

Josef Daneš a kolektiv

AMATĚRSKĀ RADIOTECHNIKA A ELEKTRONIKA

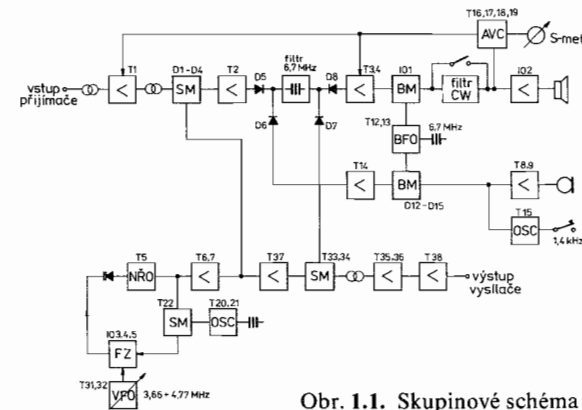
[4. díl] NAŠE VOJSKO

CW-SSB TRANSCEIVER PRO 144 MHz

Účelem této kapitoly není podrobný konstrukční návod na stavbu, nýbrž rozbor funkce jednotlivých obvodů a pokyny k jejich nastavení. Zařízení bylo vyrobeno ve dvou kusech a po dlouhá léta vykazovalo velmi dobré parametry. Všechny základní obvody jsou rozmístěny na pěti deskách tvořících samostatně stíněné bloky.

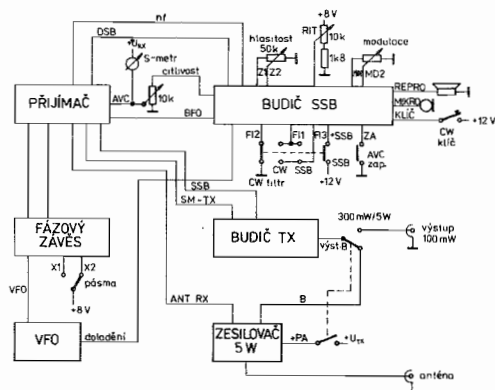
Deska přijímače a napěťově řízeného oscilátoru

Ve vstupu přijímače je zařazen pásmový filtr s vysokým Q, umístěný ve dvou samostatných měděných krytech. Filtr zajišťuje dobrou pre-selekcii nutnou zvláště při používání TRXu v místech s extrémně silnými signály na VKV pásmech. Zejména se jeho vlastnosti uplatní na přechodných QTH v těsné blízkosti televizních vysílačů. Díky rela-

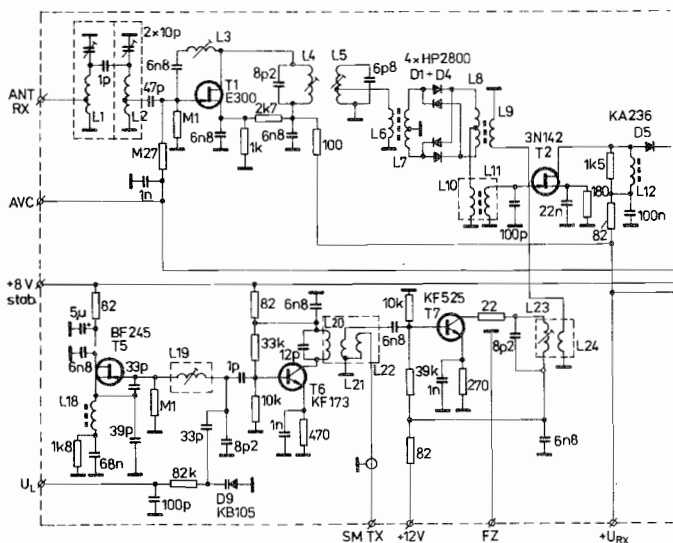


Obr. 1.1. Skupinové schéma

Lektorovali: Jiří Bláha, Ing. Vladimír Geryk, Ing. Jaroslav Křížek
Editor © Josef Daneš, 1989

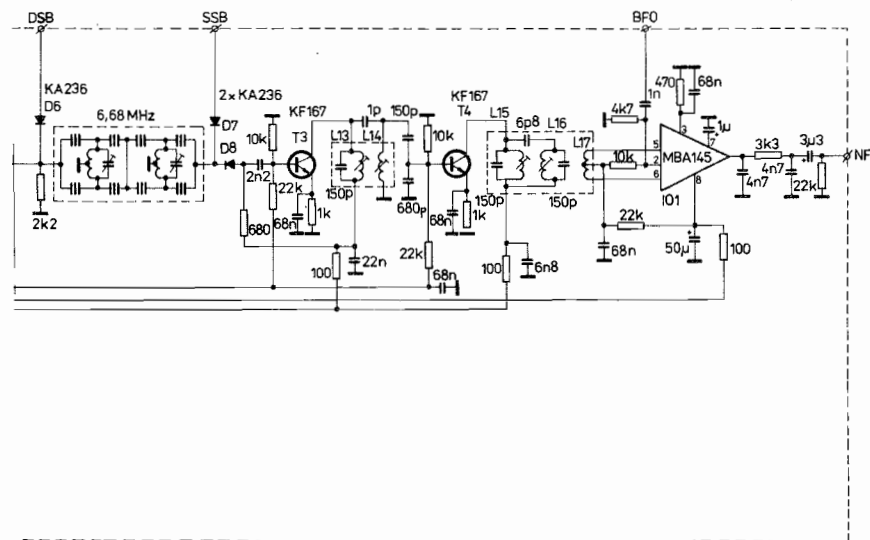


Obr. 1.2. Propojení signálových cest mezi jednotlivými bloky

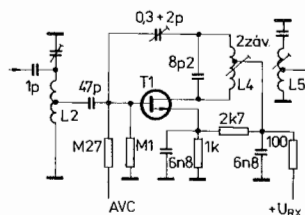


Obr. 1.3. Deska přijímače a napěťově řízeného oscilátoru

tivně vysokému Q nezatížených obvodů ($Q_0 \approx 300$) není nutná příliš těsná vazba antény a vstupního tranzistoru. I tak však byl zvolen kompromis mezi potlačením nežádoucích příjmů a zhoršením šumového čísla přijímače v důsledku zvětšení útlumu před 1. zesilovacím stupněm. Nejlepšího šumového čísla lze obvykle dosáhnout s co možná nejjednodušším přizpůsobovacím obvodem ve vstupu 1. tranzistoru. Takové řešení plně vyhoví, pokud nebudou požadavky na odolnost přijímače proti silným VKV signálům ležícím mimo radioamatérské pásmo. Vstupní zesilovač s bipolárními tranzistory a s tranzistory FET je nutné obvykle neutralizovat. Při použití tranzistorů dual-GATE MOS-FET se neutralizace většinou nepoužívá. Ve výstupu předzesilovače je zařazen další pásmový filtr, který dále zlepšuje odolnost proti nežádoucím příjmům. Ve výstupním filtru jsou použity obvody s menším Q (běžné kostřičky s feritovými jádry), jelikož případně



ztráty lze nahradit ziskem vstupního tranzistoru. Zisk předzesilovače má být asi 20 dB, aby byly kompenzovány ztráty směšovače. Při menším zisku předzesilovače by se výrazněji projevovalo větší šumové číslo pasivního směšovače. Všechny rezonanční obvody ve vstupu i výstupu předzesilovače jsou naladěny na maximum zisku ve středu propouštěného pásma. Zdlouhavější práce nastává při nastavování minimálního šumového čísla přijímače. K nastavování je nutné použít šumový generátor. Šumové číslo nejvýrazněji ovlivňuje vstupní vazba (poloha odbočky na cívce L_2) a nastavení neutralizace. Při každé změně neutralizace, respektive vstupní vazby je nutné doladit ostatní ladící prvky. Často se stává, že zesilovač kmitá, přičemž nelze nalézt správnou hodnotu neutralizace. V tomto případě je vhodné zatlumit odporem (470 Ω –4,7 k Ω) výstupní obvod, naladit vstup a při postupném zvětšování tlumicího odporu hledat správné nastavení neutralizace. Správně zesilovač nekmitá ani při odpojení antény. Snazší nastavení neutralizace je v můstkovém zapojení, kde místo změny indukčnosti L_3 stlačováním a roztahováním závitů na feritovém toroidu měníme kapacitu neutralizačního kondenzátoru. Výsledné parametry zesilovače s můstkovou neutralizací podle obr. 1.5 jsou prakticky stejné jako u zesilovače s neutralizační indukčností.

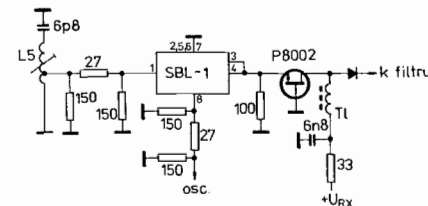


Obr. 1.5. Můstková neutralizace

Ve směšovači jsou použité 4 diskretní Schottkyho diody vázané symetricky vinutými toroidními transformátory. Podstatně výhodnější je použití symetrického integrovaného kruhového směšovače (SRA 1, IE 500, SBL 1 apod.). Směšovač by měl být vázán do obvodu širokopásmově, aby možné odrazy vstupního oscilátorového a mf kmitočtu byly pohlceny zatěžovacími odpory a nezhoršovaly parametry směšovače. Přizpůsobovací tranzistor, který tvoří zároveň i mezifrekvenční

zesilovač, výrazně ovlivňuje dynamické vlastnosti přijímače. Zde je vhodné použít výkonový FET, např. P 8002 apod. Zapojení směšovače s SBL-1 je na obr. 1.4.

Obr. 1.4. Směšovač s SBL-1



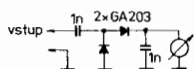
Na desce přijímače je dále umístěn krystalový filtr společný pro příjem i vysílání. Zapojení je vhodné pro vstupní a zatěžovací impedanci filtru od 200 do 1 000 Ω . Pro jiné impedance je nutné použít přizpůsobovací transformátory. Přepínání RX-TX zajišťují spínací diody KA236. Spínací diody, které jsou velmi často používány pro přepínání různých vf signálů v zařízeních, mohou způsobovat řadu potíží, pokud při daném proudu nejsou dokonale sepnuté. To se projevuje vznikem nežádoucích příjmů a intermodulačních produktů na straně přijímače a na straně vysílače podstatným zhoršením čistoty SSB signálu doprovázeným vznikem splatterů. Zkoušku kvality diod lze provést přímo v zapojení. Po zkratování diody, která je otevřená, nesmí dojít k podstatnému zvětšení amplitudy signálu za diodou. Dále při měření intermodulačních produktů (dvousignálová zkouška) přijímače i vysílače příslušné diody zkratujeme, čímž máme možnost posoudit podíl spínacích diod na vzniku zkreslení. Ze zkušenosti mohou uvést, že mezi stejně značenými diodami ze stejné série se našly takové, které i při trojnásobném proudu způsobovaly intermodulační zkreslení.

Mezifrekvenční zesilovač je velmi jednoduchý s dostatečnou schopností změny zisku pomocí AVC. Mezifrekvenční pásmové filtry, tak jak jsou navrženy, doporučuji používat ve spolupráci s amatérsky zhotovenými krystalovými filtry, u kterých není dostatečné potlačení mimo propustné pásmo. Při použití kvalitního krystalového filtru lze

mf filtry nahradit jednoduchými rezonančními obvody. Detektor s MBA 145 je trvale napájen, aby nedocházelo k nepříjemnému klapnutí ve sluchátkách při přechodu RX-TX.

Napětím laditelný oscilátor, který je též umístěn na desce RX, patří k částem, které rozhodující měrou ovlivňují kvalitu tranceiveru. Šumová čistota oscilátorového signálu výrazně ovlivňuje dosažitelné šumové číslo směšovače přijímače. Na straně vysílače je šumová čistota oscilátoru omezujícím činitelem čistoty výstupního spektra vysílače. Nedostatečně čistý oscilátorový signál způsobuje nežádoucí šum v okolí nosného kmitočtu, který se může projevit i jako spllatery, které velmi obtěžují sousední stanice. Jedná se vlastně o modulovaný šum, který je bez modulace vyvážen balančním směšovačem. V přijímací části lze takový šum též pozorovat, i když při velmi silném vstupním signálu, který je jinak čistý, zůstává na výstupu přijímače šum, jehož úroveň se zvyšujícím se vstupním signálem neklesá. Šumovou čistotu spektra ovlivňuje zejména správná volba použitých aktivních prvků včetně ladicího varicapu, správné nastavení vazebních prvků a pracovních bodů.

Rezonanční obvod oscilátoru má mít co možná největší Q . Všechny stupně musí být zcela stabilní bez náchylnosti ke vzniku parazitních oscilací. Při ladění rezonančních obvodů v kolektorech zesilovačů nesmí v žádném případě docházet ke skokovým změnám v kolektorových proudech ani ve výstupním vf napětí. K měření vf napětí na jednotlivých obvodech je vhodná malá sonda podle obr. 1.6. Ladicí na-



Obr. 1.6. Sonda pro měření vf napětí

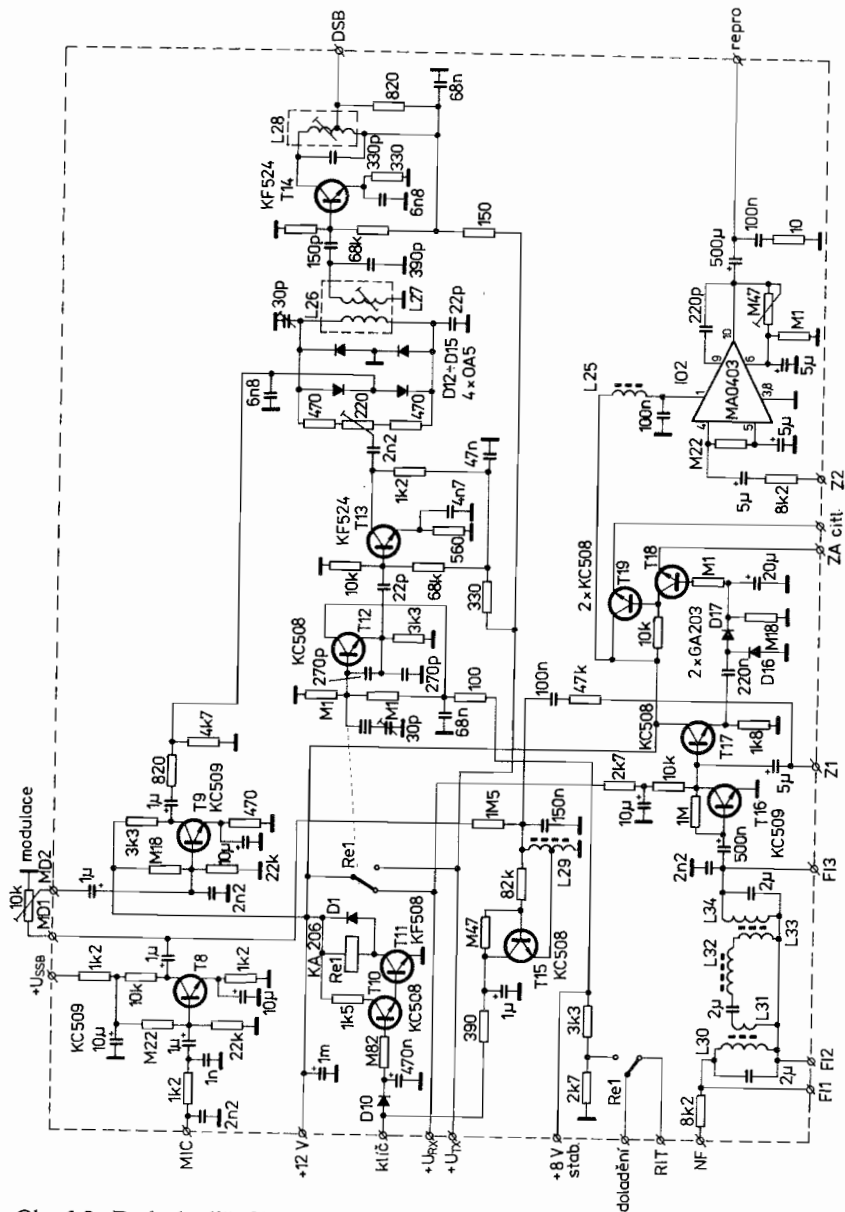
pětí na varicapu má být co největší (7–10 V), jelikož při malém napětí se zhoršuje Q oscilátorového rezonančního obvodu. Vzorek signálu pro digitální fázový závěs je odebíráán velmi volnou vazbou v místě s největší amplitudou. Zakončení koaxiálního kablíku od F_2 je v blízkosti tlumicího odporu v kolektoru T_2 a živá část je přibližná ke kolektoru T_2 . Při těsnější vazbě hrozí nebezpečí zanášení nežádoucích signálů vznikajících v digitální části. Vazba je tedy minimální, avšak zajišťující dokonalou činnost F_2 v celém rozsahu.

Deska fázového závěsu

Na desce F_2 je umístěn krystalový oscilátor, násobič, směšovač, digitální fázový závěs, filtr ladicího napětí a stabilizátor napětí. Tato deska musí být v každém případě samostatně co nejlépe stíněná. Ke stínění je vhodné použít měděný plech. Přívody napájecího a ovládacích napětí i výstup ladicího napětí jsou vedeny průchodkovými kondenzátory. Zvláštní pozornost zasluhují přívody signálů z laděného oscilátoru a vzorku signálu z T_7 . Těmito přívody by mohly snadno proniknout nežádoucí kmitočty, které způsobují četné hvizdy v přijímači. Vstup T_{24} je proto na desce samostatně stíněn včetně průchodky signálu, která je v těsné blízkosti báze T_{24} . Obdobně nejkratším možným přívodem je vedená báze T_{26} . Koaxiální kablíky spojující FZ s oscilátory musí mít dokonale provedené připojení vylučující sériové indukčnosti v připojení plášťů. Ve schématu uvedené zapojení harmonického oscilátoru kmitá spolehlivě na lichých harmonických kmitočtech krystalů. V závislosti na parametrech krystalu a Q laděného obvodu je nutné upravit hodnotu tlumicího odporu paralelního k L_{35} . Oscilátor smí kmitat pouze na rezonančním kmitočtu krystalu. Při rozladění L_{35} musí oscilace vysadit. Vlastní fázový závěs je velmi spolehlivý, pokud má dostatečné vstupní úrovně a nevyžaduje žádné nastavení. Z důvodu snížení spotřeby jsou výhodnější obvody řady LS (SN74LS00).

Blok oscilátoru

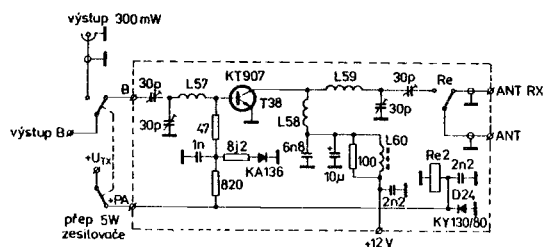
Laditelný oscilátor je umístěn v samostatné krabici. Čím je krabice robustnější, tím můžeme očekávat lepší stabilitu oscilátoru. Doporučuji měděný nebo mosazný plech o síle 1–2 mm. Krabice je v rozích spájená, přívody jsou provedeny průchodkovými kondenzátory a průchodkou nebo koaxiálním konektorem pro vf výstup. Značný význam pro stabilitu má mechanická pevnost ladicího kondenzátoru a cívky L_{40} . Jádru cívky je ferokartové. Též lze použít mosazné nebo hliníkové jádro. Ferit není vhodný, jelikož má značnou tepelnou závislost.



Obr. 1.9. Deska budiče SSB, nízké frekvence a pomocných obvodů

modulátor i balanční modulátor jsou v klasickém zapojení. Nutné je dobré vř blokování bázi T_8 a T_9 , aby případný pronikající vř signál nezpůsobil zkreslení, případně rozkmitání vřlivem nežádoucí zpětné vazby. V této souvislosti se zároveň zmíním o blokování všech přívodů TRXu. Jelikož TRX bude pravděpodobně používán s různými koncovými stupni, případně transvertory na jiná pásma, a to i v těsné blízkosti antén, které budou mnohdy vyzařovat značný výkon, jsou do všech vstupů i výstupů mimo koaxiálních konektorů zařazeny LC filtry. Tlumivky jsou vinuty na toroidní jádra nebo tyčky z nf feritu H_{11} až H_{22} . Kondenzátory jsou umístěny těsně vedle vstupních zdírek a konektorů a musí mít přívody zkrácené na minimum. S výhodou lze použít průchodkové kondenzátory umístěné na malé společné destičce přišroubované bezprostředně vedle vstupů. Odpor 820 ohmů na odbočce cívky L_{28} přizpůsobuje vstupní odpor krystalového filtru, pro jiný filtr bude asi nutné měnit jeho hodnotu. CW signál je vytvářen klíčovaným nf oscilátorem. Kmitočet nf oscilátoru je potřeba volit tak, aby druhá harmonická byla již mimo propustné pásmo filtru. 1,4 kHz vyhovuje pouze pro velmi úzký filtr, jehož propustná část končí na cca 2,5 kHz. Pro širší filtr je nutné zvýšit kmitočet CW generátoru. Vzhledem k tomu, že CW generátor kmitá výše než je obvyklý záněj vhodný pro příjem (600 až 800 Hz), je potřebné pro provoz CW tuto odchylku korigovat změnou nastavení ovládače RIT. Dále je potřeba, aby CW generátor měl sinusový průběh oscilací s minimálním zkreslením a vhodnou náběhovou a sestupnou charakteristikou, která tvaruje CW značku. Úpravu náběžné a sestupné hrany telegrafní značky zajišťuje kondenzátor 1 M v kolektoru tranzistoru T_{15} . Pokud by bylo pro některý speciální provoz, například rychlotelegrafie nad 500 značek za minutu, nutné zkrátit náběh a doběh značky, lze toho dosáhnout zmenšením uvedené kapacity. Vznik kliků znečišťujících výstupní spektrum vysílače je při klíčování nf generátoru omezen šířkou propustného pásma krystalového filtru. Výhoda jednoduchosti nf generátoru telegrafního signálu je komplikována zvýšenými nároky na stabilitu a potlačení nosné balančního modulátoru a zvýšenými nároky na kvalitu filtru, který musí dokonale potlačit harmonické kmitočty ležící mimo pásmo jeho propustnosti. Tranzistory T_{15} a T_{11} zajišťují automatické přepnutí RX-TX při náběhu CW značky. Dobu

vání vyváženého směšovače na minimum oscilátorového signálu je vhodný selektivní indikátor, v nouzi poslouží i citlivý GDO v poloze sací měřič s vhodnou sondou. Klidové proudy T_{35} a T_{36} jsou přibližně 15 mA a 40 mA. Tranzistor T_{35} , 2N918 lze bez jakýchkoliv úprav nahradit KSY71 nebo KSY21, pouze zisk bude poněkud menší. Všechny ladičí prvky jsou naladěné na maximum výstupního výkonu na žádaném kmitočtu. Při proladování všech LC obvodů nesmí docházet ke skokovým změnám výstupního výkonu, které bývají často způsobovány nestabilitou nebo sklonem k oscilacím. Jako prevence proti nežádoucím oscilacím je nejlepší dobré stínění a blokování přívodů.



Obr. 1.11. Koncový zesilovač 5 W

Zařízení je navrženo jako budič elektronkových výkonových stupňů, proto má vyvedený zvlášť vstup přijímače a zvlášť výstup budiče. Pro provoz s malým výkonem je TRX vybaven vestavěným koncovým stupněm s T_{38} KT907, jehož výstupní výkon je 2 až 5 W. Při provozu s vestavěným koncovým stupněm je v činnosti relé RE_2 , takže na konektor ANT lze připojit přímo anténu. Koncový stupeň je vestavěn v krabici z měděného plechu, která zároveň zastává funkci chladiče. Ve středu T_{38} je vedená stínící přepážka.

Závěr

V předcházejícím textu byla zhruba vyložena funkce a návod k nastavení jednotlivých obvodů v tematických celcích odpovídajících umís-

tění jednotlivých obvodů na příslušných deskách. V zásadě lze jednotlivé funkční celky sestavit samostatně, nebo více či méně sloučit. Vzhledem k tomu, že jsem již zkonstruoval několik různých zařízení pro CW a SSB provoz v pásmu 144 MHz, doporučoval bych zejména začínajícím radioamatérům rozdělit obvody na samostatné funkční jednotky. Větší mechanická pracnost s výrobou více krabiček z pocínovaného plechu a spotřeba většího množství průchodkových kondenzátorů se při ožívování vždy vyplatí, nehledě k možnosti snadného zdokonalování zařízení náhradou celé jednotky jednotkou kvalitnější. Je samozřejmě též možné téměř celý TRX umístit na jednu desku, ale oživení je pak mimořádně náročné a vzhledem k nemožnosti zajistit stejné součástky pro více zařízení se dostává do popředí problém produkovatelnosti parametrů.

K potlačení vlivu možných parazitních rezonancí ve spojovacích indukčnostech mezi průchodkovými kondenzátory je vhodné vkládat odpory malých hodnot nebo tlumivky na feritech z materiálu H11 až H22.

Tabulka 1. 1. Tabulka cívek (rozměry v mm)

Označení	Počet závitů	Průměr drátu	Provedení, jádro
L1	5	1,5	Ø18
L2	5 odb. 1,5	1,5	Ø18
L3	12	0,15	toroid NO1 Ø 8
L4	4	0,5	M4 NO1P
L5	5,5 odb. 2,5	0,5	M4 NO1P
L6, L7	3 × 5	0,4	toroid NO1 Ø 8
L8, L9	3 × 5	0,4	toroid NO1 Ø 8
L10	3	0,2	přes L11
L11	35	0,15	M4 N1
L12	10	0,12	toroid H11 Ø5
L13	30	0,15	M4 N1
L14	30	0,15	M4 N1
L15	30	0,15	M4 N1
L16	30	0,15	M4 N1
L17	2 × 5	0,15	přes L16
L18	5	0,4	toroid NO2
L19	4,5	0,5	M4 NO1
L20	4	0,5	M4 NO1P

Tabulka 1.1. (pokračování) Tabulka cívek (rozměry v mm)

Označení	Počet závitů	Průměr drátu	Provedení, jádro
L21	1,5	0,5	přes L20
L22	1,5	0,5	přes L20
L23	5	0,5	M4 NO1P
L24	1,5	0,5	přes L23
L25	10	0,2	toroid H11 Ø 5
L26	8	0,2	přes L27
L27	17	0,2	M4 N1
L28	17 odb. 8	0,2	M4 N1
L29	600	0,1	hrníček H12 AL 250
L30	335	0,15	hrníček H12 AL 250
L31	40	0,15	přes L30
L32	335	0,15	hrníček H12 AL 250
L33	40	0,15	přes L34
L34	335	0,15	hrníček H12 AL 250
L35	10	0,25	M4 NO1
L36	3	0,2	přes L35
L37	4	0,5	M4 NO1P
L38	4	0,5	M4 NO1P
L39	27	0,12	M4 N1 (12 µH)
L40	52	0,2	Ø 7 jádro ferro-cart
L41	25	0,12	toroid H11 Ø 5
L42	32	0,12	přes L43
L43	2 × 16	0,12	M4 N1
L44	2 × 2	0,4	toroid NO1
L45	1,5	0,4	přes L44
L46	5	0,5	M4 NO1P
L47	5	0,5	M4 NO1P
L48	10	0,12	toroid H11 Ø 5
L49	10	0,12	toroid H11 Ø 5
L50	4	0,5	M4 NO1P
L51	5	0,5	M4 NO1P
L52	10	0,1	na odporu TR152

Tabulka 1.1. (pokračování) Tabulka cívek (rozměry v mm)

Označení	Počet závitů	Průměr drátu	Provedení, jádro
L53	6	0,6	Ø7
L54	10	0,12	toroid H11 Ø5
L55	4,5	0,5	M4 NO1P
L56	1,5	0,5	přes L55
L57	4	0,6	Ø7
L58	10	0,2	Ø7
L59	4	0,6	Ø7
L60	10	0,2	toroid H11 Ø5

Poznámka: v f cívky jsou umístěné v hliníkových krytech, M4 znamená kostřička se závitěm jádra M4, cívky označené pouze průměrem vinutí jsou vzduchové.

OBVODOVÁ TECHNIKA KMITOČTOVÉ MODULACE

Modulátory FM, modulační zesilovače

Základní požadavky, linearita

Úkolem jakéhokoliv kmitočtového modulátoru je převést změny modulačního napětí na odpovídající změny kmitočtu. Tato závislost má být lineární. Maximální (vrcholové) hodnoty modulačního napětí odpovídá tedy maximální kmitočtový zdvih ΔF .

V současné době se ke generování signálů úzkopásmové FM používá téměř výhradně **přímá** kmitočtová modulace pomocí varikapů. Závislost kapacity varikapu na přiloženém napětí U_R v závěrném směru ovšem není lineární. Lineární není ani závislost kmitočtu na kapacitě laděného obvodu (podle Thomsonova vztahu) a oba průběhy se vzájemně kompenzují pouze částečně. Pro praxi je vždy směrodatné nalezení této závislosti měřením.

Modulování oscilátorů LC

Nejjednodušším případem je modulace oscilátorů LC (VFO, VCO). Zde je kapacita varikapu pouze malým zlomkem celkové kapacity oscilátorového obvodu. Pro získání požadovaného kmitočtového zdvihu se používá pouze malá část převodní křivky napětí/kmitočet, kterou lze ještě považovat za lineární. Velký význam zde má nalezení optimálního stejnosměrného předpětí (pracovního bodu) varikapu.

Využití VCXO pro generování signálu FM

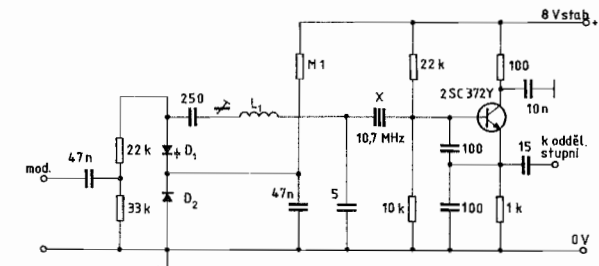
Skutečností, že kmitočet VCXO lze řídit přiváděným napětím, se u jednoduchých přístrojů FM využívá k přímé modulaci. Ani zde není závislost změny kmitočtu na změně ladicího napětí varikapu zcela

lineární a v některých případech je nutno nelinearitu alespoň částečně kompenzovat.

U transceivrů řady TRP, kde je kladem důraz na jednoduchost, se přimodulovává přímo ladicí varikap. Potřebné nf modulační napětí je velmi malé a mění se v ladicím rozsahu v poměru přibližně 3:1. Ke kompenzaci lze do jisté míry použít druhou dráhu ladicího potenciometru (tandemový potenciometr), nebo řízení zdvihu jiným potenciometrem.

Velmi často se u různých transceivrů s mezifrekvenčním kmitočtem 10,7 MHz moduluje přímo oscilátor 10,7 MHz, který po směšování s kmitočtovou ústřednou vytvoří vysílací kmitočet. Duplexní odstup 600 kHz v tomto případě vytváří kmitočtová ústředna.

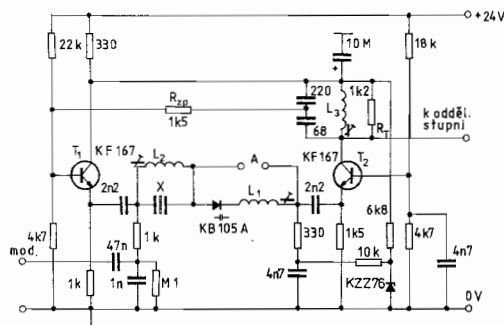
Velice známým zařízením u nás je transceiver YAESU FT221R, jehož VCXO pro 10,7 MHz je na obr. 2. 1. Předpětí varikapu je určeno napájecím napětím, dioda D_2 má za úkol kompenzovat teplotní drift



Obr. 2.1. VCXO FT221 R

varikapu. Krystal je „tažen“ cívkou L_1 na rozladění asi 20 kHz. Žádná další opatření pro linearizaci převodní křivky použita nejsou a zřejmě to nevádí nikomu, kdo na FT221 vysílá, ani tomu, kdo ho poslouchá.

Modulovaný VCXO 10,7 MHz nepoužívají pouze profesionální výrobci v zahraničí, ale i v tuzemsku. Tesla Pardubice v řadě VR20 používá nekonvenční řešení s tranzistorovou verzí Buttlerova oscilátoru. Pro toto zapojení se objednávají speciální krystaly s parametry vhodnými pro „tahání“ (zvýšená statická kapacita C_0 , úměrně posunutá sériová rezonance). Zapojení pro kmitočet 10,7 MHz je na obr. 2. 2.



Obr. 2.2. VCXO Tesla

Funkce je následující: Tranzistor T_2 pracuje v zapojení se společnou bází, laděný obvod v jeho kolektoru je nastaven na pracovní kmitočet 10,7 MHz. Zpětná vazba je vedena z kapacitního děliče C_1/C_2 kolektorového obvodu přes rezistor R_{zp} na bázi tranzistoru T_1 . U původního Buttlerova oscilátoru je zpětnovazební signál mezi emitory veden přes prostý selektivní člen (krystal), čímž se zpětnovazební okruh uzavírá. V našem případě je krystal „tažen“ cívkou L_1 stejně jako u již dříve popsaných VCXO a stejně jako u nich se provádí ladění (v tomto případě modulační) varikapem, jehož pracovní bod je dán Zenerovou diodou. Takto se získá převodní modulační křivka, byť s určitou nelinearitou. Ke kompenzaci této nelinearity slouží indukčnost L_2 , která tvoří se statickou kapacitou krystalu C_0 paralelní rezonanční obvod. Jeho vhodným naladěním se vytvoří ke křivce dané indukčností L_1 křivka inverzní. Zkreslení modulační se tak kompenzuje na hodnotu menší než 2 %. Výpočet celého složeného obvodu je obtížný, v každém případě předpokládá znalost všech hodnot náhradního zapojení krystalu. Proto pro orientaci uvádíme konkrétní provedení obou indukčností podle informací výrobce:

Obě cívky mají 95 závitů drátem $\varnothing 0,06$ mm na cívkovém tělísku QA 261 45 $\varnothing 5,5$ mm, jádro N01.

Postup ladění je následující: Body A se zkratují a cívka L_3 se naladí na minimální výstupní signál. Zkrat se odstraní a cívkou L_1 se nastaví rozladění krystalu. Při rozladování pochopitelně střední kmitočet klesá (až o 20 kHz, proto se objednávají krystaly speciálně pro toto zapo-

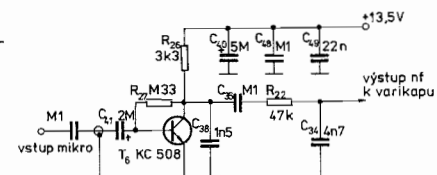
jení). Cívkou L_2 se nastaví linearita modulační křivky, dlužno ovšem podotknout, že její vliv částečně zmenšuje šířku synchronní oblasti krystalu, který pak má snahu se kmitočtově „utrhat“. V tom případě je nutno zvýšit zpětnou vazbu zmenšením rezistoru R_{zp} , případně zvětšením či úplným vypuštěním tlumicího rezistoru R_1 . Nevylučuje se ani možnost změny poměru děliče C_1/C_2 ; určitá rezerva je i v změně předpětí varikapu. Ještě údaj o L_3 : 15 μ H.

V každém případě je vhodné využít základní myšlenky této konstrukce a pokusit se o linearizaci modulační křivky pomocí paralelní indukčnosti ke krystalu i v případě jednodušších VCXO. Popsaný složený obvod používal výrobce už u řady radiostanic typu VX. Od typu VR22 se používá VCXO ve formě hybridního integrovaného obvodu.

Modulační zesilovače

Nejjednodušším modulačním zesilovačem je prostý mikrofonní předzesilovač, např. z transceivru „Boubín“ obr. 2. 3. Nevelké zesílení, asi 15 dB, nestačí při původně dodávaném mikrofonu pro dosažení požadovaného zdvihu. Lépe se osvědčilo používat jako mikrofon

Obr. 2.3. Modulační zesilovač transceivru Boubín

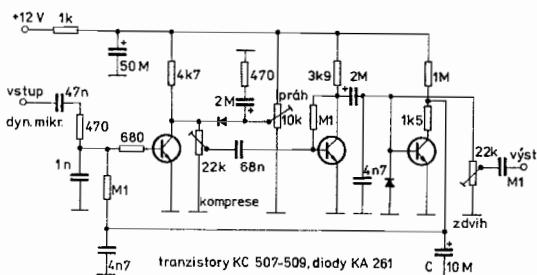


modrou dynamickou vložku „Temír“ nebo telefonní sluchátko typu 4 FE 562 10. Uvedené elektroakustické měniče mají tzv. „telefonní“ kmitočtovou charakteristiku, takže širší nf pásma vychází optimální. V uvedeném zapojení jsou vyšší kmitočty omezeny též kondenzátory C_{38} a C_{34} . Přenos nízkých kmitočtů je tlumen zvolenou velikostí vazebních kondenzátorů 100 nF, které zajišťují alespoň částečnou preemfázi signálu.

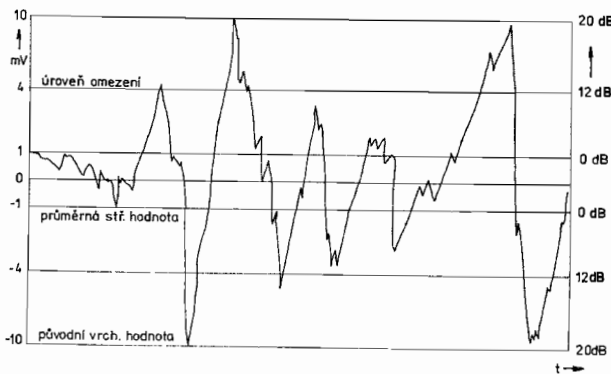
V technice kmitočtové modulační má důležitý význam nepřekročení předepsaného maximálního zdvihu. Tento požadavek lze řešit dvěma způsoby.

Prvním způsobem je použití **kompresoru dynamiky** modulačního signálu, druhým použití **omezovače dynamiky** (v amatérské praxi je nazýván „orežávač“ modulačních špiček – clipper).

Kompresor dynamiky nastavuje automaticky stále stejnou průměrnou úroveň výstupního nf signálu pro různé velikosti napětí z mikrofonu. Nevýhodou kompresoru je skutečnost, že při delších pauzách mezi slovy se „vynořuje“ hluk pozadí, dokonce i šum vstupního tranzistoru. Tyto jevy působí nevhodně nastavená odpadová konstanta, je proto účelné doplnit kompresor obvodem, který zajišťuje určitý minimální „práh“ přenášených signálů. Zapojení, upravené OK1DAP, je na obr. 2. 4. I po úpravě však přetrvává tzv. „polykání“ prvních sla-



Obr. 2.4. Kompresor dynamiky s prahovým obvodem



Obr. 2.5. Časové rozvinutí hovorového signálu

bik, dané náběhovou konstantou. Protože u uvedeného jednoduchého zapojení spolu náběhová i odpadová konstanta souvisí, je nutný určitý kompromis daný volbou kapacity elektrolytického kondenzátoru C.

Při časovém rozvinutí hovorového signálu (obr. 2. 5.) zjistíme, že amplituda špiček přestupuje průměrnou střední hodnotu (1 mV) o cca 20 dB. Doba, po kterou je okamžitá amplituda vyšší o 20 dB než tato průměrná hodnota, je jen stotisícinou trvání celého hovoru. Součet všech časových intervalů, v nichž amplituda přestoupí průměrnou úroveň o 12 dB, tvoří jen 1 % trvání hovoru. Během 30% doby hovoru je amplituda řeči 20 dB pod průměrnou střední hodnotou. Je tedy jasné, že omezením špiček hovorový signál na srozumitelnosti neztratí, i když určitá ztráta věrnosti je logicky pozorovatelná. S rostoucím omezením hovorového signálu stoupá poměr průměrné střední hodnoty k vrcholové, čili pro konstantní povolenou maximální amplitudu (tedy i maximální zdvih) roste s omezením signálu jeho výkon. Říkáme, že se hovorový signál „energeticky vyplní“.

Omezení signálu má za následek vznik nových harmonických, ale též intermodulačních kmitočtů, proto je nutno za omezovač zařadit dolní propust s $f_k \approx 2,4$ kHz a poklesem větším než 18 dB/okt. Omezení šíře nf pásma zabrání rozšíření spektra signálu FM, a tím i rušení sousedních kanálů.

Protože větší část špiček hovorového signálu spadá do oblasti vyšších kmitočtů (zv. formantů), má omezení vliv na jejich poměrné rozšíření. Tím je energetický vliv vyšších kmitočtů v celkovém signálu zdůrazněn a dochází v podstatě automaticky k preemfázi, jejíž účinek se sčítá s preemfází zavedenou členy RC v modulačním zesilovači před omezením.

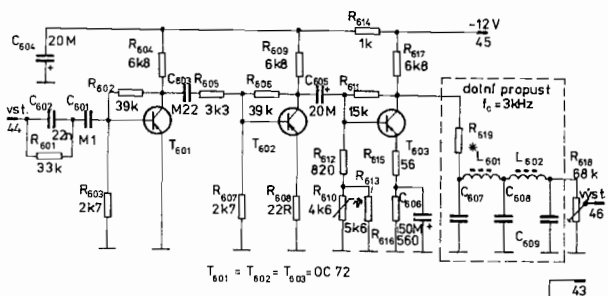
Takto „upravený“ hovorový signál prokazuje zvýšení hovorové srozumitelnosti asi o 6,5 dB. Metoda se nazývá „omezování nf špiček“ nebo „nf omezovač“.

Vzhledem k omezení dynamického rozsahu signálu se ovšem zvyšuje relativní úroveň hluků (pozadí) stejně jako u řízeného kompresoru. Je proto nutno používat tzv. gradientní mikrofony, které jsou méně citlivé na hluk pozadí a je třeba do nich hovořit velice zblízka.

Zásadně se nehodí tzv. „Hifi“ mikrofony. Příliš vhodné není ani

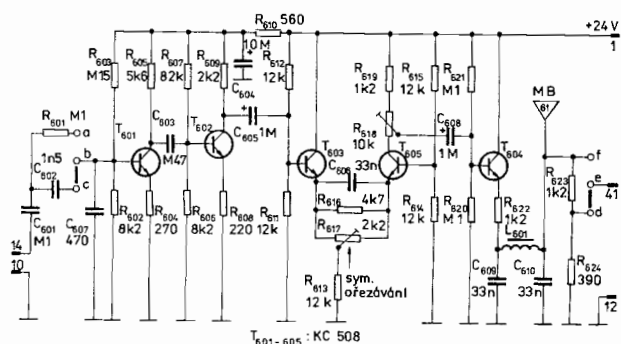
oblíbené telefonní sluchátko 4 FE 562 10. Lepších výsledků lze dosáhnout s modrou dynamickou vložkou „Temír“ a zejména s gradientní vložkou MMD 510 Tesly Valašské Meziříčí. Vůbec nejlepší je použití sovětské dynamické vložky DEMŠ. Tyto vložky jsou používány v řadě radiostanic VR Tesly Pardubice s vynikajícími výsledky.

