoví:

$$S_a = 1{,}64\ S_p \qquad [6\text{–}02]$$

nebo v decibelech

$$S_a = S_p + 2{,}15 \quad [\text{dB}]. \qquad [6\text{–}03]$$

Účinnost antény η_A je poměr vyzařovaného výkonu k přivedenému příkonu.

$$\eta_A = \frac{P_{vyz.}}{P}. \qquad [6\text{–}04]$$

Půlvlnný dipól má účinnost 1, ale složité systémy mají vlivem ztrát účinnost nižší – 0,6 až 0,8, tj. vyzářený výkon je pouze 60 až 80 % z přivedeného příkonu. Je přirozené, že jak činitel směrovosti, tak účinnost antény mají vliv na výsledný efekt antény. Zavádíme proto pojem zisk antény (G), který stanovíme jako poměr výkonů přivedených na porovnávací anténu (s účinností 1) k měřené anténě, které vyvolají v dostatečné (stejné) vzdálenosti, nejméně 10 λ, stejnou sílu pole.

$$G = \frac{P_o}{P}. \qquad [6\text{–}05]$$

(P_o = příkon přivedený porovnávací anténě, P = příkon měřené antény.) Měříme-li sílu pole při stejném příkonu obou antén, bude

$$G = \frac{E^2}{E_o^2}. \qquad [6\text{–}06]$$

(E = síla pole vyvolaná měřenou anténou, E_o = síla pole vyvolaná porovnávací anténou).

Z uvedeného plyne, že

$$G = \eta_A \cdot S, \qquad [6\text{–}07]$$

tj., že skutečný zisk antény je zpravidla menší než její činitel směrovosti; může se mu však blížit.

Zisk antény můžeme také stanovit ze směrových diagramů podle úhlů směrovosti. Známe-li horizontální i vertikální úhel vyzařování pro poloviční výkon, je zisk antény dán vzorcem:

$$G = \frac{32027}{\alpha_h \cdot \alpha_v} \qquad [6\text{–}08]$$

(α_h = horizontální úhel, α_v = vertikální úhel; obojí ve stupních; zisk vyjde v poměrném čísle – nikoliv v dB).

VI–3. ÚČINNÁ PLOCHA ANTÉNY

Často se setkáváme s *pojmem účinná plocha* antény (též efektivní plocha absorpce nebo efektivní otevření), který charakterizuje přijímací antény. Účinná plocha antény je část rovinné elektromagnetické vlny procházející anténou, která přenáší stejně veliký vysokofrekvenční výkon, jaký uvažovaná anténa zachycuje a převádí do dalšího zařízení. Je to vyjádření schopnosti antény, z jaké plochy dopadající vlny zachycuje záření. Je pochopitelné, že tato účinná plocha je především závislá na skutečných rozměrech antény; pro složené plošné antény (soufázové) je přímo úměrná jejich ploše. Pro půlvlnný dipól ve volném prostoru, dokonale přizpůsobený, je účinná plocha antény asi 13 % ze čtverce o straně rovné vlnové délce.

$$A_a \doteq 0{,}13\ \lambda^2. \qquad [6\text{–}09]$$

Toto odpovídá zhruba elipse o délkách os $\frac{1}{4}\lambda$ a $\frac{3}{4}\lambda$ podle obr. 6–06.

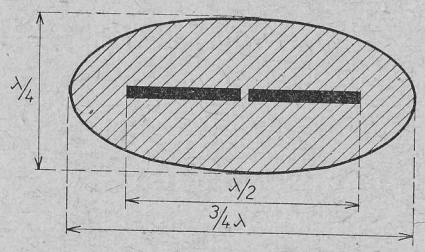
Účinná plocha jiných antén než je půlvlnný dipól, tj. antén s jiným ziskem, musí být jiná. Zvětšení zisku můžeme dosáhnout u přijímací antény pouze tím, že určitými prostředky umožníme zachycování vysokofrekvenčního výkonu z větší plochy elektromagnetické vlny. Pro tyto případy platí vztah

$$A = A_a \cdot G \doteq 0{,}13\ G\lambda^2, \qquad [6\text{–}10]$$

kde Ad je účinná plocha půlvlnného dipólu a G je zisk uvažované antény oproti půlvlnnému dipólu.

Účinná plocha antény je veličina velmi důležitá pro konstrukci antén. Především musíme dbát o to, aby v prostoru, kam zasahuje plocha, nebyly žádné předměty, které mohou elektromagnetickou vlnu nepříznivě ovlivnit. Při kombinaci několika antén na společnou podpěru zabráníme respektováním účinné plochy jednotlivých antén pozdějšímu zklamání.

Hlavní význam použití účinné plochy antény je při stavbě několikanásobných anténních soustav. Při optimální vzdálenosti dvou antén v soustavě (například dvě antény typu Yagi) mají se dílčí účinné plochy právě dotýkat. Vzdálenost větší než tato hodnota nepřináší dalších výhod, naopak rozměry antény zbytečně narůstají. Menší vzdálenost než je dotyk účinných ploch, tj. jejich vzájemné překrývání, způsobuje pokles celkového zisku.



Obr. 6–06. Účinná plocha antény.

K tomu, abychom si dovedli stanovit účinnou plochu antény a její vertikální a horizontální rozložení, pomohou nám již uvedené vztahy. Známe-li vertikální a horizontální směrový úhel vyzařování, můžeme stanovit i rozměry účinné plochy z následujících rovnic.

Pro kruhovou nebo eliptickou účinnou plochu, například u dvoupatrové antény Yagi, platí

$$d_h = 2\sqrt{\frac{A \cdot \alpha_h}{\pi \cdot \alpha_v}}, \qquad [6\text{–}11]$$

$$d_v = 2\sqrt{\frac{A \cdot \alpha_v}{\pi \cdot \alpha_h}} \qquad [6\text{–}12]$$

a pro obdélníkovou nebo čtvercovou účinnou plochu antény, charakteristickou pro mnohonásobnou soufázovou anténu, platí

$$d_h = \sqrt{\frac{A \cdot \alpha_h}{\alpha_v}}, \qquad [6\text{–}13]$$

$$d_v = \sqrt{\frac{A \cdot \alpha_v}{\alpha_h}}. \qquad [6\text{–}14]$$

Ve všech rovnicích d_h je horizontální rozměr účinné plochy (šířka), d_v je vertikální rozměr (výška); obojí vyjádřeno ve vlnových délkách, A je celková účinná plocha v λ^2; α_h α_v jsou horizontální a vertikální úhly vyzáření. Tyto rovnice jsou jednoduché a usnadní informativní výpočet, jsou-li postranní laloky směrových diagramů nejméně o 10 dB menší než hlavní směr vyzařování. Pro rychlé stanovení zisku a účinné plochy antény a úhlu vyzařování je určen nomogram na obr. 6–07.

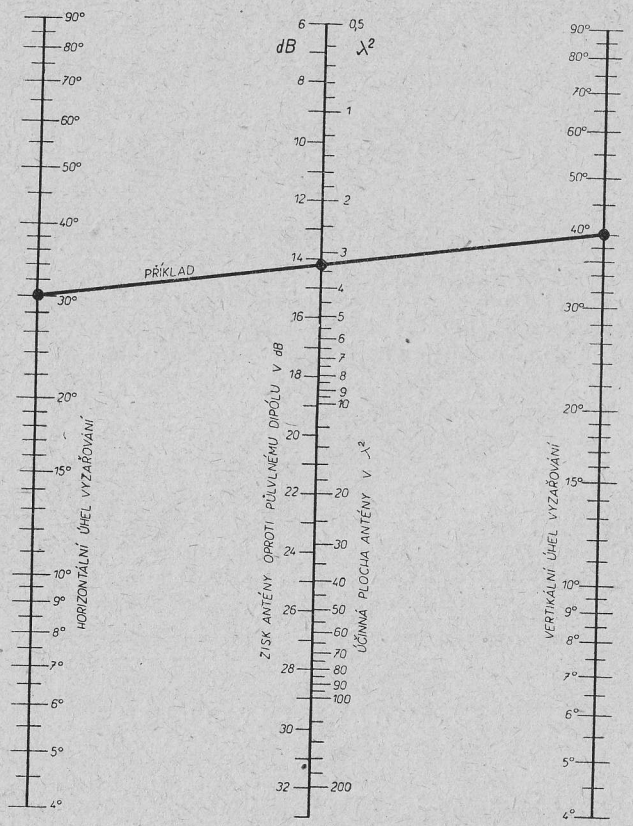
VI–4. ČINITEL ZPĚTNÉHO VYZAŘOVÁNÍ

Ze směrového diagramu antény lze také posoudit, v jakém poměru anténa vyzařuje kupředu a dozadu. Tento poměr, který jmenujeme *činitelem zpětného vyzařování* (nepoužívejme nepěkného výrazu předozadní poměr) má význam hlavně u dvou a tříprvkových antén. U těchto jde vlastně pouze o potlačení zpětného vyzařování, zatím co vyzařování kupředu zůstává se širokým úhlem. U antén víceprvkových s ostřejší směrovostí tento pojem ztrácí na významu, neboť takové antény mají zpravidla celý vějíř malých, vedlejších laloků na směrovém diagramu. V takovém případě jsou určité směry, kdy je vyzařování téměř nulové (mezi laloky), takže i vyzařování přesně zpět může být malé, ale sousední laloky mohou být daleko větší a naopak. Malý význam pojmu činitel zpětného vyzařování potvrzuje i to, že tvar a velikost zpětného vyzařování se značně mění s použitým kmitočtem.

VI–5. PŮLVLNNÝ DIPÓL

V předešlých odstavcích jsme se zajímali o některé vnější vlastnosti antén, o ty vlastnosti, které jsou pro použití v technice VKV důležité. Tyto vlastnosti jsou však závislé na typu i na provedení antén samotných a tomu jsou věnovány další odstavce.

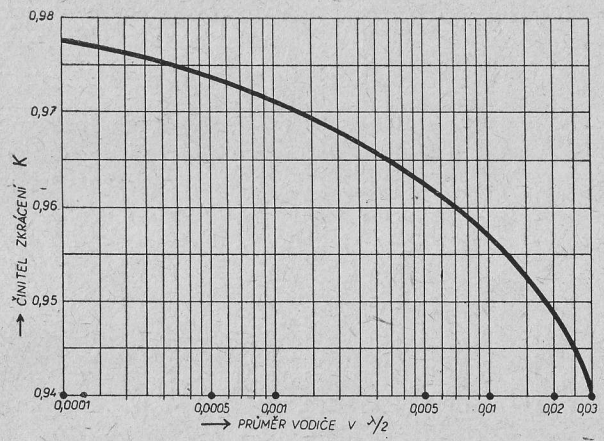
Jedním ze základních prvků antén pro VKV je *půlvlnná anténa*, zvaná *dipól* (*půlvlnný dipól*). V teorii antén považujeme dipól za elementární zářič, jehož vlastností se používá při studiu elektromagnetických polí. Půlvlnný dipól představuje skutečnou anténu (izotropní anténa je pojem pouze teoretický), jejíž vlastnosti jsou



Obr. 6–07. Nomogram závislosti účinné plochy antény a zisku na úhlech směrovosti.

celkem jednoduché a přesně definovatelné, a proto je vhodný jako porovnávací (*vztažná*) anténa pro vyjádření vlastností jiných druhů antén.

Má-li anténa odevzdávat do prostoru elektrickou energii s největší účinností, je nutné, aby byla v rezonanci s pracovním kmitočtem. Z teorie vedení je možno odvodit, že elektrická délka přímého vodiče v rezonanci je rovna polovině délky vlny (nebo jejím celistvým násobkům). Proto mluvíme o půlvlnném dipólu. Elektrická délka nekonečně tenkého vodiče s nulovým odporem a v pro-

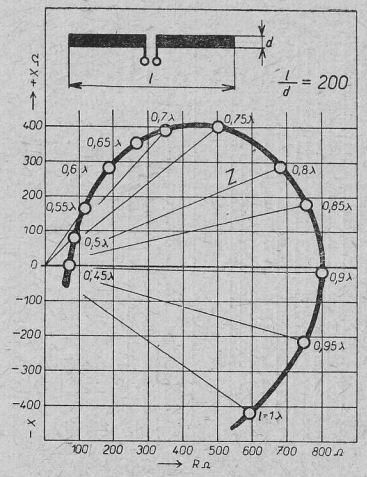


Obr. 6–08. Činitel zkrácení vodiče v závislosti na jeho průměru.

storu s dielektrickou konstantou rovnou nule je totožná s délkou geometrickou. Prakticky je vždy menší, a míru, jak se liší elektrická délka od geometrické, jmenujeme *činitelem zkrácení K*. Jak závisí činitel zkrácení antény na průměru vodiče, ze kterého je vyrobena, vyjadřuje diagram na obr. 6–08. Průměr vodiče je uveden v poměru k délce vlny. Čím je větší průměr vodiče, tím je pochopitelně větší i jeho kapacita. Je možno namítnout, že zesílením vodiče klesá jeho indukčnost, což naopak způsobuje zvětšení elektrické délky, ale zvětšení kapacity je větší než zmenšení indukčnosti.

Průměr vodiče dipólu má vliv i na další charakteristické hodnoty antény. Je to především *vyzařovací odpor*. Anténu můžeme považovat za spotřebič elektrické energie připojený ke zdroji (vf generátoru). Generátor tím zatížíme vyzařovacím odporem antény a ztrátovým odporem antény. Vyzařovací odpor je hodnota, kterou

můžeme zjistit pouze v přítomnosti proudu o rezonančním kmitočtu a je dána výkonem skutečně vyzářeným do prostoru a proudem přiváděným na anténu $R = \frac{P_v}{i^2}$. Kdybychom ideálním stíněním zcela zabránili vyzařování do prostoru, klesne vyzařovací odpor na nulu. Kromě vyzařovaného výkonu musíme přivést ještě výkon, který kryje ztráty způsobené elektrickým odporem vodiče a ztráty v izolaci. Součet všech ztrátových odporů je nutno připočítat k vyzařovacímu odporu. U běžných provedení VKV antén je ztrátový odpor prakticky zanedbatelný a mluvíme pak pouze o jediné hodnotě – vyzařovacím odporu.



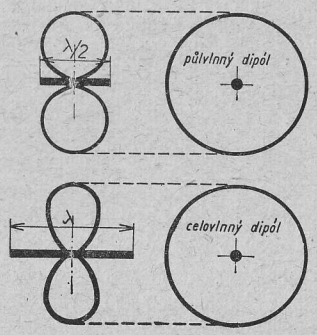
Obr. 6–09. Příklad závislosti impedance antény na kmitočtu.

Vyzařovacímu odporu někdy nesprávně říkáme impedance antény. Nesprávně proto, že impedance antény je komplexní veličina, mající reálnou a imaginární složku. Imaginární složka impedance antény způsobuje zvětšení impedance antény, ale pouze jalové, neboť se neprojeví zvýšením vyzářené energie. Tato imaginární složka je těsně spjata s kmitočtem, a to tak, že pro rezonanční kmitočet se rovná právě nule. Tedy pouze v tomto případě se kryje impedance antény s vyzařovacím odporem. Je-li kmitočet větší než rezonanční nebo je-li elektrická délka antény větší než půl vlny, má imaginární složka impedance kladné znaménko a říkáme, že má induktivní charakter. V opačném případě při záporném znaménku má kapacitní charakter. Poněvadž reálná složka a imaginární složka jsou k sobě kolmé, platí pro hodnotu impedance vztah

$$Z = R + jX = \sqrt{R^2 + X^2} \qquad [6\text{–}15]$$

(R je reálná složka, X je imaginární složka). Jak se mění obě hodnoty v závislosti na délce antény (geometrické) vyjádřené ve vlnových délkách, ukazuje na dipólu s určitým konečným průměrem vodiče obr. 6–09. Rezonance antény je v těch bodech křivky, která leží na vodorovné ose, tj. v případech, kdy je imaginární složka rovna nule. Z obrázku je patrno, že pro první rezonanci (půlvlnný

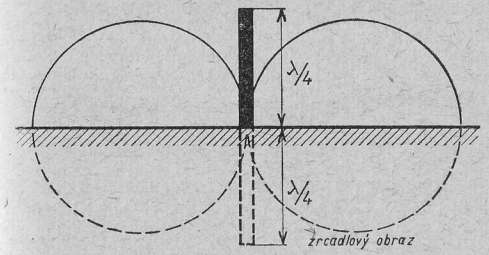
dipól), kdy je jeho délka 0,45 λ, je impedance, a tedy i vyzařovací odpor, kolem 70 Ω. Při prodlužování dipólu obě složky nejdříve rostou, pak imaginární složka opět klesá, až při druhé rezonanci (celovlnný dipól), kdy je délka kolem 0,9 λ, je imaginární složka znovu nulová, ale vyzařovací odpor dosáhl hodnoty 800 Ω. To byl příklad. V praxi se setkáváme s půlvlnnými dipóly, jejichž impedance se pohybuje s malými odchylkami kolem 72 Ω (ideální dipól má impedanci 73,13 Ω). Celovlnné dipóly jsou vlastně již složenými anténami, neboť je lze pokládat za dvojice půlvlnných dipólů napájených na konci. Impedance takovýchto antén je vysoká. Příklad na uvedeném obrázku platí pro velmi tlustý vodič. Impedance koncového napájení nebo celovlnného dipólu se velmi značně mění v závislosti na průměru vodiče a dosahuje hodnoty několika tisíc ohmů, a proto se výborně hodí pro mnohonásobné soufázové systémy, kde jsou jednoduché antény spojeny paralelně.



Obr. 6–10. Směrové diagramy půlvlnného a celovlnného dipólu.

Směrový diagram jednoduchého půlvlnného dipólu v rovině osy vodiče tvoří zhruba dvě dotýkající se kružnice (celovlnný dipól má protáhlou osmičku) a v rovině kolmé k ose vodiče je směrovým diagramem jediná kružnice se středem ve středu vodiče (i u celovlnného dipólu) obr. 6–10.

K základním tvarům jednoduchých antén patří čtvrtvlnný zářič. Prakticky se s ním setkáváme u svislých uzemněných antén. Nejde vlastně o nic jiného než o polovinu normálního půlvlnného dipólu, umístěnou kolmo k vodivé rovině. Vodivá rovina, ať je to zemský povrch, nebo jiná vodivá rovina, uměle vytvořená, je elektrickým zrcadlem, v němž se objeví jako „zdánlivý obraz“ chybějící druhá polovina normálního dipólu. Všechny vlastnosti ta-



Obr. 6–11. Základní princip čtvrtvlnného zářiče.

kové čtvrtvlnné uzemněné antény tomu odpovídají (obr. 6–11). Směrový diagram je polovina směrového diagramu dipólu, vyzařovací odpor je rovněž poloviční.

VI–6. REFLEKTOR A DIREKTORY

Vraťme se k půlvlnnému dipólu a k jeho dalším vlastnostem. Uspořádáme-li, pro další vysvětlení, dva stejné půlvlnné dipóly rovnoběžně vedle sebe tak, abychom mohli měnit jejich vzdálenost, jejich napáječe uspořádejme tak, abychom mohli měnit jejich vzájemnou fázi. Uděláme-li řadu pokusů s různými fázovými poměry a s různými vzdálenostmi, shledáme, že se vlivem rozdílnosti fází i vlivem rozdílností vzdálenosti obou zářičů budou měnit i vyzařovací diagramy.

Rozbor těchto pokusů vede k závěru, že směrové účinky dvojice dipólů o různé vzájemné vzdálenosti se řídí hodnotou této vzdálenosti a rozdílem fází proudů v obou dipólech. Je-li napájení obou dipólů soufázové i protifázové, mění se původní nesměrová charakteristika (v rovině kolmé k anténě) jediného dipólu na dvousměrovou charakteristiku, u které vzájemný poměr obou směrů je závislý právě na uvedených hodnotách. Jednosměrné vyzařování nastane, když v zářičích vzdálených $\frac{\lambda}{4}$ budou proudy vzájemně posunuty o čtvrt cyklu. Předpokládejme, že proud v zářiči I. (obr. 6–12) předbíhá ve fázi o 90° proud protékající v zářiči II. Vlna, která vyšla z prvního zářiče směrem k druhému zářiči, dostihne jej v čase

$$t = \frac{\lambda}{4\,C} = \frac{T}{4}. \qquad [6\text{–}16]$$

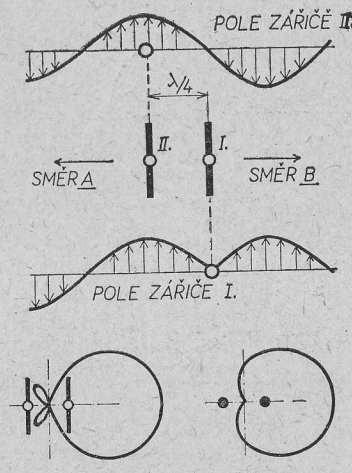
V tuto dobu proud v druhém zářiči bude mít takovou fázi, jakou měl proud v prvém zářiči, který danou vlnu vybudil. Proto vlna vyzařovaná v tuto dobu druhým zářičem bude mít stejnou fázi jako vlna, která přišla od prvního zářiče. Tyto vlny se sečtou a ve směru *A* nastane zesílení záření.

V obráceném směru *B* vzniknou jiné poměry. Když vlna vyzařovaná druhým zářičem dostihne první zářič, uplyne ještě čtvrt cyklu. Proud v prvním zářiči v tomto okamžiku již předběhl o půl cyklu vlnu vytvořenou druhým zářičem. Vlny ve směru *B* budou proto v protifázi a budou se odečítat, tj. dojde k omezení vyzařování. V ostatních směrech dojde v důsledku různosti délky dráhy

buď k částečnému potlačení, nebo částečnému zesílení výsledné vlny.

Charakteristika směrovosti takovéto dvojice je na obr. 6–12. Z obrázku je patrno, že zářič, ve kterém proud fázově předbíhá proud druhého zářiče, jakoby odrážel vyzařování druhého zářiče. Zářič s touto funkcí se nazývá *reflektor*.

Směrovost může být získána i při jiných vzdálenostech mezi zářiči, ale pak musí být upravena různost vzájemných fází proudů. Je-li vzdálenost menší než čtvrt vlny a mají-li se setkat vlny na reflektoru s opačnou fází, musí proud v reflektoru předbíhat proud v anténě o úhel větší než 90°. Při takto zmenšené vzdálenosti obou zářičů nastane také ve směru vyzařování určitý fázový rozdíl, který způsobuje, že postranní vyzařování bude důrazněji potlačeno. V tomto případě bude diagram vyzařování užší a tím vzroste i zisk této dvojice.

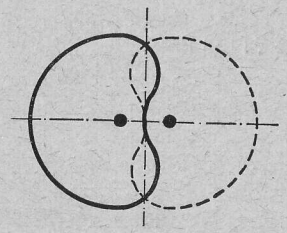


Obr. 6–12. Vysvětlení činnosti pasivního prvku.

Vlna vyzařovaná prvním zářičem a dopadající na reflektor vybudí v něm velký proud. Bude-li vybuzený proud předbíhat fázově o 90° proud v prvním zářiči, bude reflektor plnit svou funkci i bez samostatného napájení. Potřebný fázový posuv je vždy možno nastavit naladěním reflektoru změnou jeho délky. Změnou délky může půlvlnný vodič představovat pro vybuzené proudy buď ohmický nebo kapacitní nebo induktivní odpor. Následkem toho proudy v takto upraveném reflektoru budou mít odpovídající fázi ve vztahu k budicí vlně. Protože proud vybuzený reflektorem bude vždy o něco menší než proud v prvním zářiči, nepodaří se dosáhnout úplného potlačení zpětného vyzařování. Proto diagram takovéto dvojice bude vždy o něco horší než s napájeným reflektorem.

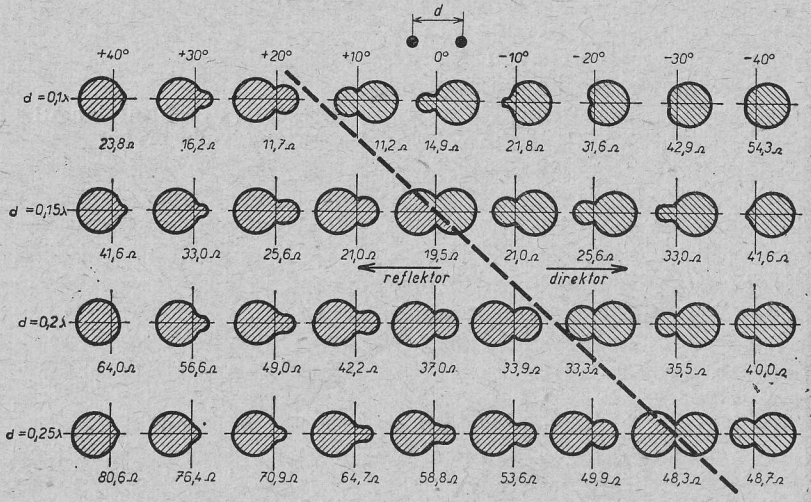
Reflektory, které nepotřebují samostatné napájení a které se budí polem vyzařovaným prvním zářičem, se jmenují *pasivní* na rozdíl od reflektorů napájených, nazývaných *aktivní*. Antény vybavené pasivními reflektory mají podstatně jednodušší systém napájení a snadnější možnost naladění.

Rozbor systému dvojice zářič-reflektor ukázal dále, že úlohu reflektoru plní ten vodič, ve kterém fáze proudu předbíhá fázi proudů v druhém vodiči. Je lehko nastavit oba vodiče tak, že si vymění úlohy například směru proudu v jednom z nich. Diagram antény změní svou orientaci o 180° (obr. 6–13). Totéž je možno uskutečnit i v dvojici zářič-pasivní prvek. Ukazují se zde velmi široké možnosti, protože tvar diagramu se řídí současně vzdáleností mezi vodiči a naladěním pasivního prvku. Například zmenšení vzdáleností vede ke snížení vyzařovacího odporu dvojice, ale zlepší se potlačení zpětného vyzařování. Tyto přednosti ukazuje série směrových diagramů na obr. 6–14, provedených pro různé vzdálenosti a různá naladění pasivního prvku.



Obr. 6–13. Změnou fáze lze měnit směrové vlastnosti dvojice prvku.

Z obrázku je patrno, že pro určitou skupinu kombinací naladění (tj. délky) a vzdáleností projevuje se pasivní prvek jako reflektor, pro určitou skupinu zůstává vyzařování oboustranné a pro zbytek kombinací zesiluje pasivní prvek vyzařování na svou stranu a je nazýván direktorem. Na obrázku je zakreslena čára rozdělující činnost reflektoru a direktoru. Na pravé straně od této čáry je pasivní prvek direktorem a na levé straně reflektorem. Z obrázku je dále patrno, že při menší vzdálenosti obou vodičů je potlačení zpětného vyzařování lepší než při větší vzdálenosti. To způsobuje účinnější vybuzení proudu v pasivním prvku.

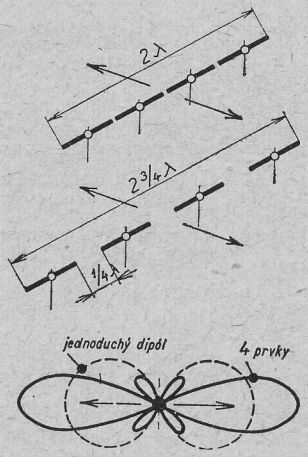


Obr. 6–14. Přehled směrových diagramů pro různé vzdálenosti prvků a různá fázová posunutí.

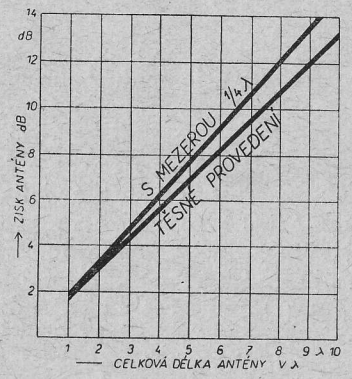
VI–7. VÍCEPRVKOVÉ ANTÉNNÍ SOUSTAVY

Při větším počtu prvků je nesmírné množství kombinací rozměrů, přičemž vzájemné indukčnosti a kapacity prvků situaci ještě natolik kombinují, že není prakticky možné řešení výpočtem. Antény s pasivními prvky se proto řeší převážně pouze experimentálně.

Ze základních jednoduchých prvků je možno kombinovat složitější anténní soustavy. Vede nás k tomu snaha soustředit vyzařování jedním směrem pro získání vyšší účinnosti vysílacího a přijímacího zařízení. V radioamatérské praxi z toho plynou i určité nesnáze antén, poněvadž směrová anténa vyžaduje otáčení. Rozměry základních prvků pro amatérská pásma VKV dávají možnost realizace i v amatérských poměrech. Rozhodnutí pro to či ono provedení bývá většinou ovlivňováno více místními možnostmi než obtížností i nákladností vlastní stavby. V dalších odstavcích jsou



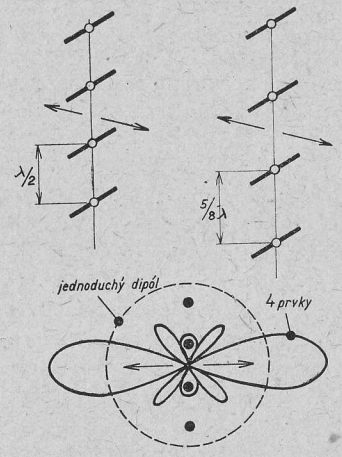
Obr. 6–15. Kolineární uspořádání dipólů.



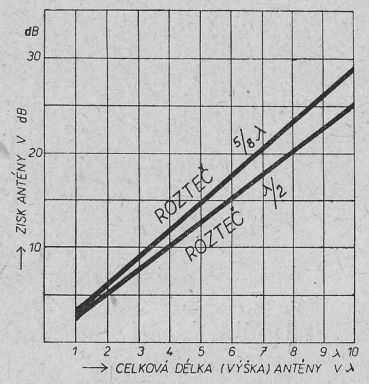
Obr. 6–16. Vliv vzdálenosti dipólů kolineární soustavy.

probrány některé hlavní druhy anténních soustav i s praktickými příklady.

Seskupíme-li dva nebo více půlvlnných dipólů za sebou do jedné přímky a zapojíme je všechny tak, aby byly napájeny se stejnou fází, bude směrová charakteristika v rovině osy vodičů křivkou značně protáhlou (obr. 6–15). Postranní laloky směrového diagramu jsou zbytky vnějších složek vyzařování krajních prvků, které se nemohly přímo navzájem zrušit. Této anténě říkáme také



Obr. 6–17. Rovnoběžné uspořádání dipólů.



Obr. 6–18. Vliv vzdálenosti dipólů rovnoběžné soustavy.

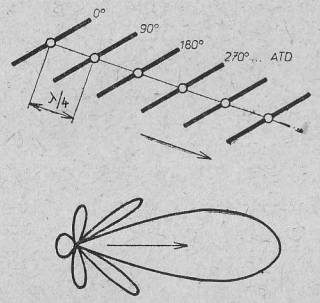
kolineární. Směrový diagram v rovině kolmé k ose vodičů zůstává kruhový jako u jednoduchého dipólu.

Poznatky, které máme o účinné ploše antény, nám napovídají, že není výhodné anténní prvky skládat těsně vedle sebe. Optimální mezery mezi prvky mají rozměr $\lambda/4$. Diagram na obrázku porovnává zisk antény v závislosti na její celkové délce ve vlnových délkách pro těsně montované dipóly a pro montáž s mezerou $\lambda/4$.

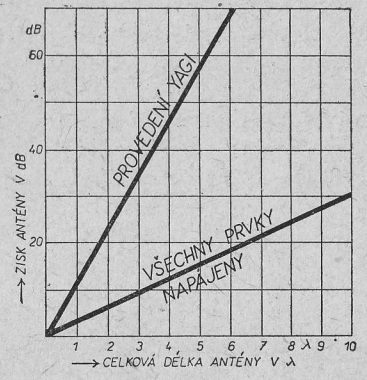
Půlvlnné dipóly je možno uspořádat vedle sebe rovnoběžně. I zde je podmínkou soufázové napájení. V tomto rovnoběžném bočném uspořádání se však zásadně mění směrovost v rovině kolmé k anténě, a to z původní kružnice na dvousměrovou charakteristiku danou dvěma hlavními laloky a několika postranními podle počtu prvků (obr. 6–17). Směrovost v rovině určené osou antény a hlavními směry vyzařování, vyjádřená u jednoduchého dipólu

přibližně dvěma kružnicemi, se u složené rovnoběžné soustavy rovněž značně protahuje. Vzájemná vzdálenost jednotlivých dipólů může být $\frac{\lambda}{2}$, ale může být i větší, podle stejného poznatku jako u antény kolineární. Při stejných rozměrech soustavy, tj. při stejné její délce má soustava s většími vzdálenostmi poněkud vyšší zisk (obr. 6–18).

Rovnoběžně umístěné dipóly nemusíme vždy připojovat soufázově. Bude-li taková řada prvků vzdálených od sebe o čtvrtinu



Obr. 6–19. Rovnoběžně umístěné dipóly nápájené postupnou vlnou



Obr. 6–20. Porovnání antény s postupnou vlnou s anténou Yagiho.

délky vlny, napájená postupně od jedné strany tak, že každý další prvek bude vždy buzen proudem posunutým o fázový úhel 90°, změní se úplně směrová charakteristika této soustavy. Diagram směrovosti bude mít maximum pouze na jedné straně ve směru osy celé soustavy dipólů (obr. 6–19).

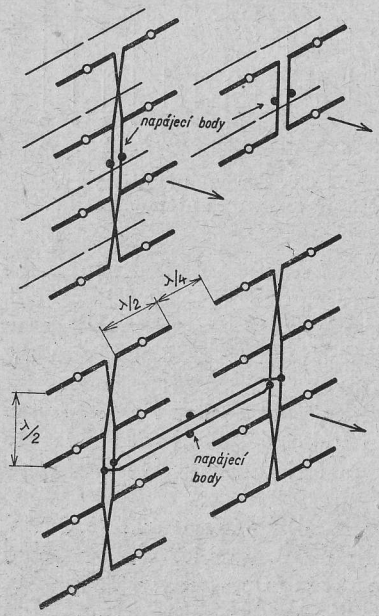
Připojení antény v jediném „ohnisku", tzv. antény s *postupnou vlnou* na jejím konci, je jistě velmi výhodné. Poněvadž má toto uspořádání vyzařovací diagram pouze jednostranný, je i zisk v tomto případě vyšší (obr. 6–20).

Dr. *Hidetsugu Yagi* (Japonsko) přispěl k dalšímu zlepšení tím, že anténu napájel pouze v jediném dipólu a ostatní prvky ponechal nepřipojené a buzené pouze vazbou zářením od předešlého prvku, jak jsme si dříve podrobněji vysvětlili. Anténa takto uspořádaná má přes uvedené zjednodušení značně vyšší zisk proti anténě se všemi napájenými prvky. A nyní porovnejme všechny čtyři druhy

antén podle uvedených diagramů. Budou-li mít všechny druhy stejnou velikost v míře zabíraného prostoru, bude mít anténa typu Yagi největší zisk. Totéž platí, budeme-li uvažovat stejnou váhu celé soustavy.

VI–8. POROVNÁNÍ ANTÉNNÍCH SOUSTAV

Položíme si otázku, kdy použít jiné antény a proč se vůbec nepoužívá pouze typu Yagiho. Odpověď je jednoduchá a tkví v rozdílnosti směrových charakteristik jednotlivých provedení. Pro potřebu zcela nesměrové antény ve vodorovné rovině, ale se zcela nízkým úhlem otevření ve svislém směru použijeme kolineární anténu uspořádanou svisle. Čím bude delší, tím směrovější bude ve svislém směru a tím vyšší bude i její zisk. Její polarizace je však svislá. A tak nejrůznějšími kombinacemi přímkového a rovnoběžného řazení prvků lze směrovost téměř libovolně měnit. Soufázové antény dále doplňujeme téměř pravidelně stejným počtem pasivních prvků s funkcí reflektorů. Na obrázku 6–21 je několik příkladů různých soustav soufázových antén a v tabulce je uveden zisk v závislosti na počtu dipólů v jedné řadě a na počtu rovnoběžných řad (tabulka platí pro soustavu s reflektory).



Obr. 6–21. Několik příkladů soufázových antén.

Jinak je to však s anténou Yagiho. Její směrová charakteristika je úzká ve svislé i vodorovné rovině (čím delší anténa, tím užší) i když nejsou stejné. Podpořit tu či onu směrovost můžeme pouze uspořádáním dvou i více antén nad sebou (patrové systémy) nebo vedle sebe, případně oběma způsoby.

Vlastní provedení Yagiho antény je však náročnější, má-li

Tabulka zisků soufázových kombinací antén (s reflektory)

(v dB nad půlvlným dipólem)

Počet prvků v řadě (zářičů)

Počet řad zářičů	1	2	3	4	5	6	7	8
1	3	4,8	6,4	7,6	8,6	9,5	103,3	10,9
2	7	8,8	10,4	11,6	12,6	13,5	14,3	14,9
3	8,5	10,3	11,9	13,1	14,1	15	15,8	16,4
4	9,8	11,6	13,2	14,4	15,4	16,3	17,1	17,7
5	10,8	12,6	14,2	15,4	16,4	17,3	18,1	18,7
6	11,5	13,3	14,9	16,1	17,1	18	18,8	19,4
7	12,2	14	15,6	16,8	17,8	18,7	19,5	20,1
8	12,7	14,5	16,1	17,3	18,3	19,2	20	20,6
9	13,2	15	16,6	17,8	18,8	19,7	20,5	21,1
10	13,7	15,5	17,1	18,3	19,3	20,2	21	21,6
11	14,1	15,9	17,5	18,7	19,7	20,6	21,4	22
12	14,5	16,3	17,9	19,1	20,1	21	21,8	22,4

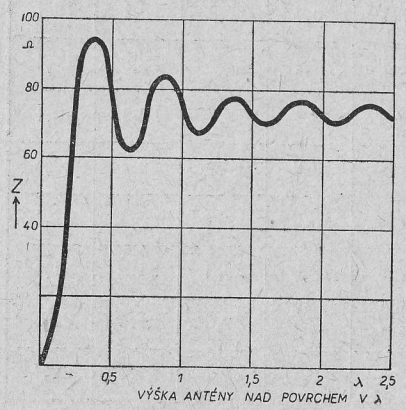
mít skutečně ty přednosti, o kterých se mluví. Na rozdíl od soufázových antén, kde jsou rozměry prvků a jejich vzdálenosti naprosto stejné a pravidelné, Yagiho anténa je v tomto směru zcela nepravidelná. Je řada kombinací vzdálenosti jednotlivých direktorů dávajících dobrý výsledek.

Kolem Yagiho antén je ještě hodně nejasností. Teoretické zpracování pro výpočet zatím chybí a údaje, které se kdy objevují, se opírají v podstatě o praktické experimenty. Tím si můžeme i vysvětlit často diametrální názory na tento výkonný druh antény. Tak se například dříve tvrdilo, že nemá smyslu budovat Yagiho anténu s mnoha prvky, a to proto, že nebyly zkušenosti s jejich dimenzováním a umísťováním. Dnes se můžeme i setkat s anténou pro dálkový VKV příjem, mající 150 direktorů. I tvrzení o extrém-

ní úzkopásmovosti této antény je již překonáno, neboť právě rozměry direktorů je možno značně ovlivnit šíři pásma. Již uvedený příklad antény se 150 direktory má šíři pásma 30 %.

VI–9. VYZAŘOVACÍ ODPOR SLOŽENÝCH ANTÉN

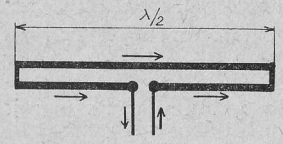
Vyzařovací odpor dipólu se mění přiblížením k jinému vodiči nebo k vodivé ploše. Prakticky uvažujeme dva případy. První je vliv výšky antény nad povrchem země, střechy apod. Tohoto vlivu se z hlediska impedance nemusíme obávat, pokud vzdálenost neklesá pod čtvrtinu délky vlny (obr. 6–22). Jinak je tomu z hlediska vlastního vyzařování a šíření – o tom v kapitole o šíření. Přítomnost pasivních prvků značně ovlivňuje i samotný zářič. Především klesá jeho impedance, a to v závislosti na vzdálenosti pasivních prvků a také na jejich ladění. Pasivní prvky také poněkud rozlaďují zářič, to znamená, že délka zářiče musí být při přítomnosti pasivních prvků poněkud opravena proti hodnotě samotného zářiče ve volném prostoru. Je možno sestrojit na základě řady měření množství diagramů, které vyjadřují dílčí závislosti například impedance dipólu na vzdálenosti reflektoru při různých vzdálenostech direktoru. Řadu těchto grafů naleznete v příručce M. Českého: Televizní přijímací antény. Průměrně lze počítat s tím, že impedance víceprvkové antény bude menší než třetina impedance samotného zářiče. Různé prameny se shodují na hodnotě 20 ohmů (je-li zářičem v soustavě jednoduchý půlvlnný dipól).



Obr. 6–22. Vliv výšky dipólů nad vodivým povrchem na jeho impedanci.

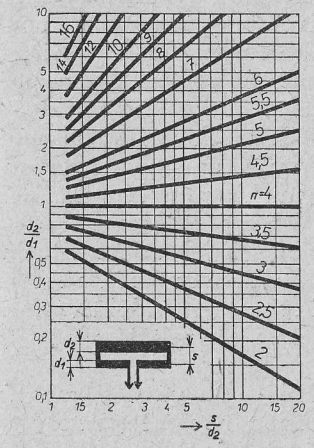
Velikost vyzařovacího odporu je veličina velmi důležitá. Ze základů radiotechniky víme, že nejlepšího využití výkonu zdroje dosáhneme při rovnosti výstupní impedance a zatěžovací impedance. Problém by byl jednoduchý, kdybychom mohli připojit anténu

přímo na výstup vysílače, což děláme velmi zřídka přesto, že by to bylo velmi výhodné. Napájecí vedení, kterým spojení mezi vysílačem a anténou zprostředkujeme, nám podstatně problém komplikuje, poněvadž jsme odkázáni pouze na určité druhy materiálu celkem s malým výběrem. Každou hodnotu impedance napáječe pro VKV techniku nelze amatérsky improvizovat z běžných vodičů. Vyvstává nám tím problém volit impedanci antény podle daného napáječe. K tomu cíli vede několik cest. První je volit takovou konstrukci antény, která má široké možnosti změny impedance. Touto konstrukcí je skládaný dipól. Spojíme-li konce běžného půlvlnného dipólu rovnoběžným vodičem o stejném průměru (obr. 6–23), zjistíme, že se okamžitá hodnota proudu vlastně rozdělí do dvou vodičů (jde o stojaté vlny) – polovina teče původním dipólem a polovina přidaným vodičem, a to stejným směrem; protože jsou oba vodiče vzhledem k napájecím bodům spojeny za sebou, musí být výsledná impedance čtyřnásobná proti jednoduchému dipólu.

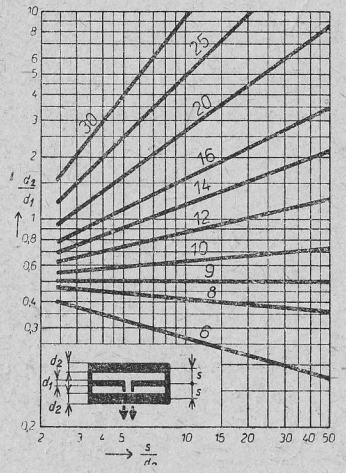


Obr. 6–23. Proudy ve skládaném dipólu.

Kdybychom podobným způsobem připojili ještě jeden rovnoběžný vodič, rozdělil by se proud na tři vodiče a výsledná impe-



Obr. 6–24. Transformace impedance skládaného dipólu volbou rozměrů.



Obr. 6–25. Transformace impedance trojitého dipólu volbou rozměrů.

dance by byla ještě větší. Při zachování stejných průměrů vodičů vyroste impedance několikanásobných skládaných dipólů na hodnotu

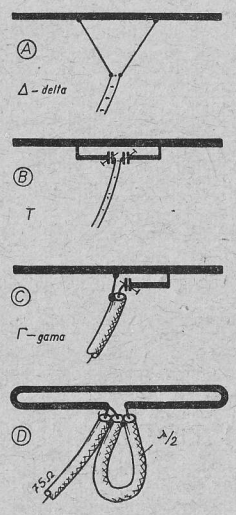
$$Z = Zd \cdot n^2 \qquad [6\text{–}17]$$

(Zd = impedance jednoduchého dipólu, n je celkový počet paralelních vodičů včetně původního dipólu).

Měníme-li průměry jednotlivých vodičů, bude se výsledná impedance odchylovat od hodnoty vypočtené uvedeným jednoduchým vztahem. Pokud zůstávají průměry všech vodičů stejné, není jejich vzdálenost kritická (obvykle je 4 až 6krát větší než průměr vodičů). Jsou-li však průměry vodičů různé, musíme při hledání hodnoty impedance vycházet jednak z poměru obou průměrů vodičů $\frac{d_2}{d_1}$ a z poměru rozteče obou vodičů k průměru přidaných vodičů $\frac{S}{d_2}$

Oba diagramy na obrázcích 6–24, 6–25, podle kterých vypočteme násobek impedance jednoduchého dipólu, ukazují, v jak širokých mezích je možno měnit impedanci skládaných dipólů.

V dnešní době málokterý amatér použije pro VKV anténu dvoudrátového napáječe zhotoveného pomocí distančních příček (žebříček). Brání tomu zcela praktické důvody. Prostě – dnes je na běžném trhu jak koaxiální kabel, tak i třistaohmová dvoulinka (snad i 240) a dokonce i dvoulinka stíněná.



Obr. 6–26. Běžné způsoby impedančního přizpůsobení.

Pro použití dvoulinky je výhodné použití skládaného dipólu, ovšem s patřičným rozdílem v průměrech vodičů. Toto uspořádání je výhodné i tam, kde používáme několikanásobných antén s paralelně spojenými zářiči. Dvoulinku je možno napojit i pomocí tak zvaného přizpůsobení delta (obr. 6–26–A). Velmi osvědčený způsob je pomocí přizpůsobení T (obr. 6–26–B). Použití paralelních krátkých vodičů ve tvaru bočníků vnáší do soustavy induktivní složku, kterou je nutno vyvážit vloženými kondenzátory.

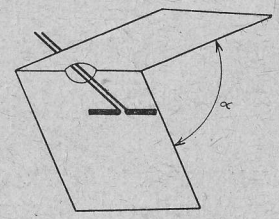
Lze předpokládat, že většina amatérů použije koaxiálního napáječe, který má určité výhody, i když je nákladnější. Jeho připojení lze nejjednodušeji provádět přizpůsobením gama (obr. 6–26–C), které je

polovinou již uvedeného T. Přizpůsobení gama nepotřebuje již žádnou další symetrizaci, která je jinak při použití koaxiálního napáječe nutná. Symetrizací půlvlnovým vedením lze nahradit impedanční přizpůsobení 1 : 4 (obr. 6–26–D).

VI–10. ZVLÁŠTNÍ DRUHY REFLEKTORŮ

Reflektory anténních soustav je možno sestavit z více prvků. Praktické zkoušky ukazují, že použití například dvou reflektorů nad sebou (jeden nad úrovní a druhý pod rovinou vlastní antény) má příznivější vlastnosti. Vyplývá to z toho, že zasahují do prostoru mimo účinnou plochu zářiče a umožňují tak získávat energii z větší plochy než reflektory umístěné s anténou v jedné rovině.

Více rovnoběžných reflektorů s malým rozestupem (max. 0,1 λ), seskupených do roviny rovnoběžné se zářičem, tvoří *plošný reflektor*. Lze jej nahradit rovinnou vodivou deskou nebo vodivou sítí. Vzdálenost mezi deskou a půlvlnným dipólem se volí v rozmezí 0,1–0,3 λ. Maximum vyzařování je ve směru kolmém k rovině tohoto reflektoru s činitelem směrovosti asi 6 dB.



Obr. 6–27. Základní uspořádání úhlového reflektoru.

Rovinných reflektorů se používá ve VKV technice jako náhrady za reflektorovou soustavu zejména u mnohonásobných soufázových soustav dipólů pro získání jednosměrového vyzařování. Toto uspořádání má tu výhodu, že je není nutno ladit. Jediným rozměrem, který se musí nastavit, je vzdálenost antén od roviny reflektorů. Tato vzdálenost může být lichým počtem čtvrtvlnové délky nebo může být menší než čtvrt vlny. Nastavení vzdálenosti není kritické.

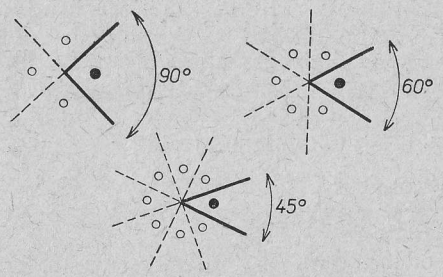
Vytvoříme-li reflektor ze dvou vodivých desek rovnoběžných se zářičem a navzájem svírajících určitý úhel α (obr. 6–27), zvětší se podstatně směrovost soustavy. Toto uspořádání je pojmenováno *úhlový reflektor*, podle zahraničních pramenů někdy též *rohový reflektor*. Je-li úhel reflektoru roven $\frac{180°}{n}$, kde n je celé číslo, může se účinek vysvětlovat podle zrcadlových obrazů (obr. 6–28). Při úhlu 90° musíme uvažovat tři obrazy, při 60° pět obrazů a při 45°

sedm obrazů. Směrový diagram úhlového reflektoru je velmi příznivý, prakticky bez postranních laloků (obr. 6–29). Pro každý úhel otevření reflektoru je možno vyhledat optimální vzdálenost zářiče od hřbetu reflektoru. Pro nejlepší využití soustavy je nutné, aby šířka reflektorových ploch byla o vzdálenost zářiče od hřbetu větší než půl vlny $\left(š = \frac{\lambda}{2} + r \right)$ a délka ploch 3 až 4krát větší než vzdálenost zářiče od hřbetu

$$3\,r < l > 4\,r).$$

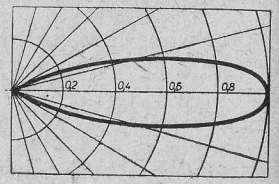
Závislosti činitele směrovosti a vyzařovacího odporu jsou na diagramech č. 6–30, 6–31.

Celistvý reflektor lze úspěšně nahradit mříží z rovnoběžných vodičů s roztečí maximálně desetina vlnové délky. Reflektor je možno zhotovit i z kovové sítě nebo z perforovaného plechu, nepřevyšují-li největší rozměry otvorů hodnotu 0,1 λ. Je nutno připomenout, že úhlový reflektor (rovněž rovinný reflektor) nejsou pasivními prvky ve smyslu poznatků z předešlých odstavců, tj. jejich délka ve směru polarizace zářiče nemusí být nikterak kriticky naladěna vzhledem k pracovnímu kmitočtu. Naopak, tento rozměr musí být prostě dostatečně veliký, aby dosáhl přibližně účinku nekonečně dlouhých vodičů. Toho je však již dosaženo, přesahuje-li nepatrně rozměr účinné plochy zářiče ve směru polarizace.

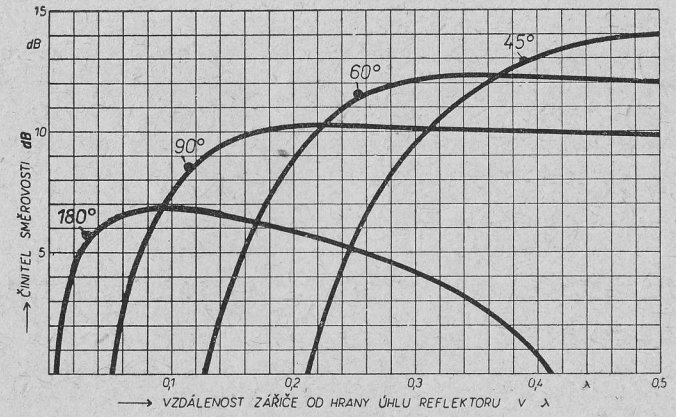


Obr. 6–28. Vysvětlení účinku úhlového reflektoru.

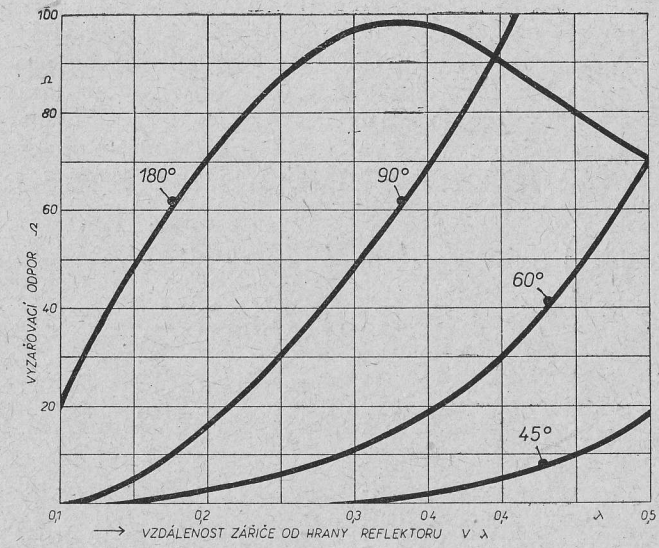
Antény s úhlovým reflektorem dosahují zisku 10 až 14 dB. Jejich použití je výhodné zejména pro vyšší pásma VKV. Pro pásmo 145 MHz by již vyžadoval důkladnou nosnou konstrukci, aby odolala silným náporům větru, neboť plocha reflektoru je velmi značná a při nejřidčím provedení je vystavena velkému namáhání. Pro nejvyšší pásma (zejména decimetrová) lze kombinovat několik úhlových antén vedle sebe se společným reflektorem



Obr. 6–29. Typický směrový diagram antény s úhlovým reflektorem.



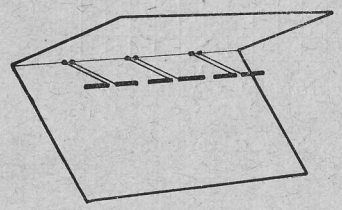
Obr. 6–30. Vliv vzdálenosti zářiče úhlového reflektoru na činitele směrovosti.



Obr. 6–31. Vliv vzdálenosti zářiče úhlového reflektoru na vyzařovací odpor.

(obr. 6–32). Vzdálenosti jednotlivých zářičů volíme podle poznatků o kolineárních anténách, tj. asi se čtvrtvlnnou mezerou.

Pro decimetrové a centimetrové vlny přistupujeme někdy k reflektorům obdobným reflektorům optickým; nejjednodušší z nich je válcový. Za zářičem je vodivá plocha ve tvaru části parabolického válce, v jehož ohniskové ose je umístěn zářič. Poněvadž jde skutečně o stejný způsob odrazu jako v optice, je nutno veškerou vyzářenou energii soustředit na plochu reflektoru. Proto v těchto případech používáme ještě jednoho nebo několika pasivních prvků před zářičem. Tím se zároveň zamezí možnosti fázově nesprávného kombinování vlny přímé a vlny odražené.



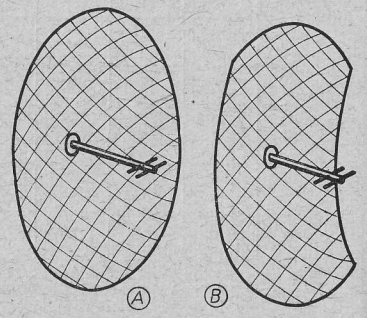
Obr. 6–32. Kombinování několika dipólů s úhlovým reflektorem.

Stejným způsobem soustřeďuje záření parabolický reflektor, jehož odrazná plocha je tvořena vrchlíkem rotačního paraboloidu (obr. 6–33–A). V ohnisku paraboloidu je umístěn půlvlnný zářič, opatřený laděným pasivním reflektorem, někdy několikanásobným. Tento malý reflektor nahrazujeme někdy kruhovou odraznou deskou. Parabolický reflektor je dnes běžnou anténou pro decimetrové a centimetrové vlny všude, kde potřebujeme dosáhnout velkého zisku. Musíme si však uvědomit, že je to právě oblast decimetrových a centimetrových vln, kdy je jeho použití výhodné, poněvadž právě u těchto pásem zůstávají jeho rozměry přijatelné pro zhotovení. Pro hrubé stanovení zisku platí vztah:

$$G \doteq 4\left(\frac{d}{\lambda}\right)^2. \qquad [6\text{–}18]$$

Z tohoto vztahu je patrné, že zisk záleží především na poměru průměru zrcadla k vlnové délce.

Je-li v ohnisku použito jako zářiče půlvlnného dipólu s pasivním reflektorem (u profesionálních zařízení se pro centimetrová pásma používá ústí vlnovodu), musíme si uvědomit jeho směrový diagram. V rovině kolmé k ose dipólu je



Obr. 6–33. Antény s parabolickým reflektorem.

směrový úhel větší než v rovině v ose dipólu. To znamená, že v kolmém směru je možno použít většího průměru zrcadla. Proto se někdy setkáváme se zrcadlem po stranách seříznutým (obr. 6–33–B). Odříznuté části paraboloidu nejen že by nezvětšily zisk, ale určitým způsobem nepříznivě ovlivňují fázi odražené vlny.

Použití parabolických zrcadel pro decimetrové a centimetrové vlny umožňuje vytvoření velmi úzkých svazků a mimořádně výhodný činitel zpětného vyzařování. Pro hrubé stanovení šířky svazku platí jednoduchá rovnice:

$$\gamma_{\text{stupňů}} \doteq 120\,\frac{\lambda}{d}. \qquad [6\text{–}19]$$

Čím užšího svazku dosáhneme, tím přesněji musíme zaměřovat protější stanici a tím větší bude možnost, že nám bude příjem kolísat změnou troposférického lomu.

V době družic a kosmických raket často slýcháme a čteme o parabolických anténách obrovitých rozměrů. To jenom potvrzuje, že tento způsob je nejúčinnější cestou dosažení vysokých zisků a extrémně úzkých svazků.

B

Praktické provedení antén

VI–11. STAVBA ANTÉN

Pro VKV je možno použít řadu jiných druhů antén. Jsou to jednak antény drátové, jednak antény širokopásmové a konečně i antény nesměrové. Pro amatérské použití mají význam jenom některé z nich a mnohdy jen v omezené míře. Tak například dlouhodrátové antény a k nim patřící „V" antény a rombické (kosočtvercové) antény jsou snadno zhotovitelné, mají velký zisk, ale nehodí se pro otočné provedení pro své rozměry. Mimo to vyžadují, mají-li mít vlastnosti, které jsou jim přisuzovány, zcela určitou výšku nad rovným a dobře vodivým povrchem. Tam, kde na ně je místo, hodí se výborně pro dálková spojení v určitém směru.

Některé širokopásmové antény odpovídají do té míry svému pojmenování, že je lze použít pro dvě i více amatérských pásem. Jsou to především trychtýřové antény tvořené dvěma postranními stěnami čtverhranného trychtýře. Stěny jsou trojúhelníkového tvaru a jsou samostatně zapojeny jako dipól na oba vodiče napájecího vedení. Obě části tohoto zajímavého dipólu tvoří současně zářič a současně vlnovodový trychtýř soustřeďující vyzařování jedním směrem.