Úpravy hovorového signálu omezováním se u profesionálních radiostanic používá již dlouho. Příkladem je modulační zesilovač radiostanice VXW 100, osazený ještě germaniovými tranzistory (obr. 2. 6).



Obr. 2.6. Modulační zesilovač VXW 100

Modernější zesilovač pro mikrofon DEMŠ je zesilovač radiostanice VR20 (obr. 2. 7) s křemíkovými tranzistory. Vstupní signál, asi

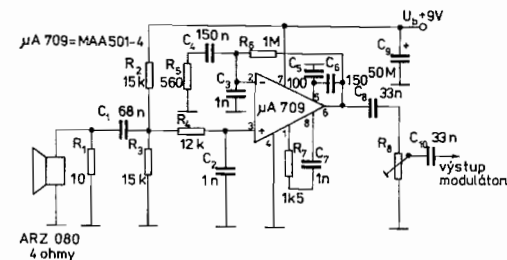


Obr. 2.7. Modulační zesilovač VR20

90 mV na vstupu 14, předpokládá použití mikrofonního předzesilovače se ziskem 20 dB, který je umístěn v ovládací skřínce. Propojkami *a-b-c* se volí preemfáze dle požadované provozní varianty (vozidlová nebo základnová radiostanice, resp. retranslace). Rozdílový zesilovač T_{603}/T_{605} plní funkci omezovače amplitudy („ořezávače“ špiček). Symetrie omezení se nastavuje trimrem R_{613} . Vhodným nastavením lze dodatečně kompenzovat nelinearitu modulační křivky (varikapu ve VCXO). Výstupní napětí a tedy i zdvih se nastavuje trimrem R_{618} . Emitorový sledovač T_{604} slouží k přizpůsobení dolní propusti $L_{601}/C_{609}/C_{610}$. Poměrně velké výstupní napětí (asi 0,7 V) je nutné pro modulaci VCXO 10,7, resp. 15,2 MHz.

Některé prvky zapojení obr. 2. 7 (rozdílový zesilovač) přivádějí na myšlenku využití operačního zesilovače. Toto řešení je právě z amatérského hlediska ideální. Vysoké zesílení, samočinné omezení a snadná možnost úpravy kmitočtové charakteristiky předurčují tyto obvody k využití v modulačních zesilovačích.

Základní zapojení na obr. 2. 8 je použito v transceivru TRP. Předpětí (umělý střed napájení zesilovače v asymetrickém zapojení) je určeno děličem R_2/R_3 . Jako mikrofon se používá reproduktor, je tudíž



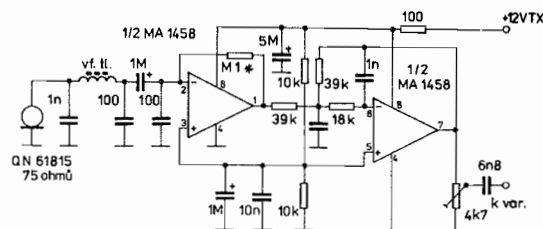
Obr. 2.8. Modulační zesilovač transceivru TRP

nutné jeho nežádoucí rezonance tlumit rezistorem R_1 . Základní preemfáze je dána velikostí kondenzátorů C_1 a C_8 . Je ovlivněna i celkovou kmitočtovou charakteristikou. Ta je určena především členem R_5/C_4 v obvodu invertujícího vstupu (záporná zpětná vazba), ale i kompenzačním členem R_7/C_7 a děličem C_5/C_6 . Úroveň omezení je možné měnit rezistorem R_4 – protože však na výstupu není z prasto-

rových důvodů zařazena účinná dolní propust, nedoporučuje se volit příliš vysoký stupeň omezení (nejvýše do 10 dB) a rozšiřovat tak vysílané spektrum.

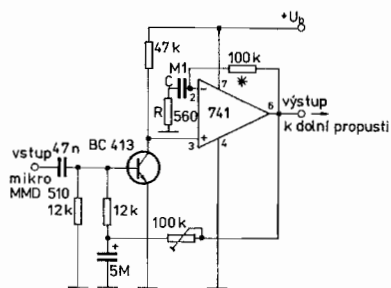
Rozkmit výstupního napětí nemůže přesáhnout hodnotu napájecího napětí. Vstupy jsou proti účinku vf blokovány kondenzátory C_2 , C_3 , zdvih se nastavuje až na samotném výstupu (trimr R_8).

Ještě výhodnější pro využití v modulátorech je operační zesilovač MAA741 nebo dvojice těchto operačních zesilovačů MA1458. První OZ plní vlastní funkci modulačního zesilovače a omezovače, druhý OZ je zapojen jako aktivní dolní propust. Modulátor na obr. 2. 9 je použit v transceivru OK 1 AFQ „Vřídlo“.



Obr. 2.9. Modulační zesilovač transceivru „Vřídlo“

Když používáme obzvláště necitlivé gradientní mikrofony s malým výstupním napětím, může se stát, že i plné zesílení operačního zesilovače nestačí pro požadovanou úroveň omezení. Potom je možné před operační zesilovač zařadit jeden zesilovací stupeň v tzv. „hladovém“ zapojení (obr. 2. 10). Tranzistor musí být nízkofrekvenční nízkošumo-



Obr. 2.10. Zapojení předzesilovacího stupně

vý. Trimrem $100k$ se nastaví předpětí báze tak, aby na výstupu OZ byla přesně polovina napájecího napětí. Zisk a tedy i úroveň omezení se řídí velikostí zpětnovazebního rezistoru $100k\Omega$ (ve schématu označen hvězdičkou). Změna zesílení OZ se projeví též jako posunutí kmitočtové charakteristiky, které lze upravit volbou kondenzátoru C u vývodu 2. Vstup musí být opatřen proti pronikání vf zařazením blokovačích kondenzátorů a vf tlumivky.

Experimentování s modulačními zesilovači je zajímavé a pro mnohé poučné. Vzhledem k tomu, že v podstatě všechny zásahy lze dělat zkusmo, lze dát na adresu věčných „mikrofonních výměnkářů“ jednu dobrou radu:

Nezkoušejte nikdy různé úpravy modulace přímo v provozu na převáděči. Když už to musí být, použijte volný přímý kanál. Nejlepší ovšem je, ještě než modulační signál pustíte na varikap a posléze do éteru, ověřit si provedený zásah nahrávkou vlastního hlasu na magnetofon. Teprve až se vám váš hlas bude líbit (co do komunikační účinnosti), můžete bez obav vysílat (viz naučný slovník, heslo His Master's Voice).

Na závěr kapitoly o modulačních zesilovačích ještě dvě technické připomínky. Na kmitočtovou charakteristiku celé modulační cesty, zejména preemfázi, mají vliv i konstanty RC v obvodu stejnosměrného předpětí varikapu, proto je volíme co nejmenší. Především blokovácí kondenzátor v obvodu předpětí by neměl mít v praxi vyšší kapacitu než $1nF$.

Druhá připomínka se týká regulace maximálního zdvihu. Při komunikaci přes převáděč v mezních podmínkách, kdy je procházející signál již na prahu šumu, dochází vlivem umlčovače převáděče k „roztrhání“ signálu, které se v praktickém provozu projeví „koktáním“. V teoretické části bylo uvedeno, že spektrum úplného signálu FM má svá minima a maxima, dále že při daném zdvihu pro některé kmitočty nosná vlna úplně vymizí (Besselovy nuly). V převáděči pak použitý mf filtr soustředěné selektivity nikdy není úplně rovný, ale má zvlnění propustné části asi $1dB$. Toto, byť malé zvlnění je při silnějších signálech zcela potlačeno funkcí omezovače, při velmi slabých signálech se však projeví jako změny fáze. Můžeme si to představit tak, že nespojitý signál FM „přejíždí“ drobné vrcholy v kmito-

čtové charakteristice filtru. Výsledkem jsou amplitudové změny, na které reaguje umlčovač převáděče zmíněným „koktáním“. V tomto případě částečně pomůže zúžení vysílaného spektra, redukce jeho maxim a minim – čili **zmenšení zdvihu**.

U jednoduchých radiostanic bez úpravy signálu kompresorem či omezovačem (TRP, Boubín) toho snadno dosáhneme oddálením mikrofonu od úst a rovnoměrnou tichou modulací bez výrazných hlasových akcentů. Tedy pravý opak návyku operátorů z DX KV pásem, kde se při slabém signálu doslova křičí.

Tento způsob však není příliš účinný pro upravované modulace. V takovém případě je třeba mít možnost snížit zdvih potenciometrem umístěným na ovládacím panelu. Stojí za povšimnutí, že většina známých profesionálních transceivřů tuto možnost má. Je ovšem nutno provést základní nastavení úrovně z modulátoru tak, že maximálnímu povolenému zdvihu bude odpovídat horní doraz ovládacího potenciometru – to z důvodů dodržení povolovacích podmínek.

Regulace zdvihu při komunikaci v mezních podmínkách a práci přes vzdálený převáděč umožní tak dokončit řadu spojení na úrovni šumu.

Přijímací trakty radiostanic pro FM provoz

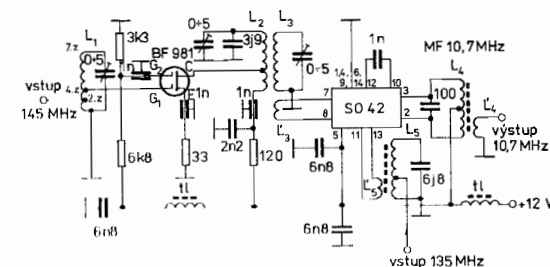
Přijímače FM se od přijímačů AM liší především konstrukcí mf zesilovače. V každém mf zesilovači je použit omezovač amplitudy, proto musí být zesílení mf zesilovače vždy větší než u přijímačů AM, aby limitace nasadila již při slabých signálech. Z toho vyplývá i požadavek co nejnižšího šumového čísla celého mf traktu. Vzhledem k vysokému zesílení rostou nároky i na zrcadlovou a mezikanálovou selektivitu. Svůj význam pro dosažení co nejvyššího poměru signál/šum má i provedení demodulátoru na konci mf traktu. Typickým obvodem přijímačů FM je umlčovač šumu. AVC se obvykle nepoužívá.

Vstupní části přijímačů FM

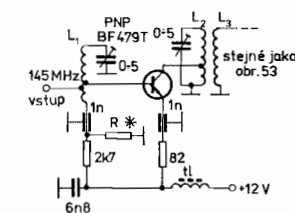
Konstrukce vstupních částí přijímačů FM se v zásadě neliší od při-

jímačů AM s tím rozdílem, že není nutno přeceňovat vliv intermodulace, jak bylo vyloženo v teoretické části. Intermodulace ve vstupní části samozřejmě vzniká, její vliv je však potlačen omezovačem v mf části. Považujeme-li intermodulační produkt za rušivý signál, bude maskován užitečným signálem o pouhých 6 dB silnějším. Ze statistického hlediska také dochází k intermodulačnímu rušení zřídka.

O to větší důraz klademe na šumové číslo. Dobrých výsledků lze dosáhnout s dostupnými vysokofrekvenčními bipolárními tranzistory. Za špičkové řešení můžeme považovat zapojení podle OK 1 VJV na obr. 2. 11 a 2. 12. Další snižování šumového čísla vstupních částí se pro úzkopásmovou FM již nejeví účelné.



Obr. 2.11. Vstupní část přijímače s tranzistorem BF981

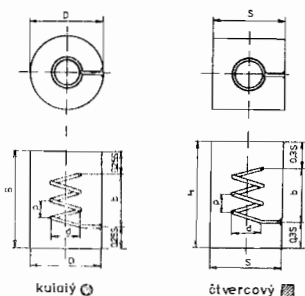


Obr. 2.12. Varianta vstupní části podle obr. 8.11 s tranzistorem BF479T

K intermodulačnímu rušení mezi amatérskými stanicemi FM dochází vzhledem k malým používaným výkonům zřídka. Můžeme se však setkat s rušením signály kmitočtově vzdálenými, což se může stát např. v bezprostřední blízkosti výkonných televizních či rozhlasových

vysílačů. Omezení vlivu kmitočtově vzdálených signálů dosáhneme tzv. **předřazenou** selektivitou.

Základním obvodem, který by neměl chybět v žádné vstupní části VKV přijímačů, je dvouobvodová pásmová propust mezi předzesilovacím stupněm a směšovačem, která potlačí kmitočtově vzdálené signály. Profesionální radiostanice používají až čtyřobvodovou propust (VR 20). Podcenění významu vstupní selektivity vede ke zbytečným komplikacím, jak se můžeme přesvědčit na příkladu levných kabelkových přijímačů s „ošizenou“ VKV vstupní částí. Ostaně i u transceivru Boubín 78 je mezi předzesilovač a směšovač zařazen pouze jediný laděný obvod. Zvýšení vstupní selektivity lze však v tomto případě dosáhnout vnějším filtrem typu **Helical** na obr. 2. 13.



Obr. 2.13. Rezonátory „Helical“

Obě šroubovice filtru jsou viny samonosně na trnu $\varnothing 6$ mm, stoupání se upraví tak, aby se šroubovice s minimálními vývody „vešla“ do rezonátoru. Obě viny mají po 15 závitěch holého měděného drátu $\varnothing 1,5$ mm. Doladovací trimry jsou levné skleněné typy 1 až 5 pF. Obě odbočky (pro impedanci 75 ohmů) jsou na 1. závitě. Kapacitní vazba je provedena přiblížením dvou krátkých kousků vodiče s PVC izolací, prostrčených otvorem v přepážce. Pro připojení filtru je nejvhodnější tenký kablík s teflonovou izolací, který se prostrčí otvory v bocích krabičky a připájí stíněním přímo na stěny. Zhotovení a naladění tohoto filtru může na první pohled připadat obtížné, v případě transceivru Boubín však spolehlivě pomůže jak přijímací, tak i vysílací straně. I v popsáném nestříbřeném provedení je více než užitečný. S původními skleněnými trimry lze filtr přeladovat v širokém

kmitočtovém rozsahu 110 až 180 MHz. Přeladěný na 135 MHz je vhodný jako výstupní filtr kmitočtových ústředěn.

Rezonátory Helical

V [5] byl uveden popis rezonátorů Helical, který dále uvádíme ve stručném překladu:

Pro dosažení potřebné selektivity vstupních dílů v pásmu VHF se klasické čtvrtvlnné dutiny příliš nehodí především pro svou relativní délku.

Příklad: Chceme-li dosáhnout vysoké jakosti rezonančního obvodu $Q = 3\,000$ na kmitočtu 50 MHz, vychází čtvrtvlnná dutina s průměrem 100 mm a délkou 1,5 m!

Stejného $Q = 3\,000$ lze dosáhnout pro 50 MHz s rezonátorem typu Helical délky 287 mm a $\varnothing 216$ mm.

Pro kmitočty 145 MHz a $Q = 1\,000$ vychází čtvercová dutina tohoto rezonátoru se stranami 35 mm a délkou pouhých 56 mm (proti 0,5 m u čtvrtvlnné dutiny).

Při stejném požadovaném Q vychází tedy délka tohoto typu rezonátoru zřetelně kratší než u klasického dutinového rezonátoru, i když je nutno počítat i s mírným zvětšením průměru. Dokonce i na kmitočtu 432 MHz vychází rezonátor typu Helical rozměrově často výhodněji.

V praxi se používá rezonátor kulatý a čtvercový. Pro výpočet platí následující vztahy (obr. 2. 13):

Činitel jakosti Q_M nezátíženého rezonátoru:

$$\circ: Q_M = 1,97 D \sqrt{f_0}, \quad [\text{mm, MHz}]$$

$$\square: Q_M = 2,36 S \sqrt{f_0}, \quad [\text{mm, MHz}]$$

Počet závitů šroubovice N :

$$\circ: N = \frac{48\,460}{f_0 \cdot D}, \quad \square: N = \frac{40\,380}{f_0 \cdot S} \quad [\text{MHz, mm}]$$

Stoupání závitů (osová rozteč) P :

$$\circ: P = \frac{f_0 \cdot D^2}{59\,000}, \quad \square: P = \frac{f_0 \cdot S^2}{41\,000} \quad [\text{MHz, mm}]$$

Průměr šroubovice (v ose drátu) d :

$$\circ: d = 0,55 D, \quad \square: d = 0,66 S.$$

Délka šroubovice b :

$$\circ: b = 0,825 D, \quad \square: b = 0,99 S.$$

Délka dutiny:

$$\circ: B = 1,325 D, \quad \square: H = 1,6 S.$$

Průměr drátu šroubovice:

volí se v rozmezí 0,4 až 0,6 P .

Charakteristická impedance Z_0 :

$$\circ: Z_0 = \frac{2\,514\,600}{f_0 \cdot D}, \quad \square: Z_0 = \frac{2\,095\,500}{f_0 \cdot S}. \quad [\Omega; \text{MHz, mm}]$$

Uvedené vztahy platí pro běžný materiál s drobnými kazy a mikroskopickými rýhami v povrchu. Pro výrobu čtvercových dutin lze použít kuprexit. Stříbření dutin a drátu zvyšuje jakost Q_M o cca 3 % oproti výpočtu, efekt tedy není znatelný. Stříbření není nutné a má vliv na nejvyšší trvanlivost a odolnost povrchu. (Platí, že žádné stříbření je lepší než špatné stříbření). Daleko účelnější je chránit povrch materiálu (mědi) proti korozi např. pájecím lakem.

Mezifrekvenční zesilovače

Vlastnosti přijímače FM ovlivňuje rozhodujícím způsobem mezifrekvenční zesilovač. Odhadneme-li potřebný výkonový zisk mezi vstupní anténní svorkou a výstupem omezovače na asi 130 dB, pak po odečtení zisku vstupního dílu a přičtení útlumu filtrů vychází požadované zesílení samotného mf zesilovače na 110 až 120 dB. Při tak vysokém zesílení se již projevuje nestabilita soustavy.

Důležitým parametrem při konstrukci mezifrekvenčních zesilovačů je **selektivita**. Rozhodující je selektivita zrcadlová a kanálová.

Zrcadlová selektivita, tj. odolnost přijímače proti příjmu na zrcadlovém kmitočtu $f_p + 2mf$, resp. $f_p - 2mf$, je ovlivněna především volbou prvního mezifrekvenčního kmitočtu. Vzhledem k dosažitelnosti vhodných filtrů volíme pro pásmo 145 MHz mezifrekvenční kmitočet 10,7 MHz, i když zde není teoreticky ideální. Zvýšení zrcadlové selektivity lze však snadno dosáhnout právě selektivními obvody ve vstupní části, jak bylo uvedeno v předchozím odstavci.

Mezikanálová selektivita, čili míra potlačení příjmu sousedního kanálu, vyjadřuje potlačení blízkých signálů (sousedních kanálů). U nejlepších přijímačů má být lepší než 80 dB, u jednoduchých amatérských se často spokojíme asi s 40 dB.

Dříve bylo obvyklé získávat selektivitu pásmovými propustmi LC, zařazenými mezi jednotlivými stupni mf zesilovače.

Nyní je běžné používání filtrů **soustředěné selektivity**. Tento termín znamená, že selektivita je převážně „soustředěna“ do jednoho prvku, zařazeného zpravidla na vstupu mf zesilovače.

Jako filtry soustředěné selektivity lze použít:

- vícečlávkové pásmové propusti LC,
- piezoelektrické (krystalové) filtry,
- piezokeramické filtry,
- elektromechanické (magnetostrikční) filtry.

Na kmitočtu 10,7 MHz nelze obvody LC dosáhnout, vzhledem k nízkému Q , šířky pásma menší než asi 100 kHz. Pro dosažení potřebné šířky pásma 15 kHz u FM je nutné pomocí druhého směřování přejít na kmitočet 465 kHz, kde je již filtr LC s požadovanou šířkou realizovatelný. Tímto způsobem byla řešena např. radiostanice VXW 010 s dvanáctičlávkovým filtrem LC na kmitočtu 465 kHz.

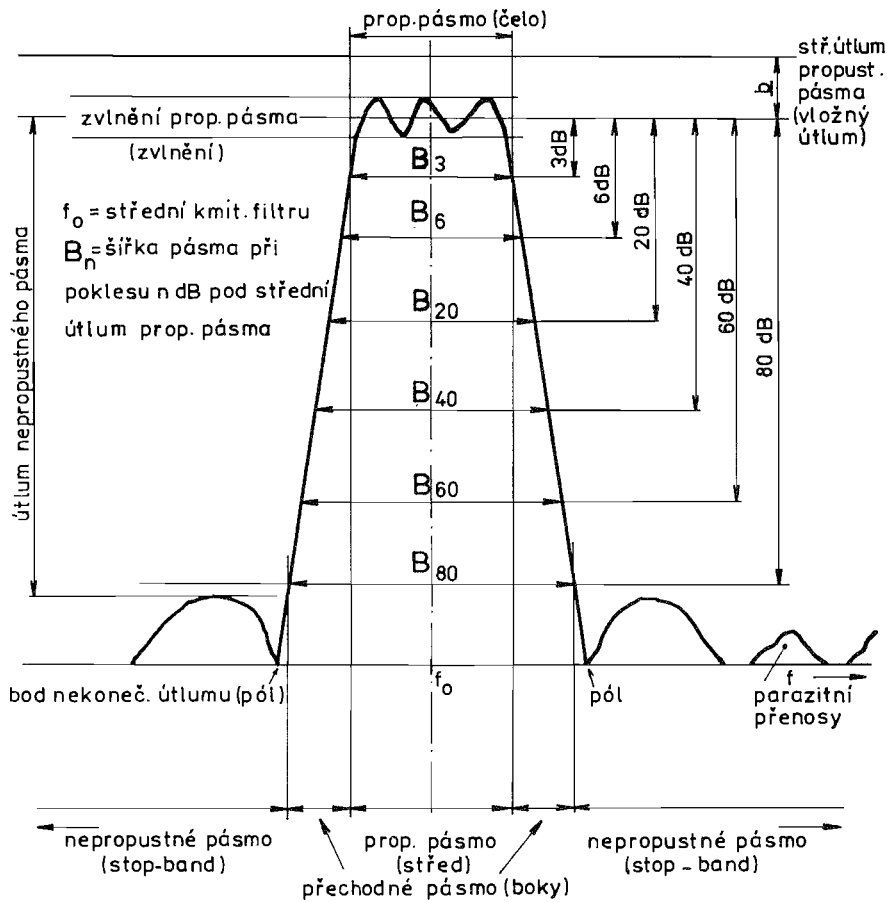
S krystalovými filtry lze realizovat mezifrekvenční zesilovač se šířkou pásma 15 kHz přímo na kmitočtu 10,7 MHz. Lze je použít u jednoduchých konstrukcí s jedním směřováním. Při vyšších nárocích na mezikanálovou selektivitu je i zde nutný přechod na kmitočet 465 kHz (radiostanice VXN 101 apod.).

Piezokeramické filtry jsou pro svou nenáročnost určeny pro levná zařízení spotřební elektroniky, pro profesionální radiostanice FM se nepoužívají. Pro kmitočet 10,7 MHz se vyrábějí s šířkou pásma asi 220 kHz, pro kmitočet 455 kHz asi 10 kHz. Jsou známy amatérské konstrukce s dvojnásobným směřováním, které oba tyto typy filtrů používají z důvodů miniaturizace. Výsledky jsou obdobné jako u filtrů LC.

V radiostanicích Tesly Pardubice se od typu VR 21 používá elektromechanický filtr 450 kHz s šířkou pásma 19 kHz. Ve spojení s kvalitním krystalovým filtrem 10,7 MHz představuje v současné době vrchol v dosažení maximální mezikanálové selektivity (100 dB).

Krystalové filtry soustředěné selektivity

V technice filtrů je používána specifická terminologie. Základní pojmy si ukážeme na kmitočtové charakteristice filtru (obr. 2. 14.). V závorkách jsou uvedeny částečně slangové výrazy, se kterými se běžně setkáváme v amatérské praxi. Kromě těchto výrazů je zaveden též pojem „činitel tvaru“ (strmost boků křivky), udávaný jako poměr šířek pásma B_{40}/B_6 , B_{60}/B_6 a B_{80}/B_6 podle provedení filtru a počtu krystalů. Mnohovělnost krystalových rezonátorů způsobuje parazitní přenosy v nepropustném pásmu (stop-band).

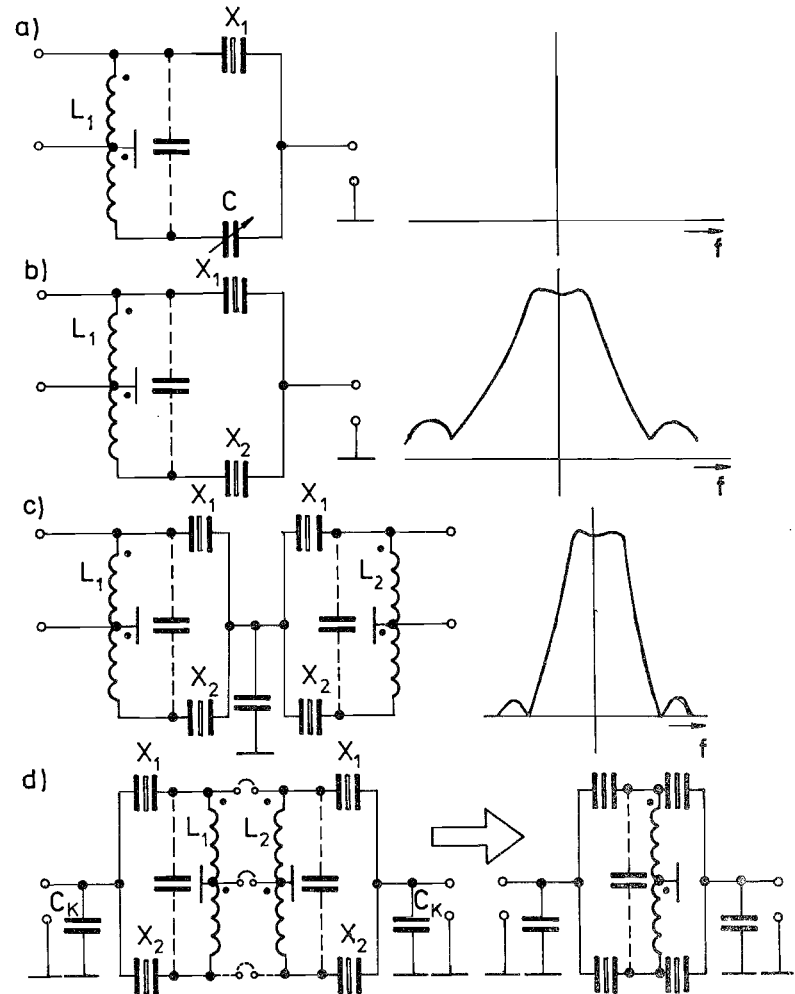


Obr. 2.14. Základní pojmy v technice fil-
trů

Obr. 2.15. Skládání základních můstků
do filtru

Základním typem krystalových filtrů je **můstkový** filtr. Skládání fil-
tru ze základních můstků si ukážeme na obr. 2. 15.

Obr. 2. 15a znázorňuje jedno z nejstarších zapojení tzv. „fázovaného“ krystalu, použité např. v přijímačích MWeC, Lambda, ale i no-
vější R4 apod. Otočný kondenzátor „fázoval“ krystal a jeho různým
nastavením se naklápěla, rozšiřovala i posouvala výsledná křivka.



Obr. 2. 15b – kondenzátor je nahrazen druhým krystalem s určitým
odstupem sériové rezonance. Jde o základní **půlčlánek** filtru a zavádíme
pojmem **krystalových párů**.

Obr. 2. 15c – základní půlčlánky je možné řadit za sebou do kaská-
dy. Toto je princip filtru Tesla PKF 10,7/15 A.

Obr. 2. 15d – otočíme-li články cívkami k sobě, lze jejich paralelní

kombinaci nahradit cívkou jedinou (oblíbený filtr McCoy).

Obr. 2. 15e – poloviční můstky složené do kaskády vytváří známý filtr XF-9 s osmi krystaly.

Můstkové filtry lze zhotovovat i amatérsky. Vysvětleme si proto některé zásadní skutečnosti.

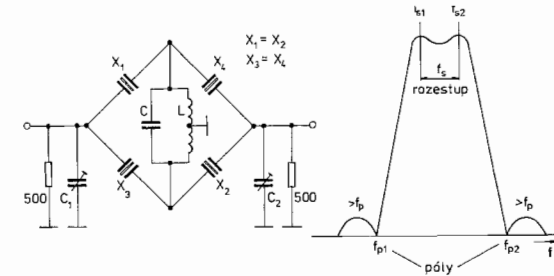
Při zběžném pohledu na zapojení filtru (zejména typu McCoy na obr. 2. 15d) bychom mohli usoudit, že paralelní obvod LC ovlivňuje rozhodujícím způsobem útlum propustného pásma, že tedy musí mít extrémně vysoký činitel jakosti Q . Tento dojem je klamný, protože zmíněný obvod má zcela jinou funkci. Celkové vlastnosti filtrů jsou závislé především na vlastnostech použitých **krystalů**.

Pro větší názornost použijeme obr. 2. 16. Je zřejmé, že krystaly v můstku propouštějí signál na své sériové rezonanci f_s , pro signál o kmitočtu f_p představuje krystal bod maximálního útlumu, čili pól. Průběh absolutní hodnoty impedance krystalu je znovu uveden na obr. 2. 17. Pro jeden krystal (jeden článek filtru) zjistíme:

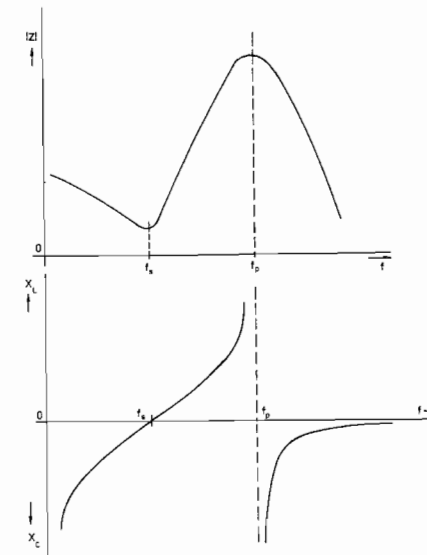
- a) pól je na kmitočtu f_p ;
- b) kmitočty vyšší než f_p se projeví jako postranní „laločky“, které lze kompenzovat kapacitami na vstupu a výstupu filtru;
- c) strmost křivky impedance mezi body f_s a f_p ovlivňuje strmost boků filtru a výsledně i **činitel tvaru**. Z toho je patrné, že činitel tvaru je přímo závislý na jakosti krystalu;
- d) nejmenší útlum je na kmitočtu f_s ;
- e) kmitočty nižší než f_s má filtr propouštět ve zhruba stejné úrovni jako f_s – zde je oblast tzv. sedla.

Krystal v oblasti pod f_s můžeme ovlivňovat sériovou indukčností stejně jako ve VXO. Indukčnost v diagonále můstku není tedy vlastně nic jiného než nám dobře známá fázovací cívka. Tato cívka ovšem ne-rezonuje s kapacitou v diagonále, ale s kapacitou elektrod krystalu C_0 . Zároveň slouží jako vazební pro všechny větve můstku. Na jejich koncích musí být signál v opačné fázi, proto je velice důležitá její dokonalá symetrie. Vyne se proto vždy dvojitým drátem a bývá též označována jako **diferenciální transformátor** (autotransformátor), s nímž má stejnou funkci.

Můstkovým zapojením dosáhneme zrcadlového převrácení průběhu impedance, takže rozložení výsledné křivky je symetrické kolem



Obr. 2.16. Můstkový filtr McCoy



Obr. 2.17. Průběh absolutní hodnoty impedance Z krystalu

středu. Šířku pásma, ale i zvlnění propustného pásma ovlivní především indukčnost L , a to tím více, čím je bližší podmince.

$$L = \frac{1}{\omega^2 \cdot C_0}.$$

Kapacita C v diagonále můstku se uplatní v oblasti paralelní rezo-

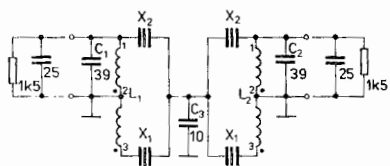
nance f_p , má tedy vliv na nepropustné pásmo a póly filtru, včetně celkové symetrie křivky propustnosti.

Pro amatérskou realizaci je nutno především zajistit shodu kmitočtů f_s u obou krystalových párů. Rozestup f_s volíme $0,7 B_3$. Diferenciální transformátor lze navinout na běžnou kostičku $\varnothing 5$ mm s doladovacím jádrem, ale též na vhodný feritový toroid (N 05). Důležité je dodržet zásadu malých vlastních kapacit vinutí, dále se požaduje vysoký činitel Q a malý rozptyl.

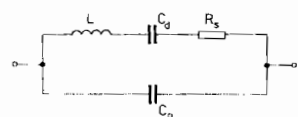
Filtr Tesla PKF 10,7 — 15 A

Tento filtr byl používán v radiostanicích řady VX a je mezi našimi radioamatéry do jisté míry rozšířen. Je použit též v transceivru Boubín. Technická specifikace je na obr. 2. 18.

Pro uživatele je důležité dodržení požadovaných tolerancí zatěžovací impedance co do reálné i kapacitní složky. Jejich nedodržení nezmění sice průběh útlumu v přechodném a nepropustném pásmu, ale v propustném pásmu zvýší hodnotu základního vloženého útlumu a zejména **zvlnění**, které v případě kmitočtové modulace způsobí amplitudové zkreslení přenášeného signálu. Stručně si tento jev můžeme vysvětlit tak, že kmitočtově modulovaný signál stále „přeladuje“ propustné pásmo filtru. Přejedem přes „nerovnosti“ v charakteristice filtru vznikají okamžité amplitudové změny, které se projeví jako změny fáze signálu procházejícího mf zesilovačem. Vzniklé fázové zkreslení je detekováno fázovým detektorem a výsledkem je amplitu-



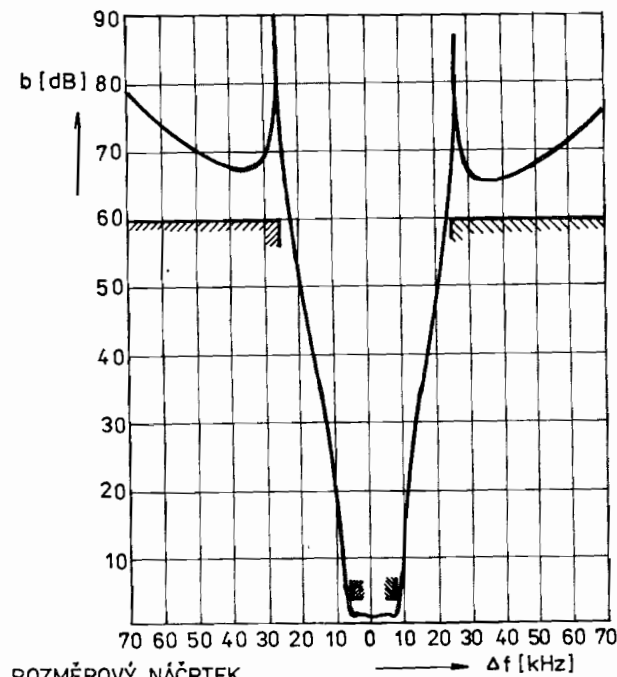
Obr. 2.18a. Vlastnosti filtru PKF 10,7 MHz-15A



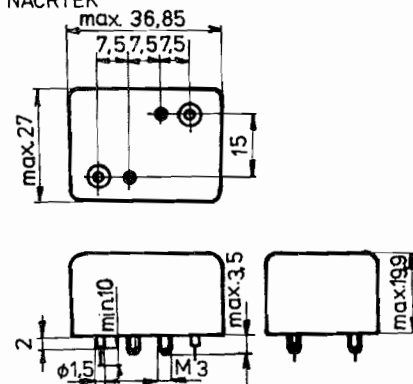
Obr. 2.18b. Vnitřní zapojení filtru PKF 10,7 MHz-15A

dové zkreslení nízkofrekvenčního signálu za detektorem. Proto se u filtrů pro přenos FM požaduje zvlnění maximálně 1 dB.

ÚTLUMOVÁ CHARAKTERISTIKA KRYSTALOVÉHO FILTRU
TESLA PKF 10,7 MHz 15-A



ROZMĚROVÝ NÁČRTEK



Filtry využívající harmonických kmitočtů krystalů

Požadavek vysokého mf kmitočtu je v některých případech dikto-
ván vyššími nároky na zrcadlovou selektivitu. Vysoký mf kmitočet je
zpravidla používán pro pásma UHF, ale setkáme se s ním i v KV při-
jímačích řešených na principu up-konvertoru.

Tyto filtry se vyrábějí z harmonických výbrusů využívaných na rezonanci 3. nebo 5. harmonické základního kmitočtu. Filtry vykazují v zásadě dva hlavní druhy přenosu, a to především na požadované harmonické, za druhé pak na základním kmitočtu.

Na tomto místě je pro ilustraci vhodná malá retrospektiva do doby vzniku prvních amatérských můstkových filtrů pro mf kmitočet 9 MHz. Všeobecně se tvrdí, že tento mf kmitočet vznikl aritmeticky z důvodů úsporného směřování s VFO o rozsahu 5 až 5,5 MHz, takže výsledné kmitočty odpovídají amatérským pásmům 3,5 a 14 MHz. To je ovšem pouze jedna strana mince. Hlavním důvodem byla praxe – úspěšný pokus prvního autora (snad to byl opravdu McCoy) o sestavení můstkového filtru z relativně dostupných krystalů 27 MHz pro občanské pásmo nebo řízení modelů. Tyto krystaly se totiž vyráběly a dodnes u řady firem vyrábějí jako harmonické se základním kmitočtem 9 MHz. Vzhledem k tomu, že občanské pásmo má též pevně přidělené kanály, není problémem vybrat krystalové páry s vhodným kmitočtovým odstupem na základním kmitočtu 9 MHz. Velkou předností je, že tyto krystaly není třeba upravovat a ohrožovat tím jejich časovou stabilitu i jakost.

Pro mf filtr 9 MHz, zhotovený tímto způsobem, představuje třetí harmonická 27 MHz nežádoucí parazitní přenos. Tohoto jevu můžeme využít při amatérské realizaci filtru s vysokým kmitočtem. Jako příklad si uvedeme krystaly z radiostanice Racek (harmonický krystal 36 MHz, základní kmitočet je 12 MHz). Filtr můžeme sestavit a posléze i změřit na základním kmitočtu, je však třeba počítat s tím, že pro konečný výsledek na kmitočtu 36 MHz je třeba všechno přepočítat s použitím koeficientu 3. Tedy především trojnásobná sériová i paralelní rezonance – z toho vyplývá i třikrát větší rozdíl mezi f_s a f_p . Výsledkem je trojnásobné zhoršení činitele tvaru.

Dále je zřejmá i třikrát větší šířka pásma oproti základnímu kmito-

čtu – tomu odpovídá i volba kmitočtového rozestupu krystalových párů. Pro krystaly se stejným kmitočtem je nutná též trojnásobná přesnost při výběru podle sériové rezonance (± 15 Hz oproti ± 50 Hz).

Indukčnost sériové cívky (diferenciálního transformátoru) působí na **základním kmitočtu** krystalu. Zde se nabízí analogie s VXO, ve kterém je použit harmonický krystal. Kmitočet VXO **nemůžeme též ovlivňovat na 3. harmonické** a fázovací cívka působí **pouze na základní kmitočet**. Trojnásobná změna kmitočtu v oblasti 3. harmonické je pouze aritmetickým důsledkem.

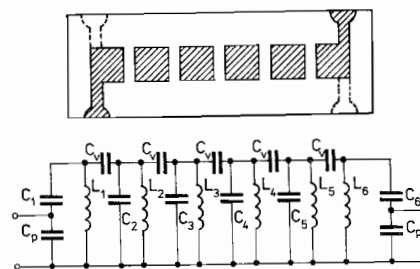
Sestavujeme tedy vlastně filtr na základním kmitočtu a výsledná křivka propustnosti na rezonanci 3. harmonické bude jen příslušně změněným obrazem křivky původní. Přesnou odpověď nám však dá pouze detailní proměření křivky přímo na požadovaném harmonickém kmitočtu.

Příčkové filtry

Krystaly v příčkových filtrech působí obdobně jako u popsaných filtrů můstkových, tzn. že propustné pásmo odpovídá sériové rezonanci f_s , póly max. útlumu pak paralelní rezonanci f_p . Kmitočet krystalů je posouván pomocí kapacit v oblasti těsně nad f_s (viz obr. 8.17). Zde není možné dosáhnout větších změn kmitočtu a z toho vyplývá, že příčkový filtr nelze realizovat s šířkou pásma potřebnou pro FM. Toto bylo ověřeno i praktickými pokusy.

Bilitické filtry

Bilitický filtr je založen na paralelní rezonanci krystalového výbrusu. Využívá myšlenky, že soustavu jednotlivých rezonátorů lze reali-



Obr. 2.19. Monolitický filtr a jeho náhradní schéma

zovat na jediné destičce z monokrystalického křemene. Praktické provedení monolitického filtru je na obr. 2.19, včetně náhradního schématu. Na první pohled je zřejmé, že jde o šestinasobný filtr soustředěné selektivity z paralelních laděných obvodů, kde jednotlivé články jsou vázány kapacitně kondenzátory C_v . Kapacity C_v ovšem nelze chápat doslovně elektricky, ale jako ekvivalent mechanické vazby mezi jednotlivými rezonátory. Vazba se uskutečňuje povrchovým vlněním na monokrystalické destičce a je v podstatě závislá na vzdálenosti a rozměru jednotlivých elektrod.

Monolitické provedení filtru, jak je naznačeno na obr. 2.19, má však též určité nevýhody. V případě monolitických filtrů s větším počtem článků na jediné destičce se projevují **parazitní přenosy**, způsobené existencí nežádoucích vidů mechanických kmitů, případně vazeb mezi nesousedícími články. Zmíněný šestirezonátorový filtr vykazuje parazitní přenos ve vzdálenosti 105 kHz, s útlumem pouze 40 dB. Proto je původní filtr rozdělen na dvě destičky se třemi rezonátory, vázané elektricky kondenzátorem. Tím je mechanická vazba přes celý filtr přerušena a nežádoucí přenos tlumen.

Při tomto řešení výrobce zaručuje dodržení útlumu nepropustného pásma 60 až 80 dB.

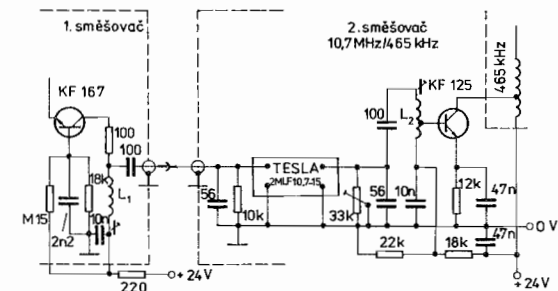
Vlastnosti filtru Tesla „2 MLF 10,7–15“:

Jmenovitý kmitočet	10,7 MHz
Šířka pásma B_3	15 KHz
Zvlnění propustného pásma	menší než 1 dB
Vložný útlum	menší než 2,5 dB
Útlum nepropustného pásma	větší než 70 dB
	(včetně parazitních přenosů)
Činitel tvaru B_{60}/B_3	2,4
Vstupní a výstupní impedance	4,3 k Ω .

Filtr musí mít kompenzovány jalové složky vyladěným rezonančním obvodem. Vývody filtru jsou v provedení pro plošné spoje. Nejsou barevně označeny, ale je možno je určit takto: Při čelním pohledu na nápis „Tesla“ jsou zemní přívody dole, živé nahoře. Filtr je elektricky souměrný, vstup i výstup jsou zaměnitelné.

Tento filtr je vzhledem ke svým vlastnostem srovnatelný s řadou XF-9, přitom je podstatně menší.

Při praktickém využití narazíme vždy na otázku impedančního přizpůsobení, resp. kompenzace jalových složek filtru. Protože nová řada radiostanic Tesla Pardubice tento typ filtru používá, povšimneme si řešení použitého výrobcem. Zapojení je na obr. 2.20. Směšovač osazený KF167 v zapojení se společnou bází zajišťuje vysokou impedanci v kolektoru, který je tak možno připojit na živý konec cívky L_1 vstupního přizpůsobovacího obvodu. Transformace na vstupní impe-



Obr. 2.20. Zapojení filtru 2MLF 10,7–15 v radiostanici VR20

danci filtru 4 k Ω se provádí kapacitním děličem 100/56 pF a doplňuje rezistorem 10 k Ω . Stejně tak se transformuje výstup, k jemnému nastavení slouží miniaturní potenciometrický trimr 33 k Ω . Přizpůsobení na druhý směšovač je však nutno provést odbočkou na vinutí.

Hodnoty indukčnosti (podle údajů výrobce):

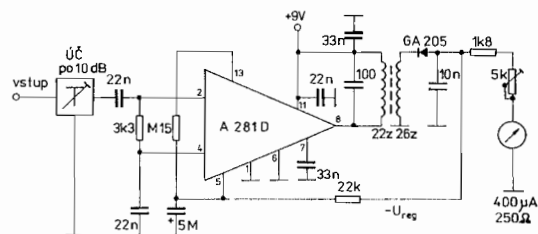
$L_1 = L_2 = 6,2 \mu\text{H}$, tj. 32 závitů drátem $\varnothing 0,1 \text{ mm}$ CuLH na kostřičce $\varnothing 5 \text{ mm}$ (QA 261 46 s krytem), jádro N02 (i krátké N05). U cívky L_2 odbočka na 6. závit.

Uvedené zapojení s využitím vazebních obvodů je ověřené a dává vždy dobré výsledky (za předpokladu pečlivého stínění). Byly v něm ověřovány i výprodejní bilitické filtry s šířkou pásma 10 kHz, prodávané svého času v partiových prodejnách, s výsledky obdobnými jako u výše popsaného filtru. V souvislosti s výprodejními filtry jsme se však mohli setkat i s pokusy o jejich přizpůsobení pouze kapacitami a odpory. Těmito jednoduchými obvody nelze filtr přizpůsobit.

Měření obvodů soustředěné selektivity

Proměření úplné charakteristiky krystalových filtrů je obtížné a vyžaduje speciální měřicí přístroje, nazývané selektivní měřiče úrovně. Je třeba si uvědomit, že v oblasti kmitočtů nad 5 MHz se již začíná výrazně projevovat přeslech mezi vstupem a výstupem měřeného objektu. Širokopásmové měření je pak ovlivněno vlastním šumem zesilovače měřicího přístroje, takže měření úrovní nižších než -60 dBm je prakticky nemožné. Nedostatečný dynamický rozsah širokopásmového měření neumožňuje ověření vlastností filtru v oblasti nepropustného pásma. Zkreslené výsledky měření bývají zpravidla horší než skutečnost.

Jednou z cest, jak rozšířit rozsah měření do oblasti malých napětí, je zařazení vf zesilovače před vlastní detektor. Dynamiku zesilovače lze rozšířit jedině pomocí účinného AVC. Průběh regulace může mít téměř ideální logaritmickou závislost na vstupním napětí, takže výstupní měřidlo lze ocejchovat v decibelech. Příklad jednoduché konstrukce využívající běžného mezifrekvenčního integrovaného obvodu A 281 D je na obr. 2.21. Vzdor prostému vnitřnímu zapojení má obvod velmi výhodné vlastnosti, a to dynamiku AVC 70 dB a poměrně nízký šum. Vstupní útlumový článek reguluje signál po skocích 10 dB.



Obr. 2.21. Jednoduchý amatérský měřič úrovně

Laděný obvod na výstupu IO je nastaven na kmitočet 10,7 MHz a jeho křivka propustnosti je pochopitelně mnohonásobně širší než jakéhokoliv krystalového filtru. Změnou rezonanční kapacity lze obvod přeladit i na jiné požadované kmitočty (např. 9 MHz). Obě cívky jsou

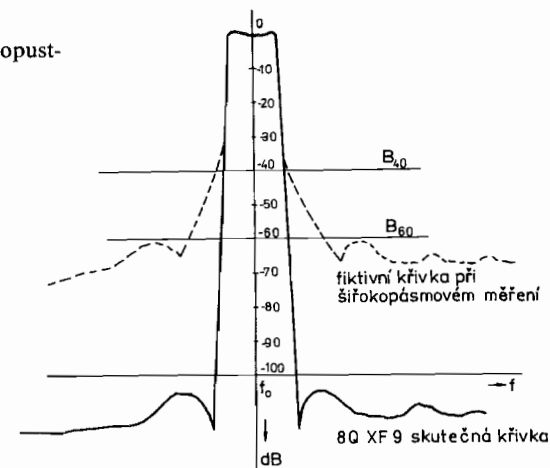
vinuty válcově drátem $\varnothing 0,1$ mm CuU na tělísku $\varnothing 5$ mm, jádro N05. Pro dosažení maximálního možného regulačního rozsahu je nutné dodržet činitel vazby obou cívek co nejlépe k 1, cívky je proto třeba vinout těsně na sebe. Z tohoto hlediska by zřejmě bylo vhodnější toroidní nebo dvouotvorové jádro a doladění změnou kapacity. Transformační poměr cca 1:1 nutno zachovat. Regulační napětí je proti zemi záporné. Lze dosáhnout celkového měřicího rozsahu asi 70 dB. Vstupní úroveň, od které nasazuje regulace, je 10 μ V, pro nižší úroveň je údaj měřidla zkreslen vlivem šumu. Pokud se chceme vyhnout problémům s filtrací napájecího napětí, je vzhledem k malému odběru nejvhodnější napájení ze dvou plochých baterií. Celou konstrukci včetně baterií stíníme oboustranným kuprextitem, zvláštní pozornost věnujeme stínění vstupního útlumového článu.

Popsaný měřič úrovně lze využít při změně prvků laděného obvodu pro nejrůznější vysokofrekvenční měření v radioamatérské praxi. V podstatě stejné zapojení se hodí pro S-metr jakéhokoli přijímače.

Degradace útlumu nepropustného pásma v mf zesilovači

Požadovaný zisk mf zesilovače (přes 100 dB) je srovnatelný s dosažitelným útlumem filtru v oblasti nepropustného pásma (taktéž v průměru 100 dB). V odstavci o měření bylo ukázáno, že přeslechy mezi

Obr. 2.22. Degradace útlumu nepropustného pásma



vstupní a výstupní svorkou filtru způsobí zhoršení útlumových vlastností mimo pásmo propustnosti (obr. 2.22). Omezit vliv přeslechů lze jedině dokonalým stíněním, pro amatérskou výrobu je vhodná komůrková konstrukce využívající oboustranného kuprextitu.

Příkladem dokumentujícím zhoršení útlumových vlastností filtru je radiostanice VR 20. Její stavebnicové pojetí vyžaduje použití výměnných modulů vstupních jednotek. Kritickým místem je přechod mezi vstupní jednotkou a vstupem mf zesilovače, kde dochází k degradaci útlumu nepropustného pásma na hodnotu -40 dB, i když samotný bilitický filtr při ideálním stínění může dosáhnout až -80 dB. Požadavek variability modulové koncepce však jinou možnost nedává.

U mezifrekvenčního zesilovače, který používá pouze jediný mf kmitočet 10,7 MHz, se dále projevuje vliv šumu. Širokopásmový zesilovač zařazený za filtrem soustředěné selektivity produkuje **širokopásmový šum**, který je též vyhodnocen detektorem. Lze jej omezit zařazením dalšího filtru na výstup mf zesilovače, před detektor. Zpracovávané kmitočtové pásmo se tak zúží na původní hodnotu a tím se zlepší výstupní poměr signál/šum. V případě kmitočtové modulace musí mít i tento filtr minimální zvlnění (z důvodů vzniku fázového zkreslení).

V případě úzkopásmové kmitočtové modulace není ani detekce na kmitočet 10,7 MHz dostatečně účinná, pokud je použit detektor s obvody LC. Tato skutečnost bývá uváděna jako hlavní důvod pro použití dvojího směšování. Jak je z výše uvedeného zřejmé, existují i důvody závažnější.

Dvojí směšování a jeho výhody

a) u dvojího směšování je požadovaný zisk rozdělen do dvou vzdálených pásem mezifrekvenčních kmitočtů. Důsledkem je zvýšení stability celého mf zesilovače;

b) obdobně je rozdělena selektivita. Superpozicí křivek propustnosti filtru 10,7 MHz a 465 kHz vznikne téměř ideální obdélníková křivka mezikanálové selektivity. Degradace nepropustného pásma se projeví v daleko menší míře;

c) superpozicí křivek jsou navíc potlačeny parazitní přenosy v ne-

propustném pásmu, protože oba filtry vykazují parazitní přenosy v jiné vzdálenosti od středního kmitočtu;

d) tím, že je druhý filtr 465 kHz umístěn vlastně blíže ke konci zesilovacího řetězu, sníží se šum o přírůstky předcházejících stupňů 10,7 MHz, jejichž podíl na celkovém šumu je nejvyšší.

Jedinou nevýhodou dvojího směšování je poněkud složitější zapojení a potřeba dalšího transpozičního kmitočtu pro konverzi 10,7 MHz/465 kHz. Případný vliv transpozičního kmitočtu lze omezit volbou kmitočtového plánu. Pro pásmo 145 MHz volíme raději spodní kmitočet, tj. 10,235 MHz.

Všechny výše uvedené důvody vedou k závěru, že při amatérské konstrukci je nanejvýš výhodné použít hotový mezifrekvenční díl z inkurantní radiostanice, i když se jeho koncepce z dnešního pohledu jeví třeba zastaralá. Proto si dále přiblížíme zapojení mezifrekvenčních dílů použitých u radiostanic řady VX.

Mezifrekvenční zesilovače radiostanic Tesla

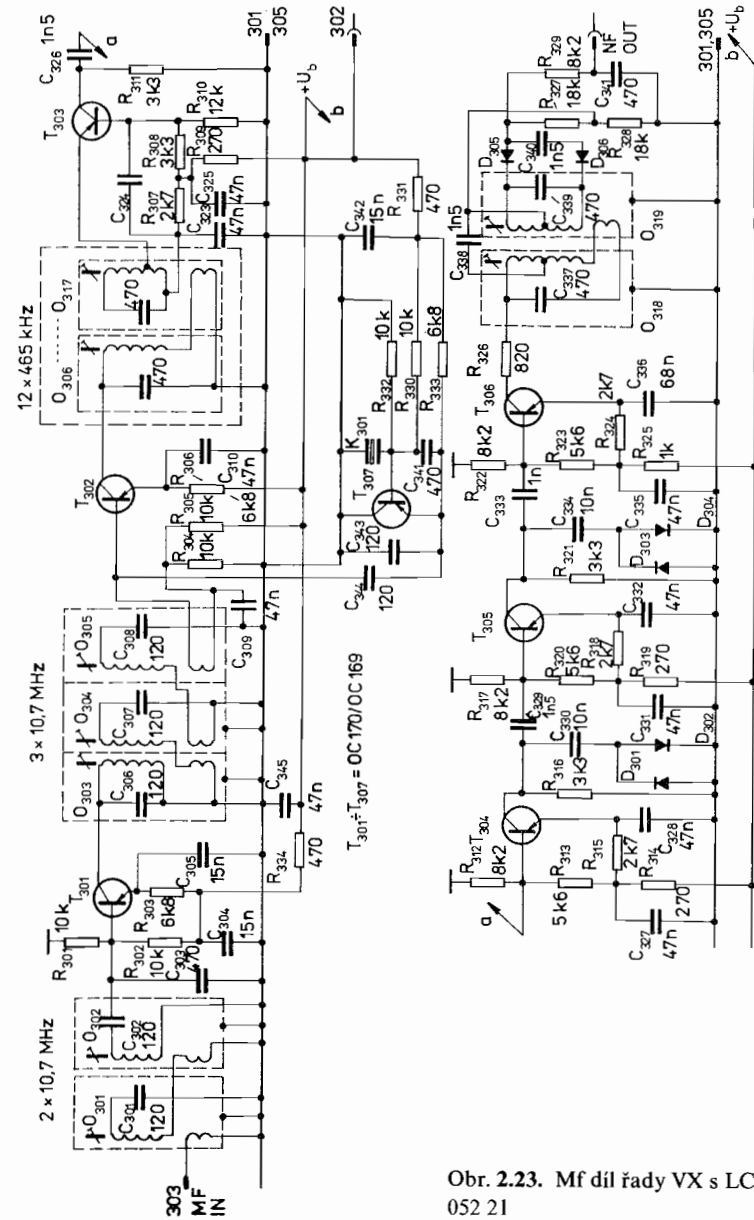
Schéma zapojení úplného mf dílu radiostanic VXW 010, VXW 100 a VXN 101, použitého u prvních výrobních sérií, je na obr. 2.23. Na vstupu ještě není použit krystalový filtr soustředěné selektivity, ale obvody LC pro zajištění základní zrcadlové selektivity. Mezikanálová selektivita, asi 60 dB, je realizována dvanáctičlankovým filtrem LC 465 kHz. Díl je osazen germaniovými tranzistory OC170/169, omezovače antiparalelními diodami OA9, fázový diskriminátor 2 × GA 206.

Dalším vývojem vznikl mf díl QN 054 49 se čtyřčlankovým filtrem LC 10,7 MHz na vstupu, osazený jednotně tranzistory GF515.

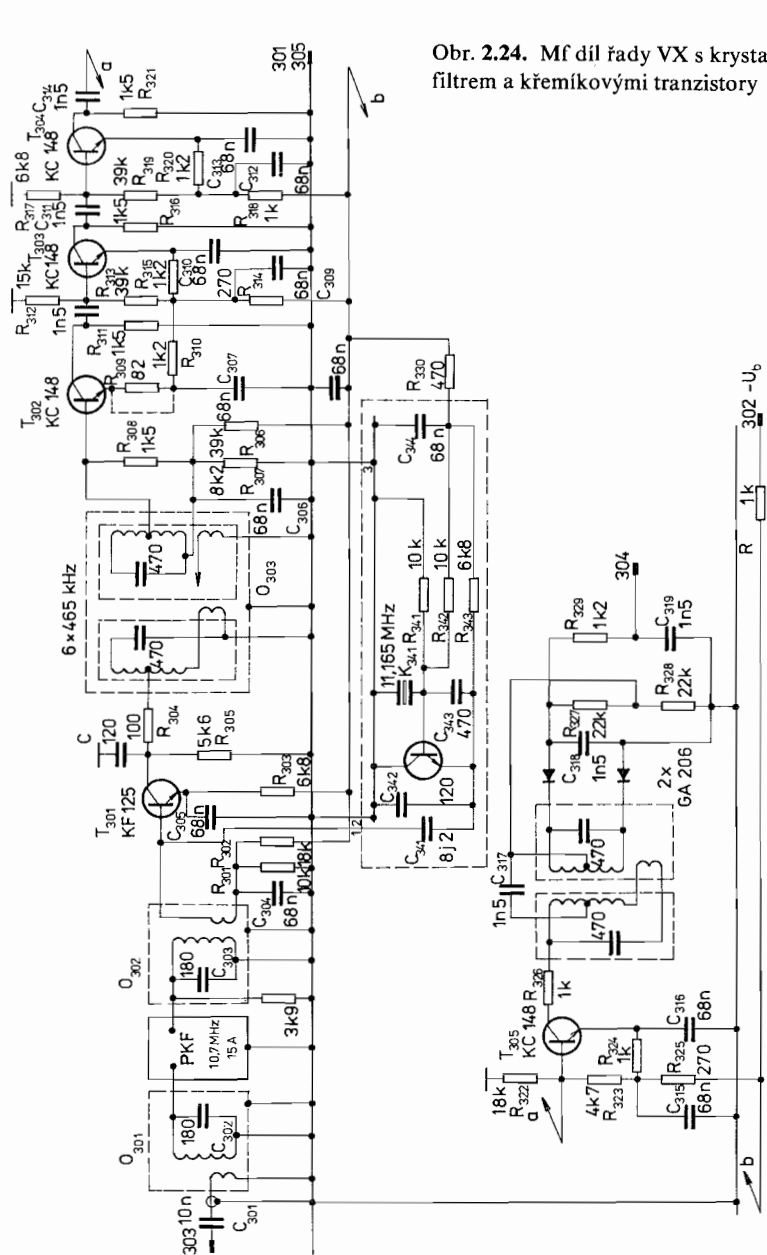
Tento díl byl později vybaven krystalovým filtrem PKF 10,7-15 A a vyráběn pod označením QN 054 53.

Na stejné spojové desce a se stejným zapojením byl vyráběn inovovaný díl s křemíkovými tranzistory. Rozdíl byl pouze v obrácené polaritě napájecího napětí a jiném nastavení pracovních bodů. Schéma tohoto velmi rozšířeného dílu je na obr. 2.24.

V radiostanicích VR 20 použitý mf díl QN 211 13 je charakteristický již dříve popsáním bilitickým filtrem 2 MLF 10,7-15. Zapojení dílu včetně umlčovače šumu je na obr. 2.25. Šum je vzorkován na obvodu LC 8,5 kHz.



Obr. 2.23. Mf díl řady VX s LC filtry QN
052 21



Obr. 2.24. Mf díl řady VX s krystalovým
filtrem a křemíkovými tranzistory

Amatérské mezifrekvenční zesilovače

V současné době běžně dostupná součástková základna umožňuje snadnou konstrukci mf zesilovačů FM i v amatérských podmínkách.

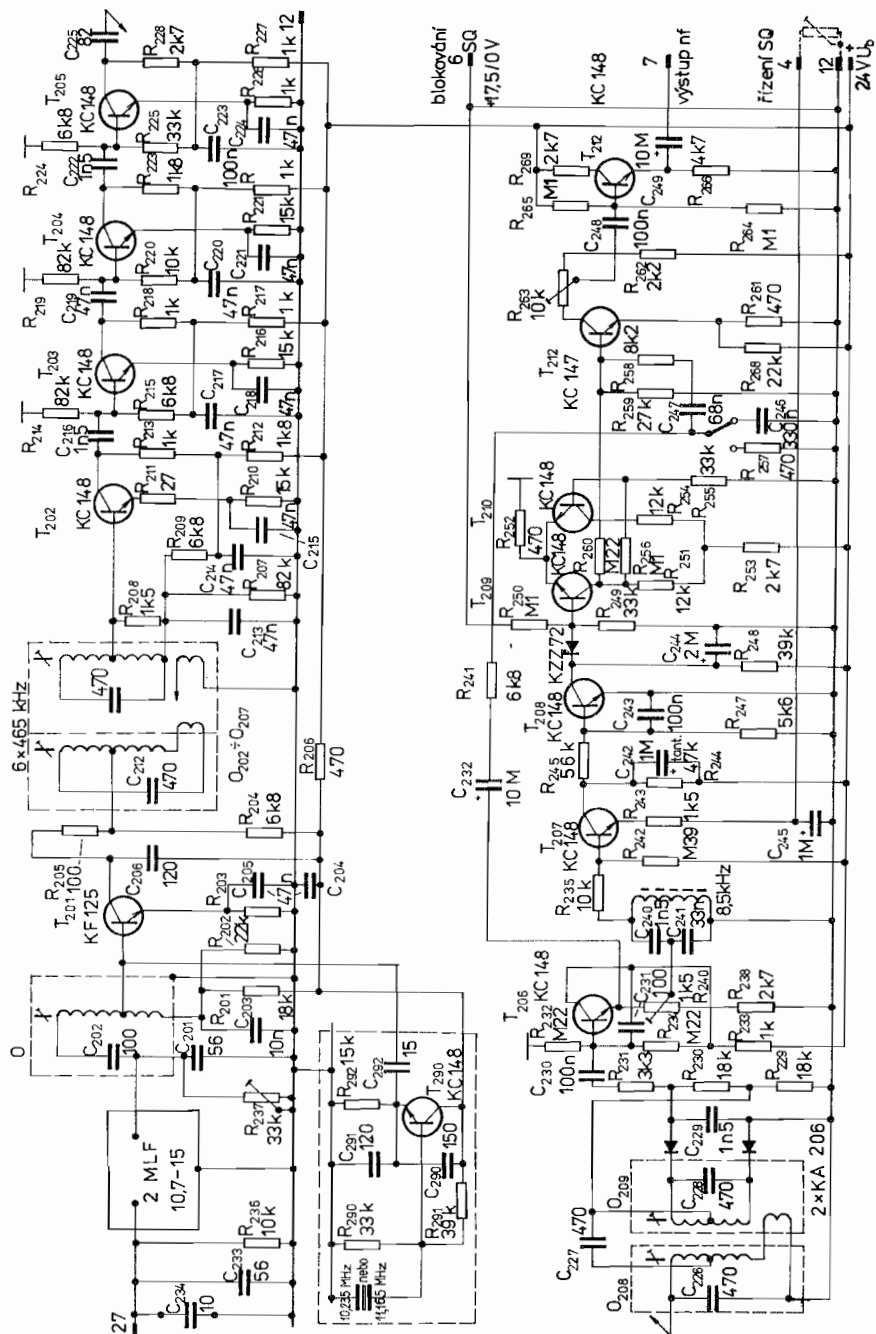
Základním kamenem je mezifrekvenční integrovaný obvod pro FM, obsahující omezovací zesilovač se ziskem 60 až 80 dB a koincidenční detektor. Funkce detektoru bude popsána v příslušné kapitole, nyní si povšimneme především vlastností zesilovače. Omezovací zesilovač je vždy řešen jako kaskádní zapojení několika diferenčních zesilovacích stupňů. Diferenciální zapojení zlepšuje šumové vlastnosti a přispívá k vyšší stabilitě. Zesilovač je napájen malým napětím, takže je možné snáze dosáhnout dokonalého omezení, které je nezbytné pro funkci koincidenčního detektoru. U nás jsou dostupné tyto základní obvody:

MAA661 (TAA661)

Zisk třístupňového omezovacího zesilovače 60 dB, vstupní napětí pro omezení 70 mV, vrcholové napětí po omezení na výstupu zesilovače 0,5 V, výstupní detekované nf napětí 1 V, potlačení AM lepší než 40 dB. Jde o jeden z nejstarších obvodů pro zvukové části televizorů s relativně vysokým šumem. Určitou nevýhodou je nesymetrické řešení obvodu na čipu, takže se více projevují změny teploty a napájecího napětí. Důsledkem je zvýšená nestabilita středu demodulační charakteristiky zejména při úzkopásmových aplikacích.

A220D (TBA 120s)

Osmistupňový omezovací zesilovač se ziskem 70 dB, vstupní napětí pro omezení 35 μV ($\leq 120 \mu\text{V}$), vrcholové napětí po omezení na výstupu zesilovače 250 až 300 mV (vývody 6 a 10). Zesilovač je schopen zpracovat kmitočty do 12 MHz, vyšší jsou záměrně potlačeny. Výstupní detekované nf napětí je 400 mV, nf regulátor lze připojit na vývod 5. V Evropě nejrozšířenější televizní zvukový obvod. Provedení čipu je zcela symetrické. Zenerovu diodu ve vývodu 12 ($U_z = 12 \text{ V}$) se nedoporučuje používat (ohřívá čip). Někdy se používá vnitřní „zbylý“ tranzistor (báze vývod 4, kolektor 3, emitor 1) jako nf zesilovač nebo spínač umlčovače šumu.



Obr. 2.25. Mf díl VR20 QN 211 13/14

A223D (TBA 120 U)

Značně vylepšený A220D, zvláště vhodný pro amatérské přijímače úzkopásmové FM. Vlastnosti omezovacího zesilovače odpovídají předchozímu typu A220D. Všechny ostatní části (detektor a nf zesilovač) jsou zdokonaleny. Uspořádání vývodů odpovídá též A220D, s výjimkou vývodů 3, 4 a 12. Nf napětí na výstupu 8 je 1 V, regulované ve vývodu 5. Výstup 12 je neregulovaný (tzv. „diodový výstup“) a lze jej použít např. pro umlčovač šumu (nf napětí na vývodu 12 je 1 V). Největší předností je vnitřní stabilizovaný zdroj, který zajišťuje nezměněnou funkci obvodu v širokém rozsahu napájecích napětí 10 až 18 V. Obvod je necitlivý nejen na spojitě, ale též impulsní změny napájecího napětí, je proto vhodný nejen pro přenosné, ale zejména mobilní radiostanice. Také (na rozdíl od A220D) se při nf regulaci stejnosměrné napětí na vývodech 8 a 12 nemění (výhodné pro indikátor naladění). Vnitřní stabilizátor je vyveden na vývod 4 (4,2 až 5,3 V, max. odebíraný proud 5 mA). Toto napětí lze využít jako referenční i pro další účely (řízení dalších stabilizátorů, ale i ladicí napětí pro varikapy u jednoduchých konstrukcí). Spínáním bodu 5 k zemi lze nf výstup 8 uzavřít (vhodné pro umlčovač šumu).

A225D (TDA 1047)

Kvalitní mf obvod, sdružující řadu funkcí a určený především pro rozhlasové přijímače FM. Pro úzkopásmovou FM se příliš nehodí. To se týká především zdánlivě výhodného obvodu „šumové brány“, který je obdobně jako vnitřní S-metr závislý na síle přijímaného signálu. Pro úzkopásmovou FM je vhodnější řízení umlčovače vzorkováním šumu.

A244D (TCA 440)

Integrovaný AM přijímač, v technice úzkopásmové FM používaný jako převodník mf kmitočtů 10,7 MHz/465 kHz. Vstup i mf zesilovač obvodu lze řídit napětím AVC. Pokud je k detekci použit fázový diskriminátor, je vhodné využít plného zisku mf zesilovače. Pokud však navazuje úplný FM obvod (např. A220D), je lépe zisk mf zesilovače redukovat, neboť vzrůstá nestabilita a šum.

A283D (TDA 1083)

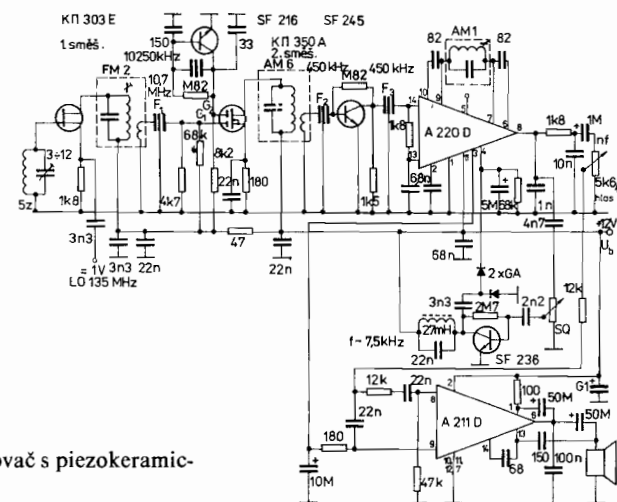
Tzv. „jednočipový“ přijímač AM/FM pro spotřební elektroniku. S výjimkou vstupního VKV dílu obsahuje vše včetně malého nf zesilovače pro reproduktor. Pracuje již od napájecího napětí 3 V. U jednoduchých amatérských konstrukcí se výhodně používá pro konverzi 10,7 MHz/465 kHz, detekci FM až po nf výstup.

V přehledu uvedené obvody nakupuje Tesla-Eltos od výrobce (RFT).

Příklady aplikací uvedených integrovaných obvodů si ukážeme na několika vybraných amatérských konstrukcích.

Mezifrekvenční díl s dvojitým směřováním a piezokeramickými filtry

V zapojení zesilovače jsou na obr. 2.26 použity piezokeramické filtry pro spotřební elektroniku. Filtr F_1 s šířkou pásma 150 kHz zajišťuje základní zrcadlovou selektivitu, filtry F_2 a F_3 mezikanálovou selektivitu asi 60 dB. U filtrů 465 kHz je vhodné se zaměřit na výběr filtrů

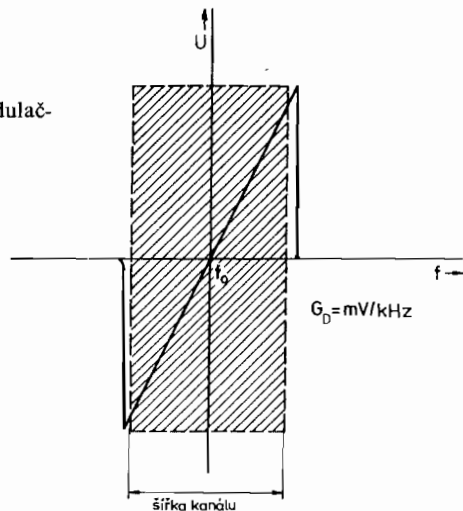


Obr. 2.26. Mf zesilovač s piezokeramickými filtry Y22QN

s malým zvlněním v propustném pásmu. Transpoziční krystal pro druhé směšování nemusí být zcela přesný, do šířky 150 kHz prvního

Idealizovaná demodulační charakteristika odpovídá šířce přenášeného kanálu (obr. 2.33). V tomto kmitočtovém rozmezí má vysokou strmost a linearitu. Na okrajích přenášeného pásma vykazuje ostrý pokles, je pro daný kanál selektivní a přispívá k celkové selektivitě. Všechny tyto vlastnosti jsou důležité pro dosažení účinné detekce s vysokým poměrem s/δ .

Obr. 2.33. Idealizovaný tvar demodulační charakteristiky



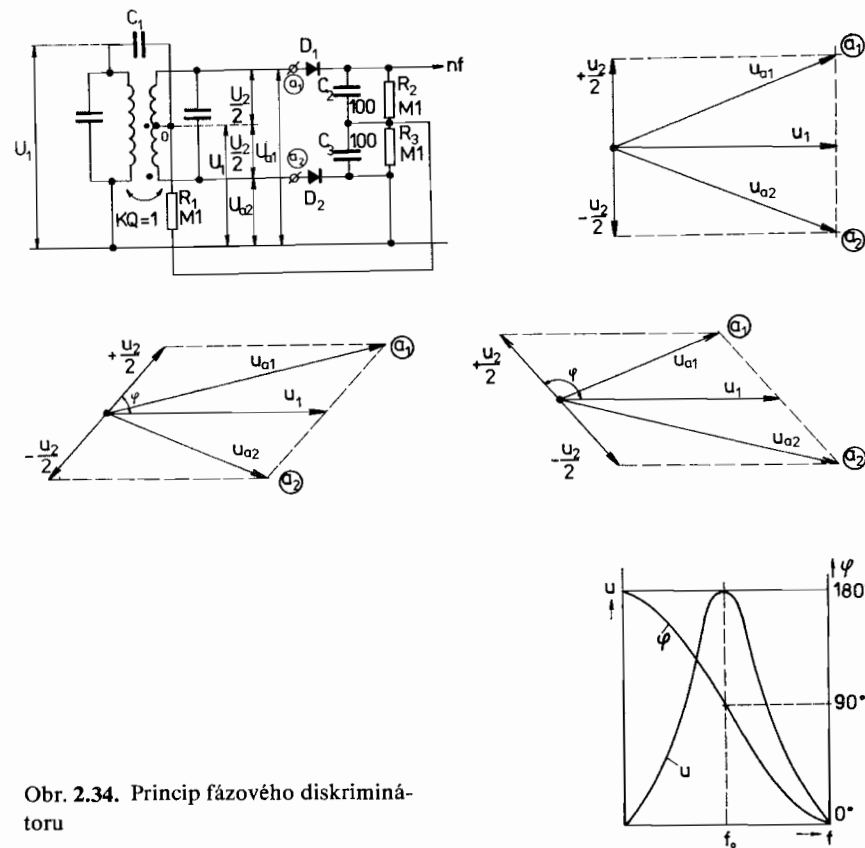
V dalším se nejdříve zaměříme na běžné způsoby detekce, a to **fázový diskriminátor** a nověji **koincidenční detektor**. Dále pak věnujeme pozornost demodulaci FM pomocí **fázového závěsu**, u něhož lze nastavením pásma zachycení dosáhnout téměř ideálního tvaru demodulační charakteristiky.

Fázový diskriminátor

Fázový diskriminátor Foster-Seeley je principiálně naznačen na obr. 2.34a. Jeho základem jsou dva laděné obvody s kritickou induktivní vazbou ($k.Q=1$), jde tedy o mezifrekvenční transformátor, jehož sekundární vinutí je symetrické vůči středu O (diferenciální vinutí). Do bodu O se přes kondenzátor C_1 též přivádí přímo napětí z primáru mf transformátoru.

Činnost zapojení si nejlépe osvětlíme pomocí vektorových diagramů. Pro stav, kdy přijímaný kmitočet je roven střednímu kmitočtu

mezifrekvence, platí poměry na obr. 2.34b. K napětí u_1 ve středu O se vektorově přičítají poloviční napětí $u_2/2$ indukovaná na obou koncích sekundárního vinutí, která jsou posunutá proti napětí u_1 o fázový úhel $\pm 90^\circ$. Výsledné vektory \vec{u}_{a1} a \vec{u}_{a2} na svorkách a_1 a a_2 mají stejnou amplitudu s opačnou polaritou. Jejich usměrněním vznikne tedy nulové součtové napětí.



Obr. 2.34. Princip fázového diskriminátoru

Zvýšením (resp. snížením) kmitočtu dojde na koncích sekundárního vinutí ke změně fáze obou vektorů $u_2/2$ vůči vektoru u_1 . Důsled-

kem je tedy i změna výsledných vektorů u_{a1} , u_{a2} na svorkách a_1 a a_2 . Součet jejich amplitud na diodách ($|u_{a1}| \pm |u_{a2}|$) má za následek kladné (záporné) součtové napětí, jehož velikost je úměrná rozdílu fáze, viz obr. 2.34c,d. Závislost fázového úhlu φ na kmitočtu u laděného obvodu ukazuje **fázová charakteristika** na obr. 2.34e, u níž je zřejmé, že za lineární můžeme považovat pouze její střední část okolo kmitočtu f_0 . Tomu odpovídá i výsledná demodulační charakteristika fázového diskriminátoru.

Aby mohlo dojít ke sčítání amplitud vektorů u_{a1} a u_{a2} , jsou okruhy diod stejnosměrně uzavřeny přes odpor R_1 .

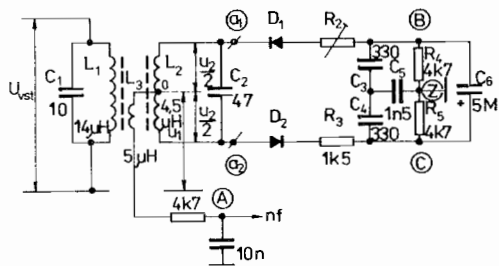
Při příjmu kmitočtově modulovaného signálu sleduje tedy výstupní napětí fázové odchylky a takto vzniklé nf napětí bude odpovídat modulaci. U fázového diskriminátoru (při symetrickém provedení sekundárního vinutí) střednímu kmitočtu demodulační charakteristiky f_0 odpovídá vždy nulové výstupní napětí. Kolem tohoto kmitočtu je křivka symetrická.

Významnou vlastností fázového diskriminátoru je dobrá účinnost. Je výhodný právě při detekci v oblasti 450 kHz, kde lze při aplikaci hrníčkových jader dosáhnout vysokých hodnot demodulačního zisku G_D . Další pozitivní vlastností fázového diskriminátoru je jeho dlouhodobá kmitočtová stabilita.

Pro správnou funkci fázového diskriminátoru je nezbytné dokonalé amplitudové omezení mf signálu před detekcí (změna amplitudy je doprovázena změnou fáze viz obr. 2.34e). Důsledkem průniku AM a jakýchkoli amplitudových změn je zkreslení detekovaného signálu.

Poměrový detektor

Poměrový detektor (obr. 2.35) byl odvozen ze zapojení fázového

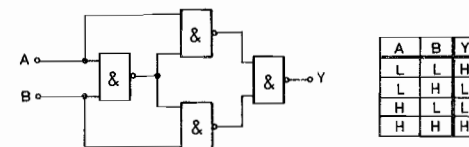


Obr. 2.35. Poměrový detektor

diskriminátoru. Je méně citlivý na amplitudové změny, ale má oproti fázovému diskriminátoru menší demodulační zisk. V technice úzkopásmové FM nebyl nikdy příliš rozšířen, hlavní oblastí využití byla zařízení spotřební elektroniky.

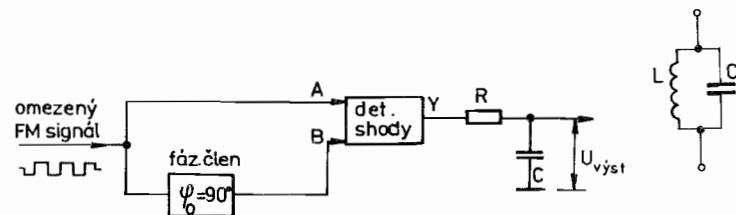
Koincidenční detektor

Koincidence znamená **shodu**. Logické funkci „shoda“ odpovídá obvod EXCLUSIVE-OR na obr. 2.36. Na výstupu Y je úroveň H tehdy, je-li na obou vstupech A, B shodná logická úroveň, tedy buď H , nebo L . V ostatních případech je na výstupu Y úroveň L .



Obr. 2.36. Logická funkce EXCLUSIVE-OR (SHODA)

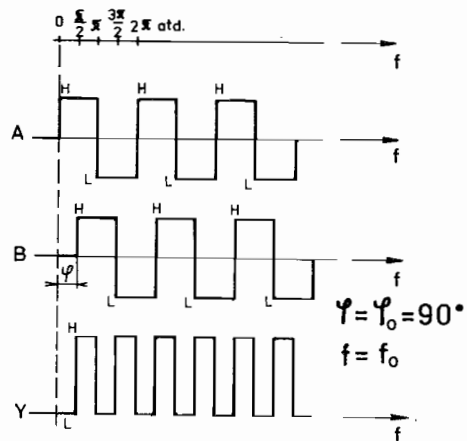
Detektoru shody lze využít k demodulaci kmitočtově fázově modulovaných signálů podle principiálního zapojení na obr. 2.37. Do vstupu A je přiváděn omezený (obdélníkový) signál přímo, do vstupu B přes fázovací člen. Fázovací člen zajišťuje, že na vstup B je přiváděn



Obr. 2.37. Princip koincidenčního detektoru

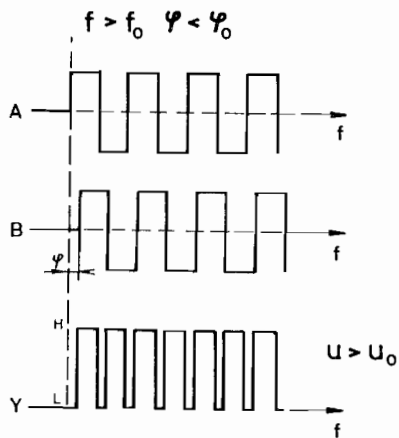
zpracovávaný signál zpožděný o čtvrt periody $\pi/2$, tedy s fázovým posunem 90° . Fázovací člen je nastaven tak, aby v okamžiku, kdy přijímaný signál je roven střednímu kmitočtu ($f = f_0$), vykazoval fázo-

vý posun přesně zmíněných 90° . Tento stav je zachycen na obr. 2.38a. Na výstupu Y se objeví impulsy s dvojnásobným kmitočtem a impulsním poměrem 1:1. Následnou integrací tohoto průběhu členem RC získáme na výstupním kondenzátoru napětí u_0 , které odpovídá střednímu kmitočtu f_0 . Toto napětí je polovinou amplitudy vstupních impulsů.



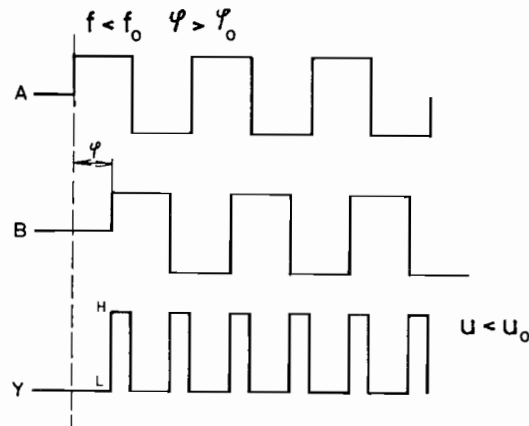
Obr. 2.38a. Časový diagram KD pro $f = f_0$

Zvýšením kmitočtu ($f > f_0$) se fázový posun mezi signály na vstupu A a B zmenší $\varphi < \varphi_0$, viz obr. 2.38b. Zvětší se impulsní poměr H:L a kladné impulsy H , širší než impulsy L , nabíjejí integrační kondenzátor na napětí $u > u_0$.



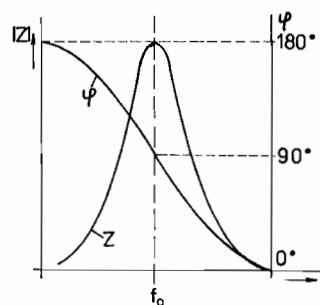
Obr. 2.38b. Časový diagram KD pro $f > f_0$

Snížením kmitočtu ($f < f_0$) se fázový posun obou signálů zvětšuje, výstupní impulsy H jsou užší než L (sníží se impulsní poměr) a nabíjejí tedy integrační kondenzátor na nižší napětí $u < u_0$ (obr. 2.38c).



Obr. 2.38c. Časový diagram KD pro $f < f_0$

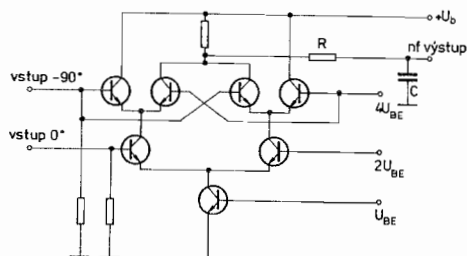
Fázový posun 90° získáváme na **fázovacím členu**. Může to být např. paralelní laděný obvod, jehož fázová charakteristika je uvedena na obr. 2.39. Celé zapojení tedy nejprve pomocí fázovacího členu převádí kmitočtovou modulaci na modulaci fázovou, která je následně v detektoru shody převedena na modulaci šířkou impulsů.