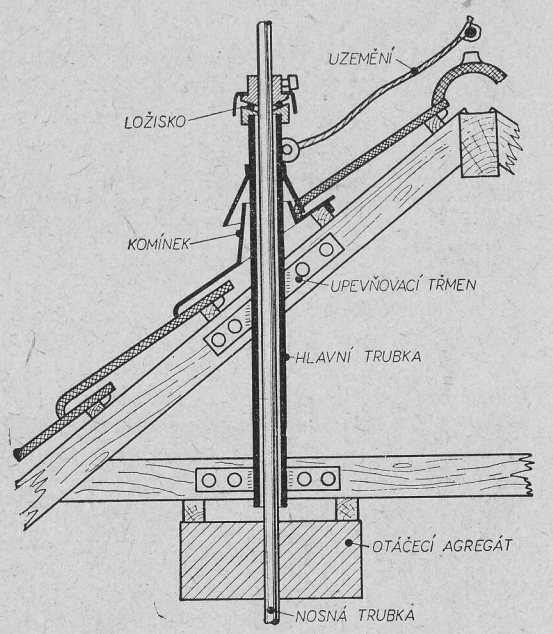
O těchto zvláštních anténách i anténách nesměrových jsou některé údaje v konstrukční stati této kapitoly.

Výsledky, kterých v dnešní době amatéři dosahují v technice VKV, jsou zčásti i výsledkem nároků kladených na provedení antény. Pohlédneme-li několik let zpět do období vrcholu amatérské práce na šestimetrovém pásmu, nalezneme převážně jednoduché antény. „Směrovka" byla tehdy senzační vzácností. Dnes již víme, že je správné dosadit si i na anténu trochu toho úsilí i nákladů.

Konstrukční provedení antény může mít mnoho obměn podle nejrůznějších podmínek. Nejdůležitější podmínkou je místní možnost realizace. Jiné možnosti má amatér bydlící v centru města v činžovním domě, jiné jsou v rodinném domku na předměstí nebo v domku na venkově. Někde lze anténu snadno postavit na střechu na zcela nízkou podpěru, jinde to s nízkou podpěrou nejde. Jsou místa s možností postavení samostatného sloupu vedle

domku v zahradě. V žádném případě však anténa nesmí být nebezpečím pro okolí. Zvláště je-li umístěna nad veřejnou komunikací nebo prostranstvím, musíme na to pamatovat. Je nutno doporučit: *poradit se dříve s odborníkem*, pokud sami nemáme takovou kvalifikaci. Některá bezpečnostní a právní ponaučení naleznete v „*Příručce radiotechnické praxe*" Naše vojsko 1961. Výstavba antén je vázána státní normou.

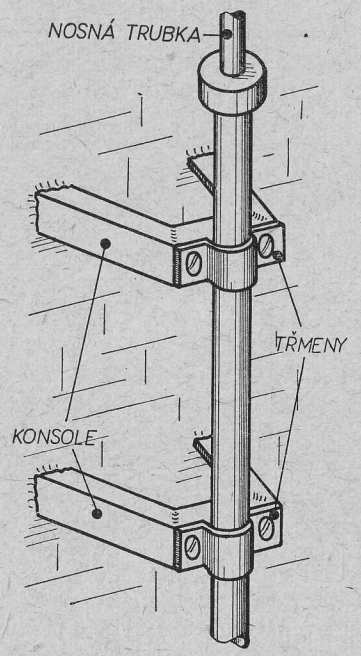
Stavba antény pro VKV je vážným problémem, který je nutno řešit s náležitou perspektivou a zejména tam, kde jsou realizační podmínky obtížnější. Musíme si především uvědomovat, že amatérská praxe nás donutí experimentovat. Budeme chtít postupně pracovat i na více pásmech. To všechno si předem uvážíme. Podpěru nebo nosnou soustavu postavíme proto tak, abychom mohli s anténou manipulovat, anténní soustavu měnit a rozšiřovat a v neposlední řadě udržovat.



Obr. 6–34. Příklad montáže antény na střeše domu.

Nejběžnější provedení jistě bude na střeše obytného nájemního domu. Pro tento případ je nutno vyhledat na střeše takové místo, kde by anténa nepřekážela důležitým službám (čištění komínu, údržba telefonních vedení atp.). Volíme si místo dobře přístupné, ale tak, aby anténní napáječ nebyl zbytečně dlouhý. Základem antény bude ocelová železná trubka asi 120 cm dlouhá, kterou připevníme pomocí přivařených třmenů na vazbu střechy tak, aby horní konec procházel krytinou. Porušenou krytinu je nutno zacelit vloženým pozinkovaným plechem s dobře přiletovaným komínkem (obr. 6–34). Komínek musí mít kolem trubky dostatečnou vůli, poněvadž se bude anténní podpěra vlivem větru mírně pohy-

bovat. Proti zatékání opatříme trubku nad komínkem kuželovou stříškou. Pro upevnění této základní trubky nelitujeme dostatečně silné vruty nebo vratové šrouby, aby celá soustava byla dostatečně pevná. Průměr základní trubky záleží na úmyslu, jak rozsáhlou anténní soustavu chceme budovat. Čím vyšší a rozměrnější bude anténa, tím větší průměr musí mít nosná trubka, která bude volně procházet základní trubkou. Pro výšku antén kolem tří metrů nad horním okrajem základní trubky postačí zpravidla světlost kolem 50 mm.



Obr. 6–35. Příklad provedení konzoly pro montáž antény na svislou stěnu domu.

Nosnou konstrukci nutno spojit pomocí silné objímky a silného drátu nebo lana (alespoň 10 mm²) s nejbližším vedením bleskosvodu. (Poraďte se s odborníkem.)

Vodorovný trám, na který je základní trubka zachycena, bývá někdy příliš vzdálen od hřebenu a je nutno zhotovit si jiný. Volíme takový rozměr, aby lícoval s rozměry krokví, ke kterým bude připevněn železnými pásy a vruty. Spodní konec základní trubky musí být dostatečně vysoko nad úrovní půdy, abychom mohli vsunovat zdola nosnou trubku antény. Anténní otáčecí agregát lze umístit těsně pod vodorovný trám, pokud nepoužijete lehkého rotátoru těsně pod vlastní anténou. Rotátor umístěný pod střechou je však lépe chráněn před povětrností.

Váha nosné trubky antény a vlastní antény je zachycena axiálním ložiskem, umístěným na horním konci základní trubky. Povolením několika stavěcích šroubů se anténa uvolní a spustí těsně nad střechu pro potřebnou manipulaci, montáž i demontáž. Vyšší antény zajistíme ještě třemi kotvami, upevněnými na nosné trubce otočným kroužkem, umožňujícím otáčení antény. Kotevní lana a dráty příliš nenapínáme.

Jiným způsobem upevnění anténní podpěry je konzola na svislé zdi nebo štít, pokud je dostatečně silný (nosná zeď). Nikdy nepoužíváme komínů. Jejich zdivo bývá vlivem kouřových plynů často zvětralé a anténa přímo nad komínem více trpí, nehledě k tomu, že se to ani *nesmí*. Konzolu nejlépe zhotovíme ze silné základní trubky, buď přišroubované, nebo dobře přivařené k nosným úhelníkům. Vlastní provedení záleží na tom, jak bude konzola přístupná pro další manipulaci. Na obrázku 6–35 je příklad provedení.

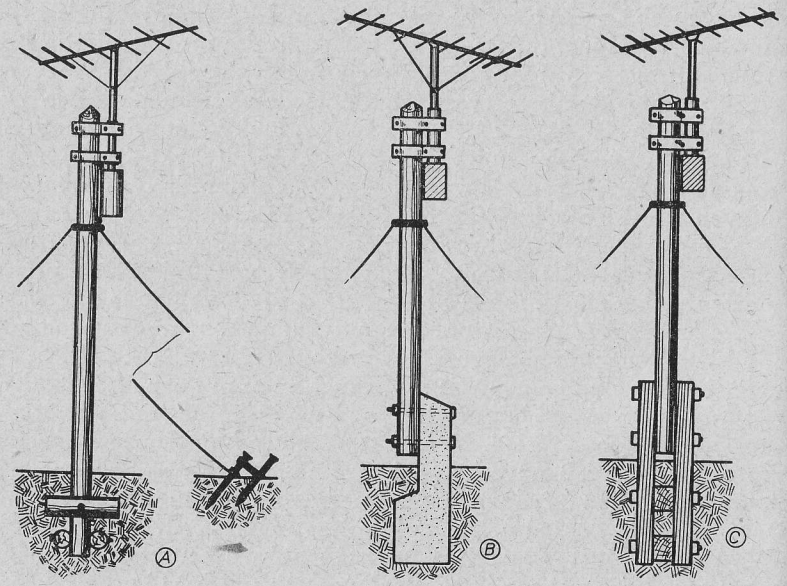
Umístění antény na samostatných sloupech má mnoho různých možností. Základem může být normální dřevěný sloup zapuštěný do země nebo zachycený na nosníkový nebo betonový podstavec s možností sklápění (obr. 6–36–A, B, C). Jiným provedením je stožár smontovaný z dvojic dřevěných prken do průřezu ve tvaru T nebo trojice desek ve tvaru H. Spoje desek jsou po délce vystřídány (obr. 6–36–D, E). Velmi tuhý a lehký sloup lze zhotovit ve tvaru dutého hranolu z desek o síle 25 mm (obr. 6–36–F) a pro trpělivé a zručné ruce je výhodný stožár příhradový z poměrně lehkých dřevěných latí (obr. 6–36–G). Příhradové provedení je velmi lehké a při tom dostatečně tuhé. Hodí se i pro nízké stožárky pro umístění na ploché střechy chaty, vyžaduje ovšem určité konstrukční znalosti, má-li se dosáhnout předpokládané pevnosti.

Všechny dřevěné konstrukce se musí řádně konzervovat dobrým a důkladným nátěrem. Pro všechny konstrukce platí důležitá zásada, již dříve připomenutá: při řešení anténní nosné konstrukce se napřed poradíme s odborníkem a obtížnější práce raději svěříme zkušenému řemeslníkovi. Vyčerpat všechny kombinace a situace včetně potřebných návodů není v rozsahu této příručky možné.

Vlastní anténa bývá zpravidla upevněna na nosné trubce, která je vsunuta do základní trubky popisované v předešlých odstavcích. Použití soustavy základní pevné trubky a v ní vložené otočné nosné trubky je výhodné pro všechny druhy podpěr i pro dřevěné, poněvadž umožňuje snadné otáčení, spouštění i vysouvání. Délka nosné trubky je závislá na místních podmínkách a velikosti použitých antén. Nelze ji ovšem zvětšovat neomezeně. Pro trubky delší než tři metry, počínaje od horního okraje hlavní trubky se doporučuje dolní polovinu vyztužit vložením do silnější trubky. Lepší zajištění je pomocí kotvení. Problém kotvení nosné trubky je závislý na řešení otáčení antény. Použijeme-li otočného agregátu, umístěného ve vrcholu trubky, bude zakotvení nosné trubky těsně u antény jednoduché. Dlouhé trubky vyztužíme třemi napínacími lany přes příčky uprostřed trubky (obr. 6–37–A). Ve výši příček upevníme také vlastní kotvy.

V případě použití rotátoru u paty nosné trubky, takže je otáčena i nosná trubka, musí být kotvy zachyceny na nosnou trubku otočně tak, aby připouštěly otáčení nosné trubky (obr. 6–37–B).

Je-li nutné použít nosné trubky s napínacími lany a rotátoru u paty nosné konstrukce, pak nezbude nic jiného než do nosné trubky vložit s náležitou vůlí lehkou trubku pro přenesení pohybu na anténu. Směrová víceprvková Yagiho anténa je nesena vodorovným nosníkem, kterému říkáme ráhno; ráhno lze vyrobit z duralové trubky o menším průměru než je nosná trubka. Pro menší antény můžeme použít i ráhno z jiného materiálu, případně i ze

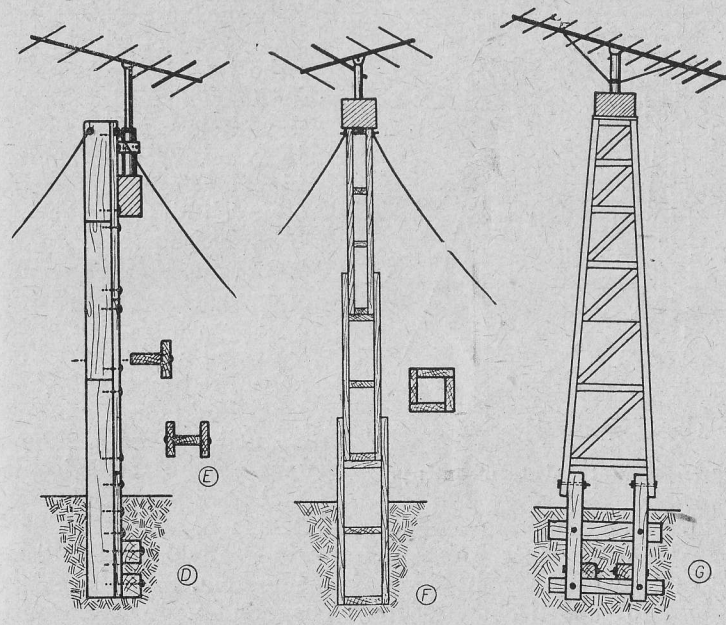


Obr. 6–36ABC. Příklady provedení anténního stožáru.

dřeva. Spojení ráhna s nosnou trubkou má opět řadu možností. Vždy pamatujeme na možnost experimentování. Spočívá to především v tom, že se vyhneme v každém případě vrtání nosné trubky, nebo i ráhna a všechna spojení provádíme objímkami a třmeny. Na obr. 6–38 je nakresleno několik provedení třmenů pro spojení kolmých trubek. Je velmi výhodné připevnit ráhno s možností sklápění o několik stupňů, a to přední stranou antény směrem vzhůru. Tato výhoda se projevuje zejména u delších antén s ostřejším směrovým diagramem, poněvadž umožňuje mírně šikmou montáží (5 až 10°) využití směrového diagramu pro spojení pomocí atmosférických lomů a pro alespoň mírné potlačení nežádoucích odrazů od terénu.

Polohu ráhna zajišťují vzpěry. Pro delší antény je užitečné použít dvojitých vzpěr, které z celé antény utvoří odolný dvojitý jehlan (obr. 6–39), tuhý i ve vodorovném směru.

Nosná konstrukce pro několikanásobné antény vychází ze stejných zásad. Při použití soustavy čtyř antén (dvě nad sebou a dvě vedle sebe) nesmíme zapomenout, že nosníky rovnoběžné s anténními prvky nesmějí být vodivé, aby neovlivňovaly vlastnosti antény. V takových případech je nutno použít dřeva nebo jiného izolačního materiálu (gumoidové trubky).

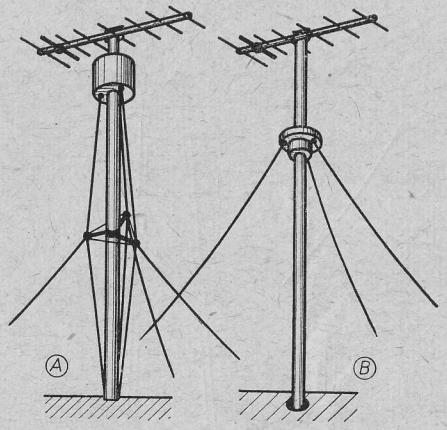


Obr. 6–36 DEFF. Příklady provedení anténního stožáru.

VI–12. OTÁČENÍ ANTÉNY

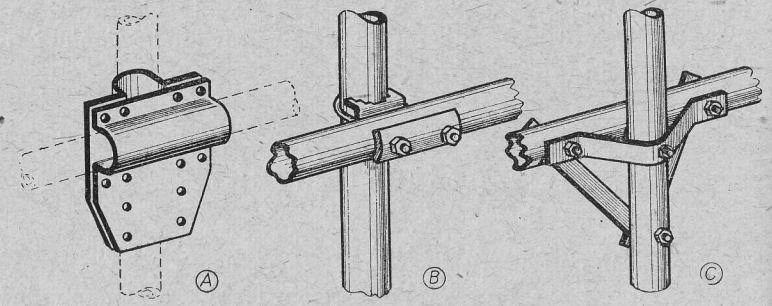
Otáčení antény je dnes již samozřejmostí, bez které si ani neumíme představit práci na VKV pásmech. Není však tak snadné zhotovit vhodné otáčecí zařízení. Stejně jako při volbě druhu an-

ténní podpěry je i otázka otáčecího mechanismu určena místními podmínkami. Nejjednodušší způsob bude tam, kde anténní podpěra je přímo nad pracovištěm, od kterého je oddělena jediným stropem. Stačí otvor, kterým bude procházet nosná trubka s ovládacím kolem na konci. Zdá se však, že takové podmínky je možno pokládat za velmi vzácné.



Obr. 6–37. Kotvení otočné antény.

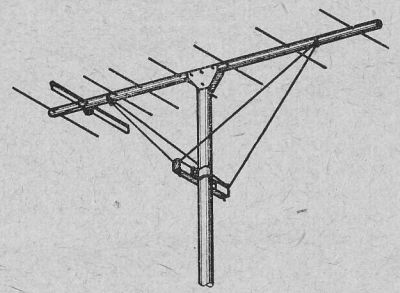
Ve více případech bude jistě možné natáčet anténou pomocí lankového nebo řetězového převodu. Je-li možno umístit převodová kola v jedné rovině, je velmi výhodné použít bicyklového řetězu a dvou stejných bicyklových ozubených kol (obr. 6–40). Toto uspořádání se vyplatí u konzol na zdi domu, je-li pracoviště přibližně v úrovni a blízkosti konzoly. Pro pracoviště vzdálenější od podpěry je nutno volit převod ocelovým lanem, jehož směr lze pomocnými kladkami prakticky libovolně kombinovat (obr. 6–41). Na hlavních kladkách otočíme lanko dvakrát kolem a upevníme, abychom si zajistili stálost vzájemné polohy antény a ovládacího kola. Téhož lze ovšem dosáhnout kombinací obou uvedených uspořádání převodů. Použijeme bicyklových kol, ale řetěz použijeme pouze u anténního



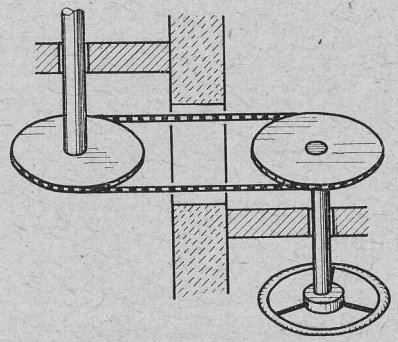
Obr. 6–38. Třmeny pro spojování anténních nosníků.

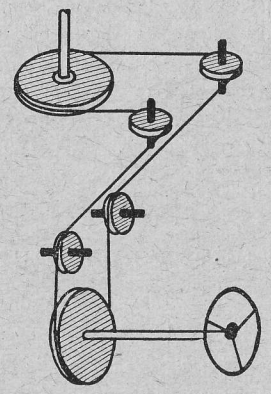
a ovládacího kola. Jinak bude nastaven dvěma stejně dlouhými kusy ocelového lanka, které můžeme převádět kladkami různým směrem.

Nejvhodnější je dálkové elektrické ovládání, neboť výše uvedené způsoby ani jim podobné přece jen nemůžeme kdekoliv použít, zejména v nájemních domech. Na našem trhu dosud nenalezneme vhodné otáčecí agregáty pro anténu a nezbude nic jiného než se do toho pustit. Otáčecí agregát je možno řešit zásadně dvěma způsoby. První je pro montáž na konec nosné trubky bezprostředně pod vlastní anténu a druhý je pro montáž na dolním konci nosné trubky, otáčející celou nosnou trubkou s anténou. Pokusme se shrnout výhody a nevýhody obou způsobů.


Obr. 6–39. Kotvení ráhna dlouhé antény.

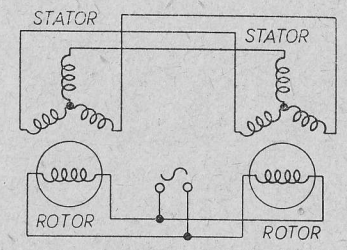
Agregát montovaný těsně pod anténou umožňuje řádné kotvení celé podpěry a otáčení není brzděno dalšími odpory v jiných ložiskách, které jsou vlivem namáhání větrem mnohdy značné. Na druhé straně je možno na takovýto agregát namontovat prakticky jen jedinou anténu, poněvadž prodlužování nosné tyče nad přístroj


Obr. 6–40. Otáčení antény řetězovým převodem.


Obr. 6–41. Několikrát zalomený převod pro otáčení antény.

by ohrozilo jeho pevnost. Mimoto agregát umístěný přímo pod anténou musí být velmi pečlivě chráněn nejen před deštěm, ale i před normálním působením větru, kouře apod.

Druhý způsob má především výhodu v tom, že je možno na nosnou trubku libovolně kombinovat více antén. Agregát umístěný dole není namáhán žádnými radiálními tlaky a momenty, je-li s nosnou trubkou spojen pouze unášečem. Na druhé straně nosnou trubku, která je v tom případě otočná, hůře kotvíme než pevnou neotočnou trubku. Vlivem pružení trubky větrem zhoršuje se i odpor v ložiskách, takže agregát musí přemáhat větší otočný moment.



Obr. 6–42. Běžné zapojení selsynů.

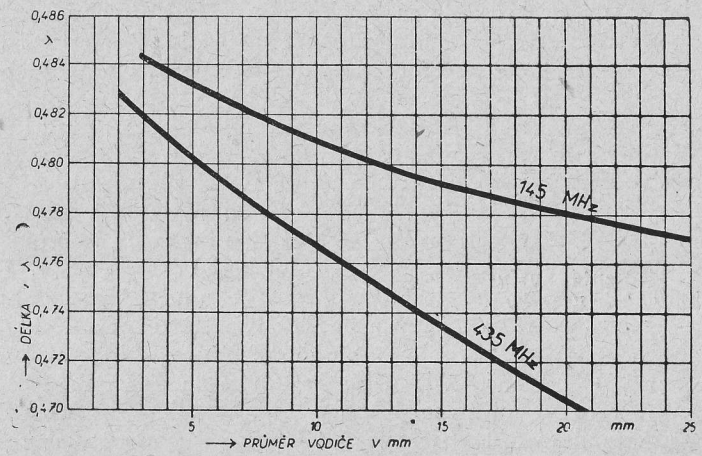
Otáčení antény vyžaduje i možnost sledování její polohy. Pokud nepoužijeme některého mechanického převodu, který umožní přímé čtení na pomocné stupnici, u ovládacího kola bude nutno provádět indikaci elektricky. I tento úkol má celou řadu řešení. Lze použít kruhového vícekontaktového přepínače a na pracovišti kroužku malých žárovek. Je možno použít kruhového potenciometru v kombinaci s voltmetrem ocejchovaným podle světových stran. Potenciometr spojíme s otočnou trubkou ozubeným převodem nebo i stupnicovým laníčkem v poměru asi 1 : 1,5, abychom necelým kruhem potenciometru ovládli celý obrat antény. (Koncové dorazy nebo vypínače otočného motoru, které chrání kabel před ukroucením, uchrání také uvedený potenciometr.) Nejlepší řešení je pomocí selsynů. Jeden spojíme s anténou a druhý opatříme stupnicí se světovými stranami nebo namontujeme s ukazatelem přímo pod podlepenou mapu. Obrázek 6–42 ukazuje nejběžnější zapojení selsynů.

VI–13. PROVEDENÍ VLASTNÍCH ANTÉNNÍCH SOUSTAV

Než přistoupíme ke konstrukci vlastních anténních systémů, bude užitečné poučit se o závislosti délky prvků na jejich průměru. Z předešlých odstavců víme, že se elektrická délka vodiče nekryje s geometrickou délkou, ale zkrácení je závislé na průměru vodiče.

Přesto, že jsou v dalších příkladech uvedeny skutečné délky prvků, může se vyskytnout otázka, jak délku změnit při použití jiného průměru. Pro takový příklad použijeme diagramu na obrázku 6–43.

Délka prvků je závislá i na jeho upevnění do nosné tyče. Je možno počítat zásadně s dvojím způsobem upevnění. První a nejběžnější je vodivé upevnění v nosné tyči. Vodivé spojení prvků s nosnou tyčí nebo trubkou musí však být dokonalé. Nejlepší pro-



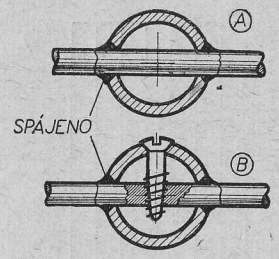
Obr. 6–43. Diagram zkrácení vodičů podle průměru.

vedení je zasunutí prvků do přesně vyvrtaných otvorů a dobré připájení na obou stranách (obr. 6–44). Kdo nevěří mechanické pevnosti takovéhoto spojení, zajistí ještě prvky zavrtaným šroubem. Zkušenost ukazuje, že lze mosazné trubky naznačeným způsobem dobře spájet i s duralovou trubkou.

Takovéto prosté spojení jednotlivých prvků s nosníkem vyžaduje prodloužit jejich délku o dvě třetiny průměru tyče proti délce prvků ve volném prostoru nebo v izolačním nosníku. Z toho je zřejmé, že nedokonalé spojení prvků s nosnou trubkou může zcela neočekávaně libovolně prvky rozladit a tím vlastnosti antény zmařit. Dále uvedené příklady mají toto prodloužení započítané, a to vždy podle uvedeného průměru nosníku. – Je užitečné nechat přesahovat konce nosníku za posledním direktorem a za reflektorem alespoň o pětinásobek jeho průměru. Při těsném ukončení je nutno opravit vyladění obou koncových prvků, neboť uvedené prodloužení o $^2/_3$ průměru nosníku v tomto případě neplatí.

Podle toho lze dále doporučit vyhnout se použití upevňovacích kovových bloků, jejichž vliv na prodloužení prvků je nutno stanovit měřením. Zavrženíhodné jsou i různé třmeny, které nezaručují trvalé dokonalé oboustranné spojení. Pamatujte, že koroze časem poruší pouhý dotyk dvou kovů. Je-li použito izolačního nosníku nebo jsou-li prvky vetknuty do bloků z izolačního materiálu, odpadá prodloužení prvků.

Při přípravě všech dílů antény se budeme snažit odstranit všechny ostré hrany, zejména na koncích prvků a nosníku, abychom zamezili zbytečnému sršení atmosférické elektřiny v letních měsících. Na zaoblených hranách je odolnější i ochranný nátěr.



Obr. 6–44. Montáž anténních prvků do nosného ráhna.

Ochrana anténních prvků před korozí je též problémem. Každý nátěr má dvojí vliv na elektrické vlastnosti prvků. Především takový nátěr rozlaďuje prvky směrem k nižším kmitočtům vlivem vyšší dielektrické konstanty. Rozladění může být značné podle druhu laku a podle síly nátěru (například dvojitý nátěr nitrolakem rozladil prvky antény pro 420 MHz o 5 MHz). Nátěr lakem se špatnou izolační schopností pro velmi vysoké kmitočty zhoršuje kvalitu antény. Ideální provedení anténních prvků by vyžadovalo nekorodující dobře vodivý povlak. Některé prameny doporučují pozlacení prvků. Tento postup však není doporučitelný jednak pro těžkou dosažitelnost, ale hlavně z důvodů ryze praktických. Antény umístěné nad střechami obytných domů jsou vystaveny tak nepříznivým poměrům (zejména v městě), že se sebelépe upravené prvky v krátké době pokryjí nežádanou a špatně vodivou vrstvou. Jsou-li prvky pokryty dobrým nátěrem, lze nanesenou vrstvu i s nátěrem odstranit a nátěr obnovit. Chybí-li však nátěr, je to horší.

Jako vhodný nátěr poslouží tzv. *syntetický smalt vrchní* a podle úsudku řady amatérů se osvědčil nejlépe červený.

Nakonec jednu společnou zásadu pro různé typy antén. Všechny spoje (připojení přizpůsobovacích členů) kromě mechanického zajištění důkladně spájíme. Všechny styky mezi kovovými díly (hlavně v blízkosti vlastní antény) provádíme s dobrou vodivostí nebo ještě překleneme drátovým spojem. Špatný dotyk může způsobit při pohybu antény větrem nepříjemné rušivé hluky. Tam, kde není možné zaručit dobrý dotyk, použijeme raději izolační vložky.

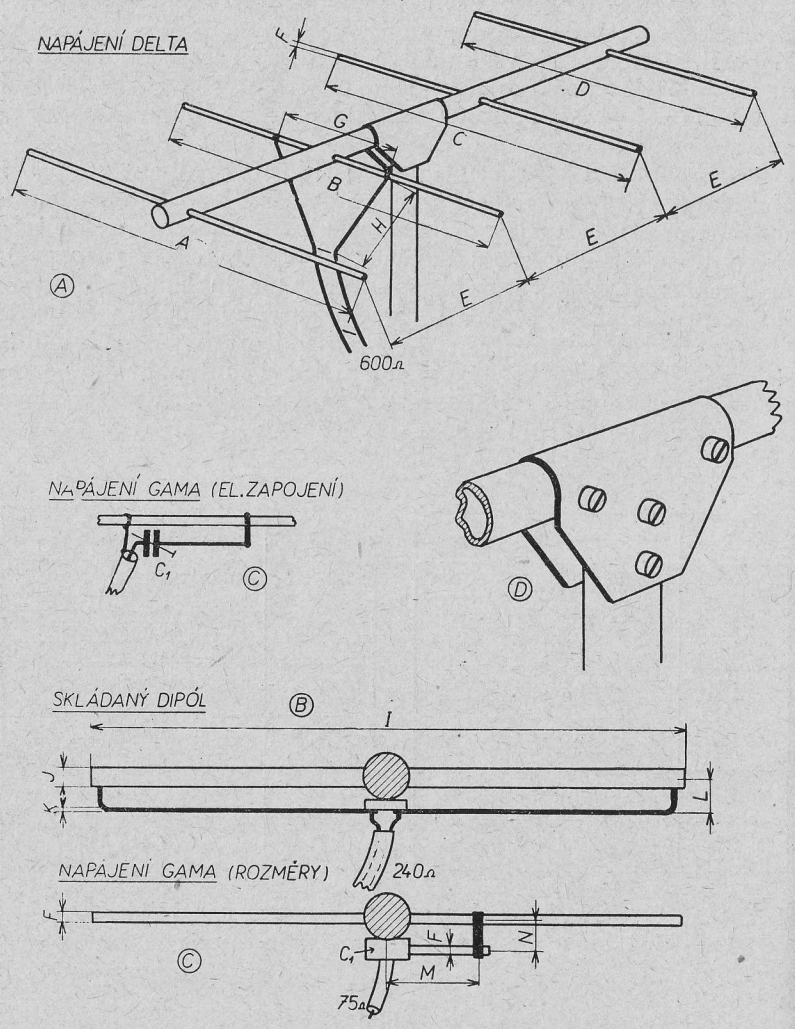
Bylo by snad na místě začínat nejjednodušší nesměrovou anténou takovou, kterou lze doporučit začátečníkům radioamatérské činnosti. Skutečnost je však taková, že každý začátečník sní hned na nejúplnějším počátku o nějaké té super-anténě a super-zařízení o výkonu nejméně ... atd. Dobré slovo nepomáhá, a tak i my si zvolíme střední cestu.