Obr. 2.39. Průběh fázového posunu na laděném obvodu LC

I když je popsán způsob detekce pomocí logických obvodů teoreticky možný, v mezifrekvenčních obvodech pro FM se nepoužívá a je

nahrazen obvodem tzv. „analogové násobičky“, jejíž základní zapojení je na obr. 2.40. Při detekci fázově posunutého signálu je její funkce shodná s již popsáním zapojením na obr. 2.37. Na výstupu se objeví



Obr. 2.40. Analogová násobička

impuls jen tehdy, je-li na vstupech 0° a 90° napětí shodné polarity. Integrovaní člen RC na výstupu je zároveň obvodem deefáze.

Zapojení analogové násobičky je výhodné též z toho důvodu, že je snadno využitelné jako synchronní demodulátor (dvojitě vyvážený směšovač) i při příjmu lineárně zpracovávaných signálů AM.

Při detekci kmitočtově modulovaných signálů má pro funkci koincidenčního detektoru dominantní význam **fázovací člen**, jehož fázová charakteristika již byla uvedena na obr. 2.39. Výstupní napětí detektoru závisí na impedanci mezi vstupy 0° a 90° , v podstatě tedy na jakosti Q obvodu. Vysokému Q bude odpovídat velká změna fáze v závislosti na kmitočtu i větší detekované napětí. S jakostí Q úzce souvisí zkreslení výsledného signálu, protože fázová charakteristika je na obou koncích nelineární. S rostoucím Q fázovacího obvodu roste tedy nejen výstupní detekované napětí, ale i nelinearita. Proto je při příjmu FM signálů s velkým zdvihem (VKV rozhlas) obvyklé šířit pásma a šířit fázové charakteristiky fázovacího obvodu uměle snižovat zatlumením paralelním odporem.

Další typickou vlastností je, že potlačení AM je maximální pouze ve středu fázové charakteristiky při kmitočtu f_0 . Na obě strany od středního kmitočtu se potlačení AM zmenšuje. I v tom je koincidenční detektor obdobný fázovému diskriminátoru. Stejně jako u fázového diskriminátoru je i pro funkci koincidenčního detektoru nutné do-

konale omezení signálu. Proto je vždy v mf integrovaných obvodech před detektor předřazen několikastupňový omezovací zesilovač.

Při úzkopásmové FM je žádoucí dosažení co nejvyššího Q fázovacího členu i za cenu určité nelinearity. Hlavní důraz je kladen na vysoký demodulační zisk G_b . Na některá možná řešení poukážeme při popisu praktických zapojení detektorů.

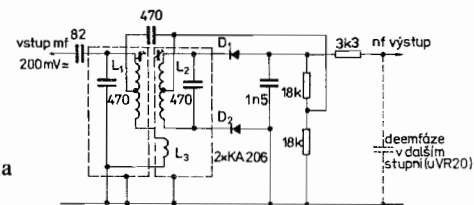
V dalším se zaměříme na základní zapojení detektorů snadno realizovatelná v amatérské praxi. U všech příkladů budou též uvedeny naměřené průběhy demodulačních charakteristik skutečných vzorků.

Detektory mf kmitočtu 465 kHz

V předchozích kapitolách byly uvedeny důvody, pro které při konstrukci přijímačů pro úzkopásmovou FM dáváme přednost dvojímu směšování, konverzi kmitočtu 10,7 MHz na mf kmitočty 465 kHz. Proto budou nejdříve uvedeny příklady detektorů tohoto kmitočtu.

Fázový diskriminátor Tesla

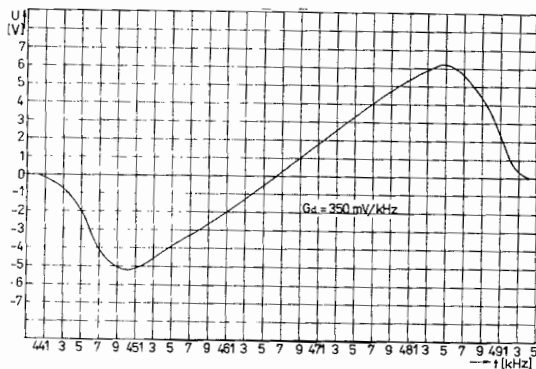
Fázový diskriminátor Tesla je typickým představitelem klasického demodulátoru úzkopásmové FM. S minimálními změnami byl používán ve všech radiostanicích řady VX a převzat i do radiostanice VR20. Zapojení tohoto osvědčeného demodulátoru je na obr. 2.41a.



Obr. 2.41a. Fázový diskriminátor Tesla VR20

Obě indukčnosti L_1 a L_2 jsou provedeny v hrníčkových jádrech se stínícím krytem, která jsou jednotná pro všechny obvody 465 kHz v radiostanicích. Z toho důvodu je nutné vzájemnou vazbu primárního a sekundárního obvodu realizovat pomocným vazebním vinutím L_3 . Funkce zcela odpovídá dříve uvedenému diskriminátoru na obr. 2.34. Dlouhodobá stabilita nastavení je dobrá. Demodulační charakteristika na obr. 2.41b byla sejmuta z obvodu, který byl 3 roky v nepřetrži-

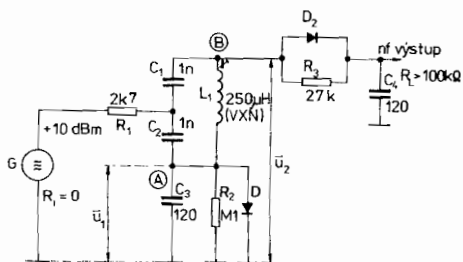
tém provozu. Měření starších diskriminátorů z řady VX dává výsledky prakticky shodné.



Obr. 2.41b. Demodulační charakteristika diskriminátoru VR20

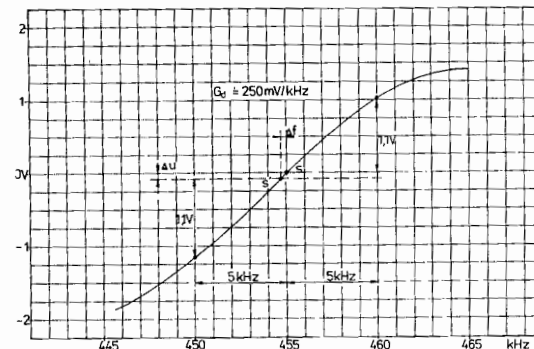
Nesymetrický fázový detektor

Zapojení tzv. „nesymetrického“ fázového detektoru uvedl v naší radioamatérské literatuře poprvé OK1VCW v [7]. Obecně tento detektor vyžaduje dodržení vysoké vstupní a zejména zatěžovací impedance. Optimalizované zapojení pro mf kmitočty 455 kHz na obr. 2.42a je přizpůsobeno výstupní impedanci IO A244D (asi 2,5 kΩ), takže detekované napětí je poněkud nižší. V každém případě navazující nízkofrekvenční zesilovač (včetně regulátoru hlasitosti) musí mít vysoký vstupní odpor. Jako u všech fázových detektorů se využívá součtu



Obr. 2.42a. „Nesymetrický“ fázový detektor

vektorů napětí \vec{u}_1 a \vec{u}_2 . Fázový posun v bodech A a B má však rozdílný průběh, takže výsledná demodulační charakteristika na obr. 2.42b je do jisté míry nesymetrická.



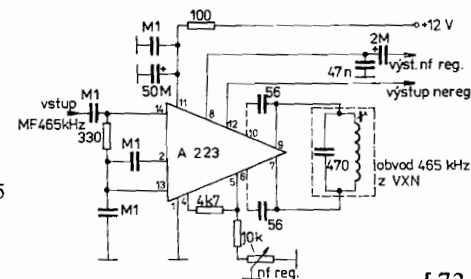
Obr. 2.42b. Kompenzovaná křivka detektoru ($R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 27 \text{ k}\Omega$)

Pro detektor jsou nevhodnější mf transformátory 465 kHz na hrníčkových jádrech (z VXN), jejichž činitel jakosti Q_M je asi 120. Stejně vyhoví i mf transformátory z rozhlasových přijímačů. Kondenzátor C_4 je určujícím prvkem deefáze.

Pro kmitočty 10,7 MHz se tento detektor nehodí, protože relativní Q obvodu s kmitočtem klesá a tím klesá i účinnost detektoru.

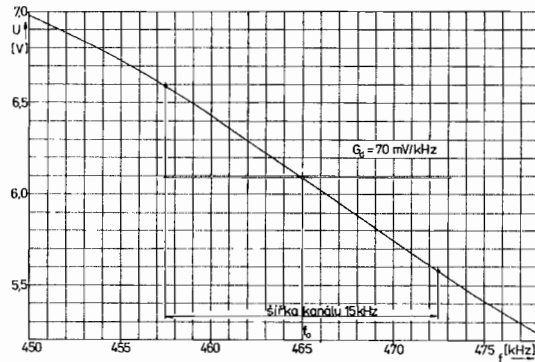
Koincidenční detektor 465 kHz s A223D

Běžně dostupný integrovaný obvod A223D umožňuje realizaci jednoduchého a kvalitního detektoru, jehož zapojení je uvedeno na obr. 2.43a. Hlavními výhodami A223D jsou vysoká stabilita, daná do-



Obr. 2.43a. Koincidenční detektor 465 kHz s A223D

konalým vnitřním referenčním zdrojem a relativně velké výstupní napětí demodulovaného nf signálu. V technice úzkopásmové FM je vhodnější než složitější A225D. Jako fázovací člen je použit mf obvod 465 kHz z VXN bez úprav. Demodulační charakteristika detektoru, snímaná na neregulovaném výstupu 12, je na obr. 2.43b. V kmitočto-



Obr. 2.43b. Křivka detektoru s A223D

vém rozsahu kanálu je křivka dokonale lineární. Pro zvýšení její strmosti jsou často v literatuře doporučovány přídavné kondenzátory (56 pF). Měřením bylo ověřeno, že neznamenají podstatný přínos.

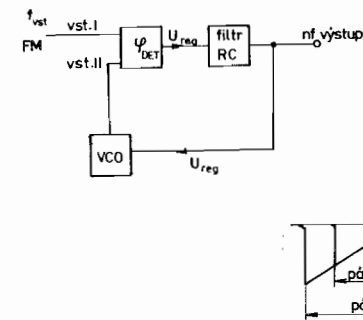
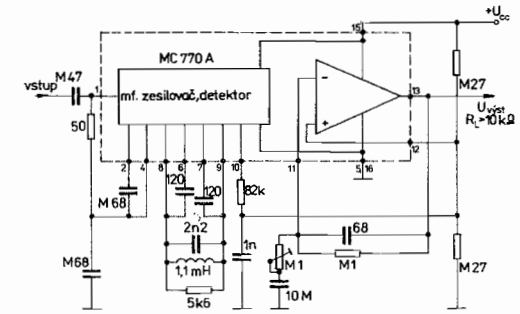
Koincidenční detektor s IO MCA770A

Tesla vyrábí speciální obvod MCA770A, určený pro úzkopásmovou FM a mezifrekvenční kmitočty v rozsahu 100 až 500 kHz. Doporučené zapojení demodulátoru s tímto obvodem je na obr. 2.44. Uvedené hodnoty součástek platí pro kmitočty 100 kHz. Výhodou obvodu je **zanedbatelná spotřeba** – asi 0,5 mA. Pro zkoušky nebyl obvod ještě k dispozici, takže nejsou uvedeny výsledky měření. Lze předpokládat, že nebudou příliš odlišné od jiných koincidenčních detektorů.

Demodulace signálu FM fázovým závěsem

K demodulaci signálu FM lze využít principu fázového závěsu.

Obr. 2.44. Detektor s MCA770A



Obr. 2.45. Detekce signálu FM fázovým závěsem

Skupinové schéma je na obr. 2.45. Změny napětí U_{reg} na výstupu fázového detektoru jsou přímo úměrné změnám fáze vstupního signálu. Tato závislost je v širokém rozsahu lineární, fázový závěs je tedy dokonalým převodníkem kmitočet – napětí. Při demodulaci signálu FM odpovídá střídavá složka na výstupu fázového detektoru přesně modulaci přiváděného signálu.

Časová konstanta filtru RC v obvodu regulační smyčky určuje šířku tzv. pásma synchronizace. U fázového závěsu s fázovým (nikoli fázově-frekvenčním) detektorem rozlišujeme ještě tzv. **pásmo zachycení** synchronizace, které je vždy užší než **pásmo držení** synchronizace. V případě demodulace FM má být šířka pásma zachycení větší než šířka zpracovávaného kanálu.

Napětím řízený oscilátor VCO může být v klasickém LC provedení, řízený varikapem. Častěji se však setkáváme s VCO ve formě napětím

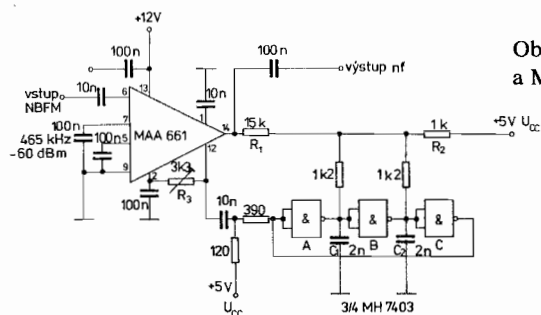
řízeného oscilátoru RC (napětím řízeného multivibrátoru). Jeho významnou vlastností je lineární závislost kmitočtu na řídicím napětí v širokém rozsahu přeladění.

Fázový detektor je v technice fázových závěsů též označován jako **fázový komparátor**.

Stejně jako ostatní již uvedené fázové demodulátory vyžaduje i demodulátor s fázovým závěsem dokonalé amplitudové omezení zpracovávaného signálu.

Demodulátor FM s IO MAA661 a MH7403

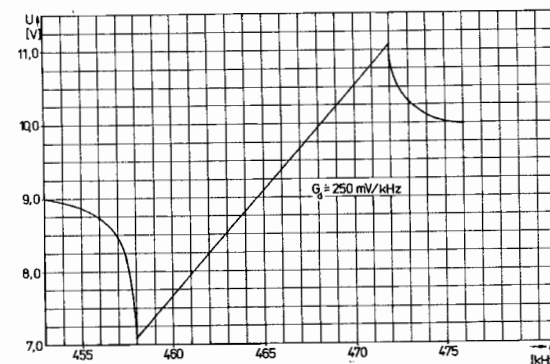
Pracuje na principu fázového závěsu. Původní zapojení, uveřejněné v [8], bylo určeno pro mf kmitočet 10,7 MHz a pro detekci úzkopásmové FM není vhodné. Má však velmi dobré vlastnosti při mf kmitočtu 465 kHz, kde lze optimálně nastavit tvar a zejména šířku demodulační charakteristiky. Upravené zapojení je na obr. 2.46a. Napětím řízený multivibrátor je tvořen třemi hradly MH7403, závislost kmitoč-



Obr. 2.46a. Detektor s IO MAA661 a MH7403

tu na řídicím napětí je lineární. Impulsní poměr je v tomto případě blízký 1:1, střední kmitočet multivibrátoru je určen kondenzátory C_1 a C_2 , které je v praxi vhodné složit z více paralelních kusů, případně doplnit trimry. Šířka pásma držení je závislá na poměru odporů $R_1 : R_2$. S rostoucím poměrem $R_1 : R_2$ se pásmo držení synchronizace zužuje, se zmenšujícím rozšiřuje. Jako fázový komparátor je použit vnitřní koincidenční detektor MAA661. Filtr regulační smyčky je vytvořen z vnitřních odporů integrovaného obvodu a vnějšího konden-

zátoru C_3 , kterým se též upravuje deefáze. Výsledná demodulační charakteristika je na obr. 2.46b. Za pozornost stojí vysoké demodulované napětí a dobrá linearita křivky v pracovní oblasti.



Obr. 2.46b. Křivka detektoru s MAA661 a MH7403

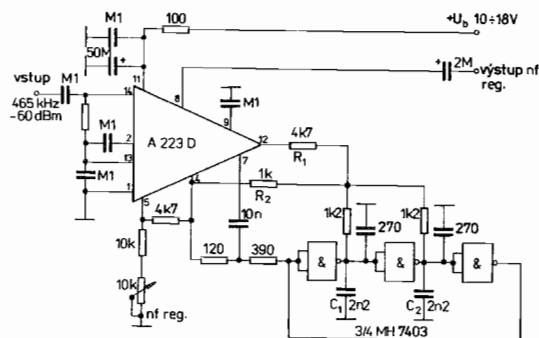
Nastavení demodulátoru je poměrně obtížné. Nejlépe je kmitočet napětím řízeného multivibrátoru sledovat na výstupu hradla C čítačem. Se změnou šířky synchronní oblasti se mění i střední kmitočet multivibrátoru a je nutné nové doladění kondenzátory C_1 a C_2 . Pro dosažení co nejlepšího odstupu s/\bar{s} je vhodné nesymetrii MAA661 vyvážit potenciometrickým trimrem R_3 (omezení fázových šumů). I toto nastavení má vliv na střední kmitočet multivibrátoru. Vzhledem k relativně úzké oblasti synchronizace je nutné i při nízkém kmitočtu 465 kHz uvážit vlivy na stabilitu a použít kvalitní kondenzátory i rezistory.

Pro funkci demodulátoru je velmi důležitá velmi dobrá stabilizace obou napájecích napětí 5 i 12 V.

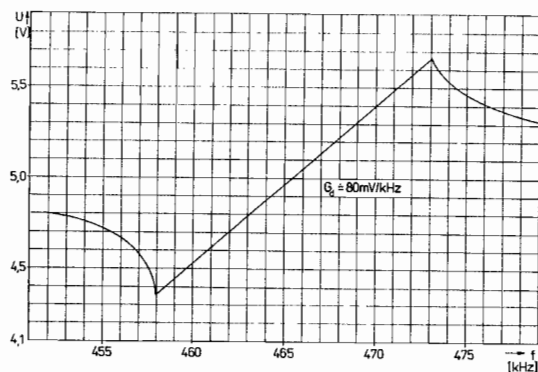
Detektor s A223D a MH7403

Tento detektor je modifikací předchozího zapojení, od něhož se funkčně neliší. Využívá však výhodných vlastností obvodu A223D, zejména jeho vynikající stability a symetrie. Schéma zapojení je na

obr. 2.47a, demodulační charakteristika na obr. 2.47b má oproti MAA661 poněkud menší strmost, což je dáno vlastnostmi A223D. Proto se mění i hodnoty některých součástek. Za předpokladu kvalitních součástek je i stabilita velmi dobrá.



Obr. 2.47a. Detektor s A223D a MH7403

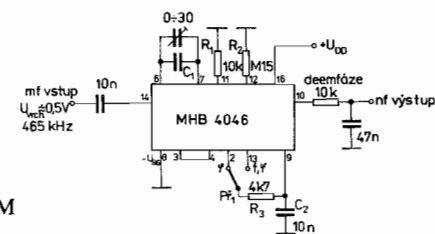


Obr. 2.47b. Křivka detektoru s A223D a MH7403

Demodulátor s integrovaným obvodem MHB4046

Tento obvod, zhotovený technologií CMOS, je mnohostranně využitelný a mimo jiné umožňuje snad nejjednodušší možnou konstrukci

ci detektoru FM v oblasti nižších kmitočtů. Schéma zapojení je na obr. 2.48a.



Obr. 2.48a. Detektor úzkopásmové FM s MHB4046

Nastavení detektoru je jednoduché. Jde v podstatě o naladění vnitřního, napětím řízeného multivibrátoru na střední kmitočet FM signálu – v našem případě tedy na 465 kHz. Nastavovaný kmitočet kontrolujeme čítačem na vývodu 4. Vývod 9 odpojíme od rezistoru R_3 a kondenzátoru C_2 a přivedeme na něj poloviční napájecí napětí, např. z odporového děliče ze dvou rezistorů stejných hodnot. Polovičnímu napětí $U_{DD}/2$ odpovídá i střední kmitočet multivibrátoru. Hodnota kondenzátoru C_1 je závislá na napájecím napětí. Jemné doladění kmitočtu se provede kapacitním trimrem 30 pF. Po nastavení kmitočtu připojíme vývod 9 zpět na R_3 a C_2 .

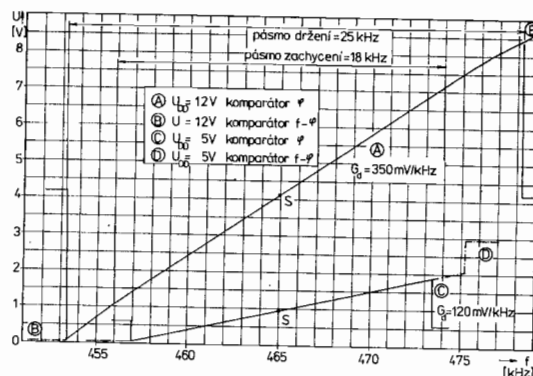
Podle potřeby můžeme volit buď provoz s fázově-kmitočtovým detektorem (přepnutím filtru na vývod 13), nebo fázovým komparátorem (filtr přepnut na vývod 2).

Fázově-kmitočtový detektor se fázově zavěšuje v celé šířce přijímaného kanálu.

Fázový detektor použijeme při příjmu signálů s vyšším obsahem šumu, je však více citlivý na kmitočtovou přesnost. Při nepřesném nastavení kmitočtu dochází vlivem rozpadávání a opětovného zachycování regulační smyčky ke zkresení detekovaného signálu.

Naměřené demodulační charakteristiky detektoru jsou na obr. 2.48b. Pásmo držení bylo pro kanál úzkopásmové FM stanoveno s rezervou na 25 kHz, pásmo zachycení je dáno filtrem regulační smyčky R_3, C_2 . Zvětšováním časové konstanty filtru se pásmo zachycení zužuje. Pásmo držení (odpovídá přeladění řízeného multivibrátoru, neboli ofsetu) se nastavuje poměrem odporů $R_2:R_1$, který bylo nutno doladit experimentálně.

Z obr. 2.48b je zřejmý vliv napájecího napětí na strmost demodulační charakteristiky.



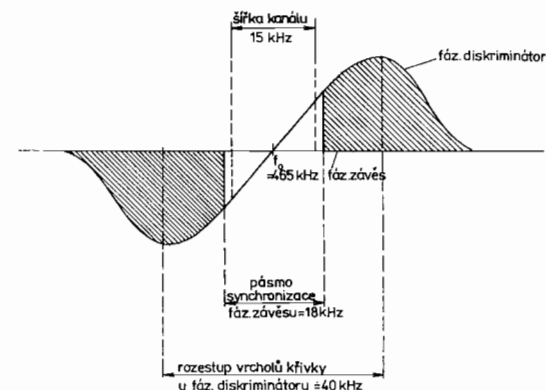
Obr. 2.48b. Křivka detektoru s MHB4046

Vždy je nutné použít stabilní napájecí napětí, kvalitní, teplotně nezávislé rezistory a kondenzátory, jinak výsledek nebude odpovídat vynaložené námaze. Toto platí o všech fázových závěsech, u nichž je kmitočet určen prvky R , C .

O obvodu pro fázový závěs MHB4046 lze najít dostatek informací v [9].

Porovnání demodulátorů s fázovým závěsem s fázovými detektory

Demodulátory FM na principu fázových detektorů (mezi které můžeme počítat i koincidenční detektor) se vyznačují relativně širokou demodulační charakteristikou vzhledem k šířce zpracovávaného kanálu. Vrcholy demodulační charakteristiky jsou zaobleny a její okrajové části se vracejí k nulové hodnotě napětí jen povlnově (obr. 2.49). Části charakteristiky přesahující šířku kanálu se na zpracování užitečného signálu nijak nepodílejí, detekují však šum vzniklý činností širokopásmového zesilovače, umístěného mezi filtrem soustředěné selektivity a demodulátorem.



Obr. 2.49. Porovnání demodulačních charakteristik fázového diskriminátoru a demodulátoru s fázovým závěsem

U detektoru s fázovým závěsem můžeme upravit šířku pásma synchronizace tak, že jen nepatrně přesahuje šířku zpracovávaného kanálu. Přitom je celá demodulační charakteristika vysoce lineární a její tvar se blíží idealizované křivce na obr. 2.33. Okrajové části demodulační charakteristiky jsou „odříznuty“ a postranní šumová pásma nejsou tudíž detekována. Fázový závěs je pro daný kanál selektivní a přispívá k celkové selektivitě, zvyšují se ovšem nároky na kmitočtovou přesnost.

Proto se demodulátory s fázovým závěsem (oproti běžným fázovým detektorům) vyznačují zlepšeným poměrem demodulovaného nf signálu k šumu. Toto zlepšení činí zhruba 3 dB.

Demodulátory úzkopásmové FM na kmitočtu 10,7 MHz

Se stoupajícím kmitočtem klesá relativní Q obvodů LC, takže na mf kmitočtu 10,7 MHz je demodulační charakteristika široká a demodulační strmost je pouze několik mV/kHz. Zvýšení jakosti Q je možno dosáhnout zařazením krystalu do obvodu detektoru.

Krystal s připojenými reaktančními prvky L a C představuje ob-

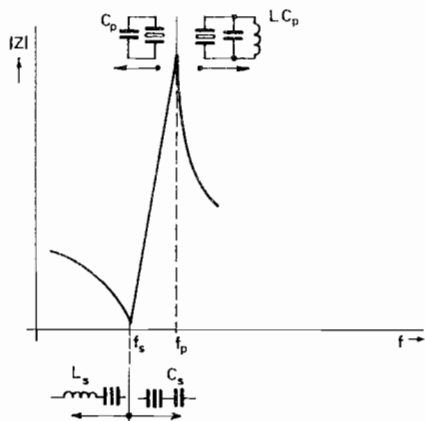
dobně jako v případě VCXO impedančně značně složitý útvar. Průběh fázové charakteristiky vykazuje několik ostrých zlomů, daných existencí dvojí rezonance f_s a f_p . Výpočet složeného obvodu je obtížný a vyžaduje přesnou znalost všech prvků náhradního schématu krystalu.

Vzájemný vliv krystalu a obvodů LC se projevuje v zásadě dvěma způsoby:

a) obvod LC působí na fázovou charakteristiku krystalu. Krystal je zde určujícím prvkem a demodulační charakteristika se vytvoří na jmenovitém kmitočtu krystalu (nebo v jeho bezprostředním okolí);

b) dominujícím prvkem je obvod LC, jehož fázová charakteristika je ovlivněna krystalem. Demodulační charakteristika požadovaných vlastností se vytvoří v relativně značném kmitočtovém odstupu od jmenovitého kmitočtu krystalu.

Na obr. 2.50 si zopakujeme vliv reaktančních prvků na průběh absolutní impedance krystalu. Mezi body f_s a f_p lze krystal ovlivňovat minimálně. V oblasti nad f_p působí paralelní laděný obvod (obdoba oscilátoru TPTG), pod f_s sériová indukčnost.

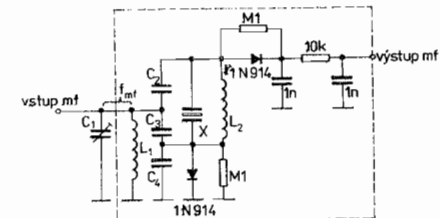


Obr. 2.50. Průběh impedance krystalu

Skutečná zapojení diskriminátorů s krystaly nejsou nijak komplikovaná. Na následujících příkladech si ukážeme vliv vzájemného působení krystalu a prvků LC s poukazem na možné experimentální řešení.

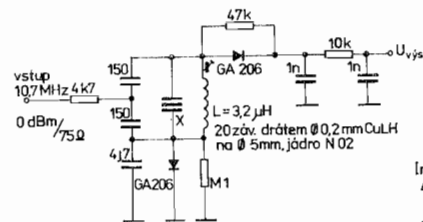
Paralelní krystalový diskriminátor

Zapojení na obr. 2.51 bylo převzato z [10]. V původním pramenu nebyly uvedeny hodnoty součástek. Jde o modifikaci nesymetrického

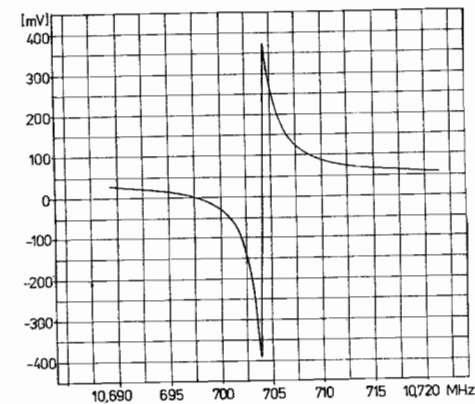


Obr. 2.51. Krystalový diskriminátor

fázového detektoru podle obr. 2.42a. Obvod $L_1 C_1$ je výstupním obvodem omezovacího zesilovače a ladí se na maximální amplitudu mf signálu. V měřicím zapojení na obr. 2.52 byl tento obvod vypuštěn a nahrazen rezistorem o hodnotě 4,7 kΩ. Pro ověřování byl zvolen krystal z filtru PKF 10,7 MHz – 15A, a to z kmitočtově vyššího páru. Prvky náhradního zapojení tohoto krystalu jsou též uvedeny na obr. 2.52a.



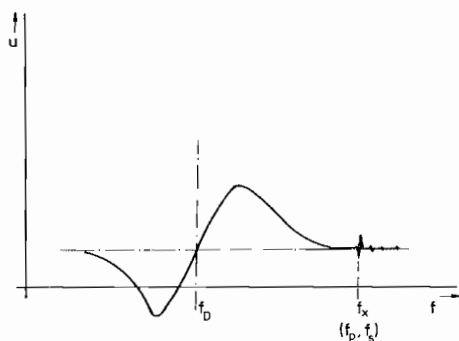
Obr. 2.52a. Měřicí zapojení paralelního krystalového diskriminátoru



Obr. 2.52b. Krystal X v paralelním měřicím zapojení

Naladíme-li paralelní obvod LC pomocí šroubového jádra přesně na kmitočet krystalu, vznikne demodulační charakteristika znázorněná na obr. 2.52b. Rozdíl mezi vrcholy křivky je pouze 0,5 kHz. To odpovídá výše uvedenému bodu a), kdy je fázová charakteristika krystalu ovlivňována obvodem LC, a to pouze v malých mezích.

Zajímavější je však druhý případ. Ladíme-li obvod šroubovým jádrem směrem k vyšším kmitočtům (jádro vyšroubováváno), začne se pod jmenovitým kmitočtem krystalu f_s objevovat typická demodulační křivka tvaru „S“ o vhodné šířce. Přitom je původní křivka na kmitočtu krystalu včetně nežádoucích rezonancí téměř zcela potlačena. Tento průběh je znázorněn na obr. 2.53 a odpovídá výše uvedenému bodu b), kdy je fázová charakteristika obvodu LC ovlivněna kmitočtově blízkým krystalem.

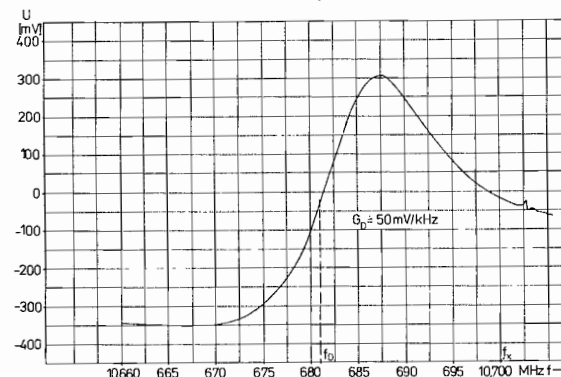


Obr. 2.53. Křivka „S“ pod jmenovitým kmitočtem krystalu

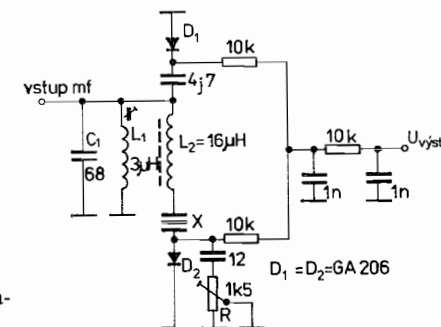
Výsledky podrobného proměření takto získané křivky jsou na obr. 2.54. Střed demodulační charakteristiky f_D je 20 kHz pod kmitočtem sériové rezonance f_s krystalu. Při použití krystalů s větší statickou kapacitou C_0 (např. z RM31) se tento kmitočtový odstup ještě zvětšuje (až na 40 kHz). Pro praktické použití je nutno střed diskriminátoru f_D posunout do absolutní polohy 10,7 MHz zvýšením vlastního kmitočtu krystalu některou ze známých metod.

Sériový krystalový diskriminátor

Zapojení, převzaté z [11], je na obr. 2.55. Využívá ovlivňování krystalu sériovou indukčností v oblasti pod f_s (viz obr. 2.50). Vstupní ladě-

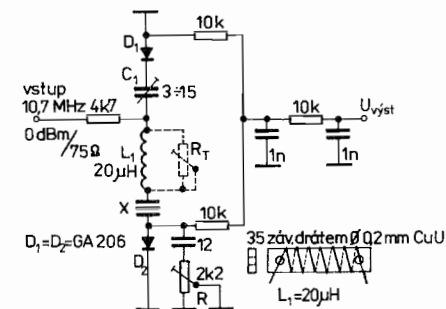


Obr. 2.54. Křivka diskriminátoru pod kmitočtem krystalu



Obr. 2.55. Sériový krystalový diskriminátor

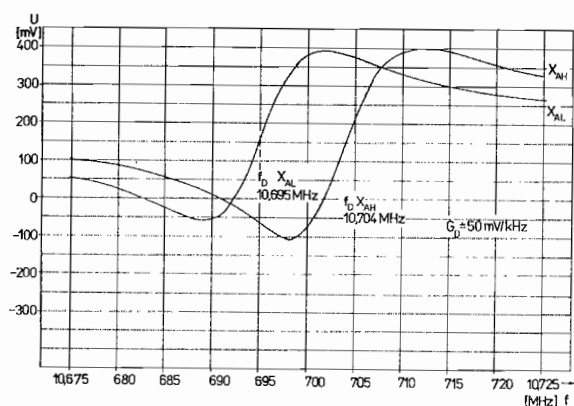
Obr. 2.56a. Měřicí zapojení sériového diskriminátoru



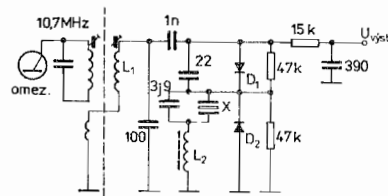
ný obvod $L_1 C_1$ je laděn na maximum signálu 10,7 MHz. Pro ověřování bylo zvoleno měřicí zapojení na obr. 2.56a.

Diskriminátor pracuje s nízkými impedancemi (náhradní odpor krystalu R , je při sériové rezonanci pouze 20Ω). Proto je obtížná volba činitele jakosti Q sériové indukčnosti L_1 , spočívající zejména ve volbě materiálu jádra. Činitel Q nemá být příliš vysoký a je možné ho snížit paralelním tlumivým rezistorem R_r (na obr. vyčárkováno).

Jako vhodné řešení se ukázalo použití odrušovací tlumivky z „PI-KO“ vláček, jak je naznačeno ve schématu. Změny způsobené nastavením kapacitního trimru C_1 jsou nevýrazné a v praxi lze trimr nahradit pevným kondenzátorem $6,8 \text{ pF}$. Potenciometrickým trimrem R lze střed křivky posouvat v rozmezí $\pm 1,5 \text{ kHz}$.



Obr. 2.56b. Křivky „S“ sériového diskriminátoru



Obr. 2.57. Sériový diskriminátor Stornophone 500

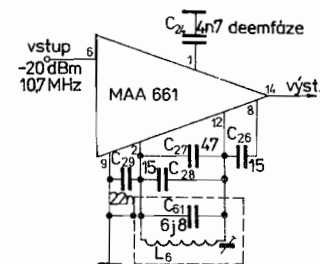
Výsledky měření jsou na obr. 2.56b. Byl ověřován „horní“ i „dolní“ krystal z filtru PKF 10,7 MHz – 15A. Šířky demodulačních křivek přibližně odpovídají šířce kanálu. Dotážení středů křivek do absolutní polohy 10,7 MHz vyžaduje jen malý posun kmitočtu krystalů.

Na obr. 2.57 je jako příklad uvedeno sympatické uspořádání sériového diskriminátoru z radiostanice Stornophone 500.

Práce se velice urychlí při použití alespoň jednoduchého rozmitače kmitočtu. Rozmitání je nutno volit co nejpomalejší, což je v případě krystalů běžná zásada.

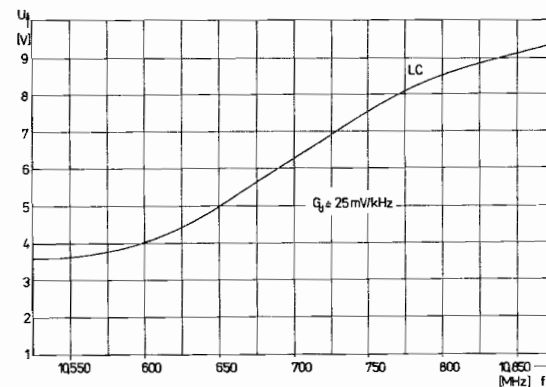
Krystal ve fázovacím obvodu koincidenčního detektoru

Ani u koincidenčního detektoru nelze dosáhnout vyhovující strmosti demodulační charakteristiky na kmitočtu 10,7 MHz, je-li fázovací obvod složen pouze z prvků L, C . Jako příklad poslouží detektor transceivru „Boubín“, jehož skutečné provedení je na obr. 2.58a a změřená demodulační charakteristika na obr. 2.58b.



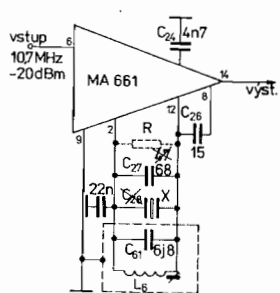
Obr. 2.58a. Koincidenční detektor v transceivru „Boubín“

Obr. 2.58b. Původní demodulační charakteristika transceivru „Boubín“

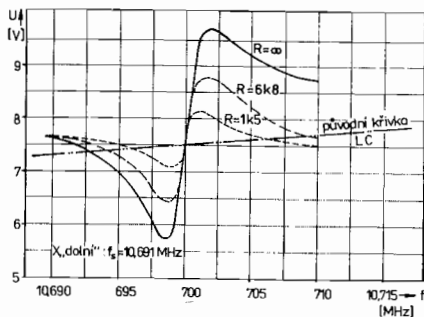


O zlepšení vlastností detektoru je možné se pokusit použitím krystalu. Úprava fázovacího členu podle OK1ACO je na obr. 2.59a. Kondenzátor C_{27} (47 pF) se nahradí hodnotou 68 pF , C_{28} se vypustí a na jeho místo se zapojí krystal z filtru PKF 10,7 MHz – 15A, a to dolní s $f_s = 10,691 \text{ MHz}$. Jádrem L_6 se nastaví střed demodulační charakteristiky na kmitočet 10,7 MHz. Výsledky měření jsou uvedeny na

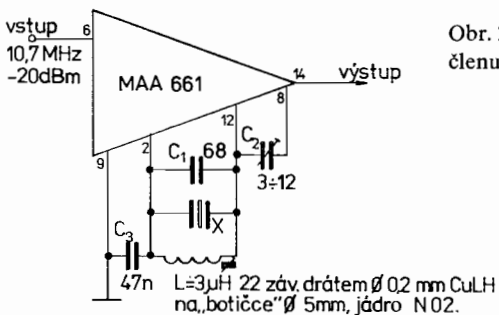
obr. 2.59b. Lineární je pouze střední část křivky, široká asi 3 kHz. Paralelní rezistor R má vliv pouze na velikost výstupního napětí, nikoliv na rozstup vrcholů demodulační charakteristiky. Je logické, že zkreslení se projeví především při příjmu signálu FM s plným zdvihem, při praktickém poslechu však nepůsobí příliš rušivě. Demodulovaný nf signál má charakter signálu z kompresoru dynamiky. Popsaná úprava se projeví jako zřetelné zvýšení citlivosti celé přijímací části transceivru. Velice důležité je, že není nutno upravovat kmitočet krystalu.



Obr. 2.59a. Úprava detektoru Boubín podle OKIACO



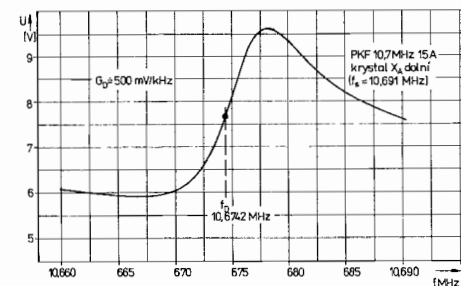
Obr. 2.59b. Křivka detektoru podle obr. 2.59a



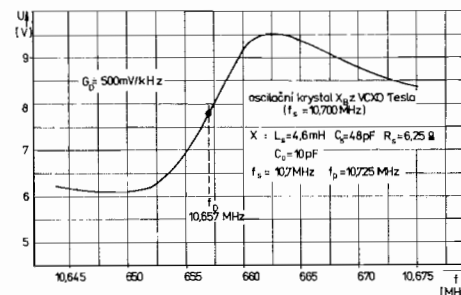
Obr. 2.60a. Měřící zapojení fázovacího členu

Výsledky výše uvedené úpravy daly podnět k podrobnému ověření fázovacího obvodu s krystalem v měřícím zapojení na obr. 2.60a. Za-

Obr. 2.60b. Křivka pod jmenovitým kmitočtem krystalu



Obr. 2.60c. Křivka pod jmenovitým kmitočtem krystalu



pojení se v podstatě shoduje s obr. 2.59a, pouze indukčnost byla provozována z důvodů operativnosti bez krytu. Základní myšlenka vychází z úvahy, že funkce fázového diskriminátoru a koincidenčního detektoru je ve své podstatě shodná (viz fázové charakteristiky).

Krystal v paralelně zapojeném fázovacím členu se tedy ve svém důsledku musí projevit stejně jako u paralelního diodového diskriminátoru, jehož demodulační charakteristika byla znázorněna na obr. 2.53 a 2.54.

Tento předpoklad byl potvrzen měřením. Křivka na obr. 2.60b odpovídá „dolnímu“ krystalu z filtru PKF 10,7 MHz – 15A. Hodnoty náhradního zapojení tohoto krystalu již byly uvedeny na obr. 2.52a. Křivka se opět projeví při vyšroubovávání jádra z kostičky, tedy při přeladování obvodu směrem k vyšším kmitočtům. Střed demodulační charakteristiky f_d je 25 kHz pod požadovaným kmitočtem 10,7 MHz. Celou křivku je nutno posunout úpravou kmitočtu krystalu.

Ještě širší demodulační charakteristiku lze získat v uvedeném zapo-

jení s krystalem s větší statickou kapacitou elektrod C_0 . Křivka na obr. 2.60c byla naměřena pro krystal z VCXO Tesla. Hodnoty náhradního zapojení tohoto krystalu jsou taktéž uvedeny na obr. 2.60c. V tomto případě klesá střed demodulační charakteristiky o 43 kHz pod požadovaný kmitočet 10,7 MHz.

Využití sériové rezonance v obvodech koincidenčních demodulátorů není možné, protože fázovací obvod mezi vstupy 0° a 90° detektoru musí vždy představovat vysokou impedanci.

Zhodnocení demodulátorů FM s krystaly

Z uvedených výsledků měření můžeme učinit následující závěry:

a) demodulační charakteristika požadovaného tvaru se vždy projeví v určitém kmitočtovém odstupu pod jmenovitým kmitočtem krystalu. Křivky vyladěné na jmenovitém kmitočtu jsou pouze obrazem impedanční závislosti krystalu na kmitočtu a pro demodulaci úzkopásmové FM se zpravidla nehodí;

b) vliv ladění indukčností na posun a tvar demodulačních křivek je značný. Z toho můžeme usuzovat na snížení celkové stability detektorů. Problematickým se zde ukazuje použití feritových materiálů, lepší jsou, stejně jako u oscilátorů, prášková jádra (karbonylová Fonox, hmota C5). V každém případě je nutné pečlivé zajištění nastavených šroubových jader a lze doporučit i teplotní kompenzaci obvodů obdobně jako u oscilátorů LC;

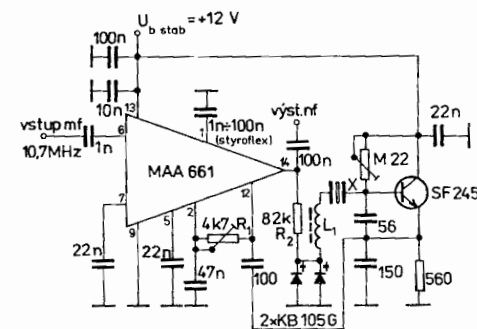
c) pro předběžné nastavení demodulačních charakteristik je vždy vhodný rozmítač kmitočtu. Výběr krystalů je v amatérských podmínkách omezený a je nutno počítat s jejich kmitočtovou úpravou.

Demodulátor FM s VCXO ve smyčce fázového závěsu

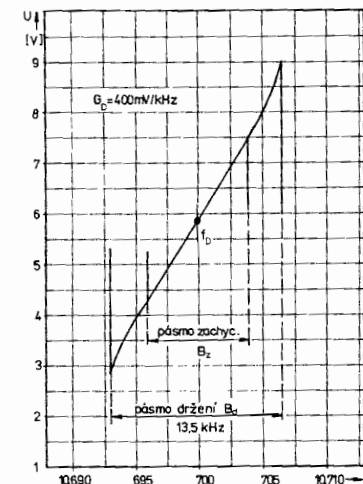
Zapojení tohoto demodulátoru je na obr. 2.61a. Pro nastavení lze doporučit následující postup:

a) rezistor R_2 odpojíme od vývodu 14 IO a připojíme na pomocné předpětí, regulované v rozsahu 2 až 12 V. Změnou sériové indukčnosti L_1 nastavíme pro daný rozsah předpětí co možno největší rozladění krystalu. Krystaly z filtrů nejsou vhodné, lepší jsou oscilační krystaly s větší kapacitou elektrod C_0 . Zapojení bylo ověřováno s krystalem, jehož hodnoty náhradního schématu jsou uvedeny na obr. 2.60c.

Obr. 2.61a. Detekce fázovým závěsem s VCXO



Obr. 2.61b. Křivka demodulátoru s fázovým závěsem a VCXO



Dobrych výsledků lze dosáhnout s typy RM31 (např. A4005), vyžadují však zpravidla velký posun jmenovitého kmitočtu. I to bylo ověřeno (viz kapitola „Krystaly v amatérské praxi“) a v některých případech, především při aplikaci výprodejních bilitických filtrů s šířkou pásma 10 kHz, pracuje i mf zesilovač s jiným mf kmitočtem než 10,7 MHz;

b) po nastavení VCXO připojíme rezistor R_2 zpět na vývod 14 IO. Na vstup 6 IO se přivede signál z rozmítače, výslednou demodulační charakteristiku snímáme na vývodu 14. V této fázi nastavení se provede ještě poslední korekce šířky modulační charakteristiky sériovou in-

dukčností L_1 . Důležitým úkonem je vyvážení MAA661 potenciometrickým trimrem R_1 . Na závěr měření se přesně bod po bodu vynese celá demodulační charakteristika. Výsledky měření jsou na obr. 2.61b.

Volbou hodnoty C_1 ovlivňujeme šířku pásma zachycení synchronizace fázového závěsu. Pro signály s větším obsahem šumu volíme užší pásmo zachycení (větší C_1), pro silné signály s velkým zdvihem pásmo zachycení rozšíříme (menší C_1). Ideální je možnost přepínání kondenzátorů podle potřeb provozu.

Na závěr části o přímé detekci úzkopásmové FM na mf kmitočtu 10,7 MHz je nezbytné ještě jednou zdůraznit, že přechod na kmitočet 465 kHz pomocí druhého směšování přináší často méně technických komplikací. Detekci na kmitočtu 10,7 MHz použijeme v tom případě, jedná-li se o vylepšení stávajícího zařízení, ve kterém už nezbyvá příliš prostoru na rozsáhlejší úpravy.

Detekce na vysokém mf kmitočtu je též vhodná u transceivrů pro všechny druhy provozu (CW, SSB, FM).

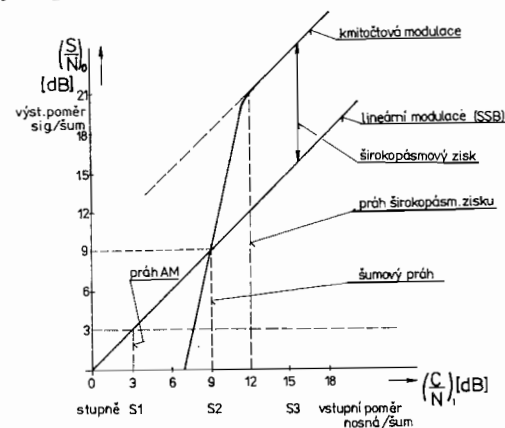
Umlčovače šumu

Umlčovače šumu jsou standardní výbavou každého přijímače pro kmitočtovou modulaci. Tento důležitý prvek postrádají pouze jednoduchá zařízení nejnižší jakostní třídy. Umlčovače šumu jsou často označovány zkratkou SQ (z angl. squelch). Úkolem umlčovače je uzavření nf zesilovače, pokud přijímač nepřijímá signál vysílače a na výstupu detektoru je přítomen pouze šum. Pro vysvětlení funkce umlčovače je nutné nejdříve objasnit chování přijímače v oblasti šumového prahu.

Šumový práh

V teoretické části bylo uvedeno, že závislost poměru signál/šum na úrovni nosné není u přijímačů FM lineární jako v případě zpracování signálu AM. Chování přijímače posuzujeme podle odstupů signálu od šumu na výstupu přijímače (jde o poměr výkonů), který uvažuje-

me jako funkci odstupů nosné od šumu. Odstup nosné od šumu měříme od vstupu omezovače. Pro chování přijímače jsou charakteristické dva prahy. První se nazývá **šumový práh**. Při tomto prahu dosahuje nosná U_c takové úrovně, při které utichá šum na výstupu přijímače. Zvětšíme-li nosnou o několik decibelů nad úroveň šumového prahu, dosáhneme druhého prahu, který nazýváme **prahem plného širokopásmového zisku**. Od tohoto prahu se odstup signálu od šumu na výstupu přijímače zvětšuje lineárně se zvětšováním odstupů nosné od šumu na vstupu. Použitím kmitočtové (obecně fázové) modulace tedy získáme lepší odstup signálu od šumu proti lineární modulaci. Chování přijímače i všechny pojmy objasňuje obr. 2.62, ze kterého je patrné, že k odstupňování jednotlivých prahů dochází asi po 3 dB. V úvodní



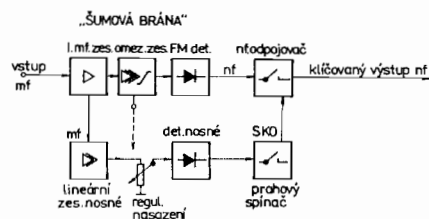
Obr. 2.62. Šumové vlastnosti přijímače FM

teoretické části jsme proto hovořili o tzv. **pravidle tří decibelů**. Dále též vyobrazená závislost dokumentuje nesmyslnost udávání reportů při převáděčovém provozu způsobem vžitým na KV (59+ apod.). Stupeň S3 a S9 je sluchem již nesnadno rozlišitelný, neboť výstupní poměr signál/šum je v obou případech lepší než 20 dB.

Uvedených skutečností můžeme využít pro řízení umlčovače šumu. V zásadě se nabízejí dva způsoby, a to řízení umlčovače detekcí **nosné vlny** a řízení **energií šumu** na výstupu demodulátoru přijímače.

Řízení umlčovače detekcí nosné vlny

Skupinové schéma zapojení při řízení umlčovače šumu detekcí nosné vlny je na obr. 2.63. Pro řízení umlčovače se používá pomocné ze-



Obr. 2.63. Umlčovač šumu řízený úrovní nosné vlny

silovací cesty odbočené před omezovacím zesilovačem. Nosná vlna je detekována a získaným stejnosměrným napětím je ovládán prahový spínač (zpravidla Schmittův klopný obvod) a posléze odpojovač nf signálu. V podstatě shodný princip je použit u známého IO A225D, kde se pro řízení umlčovače využívá druhotně napětí pro indikátor síly signálu (S-metr). Zapojení bývá někdy označováno jako „šumová brána“ a je vhodné především pro stacionární příjem kmitočtově modulovaného rozhlasu, u něhož lze počítat s minimálním nebo alespoň povlnným únikem. Proto je např. zmíněný obvod A225D určen především pro „stolní“ provedení rozhlasových přijímačů, pro něž má své opodstatnění a řadu nesporných výhod.

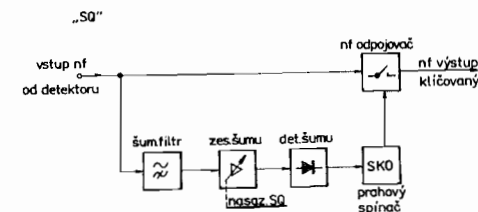
Řízení umlčovače energií šumu

V případech, kdy je nutno počítat s rychlým či střídavým únikem signálu, se nabízí druhý způsob řízení umlčovače energií šumu. Tato metoda je vhodná především pro provoz mobilních nebo přenosných zařízení a v případě úzkopásmové FM se používá výlučně jak u profesionálních, tak i amatérských radiostanic.

Řízení umlčovače energií šumu má daleko vyšší účinnost oproti řízení nosnou, protože regulační křivka, podle které je odvozeno, má podstatně vyšší strmost. Z obr. 2.62 je zřejmé, že změna poměru sig-

nál/šum na vstupu přijímače o 6 dB vyvolá změnu výstupního poměru s/\bar{s} asi o 20 db.

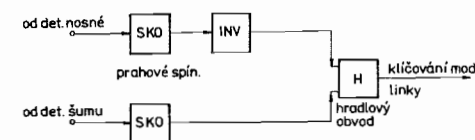
Skupinové schéma umlčovače řízeného energií šumu je na obr. 2.64. Využívá se zde jevu, že šumový signál obsahuje především vyšší kmitočty akustického pásma, které v přenášeném nf signálu nejsou (nebo nemají být) vůbec zastoupeny.



Obr. 2.64. Umlčovač šumu řízený energií šumu

Nf signál se proto za detektorem rozděluje na cestu přímou, klíčovanou nf odpojovačem, a na cestu šumovou. Šumová cesta je odbočena šumovým filtrem, který propustí pouze kmitočty vyšší než asi 5 kHz. Šumový signál je dále zesilován zesilovačem šumu, který šum zesílí natolik, aby stejnosměrné napětí vzniklé po usměrnění bylo dostatečné pro jednoznačnou funkci prahového spínače, ovládajícího nf odpojovač. Nasazení umlčovače se řídí zesílením zesilovače šumu.

Třetí způsob umlčování šumu v sobě sdružuje oba předchozí. Výstupní informace z detektoru nosné a detektoru šumu jsou vedeny přes hradlovací obvod, který klíčuje modulační cestu. Někdy se používá v převáděcích (obr. 2.65).

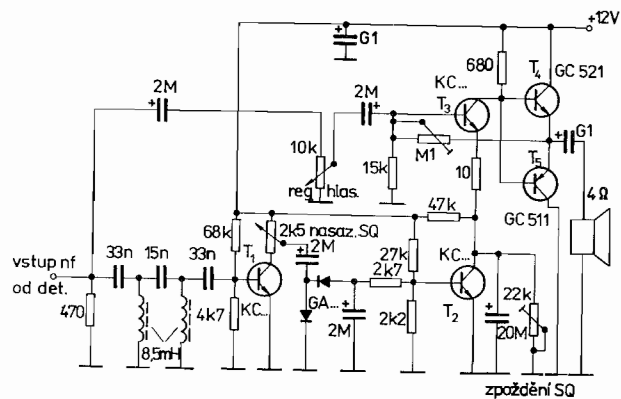


Obr. 2.65. Sdružený umlčovač

Řízení umlčovačů energií šumu je závislé na citlivosti (a šumovém čísle) daného přijímače. Proto se v technických podmínkách vždy udává citlivost přijímače bez umlčovače a se zapnutým umlčovačem. Je-li rozdíl mezi oběma hodnotami minimální a nepřekročí 3 dB vstupní úrovně, lze hovořit o bezchybné funkci umlčovače.

Dále uvedeme několik praktických příkladů umlčovačů řízených energií šumu.

Obecným a dnes již klasickým zapojením je umlčovač šumu z radiostanic řady VX na obr. 2.66. Šumový filtr je řešen jako horní propust s hraničním kmitočtem asi 10 kHz, následuje zesilovač šumu s tranzistorem T_1 . Detekované šumové napětí řídí spínač T_2 , který spí-

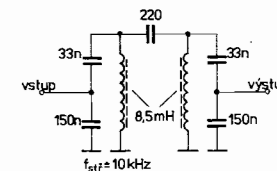


Obr. 2.66. Umlčovač šumu s horní propustí

ná budič koncového nf stupně. Potenciometrem „zpoždění SQ“ se nastavuje určitá časová hystereze, výhodná zejména při mobilním provozu. Podmínkou funkce je dostatečné výstupní napětí z diskriminátoru (jak užitečného signálu, tak šumu), svůj vliv má i deemfáze signálu. Při malém napětí bude i detekované napětí za diodami nedostatečné pro ovládání spínače T_2 a umlčovač nebude pracovat. V takovém případě je třeba zvýšit zesílení zesilovače šumu přidáním dalšího stupně.

Jednou z příčin negativně působících na funkci umlčovače tohoto typu je pronikání zbytku mf kmitočtu 465 kHz (případně 600 kHz) do šumového zesilovače. To je obvykle způsobeno nedokonalým vyvážením demodulátoru a zpravidla se s tímto úkazem setkáme při aplikaci IO MAA661, který stabilitou symetrie nijak nevyniká. Vstupní filtr ve formě horní propusti totiž nerozlišuje mezi šumem a mf kmitočtem, tudíž všechny kmitočty nad 10 kHz propouští se zhruba stejnou úrovní. Do vstupu umlčovače však mohou proniknout i jiné kmitočty přítomné v přijímači. Umlčovač pak „neví“, pro který se rozhodnout.

Odstranění tohoto jevu je možné přestavbou horní propusti na pásmovou podle obr. 2.67. Ve většině případů nejsou nutné změny na plošném spoji. Šířka propouštěného pásma B_3 je přibližně 1 kHz.

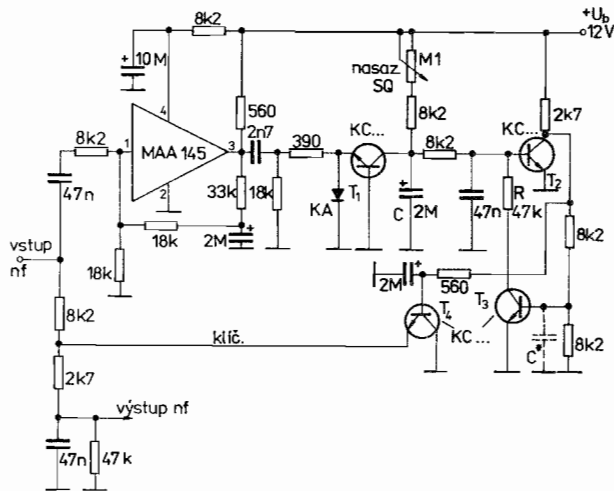


Obr. 2.67. Vstupní pásmová propust

Umlčovač řízený energií šumu může být při jinak bezchybné funkci ovlivněn i harmonickým zkreslením nf signálu, ať už vzniklým na demodulátoru, nebo u protistanice. Harmonické při dostatečné úrovni mohou totiž procházet šumovým filtrem a zesilovačem. Důsledkem toho je, že otevřený umlčovač je zavírán při modulačních špičkách a sykavkách. S tímto jevem se často můžeme setkat při příjmu identifikační značky převáděče.

Je tedy zřejmé, že i jednoduché umlčovače šumu mohou být nepříznivě ovlivněny různými faktory a vskutku jen málo amatérů je s funkcí toho svého umlčovače spokojeno. V každém případě je vhodné při nastavování alespoň kontrolovat stejnosměrné napětí na výstupu detektoru šumu a jeho změny při příchodu signálu. Nelze se spolehnout na to, že jakýkoliv umlčovač bude pracovat na první zapojení.

Dalším zajímavým řešením umlčovače řízeného energií šumu je zapojení na obr. 2.68, popsané OK1DAP v [12]. Šumový signál se po ze-



Obr. 2.68. Umlčovač šumu s integrátorem impulsů

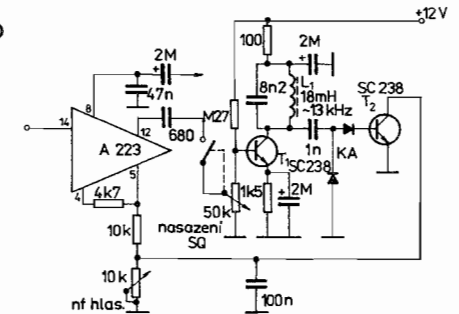
sílení a limitaci v IO MAA145 vede na tzv. „počítací detektor“ s tranzistorem T_1 . Zapojení je známé z měřičů ukazujících přímo kmitočty, jde tedy o integrátor impulsů. Na integračním kondenzátoru C vzniká stejnosměrné napětí úměrné kmitočtu přiváděných impulsů, které řídí Schmittův klopný obvod (SKO) s tranzistorem T_2 a T_3 . Hystereze SKO je nastavitelná rezistorem R , zpoždění lze zvětšit blokováním báze T_3 kondenzátorem (vyčárkováno). Z výstupu SKO je řízen nf odpojovač (zde spíše „zkratovač“), osazený tranzistorem T_3 v invertovaném zapojení. Umlčovač šumu v tomto provedení reaguje podle autora lépe na skutečný poměr s/\bar{s} po detekci. Vzhledem ke svému principu však ani tento způsob není imunní proti vlivu nežádoucích signálů a v některých případech je i zde zařazení šumového filtru nutné.

To nás přivádí na myšlenku, že není nutné využívat šumové spektrum v celé jeho šíři, ale použít jako vzorku pouze té části spektra, která není ovlivněna nežádoucími signály. Řešení se vstupní pásmovou propustí již bylo naznačeno, často však postačí i jednoduchý obvod LC.

Jednoduše lze řešit umlčovač využívající indikace vzorku šumového

spektra ve spojení s některými integrovanými obvody. Prosté a funkčně postačující zapojení podle Y26QO je na obr. 2.69. Integrovaný ob-

Obr. 2.69. Umlčovač šumu podle Y26QO



vod A223 pracuje v doporučeném zapojení. Z neregulovaného výstupu 12 IO je šum veden na zesilovač T_1 . Šumový filtr je realizován jednoduchým obvodem LC v kolektoru tranzistoru T_1 a je laděn na kmitočet asi 13 kHz. Detekovaným šumovým napětím je řízen spínač T_2 , který přes rezistor R spíná vývod 5 k zemi. Velikostí jeho odporu se nastavuje základní nf hlasitost. Regulovaný nf výstup je na vývodu 8 IO.

Při praktické konstrukci přijímače FM je nutné ovládací prvek nasazení umlčovače (potenciometr) vždy umístit na přední panel zařízení, aby byl snadno dostupný.

Umlčovače šumu jsou neoddělitelnou částí přijímačů FM, proto jim byla v této kapitole věnována odpovídající pozornost.

■ Literatura

- [1] CQ-DL č. 3/1979: IC 202 S, IC 402 – Testbericht DL 1 BU.
- [2] Radioamatérský zpravodaj č. 5, 6, 7–8/80: Převáděčové mini-transceivry.
- [3] AR č. 7/1974: Jednotka VKV třídy Hifi s velkou přeladitelností.
- [4] Funkamateureur č. 5, 6/1981: Ein 135 MHz – VFO.
- [5] ARRL Handbook 1982.
- [6] Sborník ze setkání VKV amatérů NDR – Freiberg 1980.
- [7] Radioamatérský zpravodaj č. 3/1973: Detektor pro NBFM.
- [8] Amatérské radio č. 3, 4/1977: Mezifrekvenční zesilovač 10,7 MHz s IO.
- [9] Sdělovací technika č. 10/1983: Obvod pro fázový závěs. MHB 4046.
- [10] ARRL Handbook 1983.
- [11] Radioamatérský zpravodaj č. 1/1975: Mezifrekvenční zesilovač 10,7 MHz s detektory AM, CW, SSB a FM.
- [12] Radioamatérský zpravodaj č. 3/1977: Nový umlčovač pro FM.

Vratislav Hrdý, OK2VNW

TRANSCEIVER „MAZÁK“ PRO 145 MHz FM

Transceiver Mazák s kmitočtovou modulací pro pásmo 145 MHz pracuje v převáděčových kanálech R_0 až R_9 a v kanálu S_{20} .

Je napájen napětím v rozmezí 10,5 až 13,5 V ze 3 plochých vzájemně propojených baterií a se záporným pólem spojeným s kostrou transceivru. Minimální napájecí napětí je signalizováno světelnou diodou na ovládací skříňce. Výstupní výkon vysílače je 1 W, citlivost přijímače je $1\mu\text{V}$, ladění VXO pro kanály R_0 až R_9 se děje pomocí potenciometru s cejchovanou stupnicí a přesné doladění do převáděčového kanálu pomocí vestavěného BFO. Přijímač transceivru je superhet s jedním směřováním na mezifrekvenční kmitočet 600 kHz. Přijímač má říditelný umlčovač (squelch-SQ), v pravé poloze potenciometru pro jeho řízení se mikrospínačem zapíná BFO. Pro příjem lze připojit sluchátka se současným odpojením reproduktoru a v místě s možností síťového napájení je možné transceivru napájet síťovým zdrojem s výstupním napětím 13,5 V při současném odpojení vestavěných baterií. Odběr proudu při příjmu je 65 mA a při vysílání 225 mA. Na konektoru pro externí napájení je rovněž vyveden kladný pól napájení při vysílání pro případné ovládání výkonového koncového stupně.

Rozměry samotného transceivru jsou 50 x 100 x 230 mm včetně prostoru k uložení baterií. Na obr. 3.1 je zapojení všech propojovacích vedení mezi jednotlivými částmi transceivru, které také určitým způsobem nahrazuje skupinové zapojení transceivru a dává přehled o funkci celého zařízení. V zapojení na obr. 3.1 jsou k ovládání použity následující prvky: P_1 – přepínač WK 53317 pro volbu kanálu, P_1 – potenciometr 10 k Ω /G TP 280 pro přeladování v kanálech R_0 až R_9 , P_2 – potenciometr 5 k Ω /N TP 160 pro nastavení umlčovače a ovládání BFO, P_3 – potenciometr 10 k Ω /G TP 160 pro řízení nízkofrekvenčního výstupu přijímače.

mítány kromě oscilátoru s krystalem X_1 , který je doladován kapacitním trimrem.

Základní kmitočet krystalů je 12, ... MHz, krystal X_1 je určen k příjmu v kanálu S_{20} pro mobilní stanice, krystal X_2 je pro vysílání ve stejném kanálu, krystal X_3 je určen pro příjem i vysílání v některém z převáděčových kanálů R_0 až R_9 a krystal X_4 je ve VXO, kde je v sérii s nastavitelnou cívkou a varikapem, jenž je umístěn v krytu cívky X_0 . Cívka L_0 je vinuta na tělísku s feritovým jádrem z radiostanice VXW a má vinutí závit vedle závitu asi 1,5 vrstvy, mezi vrstvami je proložení izolačním páskem. Navinutá cívka vyžaduje mechanické zabezpečení vhodným voskem a nesmí být vinuta tzv. divoce.

Z kolektoru oscilátoru se signál vede do báze prvního násobiče, který jej ztrojuje na 36 MHz a je opět osazen tranzistorem KF124. Jeho kolektor je připojen k cívce L_1 , která spolu s cívkou L_2 vytváří pásmovou propust. Z odbočky na cívce L_2 signál pokračuje do báze dalšího násobiče, který s tranzistorem KF173 zdvojuje kmitočet na 72 MHz. V emitoru uvedeného zdvojovače je obvod, jímž se díky přechodu BE tranzistoru KF173 přivádí oscilační signál do směšovacího stupně přijímače (obr. 3.2). Cívkami L_5 , L_6 a L_7 se vede signál v pásmu 72 MHz do posledního násobiče s tranzistorem 2x KF173 a se symetrickým vstupem, který se vyvažuje potenciometrickým trimrem v emitorech tranzistorů. Paralelně spojené kolektory obou tranzistorů jsou připojeny k pásmové propusti z cívek L_8 a L_9 s kapacitní vazbou kondenzátorem 5,6 pF. Z ní se signál přivádí do prvního zesilovače s tranzistorem KSY71 a přes laděný přizpůsobovací obvod do koncového stupně, který je osazen tranzistorem KF621, opatřeným chladičem. Výstup z koncového stupně je přes cívky L_{14} , L_{15} a vývod 15 společné desky pro přijímač i vysílač do anténního relé (obr. 3.1).

Tranzistor KF517 tvoří stabilizátor proudu pro napěťový stabilizátor se Zenerovou diodou KZZ73 k napájení oscilátorů i světelné diody signalizující zapnutí transceivru, dále pro předpětí varikapů a napájení BFO.

Kryty jednotlivých krystalů se základním kmitočtem v pásmu 12, ... MHz je nutné uzemnit. Krystal X_1 je libovolný z radiostanice Racek, jemuž se jódováním upraví základní kmitočet tak, abychom dostali výsledný kmitočet 144,9 MHz. Lepší je ovšem výsledný kmitočet

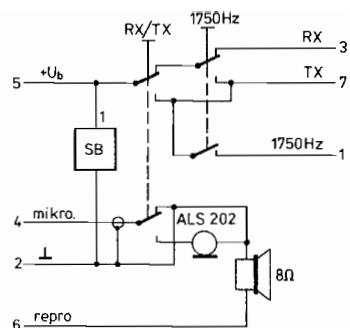
krystalu X_1 upravit na 146,1 MHz, aby nepronikly signály SSB ze 144,3 MHz. Krystal X_2 je s originálním kmitočtem 36,381 25 MHz pro kmitočet 145,5 MHz; krystal X_3 je libovolný z radiostanice Racek, u něhož úpravou základního kmitočtu jódováním získáme kmitočet 145,05 MHz (krystalem X_3 lze osadit libovolný kanál od R_0 do R_9); krystal X_4 je s originálním kmitočtem 36,331 25 MHz pro kanály R_0 až R_9 .

Údaje o cívkách vysílače: L_0 –60 závitů drátem \varnothing 0,16 mm CuL – viz poznámka v předcházejícím textu a s původním jádrem v cívce je potřeba dosáhnout změnu indukčnosti od 12,5 do 15,5 μ H; L_1 – 12 závitů drátem \varnothing 0,6 mm CuL na tělísku \varnothing 6 mm, vinuto těsně; L_2 – 12 závitů drátem \varnothing 0,6 mm CuL na tělísku \varnothing 6 mm, vinuto s odbočkou na 5. závit; L_3 – 8 závitů drátem \varnothing 0,6 CuL samonosně na \varnothing 3,5 mm s délkou vinutí 10 mm; L_4 – 2 závity drátem \varnothing 0,6 mm CuL samonosně na \varnothing 5 mm těsně u cívky L_3 ; L_5 , L_6 , L_7 – 3 \times 6 závitů drátem \varnothing 0,3 mm CuL na tělísku \varnothing 6 mm, vinuto těsně a trifilárně, v tělísku mosazné jádro; L_8 – 5 závitů drátem \varnothing 1 mm CuAg samonosně na \varnothing 5 mm s délkou vinutí 10 mm; L_9 – 25 závitů drátem \varnothing 0,2 mm CuL na odporu TR 151 asi 1,5 vrstvy; L_{10} – 6 závitů drátem \varnothing 10 mm CuAg samonosně na \varnothing 5 mm s délkou vinutí 10 mm; L_{11} – 3 závity drátem \varnothing 1 mm CuAg samonosně na \varnothing 5 mm s délkou vinutí 10 mm; L_{12} – 15 závitů drátem \varnothing 0,4 mm CuL samonosně na \varnothing 3 mm, vinuto těsně; L_{13} – 4 závity drátem \varnothing 1 mm CuAg samonosně na \varnothing 6 mm s délkou vinutí 12 mm; L_{14} – 3 závity drátem \varnothing 1 mm CuAg samonosně na \varnothing 5 mm s délkou vinutí 8 mm; L_{15} – 5 závitů drátem \varnothing 1 mm CuAg samonosně na \varnothing 5 mm s délkou vinutí 10 mm. Místo drátu CuAg je možné použít i měděný drát se stejným průměrem, popřípadě i pocínovaný. Samonosné cívky jsou pájeny těsně nad plošným spojem, délka vinutí je dána roztečí pájecích bodů a doladění se děje stlačením nebo roztažením závitů.

Modulátor, nízkofrekvenční zesilovač a pomocné obvody

Obvody modulátoru, generátoru 1 750 Hz, nízkofrekvenčního zesilovače a nastavovacích prvků jsou uvedeny na obr. 3.4 a jsou umístěny na samostatné desce s plošným spojem.

Nízkofrekvenční signál z mikrofonu se přivádí k vývodu 1 desky.



Obr. 3.7. Ovládací skříňka

ní komentář kromě desky signalizace. V klidovém stavu, kdy světelná dioda v obvodu tranzistoru typu KC nesvítí a nesignalizuje podpětí baterie, má zapojení minimální odběr. Trimr P_1 na desce pro SB se nastaví tak, aby se světelná dioda rozsvítila při napájecím napětí 10,5 V, při němž je ještě zaručena správná činnost zařízení, i když výkon vysílače je už menší.

V zapojení BFO na obr. 3.5 je cívka L originální z mezifrekvenčního transformátoru typu 1PK 59363 a je stejná jako u mezifrekvenčních transformátorů. Pokud se v zapojení signalizace poklesu napětí baterie na obr. 3.6 nepodaří nastavit rozsvícení světelné diody potenciometrem P_1 při napájecím napětí 10,5 V, je potřeba vyměnit diodu D_1 za jinou. V zapojení ovládací skříňky na obr. 3.7 jsou dvě tlačítka Isostat. Sluchátko ALS 202 je vyjmuté z pouzdra a upevněno v objímce z ocelového pocínovaného plechu a připevněno k plošnému spoji. Reprodukce je ARZ \varnothing 50 mm s impedancí 8 Ω . Kabel k ovládací skříňce je ukončen sedmipólovým konektorem magnetofonového typu.

Poznámka k použitým součástkám

Všechny odpory jsou v provedení TR112a nebo TR151 či TR191 apod. Blokové kondenzátory jsou keramické polštářkové typu TK7. . . s vývody na jedné jejich straně a elektrolytické kondenzátory jsou s jednostrannými vývody typu TEOO. Výjimku tvoří kondenzátory pro oscilátor 1 750 Hz, o nichž je zmínka v příslušné části textu. Germaniové i křemíkové diody jsou libovolného typu, pokud se nejedná o Zenerovy diody, a světelné diody s označením ve schématech

jsou červené, libovolného typu. Ještě několik slov k elektrolytickým kondenzátorům. V nízkofrekvenčním zesilovači jsou použity v provedení TEOO 100 M/10. Ty snesou napájecí napětí, jak bylo ověřeno v praxi (ale není to právě ve shodě s jejich technickými podmínkami a ani s nezbytně nutnou provozní bezpečností). Kondenzátory ve vysokofrekvenčních obvodech jsou výhradně z kvalitní keramiky a potenciometrické trimry jsou v provedení TPO95.

Na osičce potenciometru pro řízení umlčovače je vačka, která spíná mikrosplínač pro zapnutí BFO a je upevněna tak, aby spínala při zcela odpojení umlčovače, tj. při maximálním šumu přijímače bez signálu. Mikrosplínač je upevněn a aretován (mechanicky) na podpanelu spolu s ostatními potenciometry, přepínačem a světelnými diodami. Pro přepínání antény bylo použito relé s označením QN 59933, což je paměťové impulsní relé s jediným samostatným přepínacím kontaktem. Elektrolytické kondenzátory v ovládacím obvodu relé jsou typu TE984 50 M/15 V. Kapacitní trimry v obr. 3.3 s kapacitou označenou 7 pF jsou typu WK 70122 a trimry s větší kapacitou 25 pF jsou v provedení WN 70424 a s kapacitou 50 pF jsou typu WN 70425. Lze také používat hrníčkových trimrů s kapacitou 30 pF i jiných. Hlavní deska transceivru, tj. deska pro přijímač a vysílač, se po osazení součástkami doplňuje stínicími přepážkami.

Nastavování

Po vizuální kontrole správnosti zapojení jednotlivých desek a celého zapojení transceivru lze přistoupit k ožívování jednotlivých desek. Nejprve oživíme desky BFO, signálního dílu, modulátoru a zkontrolujeme, zda na desce s přijímačem a vysílačem jsou správná napájecí napětí. K dalšímu textu musím dodat, že je velmi obtížné sestavit nastavovací předpis pro minimální měřicí vybavení.

BFO – jeho kmitočet se nastavuje jádrem cívky na 600 kHz \pm 1 kHz, nejlépe čítačem.

Přijímač – signál z BFO připojit k bázi směšovače. K cívce L_{23} připojit improvizovaný vysokofrekvenční detektor a naladit mezifrekvenční transformátory na maximální výchylku měřidla. Postupně zeslabovat signál z BFO sériovým trimrem 30 pF a doladovat transformátory MF na maximální výchylku indikátoru. Předcházející nastá-

vování dělat při vypnutých krystalových oscilátorech. Cívku L_{24} je možno naladit až poslechem některého převáděče a stejně tak i vstupní díl přijímače. Podmínkou je ovšem správná funkce příslušného krystalového oscilátoru i odpovídajících násobičů ve vysílači.

Vysílač – základním úkonem je nastavení správného kmitočtu krystalových oscilátorů čítačem. Měří se přes kondenzátor asi 100 pF na kolektoru oscilátoru. Další obvody je možno naladit improvizovanou vysokofrekvenční sondou připojenou k živým bodům zapojení přes minimálně možnou sériovou kapacitu, aby nedocházelo k rozladění obvodů po odpojení sondy. K výstupu vysílače připojit umělou zátěž vytvořenou např. dvěma paralelně spojenými odpory 150 Ω TR152 a na nich měřit vysokofrekvenční sondou přes minimální sériovou kapacitu nebo přes kapacitní dělič. Obvody vysílače ladit na maximální výchylku indikátoru. Zcela nakonec naladit pásmovou propust L_1-L_2 tak, aby výkon vysílače byl stejný ve všech kanálech R_0 až R_9 při přelaďování VXO. Kontrolovat i v kanálu S_{20} .

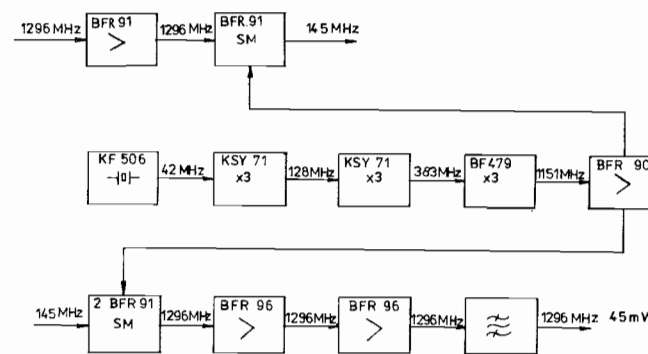
VXO – rozsah ladění nastavit jádrem cívky L_0 při měření čítačem. Cejchovat až po úplném oživení včetně obvodu průběhu regulačního napětí pro modulátor. Přesah ladění by měl činit ± 20 kHz.

Nizkofrekvenční díl – kmitočt 1 750 Hz nastavit trimrem, který lze případně nahradit pevným odporem. Zesílení modulačního zesilovače nastavit v kanálu R_0 (VXO) odporem RM u obvodu MBA145 na požadovaný zdvih.

Miroslav Pavelka, OK1DGI

TRANSVERTOR 145/1 296 MHz

Jde o transvertor ze 145 MHz na 1 296 MHz pro všechny druhy provozu s výstupním výkonem 50 mW. Transvertor se skládá z části oscilátorové, která je společná pro příjem i pro vysílání, z části přijímací a části vysílací. Všechny jsou umístěny na společném plošném spoji, jehož součástí jsou i souosé rezonátory, a vytvářejí pevný mechanický celek.

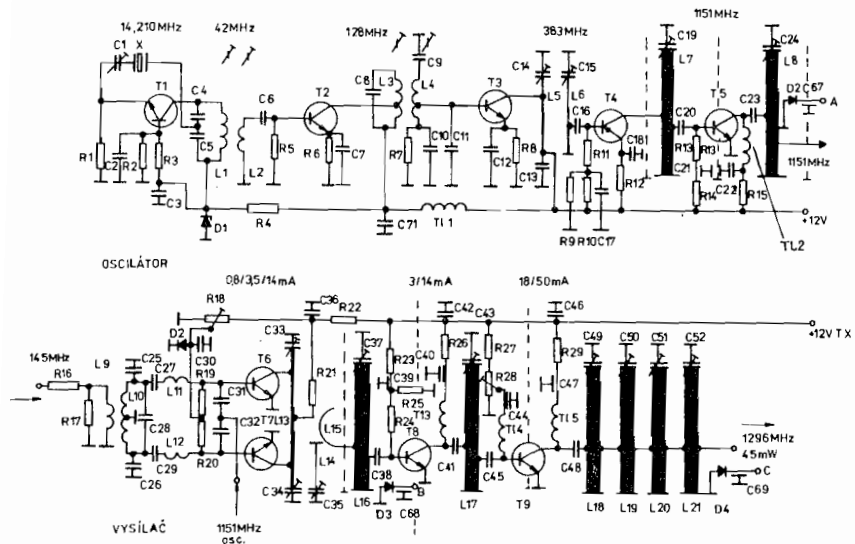


BLOKOVÉ SCHEMA TRANSVERTORU

Obr. 4.1. Skupinové schéma

Budič: Krystal oscilátoru 14,21 MHz kmitá na třetí harmonické. Pokud je krystal dobré kvality, je toto zapojení oscilátoru stabilní. Stupeň s tranzistorem T_2 pracuje jako ztrojovač – obvody s cívkami L_3 a L_4 jsou naladěny asi na 128 MHz. Další tranzistor T_3 pracuje také jako ztrojovač; na jeho výstupu je už 383 MHz. Poslední ztrojovač T_4 je osazen tranzistorem BF 479. Tranzistor T_3 pracuje jako zesilovač 1 151 MHz. Kdybychom ho chtěli vynechat za cenu zvýšení výkonu

jednotlivých stupňů, bylo by to na úkor čistoty výstupního signálu. Ta je pro oscilátorovou část nejdůležitější. Vazby mezi stupni jsou volné, aby nedošlo k přetížení některého násobiče.



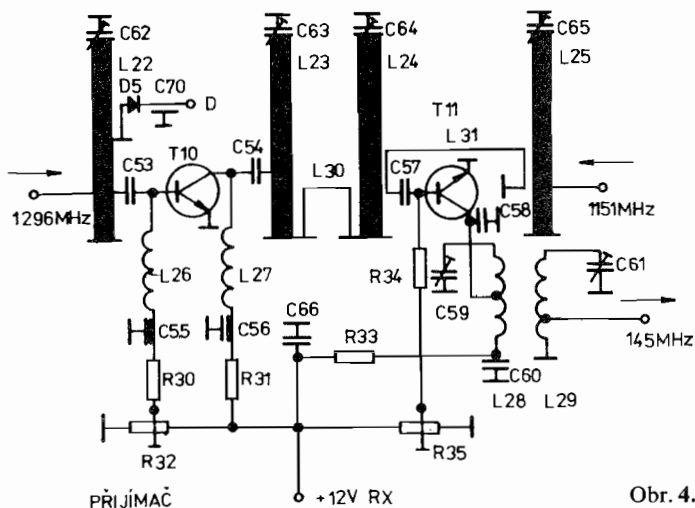
Obr. 4.2. Oscilátor a vysílací část

Vysílač je lineární a skládá se z vyváženého směšovače a dvou zesilovacích stupňů. Pro směšovač je nutno vybrat shodné tranzistory. Pracovní bod směšovacích tranzistorů T_6 a T_7 se nastavuje trimrem R_{18} . (Původně jsem použil trimry dva, pro každý tranzistor zvlášť, ale kromě pracnějšího seřizování byl výsledek stejný.) Proud tekoucí tranzistory se u jednotlivých typů liší a pouhé nastavení proudu nestačí. Nejlépe se osvědčilo nastavení pomocí dvoutónového generátoru a osciloskopu. Tím si také změříme úroveň 145 MHz na vstupu a oscilátorového signálu. Pro připojení osciloskopu slouží měřicí bod B . Pomocí trimrů C_{33} a C_{34} je nutné nastavit a co nejlépe vyvážit směšovač, aby na výstup nepronikal signál 1 151 MHz. Stačí kontrolovat napětí v bodě B bez signálu 145 MHz. Důležité je, aby kolektorový

proud byl stálý. Vstup 145 MHz je bez signálu a střídavě zapínáme a vypínáme oscilátor. Kolektorový proud se nesmí měnit. S BFR91 se mi nepodařilo (na rozdíl od BFR96) dosáhnout dokonalého vyvážení. Proto jsem k výstupnímu obvodu přidal odladovač L_{14} C_{35} . Trimrem C_{35} se tedy nastavuje minimální úroveň signálu oscilátoru na výstupu. Při nastavování je potřeba doladovat C_{33} , C_{34} , C_{35} a C_{37} , protože se navzájem poněkud ovlivňují. Pokud použijeme jako zkušební signál pro nastavování dvoutónový generátor a kontrolujeme tvar výstupního signálu, lze dosáhnout výborných výsledků. Totéž platí pro následující zesilovací stupně. Pracovní bod T_8 je nastaven výběrovým odporem R_{23} . Za současné kontroly kolektorového proudu a linearity nastavíme největší výstupní výkon. Při nastavování posledního stupně je nutná zvýšená opatrnost, protože výstupní výkon není omezen ani dovoleným proudem, ani linearitou, ale oteplením tranzistoru. Kdybychom postupovali jako u předchozího stupně, tranzistor by se brzy „upekl“. Neocenitelným pomocníkem je teploměr s perličkovým termistorem, kterým kontrolujeme teplotu. Ta je totiž prvním omezením v dalším zvětšování výkonu. Použití přídavného chlazení je dosti problematické. Jako kompromis je možno navrhnout silikonovou vazelinu mezi tranzistor a zemní plochu.