Prvním praktickým příkladem je čtyřprvková anténa podle obrázku 6–45. Je provedena ve třech obměnách s různým přizpůsobením napáječe. Poněvadž jde opravdu o jednoduchou nenáročnou anténu, je zhotovena z dřevěné tyče (kulaté nebo čtyřhranné), nejlépe z tvrdého dřeva. Dobře vysušenou tyč důkladně napustíme izolací proti vlhkosti (vhodný je horký parafin hluboko vsáklý).

Provedení A je pro dvoudrátový napáječ s impedancí 450 ÷ ÷600 Ω, provedení B je pro napájení televizní dvoulinkou a provedení C je pro napájení koaxiálním kabelem 75 Ω. Rozměry jsou uvedeny v tabulce. Na obrázku D je připevnění antény na nosnou trubku pomocí plechových příložek.

A	0,490 λ	H	0,180 λ
B	0,470 λ	I	0,470 λ
C	0,445 λ	J	0,006 λ
D	0,442 λ	K	0,001 λ
E	0,196 λ	L	0,0085 λ
F	0,003 λ	M	0,050 λ
G	0,170 λ	N	0,010 λ

Anténa v tomto provedení má zisk kolem 8 dB a je skutečně velmi vhodná jednak pro nováčky a jednak pro omezené místní podmínky.



Obr. 6–45. Provedení jednoduché Yagiho antény.

Obrázek 6–46 je příkladem dvou oblíbených dlouhých „Yagin“. Obě uspořádání jsou ukázkou experimentálně nastavených antén. Při dobrém provedení lze očekávat od první (A) zisk kolem 13 dB a od druhé (B) kolem 16 dB. Prvky jsou provedeny z poměrně ten-

A_1	1036 *	C_1	938 *	F_1	203
A_2	1017 *	C_2	935 *	F_2	505
B_1	996 *	C_3	932 *	F_3	407
B_2	982 *	C_4	929 *	F_4	178
D	926 *	C_5	926 *	F_5	190
E	482	C_6	923 *	F_6	190
G	110	C_7	920 *	F_7	407
L_1	4	C_8	917 *	F_8	813
L_2	4	H	20	J	8
L_3	6	L	3	K	20

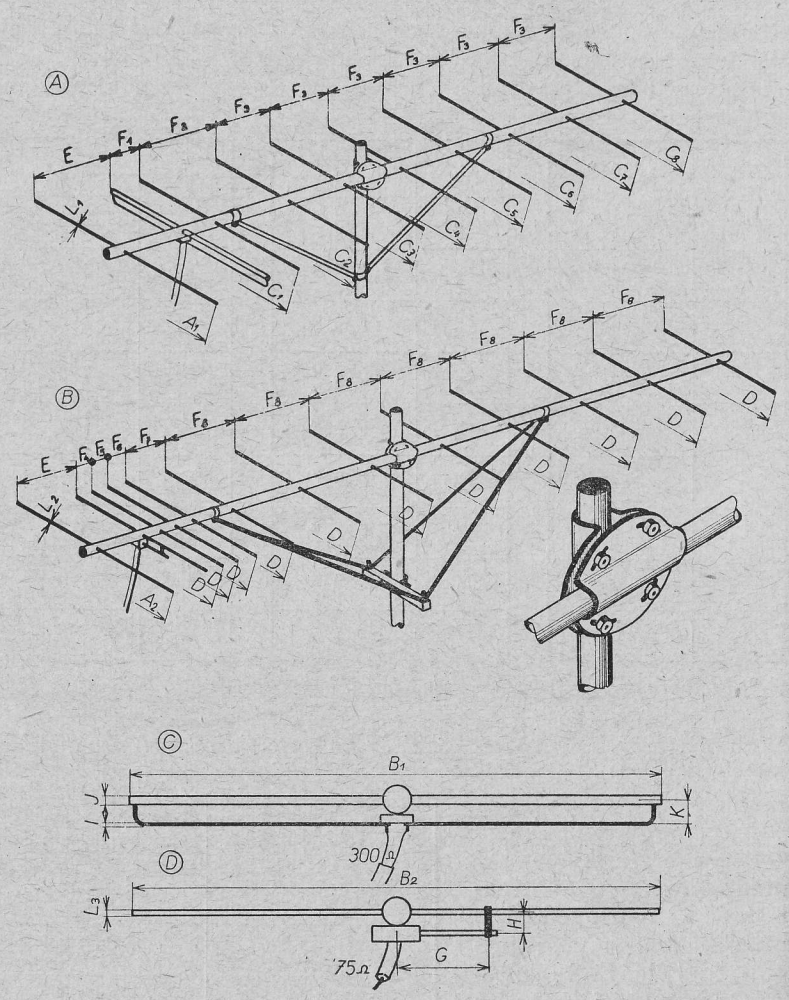
*) *Platí pro průměr kovového ráhna 32 mm.*

kých mosazných prutů nebo trubek. Do nosného ráhna jsou zasunuty a připájeny. Provedení A má zářič ve formě skládaného dipólu pro napáječ 300 nebo 450 Ω a provedení B přizpůsobení gama pro připojení na koaxiální kabel 75 Ω. Provedení zářiče lze ovšem zaměnit.

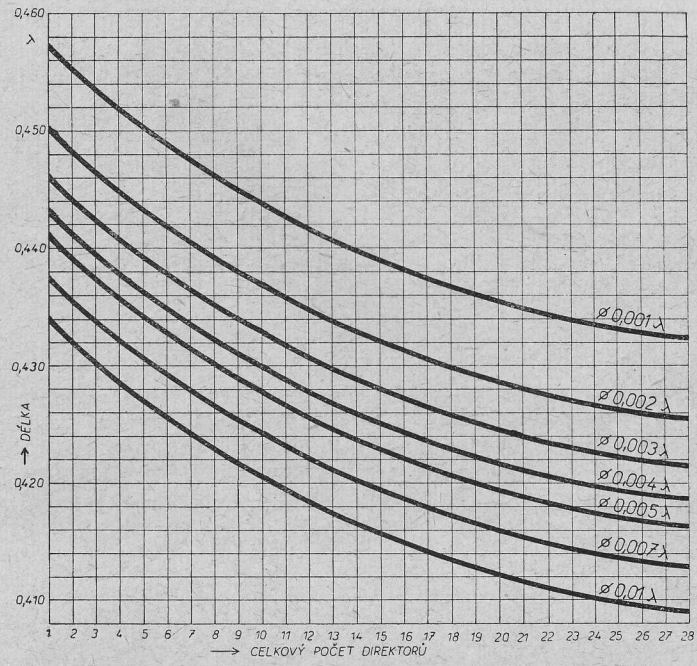
Ráhno antény je vyztuženo dvojitými vzpěrami. Při upevnění objímek

Tabulka roztečí direktorů pro dlouhé Yagiho antény (v λ)

Direktor	Rozteč od předcházejícího
první	0,08 λ
druhý	0,09 λ
třetí	0,09 λ
čtvrtý	0,20 λ
pátý a další	0,39 λ



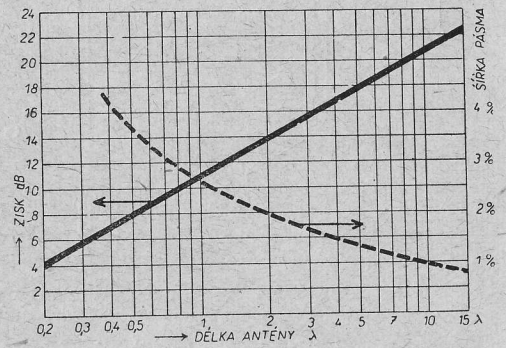
Obr. 6–46. Provedení dlouhých Yagiho antén. Pro 145 MHz.



Obr. 6–47. Závislost délky reflektoru na jejich celkovém počtu.

vzpěr na ráhno počítáme s možností naklánění v rozmezí asi do 10°. Pro sklonění je ovšem nutno tyto objímky uvolnit.

Pro provedení dlouhých antén jiných velikostí je možno použít tab. na str. 253 udávající vzdálenosti direktorů ve vlnových délkách a diagramu na obrázku 6–47 pro stanovení délky direktorů v závislosti na jejich průměru a na jejich celkovém počtu. Diagram na obr. 6–48 dále ukazuje závislost zisku a šířky pásma na délce antény ve vlnových délkách.

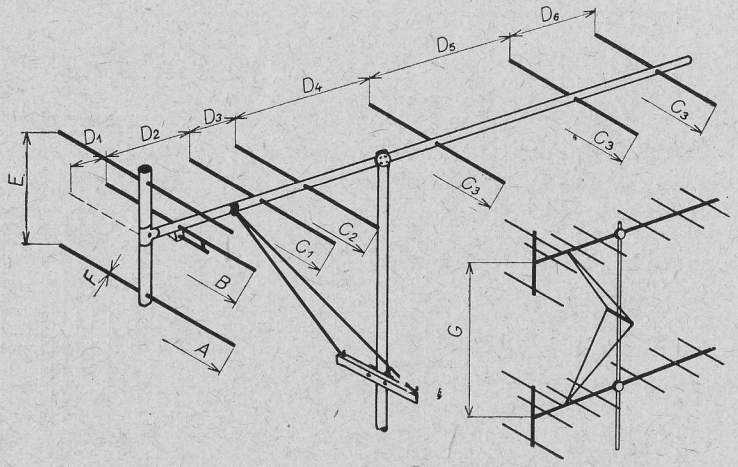


Obr. 6–48. Zisk a šířka pásma Yagiho antény v závislosti na její délce.

Dlouhé Yagiho antény vynikají poměrně vysokým ziskem při celkově jednoduché konstrukci, ale musíme být pamětlivi toho, že při spojení pomocí rozptylů a podobných způsobů šíření, kde vlna přichází od vysílače současně více nestejně dlouhými cestami, není možno při příjmu počítat s plným ziskem antény (viz vysvětlení v jiné části této kapitoly).

VI–16. ANTÉNA STŘEDNÍHO TYPU

Na základě zkušeností s různými typy víceprvkových antén sestavil autor anténu středního typu, jejíž prvky byly experimentálně nastaveny na optimální hodnoty. Pro anténu bylo použito dvojitého reflektoru lépe využívajícího účinné plochy antény. Uspořádání antény je zachyceno na obr. 6–49. Při pečlivém provedení dosahuje anténa zisku přes 12 dB, při dvoupatrovém provedení dosahuje zisku přes 15 dB. Byla vyzkoušena jak pro pásmo 144 MHz, tak pro pásmo 420 MHz.



Obr. 6–49. Provedení Yagiho antény středního typu.

Zářič je přizpůsoben pro připojení koaxiálního kabelu 75 Ω, a to transformací gama. Stejně jako antény na obrázku 6–46 je možno použít i jiného napájení s příslušným přizpůsobením. Ráhno antény je z duralové trubky s nasunutými a připájenými mosaznými prvky. Pro spojení nosníků obou reflektorů s ráhnem je použito T spojky pro vodovodní potrubí s otvory přetočenými na průměr trubek. Anténa je zpevněna dvojitou vzpěrou na straně zářiče. Spojení s nosnou trubkou umožňuje mírné naklánění posouváním příčky vzpěry po nosné trubce.

Tabulka rozměrů antény podle obrázku 6–49.

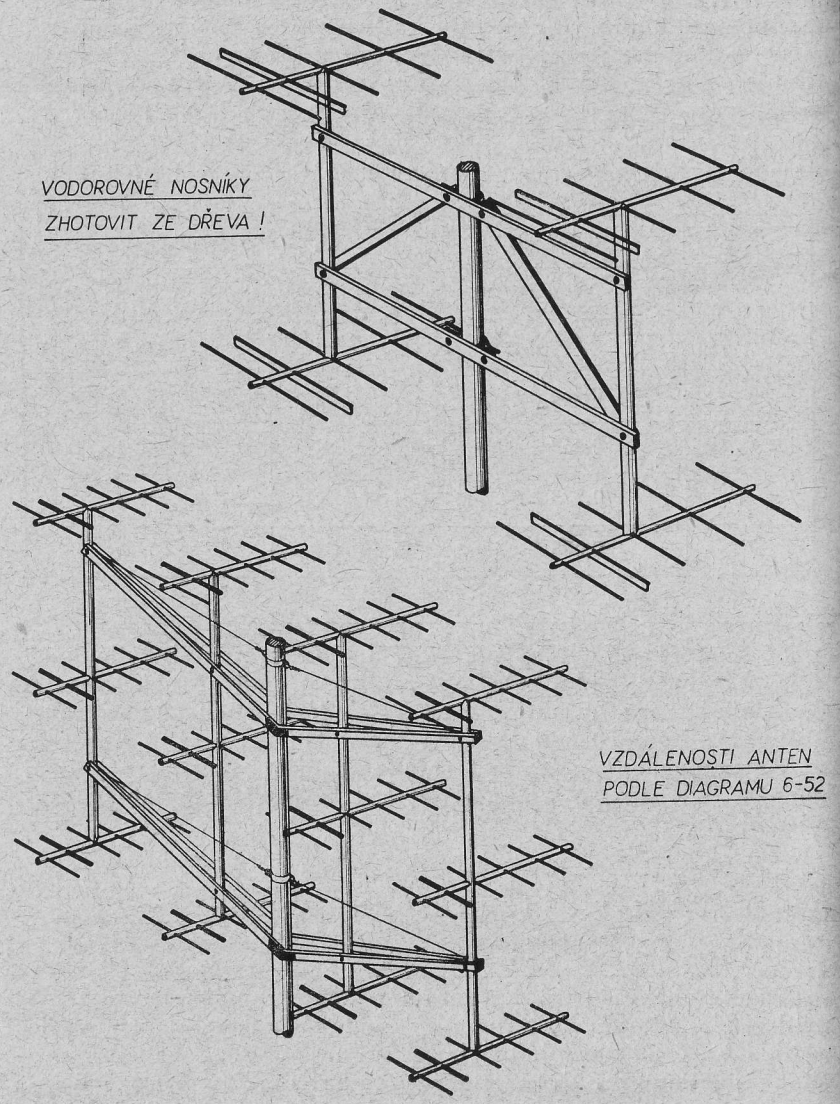
A	0,498 λ	D_1	0,09 λ
B	0,469 λ	D_2	0,167 λ
C_1	0,440 λ	D_3	0,112 λ
C_2	0,436 λ	D_4	0,335 λ
C_3	0,433 λ	D_5	0,350 λ
E	0,225 λ	D_6	0,230 λ
F	0,005 λ	G	1,600 λ

Anténu je možno kombinovat na dvou patrech. V takovém případě spojíme obě antény paralelně pomocí dvou stejně dlouhých kusů kabelů. Přívodní kabel pak musíme připojit prostřednictvím koaxiálního transformátoru 1 : 2 (provedení impedančního transformátoru jsou popsána v samostatné stati).

Toto provedení antény se jeví jako vhodné pro průměrné místní poměry, kde si nemůžeme dovolit instalaci zvlášť rozsáhlých systémů.

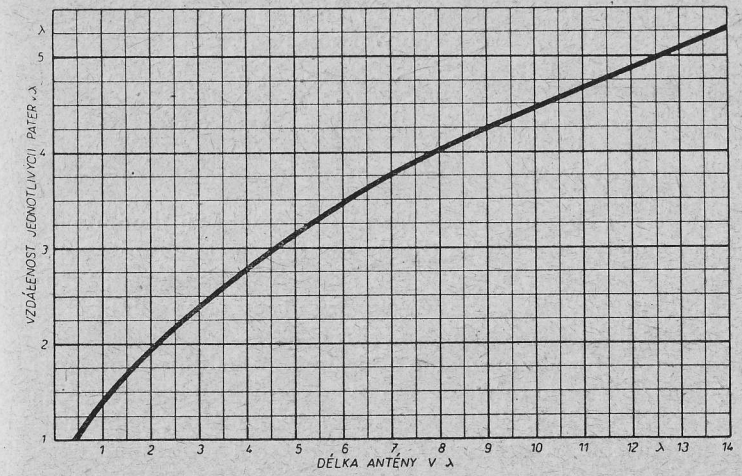
VI–17. VÍCENÁSOBNÉ ANTÉNY

Yagiho směrové antény je možno sestavovat nejenom v patrech nad sebou, ale ve vícenásobných skupinách nad sebou a vedle sebe. Obr. 6–50 ukazuje příklad provedení nosné konstrukce pro čtyřnásobnou a pro dvanáctinásobnou anténu. Pro skupinové antény lze použít prakticky libovolných antén. Chceme-li však vytěžit největší účinek z takové skupiny, musíme dodržet přiměřené vzdálenosti mezi anténami. V principiálních popisech jsme si řekli,



Obr. 6–50. Vícenásobné uspořádání Yagiho antén.

že je nutno antény vzdálit tak, aby se jejich dílčí účinné plochy pouze dotýkaly. Nebudeme se lopotit výpočtem účinné plochy, ale pomůžeme si diagramem na obr. 6–51, podle kterého určíme optimální vzdálenosti antén v závislosti na jejich celkové délce. Není proto z praktických důvodů rozumné kombinovat extrémně dlouhé antény. Zisk takovéto skupinové antény roste také celkem pomalu. Pro dvojitou anténu platí zvýšení zisku o 3 dB, pro čtyřnásobnou o 6 dB, osminásobnou o 9 dB, pro šestnáctinásobnou o 12 dB. Prostě zdvojnásobením počtu antén ve skupině vyroste zisk o 3 dB bez ohledu na základní zisk jediné antény.



Obr. 6–51. Diagram optimální vzdálenosti vícenásobného uspořádání Yagiho antén.

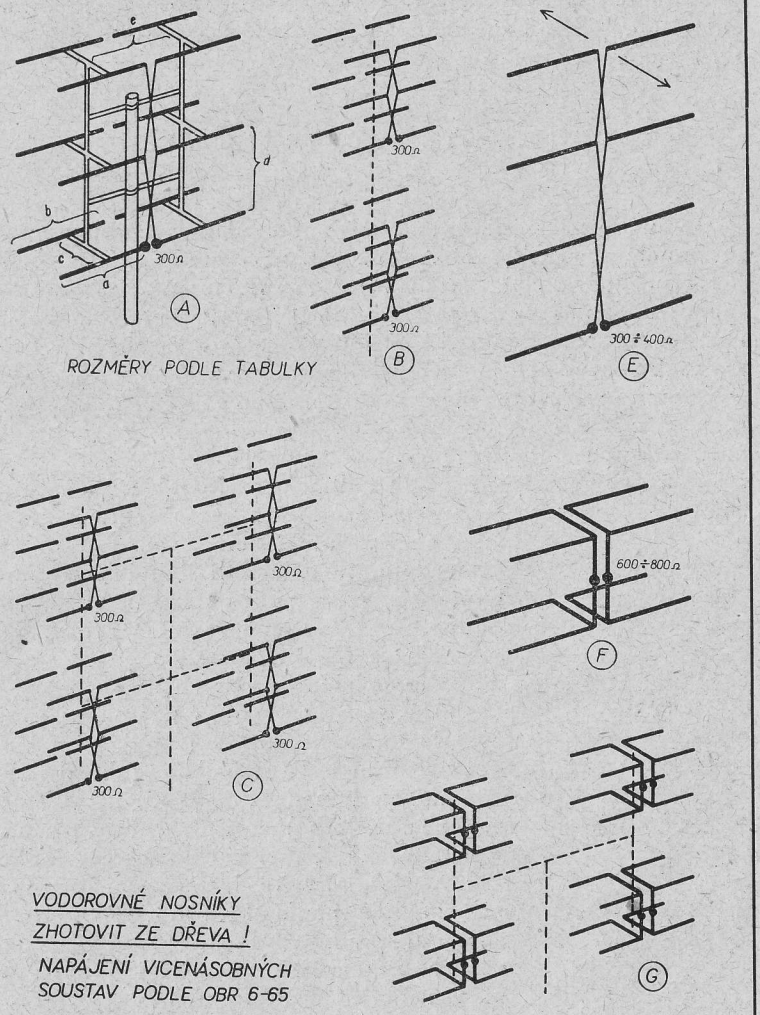
Již jednou bylo v této kapitole řečeno, že je užitečné všechny části konstrukce rovnoběžné s prvky antény zhotovit z izolačního materiálu. Většinou to bude dřevo. Je nutno pamatovat i na náležité zpevnění použitím vhodných vzpěr. Pohled na obr. dvanáctinásobné skupiny sám říká, že takové a jim podobné antény musíme montovat po zralém uvážení důsledků porušení jejich pevnosti. Spojení jednotlivých antén a napájecí vedení musí být provedeno přesně, poněvadž veškeré nepřesnosti mají vliv na účinnost antény. Provedení napáječů i potřebných transformačních členů je vysvětleno ve zvláštní stati o napáječích.

Skupinovými anténami jsou rovněž tzv. soufázové anténní systémy. Toto provedení antén se těší u řady amatérů velké oblibě, i když mají o málo více nevýhod než antény Yagi, jak bylo vpředu dovozeno. Hlavní těžkostí, kterou jim jejich odpůrci přičítají, je složitost a náročnost napájení. Částečně tomu tak je, ale částečně je to jen předsudek.

Soufázové antény se sestavují z celovlnných dipólů, majících vysoký vyzařovací odpor. To umožňuje velmi jednoduché řazení jednotlivých antén paralelně. Při řešení antén však narážíme na jeden rozpor. Jednotlivé antény spojujeme navzájem vedením o elektrické délce $\frac{\lambda}{2}$ a tím je dána maximální vzdálenost jednotlivých dipólů. My však víme, že optimální vzdálenost dipólů je kolem $\frac{5}{8}\ \lambda$. Celovlnné vedení z volných drátů by se muselo zvlášť napínat a to je nevýhodné. Lepší řešení (zejména pro mnohonásobné systémy) spočívá v tom, že dipóly sestavíme do skupin po třech s dodržením vzdáleností podle spojovacích vedení a pak tyto trojice vzdálíme tak, aby celkový rozměr antény odpovídal pětiosminové rozteči jednotlivých dipólů (obr. 6–52).

Spojením tří dipólů paralelně obdržíme výslednou impedanci asi 200 ÷ 300 Ω, kterou můžeme snadno dvoulinkou soufázově napojit na hlavní napáječ. Sestava ze dvou dvojic dá výslednou impedanci kolem 150 Ω, kterou připojíme na dva souběžné koaxiální kabely 75 Ω; celé napájení bude symetrické. Pro čtyři trojice dojdeme paralelním spojením přímo na 75 Ω. Použité napájení musíme v tomto případě v bodě spojení všech napáječů symetrizovat, ale o tom ve stati o napáječích.

	145 MHz	435 MHz	1250 MHz
a	977	324	108
b	1016	342	114
c	298	98,5	32,8
d	1000	333	111
e	1040	353	122
∅	6	3	1,5



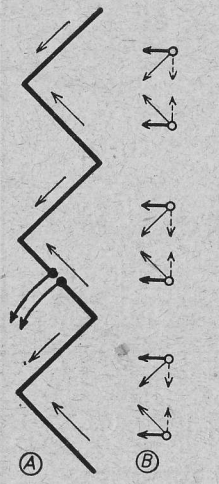
Obr. 6–52. Provedení soufázových antén. (Rozměry viz tabulka.)

Vlastní antény jsou opatřeny reflektory, které jsou samozřejmě půlvlnné (anténu je možno realizovat jako dvousměrovou bez reflektorů). Určitou obměnou je uspořádání F, ve kterém jsou použity napájené reflektory. I tuto variantu můžeme kombinovat vícenásobně (G). Pro přibližné stanovení zisku platí tabulka při obrázku 6–21.

VI–19. ANTÉNA CHIREIX–MESNY

Nevýhodu složitého napájení mnohonásobných soufázových anténních soustav je možno odstranit anténou CHIREIX-MESNYOVOU (Francie). Tato anténa je mezi amatéry bezdůvodně opomíjená, snad proto, že je v odborné literatuře řazena mezi KV směrové antény. Poněvadž je její zhotovení nenáročné a také se prakticky osvědčila, je nutno ji doporučit.

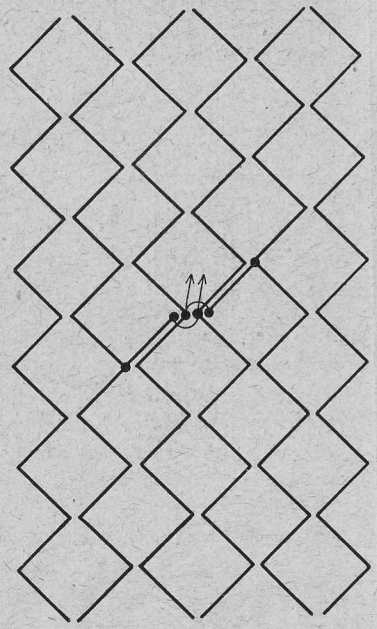
V jednodušším provedení je tato anténa tvořena řadou půlvlnných zářičů klikatě uspořádaných. Sousední zářiče spolu svírají vždy pravý úhel (obr. 6–53). Představíme-li si směry proudů v jednotlivých zářičích, jasně vidíme, že ve vodorovném smyslu směřují všechny na jednu stranu, kdežto ve svislém smyslu jich polovina směřuje šikmo vzhůru a polovina šikmo dolů. Rozložíme-li šikmé směry na vodorovné a svislé složky (*B*), přesvědčíme se snadno, že vodorovné se musí sčítat, zatím co svislé se budou rušit. To znamená, že z takto šikmo polarizovaných zářičů zmizí svislá složka a zůstane vodorovná polarizace (je-li osa celé soustavy svislá). Napájení je možno provádět buď vyšší impedancí (obr. 6–54) nebo s nízkou impedancí v polovině některého (nejlépe středního) zářiče. V obou případech impedance klesá úměrně s počtem jednotlivých prvků, a proto je výhodnější vyobrazené napájení podle obr. 6–54.



Obr. 6–53. Princip činnosti Chireix-Mesnyovy antény.

Hlavní předností antény tohoto typu je možnost libovolného zvětšování jak na výšku, tak i na šířku. Šířka soustavy je sestavena z několika klikatých vodičů vedle sebe. Napájení pak upravíme, aby složky v jednotlivých půlvlnných sekcích byly zaměřeny na tutéž stranu. Při sudém počtu řad je možno napájení zapojit bez přerušení vodičů podle obr. 6–54. Ve skutečnosti jsou přímo napájeny pouze čtyři řady, druhá až pátá a první a šestá jsou buzeny pouze jako pasivní prvky. Anténa v tomto provedení je dvousměrová. Umístíme-li do vzdálenosti $\lambda/4$ stejnou síť z klikatě upravených vodičů, získáme výbornou jednosměrovou anténu.

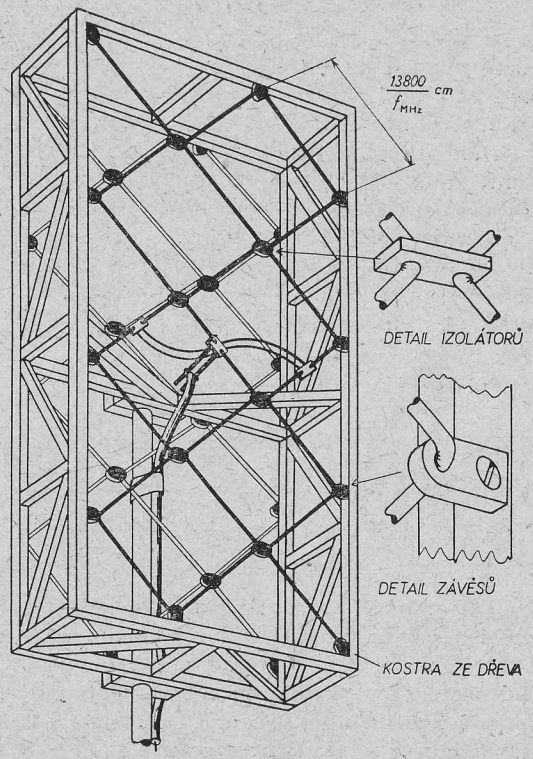
Na obrázku 6–55 je zachyceno praktické provedení antény pro pásma 435 a 1215 MHz. Kostru antény zhotovíme z dřevěných latěk 10×20 mm a 20×20 mm náležitě vyztuženou příčkami. Vodiče sousedních řad zavěsíme v jejich ohybech do izolačních spojek, takže celou síť můžeme dostatečně napnout. Anténa v tomto provedení je velmi lehká a odolná proti náporům větru.


Obr. 6–54. Uspořádání vícenásobné Chireix-Mesnyovy antény.