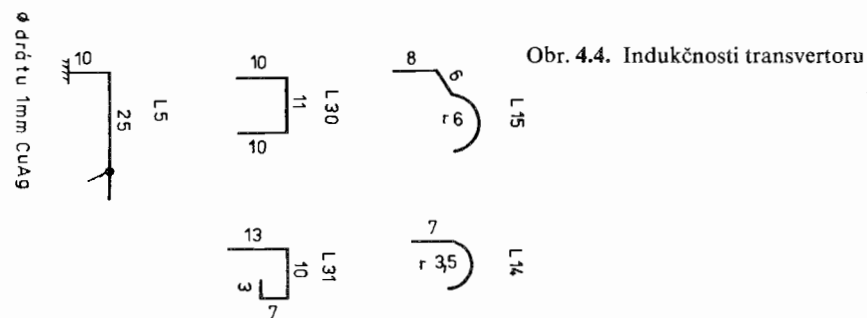
Výstupní obvod se skládá ze čtyř rezonátorů. Na výstupu je čistý signál 1 296 MHz. Zrcadlový signál 1 006 MHz se vůbec nedal zjistit. Při konečném nastavení je vhodné si poznamenat napětí v měřicích bodech A , B , C ; usnadní se tím kontrola zařízení a hledání případné závady.

Část přijímací nemá žádné úskalí. Při nastavování je vhodné použít šumový generátor (možno i podle signálu na pásmu). Měřicí bod D použijeme ke kontrole pronikání signálu vysílače přes anténní relé do vstupního obvodu. Je dobré jej kontrolovat nejen voltmetrem, ale i osciloskopem při přepnutí RX-TX. (Může se tím vysvětlit zdánlivě bezdůvodné zničení vstupního tranzistoru.) Použité součástky, až na tranzistory a krystal, jsou běžně dostupné. Dokonce ani bezindukční bezvývodové kondenzátory nejsou nutností. Vyzkoušel jsem naše keramické polštářkové kondenzátory, u kterých jsem zkrátil vývody na 1 mm a nezjistil žádný rozdíl proti zahraničním bezvývodovým. Navíc montáž je jednodušší a nevyžaduje speciální pájku.

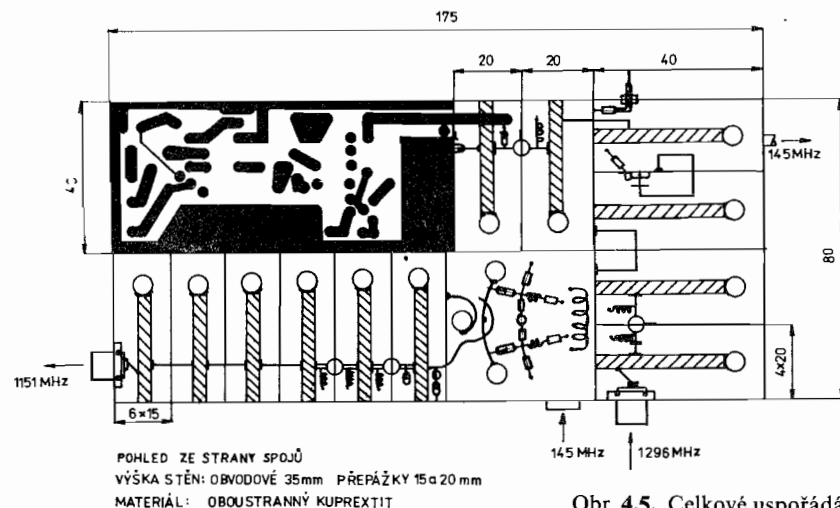


Obr. 4.3. Přijímací část

Celý transvertor je na jedné desce s plošnými spoji. Oscilátorový díl až do kmitočtu 383 MHz používá klasické obvody se soustředěnými parametry; obvody pro 1 151 a 1 296 MHz jsou vyrobeny jako koxiální rezonátory z oboustranně plátovaného kuprextitu. Je to konstrukce poněkud pracnější, ale dostupná. Jde vlastně o zkrácené obvody $\lambda/4$. Koncovou ladící kapacitu tvoří skleněný trimr 5,5 pF, střední vodič je z měděné trubky $\varnothing 4$ mm. Původně jsem používal drát $\varnothing 4$ mm, ale měl příliš velkou tepelnou vodivost, která způsobovala potíže při pájení – při vyhledávání polohy odboček pro připojení tranzistorů se mi obvykle střední vodič odletoval a upadl. Při použití



Obr. 4.4. Indukčnosti transvertoru



Obr. 4.5. Celkové uspořádání

trubičky se to nestávalo. Vnější plášť rezonátoru je tvořen měděnou fólií oboustranně plátovaného kuprextitu. Plášť má pouze 3 stěny, čtvrtá (horní) chybí a rezonátor zůstává otevřený. Plášť i střední vodič jsou vyleštěny a natřeny trolitulovým lakem (trolitulové korálky z koxiálního kabelu rozpuštěné v toluenu nebo benzenu). Tím je zajištěna dlouhodobá stálost jakosti obvodů. Nalakování provedeme až po dokončení veškerého pájení. Musíme dát pozor, aby lak nezatekl dovnitř skleněných trimrů – nedalo by se jimi otáčet. Takto provedené rezonátory, přestože nejsou postříbřeny, mají vysokou jakost a jsou dlouhodobě stálé i při používání v polních podmínkách. I v provozu zůstávají rezonátory otevřeny. Bez horního krytu je transvertor naprosto stabilní bez sebemenších sklonů ke kmitání.

Vazební kondenzátory mezi bázemi a kolektory tranzistorů jsou keramické miniaturní kondenzátory s vývody zkrácenými na nejmenší možnou míru.

Tranzistory jsou připájeny do otvoru $\varnothing 5$ mm vyvrtaném v přepážce mezi rezonátory. Emitorový vývod je uzemněn na straně kolektorového rezonátoru – získá se tak větší výkon. Propojení zemních ploch přepážky pomocí tenké měděné fólie procházející otvorem pro tranzistor nepřineslo žádné zlepšení.

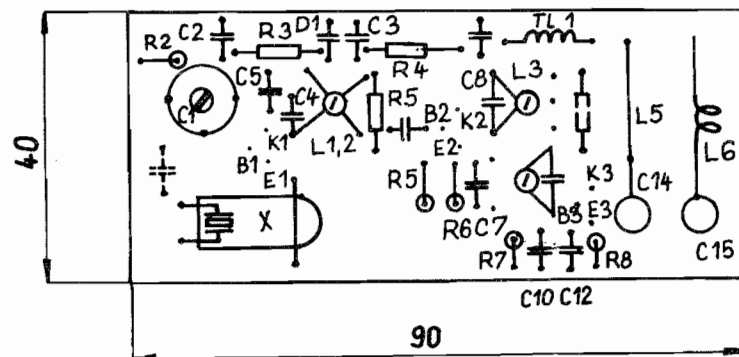
Ještě k rozměrům rezonátorů: Skleněné trimry 5,5 pF mají velkou přeladitelnost a z toho vyplývá velká povolená tolerance rozměrů. Změna délky středního vodiče ± 2 mm je zanedbatelná. Stejně i změna průměru nijak pronikavě neovlivní jakost rezonátorů. Nejdůležitější je co nejlepší vyleštění povrchu a jeho ochrana před oxidací.

Jinak zde platí zásady práce na VKV pásmech: Všechny vývody součástek co nejkratší, důkladné a čisté pájení, mechanická pevnost.

Oživení a nastavení

Nezbytným přístrojem pro nastavení je vlnoměr. Dále potřebujeme univerzální měřidlo, např. PU 120. Vhodný je i VF voltmetr, šumový generátor, reflektometr a osciloskop nebo druhý přijímač pro 1 296 MHz. Do kmitočtu 128 MHz použijeme GDO BM342, od 383 MHz výše BM355 („ČERNÁ ROURA“). Tento vlnoměr je určen pro měření frekvencí do 900 MHz. Přesto jím lze indikovat i kmitočty vyšší. 1 151 MHz je na pomocné stupnici na dílku 89, 1 296 MHz je na dílku 91. Je tu však jiné úskalí. Vlnoměr má pro kmitočty nad 900 MHz nevhodné rozměry, a proto se při ladění vyskytují i parazitní rezonance. Např. při měření kmitočtu 1 151 MHz ukazuje výchylka na dílku 89, ale také na 700 MHz a dalších frekvencích. Obdobně při měření 1 296 MHz je výchylka na dílku 91, 96, dále 820, 410, 370 atd. Jsou to pouze vlastní rezonance vlnoměru, ukazuje je i tehdy, měříme-li signál z kvalitního továrního generátoru. Toto je velmi důležité vědět a může nám to ušetřit mnoho bezesných nocí, kde se nám tyto záhadné kmitočty v oscilátoru berou, když je nelze zdůvodnit početně. Přesto lze s tímto vlnoměrem transvertor úspěšně nastavit.

Ožívování začneme od oscilátorové části. Jednotlivé stupně ladíme pomocí vlnoměru na maximální výchylku na pracovním kmitočtu. Vlnoměr stačí přiblížit na 1–3 cm k laděným obvodům – výchylka je velmi zřetelná. Při ladění jednotlivých násobičů je vhodné do kolektorového obvodu zapojit miliampérmetr a kontrolovat, zda nedochází při proladování ke skokové změně kolektorového proudu, která by znamenala divoké oscilace. Při nastavování oscilátorové části se mi toto nestalo v žádném stupni. Objevila se ale jiná závada, projevující se zvýšeným šumem. Způsoboval ji vadný kondenzátor C_3 spolu s diodou D_1 . Protože odstup tohoto šumu od užitečného signálu byl



Obr. 4.6. Rozmístění součástek oscilátoru (strana spojů)

vysoký, projevila se tato závada až při provozu, kdy pracovala velmi blízko druhé stanice. Je proto dobré kontrolovat před použitím všechny blokové kondenzátory. Případné pozdější hledání závady je velmi obtížné.

Máme-li na výstupu oscilátorové části signál 1 151 MHz, začneme s ožíváním přijímací části. Trimry R_{32} a R_{35} nastavíme proudy tranzistorů T_{10} a T_{11} na 5 mA. Dále zkontrolujeme, je-li úroveň signálu z oscilátoru dostatečná. Při zapnutí oscilátorové části se musí zvětšit kolektorový proud o víc než 0,5 mA. Rezonátor s cívkou L_{25} musí být nastaven na maximální zvýšení proudu směšovače. Výstupní obvod laděný na 145 MHz je vhodné si předladit pomocí GDO. Přitom ale od něho musíme odpojit tranzistor směšovače – při použití elektronkového GDO by se určitě zničil. Ideální by bylo nastavení výstupního obvodu pomocí rozmítače na šířku pásma 1 MHz. Potom připojíme na výstup přijímací části přijímač pro 145 MHz a naladíme na 145,0 MHz. Přivedeme na vstup signál 1 296 MHz a snažíme se ho na připojeném přijímači zachytit. Většinou nebude k dispozici generátor, ale vyhoví vysílač pro 432 MHz – snažíme se poslechnout třetí harmonickou. Podaří se to bez potíží. Trimry C_{62} , C_{63} a C_{64} naladí zřetelné maximum signálu na přijímači. Potom můžeme připojit na vstup šumový generátor (stačí improvizovaný) a doladíme obvody na maxi-

mum. Dále nastavíme pracovní body tranzistorů T_{10} a T_{11} na nejlepší šumové číslo. Tím je přijímací část nastavena. Měřicí bod D je určen k pozdější kontrole pronikání signálu vysílače přes anténní relé na vstup přijímače. Na připojeném osciloskopu kontrolujeme napěťové změny při přepnutí vysílání – příjem a naopak. Takto se někdy vysvětlí jinak záhadné a třeba i pravidelné zničení vstupního tranzistoru.

Nakonec nastavujeme část vysílací. Její správné nastavení je velmi důležité, protože kvalita vysílaného signálu je vizitkou každého radioamatéra.

Začneme nastavením směšovače bez dvoutónového generátoru. Na vstup směšovače přivedeme signál 145 MHz CW. Pokud vysílač, který je k dispozici, má výkon okolo 100 mW, připojíme ho přímo na vstup směšovače, tj. L_{19} . Úroveň vstupního signálu v tomto případě nastavujeme změnou vzdálenosti cívek L_9 a L_{10} . Jestliže má vysílač výkon vyšší než 100 mW, musíme jeho signál vhodně zeslabit. Při výkonech do 1 W je vhodný odporový trimr – potom jím výhodně můžeme řídit úroveň vstupního signálu. Při výkonu ještě větším je třeba použít vhodně dimenzovaný odporový dělič, na jehož výstupu bude požadovaná úroveň asi 100 mW.

Trimrem R_{18} nastavíme proud oběma tranzistory na 3,5 mA (součet obou proudů). Potom přivedeme na vstup směšovače signál 145 MHz CW. Jeho úroveň nastavíme (způsobem uvedeným výše) tak, až proud protékající tranzistory směšovače vzroste na 14 mA. Přitom je potřeba naladit na maximum obvod na vstupu L_{10} C_{28} , laděný na 145,5 MHz. Ladíme na maximum kolektorového proudu T_6 a T_7 . Potom připojíme k měřicímu bodu B měřidlo $50 \pm 100 \mu A$ a naladíme pomocí C_{33} , C_{34} a C_{37} maximální výchylku. Je přitom nezbytné kontrolovat kmitočet, naladěný na výstupu směšovače vlnoměrem. Vzhledem k velkému přeladění výstupního obvodu je totiž možné na výstupu naladit i zrcadlový kmitočet 1 006 MHz. Jestliže je na výstupu směšovače správný signál 1 296 MHz, odpojíme signál 145 MHz a zkontrolujeme úroveň signálu oscilátoru na výstupu 1 151 MHz, která má být co nejnižší. Při správném vyvážení směšovače je signál oscilátoru v rezonátoru s L_{16} neměřitelný. Nepodaří-li se potlačit pronikání oscilátoru trimry C_{33} , C_{34} , jistě to dokážeme odladovačem

s C_{35} . Obvody s C_{33} , C_{34} , C_{35} , C_{37} se navzájem ovlivňují, a proto je nastavování potřeba několikrát opakovat.

Zbývá naladit na maximální výkon oba zesilovací stupně. Je potřeba dávat pozor, aby nebyl překročen maximální katalogový kolektorový proud tranzistoru. Klidové proudy bez signálu nastavíme u T_8 na 5 mA u T_9 na 20 mA. U posledního stupně (T_9) musíme navíc dávat pozor, aby nedošlo k přehřátí tranzistoru. Není vhodné překračovat teplotu 60 °C.

Nastavení pomocí dvoutónového generátoru

Mělo by být samozřejmostí, a to tím spíš, že je velice snadné postavit dva RC NF oscilátory (třeba s jedním tranzistorem), jejich signály sloučit na odporu a primitivní dvoutónový generátor je hotový. Dále potřebujeme nejjednodušší NF osciloskop. S tímto vybavením lze správně nastavit úroveň signálu 145 MHz i pracovní body jednotlivých stupňů. Nastavení probíhá stejně jako v předchozím případě, avšak místo CW signálu z vysílače použijeme signál SSB a místo mikrofónu připojíme dvoutónový generátor. Při seřizování směšovače nastavíme takovou úroveň signálu 145 MHz a takové pracovní body směšovacích tranzistorů, aby signál ze směšovače byl co nejsilnější a přitom nedocházelo k omezování vrcholů signálu. Osciloskop je připojen k bodu B . Dále připojíme osciloskop k výstupnímu kontrolnímu bodu C a stejným způsobem nastavíme pracovní body tranzistorů zesilovacích stupňů. Výkon co největší bez omezování vrcholů. Navíc je přitom třeba dávat pozor, aby nedošlo k překročení maximálních hodnot (teplota, proud) posledního tranzistoru. Při seřizování tímto způsobem je navíc vidět případné zákmity a jiná zkreslení signálu. Tím je nastavování skončeno a transvertor je připraven k používání.

Seznam součástek

Kondenzátory

C_1	keramický trimr 30 pF	C_{37}	5,5 pF trimr
C_2	10n	C_{38}	5j6
C_3	M1	C_{39}	2n2 průchodkový
C_4	8j2	C_{40}	2n2 průchodkový
C_5	12	C_{41}	6j8

C ₆	22	C ₄₂	M1
C ₇	10n	C ₄₃	5,5 pF trimr
C ₈	10	C ₄₄	2n2 průchodkový
C ₉	10	C ₄₅	5j6
C ₁₀	10n	C ₄₆	M1
C ₁₁	8j2	C ₄₇	2n2 průchodkový
C ₁₂	1n	C ₄₈	6j8
C ₁₃	10n	C ₄₉	5,5 pF trimr
C ₁₄	5,5 pF trimr	C ₅₀	5,5 pF trimr
C ₁₅	5,5 pF trimr	C ₅₁	5,5 pF trimr
C ₁₆	5j6	C ₅₂	5,5 pF trimr
C ₁₇	10n	C ₅₃	5j6
C ₁₈	1n	C ₅₄	5j6
C ₁₉	5,5 pF trimr	C ₅₅	2n2 průchodkový
C ₂₀	5j6	C ₅₆	2n2 průchodkový
C ₂₁	2n2 průchodkový	C ₅₇	6j8
C ₂₂	2n2 průchodkový	C ₅₈	4j7
C ₂₃	5j6	C ₅₉	15 pF trimr
C ₂₄	5,5 pF trimr	C ₆₀	10n
C ₂₅	2j2	C ₆₁	15 pF trimr
C ₂₆	2j2	C ₆₂	5,5 pF trimr
C ₂₇	18	C ₆₃	5,5 pF trimr
C ₂₈	5j6	C ₆₄	5,5 pF trimr
C ₂₉	18	C ₆₅	5,5 pF trimr
C ₃₀	M1	C ₆₆	M1
C ₃₁	10	C ₆₇	2n2 průchodkový
C ₃₂	10	C ₆₈	2n2 průchodkový
C ₃₃	5,5 pF trimr	C ₆₉	2n2 průchodkový
C ₃₄	5,5 pF trimr	C ₇₀	2n2 průchodkový
C ₃₅	5,5 pF trimr	C ₇₁	M1
C ₃₆	M1		

Odpory

R ₁	680 TR 151	R ₁₉	220
R ₂	3k3	R ₂₀	220
R ₃	3k9	R ₂₁	100
R ₄	150	R ₂₂	100
R ₅	470	R ₂₃	2k7 – nastavit
R ₆	180	R ₂₄	470
R ₇	1k	R ₂₅	470
R ₈	82	R ₂₆	180
R ₉	33k	R ₂₇	1k

R ₁₀	3k3	R ₂₈	2k2
R ₁₁	470	R ₂₉	68
R ₁₂	100	R ₃₀	1k
R ₁₃	470	R ₃₁	100
R ₁₄	39k	R ₃₂	3k3
R ₁₅	100	R ₃₃	100
R ₁₆	68	R ₃₄	470
R ₁₇	47	R ₃₅	3k3
R ₁₈	3k3		

Tranzistory

T ₁	KF506	T ₅	BFR90	T ₉	BFR96
T ₂	KSY71	T ₆	BFR91	T ₁₀	BFR91
T ₃	KSY71	T ₇	BFR91	T ₁₁	BFR91
T ₄	BF479	T ₈	BFR96		

Diody

D ₁	KZ 723	D ₃	KA 206	D ₅	KA 206
D ₂	KA 206	D ₄	KA 206		

Thumivky

Tl ₁	20 záv. Ø 0,2 na ferit. tyčince Ø 3 mm
Tl ₂	5 záv. Ø 0,1 na Ø 2 mm vzduch
Tl ₃	5 záv. Ø 0,1 na Ø 2 mm vzduch
Tl ₄	5 záv. Ø 0,1 na Ø 2 mm vzduch
Tl ₅	5 záv. Ø 0,1 na Ø 2 mm vzduch

Cívky

L ₁	8 záv. Ø 0,3 mm kostra 5 mm jádro N 02
L ₂	2 záv. Ø 0,3 mm navinuto na L1
L ₃	5 záv. Ø 0,5 mm kostra 5 mm jádro N0 1, odb. 2 záv. od země
L ₄	5 záv. Ø 5 mm kostra 5 mm jádro N0 1, odb. 1,5 záv. od země
L ₅	Viz nákres
L ₆	2 záv. Ø 1 mm CuAg 1 = 10 mm, délka s vývody 25 mm, odb. 1 záv. od země
L ₇	Ø 4 mm 1 = 28 mm odb. 9 mm od země
L ₈	Ø 4 mm 1 = 28 mm odb. 12 mm od země kolektory 6 mm vazba
L ₉	2 záv. Ø 0,5 na Ø 5 mm vzduch
L ₁₀	8 záv. Ø 0,3 na Ø 5 mm vzduch odb. uprostřed
L ₁₁	2 záv. Ø 0,3 mm na Ø 3 mm vzduch
L ₁₂	2 záv. Ø 0,3 mm na Ø 3 mm vzduch
L ₁₃	1 = 23 mm Ø 2 mm odb. na kolektor 4 mm od konců

L ₁₄	Viz nákres
L ₁₅	Viz nákres
L ₁₆	Ø 4 mm l = 28 mm vazba 6 mm, báze 7 mm
L ₁₇	Ø 4 mm l = 28 mm kolektor 10 mm, báze 8 mm
L ₁₈	Ø 4 mm l = 28 mm vazba 6 mm
L ₁₉	Ø 4 mm l = 28 mm vazba 8 mm
L ₂₀	Ø 4 mm l = 28 mm vazba 8 mm
L ₂₁	Ø 4 mm l = 28 mm vazba 10 mm
L ₂₂	Ø 4 mm l = 28 mm anténa 4 mm, báze 8 mm
L ₂₃	Ø 4 mm l = 28 mm kolektor 4 mm
L ₂₄	Ø 4 mm l = 28 mm
L ₂₅	Ø 4 mm l = 28 mm vazba 7 mm
L ₂₆	5 záv. Ø 0,3 mm na Ø 3 mm vzduch
L ₂₇	5 záv. Ø 0,3 mm na Ø 3 mm vzduch
L ₂₈	5 záv. Ø 1 mm CuAg na Ø 5 vzduch odb. 3 záv. od země
L ₂₉	5 záv. Ø 1 mm CuAg na Ø 5 vzduch odb. 2 záv. od země



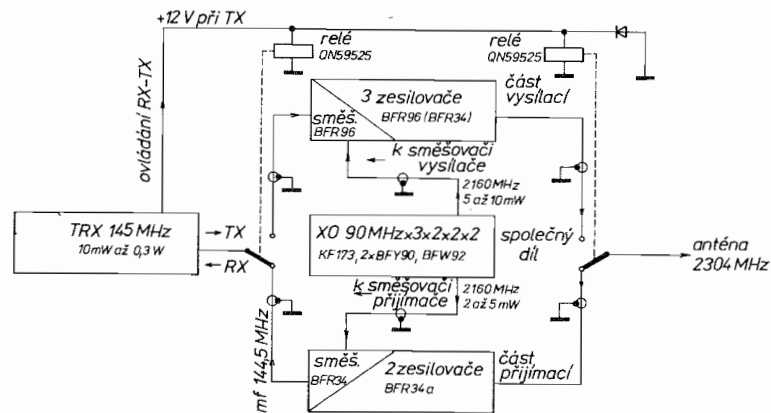
Ladislav Lapiš, OK2BSL

Pavel Šír, OK1AIY

TRANZISTOROVÝ TRANSVERTOR NA 2 320 MHz

Transvertor je konstruován jako doplněk transceivru pro 145 MHz, se kterým je spojen jedním souosým kabelem, přivádějícím signál do vstupu přijímače 145 MHz při příjmu a naopak při vysílání signál z vysílače 145 MHz pro směšovač v transvertoru. Dalším kabelem je přivedeno napájecí napětí 12 V pro napájení přijímací části a 12 V pro vysílací část.

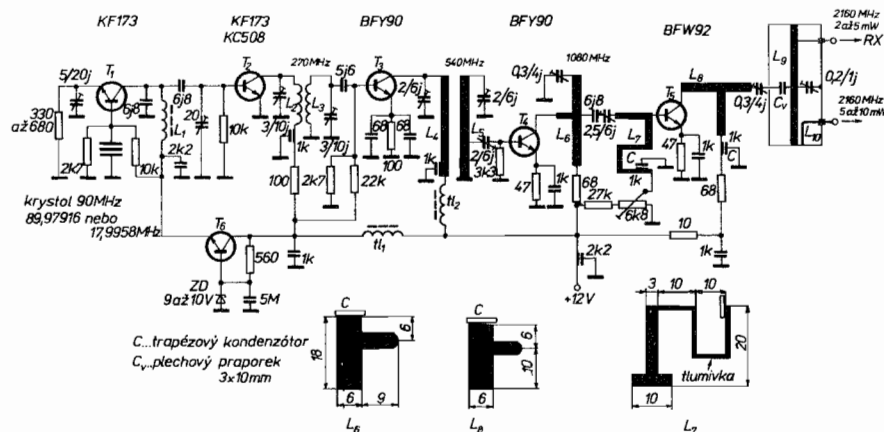
Je sestaven ze tří dílů, které jsou k sobě přišroubovány a tvoří jeden celek. Jedna část je vysílací, druhá přijímací (konvertor 2 320/145 MHz) a třetí část generuje pro vysílací i přijímací část společný oscilátorový signál. Blokové schéma transvertoru je na obr. 5.1.



Obr. 5.1. Skupinové schéma

Společný díl — 2 176 MHz — signál pro směšovače (obr. 5.2)
 Jeho základem je krystalový oscilátor, kde krystal 18 MHz kmitá

na 5. harmonické, tj. 90 MHz. Jestliže takový krystal není k dispozici, lze např. krystal 15 nebo 10 MHz rozkmitat na 3. harmonické a dalším tranzistorem vynásobit na 90 MHz. Při konstrukci oscilátoru je třeba dodržet všechny zásady podmiňující dobrou stabilitu kmitočtu.

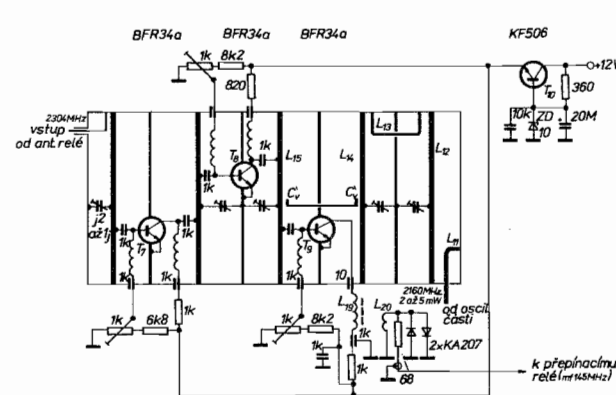


Obr. 5.2. Společný díl, signál pro směšovač

Kmitočet se mnohokrát násobí a výsledný signál musí být dostatečně stabilní i pro provoz SSB. Pokusy však ukázaly, že je-li dobrý krystal (nejlépe ve skle) a pečlivě sestavený oscilátor, není nutné používat termostat, alespoň ne v tomto malém přenosném zařízení. Vyhoví umístění krystalu do pěnového polystyrénu a ochrana oscilátoru před výraznějšími změnami teploty. Násobiče z 90 na 270 MHz a na 540 MHz jsou v obvyklém zapojení. Laděné obvody a tlumivky dalšího zdvojovače na 1 080 MHz už jsou „tištěné“. Tranzistor BFY90 odevzdá dostatečný výkon pro buzení dalšího násobiče na 2 160 MHz, který má tranzistor BFW92; je to velmi dobrý tranzistor a ve spojení s půlvlnným rezonančním obvodem, naladěným na 2 160 MHz, dodává dostatečný signál pro oba směšovače. Dva výstupní konektory s různými způsoby vazby umožňují experimentování, případně zapojení dalšího stupně v nějakém odděleném přístroji.

Mechanické rozmístění součástek je patrné z obr. 5.2, kde je tento společný díl již smontovaný s přijímací částí – konvertorem.

Část přijímací – konvertor z 2 320 MHz na 145 MHz (obr. 5.4)

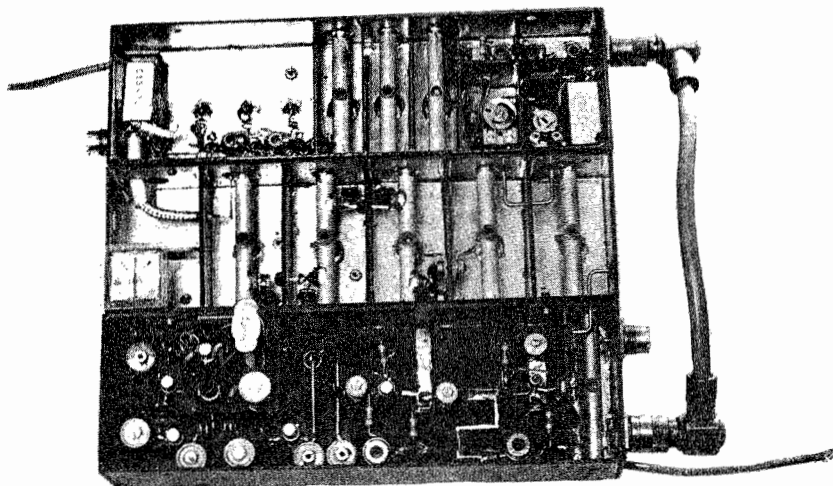


Obr. 5.4. Část přijímací, konvertor

V tomto dílu je použito BFR34a v zapojení se společným emitorem. K dosažení největšího zesílení jsou emitory připojeny na kostru přímo, bez emitorového odporu. Odpadnou tím sice komplikace s dokonalým zablokováním emitorů bezindukčními kondenzátory, ale zhorší se teplotní stabilita.

Tabulka 5.1. Provedení indukčnosti přijímací části transvertoru

Tlumivky	3 z drátu o \varnothing 0,4 mm CuL samonosně na \varnothing 2,5 mm
L_{11}	měděný drát o \varnothing 1,5 mm (smyčka)
L_{12}, L_{14}, L_{15}	
L_{16}, L_{17}	mosazná trubka o \varnothing 6 mm délky 49 mm, odbočka 11 mm od „studeného“ konce
L_{13}	smyčka z měděného drátu o \varnothing 1,5 mm, 12 \times 15 mm
L_{18}	měděný pásek 5 \times 0,2 mm délky 15 mm
L_{19}	8 z drátu o \varnothing 0,4 mm na \varnothing 4 mm
L_{20}	2 vazební závity v izolační trubičce PVC
C_v	plechový praporek 5 \times 10 mm (vazba mezi L_{14} a L_{15})



Obr. 5.7. Pohled zespodu

K přepínání antény jsem použil relé QN59925. Při montáži je třeba miliwattmetrem sledovat, jaký výkon při vysílání jde „nesprávným“ směrem. Pak zkusmo uzemňujeme jednotlivé vývody z druhého páru nevyužitých přepínacích kontaktů relé a současně sledujeme výstupní výkon. Zvláště při uzemnění prostředního kontaktu do vhodného místa se výkon směrem do antény zvětší a téměř úplně zmizí signál „směrem k přijímači“. Po tomto úkonu lze zkusmo relé vyřadit a výstupní článek π připojit přímo do anténního konektoru. Výkon bude nepatrně větší, ale 10% ztrátu lze oželeť. Uváží-li se malé rozměry a hermetické provedení relé, jsou s ním daleko lepší zkušenosti než se souosým relé 5QN59909, u kterého se obvykle časem ulomí přepínací ocelová struna a oprava je velmi obtížná.

Mezi článkem π a vstupním vývodem relé je další obvod, složený z trimru 0,5 až 4 pF (který má i indukčnost) a kapacity asi 0,5 pF na zem.

Uvádění do provozu — nastavování

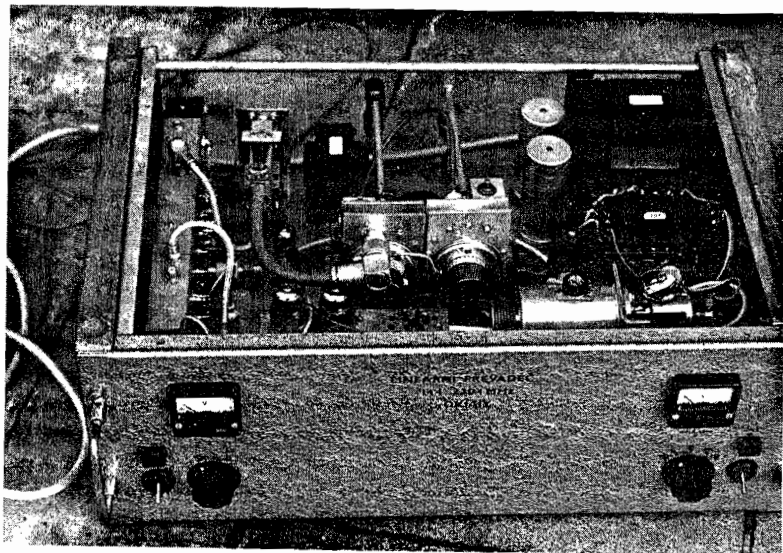
Jednotlivé díly je nutno oživovat postupně. Kmitočet krystalového

oscilátoru je třeba změřit, abychom věděli, jaký bude přesný kmitočet po vynásobení. Nemáme-li u transceivru možnost ladit 100 až 200 kHz pod 144,0 MHz, upravíme raději krystal tak, aby začátek pásma 2 320,0 MHz přišel na 144,5 nebo 145,0 MHz.

Vlnoměrem je třeba změřit výstupní kmitočet všech násobičů postupně až k výstupnímu obvodu. Všechny prvky se nastavují na největší výstupní napětí, což platí i pro směšovač vysílací části. Ten je nejlépe nastavit jako zesilovač na 2 176 MHz. Jednak se snadno nastaví vstupní článek π a jednak se prakticky zkusí, jak stupeň zesiluje. Pak se přivede buzení z transceivru 145 MHz, trimrem 100 Ω nastavíme maximum signálu a vlnoměr naladěný na 2 320 MHz se naváže na výstup z článku π v kolektoru směšovacího tranzistoru. Přelaďováním obou trimrů se snažíme nastavit alespoň malý výkon na požadovaném kmitočtu. Tento okamžik je pro další práci dost důležitý, poněvadž není-li vlnoměr dost citlivý, lze nepatrnou výchylku ručky snadno přehlédnout. Je-li k dispozici druhý přijímač na 2 320 MHz, je možné článek π naladit podle jeho S-metru. Zároveň je třeba poopravit nastavení pracovního bodu T_{11} . Je nutné si uvědomit, že pracujeme na centimetrových vlnách a signály jsou tu slabé a těžko měřitelné. Každý detail musí být proveden co nejpečlivěji, vše správně nastaveno. To platí o všech dalších obvodech. Vazební kapacitu na tříobvodový pásmový filtr tvoří malý plechový praporek, na kterém je nasunuta izolační silikonová trubička; praporek je přihnuto k L_{23} . Nastavení všech tří obvodů je velmi ostré. Všechny trimry, které by k tomu mohly být použity, byly nevhodné pro nespolehlivý kontakt i velkou počáteční kapacitu. Šroub M3x20 však přeladí půlvlnný obvod o několik set MHz, a proto byly obvody dokonale laděny následujícím způsobem: Aby byl ladící šroub veden uprostřed otvoru \varnothing 4 mm, který je vyvrtán kolmo do trubky o \varnothing 6 mm, musí být umístěn v základní desce dostatečně přesně. Proto jsou všechny otvory vyvrtány montážně – vrtákem o \varnothing 4 mm se ze strany rezonátoru naznačí na základní desce správné místo, které se pak provrtá vrtákem o \varnothing 2,4 mm. Závit M3 se do laminátu vyřízne jen závitníkem č. 1 až 2, aby šel šroub v laminátu dostatečně těžko šroubovat. Z každé strany se pak k základní desce připájejí matice M3, které vedou šroub poměrně přesně a zajistí dobrý kontakt. Tento postup velmi ulehčil další

práci. V případě, že by kapacita úplně zašroubovaného šroubu byla ještě malá, je možno do otvoru o \varnothing 4 mm zasunout teflonové nebo trolitulové pouzdro (kostříčka pro jádro M3 kanálového voliče TVP provrtaná vrtákem o \varnothing 3,1 mm). Tím se zvětší dielektrická konstanta a tedy i kapacita. Šroub M3 bude pak zašroubován jen částečně do obvodu a rozsah ladění se tím zvětší.

Za selektivním filtrem následuje třístupňový tranzistorový zesilovač. Je vhodné jej celý zevrubně oživit natolik, aby na výstupu byl třeba jen malý výkon, který by se dal registrovat miliwattmetrem zapojeným přímo do anténního konektoru. Pak nastane zdoluhavá práce s každým milimetrem obvodů, které se zkracují nebo prodlužují malými kousky plechu za současného sledování výstupního výkonu. Všechny obvody musí jít poměrně ostře ladit. I když se v prvních chvílích zdá, že je to práce marná, dostaví se jistě po několika hodinách úspěch. Takové experimentování nevydrží keramické trimry, které se po několika otočeních zničí a je nutné je vyměnit. Proto doporučuji připájet ty první jen velmi lehce, aby je pak bylo možné snadno vyjmout a nové už nastavit do předem vyzkoušené polohy.



Obr. 5.8. Sestavený transvertor

Slabé přívodní pásky tranzistorů tvoří obvodové indukčnosti a vyjdou jen velmi krátké, 1 až 2 mm; zbytek se musí nastavit širším páskem. Pozor také na tlumivky, hlavně v přívodu k bázím jednotlivých tranzistorů. Má-li stupeň sklon ke kmitání, doporučuji dát do série se čtvrtlínou tlumivkou odpor 100 až 200 Ω . Velmi mi to pomohlo u posledních dvou stupňů v zesilovači výkonu u směšovače v konvertoru. Jestliže začne některý ze stupňů kmitat, projeví se to zvětšením kolektorového proudu a odpory v kolektoru (u konvertoru 1 k Ω , u zesilovače 68 Ω) jsou vlastně jediným omezujícím členem. Pro počáteční oživování je vhodné zvětšit tyto odpory na 100 až 200 Ω a proud měřit třeba Avometem. Pracovní body jednotlivých stupňů jsou dostatečně jemně nastavitelné děličem, složeným z trimrů 1 k Ω a z pevného odporu. Pro zlepšení stabilizace s ohledem na změny teploty je k trimru ještě připojena kombinace odporu 10 Ω s diodou, která je jedním koncem připájena poblíž chladiče. Správně by měla být tepelně spojena s hmotou tranzistoru, poněvadž se po nastavení optimálních pracovních bodů tranzistory slabě zahřívají a zahřátá ochranná dioda by měla ubrat předpětí a přetížený prvek „přivřít“. Z tohoto důvodu bylo navrženo i chlazení. Tranzistory jsou „usazeny“ do přesného otvoru, který je vyvrtán v oboustranně plátovaném laminátu. Tím bude jejich emitor (bez dlouhého přívodu) přímo „na zemi“. Pro bázi i kolektor se jehlovým pilníkem „srazí“ hrana, aby nedošlo ke zkratu vývodních pásků na měď. Z druhé strany se pak nanese silikonová vazelína a připájí čtvereček tenké měděné fólie. Je možné připájet měděnou fólii i ze strany obvodů, pozor však na zkrat báze-konektor. U přijímací části je tomu podobně. Vlnoměrem, přiblíženým k L_{12} a L_{14} , se indikuje jejich naladění. Po zapojení do vstupu přijímače na 145 MHz je už slyšet změny v šumu při „regulaci“ pracovního bodu T_9 .

Pomocný kalibrátor, který dává signál na začátku všech pásem VKV, je další neocenitelnou pomůckou. Navážeme jej na L_{15} a pokusíme se zaslechnout jeho signál na vypočteném kmitočtu v pásmu 2 m. Jestliže se to povede, opravíme nastavení pracovního bodu trimrem (je velmi kritické) a postoupíme s kalibrátorem na další stupeň. Pak už jde vše snadno; S-metr je dobrým pomocníkem, a když už je ručka hodně vpravo (funguje AVC), ubere se na citlivosti nebo se me-

zi kalibrátor a vstup zařadí nějaký útlumový člen (např. několik metrů souosého kabelu). Tímto způsobem lze celý konvertor nastavit; nakonec se zkusmo opraví optimální oscilátorová injekce. Mění se vazební smyčka L_1 a nakonec se odhýbá plechový praporek C , za současného sladování L_{14} . Poslední jemné doladění se udělá s připojenou anténou přímo na protistanici v pásmu.

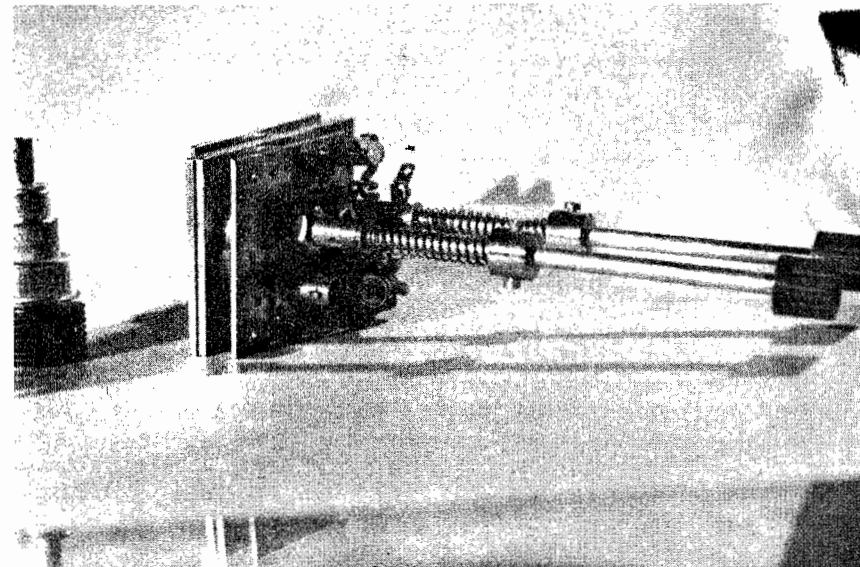
Mechanicky je celek spájen z oboustranně plátovaného kuprexitu (základní desky a přepážky), boční strany jsou z jednostranně plátovaného materiálu. Pracuje se s ním daleko snadněji než s plechem a konstrukce je lehčí a stabilnější. Půlvlonné obvody z mosazné trubky o \varnothing 6 mm jsou zasunuty z boku do otvorů o \varnothing 6 mm a připájeny. Stříbření není podmínkou. Celá konstrukce by měla mít i víko, přišroubované velkým množstvím šroubů.

Výstupní výkon 50 až 100 mW, který byl naměřen, není velký. Není ale zase tak malý, aby se s ním nemohlo úspěšně dále experimentovat.