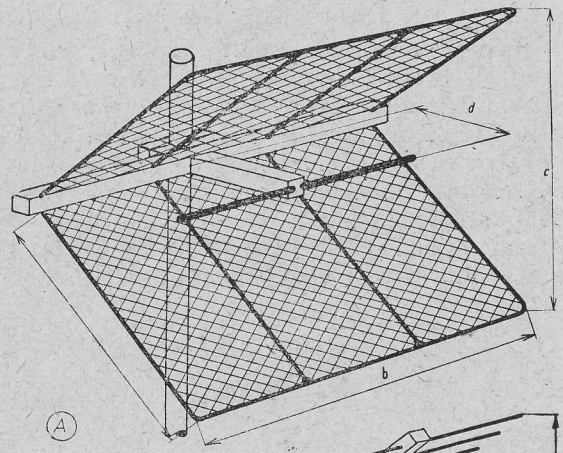
VI–20. ÚHLOVÝ REFLEKTOR

Úhlový reflektor patří mezi velmi oblíbené antény pro pásmo 435 MHz a výše. Jak již bylo uvedeno, je možno tento typ zhotovit v různém provedení. Rozhodující budou určitě pořizovací náklady. Pro nižší kmitočty volíme reflektory z drátěného pletiva (pro dvoumetrové pásmo). Pro sedmdesát centimetrů bude vhodný a celkem i nenákladný reflektor z tyčí či prutů a pro 1215 a výše použijeme perforovaný nebo i hladký plech. Praktické rozměry jsou na obrázku 6–56 a v tabulce.

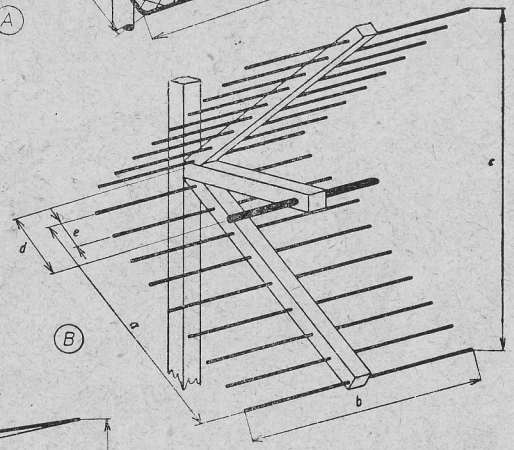
Mnozí se již jistě setkali s úhlovým reflektorem, ve kterém je zářič doplněn ještě několika direktory (D). Toto řešení lépe koncentruje energii vyzářenou zářičem před předním okrajem reflektorů, která bez použití direktorů není soustřeďována a odchází v poměrně širokém úhlu.

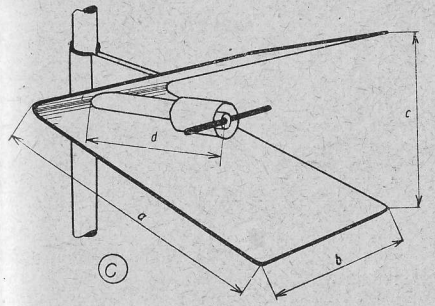


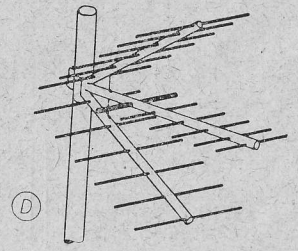
Obr. 6–55. Praktické provedení Chireix-Mesnyovy antény pro VKV.



	145 MHz	435 MHz
a	2500	920
b	1220	458
c	2500	920
d	965	330
e	130	42





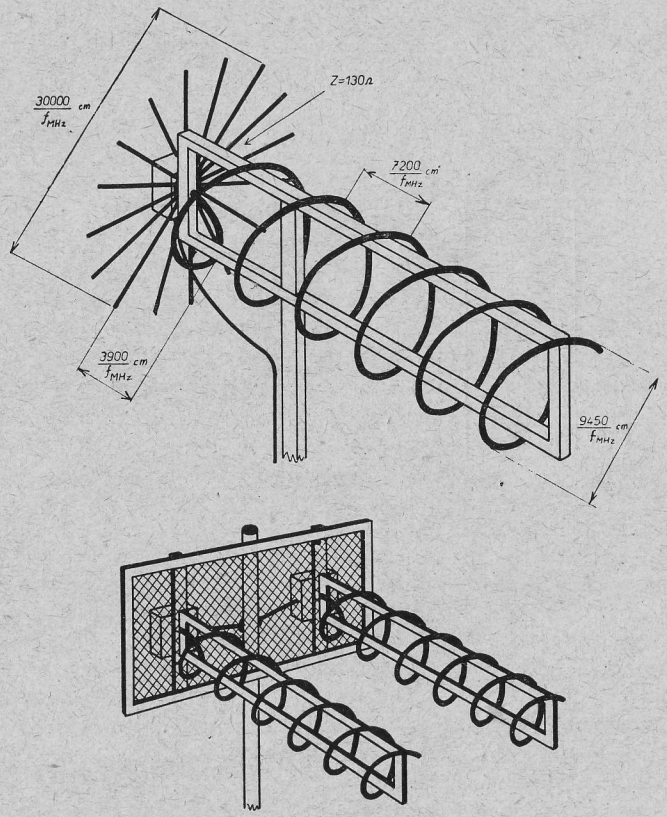


ROZMĚRY PODLE TABULKY

Obr. 6–56. Provedení antén s úhlovým reflektorem.

VI–21. ŠROUBOVICOVÁ ANTÉNA

S érou „sputníků a satelitů" vešla do módy *šroubovicová anténa*, které byly dříve v příručkách věnovány jen skrovné odstavce (obr. 6–57). Patří mezi účinné a při tom velmi širokopásmové antény. Její zvláštností je kruhová (eliptická) polarizace, pro kterou se osvědčuje zejména tam, kde se polarizace vlny mění – ať již vlivem interference s odraženou vlnou, nebo vlivem pohybu vysílací antény. Použije-li se šroubovicové antény u obou stanic (na straně vysílače i přijímače), dosáhne se nejlepšího účinku, je-li směr vinutí šroubovice v obou případech stejný.



Obr. 6–57. Provedení šroubovicové antény.

Anténa se napájí koaxiálním vedením. Její impedance záleží na průměru šroubovice vyjádřeném ve vlnových délkách

$$Z = 440 \cdot D. \qquad [\Omega, \lambda] \qquad [6\text{–}18]$$

Tento vztah platí pro optimální rozměry.

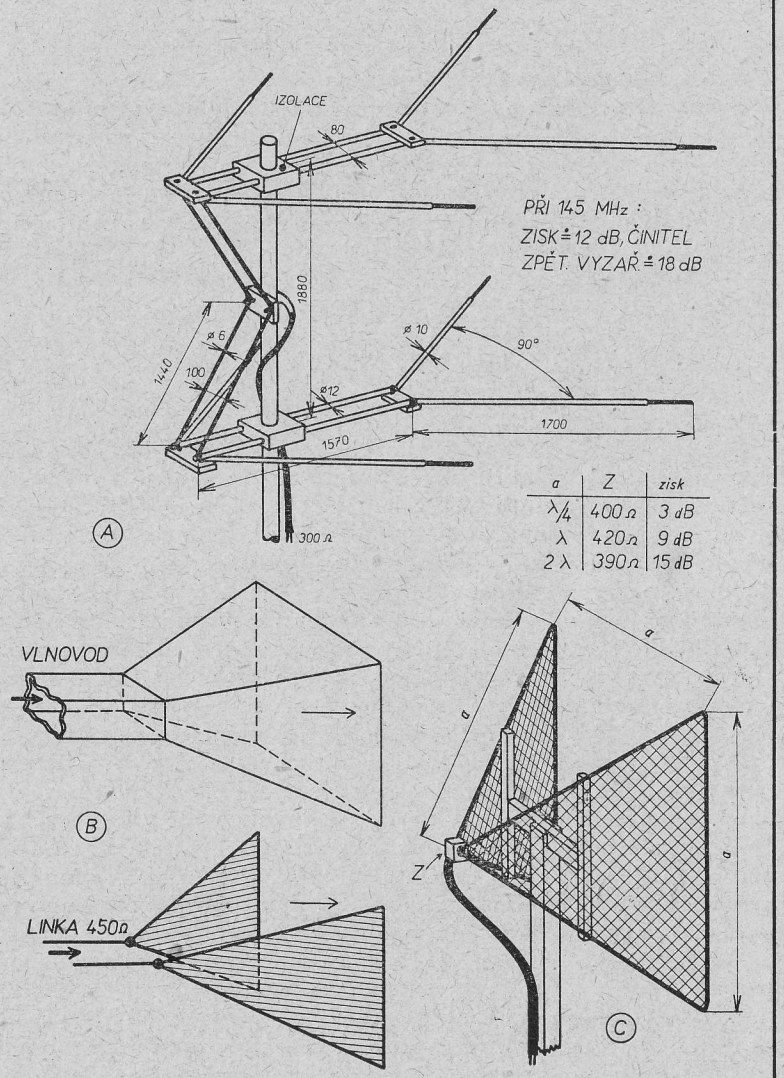
Šroubovicové antény můžeme sestavovat do skupin pro získání většího zisku při zachování nezávislosti na polarizaci přijímané vlny. Tato vlastnost se využívá pro konstrukci mnohonásobných anténních systémů pro speciální účely. Na obrázku 6–57 jsou znázorněna dvě praktická provedení šroubovicových antén se ziskem kolem 13 dB (pro jeden systém).

VI–22. ŠIROKOPÁSMOVÉ ANTÉNY

Širokopásmové antény nacházejí nejčastější uplatnění v televizní přijímací technice. Vyžadují to nejen značně široká kmitočtová pásma jednotlivých televizních kanálů, ale i nutnost přijímat jedinou anténou vysílání různých stanic. V amatérské technice je tomu poněkud jinak. Snažíme se vyřešit antény s dobrou účinností na dvou i více amatérských pásmech. Oproti televizi jsou amatéři ve výhodě, poněvadž amatérská pásma jsou většinou v harmonickém vztahu a antény pro více pásem nejsou v pravém slova smyslu širokopásmové, ale pouze vícepásmové s dobrou účinností právě v rozsahu určitých a nepříliš širokých amatérských pásem. Takováto řešení jsou běžná pro KV amatérská pásma, ale pro VKV antény je situace značně obtížnější. Běžné používání antény s pasivními prvky se poměrně nesnadno řeší tak, aby pro dvě nebo více pásem si všechny prvky zachovaly svoje vlastnosti. Naopak antény pro VKV nejsou tak rozměrné, aby nemohlo být použito pro každé pásmo speciální antény. Přesto se v amatérské praxi setkáváme s řešením vícepásmových nebo širokopásmových antén. Dva typické příklady jsou na obrázku 6–58.

Obrázek 6–58A znázorňuje zajímavou anténu ve tvaru V s napájenými všemi prvky. I tato konstrukce je odvozena z televizní přijímací antény. Anténu lze použít počínaje pásmem 50 MHz se ziskem kolem 14 dB. Porovnáme-li však tuto anténu s kteroukoliv jinou víceprvkovou anténou stejné velikosti, shledáme, že širokopásmovosti je dosaženo na úkor zisku.

Jiným typickým příkladem širokopásmové antény je tzv. trychtýřová anténa odvozená od skutečné trychtýřové antény použí-



Obr. 6–58. Dvě typické širokopásmové (vícepásmové) antény.

vané pro decimetrové a centimetrové vlny. Z původního čtyřhranného trychtýře jsou použity dvě protější stěny, připojené podobně jako dipól na napájecí vedení (obr. 6–59B). Vlna, která se mezi oběma trojúhelníkovými plochami vytváří, je obdobná vlně vytvořené na vlnovodovém trychtýři.

Zisk této trychtýřové antény je závislý na její velikosti a může být vyjádřen výrazem

$$G = \frac{8{,}4\,A^2}{\lambda^2}. \qquad [\mathrm{m^2, dB}] \qquad [6\text{–}19]$$

A je plocha ústí antény $A = a \times a$. Vyjádříme-li rozměr a ve vlnových délkách, bude

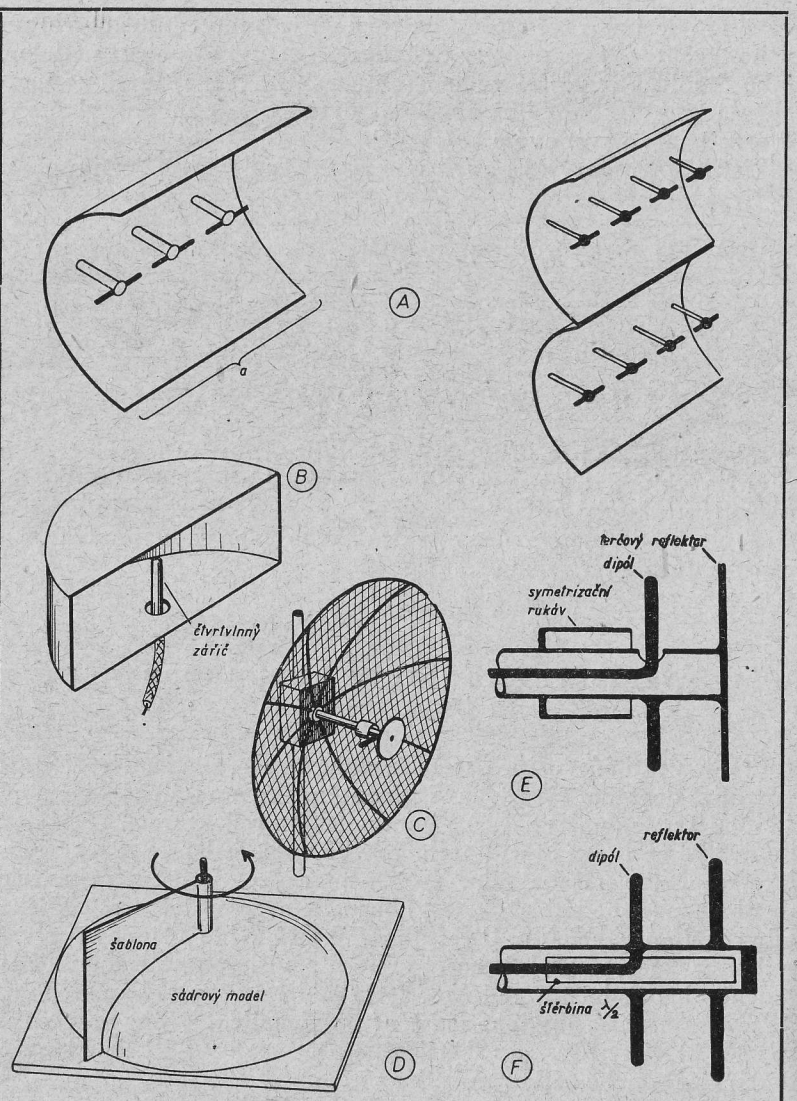
$$G = 8{,}4\,a^2. \qquad [\mathrm{dB}, \lambda^2] \qquad [6\text{–}20]$$

Z toho plyne, že pro přijatelný zisk volíme anténu s rozměrem a rovným vlnové délce nejnižšího používaného pásma. Obr. 6–58C ukazuje praktické provedení antény pro pásmo 144 MHz a výše. Obě plochy jsou provedeny z drátěného pletiva napnutého na rámy z duralových trubek.

VI–23. PARABOLICKÉ REFLEKTORY

Čím je vyšší pásmo, pro které se rozhodneme, tím jsou lepší možnosti pro dosažení vysokých zisků antén. Pro amatérská pásma od 1250 MHz lze použít zářičů s parabolickým reflektorem. Reflektor může být ve tvaru části parabolického válce nebo ve tvaru vrchlíku rotačního paraboloidu. V obou případech umísťujeme zářiče do ohniska (nebo ohniskové osy) bez ohledu na vzdálenost ohniska od vrcholu paraboloidu. U těchto reflektorů nejde o laděný pasivní reflektor, který vyžaduje zcela určitou závislost vzdálenosti a naladění, ale o neladěný reflektor zcela podobný optickému zrcadlu. Je proto důležité, aby jeho rozměr (zejména u válcového provedení rozměr a) vždy přesahoval nejméně o čtvrtvlny na každé straně délku zářiče nebo celkovou délku zářičů.

Na obrázku 6–59A jsou dva příklady několikanásobných antén s parabolickým reflektorem. Toto provedení vyžaduje pečlivé provedení soufázového napájení všech zářičů. Obrázek 6–59B je provedení parabolického reflektoru s širokým otevřením ústí paraboly. Jako zářiče je použito čtvrtvlnného prvku v boku reflektoru.



Obr. 6–59. Antény s parabolickými reflektory.

Toto provedení je u amatérů značně oblíbené pro svou jednoduchost (zejména pro 2300 MHz a výše).

Obr. 6–59C je typický pro reflektor, tvořený rotačním paraboloidem. Zhotovení je obtížnější oproti válcovému typu. Pro zhotovení dobré paraboly, jejíž odchylky od přesného tvaru nesmějí v žádném případě přesahovat velikost desetiny vlnové délky, se vyplatí zhotovit si předem dřevěnou nebo sádrovou formu (obrázek 6–59D). Přesného tvaru dosáhneme šablonou otočnou kolem svislého čepu. Šablona je přesně vystřižena z plechu nebo jiného tvrdého materiálu. Na takové pomocné formě snadno zformujeme kovové pletivo a trubkové nebo úhelníkové výztuhy. Stejně snadno všechny díly na pomocné formě spájíme.

Pro upevnění zářiče použijeme trubku procházející středem reflektoru. Je-li použito zářiče s půlvlnným reflektorem nebo odraznou deskou, je výhodné posouváním trubky doregulovat umístění zářiče v ohnisku.

Napájení zářiče v parabolickém reflektoru je poněkud odlišné od běžných provedení. Nejčastěji se používá dvou způsobů: první způsob (obr. 6–59E) vyžaduje symetrizační čtvrtvlnný rukáv. Druhý způsob (obr. 6–58F) budí symetricky dvě půlvlnné štěrbiny v plášti koaxiálního napáječe a tyto pak budí dipól připájený vně pláště. Tento druhý způsob nepotřebuje symetrizaci.

Při používání všech parabolických reflektorů je výhodné montovat vysílač i přijímač (nebo alespoň jejich hlavní části) přímo na zadní stranu reflektoru. To nám ušetří starosti s napájecím kabelem. Reflektory zhotovujeme nejčastěji z drátěného pletiva nebo děrovaného plechu. Plná kovová plocha není z elektrického hlediska nikterak na závadu, ale způsobuje nesnáze při větru. Otvory v plechu nebo oka v pletivu nemají být větší než desetina vlnové délky. Při použití pletiva budeme dbát na dobrý dotyk mezi jednotlivými dráty.

Parabolickými zrcadly se dosahuje poměrně úzkých vyzařovaných svazků (viz rovnice [6–19]) a proto musíme počítat i s možností jemného a přesného zaměrování, a to ve vodorovném směru tak v malých mezích i ve svislém směru (zejména při využívání příznivých troposférických podmínek šíření VKV). Vyžaduje to i dobré znalosti směrování v terénu.

VI–24. POZNÁMKA K VOLBĚ ANTÉNY

Pro volbu antény pro to či ono amatérské pásmo VKV je nutno především zvážit místní podmínky, které bývají často nejzávažnějším omezujícím činitelem. Vzhledem k tomu, že VKV anténa vyžaduje určité materiálové i pracovní náklady (daleko větší než natažení drátové KV antény), je důležité dobře promyslet výhled do budoucna. To znamená, že volíme umístění i provedení antén podle toho, o kolik pásem budeme mít zájem, podle toho, jsme-li radioamatéry s převahou provozní záliby nebo konstruktérské záliby, nebo budeme-li provozovat činnost převážně od krbu nebo v terénu. V neposlední řadě musíme zvážit i výrobní možnosti.

V žádném případě si nezapomeneme zhotovit pomocnou anténu (prostý dipól) s diodou v určité vzdálenosti od hlavní antény (podle možností alespoň 10 λ). Vedení této antény provedeme z běžného zkrouceného dvojitého vodiče, svedeme k mikroampérmetru k zařízení. Tento pomocný dipól je výborným pomocníkem pro nastavování, zkoušení a porovnávání antén napáječů a konec konců i vysílače.

VI–25. NAPÁJECÍ VEDENÍ

Anténní soustava je připojena k vysílači nebo přijímači buď přímo, nebo prostřednictvím napájecího vedení. Přímé připojení antény k přístroji se častěji používá u zařízení pro decimetrové vlny, kde montujeme přístroj přímo k anténě. Avšak ani zde nejde vždy o přímé připojení antény, poněvadž i zde potřebujeme použít kus napájecího vedení. Poněvadž délku napájecího vedení vždy srovnáváme s vlnovou délkou, jsou i tyto na pohled krátké napáječe ve srovnání s vlnovou délkou napáječi dlouhými. Krátkým vedením jmenujeme takové vedení, jehož délka je menší než čtvrt nebo půl délky vlny. Dlouhé vedení je srovnatelné s délkou vlny nebo delší. Přímým připojením budeme tedy rozumět takové provedení, kde je anténa přímo napojena na příslušný obvod, například čtvrtvlnná anténa decimetrového zařízení umístěná v boční stěně parabolického zrcadla, na jehož vnější straně je vlastní přístroj, nebo čtvrtvlnná anténa přenosné rádiové stanice.

Každé vedení, pokud si zachovává po celé délce stejný profil, má svou charakteristickou impedanci. Zanedbáme-li ohmický odpor

vodičů a svod izolace mezi vodiči, platí pro charakteristiskou impedanci vztah:

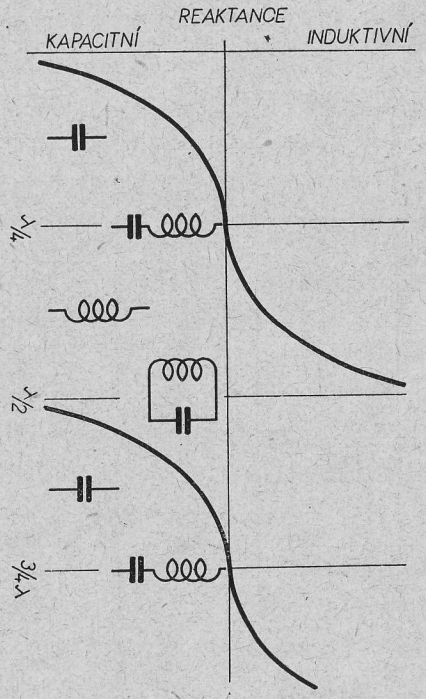
$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad [\Omega, \mathrm{H}, \mathrm{F}] \qquad [6\text{–}21]$$

[Z_o = charakteristická impedance, L = indukčnost vedení a C = kapacita vedení.]

Charakteristická impedance takového bezztrátového vedení je nezávislá na kmitočtu a má charakter čistě ohmický, a poněvadž závisí pouze na indukčnosti a kapacitě, musí být nutně dána fyzikálními rozměry. Je-li však ohmický odpor vodičů nebo svod izolace (nebo obojí) srovnatelné s L a C, bude mít i charakteristická impedance komplexní charakter, ale zachovává si kmitočtovou nezávislost. Charakteristická impedance je základní údaj, kterým jsou také označována i vyráběná vedení. Mluvíme například o koaxiálním kabelu 70 Ω, dvoulince 300 Ω atp.

Anténní napáječe dělíme na laděné a neladěné. Neladěné napáječe jsou zakončeny tak, aby na nich nevznikaly stojaté vlny. To znamená, že neladěné napáječe musí být zakončeny impedancí odpovídající charakteristické impedanci napáječe. Naproti tomu laděné napáječe nejsou zakončeny charakteristickou impedancí vedení a pro správné přizpůsobení na zdroj a zátěž je nutno dosáhnout zcela určitého poměru mezi jejich délkou a délkou vlny – tj. musí být naladěny.

V technice VKV se laděných napáječů používá jako krátkých úseků, které mají úkol určitým laděním transformovat impedanci zátěže na impedanci vlastního dlouhého na-



Obr. 6–60. Průběh reaktance vedení.

páječe (neladěného). Dále se laděných napáječů používá na vzájemné, fázově zcela určité propojování více anténních prvků u složených antén.

Tam, kde je připojen k vedení zdroj vf energie, můžeme měřit vstupní impedanci napáječe. Je-li měřené vedení nekonečně dlouhé nebo je-li zakončeno zátěží rovnající se charakteristické impedanci vedení, naměříme také na vstupu hodnotu rovnající se charakteristické impedanci vedení. Sledujeme-li vstupní impedanci vedení, které na konci nemá žádnou zátěž, bude se vstupní impedance měnit v závislosti na délce vedení podle diagramu 6–60.

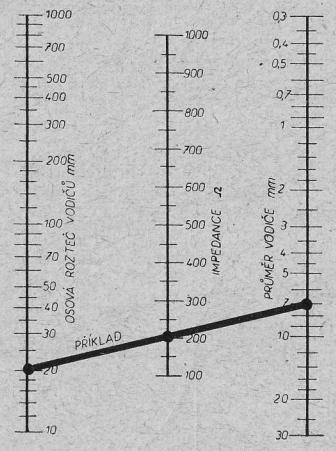
Této vlastnosti používáme pro transformovaci impedancí. Má-li vedení délku $\frac{\lambda}{4}$ nebo liché násobky $\frac{\lambda}{4}$, je jeho vstupní impedance v opačném poměru k zátěži, například zátěž s malou impedancí se transformuje na velkou vstupní impedanci. Takovému krátkému vedení, jehož elektrická délka je $\frac{\lambda}{4}$, říkáme čtvrtvlnný transformátor. Pro výpočet transformace platí vztah

$$Z_1 \cdot Z_2 = Z_o^2 \qquad [6\text{–}21]$$

nebo

$$Z_o = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}\,, \qquad [6\text{–}22]$$

[kde Z_o je charakteristická impedance použitého čtvrtvlnného vedení, Z_1 je vstupní impedance a Z_2 je zatěžovací impedance].



Obr. 6–61. Nomogram pro stanovení impedance vzdušného vedení.

V praxi používáme dvou druhů napájecích vedení. Prvním je symetrické vedení ve tvaru rovnoběžných vodičů v určité vzdálenosti. Toto může být provedeno buď se vzdušnou izolací (vodiče jsou holé) a vzdálenost je udržována izolačními příčkami řídce rozloženými. Impedance takového vedení stanovíme podle vzorce

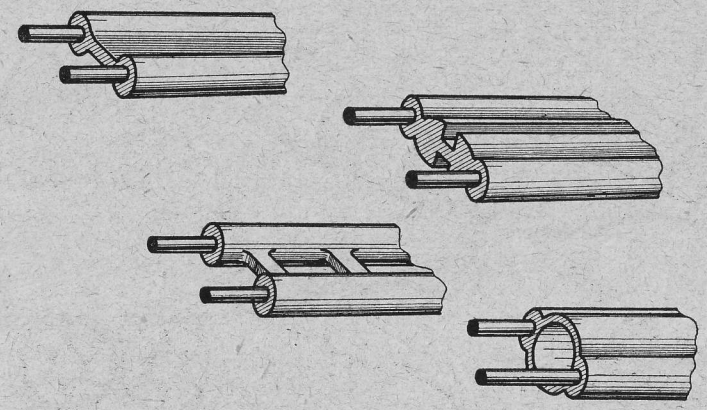
$$Z_o = 276 \log \frac{s}{r}, \qquad [6\text{–}23]$$

[kde s = osová rozteč vodičů, r = = poloměr vodičů].

Pro rychlejší stanovení rozměrů použijeme nomogramu 6–61. Nejmenší možná impedance takového vzdušného vedení (když

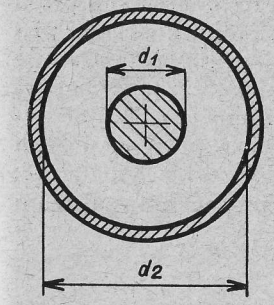
osová rozteč se rovná průměru vodičů) za předpokladu, že se nedotýkají, je 83 Ω.

V praxi se vyskytují symetrická vedení ve tvaru pásku izolace se zalisovanými vodiči na obou krajích. Impedance takového vedení závisí také na dielektrické konstantě izolačního materiálu. Profil takového vedení může mít různé provedení podle příkladu na obr. 6–62.



Obr. 6–62. Příklady provedení dvoulinky.

Druhým běžným typem napájecího vedení je *vedení souosé* (*koaxiální*). Takové vedení je tvořeno vodičem procházejícím vodivým pláštěm (obr. 6–63). Je-li izolace mezi oběma vodiči vzduch (lépe vakuum), je charakteristická impedance dána vztahem



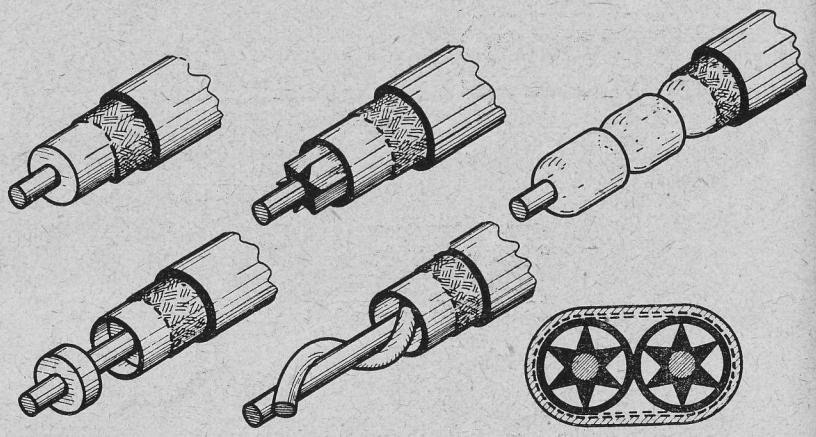
Obr. 6–63. Rozměry určující charakteristickou impedanci koaxiálního vedení.

$$Z_o = 138 \log \frac{d_2}{d_1}. \qquad [6\text{–}24]$$

Dostatečně přesně platí tento vzorec pro *souosé vedení*, ve kterém jsou izolační rozpěrky daleko od sebe. Běžné kabely mají izolaci buď plnou, nebo určitým způsobem profilovanou. Pro tyto případy platí složitější vzorec, vyžadující znalost dielektrické konstanty použité izolace. Charakteristickou impedanci uvádí výrobce a této hodnotě je možno věřit. Souosé kabely mívají

různá provedení izolační vložky, jak ukazují některé příklady na obr. 6–64.

Souosý kabel je vlastně určité provedení tak zvaného stíněného kabelu. Podobným způsobem je možno uspořádat i symetrické vedení vložením dvouvodičového vedení do stínicího pláště. I tento typ vedení může mít různá provedení. Symetrické stíněné vedení slučuje výhody symetrického vedení vedením sou-



Obr. 6–64. Příklady provedení koaxiálních kabelů.

osým. Je však těžko nezávisle na ostatních podmínkách doporučit to či ono. Volba symetrického nebo souosého vedení záleží na vlastních technických podmínkách použití. Pro amatérskou praxi je souosý kabel jednodušší manipulací; přepínání a konečně i připojení do nesymetrických vstupů například přijímače vyžaduje však někdy symetrizaci (například připojení antény). Symetrickým kabelem se snadno udržuje symetrie antény a případně symetrického výstupu z vysílače, ale vyskytne-li se potřeba dalších členů (například filtru proti rušení), musí být také symetrické. Naopak symetrické vedení je i z hlediska možného vyzařování značně příznivější.

Výběr napájecího vedení v amatérské praxi někdy naráží na nepřekonatelnou překážku danou omezeným výběrem tohoto materiálu na trhu. To vede k nutnosti používat symetrizační členy pro připojení antény. Je-li impedance antény rovná impedanci vedení, používáme *symetrizační člen* (někdy se říká vyvažovací – v zahraniční literatuře je označován zkráceně BALUN) s transformací 1 : 1, tj. bez změny impedance. Jedno provedení (obr. 6–65A), tzv. *rukávové* má vně napájecího vedení plášť o elektrické délce $\frac{\lambda}{4}$, spojený dolním koncem s pláštěm kabelu. Vnitřní průměr tohoto rukávu volíme tak, aby charakteristická impedance daná průměry d_2 a d_3 odpovídala impedanci vlastního napájecího vedení.

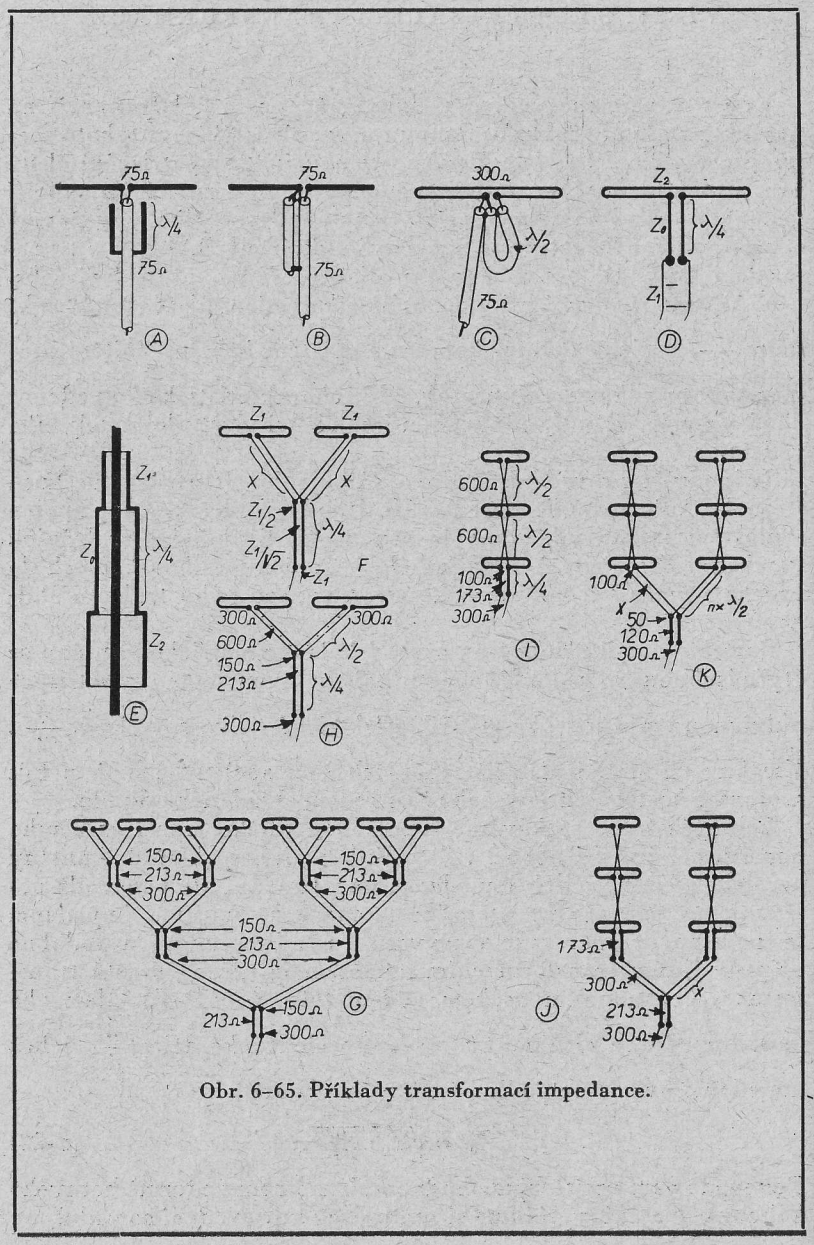
Jednodušší provedení je dáno připojením čtvrtvlnného kusu stejného kabelu podle obr. 6–65B. Spodní konec je opět spojen s pláštěm vedení, ale jinak je připevněn distančními izolačními vložkami. Připojený kousek kabelu je spojen na obou koncích do krátka a může být nahrazen kovovou tyčkou nebo trubkou stejných rozměrů.

Potřebujeme-li připojit na souosý kabel symetrickou anténu se čtyřnásobnou impedancí oproti kabelu, použijeme symetrizace půlvlnnou smyčkou obr. 6–65C. Elektrická délka smyčky je $\frac{\lambda}{2}$. Všechny tři stínicí pláště na koncích jsou spojeny a mohou být spojeny s kostrou antény nebo se středem skládaného dipólu.

Velmi často se setkáváme s potřebou jiného transformačního poměru než je 1 : 1 nebo 1 : 4. Spojujeme-li například dvě antény paralelně, klesne jejich impedance na polovinu, ale poněvadž potřebujeme pokračovat stejným napáječem, musíme impedanci transformovat opět výše v poměru 1 : 2. Pro takové a podobné případy jiným transformačním poměrem je určena prostá transformace čtvrtvlnným úsekem vedení (obr. 6–65D–E). Mezi obě dané impedance vložíme kus vedení o elektrické délce $\frac{\lambda}{4}$, jehož impedanci upravíme podle již známého vzorce

$$Z_o = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} \quad . \qquad [6\text{–}22]$$

Poněvadž nám určitě vyjde hodnota, která není ve formě hotového kabelu k dostání, vyrobíme si tento úsek v provedení se vzdušnou



Obr. 6–65. Příklady transformací impedance.

izolací podle vzorce [6–23] nebo podle nomogramu 6–61. Transformaci je možno zhotovit jak pro souosé, tak pro symetrické vedení.

Pro spojování složených anténních systémů musíme znát některé zásady paralelního řazení:

1. Použijeme-li napáječe o impedanci rovné zátěži, mohou být oba úseky sice libovolně, ale stejně dlouhé a v bodě spojení bude impedance poloviční (obr. 6–65F). Je-li takových antén více, řadíme je vždy po dvou (obr. 6–65G).

2. Nemáme-li možnost propojovat antény odlišnou impedancí oproti hodnotě antény, musí být napáječ dlouhý $\frac{\lambda}{2}$ (obr. 6–65H). Podobně spojujeme i antény nad sebou (obr. 6–65I).

3. Jsou-li skupiny antén v jedné soustavě umístěny tak, že nelze použít půlvlnných spojek, propojíme jednotlivé antény ve skupině půlvlnným vedením a skupiny mezi sebou neladěným vedením s patřičným transformátorem (obr. 6–65J).

Je-li možno v podobném případě použít spojek v délce násobku půlvlny $\left(n \cdot \frac{\lambda}{2}\right)$, nemusíme používat transformačních členů u jednotlivých skupin (obr. 6–65K).

4. Pro zhotovení transformačních úseků je možno použít normálních napájecích vedení, a to v takovém případě, potřebujeme-li transformační úsek o impedanci poloviční (nebo třetinové) – 100 Ω na 225 Ω, nebo 50 Ω na 450 Ω a naopak, prostě podle vzorce [6–22]. Totéž je možno provádět i souosým kabelem.

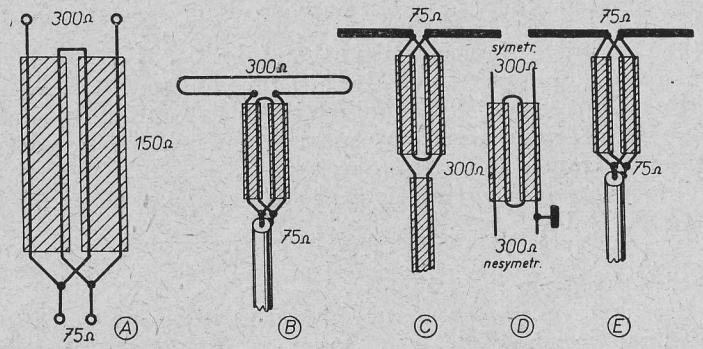
5. V žádném případě nezapomínejme na zkrácení úseků vlivem dielektrické konstanty. O správném naladění transformačního úseku se přesvědčíme pomocí Grid-dip-metru. Nezapojený transformační úsek spojíme na jednom konci do krátka. V tomto stavu musí GDO přiblížený ke zkratovanému konci ukazovat rezonanci při správném kmitočtu.

VI–27. ELEVÁTORY

Podobné uspořádání čtvrtvlnných transformačních úseků, jako je nakresleno na obr. 6–65, můžeme uspořádat použitím vedení o impedanci 150 Ω, které zapojíme podle obr. 6–66A. Tomuto uspořádání se také říká „*elevátor*“. Jeho výhodou je, že může být použit jak pro transformaci, tak pro symetrizaci. Na konce pro 75 Ω můžeme stejně dobře připojit symetrické vedení jako nesy-

metrický kabel i v jiných libovolných kombinacích naznačených na náčrtcích 6–66–B, C, D, E.

Navineme-li oba kusy dvoulinky na dva válečky s většími mezerami mezi závity, zmenší se velikost elevátoru pro umístění do malé krabičky. Kromě toho, poněvadž se zvětší vzájemná vazba mezi oběma vodiči v jedné cívce, změní se charakter elevátoru na širokopásmový. Ostatní možnosti v zapojení zůstanou zachovány. Provedení cívek z běžné dvoulinky je však příliš rozměrné,



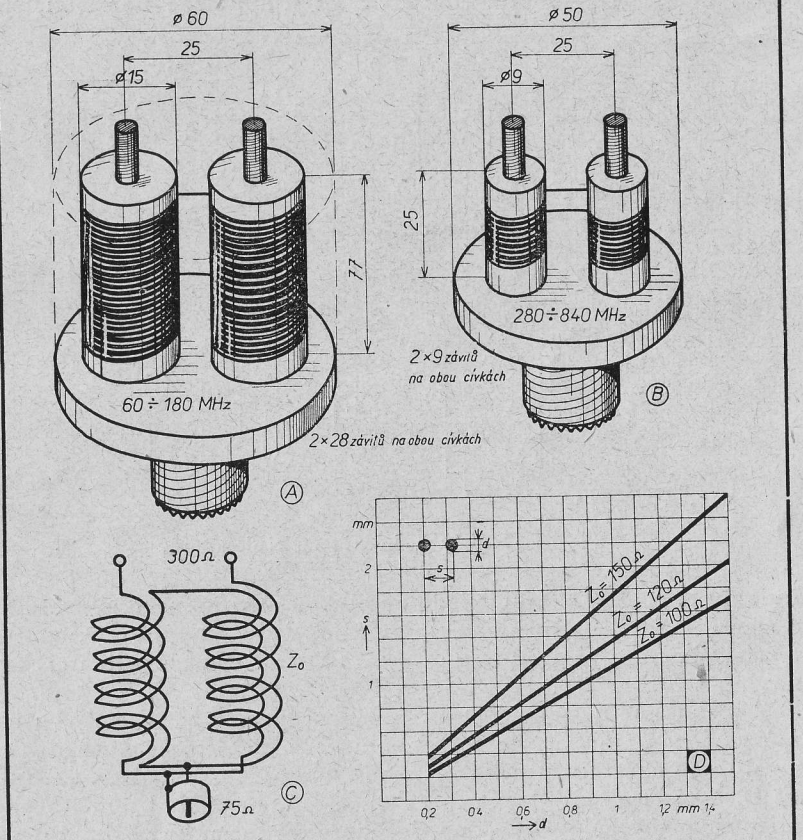
Obr. 6–66. Transformace čtvrtvlnými úseky dvoulinky – elevátory.

a proto vodiče přímo navineme na izolační kostřičky. Vzdálenost vodičů volíme tak, aby odpovídala impedanci 150 Ω (pro potřebu transformace z 50 Ω na 200 Ω má vzdálenost vodičů odpovídat impedanci 100 Ω). Mezeru mezi závity volíme alespoň dvojnásobnou.

Zhotovíme-li válečky z materiálu, který je možno obrábět, je výhodné připravit na soustruhu dvojitou drážku pro přesné uložení drátu. Vineme-li na hladkou trubku, pomůžeme si přidáním distančních drátů, které po dokončení odvineme a zbývající vedení zajistíme dobrým izolačním lepidlem.

Elevátory v tomto provedení pracují přijatelně v kmitočtovém rozsahu 1 : 3. Nejnižší kmitočet je dán délkou navinutého dvojdrátu rovnou čtvrtvlně. Na obrázku 6–67 je příklad provedení elevátorů pro různé kmitočty a diagram pro stanovení rozteče vodičů pro impedanci 100 až 150 Ω. Elevátory se vloží do krytu. Izolačním víčkem prochází svorníky pro připojení symetrické linky a na dně je koaxiální koncovka.

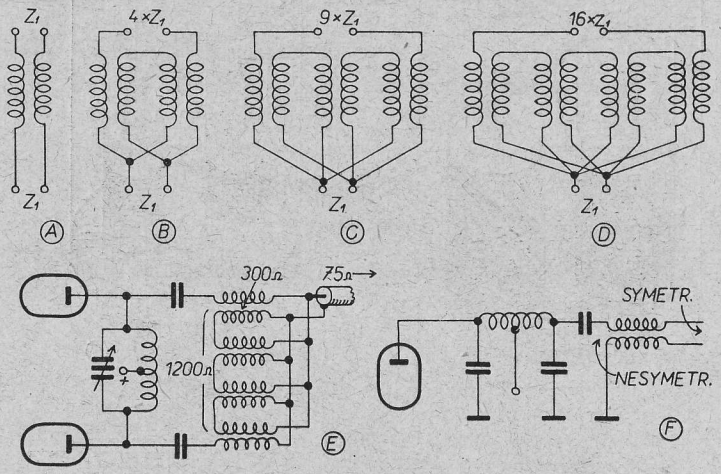
Použijeme-li vodiče o průměru 0,5 mm, bude možno použít ele-



Obr. 6–67. Příklady provedení elevátorů.

vátoru až do výkonu 150 W. Malé elevátory pro nepatrné výkony se běžně vyrábějí a prodávají k televizorům.

Řekli jsme si, že obě cívky můžeme různě kombinovat, jako to bylo naznačeno pro úseky dvoulinky na obrázcích 6–66A až E. Zapojíme-li cívky na obou koncích paralelně, vznikne transformace 1 : 1 a při tom mohou být na obou stranách jak symetrické, tak i nesymetrické přípojky. Obě cívky jsou skutečně paralelní, tj.



Obr. 6–68. Příklady možnosti použití elevátorů.

bylo by možno je nahradit jedinou cívkou navinutou dvoudrátem o charakteristické impedanci poloviční. Jde-li tedy pouze o symetrizaci při transformačním poměru 1 : 1, stačí pouze jediná cívka navinutá příslušným dvoudrátem (obr. 6–68A).

Potřebujeme-li naopak transformační poměr větší než 1 : 4, můžeme kombinovat více cívek. Impedanční přizpůsobení cívek musí tomu ovšem odpovídat. Několik kombinací je na obr. 6–68A až D. Vícenásobná transformace může být například použita na přizpůsobení anodového symetrického obvodu na koaxiální kabel (obr. 6–68E).

VII.

MĚŘICÍ A KONTROLNÍ POMŮCKY

Jak je pro úspěchy v provozu důležitý způsob a kvalita modulace a jak si kvalitu kontrolovat, je stručně shrnuto v první části této kapitoly.

VKV amatér se však neobejde ani bez některých měřicích pomůcek, speciálně přizpůsobených pro tato vysoká kmitočtová pásma. Bez nich bychom tápali a úspěchy by se staly jen produktem náhody.

A

Modulace a její účinnost

VII–1. MODULACE JE PROBLÉM ÚČINNOSTI VYSÍLAČE

Základy modulace nemohou být zařazeny v této příručce, stejně jako popisy modulátorů a různých způsobů modulace. Tyto znalosti je nutno čerpat ze základních publikací (*Amatérská radiotechnika*). Probereme si tedy jen některé důležité připomínky a doplňky.

Dobře promodulovaná nosná vlna je stejně důležitá jako dobrá anténa. Na amatérských VKV pásmech převládá fone-provoz (u KV je to naopak) a mělo by se předpokládat, že VKV amatéři věnují modulaci alespoň tolik pozornosti, kolik věnují KV amatéři kvalitě tónu, kliksům a klíčování vůbec. Praxe na pásmech nasvědčuje tomu, že správně modulovaný vysílač je stále ještě vzácností. Při výměně reportů jen zřídka věnujeme pozornost modulaci a spokojíme se většinou s údaji, jako: „málo modulováno, přemodulováno, dobrá, dutá, ostrá atd.“, prostě nejrůznější přirovnání, nemající nic společného s technikou.

Co je toho příčinou? Účelem a cílem amatérského vysílání přece není jen bezduchá zábava, spočívající v nekonečném přehrávání nových šlágrů (*ostatně, odporuje to i koncesním podmínkám*). Většina stanic pracuje fonicky a jde-li o spojení s horšími podmínkami, pak je lépe sáhnout po telegrafním klíči. Položme si otázku: je skutečně tak veliký rozdíl mezi provozem A_1 a A_3 a v čem spočívá?

Při provozu A_1 (telegrafii) je veškerá energie přenášená k přijímači nositelem informací. Mimoto ji lze přijímat na extrémně úzkopásmový přijímač a výkon vysílače v okamžiku zaklíčování může být ještě navíc, řekněme dvojnásobný než výkon přípustný pro trvalé zaklíčování.

Při provozu A_3 (telefonii) je výstupní energie přenášená k vysílači rozložena na dvě části – energie nosné vlny a energie obou postranních modulačních pásem. Při stoprocentním promodulování jediným čistým tónem je výkon nosné vlny stejný jako výkon obou postranních pásem dohromady. Při modulaci mluveným slovem

může být střední stupeň promodulování pouze kolem hodnoty 25 % (nemá-li být ve špičkách promodulováno na 100 %). Poněvadž nositelem informací při provozu A_3 jsou pouze ona postranní pásma a nosnou vlnu pro přenos informací nepotřebujeme, je využití výstupní energie jenom částečné.

Srovnáme-li tedy dvojnásobnou využitou energii při provozu A_1 například se čtvrtinovou využitou energií (a to je hodně promodulováno) při provozu A_3, zjistíme rozdíl 9 dB. Přimyslíme-li si možnost zúžení pásma v přijímači, je rozdíl ještě nápadnější. – Tedy rozdíl tu skutečně je a značně veliký.

Tím horší je situace, když si tento rozdíl sami ještě zhoršujeme. Nejprimitivnější chybou, o které bychom zde ani neměli mluvit, je malý stupeň modulace. Nejčastějším zhoršením možností dobré modulace je nevhodný kmitočtový průběh modulačního řetězu, který omezuje užitečné promodulování. – A naopak, máme možnosti, jak rozdíl mezi dosahem A_1 a A_3 nejenom nezhoršovat, ale dokonce zlepšovat. Jak tedy postupovat?

Pro zlepšení účinnosti fonického provozu lze podniknout některá opatření, z nichž každé přinese zlepšení.

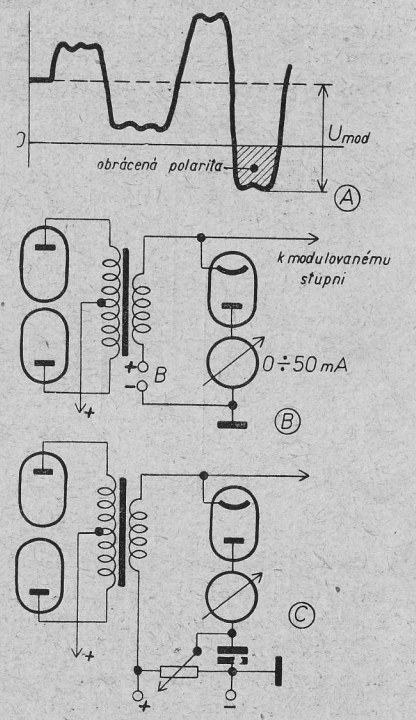
VII–2. KONTROLA MODULACE

Prvním požadavkem je možnost měření nebo kontroly modulace. Nejjednodušším zařízením je indikátor přemodulování. Při anodové modulaci dochází k přemodulování, přestoupí-li maximální špičkové modulační napětí hodnotu anodového napětí. V takovém případě nastává ve špičkách změna polarity výsledného anodového napětí (obr. 7–01A). Pro zjištění negativních špiček napětí stačí připojit miliampérmetr přes dostatečně odolnou diodu. Indikátor může být nastaven i na nižší hodnotu, poněvadž klesnutí anodového napětí na nulu je nutno považovat za krajní mez (obr. 7–01B). Zvláště jde-li o kombinovanou modulaci anoda – stínicí mřížka, je nutno nastavení indikátoru upravit.

Dioda je namáhána inverzním napětím rovným dvojnásobku anodového napětí. Hodí se pro to nejlépe rtuťová nebo vakuová usměrňovací elektronka. Žhavení musí být provedeno samostatným transformátorem s dobrou izolací.

Správné nastavení modulace se nejlépe provede pomocí osciloskopu (známé metody). Existují i pomocné přístroje, ukazující přímo stupeň promodulování. Je výhodné vybavit výstup modulátoru spolehlivým měřicím přístrojem, jehož citlivost je možno nastavit. Takové zařízení pomůže udržet modulaci během vysílání na správné hodnotě.

Nastavení výstupního měřiče modulátoru provádíme čistým tónem nf generátoru. Stupně promodulování sledujeme osciloskopem. Nastavíme-li si měřič tak, že 100 % promodulování tónem bude ukazovat také 100 % výchylky, budeme muset při modulování slovem počítat s tím, že již při výchylce kolem 20÷÷30 % bude modulace dosahovat ve špičkách 100 % i více. (Pokud nepoužijeme špičkového měřiče.) Pro modulování hudbou je toto procento jiné a řídí se druhem hudby. Měříme-li však jenom špičky (špičkovým voltmetrem, neonkou, nebo magickým okem), dojdeme opět k nesprávnému nastavení. Zhotovení dobrého indikátoru modulace předpokládá použití speciálního měřicího přístroje s extrémně nízkou časovou konstantou a při tom s výborným tlumením systému. Nízká časová konstanta umožňuje reakci na krátké modulační špičky a dobré tlumení zabraňuje přístroji překmitnutí setrvačností přes skutečnou hodnotu měření špičky. Takové přístroje nejsou běžně k dostání.

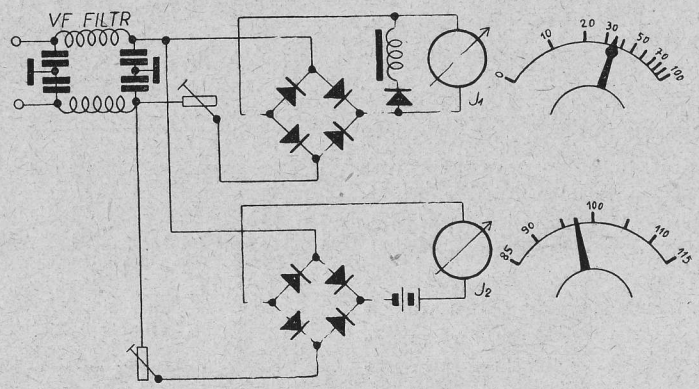


Obr. 7–01. Indikace přemodulování a omezení inverzních proudů.

Užitečný přístroj pro kontrolu modulačního výstupu z dosažitelných součástek je na obr. 7–02. Skládá se ze dvou samostatných přístrojů I_1 a I_2. Přístroj I_1 ukazuje střední hodnotu napětí. Průběh jeho stupnice upravíme připojením paralelního kuproxového nebo selenového článku tak, že stupnice je pro nižší napětí roztažena a pro vyšší stlačena. Takové rozdělení se přibližuje poměrovému měření a je pro měření nízké frekvence výhodnější. Aby přístroj lépe reagoval na krátké špičky, můžeme vložit do série s kuproxovým bočníkem velkou indukčnost, mající minimální

ohmický odpor. (Všechny hodnoty závisí na použitém přístroji a na napětí, které pro měření využijeme. Vhodné je samostatné vinutí modulačního transformátoru, dávající napětí 5–10 V.)

Druhý přístroj ukazuje špičkové hodnoty. Vyhovuje tomu malý měřicí přístroj s lehkým systémem. Na usměrňovači je zapojen přes baterii (1 až 2 články) s opačnou polaritou (články vydrží několik měsíců i déle). Výchylka se objeví až když výstupní napětí usměrňovače přesahuje napětí baterií. Tento druhý přístroj nastavíme odporem tak, aby při 100 % modulaci ukazoval například



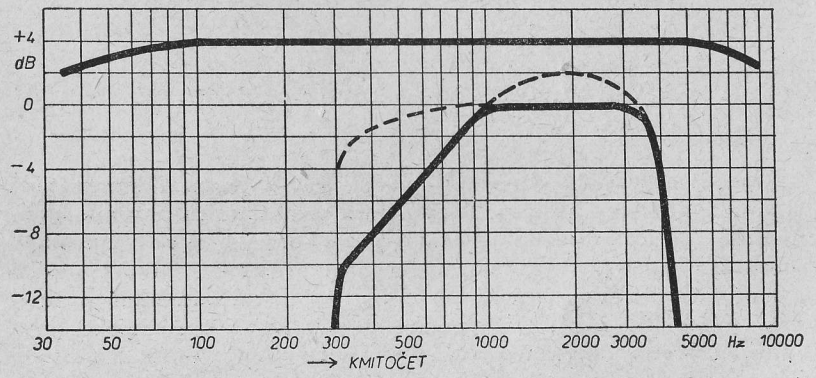
Obr. 7–02. Jednoduchý měřič úrovně.

na střed stupnice. I když absolutní čtení tohoto špičkového indikátoru je nepřesné, je jinak spolehlivým ukazovatelem existence špiček kolem 100 % promodulování.

V dalším textu poznáme, kolik výhod má takový měřič modulace pro zvyšování účinnosti vysílání. I bez dalších doplňků například zjistíme veliký rozdíl mezi špičkovými hodnotami mluveného slova a střední hodnotou a jak se tento poměr může měnit jednak způsobem mluvy a jednak vzdáleností mikrofonu. I to má nemalý vliv na účinnost modulace.

VII–3. JAKÝ VLIV MÁ KMITOČTOVÝ PRŮBĚH

Praktické zkušenosti z provozu při používání vhodné kontroly modulace (například popsaný dvojitý přístroj) nás přivedou do situace, že report protější stanice bude říkat „*málo promodulováno*“ a přístroj bude říkat, že je dobře promodulováno. Co teď a kdo má pravdu? Patrně oba mají pravdu. Rozpor spočívá v tom, že modulace má mnoho vysokých špiček, které nás přinutily modulaci utlumit, a užitečná hlasitost, která je vlastním nositelem informací, je malá. Vyžaduje to především prověřit modulační řetěz, nenastává-li nějaké nakmitování, zkusit otočit polaritu modulačního vedení. Mluvené slovo má značnou nesymetrii kmitů, která může způsobit zhoršení vlivem špiček při nevhodné polaritě. Dále



Obr. 7–03. Úprava kmitočtového průběhu modulátoru.

je nutno prověřit jak mluvu samotnou, tak i vzdálenost od mikrofonu.

Velký vliv na stupeň promodulování má kmitočtový průběh modulátoru a konec konců i hlasový charakter, tj. rozložení zvukového spektra mluveného slova operátora. Zdůraznění hlubokých tónů dodává sice reprodukci určité efektnosti, ale je překážkou zvýšení stupně modulace, neboť čím nižší je kmitočet, tím větší je rozkmit modulačního napětí. Při tom hluboké tóny vůbec pro dobrou srozumitelnost nepotřebujeme, ba naopak za ztížených podmínek ji zhoršují. Zlepšení modulačních poměrů tedy vyžaduje naopak nízké kmitočty potlačit. Z hlediska účinné modulace a srozumitelnosti je výhodné všechny kmitočty pod 300 Hz potlačit a kmitočty pod 1000 Hz tlumit směrem k nižším v poměru 6 dB na oktávu (obr. 7–03).