Zesilovač výkonu pro 2 320 MHz s elektronkou 2C39 (obr. 5.3)

Zesilovač se skládá z katodové a anodové části, které jsou k sobě přišroubovány zhruba v úrovni mřížkového prstence. Oba dutinové rezonátory jsou jen 9,5 mm dlouhé, elektronka je umístěna excentricky těsně při jejich okrajích. V prostoru dutin jsou umístěny ladící terčíky a vazební smyčky, které jsou připájeny přímo do vstupního a výstupního konektoru. Obvod katody a žhavení je v podobném konektoru jako u směšovače. „Studený“ konec je zablokovan bezindukčním kondenzátorem. Podobný bezindukční kondenzátor je také mezi anodovou pérovou objímkou a základní deskou. Jen izolační mezikruží ze slídy musí být poněkud tlustší (asi 0,25 až 0,35 mm), aby nedošlo k průrazu vysokým napětím, které může být až 1 000 V. Dva nejpracnější díly – anodová a mřížková pérová objímka – byly použity z rezonátoru firmy Rafena. Rovněž ladící terčíky je vhodné použít hotové. Jsou to šrouby o průměru 10 mm s jemným závitem, vedené v kuželové rozříznuté matici. Ta se po naladění sevře převlečnou maticí a další pohyb šroubu v závitech je vyloučen. Odpadnou starosti se špatným kontaktem v závitech jakéhokoli volně se otáčejícího šroubu (vymezení vůle v závitech pomocí tlačných pružin viz obr. 5.3) s ladící

osou, která navíc musí být opatřena tlumivkou (trubka dlouhá asi 30 mm), aby tudy vř výkon neunikal.



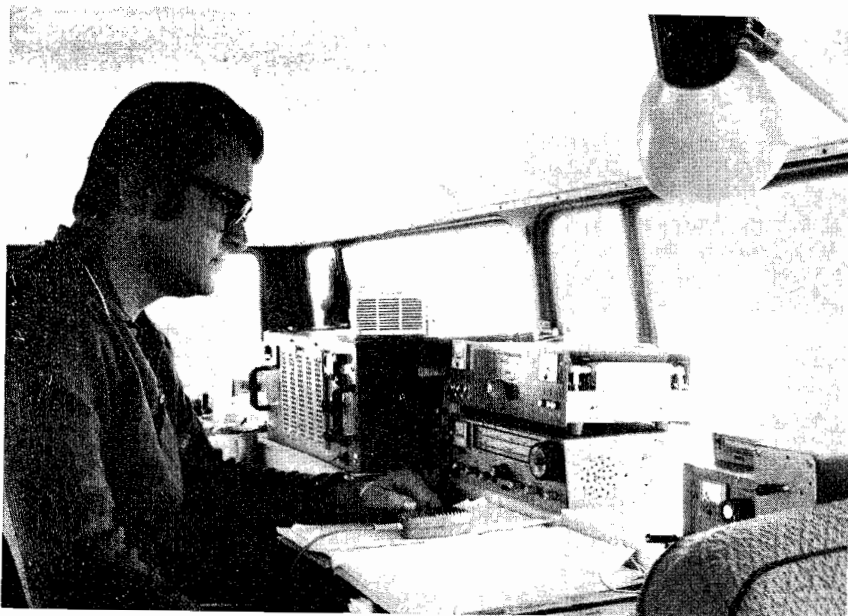
Obr. 5.3. Zesilovač výkonu

Mechanické práce na zesilovači je dost. Vyplatí se co největší přesnost. Jedna základní deska je narýsována a provrtána, pro vrtání dalších dílů slouží jako šablona. Tloušťka základních desek může být od 2 do 4 mm (vyrovná se tloušťkou podložky pod anodovou pérovou objímkou). Sám jsem použil mosaznou vanu ze starého olejového kondenzátoru, který po několika desítkách let naposledy dobře posloužil . . . Desky je lépe nařezat pilkou a opílovat, protože při stříhání se takto tlustý materiál pokríví a těžko se rovná. Největší potíž bude asi s kruhovými částmi rezonátoru. Posloužilo vyřazené bronzové ložiskové pouzdro, které náhodou mělo skoro potřebné rozměry. V jednom případě jsem z nouze použil i dural. Jednotlivé díly jsou po vyleštění a postříbření k sobě sešroubovány zapuštěnými mosaznými šroubky M2. Styčné plochy musí být rovné a čisté. Pozor – dobře uta-

hovat! Naposledy se vrtají čtyři otvory o \varnothing 2,4 mm pro závit M3 v základní desce katodové části. Rezonátory jsou již sešroubovány a elektronka je zasunuta, takže oba celky jsou vlastně na správných místech. Zmíněné otvory se závitem se dělají postupně, po vyvrtání prvního otvoru se ihned vyřízne závit a zašroubuje šroub, takže se už pak nemusíme obávat, že obě půlky budou usazeny křivě a elektronka bude mechanicky namáhána.

■ Literatura

- [1] AR č. 1 a 2/1977 a 7, 8/1979.
- [2] Konstrukční katalog Siemens.
- [3] UKW/Berichte č. 3/1977 a 4/1978.



Pavel Šír, OK1AIY

Ing. Josef Smítka, CSc., OK1WFE

MIKROVLNY

Experimentální zařízení pro pásmo 10 GHz

Toto zařízení je dnes již skoro historické. Před více než 10 lety jím uskutečnili OK1WFE a OK1VAM (Ing. Jan Franc) vstup československých radioamatérů na mikrovlnnou půdu. Jejich tehdejší československý rekord na vzdálenost 201 km mezi Sněžkou a Klínovcem (při slyšitelnosti 59++) se dlouho nepodařilo překonat.

Příprava takové akce začíná tím, že je nutné vyhledat vhodné vrcholy, mezi nimiž je přímá viditelnost. Útlum vln šířením zjistíme podle nomogramů. Z toho vyplyne potřebná citlivost přijímače, výkon vysílače a zisky antén. Dále zhodnotíme naše technické možnosti ve vztahu k stanoveným potřebám, a to rovněž podle nomogramů. Získáme tak představu, zda je či není možné spojení uskutečnit a zda je uskutečníme snadno nebo obtížně.

Není-li přímá viditelnost, je ještě možno udělat spojení difrakcí, lomem, odrazem. Je však zapotřebí mnohonásobně vyššího výkonu, a to i o 40 dB na jednu překážku. Rádiový obzor nesouhlasí s obzorem optickým. Rádiové vlny nižších kmitočtů se ohýbají kolem terénu, mikrovlny však téměř nikoli.

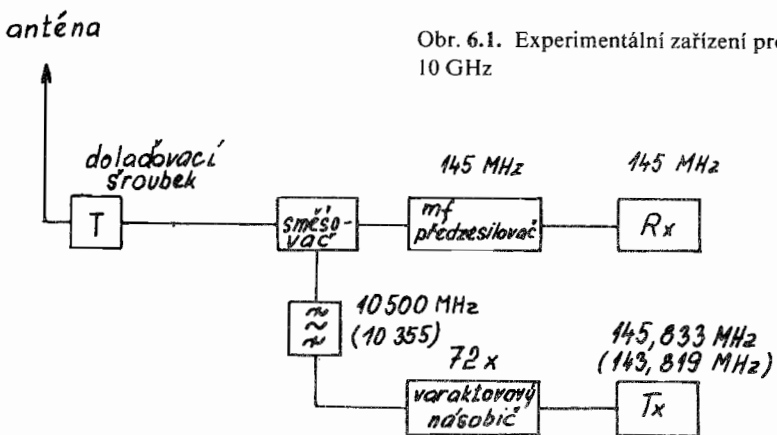
Při stavbě mikrovlnného zařízení je třeba věnovat pozornost každému dílu, a to hlavně šumu, kmitočtové stabilitě a správnému naladění. Přitom bývá k dispozici nejvýše sací měřič a kousek Lecherova vedení. Prvního překvapení jsme se dočkali, když jsme se neslyšeli ze sedmého do desátého patra téhož domu, ale až odrazem od protějšího paneláku. Spojení mezi Sněžkou a Klínovcem však bylo perfektní 59++ . Při stavbě a závěrečném sestavení před odjezdem na „kótu“ je nutno kontrolovat přijímače, vysílače i anténu. Kontrolu provádí-

me pokud možno nejobjektivnějším způsobem – indikátorem výkonu, šumovým generátorem, měrnou anténkou apod. Stavba mikrovlnného zařízení se neobejde bez předchozího vybudování základní měřicí techniky.

Jako náhradní šumový generátor může posloužit držák mikrovlnné hrotové diody, do níž přivedeme inverzním směrem stejnosměrný proud do 6 mA. Vhodná dioda je 36NQ52.

Mikrovlnné antény mohou mít značný zisk při správných rozměrech. Je to i potřeba, protože se na centimetrových vlnách obtížně dosahuje vyšších výkonů vysílače a vysokých citlivostí přijímače. Antény s vysokým ziskem jsou značně směrové, mají úzké vyzařovací úhly, třeba jen kolem 1 stupně. Proto nejen není lehké najít v terénu s touto přesností správný směr, ale ani vodorovnou rovinu. K tomu je třeba se řádně vybavit přesnou busolou (vodováhou, olovnicí) a přípravky podle typu použité antény. Orientace podle slunce není vždy přesná, zvláště ráno a večer. Téměř všechna spojení se uskutečňují ve vodorovné rovině s odchylkou pod 1 stupeň. Základní výchozí poloha antény je proto vždy přesně vodorovná.

Zařízení OK1WFE a OK1VAM je téměř shodné klasické konstrukce (obr. 6.1). Vychází ze 144 MHz násobením $72 \times$ až na 10 GHz. Výstupní výkon vysílače je asi 40 mW, šumové číslo přijímače kolem 7 dB.



Přijímač má klasickou konstrukci mikrovlnného směšovače s diodou ve vlnovodu pro mezifrekvenční přijímač v pásmu 144 MHz. Aby se zlepšilo šumové číslo použitého přijímače, je zařazen mezifrekvenční předzesilovač s kaskádou $2 \times$ BF 256, jehož šumové číslo je asi 0,6 dB.

Zařízení umožňuje duplexní provoz. Přijímač je oddělen od vysílače filtry. Pracovali jsme telegraficky úzkopásmovou frekvenční modulací a duplexním provozem. Každý vysílač byl vždy současně injekcí pro směšovač přijímače. Dobré přizpůsobení antény je podmínkou k tomu, aby výkon vysílače nepřetížil směšovací diodu.

I když je přizpůsobení dobré, nemusí odražený výkon stačit pro vybudování směšovače diodou na potřebný proud asi 1 mA. Proto je ve výstupním vlnovodu šroubek, který způsobí dodatečný odraz a zvýší odražený výkon. Nastavuje se jím potřebné vybudování směšovače.

Souprava se skládá z jednotlivých dílů, které se sestavují až na místě.

Spojení mezi anténou a zařízením je provedeno vlnovodem R_{100} . Primární zářič je trychtýř s vhodným vyzařovacím úhlem (viz nomogramy). Ústí zářiče je umístěno v ohnisku parabolického zrcadla, ale pro spojení na kratší vzdálenosti jsme používali jen trychtýře.

Mikrovlnná technika umožňuje realizovat velmi úzké vyzařovací diagramy antén a komunikovat s velmi vysokou energetickou účinností a malým příkonem.

Typickým příkladem mikrovlnné komunikace jsou radioreléové spoje pro přenos mnohonásobné telefonie a televizního signálu, družicová rozhlasová služba – přímé šíření televizního a rozhlasového signálu z umělých družic Země.

Klíčem k práci na mikrovlnách je měřicí technika. Bez měření nevedeme do provozu ani nejjednodušší mikrovlnné zařízení, i kdyby bylo vyrobeno podle sebelepšího návodu.

Mikrovlnné vedení, vlnovody

Mikrovlny se šíří i koaxiálními vedeními, kabely i dvouvodičovým ve-

dením. Nomogramy a vzorce pro výpočet charakteristické impedance různých struktur vedení jsou v kapitole 8.

S rostoucím kmitočtem však roste i útlum, a to přibližně se čtvercem kmitočtu. Navíc na vysokých kmitočtech se každá nespojitost na vedení uplatňuje pronikavěji a přispívá k vzniku odrazů na vedení, a tím k dalšímu útlumu. Proto se na mikrovlnách k přenosu signálu používají vlnovody.

Vlnovod je elektricky vodivá trubka. Může mít průřez nejrozmanitějších tvarů, ale používá se obdélník, čtverec, kruh, elipsa.

Vlnovody mají velmi malý útlum, jsou však neohebné, a proto se musí sestavovat z kratších úseků přírubami. Vyrábí se řada spojovacích členů, kolen, překрутů také opatřených přírubami, aby bylo možné vedení smontovat do potřebného tvaru. Ohýbání vlnovodů je možné, ale provádí se na speciálních strojích, které při ohýbání protahují vlnovodem trn nebo svazek ocelových pásků, aby zůstal zachován průřez vlnovodu.

Nízké kmitočty se vlnovodem nešíří. Vlnění ve vlnovodu je možné vybudit různými způsoby. Způsob rozložení elektromagnetického pole ve vlnovodu se posuzuje podle toho, jak je rozložena jeho elektrická magnetická složka a nazývá se vid vlnění. Elektromagnetické pole má vždy elektrickou a magnetickou složku a směr šíření ve třech na sebe kolmých směrech.

Vidy, které jsou uspořádány tak, že mají elektrickou složku vlnění (\vec{E}) napříč vlnovodu, jsou vidy transverzálně elektrické $-TE$. Vidy transverzálně magnetické TM mají magnetickou složku (\vec{H}) napříč vlnovodu.

Nejnižší kmitočtem, který určitý vid ve vlnovodu vybudí, se nazývá mezním nebo kritickým kmitočtem (f_c), odpovídající délka vlny mezní, kritická (λ_c).

Ve vlnovodu se současně může vybudit i více vidů, je to však většinou nežádoucí. Jaký vid se vybudí z těch, které se danou strukturou mohou šířit, záleží na poloze a tvaru budícího elementu. Mezi všemi vidy, jež se mohou v daném vlnovodu šířit, jen jediný může přenášet úplně nejnižší kmitočtem. Nazývá se vid dominantní. Obvykle právě tento vid se používá k přenosu.

Nejčastěji používaným vlnovodem je vlnovod obdélníkového průřezu.

[140]

Dominantním videm je transverzálně elektrický vid TE_{10} :

$$\text{kritická délka vlny } \lambda_c = 2b,$$

$$\text{kritický kmitočet } f_c = \frac{300}{2b}, \quad [\text{MHz, m}]$$

$$\text{délka vlny ve vlnovodu } \lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/f_c)^2}}.$$

Výsledek vyjde ve shodných jednotkách, v jakých byly dosazeny proměnné. Uvedené vzorce jsou pro dominantní vid. Pro vyšší vidy TE_{mn} i TM_{mn} platí:

$$\text{kritická délka vlny } \lambda_c = \frac{2b}{\sqrt{m^2 [(b/a)n]^2}}.$$

Pro některé aplikace se používá vlnovodu s kruhovým průřezem trubky o vnitřním průměru $2r$. Výpočty jsou složitější.

Dominantním videm je TE_{11} :

$$\text{mezní délka vlny } \lambda_c = 3,42 r,$$

$$\text{mezní kmitočet } f_c = \frac{300}{3,42 r}, \quad [\text{MHz, m}]$$

$$\text{délka vlny ve vlnovodu } \lambda_g = \frac{2\pi}{(2\pi/\lambda)^2 - 1,84^2/r^2}.$$

Často se však používá vidu TM_{10} , protože jím lze přenést vyšší výkon. Pro tento vid platí:

$$\lambda_c = 2,61 r,$$

$$f_c = \frac{300}{2,61 r}, \quad [\text{MHz, m}]$$

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{(2\pi/\lambda)^2 - (2,405/r)^2}.$$

Charakteristická impedance Z_0 (vlnový odpor) vlnovodu nezávisí jen na geometrickém tvaru vedení jako u koaxiálního kabelu, ale i na kmitočtu a vidu.

$$\text{Pro vidy } TM: Z_0 = 377 \sqrt{\epsilon_r} \cdot \sqrt{1 - (f_c/f)^2}.$$

$$\text{Pro vidy } TE: Z_0 = 377 \sqrt{\epsilon_r} \cdot 1/\sqrt{1 - (f_c/f)^2}. \quad (\text{Ve vzduchu } \epsilon_r = 1)$$

Obecně je možné říci, že oproti koaxiálnímu vedení je Z_0 vlnovodů mnohem vyšší, což je nevýhodné, zvláště přizpůsobujeme-li takovému vedení polovodičové prvky.

Při práci s vlnovody se používá Smithova diagramu stejně jako při práci s koaxiálními nebo páskovými vedeními.

[141]

Spojování vlnovodů

Vlnovody se spojují přesnými přírubami, aby spoj neodrážel procházející vlnění a záření nepronikalo z vlnovodů ven. Příruby jsou velmi silné, pevné, aby se při šroubování neohýbaly. Styčné plochy se zabrušují, lapují. Normalizované jsou i přesnosti ploch a otvorů vodičích šroubů.

Otvory při spojení způsobují rezonance, odsávají výkon, a to i štěrbin široké méně než desetinu milimetru, jsou-li hluboké srovnatelné s $\lambda/4$, tedy několik mm. Na druhé straně vliv nepřesnosti navázání profilu vlnovodu nebývá tak veliký.

V amatérské praxi není možné dodržet přísné tolerance spojení vlnovodu. A není to ani nutné, musíme však uvážit vliv nepřesností a každý díl mikrovlnného zařízení elektricky změřit. Dobré elektrické spojení musí být zajištěno na těch místech spoje, kde teče po povrchu proud – tj., kde protékající vysokofrekvenční proud je přerušen rozbitelným spojem – například u obdélníkového vlnovodu s dominantním videm TE_{10} uprostřed širších stran průřezu spojení.

Pro zajištění dobrého spojení se někdy do příruby vkládají pérové vložky nebo vložky z měkkého kovu (poddajné) – cínové nebo olověné. Přesnost může pak být úměrně nižší.

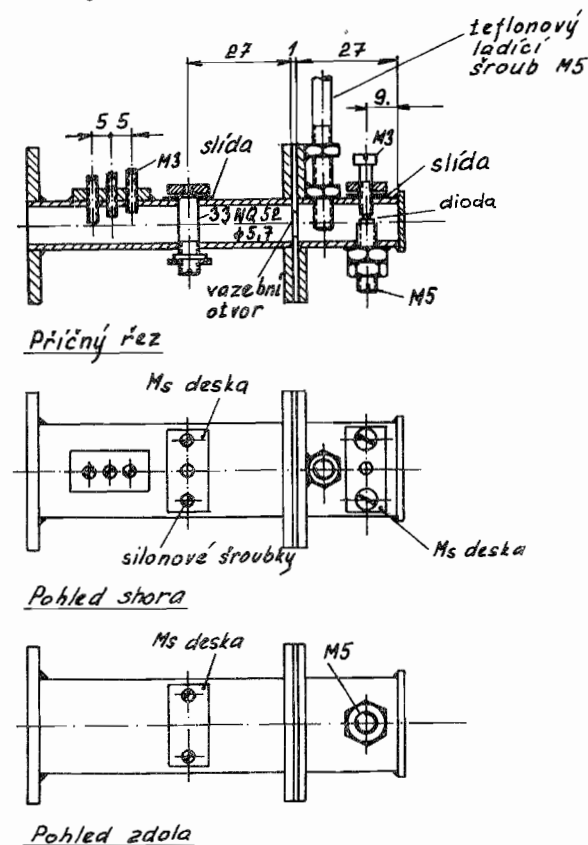
Vlnovodový detektor – směšovač

Jde o držák mikrovlnné detekční nebo směšovací hrotové křemíkové diody (23NQ52, 1N21, 1N23 apod.). Diodu umístíme napříč obdélníkového vlnovodu. Uprostřed stěn zhotovíme kontaktní věnečky, jeden spojený přímo se stěnou vlnovodu, druhý s talířkem izolovaným od stěny tenkou slídou nebo fólií. Talířek tvoří filtrační kapacitu či spíše čtvrtvlnné radiální vedení a zabrání pronikání mikrovlnného signálu do výstupu držáku – mezifrekvenčního zesilovače, měřiče apod. Velikost talířku není kritická. Nejlepší filtraci při nejmenší nf kapacitě dosáhneme, bude-li šířka mezikruží (talířku) rovna čtvrtvlně

mikrovlnného signálu, ovšem se započtením činitele zkrácení podle materiálu izolační podložky ($k = \sqrt{\epsilon_r}$).

Jeden konec vlnovodové trubky je opatřen přírubou a druhý je zkratován posuvným pístem s dobrými kontakty přes užší stranu vlnovodu. Polohu pístu nastavíme tak, aby bylo co nejlepší přizpůsobení držáku (největší citlivost). Přizpůsobení je možné ještě zlepšit nastavením polohy ladicích šroubků ve vlnovodu, umístěných mezi diodou a přírubou. Pro menší nároky nemusíme ladicí šroubky použít.

Držák je nakreslen na obr. 6.2. Na následujícím obrázku je ještě ně-

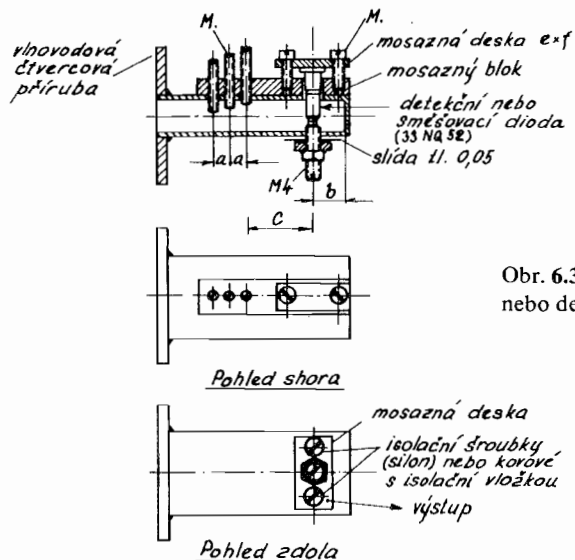


Vlnovod IEC R100, čtvercové příruby

Obr. 6.2. Držák mikrovlnné diody 33NQ52

kolik dalších provedení. Rozměry vlnodů a přírub jsou uvedeny v tabulkách.

Takový držák diody je základní stavební jednotkou směšovačů mikrovlnných přijímačů nebo slouží jako detektor kontrolních a měřicích přístrojů a pomůcek. Připojení držáku k navazujícím obvodům ve funkci směšovače i detektoru ukazuje obr. 6.4. Kvalita detektoru se hodnotí podle detekční citlivosti – výstupního napětí detektoru při určitém vstupním mikrovlnném výkonu. Dobré hodnoty jsou okolo 1 500 mV/mW. Detektor při tomto měření pracuje bez zatížení, jen výjimečně se detekční citlivost uvádí pro zátěž 100 nebo 200 kΩ.

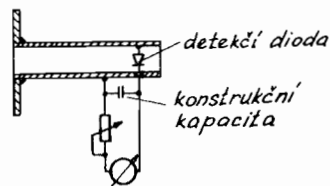


Obr. 6.3. Držák mikrovlnné směšovací nebo detekční diody

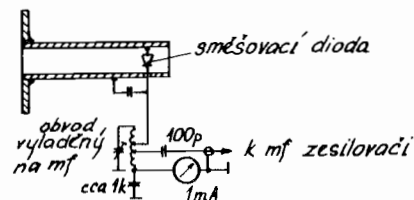
MHz	vlnod	šroubky	a	b	c	e	f
5 650	R 70	M4	10mm	20mm	~20mm	22	10
10 500	R 100	M3	5mm	9mm	~20mm	22	10
24 500	R 220	M1,6	2mm	3,7mm	~15mm	14	9

Ostatní rozměry nejsou kritické.

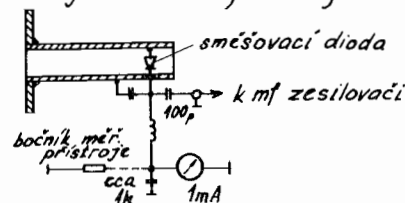
Ladící šroubky musí mít těsný závit nebo kontramátky



a) Mikrovlnný indikátor výkonu



b) Směšovač transformací impedance mezi směšovací diodou a mf zesilovačem vhodný pro hrubé směšovací diody a jemné Schottkyho diody



c) Směšovač přímo vázaný na mf zesilovač vhodný pro hrubší Schottkyho diody

Obr. 6.4. Připojení držáku mikrovlnné diody

Lepší kritérium je tangenciální citlivost, definovaná jako mikrovlnný výkon potřebný k tomu, aby vytvořil na výstupu detektoru signál o rozmitu 2,5krát větším, než je rozmit šumu bez signálu. Tangenciální citlivost lépe charakterizuje detekční schopnost pro malé signály. Dobré hodnoty jsou kolem -45 dBm.

Kvalitu směšovače hodnotíme podle dosaženého šumového čísla přijímače. Dobré hodnoty jsou 6 až 10 dB, ale může se dosáhnout i 4,5 dB na 12 GHz. Při měření musíme zabezpečit, aby výkon šumového generátoru na zrcadlovém kmitočtu nepronikal do měřeného směšovače, jinak měříme nepravdivé, optimistické hodnoty.

Pomocným kritériem je směšovací ztráta. Uvádí, o kolik dB je menší výstupní mezifrekvenční výkon než vstupní mikrovlnný výkon. Dosahuje hodnoty od 3,5 do 8 dB.

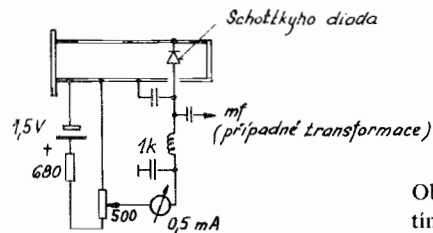
Vlastnosti směšovače závisí na nastavení, a to kromě doladění podle předchozího odstavce ještě na nastavení výkonu místního oscilátoru přijímače a zatěžovacího odporu směrem k mezifrekvenčnímu zesilovači, a na jeho šumovém čísle.

Výkon místního oscilátoru hodnotíme podle proudu detekovaného směšovací diodou – hodnotu ukazuje měřicí přístroj na obr. 6.2. Správná hodnota bývá mezi 0,5–2 mA. Směrem k vyšším proudům se obvykle šumové číslo příliš nezhoršuje.

Mezifrekvenční zatěžovací odpor u moderních hrotových diod bývá dost vysoký, je nutné jej transformovat okruhem.

Šumové číslo dobrého mf zesilovače může být dnes pod 1 dB prakticky na libovolném mf kmitočtu.

Hrotové diody jsou velmi citlivé na otřesy a statickou elektřinu! Modernější jsou Schottkyho LBS a ZBS diody (low a zero bias). Práce s nimi se však příliš neliší od uvedených zásad. Impedance jsou u těchto diod nižší. Starší Schottkyho diody se ve směšovači přiotvíraly stejnosměrným proudem (obr. 6.5), aby bylo dosaženo vhodného vybuzení diody při menším výkonu místního oscilátoru.



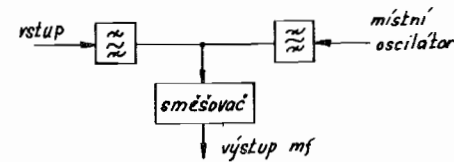
Obr. 6.5. Zapojení směšovače s předpětím Schottkyho diody

(Novější Schottkyho diody ZBS a LBS předpětí nepotřebují.)

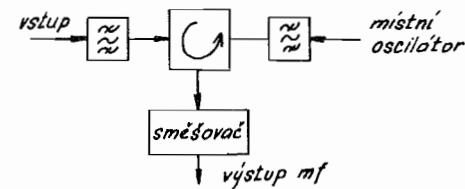
Vlastnosti směšovače může úplně zkažit nekvalitní signál místního oscilátoru, hlavně při nízkém mezifrekvenčním kmitočtu, a je-li míst-

ním generátorem varaktorový řetězec. Proto se zařazuje mezi místní generátor a směšovač co nejužší mikrovlnný filtr.

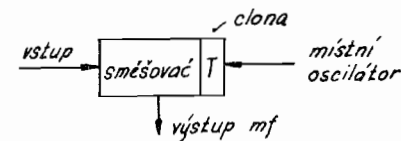
Spojení směšovače, vstupu a místního oscilátoru může být provedeno přes filtry (vhodné při vysokých mf kmitočtech), přes cirkulátor, nebo může být směšovač průchozí – vhodný zvláště, je-li k dispozici nadbytek výkonu místního generátoru (viz obr. 6.6).



a) Oddělení filtry



b) Oddělení filtry a cirkulátorem



c) Průchozí směšovač

Obr. 6.6. Různá zapojení mikrovlnného směšovače

Spojení mezi mf předzesilovačem a směšovačem má být co nejkratší, proto je vhodné oba bloky mechanicky spojit. Pokud to není možné a musí být propojení provedeno kabelem, je třeba mít na zřeteli, že to není propojení přizpůsobené, ale rezonanční. Je nutné vyzkoušet délku propojovacího kabelu.

Mezifrekvenční předzesilovač

Mezifrekvenční předzesilovač je postaven se dvěma BF256, ale vyhoví i tranzistory MEM557 nebo KF557. Byly vybrány takové, které měly nejmenší šumové číslo. Zesilovač je kaskáda ze dvou tranzistorů, z nichž první je zapojen uzemněným sourcem, druhý s uzemněným gatem. Je napájen ze zdroje 18 V, takže tyto dva tranzistory nejsou zapojeny v sérii.

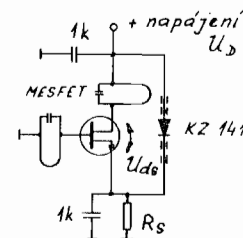
Při nižším napětí (pod 15 V) nedostaneme potřebné šumové číslo, které je do značné míry závislé na driftové rychlosti minoritních nositelů náboje, šum je nepřímo úměrný driftové rychlosti. (Nejméně šumí při téměř průrazném napětí.)

Obvody jsou doladěny normálně a zpětná vazba díky kaskádnímu zapojení a neutralizaci prvního stupně nehraje žádnou roli. Zisk celého stupně je nastaven asi na 15 dB, takže není nebezpečí rozkmitání.

Vzhledem k tomu, že výstup z detektoru nebo směšovače není reálné povahy, záleží na délce přívodního koaxiálního kabelu od detekční diody na vstup zesilovače. Ten je asi 23 cm dlouhý a musí se vyzkoušet. Záleží i na kapacitě mikrovlnné tlumivky v oddělovacím členu výstupu detektoru od mikrovlnné části. Výstup není citlivý, může být použit i dost dlouhý kabel. Někdy je vhodné použít vyšší mezifrekvenční kmitočet. Potom jsou vhodnější předzesilovače s dvoubázovými FETy KF 907, KF 910 nebo galiumarsenidové 3SK97. Zapojují se všechny stejně (obr. 6.7), nekmitají i při vysokém zisku – až 20 dB.

Stabilizační člen v sourceu může odpadnout beze změny ostatních součástek, dáme-li přednost přímému připojení source na kostru před malým zhoršením stability a šumového čísla.

Blokovací kondenzátory musí být kvalitní, bezindukční, nejlépe terčové bezvývodové. Téměř všechny tyto zesilovače kmitají samovolně mezi 1 500 a 3 000 MHz. Konstruktor to obvykle neví, protože se to neprojeví na pracovním bodu. Šumové číslo se zhorší jen asi o 0,5 dB. Přijímač má ale pochopitelně řadu parazitních příjmů, avšak v kmitočtové oblasti, kde je většinou nikdo nezjišťuje. Tyto oscilace se dají snadno odstranit feritovou perlou navléknutou na 2. hradlo (průměr



Obr. 6.7. Stabilizační obvod

Požadovaný pracovní bod : $I_d, -U_g, U_{ds}$
 Obvykle bývá $I_d = 15 \text{ mA}$ - má to být 10-15% I_{d0}
 $U_{ds} = 3 \text{ až } 3,5 \text{ V}$
 $-U_g$ se dost liší u jednotlivých kusů
 od 0,7 do 3,5 V

$$U_d = U_{ds} + I_d \cdot R_s$$

$$R_s = \frac{U_g}{I_d}$$

2,5/1 × 2,5 mm z materiálu H6 nebo i H18 – může se vydlobnout z doladovacích jader). Tato perla nevádí v zesilovači asi do 500 MHz. Kdyby poklesl zisk příliš, je nutné perlu jen zvenčí přiblížit k drainu. Pak se ale neobejdeme při ožívování zesilovače bez přístroje schopného kmity objevit. Stačí na to i prostý detektor s mikrovlnnou diodou, zapojený na výstup. Je však třeba odlišit kmity na pracovním kmitočtu od mikrovlnných, které prakticky nezávisí na nastavení ladicích prvků zesilovače.

Šumové číslo předzesilovače odpovídá samozřejmě použitému tranzistoru a kmitočtu. Naše tranzistory KF 907 šumí na 400 MHz asi 3 dB, na 800 MHz asi 4,5 dB; 3SK97 jsou podstatně lepší (1,5 a 2 dB), naopak různě po bazarech zakoupené BF 907, BF 905 bývají podstatně horší.

Potřebujeme-li skutečně extrémní šumové číslo, je možné použít

jednobázových galiumarsenidových tranzistorů, jako jsou japonské MGF 1 400, naše VCM 701 nebo sovětské:

Typ	Šumové číslo [dB]	Kmitočet [GHz]	Zisk [dB]	Pracovní bod	
				[V]	[mA]
AP 320 A-2	4,5	8	3	3	10
AP 320 B-2	6	8	3	3	10
AP 324 A-2	3,5	12	5	3	5
AP 324 B-2	5	12	5	3	5
AP 325 A-2	2	8	4,5	1,5	5

S tímto druhem tranzistorů se dost obtížně pracuje. Jsou citlivé, kmitají. Vybití sebemenšího náboje, ať statického či z napájecích zdrojů, je zničí. Nemají ochranné diody. Nesmí se letovat pistolovou páječkou.

K stabilizaci pracovního bodu obvykle stačí odpor v součtu, pochopitelně blokovaný vhodným bezvývodovým kondenzátorem. Pokud to umožní obvod, je vhodné co nejdříve k tranzistoru zapojit mezi drain a source Zenerovu diodu asi 5 V (KZ 141). Na její vývody je vhodné navléci perlu o průměru 2,5/1 × 2,5 mm z H18 a v obvodu tuto diodu umístit tak, aby zbytečně nevyvazovala v výkon. Na další tranzistory již není spolehlivý návod, ale může se s nimi dosáhnout nejlepšího šumového čísla a jsou dobré i intermodulační odolnosti. Zesilovač se napájí proudem 20 mA. Potřebné napětí je 7 až 9 V. Při napájení kabelem odpadá odpor R_3 a odpor R_2 se přepojí na kondenzátor C_2 . Tranzistor T_1 se musí změřit před montáží: nastavit proud I_{ds} 15 mA při U_{ds} 3,5 V, zjistit potřebné U_{gs} 15. Potom vypočteme vybrané hodnoty

$$R_1 = \frac{U_{gs\ 15}}{0,015} \quad [\Omega]; \quad U_{d1} = U_{gs\ 15} + 3,5 \text{ V} \quad [\text{V}]$$

a vybereme potřebné součástky, odpor nejbližší v řadě E 12 a Zenerovu diodu s přesností 0,5 V.

Dolaďovací kondenzátory jsou WK 70109 nebo lepší AT 5702 Johanson. Všechny odpory jsou TR 191, C1 TK 754 27 pF, ostatní kondenzátory jsou bezvývodové. Přívody k součástkám volíme co nejkratší.

Na přívod diody D_2 jsou navlečeny feritové perly o průměru 2,5/1 × 2 mm z materiálu H18 nebo H22.

U přívodu řídicí elektrody tranzistoru T_1 je umístěna tlumicí feritová tyčka o průměru 2 × 6 mm z materiálu H22. Nesmí se přiblížit příliš (pak by zhoršovala šumové číslo), jen tak, aby zmizely parazitní kmity v mikrovlnné oblasti (4 až 6 GHz). Parazitní kmity zjišťujeme detekční sondou.

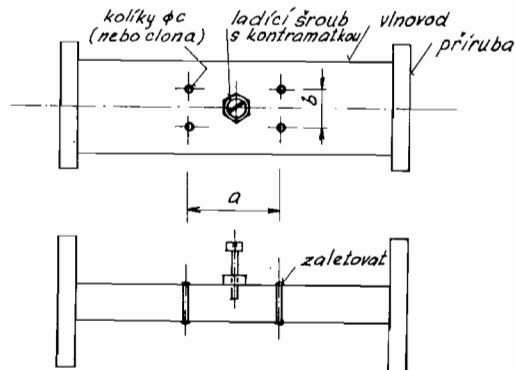
Vývody jsou z měděného drátu o průřezu 1 mm, protaženého otvůrkou v kuprexitu. Vývod je zatočen a oletován těsně u desky, aby nepřidával zbytečně indukčnost. Také je možné instalovat drobnější konektory (BNC), a to alespoň na vstup.

Vlnovodové filtry

Vlnovodové filtry jsou velmi rozmanité a technologicky náročné. Z vlnovodové trubky obdélníkového průřezu lze však filtr vyrobit poměrně jednoduše. Stačí do vlnovodu ve vzdálenosti $\lambda_g/2$ od sebe zapojit dvě shodné nespojitosti – clonky, štěrbin, dvojice kolíčků apod. Dávají se však o něco blíže, aby vzniklá dutina rezonovala výš než bude pracovní kmitočet a doladí se šroubkem uprostřed dutiny. Zkrátíme-li vzdálenost nespojitostí příliš proti $\lambda_g/2$, budeme muset ladící šroubek zašroubovat hluboko do dutiny a zvýší se ztráty. K výpočtu rozměrů dutiny a tvaru nespojitostí slouží nomogramy v příloze. Vlnovodovou trubku použijeme normalizovanou (rozměry rovněž v příloze), i když to není podmínkou funkce, a opatříme přírubami. Příruby mohou být montovány těsně za nespojitostmi. Nejsnáze se realizuje nespojitost jako dvojice kolíčků zaletovaných do vlnovodu podle obr. 6.8. Šířka pásma těchto filtrů je asi 150 MHz, průchozí útlum asi 0,2 dB. Liší se podle kvality povrchu dutiny a kolíčků.

Potřebujeme-li užší filtr, zvolíme větší poměr vlnového odporu vlnovodu a impedance clonky. Vzroste však průchozí útlum.

Mimo propustné pásmo se filtr chová přibližně jako zkrat umístěný v místě nespojitosti. To je důležité, máme-li spojit dva nebo více filtrů do jednoho vlnovodu (obr. 6.9). Proto musí být vzdálenost od nespojitosti k fiktivní stěně vlnovodu 0 nebo celistvý násobek půlvln.

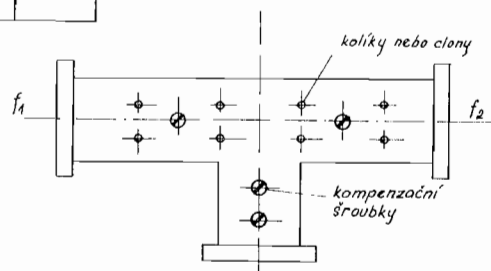


Obr. 6.8. Vlnodvový filtr

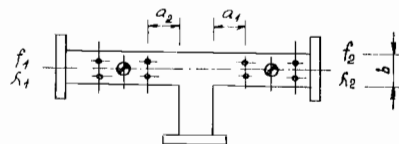
Příklad:

f	vlnovod	šroub	a	b	φc
5650 MHz	R 70	M4	38 mm	9 mm	2,5 mm
10368 MHz	R 100	M3	17 mm	7 mm	1,8 mm
24500 MHz	R 220	M2	7 mm	3,5 mm	1 mm

Příruba a vlnovod normalizované.
Ostatní rozměry nejsou kritické.



Sdružovač, vytvořený přímým spojením vlnodvových filtrů.



$$a_2 = \frac{\lambda_{g2}}{2} - c \quad c \text{ komp. úseky asi } c = b/8$$

$$a_1 = \frac{\lambda_{g1}}{2} - c$$

Sdružovač s kompenzací

Obr. 6.9. Spojení vlnodvových filtrů

Vlnodvový filtr podle obr. 6.9 použil ve svém zařízení také OK 1AIY.

Mikrovlnné generátory

Reflexní klystrony

Reflexní klystrony jsou dobré zdroje mikrovlnného výkonu. Jsou hotové, stačí připojit napětí podle katalogu, případně přivést modulační napětí. Napájecí napětí jsou však vysoká, energetická účinnost malá, musí se stále žhavit. Nejsou proto vhodné pro přenosná zařízení a navíc se bohužel většinou vyrábějí pro kmitočtová pásma, která se vyhýbají amatérským kmitočtům.

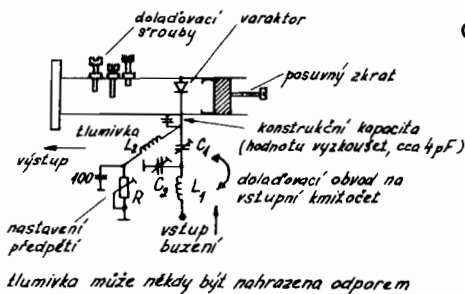
Varaktorové násobiče

Umístíme-li varaktorovou diodu do držáku a přivedeme-li budící výkon na varaktor, vznikne jednostupňový varaktorový násobič. Výstupní kmitočet bude v pásmu propustnosti použitého vlnodvodu, vstupní kmitočet nemůže být libovolně nízký, záleží na době života minoritních nositelů (uvádí se v katalogu varaktorů). Nejnižší možný kmitočet je převratnou hodnotou této doby.

Účinnosti je možné dosáhnout nejvýše takové, jaký je poměr vstupního a výstupního kmitočtu. Pro dosažení vyšší účinnosti je nutné používat mnohem složitějších obvodů s idlery – odlaďovači různých harmonických. Nejvyšší účinnosti se dosáhne, když doba vybití náboje varaktoru (snap-off time – najde se v katalogu) je převratnou hodnotou výstupního kmitočtu.

Držák je třeba upravit, aby použitá varaktorová dioda šla do držáku zasunout. Píst musí být posuvný a musí být namontovány ladící šroubky, protože impedance varaktoru bývá nízká, transformace vysoká, ladění kritické.

Vstupní výkon může být jen takový, aby se dioda nezničila (uvádí se v katalogu). Správnou hodnotu vstupního výkonu, předpěťového odporu a nastavovacích prvků seřídíme podle měřiče výkonu na výstupu násobiče, nejlépe ale až za mikrovlnným filtrem, abychom nenaladili jinou harmonickou než potřebujeme.