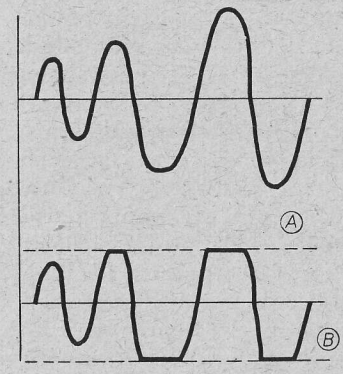
Poněvadž ani nejvyšší kmitočty zvláštní měrou nepřispívají ke srozumitelnosti a přijímač umožňující poslech vysokých kmitočtů úměrně se šířkou pásma zvětšuje šum a tím se podíl na srozumitelnosti ještě více zhoršuje, nemá ani smysl vysoké kmitočty vysílat.

Široké spektrum modulace zhoršuje i účinnost modulovaného zesilovacího stupně.

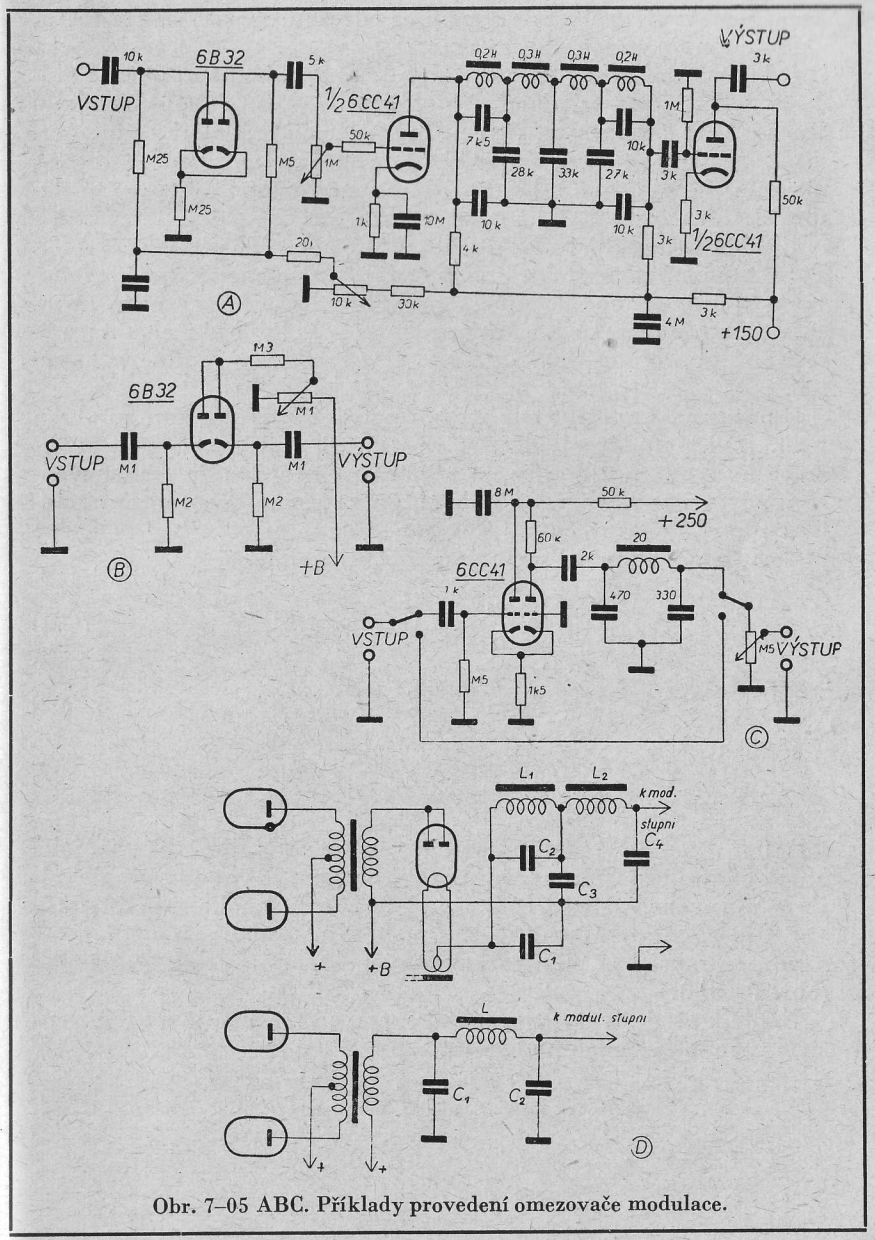
Omezujeme proto i kmitočtový průběh směrem k vyšším kmitočtům i u modulátoru, a to tak, že potlačíme všechny kmitočty nad 3,0 až 3,5 kHz, jak ukazuje uvedený obrázek. Nebude na škodu, bude-li výsledný průběh podle čárkovaného průběhu. Když toto všechno vyčerpáme, nebude zdaleka všechno v pořádku. Teprve nyní je možné přistoupit k dalšímu zlepšení, které spočívá v umělém omezení špiček.

VII–4. OMEZOVAČ AMPLITUDY

Jsou dva způsoby omezení špiček. Jedním je tzv. kompresor, tj. přístroj, který stlačuje (komprimuje) dynamiku modulačního napětí. Pro amatérskou techniku je výhodnější druhý způsob – omezovač, poněvadž jeho parametry jsou pro amatéra konkrétnější a lépe nastavitelné. Omezovač modulace (v zahraničních pramenech CLIPPER-FILTER) spočívá v tom, že všechny špičky přesahující určitou úroveň prostě odřízneme (obr. 7–04). Takovým odříznutím zavedeme do modulace nepříjemné zkreslení, které podstatně zhorší jakost přenosu. Vzhledem k tomu, že kmitočtový průběh zesilovače jsme si již před tím upravili podle minulého odstavce a vzhledem k tomu, že rozložení spektra řeči je takové, že největší amplitudy mají kmitočet kolem 1,2 až 2,5 kHz, postihne odřezávání špiček právě tyto kmitočty. Je-li odřezávání symetrické, bude harmonické zkreslení zastoupeno nejvíce lichými harmonickými (třetí a pátou atp.). Na výstupu z omezovače se tedy objeví nežádoucí kmitočty hlavně počínaje 3,6 kHz a výše. To jsou kmitočty, které pro srozumitelnost již nepotřebujeme a které zbytečně rozšiřují šířku pásma. Tedy odříznutím kmitočtů od 3,5 kHz výše jednak klesne harmonické zkreslení na přijatelnou míru (zůstanou ojedinělá zkreslení nižších tónů) a jednak se zbavíme zbytečné šířky pásma základního zvukového spektra. Filtr,



Obr. 7–04. Odřezávání modulačních špiček.



Obr. 7–05 ABC. Příklady provedení omezovače modulace.

který jsme v předešlé stati použili na odřezání vysokých kmitočtů, zapojíme nyní až na omezovač.

Omezení amplitudy lze provádět dvojím způsobem: dvěma diodami nebo dvěma triodami. Na obrázku 7–05 je několik příkladů omezovačů s příslušným filtrem. Provedení *A* je klasický „Clipper-filter" s dvojitou diodou a dobře dimenzovaným filtrem. Obrázek ukazuje, že je nutno nahradit útlum omezováním a filtrací přidáním zesilovačů.

Příklad *C* je použití dvojité triody 6CC41 nebo ECC82, 12AU7. Toto zapojení nepotřebuje žádné další zesilovací stupně. Nedosáhne-li úroveň modulačního signálu hranice pro omezování, pracuje elektronka jako lineární zesilovač s malým zkreslením. Výstupní filtr pro potlačení zkreslení je jednodušší, ale plně vyhovující.

Omezovače amplitudy je možno použít až na výstupu modulátoru. Je-li modulátor zapojený ve třídě B, stačí změnou transformačního poměru odbočky na sekundáru výstupního transformátoru nastavit takové přizpůsobení, při kterém stoprocentní modulace odpovídá saturačnímu výkonu zesilovače. Zkreslení omezíme filtrem, jehož hodnoty spočítáme podle vztahů:

$$R = \frac{e_a}{i_a} \qquad [\mathrm{k}\Omega, \mathrm{V}, \mathrm{mA}] \qquad [7\text{–}01]$$

$$C_1 = C_2 = \frac{0{,}064}{R} \qquad [\mu\mathrm{F}, \mathrm{k}\Omega] \qquad [7\text{–}02]$$

$$L = \frac{R}{7{,}85}, \qquad [\mathrm{H}, \mathrm{k}\Omega] \qquad [7\text{–}03]$$

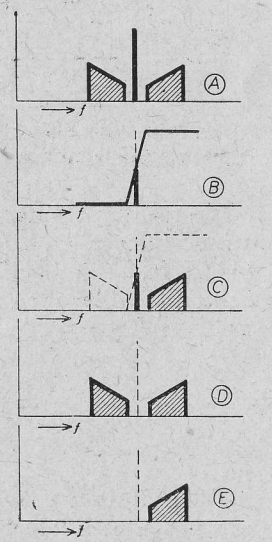
kde [e_a = anodové napětí modulovaného vf stupně a i_a = jeho anodový proud]. Omezovač tohoto provedení je vhodný pro definitivně upravené vysílače, se kterými nechceme mnoho experimentovat. Omezovač na výstupu je možno upravit podobně jako diodový s tím, že musí být použito výkonných usměrňovacích elektronek (obr. 7–05D).

Několik předešlých odstavců ukazuje, co všechno je možno zlepšit na modulovačních poměrech.

Všechno, co bylo až dosud uvedeno o účinné modulaci, zdaleka nevyčerpává všechny možnosti. Na začátku bylo řečeno, že vyzářená energie je rozdělena na nosnou vlnu a na dvě postranní pásma. Bylo také řečeno, že pro přenos informací všechno plně nevyužíváme. Tím jsou naznačeny cesty k dalšímu zhospodárnění modulačních poměrů. Ale zde musí nastoupit vyšší technika.

Spektrum normálně amplitudově modulované nosné vlny (s kmitočtovým průběhem 300–3500 Hz) je naznačeno na obr. 7–06A. Kdybychom za výstup vysílače zapojili hornopropustný filtr podle průběhu B, zmizelo by nám jedno postranní pásmo a nosná vlna by měla poloviční úroveň. Takto upravený signál byl by však stejně účinný na přijímací straně jako před úpravou. Jinými slovy – mohli bychom na úkor potlačení poloviny signálu zvýšit výkon zbytku na dvojnásobek. Tohoto způsobu modulace se používá u televizních obrazových vysílačů, kde je otázka šířky pásma zvlášť závažná.

Úprava vysílání uvedeným způsobem nevyžaduje žádných úprav na přijímací straně. Odfiltrování jednoho pásma a polovice nosné vlny ve vysílači pro VKV nelze snadno provádět na výstupu nebo kdekoliv jinde na vysokých kmitočtech, ale je nutno použít modulace na velmi nízkých kmitočtech a po odfiltrování teprve zvyšovat kmitočet směšováním (*nikdy násobením*) jako u vysílačů pro provoz s jedním postranním pásem.



Obr. 7–06. „Ekonomie postranních pásem".

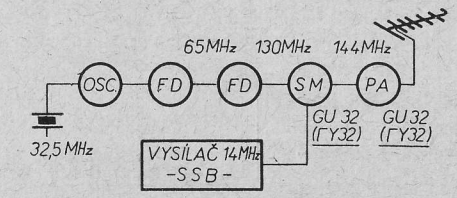
Použijeme-li pro modulaci tzv. *balančního modulátoru* (byla o něm řeč v kapitole 4. ve stati o směšovacích budičích), je možno při dobrém vyvážení získat na výstupu pouze obě postranní pásma bez nosné vlny (obr. 7–06–D). Také v tomto případě můžeme zvýšit výkonové využití koncového stupně vysílače. Navíc je zde výhoda v tom, že výkon postranních pásem je závislý na modulaci. Úroveň středního výkonu je značně nižší než špičkový výkon, řekněme poloviční. Hodnota je opět závislá na druhu modulace, stupni omezení atd.

Vysílání s úplně potlačenou nosnou vl-

nou vyžaduje na straně přijímače nosnou vlnu opět nahradit. Bez nosné vlny dojdou signály stejně dobře k přijímači, ale jsou nečitelné a teprve přidáním kmitočtu odpovídajícího nosné vlně je možno signály demodulovat.

Přechod mezi normálním modulačním režimem a provozem s postranními pásmy je způsob potlačování nosné vlny podle modulace. K signálu bez nosné vlny přidáme jen tolik nosné vlny, kolik je potřeba pro demodulaci bez úprav přijímače. V mezerách mezi slovy nepřidáme žádnou, nebo jen stopu a při mluvení jen podle obalové křivky průběhu modulace. Takováto úprava modulačního režimu také přináší lepší využití vysílače. Lze ji pochopitelně kombinovat ještě potlačením jednoho postranního pásma. Za výhodu proti vysílání bez nosné vlny lze považovat jednoduchost přijímačů vzhledem k tomu, že získání dostatečně stabilního přijímače nutného pro příjem bez nosné vlny je přece jen obtížnější.

A konečně na obrázku 7–06E je tvar spektra vysílání *jediným postranním pásmem* (*SSB = Single-Side-Band*). Cesta vysílání SSB na VKV pásmech vede přes krátkovlnné vysílače. Například 14,3 MHz s modulací SSB se směšuje s kmitočtem 130 MHz. Použijeme přijímače, vybaveného možností příjmu SSB signálu a doplníme jej konvektorem s velmi stabilním oscilátorem (obr. 7–07).



Obr. 7–07. Blokové schéma VKV vysílače pro provoz s jedním postranním pásmem.

Na těchto stránkách nelze dále rozvíjet tuto techniku, je však nutné upozornit na její výhodnost pro VKV, zejména pro pásmo 144 MHz. Technice SSB bude jistě i nadále věnováno v odborném tisku a v odborných publikacích dost místa, aby zbylo i pro aplikaci VKV.

VII–6. KLÍČOVÁNÍ

Telegrafnímu provozu na VKV pásmech jsme vlastně přivykli až v posledních letech, zejména v období maxima sluneční činnosti v roce 1958. Zdá se, že časté podmínky pro dálkové spoje přiměly i zapřísáhlé odpůrce telegrafie k používání klíče. S klíčováním VKV

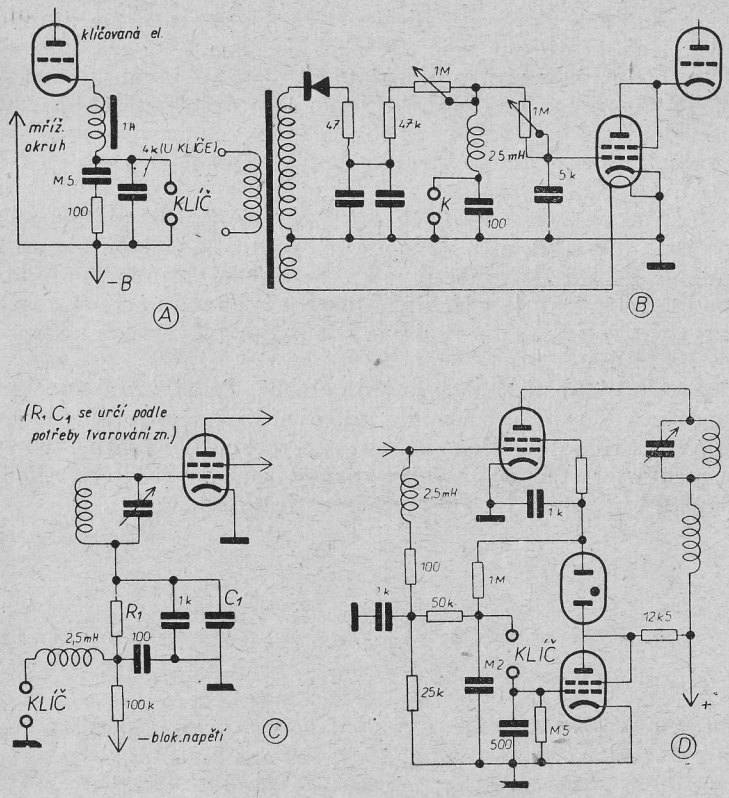
vysílačů to je asi tak jako s modulací. Leccos si dovolíme, co by na krátkých vlnách neobstálo. Zopakujeme si proto některé základní poznatky.

Klíčovaný vysílač je vlastně stoprocentně amplitudově modulovaný vysílač obdélníkovými pulsy. Má-li mít schopnost vysílat telegrafní značky, aniž by současně ohrozil sluchové bubínky operátora, musí mít dvě důležité vlastnosti:

1. *nesmí mít žádné parazitní oscilace ani v klíčované stupni ani v následujících;*

2. *musí mít klíčovací obvod uspořádaný tak, aby byl schopen vytvářet správně tvarované nástupní a sestupné hrany značek.*

Pro splnění těchto podmínek je důležitá volba, který stupeň



Obr. 7–08. Příklady klíčovacích obvodů.

vysílače máme klíčovat. Zásadně nelze klíčovat oscilátor, i když je krystalem řízený. Kuňkání, které by mohlo být přijatelné na základním kmitočtu, se po vynásobení stane nesnesitelné. Totéž platí pro klíčování prvního stupně za oscilátorem.

Klíčování stupně, za kterým následuje ještě několik násobičů, způsobuje, že správně tvarované (zaoblené) značky se vlivem omezovacího procesu v násobiči opět stanou příliš ostrými. Z toho plyne ponaučení, že nemáme nikdy klíčovat další než druhý stupeň od konce a nikdy těsnější než ob jeden od oscilátoru. Někdy pro takovou volbu nemáme dostatek možností a vyžaduje to přidat další oddělovací stupně. Rozhodně se to vrátí v podobě dobrého výsledku, a proto v takovém případě nelitujeme nějakou tu pentodu.

Klíčování má několik možností. Klíčování katody lze považovat za nejjednodušší. Zde se klíčuje značný proud a možnosti tvarování značek jsou proto omezené. Daleko více možností má klíčování mřížky. Princip spočívá v přerušování (nebo spojování do krátka) velkého záporného předpětí, které v klidu úplně zablokuje klíčovanou elektronku. Mřížkové klíčování je možno provést na základě vlastního zablokování elektronky bez přiváděného předpětí (obr. 7–08A).

Klíčování mřížek u vysílačů pro VKV není příliš oblíbené (bez vážnějších důvodů), a to většinou jen proto, že celkem neradi zasahujeme do mřížkových obvodů. Zesilovací stupně pentodové, případně tetrodové je výhodné klíčovat v obvodu stínicí mřížky. Dobrých výsledků dosahujeme použitím závěrné elektronky (obr. 7–08B).

Posouzení jakosti značek je jednoduché. Příliš strmé značky se ozvou samy v přijímači i mimo pracovní kmitočet (o televizorech nemluvě). Příliš zaobalené značky znějí měkce, nevýrazně, při vyšších rychlostech tečky splývají a značky jsou špatně čitelné. Jakost klíčování by se měla i u VKV amatérů stát otázkou cti.

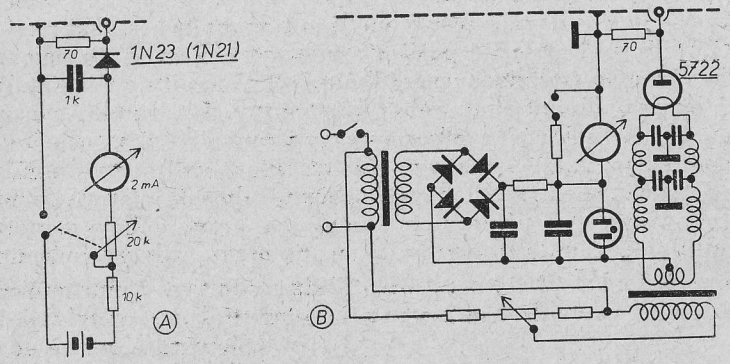
B

Měřicí pomůcky pro VKV

VII–7. ŠUMOVÝ GENERÁTOR

Úspěšné experimentování v oboru VKV se neobejde bez základních pomůcek a měřidel, většinou speciálně přizpůsobených pro tyto kmitočty.

Šumový generátor je tak jednoduchý přístroj, že je těžko si představit něco jednoduššího. Nejsložitější je získání vhodné diody. Pro šumový generátor se mohou použít některé křemíkové diody (1N23, 1N21) a některé k tomu určené vakuové diody (1NA31–Tesla, 5722–Sylvania, LG16–inkurantní). Křemíkovou diodu napájíme z baterie a pro vakuovou musíme mít síťový zdroj.



Obr. 7–09. Zapojení šumových generátorů.

Pro oba druhy šumových generátorů je jedno společné. Šumovou diodu namontujeme těsně ke koaxiální koncovce stejně jako příslušný odpor. Druhý konec diody zablokujeme opět těsně proti zemi. Ostatní spoje jsou již stejnosměrného charakteru. Na obr. 7–09 jsou zapojení obou druhů šumových generátorů. Vakuová dioda potřebuje anodové napětí pro dosažení nasyceného proudu, který pak regulujeme změnou žhavicího napětí. Žhavicí napětí vo-

líme tak, aby diodu nebylo možno přežhavit a celkovým šetřením si prodloužíme její poměrně krátkou životnost.

Šumové číslo je přímo úměrné diodovému proudu a pro určitý odpor R lze přímo nacejchovat stupnici miliampérmetru; je dáno vztahem

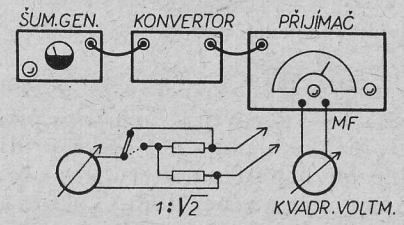
$$n = \frac{i \cdot R}{50} \qquad [kT_o, mA, \Omega] \qquad [7–04]$$

a pro šumové číslo v dB

$$F = 10 \log \frac{i \cdot R}{50}. \qquad [dB, mA, \Omega] \qquad [7–05]$$

VII–8. MĚŘENÍ ŠUMOVÝM GENERÁTOREM

Pro použití šumového generátoru potřebujeme ještě jeden měřicí přístroj pro stanovení výstupního napětí měřeného přijímače. Nejpřesnějších výsledků dosáhneme měřením na výstupu z mezifrekvenčního zesilovače při vypnuté automatické regulaci zesílení – AVC. Je tedy důležité počítat s voltmetrem, který je schopný měřit vf napětí (mezifrekvenční kmitočet). Na voltmetr je kladena ještě jedna podmínka: má to být přístroj tzv. kvadratický, to znamená, že jeho údaje jsou odvozeny od výkonu, i když je ocejchován v napětí. Tomu nejlépe vyhovují elektronkové voltmetry s mřížkovou detekcí. A nemáme-li při měření šumového čísla jistotu o vlastnostech voltmetru, připravíme si malý odporový dělič s jednoduchým přepínačem, tak, aby bylo možno měnit citlivost voltmetru v poměru $1 : \sqrt{2}$. Děličem si při příležitosti měření šumu můžeme ověřit, zda i výchylky voltmetru při přepnutí děliče odpovídají danému poměru, a to hlavně na různých místech stupnice. Lze očekávat, že běžný voltmetr s usměrňovačem nebo s diodami bude lépe vyhovovat na začátku stupnice a méně na horní polovině stupnice. Toto rozmanité chování se projeví jenom při měření šumu nebo jiného složitého kmitočtového spektra,



Obr. 7–10. Blokové zapojení měření šumového čísla VKV konvertoru.

zatím co na jednoduchý střídavý proud reaguje voltmetr přesně.

Při měření šumového čísla přijímače zapojíme šumový generátor místo antény a na výstup mezifrekvence (v nouzi i na nf výstup) zapojíme voltmetr (případně s děličem $1 : \sqrt{2}$) (obr. 7–10). Při vypnutém šumovém generátoru nastavíme zisk přijímače tak, aby jeho základní šum ukázal určitou výchylku. Potom přepneme dělič na menší citlivost $\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)$ a po zapojení šumového generátoru zesilujeme jeho proud, až výchylka voltmetru vystoupí na stejnou hodnotu jako při samotném šumu přijímače, pokud nebyl dělič přepnut. Dosáhli jsme toho, že šumový výkon přivedený z generátoru se rovná šumovému výkonu přijímače vztaženému na jeho vstup.

Na miliampérmetru šumového generátoru odečteme přímo šumové číslo nebo podle proudu v mA je vypočteme rovnicí [7–04 nebo 7–05].

VII–9. MĚŘENÍ VÝKONU VYSÍLAČE

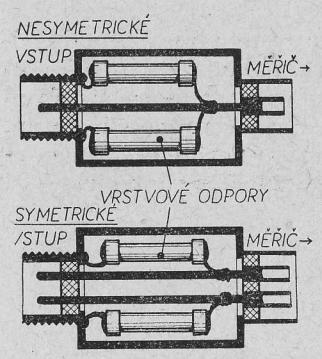
Pro skutečné *měření* výkonu vysílače (amatérsky) celkem těžko dáme dohromady spolehlivou metodu, pokud nemáme, alespoň pro porovnání, spolehlivé měřidlo pro tak vysoké kmitočty. V následujících odstavcích je několik poznámek k měření výkonu s určitou přibližností. V amatérské praxi s tím však vystačíme, poněvadž většinou budeme měřit výkon při seřizování vysílače, kdy vlastně hledáme nastavení na nejlepší nebo nejvyšší hodnotu.

Jako první potřebujeme miliampérmetr nebo mikroampérmetr s diodovou sondou. Předřadné odpory do sondy sestavujeme z více odporů v sérii a všechno dobře odstíníme (obr. 7–11). Pro různé rozsahy si sestavíme odpory do stejné délky a vložíme do keramické nebo jiné izolační trubičky. Na jednom konci připojíme malý čípek se závitem a na druhém konci čípek s měřicím hrotem. Konce zalepíme do trubičky epoxydem. Hodnoty těchto výměnných předřadných odporů si připravíme podle měřených střídavých napětí. Při měření VKV musíme počítat s určitými odchylkami, které je možno určit jen porovnáním s voltmetrem, cejchovaným napětím příslušného kmitočtu.

V běžné amatérské praxi zatěžujeme vysílače připojením žárovky. Je to způsob naprosto nepřesný, umožňující nastavení jen předstupňů vysílače. Koncový stupeň a vazba s anténou se takto nedá správně nastavit. Víme, že výstup naladěný podle žárovky se

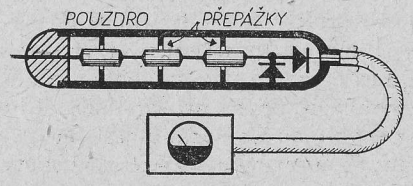
musí po připojení antény ve většině případů doladit. Otázka, co je v takovém případě nesprávně přizpůsobeno, žárovka nebo anténa, zůstává většinou nezodpovědněna.

Pro správné nastavení vysílače potřebujeme umělou anténu s definovatelnou impedancí. Jednou z mála možností je sestavení umělé antény z vrstvových odporů. Za předpokladu měření výkonu do 10 W sestavíme umělou anténu; je z pěti paralelně zapojených dvouwattových odporů vrstvových o hodnotě 400 Ω a uspořádáme je souose do válcového pouzdra spojeného s koaxiální koncovkou. Do pouzdra upravíme ještě koncovku pro připojení sondy diodového voltmetru a vyvrtáme několik řad otvorů pro chlazení odporů (obr. 7–12).



Obr. 7–11. Zatěžovací odpory pro VKV.

Pracujeme-li se symetrickými dvoudrátovými napáječi, je nutno tomu přizpůsobit i zátěž. V takovém případě je výhodné kombinovat odpory do série do dvou stejných skupin a střed spojit na kovové pouzdro. Vývody pro sondu upravíme z obou větví a při měření kontrolujeme obě poloviny. Je to zabezpečení proti chybě v měření, způsobené neznámou nesymetrií.



Obr. 7–12. Sonda pro měření vyšších napětí VKV.

Výkon vysílače vypočteme jednoduchým vzorečkem:

$$N = \frac{U^2}{R} \quad [\mathrm{W, V, \Omega}]$$

a pro symetrický výstup změříme obě napětí, vypočteme a sečteme.

VII–10. MĚŘIČ REZONANCÍ PRO VYŠŠÍ PÁSMA

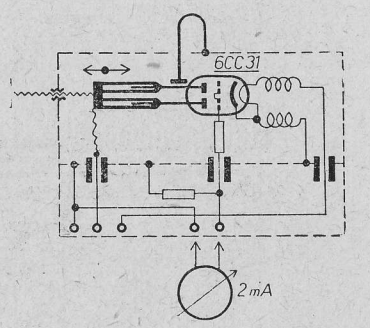
Grid-dip-metr (Grid-dip-oscilátor – nebo zkráceně GDO) je zdomácnělým amatérským pojmenováním pro tzv. *sací měřič rezonance*. Tyto přístroje byly mnohokrát popsány v příručkách i časopisech. Většinou však jejich rozsah byl omezen tak, že nezahrnoval

spolehlivě pásmo 435 MHz. Skutečně pro toto pásmo je nutno volit poněkud odlišnou konstrukci.

Celkem osvědčená konstrukce, i když pro zhotovení trochu náročná, je odvozena od malého oscilátoru pro 70 cm, uvedeného ve čtvrté kapitole na obrázku 4–25.

Aplikace na GDO spočívá jen ve změně zapojení podle obrázku 7–13. Mřížkový miliampérmetr zamontujeme do napájecího zdroje. GDO v tomto provedení má rozsah 390–545 MHz a hodí se také výborně jako pumpovací oscilátor pro parametrický zesilovač, jestliže jej vybavíme měnitelným anodovým napětím.

Běžná GDO pro pásmo 145 MHz a nižší jsou popsána v „*Amatérské radiotechnice*“ a v „*Příručce radiotechnické praxe*“.

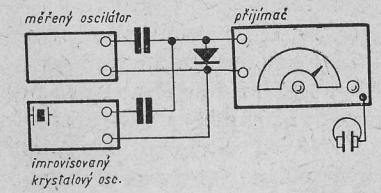


Obr. 7–13. GDO pro 435 MHz.

VII–11. VLNOMĚRY PRO DECIMETROVÉ VLNY

Měření vlnové délky má v amatérské technice VKV dvojí úlohu. Délku vlny měříme informativně při stavbě vysílačů a konvertorů. Přitom jde prakticky jen o to, zdali měřený díl nebo stupeň kmitá skutečně na určitém kmitočtu a zdali nemá mimoto jiné nežádoucí oscilace. Při takovém měření plně vystačíme s ocejchovaným GDO.

Možnosti přesného měření jsou dány kmitočtovým pásmem, ve kterém se provádí. Pro měření v pásmu 145 MHz, kde pracujeme převážně s krystalem řízenými oscilátory, se opíráme právě o kmitočty těchto krystalů. Měření jsou prováděna nepřímo pomocí krátkovlnného přijímače s cejchovanou stupnicí. Měříme zde základní kmitočty a jejich násobky, pokud jsou v rozsahu použitého přijímače.

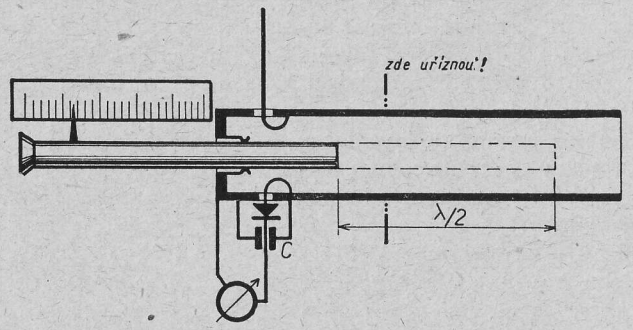


Obr. 7–14. Měření kmitočtu pomocí přijímače a pomocného krystalového oscilátoru.

Při stavbě proměnných osci-

látorů (VFO) si pomáháme také přijímačem. Tam, kde jeho rozsah nestačí, je nutno improvizovat pomocí krystalového oscilátoru zázněj v rozsahu přijímače. Přitom můžeme kombinovat i harmonické kmitočty některého z oscilátorů (obr. 7–14).

Zcela jiná je situace při stavbě zařízení pro pásma 435 MHz



Obr. 7–15. Koaxiální vlnoměr pro decimetrové vlny.

a výše. Zde se rozhodně vyplatí dobrý absorpční vlnoměr. Pro amatérskou praxi má však význam jen takový, jehož ocejchování nemusíme nikde pracně shánět. Nejjednodušším provedením jsou Lecherovy dráty, které však jsou poněkud neskladné.

Obdobou Lecherových drátů je koaxiální vlnoměr. Do trubky zasouváme střední vodič, opatřený na vnější straně ukazatelem se stupnicí (obr. 7–15).

Pro měření potřebujeme vlastně takovou délku trubky, aby se objevila dvě maxima. Vzdálenost těchto maxim je přesně $\lambda/2$. Musíme přitom dbát, aby vnější poloha vnitřního vodiče pro maximální výchylku miliampérmetru byla vzdálena od otevřeného konce trubky nejméně 1 až 2 průměry vnější trubky. Jinak rozptylové kapacity zkreslují výsledek.

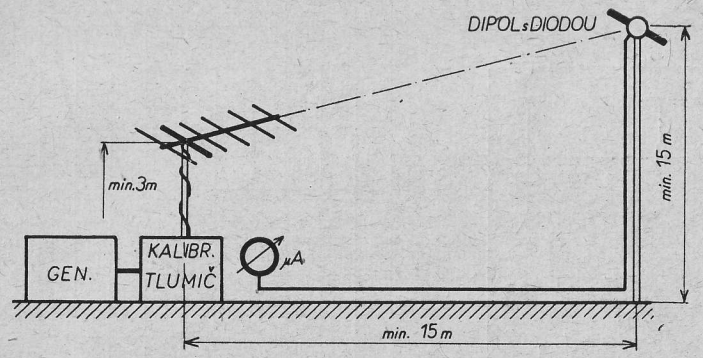
Máme-li po ruce proměnný oscilátor, můžeme si měřením přímo ocejchovat jednotlivé body na stupnici v celém požadovaném rozsahu a potom lze celý vlnoměr zkrátit na délku potřebnou pro polohy vnitřních maxim, zvětšenou opět o dva průměry vnější trubky. Ocejchované body vnitřního maxima (nyní jediného) zůstanou zachovány a vlnoměr získá praktické příruční rozměry. Samozřejmě si pečlivě přeneseme i stupnici s potřebnými body blíže k čelu vnější trubky a zkrátíme vnější konec posuvné tyčky. Způsob posunu je závislý na mechanických možnostech.

Pro každé pásmo (435, 1250, 2300 atd.) si zhotovíme mechanickou část zvlášť a použijeme společného mikroampérmetru, namontovaného do samostatného pouzdra.

VII–12. MĚŘENÍ SMĚROVOSTI ANTÉN

Měření antén je závažná kapitola, vhodná pro samostatnou publikaci. Na tomto místě si zopakujeme jen některé poznatky z hlediska amatérské techniky VKV.

Měření směrových diagramů antén je v principu jednoduché, ale náročné na prostor. Mají-li být výsledky dostatečně věrohodné, musí se provádět měření ve volném prostoru. V amatérských mož-



Obr. 7–16. Uspořádání pro měření směrovosti antény.

nostech jsme zase omezeni (amatéři jsou k politování) a musíme se proto spokojit s výsledky více méně informativního charakteru.

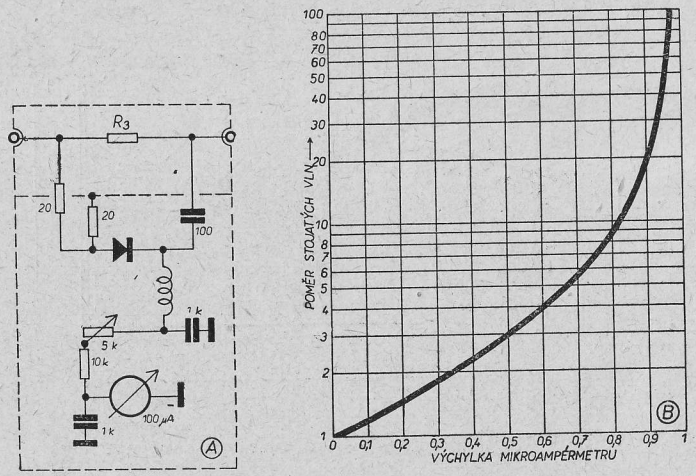
Pro měření antény potřebujeme zdroj vf energie (může to být používaný vysílač), dále měrnou anténu s vhodným měřičem pole. Pro pohodlné měření je výhodný kalibrovaný tlumič. Měřenou anténu a měrný dipól umístíme podle zásad zřejmých podle obrázku 7–16 v místě, které nemá ve svém okolí překážky deformující pole.

Je-li použito kalibrovaného tlumiče, postupujeme tak, že zachováváme stálý výkon zdroje (generátoru nebo vysílače)a tlumičem nastavíme vždy stejnou výchylku na měřiči pole. Útlum odečtený

na tlumiči přenášíme do grafu. Není-li použito kalibrovaného tlumiče, měníme výkon vysílače improvizovaným tlumičem a měříme anténní proud – tato metoda již nezaručuje valnou přesnost.

VII–13. MĚŘENÍ POMĚRU STOJATÝCH VLN A IMPEDANCE ANTÉNY

Přizpůsobení antény k napáječi a vysílači se projeví na poměru stojatých vln na napájecím vedení. O jejich existenci a velikosti se přesvědčíme můstkovým měřičem poměru stojatých vln podle obr. 7–17–A. Pro VKV pásma musí být přístroj pečlivě proveden, poněvadž poměrně malé délky a změny impedancí značně zkreslují



Obr. 7–17. Jednoduchý měřič poměru stojatých vln a diagram pro stanovení poměru stojatých vln z výchylky přístroje měřiče.

výsledky měření. Vodič spojující oba koaxiální konektory přes odpor R_3 tvoří společně s válcovým pláštěm pokračování souosého vedení. Pro vnitřní montáž část trubky odřízneme a po namontování otvor opět uzavřeme. Hodnota odporu R_3 se rovná hodnotě impedance používaného koaxiálního vedení.

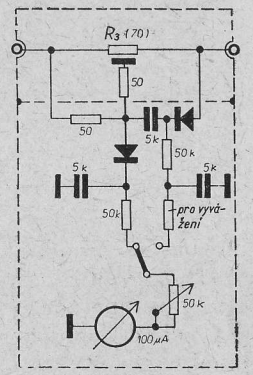
Pro nastavení v můstku před měřením potřebujeme jeden volný konektor, do kterého připojíme odpor stejné hodnoty jako R_3

(70 Ω) nebo příslušnou umělou anténu. Nastavení provedeme takto: konektor s náhradním odporem zapojíme na vstup můstku a generátor (vysílač s redukovaným výkonem) o výkonu 2 až 4 watty připojíme na výstup můstku, tedy obráceně, než jsou konektory označeny. Odporem R_4 nastavíme výchylku mikroampérmetru na 100 %. Potom přepojíme generátor a náhradní odpor do správné polohy, tj. generátor na vstup a náhradní odpor na výstup. Při nezměněném výkonu vysílače při správných hodnotách náhradních odporů a při dostatečně malých rozptylových kapacitách má přístroj ukazovat téměř neznatelnou a zanedbatelnou výchylku.

Není-li tomu tak, je nutno odpory i provedení překontrolovat. Tím je přístroj připraven pro měření.

Místo náhradního odporu zapojíme kabel s anténou a výchylka na mikroampérmetru, převedena podle diagramu na obr. 7–17–B, udává poměr stojatých vln. Nezapomeňme se vždy před měřením přesvědčit o správném nastavení odporu R_4 obráceným zapojením náhradního odporu a plnou výchylkou přístroje.

Obdobou přístroje je zapojení podle obr. 7–18. Zde je usnadněno počáteční nastavení přístroje na plnou výchylku přepínačem v poloze *nastavení*. Jinak je postup stejný.



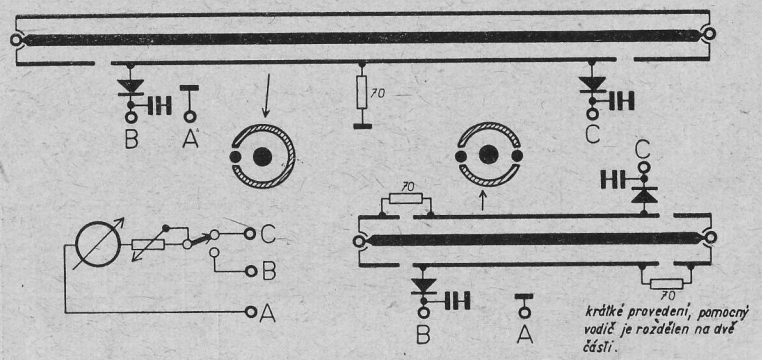
Obr. 7–18. Měřič poměru stojatých vln.

Měření uvedenými můstky má tu nevýhodu, že je do napájecího vedení vložen ekvivalentní odpor, který zabraňuje zjištění skutečné situace na vedení včetně vlivu přizpůsobení na výstup vysílače. Pro zjišťování těchto poměrů je výhodnější můstek s induktivní a kapacitní vazbou na vedení. Část nepřerušeného koaxiálního vedení opatříme rovnoběžným vodičem, ze kterého snímáme pomocí dvou diod napětí úměrné poměru stojatých vln (obr. 7–19). Přepínačem volíme polohu pro *nastavení* a *měření*. Postup je shodný jako u předešlých příkladů.

Tohoto můstku můžeme použít pro měření za skutečného provozu vysílače. Uvedený přístroj pracuje spolehlivě až do kmitočtu 200 MHz. Pro překontrolování funkce používáme konektoru s náhradním odporem nebo umělé antény. Obě zátěže nemají dávat prakticky žádnou výchylku při přepnutí na polohu *měření*. Můstku v tomto provedení je možno použít jako indikátoru anténního proudu. Doplníme-li si přístroj přepínačem s předřadnými odpory,

je možné si jednotlivé polohy ocejchovat. Anténní proud měříme ovšem v poloze hlavního přepínače, označené *nastavení*.

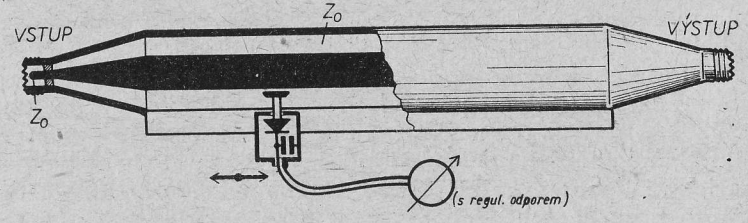
Pro vyšší kmitočty nad 400 MHz je pro kontrolu stojatých vln výhodnější měrné vedení. Sestává ze souosého vedení o délce $\frac{3}{4}\ \lambda$ až λ měřené vlny s impedancí shodnou s impedancí používaných



Obr. 7–19. Měřič poměru stojatých vln bez průběžného odporu.

kabelů. Mechanické provedení musí být dostatečně tuhé, zejména vnitřního vodiče, aby byla dostatečně dodržena vzdálenost kapacitní posuvné sondy. Proto je vedení rozšířeno za předpokladu, že přechod z malého průměru na větší bude mít dodrženou impedanci.

V plášti vedení je vytvořena štěrbina, ve které se posouvá sonda. V sondě je dioda a kondenzátor a je spojena kablíkem s miliampérmetrem nebo mikroampérmetrem s proměnným odporem (obr. 7–20).



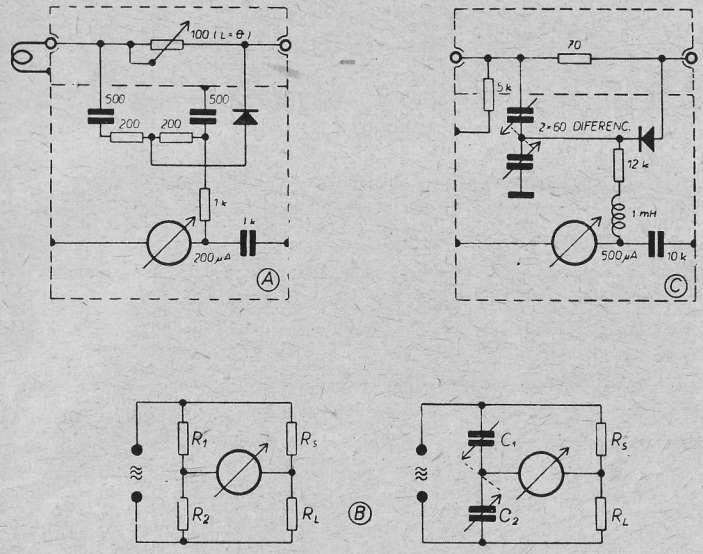
Obr. 7–20. Měrné vedení.

Měření je jednoduché. Měrné vedení zapojíme k vysílači a k anténě. Pohybujeme sondou po celé délce štěrbiny a vyhledáme místa s maximální a minimální výchylkou miliampérmetru. Odporem u přístroje nastavíme v místě maxima 100 % výchylky přístroje a přesuneme sondu do minima a odečteme výchylku. Poměr stojatých vln bude dán vztahem:

$$PSV = \frac{\textit{maximální výchylka}}{\textit{minimální výchylka}}.$$

Měrné vedení můžeme použít na všechny vyšší kmitočty. Zhotovení je trochu náročné, ale vyplatí se hlavně pro vážnější práci na vyšších pásmech.

Pro zjišťování neznámé impedance antény je určen anténní



Obr. 7–21. Antenaskop – měřič impedance – antény.

můstek, nazývaný také ANTENASKOP. Vzhledem k tomu, že je velmi často uváděn v různých publikacích, je důležité o něm vědět alespoň to, že se v amatérsky zhotovitelném provedení nehodí pro VKV. To je proto, že proměnný odpor tvořící jádro antenaskopu nelze nahradit běžným vrstvovým proměnným odporem pro jeho velkou kapacitu a indukčnost. Jedinou možností by bylo uspořádat přístroj podobně jako můstek pro měření stojatých vln a odpor

při měření prostě měnit. Pro tento případ je uvedeno principiální zapojení antenaskopu (obr. 7–21A).

Měření samo je prosté. Připojíme anténu a zdroj induktivně a měníme hodnotu R_3 tak dlouho, až výchylka přístroje klesne na minimum. Pak hodnota R_3 odpovídá impedanci antény.

Lepší možnost zapojení můstku ukazuje obrázek 7–21B. Zde je použito pevného odporu ve vedení a můstek je vyvažován pomocí dvojitého diferenciálního kondenzátoru. Porovnání principů obou můstků je na obrázku 7–21C. I provedení druhého můstku s kapacitním vyvažováním je pro amatérské zhotovení pro VKV značně obtížné.

Prameny

Aleksejev S. M.: Radioljubitelskaja UKV apparatura – Moskva 1958.

Andrejevskij M. N.: Konstrukcii generatorov decimetrovych i metrovych voln – Moskva 1956.

Anisimov V.: Dalnij prijem televiděnija – Moskva 1956.

Běketov V. I.: Antenny sverchvysokich častot – Moskva 1957.

Bělorussov N. I.-Grodněv I. I.: Radiočastotnyje kabeli – Moskva 1952.

Borodič S. V.-Kalinin A. I.: Spravočnik po elektrosvjazi VII. – Moskva 1956.

Broide A. M.: Elektrovakuumnyje pribory – Moskva 1956.

Braun R.-Kolbe H.: Die Ultrakurzwellentechnik – Lipsko 1952.

Budlong A. L.: The A. R. R. L. Antenna Book – West Hartford 1956.

Budlong A. L.: The Mobile Manual – West Hartford 1955.

Budlong A. L.: The Radio Amateurs Handbook – West Hartford 1958.

Budlong A. L.: Single Sideband – West Hartford 1958.

Caha V.-Procházka M.: Antény – Praha 1956.

Čerepnin N. V.: Elektronnyje lampi dlja širokopolosnych usilitelej – Moskva 1958.

Český M.: Televisní přijímací antény – Praha 1959.

Doluchanov M. P.: Šíření rádiových vln (Překlad) – Praha 1955.

Dobrovskij I. A.: Antenny – Moskva 1951.

Fischer H. J.: Amateurfunk – Berlín 1956.

Grudinskaja G. P.: Rasprostranenie ultrakorotkich radiovoln – Moskva 1957.

Havlíček M.: Příručka radiotechnické praxe – Praha 1959.

Charinskij A. L.: Osnovy konstruirovanija elementov radioapparatury – Moskva 1959.

Izjumov N. M.: Kurs radiotechniki – Moskva 1958.

Kiver M. S.: UHF Antennas, Converters and Tuners – Indianapolis 1953.

Konašinskij D. A.-Turlygin C. Ja.: Vyjeděnie v techniku ultravysokich častot – Moskva 1951.

Kulikovskij A. A.: Spravočnik radioljubitelja – Moskva 1958.
Linde D. P.: Antenno-fidernyje ustrojstva – Moskva 1953.
Linde D. P.: Osnovy rasčeta lampovych generatorov SVČ – Moskva 1959.
Lomanovič V. A.: Ljubitelskie radiostancii na diapazonu 144–146 i 420–425 Mgc – Moskva 1958.
Megla G.: Dezimeterwellentechnik – Lipsko 1952.
Megla G.: Nachrichtenübertragung mittels sehr hoher Frequenzen – Lipsko 1954.
Orr W. I.: Beam Antenna Handbook – Wilton 1955.
Orr W. I.: Mobile Handbook – New York 1956.
Orr W. I.: Radio Handbook (14) – Summerland 1956.
Orr W. I.: VHF Handbook – Wilton 1956.
Plonskij A. F.: Ljubitelskaja radiosvjaz na metrovych volnach – Moskva 1953.
Pogorelko P. A.: Novyj vid dalnej svjazi na metrovych volnach – Moskva 1959.
Rothammel K.: Antennenbuch – Berlin 1959.
Sedláček J.: Amatérská radiotechnika I. – Praha 1954.
Sweitzer H.: Dezimeterwellen–Praxis – Berlin 1956.
Siforov V. I.: Radioprijemniki svěrchvysokich častot – Moskva 1957.
Siforov V. I.: Voprosy dalnej svjazi na ultrakorotkich volnach – Moskva 1957.
Smirenin B. A.: Radiotechnická příručka (Překlad) – Praha 1955.
Springstein K. A.: Einführung in die Kurzwellen- und Ultrakurzwellen-Empfänger-Praxis – Lipsko 1953.
Šamšur V. I.: Spravočnaj knižka radioljubitelja – Moskva 1951.
Šanin A. I.: Radiopriemnyje ustrojstva – Moskva 1958.
Štejn N. I.: Elementy rasčeta radioperedatčikov ultrakorotkich voln – Moskva 1958.
Štejnšlejger V. B.: Izmerenija na svěrchvysokich častotach – Moskva 1952.
Šumskij N. N.-Gasparjan E. M.: Dalnaja radiosvjaz na metrovych volnach – Moskva 1959.
Tutorskij O. G.: Radioljubitelskaja svjaz na UKV – Moskva 1958.
Valitov R. A.: Radioizmerenija na svěrchvysokich častotach – Moskva 1958.
Volin M. L.: Usiliteli promežutočnoj častoty – Moskva 1956.
Vrba K.-Renda M.: Technika směrových spojení – Praha 1959.
Weber A.: Velmi krátké vlny – Praha 1957.
Žerebcov I. P.: Technika metrovych voln – Moskva 1955.
Naděněnko S. I.: Antenny – Moskva 1959.
Nělepec V. S.: Antenny metrovych voln – Moskva 1957.

ČASOPISY

Amatérské rádio
CQ
DL – QTC
Funktechnik
Krátké vlny
OEM
QST
Radio (SSSR)
Sdělovací technika
Short Wave

Obsah

I.

ÚVOD

I–1. Od roku 1888 9
I–2. Čím kratší, tím více starostí 12
I–3. Každé pásmo chce svoje 14

II.

ŠÍŘENÍ VKV

A. Základy
II–1. Úvod do kapitoly 19
II–2. Vlastnosti přenosu 19
II–3. Opakování o elektromagnetické vlně 20
II–4. Fyzikální základy šíření 22

B. Pevné překážky
II–5. Interference – Fresnelovy zóny 25
II–6. Odraz vln – Fresnelovy zóny 27
II–7. Překážky pro šíření VKV 31

C. Vliv atmosféry
II–8. Troposférické šíření – Lom 35
II–9. Měníme si velikost Země 36
II–10. Jak se VKV lámou v atmosféře 37
II–11. Vznik vlnovodového kanálu 39
II–12. Rozptyl v troposféře 41
II–13. Rozptyl v ionosféře 42

D. Zvláštní způsoby šíření

II–14. Odraz VKV od polární záře 44
II–15. Odraz od stop meteoritů 46
II–16. Spojení Země–Měsíc–Země 51
II–17. Závěr 54

III.

ZÁKLADNÍ HLEDISKA

III–1. Starosti se šumem 61
III–2. Co je to kT_o 62
III–3. Šum elektronky 65
III–4. Elektronky pro VKV 67
III–5. Konstrukční hlediska 68
III–6. Filtry pomocných obvodů 71
III–7. Součástky pro VKV 73
III–8. Jak se projevují odpory 74
III–9. Vlastnosti kondenzátorů při VKV 76
III–10. Ladicí kondenzátory 78
III–11. Skin-efekt 83
III–12. Vf tlumivky pro VKV 85
III–13. Cívky pro VKV 87
III–14. Výpočet samoindukčnosti malých cívek 88
III–15. Proměnné *L* 93
III–16. Vedení ve funkci laděného obvodu 94

IV.

AMATÉRSKÉ VYSÍLAČE PRO VKV

A. Základní technika

IV–1. Nepřátelství s televizí 107
IV–2. Pevné oscilátory 109
IV–3. Laděné oscilátory 112
IV–4. Clapp-Franklin-Vackář 113
IV–5. Směšovací budiče 116
IV–6. Princip směšování 120

B. Praktické příklady vysílačů pro 144 MHz

IV–7. Malý vysílač pro 145 MHz 121

IV–8. Vysílač se dvěma 6CC31 123
IV–9. Jednoduchý výkonný vysílač s ГУ32 125
IV–10. Malý vysílač v moderní koncepci 127
IV–11. 20 W s ГУ32 129
IV–12. 20 W s malou elektronkou 130
IV–13. 40 W s jednou 6L50 131
IV–14. 75wattový vysílač 133
IV–15. 125wattový vysílač 135
IV–16. Jeden kilowatt pro 144 MHz 137

C. Praktické příklady pro jiná amatérská pásma

IV–17. Vysílače pro 432 MHz – úvod 140
IV–18. Přístavek pro 432 MHz 140
IV–19. Malý, krystalem řízený vysílač pro 432 MHz 142
IV–20. Sólo-oscilátory v koaxiálním provedení 144
IV–21. Sólo-oscilátor s tyčovými obvody 146

D. Vysílače pro vyšší pásma

IV–22. Pásmo 1215 MHz a výše 150
IV–23. Malý vysílač s el. 5794 150
IV–24. Aplikace pro 2300 MHz 153
IV–25. Výkonné oscilátory pro decimetrové vlny 155
IV–26. Vícestupňové vysílače pro decimetrové vlny 161

V.

AMATÉRSKÉ PŘIJÍMAČE PRO VKV

A. Základní technika

V–1. Vf zesilovače 167
V–2. Směšování 171
V–3. Mezifrekvenční díl 173
V–4. Poznámky ke koncepci VKV přijímačů 175

B. Praktické příklady přijímačů pro 145 MHz

V–5. Konvertor s jedinou 6CC31 176
V–6. Konvertor k rozhlasovému přijímači 178
V–7. Jednoduché moderní provedení konvertoru 180
V–8. Samostatný oscilátor pro konvertory 182
V–9. Oblíbená kaskoda 184
V–10. „Zázračné“ elektronky 186
V–11. Konvertor s uzemněnými mřížkami 188

V–12. Několik příkladů zapojení souměrných konvertorů 191
V–13. Úplný přijímač pro 145 MHz 191

C. Přijímače pro 432 MHz
V–14. Příjem na 432 MHz a šířka pásma 194
V–15. Konvertor s uzemněnými mřížkami pro 432 MHz 195
V–16. Koaxiální předzesilovač s PC86 196

D. Přijímače pro decimetrová pásma
V–17. Přijímač (vysílač) pro 1250 MHz 199
V–18. Směšovač pro 1296 MHz 200
V–19. Konvertor pro 1296 MHz bez speciálních elektronek 202

E. Parametrické zesilovače
V–20. Co jsou parametrické zesilovače 205
V–21. Parametrický zesilovač pro 144 MHz 207
V–22. Parametrický zesilovač pro 432 MHz 209

VI.

ANTÉNY PRO VKV

A. Základní anténní technika
VI–1. Úvod 214
VI–2. Směrovost a zisk antény 213
VI–3. Účinná plocha antény 217
VI–4. Činitel zpětného vyzařování 219
VI–5. Půlvlnný dipól 219
VI–6. Reflektor a direktory 224
VI–7. Víceprvkové anténní soustavy 227
VI–8. Porovnání anténních soustav 230
VI–9. Vyzařovací odpor složených antén 232
VI–10. Zvláštní druhy reflektorů 235

B. Praktické provedení antén
VI–11. Stavba antén 240
VI–12. Otáčení antény 245
VI–13. Provedení vlastních anténních soustav 248
VI–14. Anténa pro začátečníky 251
VI–15. Dlouhé „Yagi“ 253
VI–16. Anténa středního typu 256
VI–17. Vícenásobné antény 257

VI–18. Skupinové soufázové antény 260
VI–19. Anténa Chireix–Mesny 262
VI–20. Úhlový reflektor 263
VI–21. Šroubovicová anténa 266
VI–22. Širokopásmové antény 267
VI–23. Parabolické reflektory 269
VI–24. Poznámka k volbě antény 272
VI–25. Napájecí vedení 272
VI–26. Symetrizace a transformace 277
VI–27. Elevátory 279

VII.

MĚŘICÍ A KONTROLNÍ POMŮCKY

A. Modulace a její účinnost
VII–1. Modulace je problém účinnosti vysílače 285
VII–2. Kontrola modulace 286
VII–3. Jaký vliv má kmitočtový průběh 288
VII–4. Omezovač amplitudy 290
VII–5. Ekonomie postranních pásem 293
VII–6. Klíčování 294

B. Měřicí pomůcky pro VKV
VII–7. Šumový generátor 297
VII–8. Měření šumovým generátorem 298
VII–9. Měření výkonu vysílače 299
VII–10. Měřič rezonancí pro vyšší pásma 300
VII–11. Vlnoměry pro decimetrové vlny 301
VII–12. Měření směrovosti antén 303
VII–13. Měření poměru stojatých vln a impedance antény 304

Prameny 309

KNIŽNICE SVAZARMU

SVAZEK 9

ANTONÍN RAMBOUSEK

AMATÉRSKÁ TECHNIKA VELMI KRÁTKÝCH VLN

Obálku a vazbu navrhl Jiří Sodoma. I. vydání Praha 1961. Vydalo Naše vojsko, nakladatelství n. p. v Praze, jako svou 2305. publikaci, stran 320. Odpovědný redaktor Jiří Muk a Miroslava Měchurová. Technická redaktorka Jitka Kalinová.

Vytiskla tiskárna Naše vojsko, n. p. v Praze. AA 17,45 (z toho obrázky 5,43). VA 17,99. D–01–10049. Náklad 7000 výtisků. 05/38. Cena brož. výt. 12,— Kčs, váz. 15,40 Kčs. 56/III–5