Obr. 6.10. Varaktorový násobič

Držák diody podle některého z předchozích obrázků doplnit posuvným zkratem a dolaďovacími sroubkami.

vstupní kmitočty	C_1	C_2	L_1	L_2
444 MHz	1+10 pF	1+10 pF	4z na $\phi 6$ mm drátu $\phi 0,8$	30z na $\phi 4$ drátu 0,15
432 MHz	0,5+5 pF	0,5+5 pF	3z na $\phi 6$ mm drátu $\phi 0,8$	15z na $\phi 3$ drátu 0,1
852 MHz	0,5+5 pF	0,5+5 pF	děsek 3-5 $\phi = 3,5$	10z na $\phi 2$ drátu 0,1

R maskovit na max. výstupní výkon při dobré stabilitě (hodnota může být velmi různá od 1 k Ω do 250 k Ω)

V těchto násobičích fungují často i nepochopitelně dobře zcela nevhodné nízkofrekvenční diody jako KA 204, protože jejich dobu vybití a života nikdo nezná. Mají ovšem velmi nevhodná pouzdra, kde se ztratí mnoho výkonu. S každou takovou aplikací je nutné dlouho experimentovat.

Viděl jsem dokonce v profesionální praxi osminásobič s 33NQ52 jako místní oscilátor přijímače – celkově elektronkového, a 80tinásobič pro fázový závěs vysílače téhož zařízení také s 33NQ52.

Varaktorové řetězce násobičů však nelze doporučit pro radioamatérskou praxi, protože s nimi mají i profesionálové. Šumí, relaxují, kmitají. Samozřejmě se dají nastavit, když to jinak nejde.

Tranzistorový zesilovač, který budí varaktorový násobič, musí být stabilní, bez ochrany, jež by mohly způsobit relaxace, a s dostatečnou rezervou výkonu. Pokud možno takovou, aby bylo možné zařadit před násobič útlum k normalizaci impedance – 2 až 3 dB.

Vlastnosti některých varaktorových diod určených pro násobiče jsou uvedeny v tab. 6.1. Škoda jen, že mikrovlnné diody, vzhledem k jejich drobným rozměrům, většinou nemají žádné označení a navíc jsou si velmi podobné, protože se všude používá jen několik typů

pouzder. Proto typ diody zná obvykle jen ten, kdo ji vybalil, použil poprvé. Z těchto důvodů tab. 6.1 asi většinou poslouží spíše pro orientaci. Některé hodnoty je možné amatérsky měřit – kapacity, závěrné napětí, snad i zatavovací dobu (souvisí s dobou života minoritních nositelů), ale doby vybití (přepnutí) a odvod tepla (max. výkon nebo teplotní odpor) se obtížně měří i v profesionální praxi speciálními přístroji. Můžeme tedy neznámou diodu nejvýše porovnat s katalogem nebo tab. 6.1 podle několika parametrů. Nestačí to ale k určení typu, a proto nezbývá než experimentovat v obvodu násobiče.

Tabulka 6.1. V SSSR se vyrábí řada Gunnových diod:

		P_{min}	f
AA 728	A	50 mW	25,86–29,3 GHz
	B	50 mW	29 –33,3 GHz
	V	50 mW	33 –37,5 GHz
AA 727	A	75 mW	37,5 –42 GHz
	B	50 mW	37,5 –42 GHz
	V	50 mW	42 –47 GHz
	G	25 mW	42 –53,57 GHz
AA 726	A	100 mW	12 –13,5 GHz
	B	100 mW	13,5 –15 GHz
	V	100 mW	15 –16,7 GHz
	G	200 mW	12 –13,5 GHz
	D	200 mW	13,5 –15 GHz
	E	200 mW	15 –16,7 GHz
AA 725	A	200 mW	5 – 6 GHz
	B	200 mW	6 – 7 GHz
	V	200 mW	7 – 8,24 GHz
	G	300 mW	5 – 6 GHz
	D	300 mW	6 – 7 GHz
	E	300 mW	7 – 8,24 GHz
AA 721	A	10 mW	3,86– 5,86 GHz
AA 722	A	10 mW	5,6 – 8,24 GHz
AA 723	A	10 mW	8,15–12,42 GHz
AA 724	A	10 mW	11,71–17,85 GHz
AA 719	A	10 mW	17,44–25,9 GHz
AA 720	A	10 mW	25,86–39,6 GHz
AA 716	A	150 mW	18 –20 GHz
	B	250 mW	18 –20 GHz

	V	150 mW	20	-22 GHz
	G	250 mW	20	-22 GHz
	D	150 mW	22	-24 GHz
	E	250 mW	22	-24 GHz
	Ž	150 mW	24	-25,86 GHz
	I	250 mW	24	-225,86 GHz
AA 715	A	100 mW	8	- 9,5 GHz
	B	200 mW	8	- 9,5 GHz
	V	100 mW	9	-10,5 GHz
	G	200 mW	9	-10,5 GHz
	D	300 mW	9	-10,5 GHz
	E	100 mW	10,5	-11,5 GHz
	Ž	200 mW	10,5	-11,5 GHz
	I	300 mW	10,5	-11,5 GHz
	K	100 mW	11	-12,5 GHz
	L	200 mW	11	-12,5 GHz
	M	300 mW	11	-12,5

Není to tak složité. Musíme začít s nízkým budícím výkonem a doladit všemi prvky na nejvyšší výstupní výkon. Pak postupně budící výkon zvyšujeme až do té míry, kdy již výstupní výkon nestoupá. Samozřejmě při každé změně buzení musíme znovu doladit. Hodnotu předpřelového odporu je možné také vypočítat:

$$R = \frac{5T_L}{N^2C},$$

kde je T_L – doba života [s],

N – řád násobení,

C – celková kapacita varaktoru při -6 V [F],

ale nastavená hodnota nakonec bývá obvykle značně odlišná od vypočtené. Dosažené účinnosti mohou být překvapivě vysoké (65 % u trojnásobiče), ale objevují se výkonové skoky, relaxace nebo vypadnutí z funkce jako reakce na změnu zátěže, teploty atd. Proto je potřeba raději nastavit nižší výstupní výkon, ale stabilní funkci, tj. zkusíme, aby se neprojevil relaxace při změně budícího výkonu, zátěže či okolní teploty. Stabilnější jsou násobiče, kde byla použita vhodná dioda (vhodné doby a výkon) nebo násobiče s nižším stupněm násobení. Proto jsou lepší řetězce násobičů – stupňů s koeficientem násobení 2, 3 nebo 4, i když jsou velmi složité. V každém případě je vhod-

né navrhovat tranzistorový budič tak, aby dodával co nejvyšší kmitočet, a omezit koeficient násobení varaktorového řetězce.

Obvykle bývá nutné doplnit nejvýše jeden stupeň varaktorového násobiče. Ten však nebývá mikrovlnný, ale spíše v decimetrovém pásmu (vyrobený klasickou koaxiální nebo planární technikou).

Tabulka 6.2. Typické hodnoty násobících varaktorů

Typ	f_Q	C_j	U_r	T_L	T_S	P_{in}	R_{in}	
	[GHz]	[pF]	[V]	[pS]	[pS]	[W]	[°/W]	
VBV 160		0,3–1,0 ¹	25	10	200 ²			ČSSR
VBV 161		0,3–0,6 ¹	25	15	150 ²			
VBV 162		0,5–1,2 ¹	25	15	100 ²			
VBV 163		0,5–1,2 ¹	25	15	120 ³			
SAZ 54	20	4–8	90	12		6W		NDR
SAZ 61	100	0,5–1,0	60	3		1,5W		
SAZ 71	150	0,3–0,5	30			1W		
KA602A	10	4,7–8,7	60			2,5W		SSSR
KA602B	20	2,7–4,7	60			1,5W		
KA602V	30	1,7–2,7	45			1W		
KA602G	40	1,2–1,7	45			0,7W		
KA602D	50	1,0–1,3	30			0,5		
KA613A	10	4–8	80			10W		SSSR
KA613B	25	3–5	70			8W		
KA608	60	1,25–3,50	45			4W		
AA607A	100	0,8–1,9	30			1W		SSSR
AA603A	100	0,5–1,5	20			0,4W		
KA603B	150	0,5–1,2	20			0,4W		
AA603V	200	0,5–1,2	10			0,16W		
AA603G	250	0,5–1,2	15			0,25W		
MA43543		0,2 –0,55	20–50	10–25	60		125	f _{out} [GHz] 1–20
MA43592		0,2–0,3	25–40	9–27	90		70	1–12
MA44100		16–30	150–250	1 000–3 000	3 000		5	0,1–1
MA44110		8–16	100–150	750–1 050	750		10	0,5–1
MA44120		3–8	75–100	150–450	500		15	0,5–2
MA44130		1,5–3,5	45–75	60–200	200		25	2–6
MA44140		0,5–1,5	25–45	10–30	100		70	4–12
MA44150		0,2–0,6	15–40	8–30	90		100	8–16
MA4B300		5–8	100–145	300–900	750		7	2

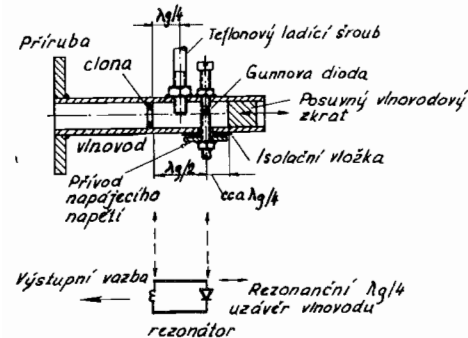
Vysvětlivky:

- f_Q – mezní kmitočet varaktoru,
 C_j – kapacita přenosu při -6 V,
 U_r – závěrné napětí,
 T_L – doba života minoritních nositelů,
 T_s – doba přepnutí
 P_{in} – nejvyšší vstupní výkon,
 R_{in} – tepelný odpor mezi přechodem a pouzdem,
¹ při -10 V
² při 10 V, 10 mA
³ při 10 V, 200 mA

Varaktorové stupně se nedoporučuje propojovat koaxiálními spojkami, v žádném případě pak kabely. Toto spojení není stabilní a řetězec se nedá udržet ve stabilní funkci.

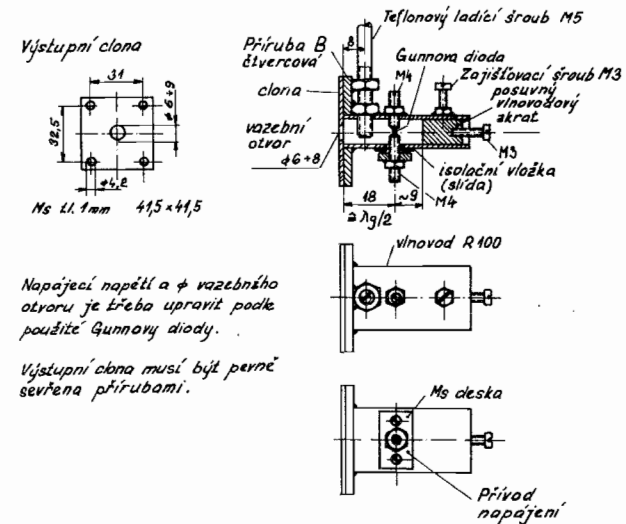
Jednostupňové násobiče jsou vhodné pro přijímače, a protože většinou odpadá požadavek na vysokou účinnost stupně, je možné navrhnout značně vysoký koeficient násobení a použít levné diody.

Gunnovy oscilátory

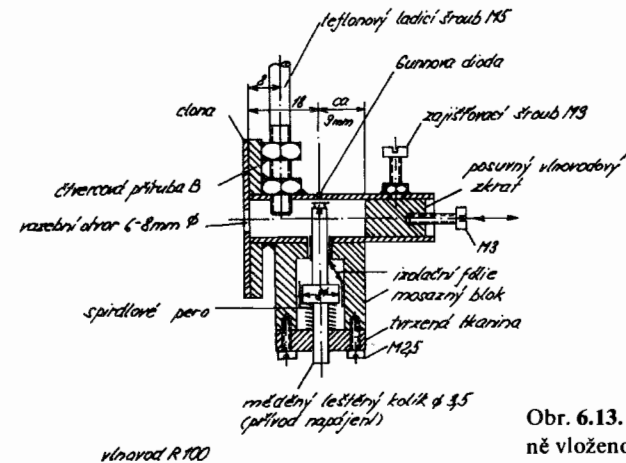


Obr. 6.11. Gunnův oscilátor

Oscilátory s Gunnovými diodami jsou určeny pro přenosná zařízení. Napájejí se nízkým napětím, mají přiměřenou spotřebu. Stabilita kmitočtu postačuje pro konstrukci jednoduchých FM transceiverů. Konstrukcí takových oscilátorů je mnoho. Nejčastěji se používá provedení podle obr. 6.11.



Obr. 6.12. Gunnův oscilátor pro 10 GHz



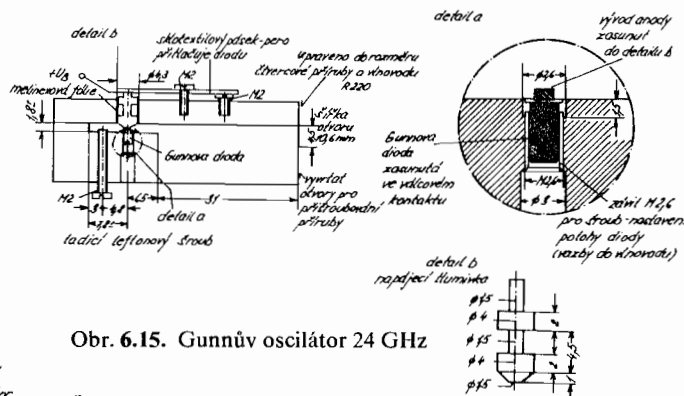
Obr. 6.13. Gunnův oscilátor s pružně vloženou diodou

Na generátor přivedeme správné napětí podle použité diody. Pozor na polaritu! Měřením na diodě se správná polarita nepozná, je nutné se spolehnout na katalog. Při opačné polaritě se dioda zničí, protože

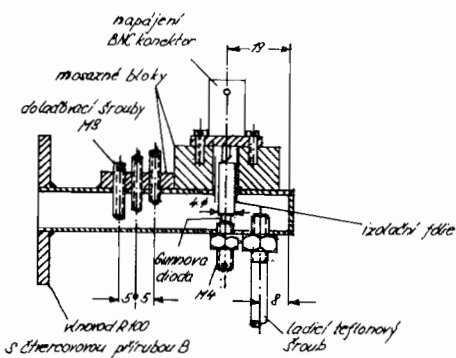
se neodvede z krystalu teplo. Prvky okolo diody musí být vyrobeny z dobré elektrolytické mědi, aby odváděly teplo. Kmitočet se ladí te-
flonovým kolíkem, výstupní výkon a správná funkce – aby oscilátor správně nasazoval, nešuměl, nerelaxoval – se ladí pístem a polohou diody (šrouby).

Praktická provedení pro pásmo 10 GHz jsou na obr. 6.12, 6.13, 6.14.

Provedení pro 24 GHz je na obr. 6.15.



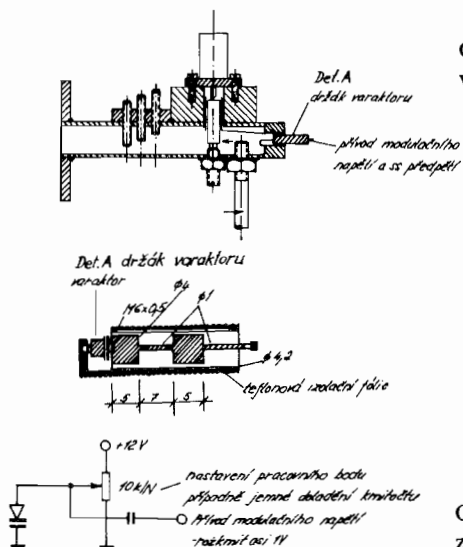
Obr. 6.15. Gunnův oscilátor 24 GHz



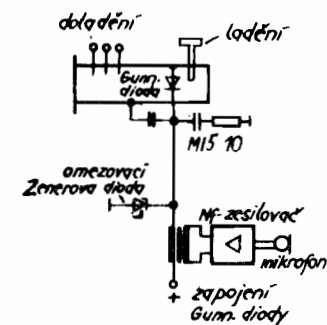
Obr. 6.14. Gunnův oscilátor 10 GHz

Napájecí napětí pro Gunnovu diodu je třeba stabilizovat. Přesnou hodnotu nastavíme v mezích dovolených katalogem podle funkce oscilátoru a výstupního výkonu. Studené Gunnovy oscilátory někdy špatně nasazují, pak pomůže mírné zvýšení napájecího napětí.

Modulaci (kmitočtovou) je možné zavést do ladicího varaktoru, zamontovaného do držáku podle obr. 6.16. Držák s varaktorem se našroubuje do ladicí dutiny oscilátoru a nastaví se do takové polohy, aby vhodně ladil. Přeladění, které má obsáhnout pro dosažení dobré FM, je tak malé, že bude varaktor zasahovat do dutiny jen nepatrně a prakticky nezáleží, kam ho přimontujeme. Může ale také vzniknout jednotka schopná synchronizace kmitočtu PLL smyčkou.



Obr. 6.16. Modulace Gunnova oscilátoru varaktorem



Obr. 6.17. Modulace Gunnova oscilátoru změnou napájecího napětí

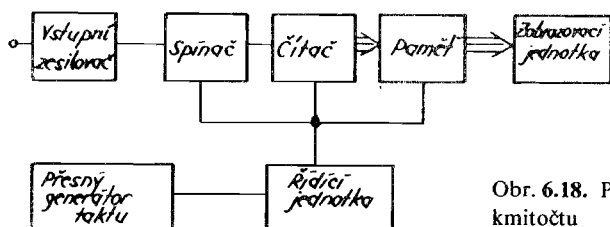
V praxi se však neuplatňuje, protože je složitá. Obvykle se zavádí modulační signál jako superpozice do napájecího napětí podle obr. 6.17.

Tento způsob nelze doporučit, protože modulační strmost je u jednotlivých generátorů a diod velmi rozdílná. Naopak, čím lepší generátor, čím je stabilnější jeho kmitočet, tím se také méně mění v závislosti na napájecím napětí. Některé generátory dokonce mají charakteristiku takovou, že existuje napájecí napětí, při kterém je modulační strmost nulová. Nezbyvá než doporučit při nastavování modulovaného generátoru nastavit napájecí napětí takové, aby byl generátor přiměřeně modulovatelný. Vše ale závisí na mnoha faktorech, i ladění, zátěži atd.

MĚŘENÍ NA MIKROVLNÁCH

Měření kmitočtu

Měření kmitočtu mikrovlnného signálu se téměř výhradně provádí čítačem, tj. elektronickým zařízením, které je schopno spočítat počet cyklů přicházejícího střídavého signálu za určitý časový úsek a takto získaný údaj vyčíslit na displeji v jednotkách pro měření kmitočtu (Hz, kHz, MHz, GHz). Přímé čtení kmitočtu je dnes pomocí moderních integrovaných obvodů technologie ECL možné asi do 2 500 MHz.



Obr. 6.18. Princip elektrického čítače kmitočtu

Základem čítače je přesný krystalový oscilátor, který po potřebném vydělení kmitočtu je zdrojem impulsů přesných časových intervalů. Vždy znova v pravidelném taktu vynuluje čítač a na přesný časový interval k němu připojí vstupní signál. Konečné čtení čítače se ukládá v paměti, aby údaj na připojeném displeji byl klidný.

K zvýšení vstupní citlivosti čítače slouží vstupní zesilovač. Je-li časový interval čtení 1 sekunda, objeví se na posledním místě displeje připojeného na čítač údaj jednotek Hz.

Toto vše je dnes možné sestavit jako jediný integrovaný obvod obklopený displeji, přepínači a zdrojem. Takový čítač je snadno sestavitelný. Vzhledem ke značně vysoké integraci použitého obvodu není

možné využít jiné technologie než C-MOS s nízkou spotřebou, a proto takový vlastní čítač funguje nejvýše do 10 MHz (ICM 7216).

K rozšíření kmitočtového rozsahu čítačů je třeba použít předděličů, ovšem s tím, že je nutné vydělit stejným koeficientem i impulsy časové brány, aby zůstala zachována poloha desetinné čárky na displeji.

Doba čtení se úměrně prodlužuje. Například když použijeme předdělič deseti, tak k dosažení údaje jednotek Hz na posledním místě displeje je třeba 10 sekund.

Monolitických předděličů kmitočtu se vyrábí celá řada:

SSSR	Kmitočtové pásmo [MHz]	Dělicí poměr	Napájecí napětí [V]	Odběr [mA]
K 193 IE 1	– 500	2	5,2	18
KR 193 IE 1				
KM 193 IE 2	30 – 400	10/11	5,2	65
KR 193 IE 2				
KM 193 IE 3	30 – 200	10/11	5 ± 10 %	20
KR 193 IE 3				
KM 193 IE 4	40 – 200	32	5,2 ± 10 %	14
KR 193 IE 4				
K 193 IE 5A	150 – 1 500	4	6,3	100
K 193 IE 5B	150–1 300			
KR 193 IE 6	80 – 1 000	64,256	6,0 ± 10 %	max. 100
K 193 IE 7A	200 – 2 000	4	6,3 ± 10 %	max. 12
K 193 IE 7B	200–1 750			
KR 1507 IE 1	10 – 110	40/44/20/ 22/10/11	2,5 až 4,5	max. 9
KM 193 PC 1	70 – 1 000	640/704	5 ± 0,25	100

Fairchild

11 C 90	600	10
11 C 06	750	2
11 C 05	1 200	4
95 H 90	250	10/11

Plessey

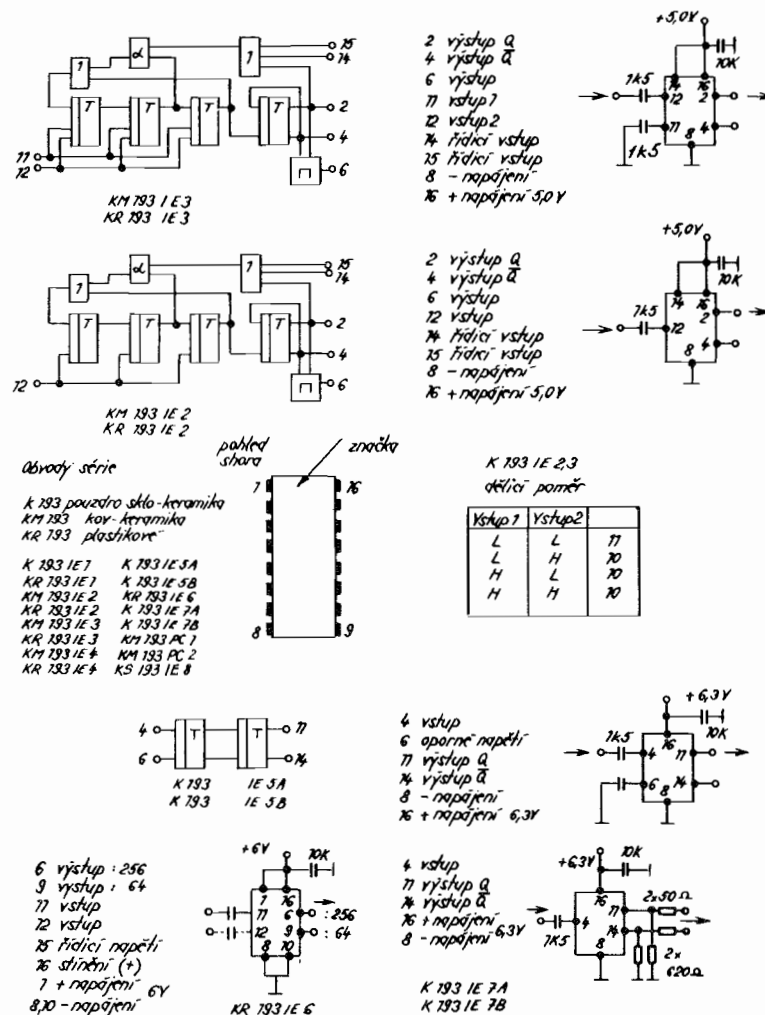
SP 8619	1 500	4
SP 8617	1 300	4
SP 8668	1 500	10

Rychlé děliče kmitočtu samovolně kmitají při absenci vstupního signálu. V řadě aplikací to nevadí. Tam, kde je nutné, aby dělič při absenci vstupního signálu neměl na výstupu také signál, připojuje se na vstup děliče odpor proti zemi. Jeho minimální hodnota je omezena většinou na 10 nebo 13 kΩ, nikoli méně. Má-li dělič dva vstupy, zapojuje se odpor na vstup nepoužitý. Jinak lze obvykle obvody použít podle údajů výrobců bez obtíží. Některé údaje o sovětských děličkách jsou na obr. 6.19, 6.20. Moderní čítače, řízené mikroprocesory, dovedou mimo jiné vyčíslit další místo na displeji na základě odečtení času mezi skončením impulsu časové brány a periody vstupního signálu. Měření se tak pronikavě zrychlí, hlavně při měření nízkých kmitočtů.

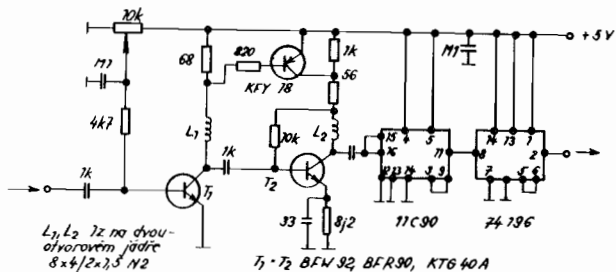
Čítače pro měření kmitočtů nad 1 GHz pracují na základě obvodu fázového závěsu (obr. 6.21).

Napěťově řízený oscilátor se pomocí fázového závěsu zasynchronizuje některou harmonickou na vstupní signál. Jeho pracovní rozsah je volen tak, aby vlastní čítač spolehlivě zpracoval jeho nejvyšší kmitočet. Protože může dojít k zachycení i dosti vysokého řádu harmonické, musí být signál oscilátoru značně zkreslen v „hřebínkovém násobiči“, dodávajícím do fázového komparátoru spektrum všech harmonických kmitočtů v přibližně stejné úrovni až do nejvyššího pracovního kmitočtu čítače, tj. 12,18 GHz nebo i výše.

Automaticky nebo ručně se na programovatelném děliči časové brány nastaví řád harmonické, za kterou se obvod fázového závěsu zachytil, a na displeji se objeví úplný údaj kmitočtu vstupního signálu. Automatické zjištění řádu harmonické se provádí tak, že se základní kmitočet oscilátoru v pomocné větvi čítače směšuje SSB modulátorem s nízkým modulačním kmitočtem, například 1 kHz, a i takto získaný signál se vynásobí hřebínkovým násobičem a posléze smísí se vstupním signálem. Vznikne záněh o kmitočtu tolikrát vyšším než je modulační kmitočet 1 kHz na kolikátou harmonickou oscilátoru se závěs zachytil:



Obr. 6.19. Údaje o sovětských děličkách kmitočtu



Obr. 6.25. Předdělič kmitočtu 100 od 10 do 600 MHz

Měření kmitočtu na měřicím vedení

Starší metoda měření kmitočtu vychází z měření vlnové délky. Vlnovou délku lze změřit na měřicím vedení, tj. přesném koaxiálním vedení nebo vlnododovém vedení se štěrbinou, ve které se pohybuje měřicí sonda s indikátorem. Poloha sondy se odečítá na stupnici. Na měřeném vedení lze odečítat vlnovou délku jen vznikne-li na vedení vlnění stojaté, tj. naprázdno nebo ukončené nepřizpůsobenou zátěží. Vzdálenost mezi sousedními minimy výchylky měřiče sondy odpovídá polovině vlnové délky ve vedení. Kmitočet je nutné vypočítat:

a) na vzduchovém koaxiálním vedení je kmitočet

$$f = \frac{150}{l}, \text{ [MHz, m] nebo [GHz, mm];}$$

b) na vlnododovém vedení je přepočít složitější, protože vlnová délka ve vlnododu (kg) je závislá na jeho rozměrech

$$f = \frac{f_m}{2} + \sqrt{\frac{f_m^2}{4} + \frac{225}{l^2}} \text{ [GHz, cm].}$$

Konstanta f_m je pro různé vlnodody:

R 58	3,711 GHz	R 120	7,868 GHz
R 70	4,301 GHz	R 140	9,488 GHz
R 84	5,260 GHz	R 220	14,051 GHz
R 100	6,557 GHz		

Rozměry vlnododů a hodnoty těchto konstant jsou uvedeny v připojených tabulkách v kapitole 8.

Při měření je nedostatkem vyšší obsah harmonických měřeného signálu. Proto se používají sondy rezonanční, vyladěné na požadované kmitočtové pásmo. Signálem k tomu, že se na vedení šíří i harmonické, je skutečnost, že údaj měřiče sondy na sousedních minimech není stejný. Tento jev však může být také způsoben nepřesností měřeného vedení.

Takové měření lze celkem snadno nahradit pomocí „Lecherova vedení“ – dvoudrátové vedení s připojeným indikátorem, po němž pohybujeme zkratem a opět odečítáme vzdálenost sousedních minim – výpočet kmitočtu je stejný jako u koaxiálního vedení. Indikátor musí být navázán volně a samotné Lecherovo vedení musí být rovněž vázáno do obvodu měřeného signálu. Pro měření mikrovln musí být vodiče blízko u sebe a metoda je vhodná jen asi do 3 GHz. Nevýhodou této metody je malá citlivost a často nedostatečný výkon měřeného signálu, aby bylo možné dostatečně vybudit indikátor.

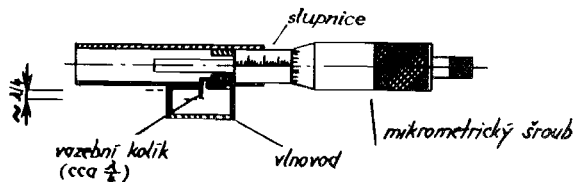
Měření kmitočtu rezonanční metodou

Pro měření kmitočtu se vyrábějí speciální přesné rezonátory, opatřené stupnicí spráženou s ladicím prvkem a indikátorem vyladění – vlnoměry. Bývají vyrobeny z Invaru, nebo jsou alespoň teplotně kompenzované, aby odečtení kmitočtu bylo co nejpřesnější. Přesnost měření závisí samozřejmě na provedení vlnoměru. Je však vždy vyšší, než je možné dosáhnout při měření na měrném vedení.

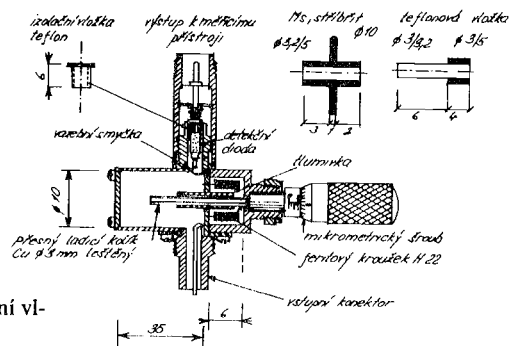
Přesnost je tím vyšší, čím je vyšší kvalita měřicího rezonátoru, čím je menší vazba na indikátor vyladění a na měřený signál.

I koaxiální vlnoměry fungují na mikrovlnných kmitočtech, ale průměr měrného vedení musí být malý, aby se nevybudily vyšší vidy, asi 8 mm do 12 GHz. Příklad navázání vlnoměru do vlnododu je na obr. 6.26. Na obr. 6.27 je vlnoměr s detekční diodou zamontovanou do dutiny, tj. nikoli sací, ale indikační.

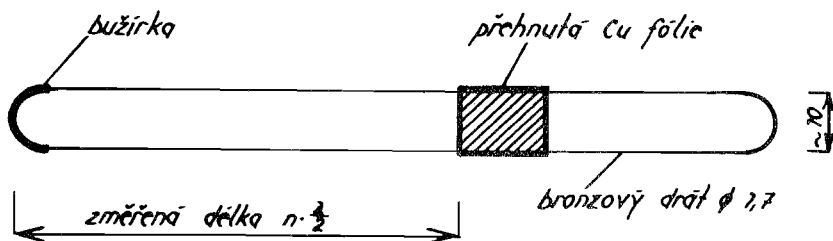
Pro kmitočty od 430 MHz do 2 300 MHz lze celkem snadno realizovat měřicí rezonátor ze dvou vodičů (průměr 1,7 mm, asi 10 mm od



Obr. 6.26. Navázání koaxiálního vlnoměru do vlnovodu



Obr. 6.27. Širokopásmový koaxiální vlnoměr



Obr. 6.28. Lecherovo vedení – ladící pomůcka

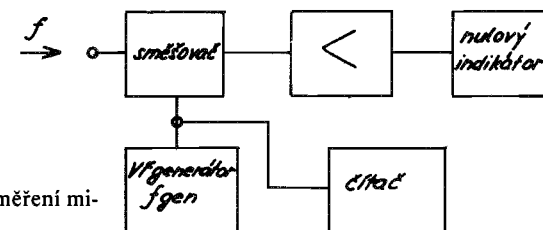
sebe, 40 cm dlouhých) spojených na obou koncích, po nichž lze posunovat zkrat z měděné fólie. Takový rezonátor z obvodu odsaje energii při správném vyladění i na dost velkou vzdálenost. Jako indikáturu je možné používat detekční diody se smyčkou volně vázanou do měřeného obvodu.

Je-li při vyladění prvního minima od zkratu ke konci (také zkratovaném) vzdálenost l , kmitá měřený obvod na kmitočtu

$$f = \frac{150}{l} \text{ [MHz, m] nebo [GHz, mm].}$$

Mezi tyto metody patří také měření kmitočtu sacím měřičem (grid-dip-metrem). Měříme kmitočet rezonance laděného obvodu na základě chování elektronkového nebo tranzistorového oscilátoru. Při přiblížení rezonančního obvodu naladěného na shodný kmitočet, na kterém je měřicí oscilátor, poklesne mřížkový nebo bázevý proud. Na stupnici tohoto oscilátoru pak odečteme vyladěný kmitočet. Z řady důvodů není tato metoda vhodná pro měření na mikrovlnách.

Záznějová metoda měření kmitočtu (obr. 6.29)



Obr. 6.29. Záznějová metoda měření mikrovlnného kmitočtu

Měřený signál přivedeme na směšovač spolu se signálem měrného generátoru. Kmitočet generátoru naladíme do nulového zázněje na výstupu a změříme přesně čítačem. Zjišťovaný kmitočet je celistvým násobkem odečteného kmitočtu, protože byl takto zjištěn nulový zázněj mezi některou harmonickou generátoru a vstupním signálem.

Měření však není jednoznačné – řád harmonické vstupního signálu m je nutné zjistit jinou metodou a kromě toho je možný i zázněj s harmonickými kmitočty generátoru n , a proto výsledný kmitočet může být

$$f = m \cdot f_{\text{gen}} \quad \text{nebo} \quad f = \frac{m}{n} f_{\text{gen}} \text{ [MHz].}$$

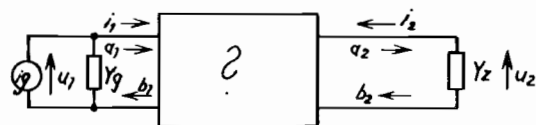
Metoda je však mimořádně citlivá, lze měřit i slabé signály poměrně jednoduchým vybavením. Měření lze snadno realizovat. Jako směšovač postačí mikrovlnná dioda vybuzená z libovolného generátoru na proud asi 1 až 2 mA. Měříme-li kvalitní signály, stačí jako indikátor nulového zázneje obyčejný nízkofrekvenční zesilovač se sluchátky, lepší je však použít osciloskopu.

Obtížné je určit řád harmonických, které se ve směšovači směšují. Proto je nejlépe nějakým, třeba i dost nepřesným vlnoměrem stanovit měřený kmitočet a přesnou hodnotu pak určit záznejovou metodou.

Měření impedance

Protože na mikrovlnných kmitočtech bývá rozměr měřeného objektu i rozhodujících členů měřicí soupravy srovnatelný s délkou vlny, je nutné při měření impedance vycházet zásadně z chování objektu jako elektrického vedení a zjištěnou impedanci udávat vždy společně s místem připojení – místem vstupních svorek měřeného objektu.

Z toho důvodu je vhodné popisovat mikrovlnný obvod na základě rozptylových parametrů „S“ (obr. 6.30).



Obr. 6.30. Měření „S“ parametrů

$$a_1 = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} (u_1 + Z_0 i_1) \quad b_1 = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} (u_1 - Z_0 i_1)$$

$$a_2 = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} (u_2 + Z_0 i_2) \quad b_2 = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} (u_2 - Z_0 i_2)$$

Z_0 je charakteristická impedance měřicího vedení a je vždy reálná. Obvykle bývá 50 nebo 75 ohmů na sousém vedení, ve vlnovodech je

podstatně vyšší a závisí na kmitočtu. „S“ parametry jsou definovány takto:

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2,$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2.$$

Koeficienty a reprezentují z hlediska měřeného objektu dopadající (postupnou) a koeficienty b odraženou vlnu:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad a_2 = 0 \quad \text{je vstupní koeficient odrazu,}$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad a_1 = 0 \quad \text{je koeficient zpětného přenosu,}$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad a_2 = 0 \quad \text{je koeficient přenosu,}$$

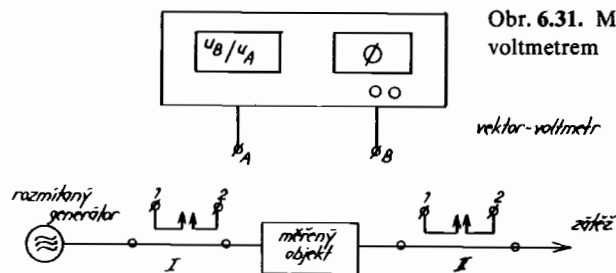
$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad a_1 = 0 \quad \text{je výstupní koeficient odrazu.}$$

Zjištěné hodnoty parametrů jsou bezrozměrné a je zvykem je vynášet do polárních diagramů. Střed odpovídá nulové hodnotě parametru, vodorovná osa je osa reálných čísel; kladná vpravo, imaginární kladná nahoru.

Takto vnesený polární diagram, obsahující S_{11} a S_{22} , souhlasí geometricky se Smithovým diagramem a lze v něm přímo odečítat hodnoty vztažené impedance Z/Z_0 , respektive vodivosti Y/Y_0 obvyklým způsobem. Střed diagramu odpovídá dokonale přizpůsobenému vedení $Z_k = Z_0$; vlevo je zkrat, vpravo volný konec, dolu kapacitní zátěž, nahore induktivní zátěž.

Moderní měřicí aparatury vycházejí ze zjištění poměru napětí a rozdílu fáze na výstupech přesných odbočnic (směrových vazebních členů) zapojených na měrném vedení. Na vstupu i výstupu měřeného objektu je zapojena jedna dvojitá směrová odbočnice snímající postupnou i odraženou vlnu. Jádrem aparatury je pak přístroj schopný měřit poměr dvou vstupních napětí a jejich fázový rozdíl. Dva vstupy tohoto přístroje se připojují na jednotlivé výstupy odbočnic podle toho, který parametr měříme (obr. 6.31).

Směrové vazební členy I a II musí být shodné, a to pokud možno v celém kmitočtovém pásmu měření. Menší rozdíly je možné vyrovnat nastavením indikátoru – vektorvoltmetru při cejchování soupravy.



Obr. 6.31. Měření „S“ parametrů vektor-voltmetrem

Pro měření:

- S_{11} se zapojí vstup A do 1 a B do 2, generátor na vstup, zátěž na výstup;
- S_{12} se zapojí vstup A do 3 a B do 2, generátor na výstup, zátěž na vstup;
- S_{21} se zapojí vstup A do 1 a B do 4, generátor na vstup, zátěž na výstup;
- S_{22} se zapojí vstup A do 3 a B do 4, generátor na výstup, zátěž na vstup.

Cejchování se provádí takto:

- S_{11} a S_{22} – místo měřeného objektu zapojíme zkrat a nastavíme hodnotu $U_b/U_a = 1$ a $\Phi = 180^\circ$. Možné je rovněž nastavení na volný konec (měřený objekt je pouze odpojen), pak nastavíme $U_b/U_a = 1$ a $\Phi = 0$. Tato kalibrace bývá méně přesná, protože volný konec vedení vyzařuje.
 - S_{12} a S_{21} – měřený objekt vyřadíme a propojíme navzájem svorky měřicího vedení, na které bude připojen vstup a výstup měřeného objektu, a to buď přímo, nebo pomocí přesného propojovacího vedení se správnou charakteristikou impedancí a délkou odpovídající délce měřeného objektu.
- Nastavíme $U_b/U_a = 1$ a $\Phi = 0$.

Při měření S_{11} a S_{22} odpovídá místo kalibračního zkratu místo, ke kterému je vztažena změněná hodnota S_{11} a S_{22} . Proto je potřeba již při měření uvažovat, jak zjištěný údaj použijeme. Při měření polovodičů nebo nestíněných struktur záleží na okolí měřené součástky, pro-

to je třeba měřit v takových případech v geometrické konfiguraci obvodu, odpovídající skutečnému použití.

Při měření S_{12} a S_{21} odpovídá fáze přenosu skutečnosti. Byl-li měřený objekt nahrazen při kalibraci vzduchovým vedením stejné délky, jako je tento objekt, nebo elektricky ekvivalentním vedením. Fázi přenosu lze ovšem snadno přepočítat přičtením úhlu odpovídajícímu délce objektu a tuto korekci je možné zanést přímo do cejchování vektorvoltmetru přepnutím přepínače (ovšem jen po určitých skocích, obvykle 10°).

Měření na polovodičích je však spojeno s řadou dalších obtíží. Především je nutné mít měřicí držák, který zajistí bezodrazové pokračování měřicího vedení až k vývodům polovodiče, a to až k pouzdru. Dále je třeba mít ke kalibraci soupravy zkraty na vstup i výstup a bezodrazovou propojku vstupu s výstupem s vývody ve tvaru shodném s měřeným polovodičem.

V soupravě musí být zapojené napájení členy, které rovněž pro celý obor pracovních kmitočtů nesmějí vnášet do vedení podstatné diskontinuity. V takovém členu bývá střední vodič přerušen terčovým nebo válcovým kondenzátorem dostatečné kapacity, aby nevadil při měření na nejnižších kmitočtech, a tlumivka dostatečně proudově dimenzovaná.

Vše je třeba vhodně konstrukčně upravit tak, aby byl zachován profil středního vodiče a pro vložení tlumivky odlehčena kapacita pláště vedení.

Další kalibrace i měření zůstávají stejné. Některé diody a tranzistory kmitají v měřicím obvodu. Dost často to bývá právě z důvodu nevhodných napájecích členů. Kmity měřeného objektu ohrožují měřicí soupravu, a to nejen přesnost naměřených hodnot. Proto je nezbytné zásadně kmity odstranit použitím vhodnější konfigurace měřicí soupravy. Napájecí napětí, případně proud měřené součástky musíme postupně zvyšovat od nuly a stále sledovat kontinuitu měřených hodnot – tj., zda součástka nemá sklon k oscilacím, až dosáhneme požadovaného pracovního bodu. Když se objeví kmity a požadovaného pracovního bodu ještě nebylo dosaženo, je třeba zjistit kmitočty – oscilací nebo relaxací – a stanovit mechaniku jejich vzniku. Kmitá-li součástka mimo oblast měření, a to je nejčastější případ, bývá

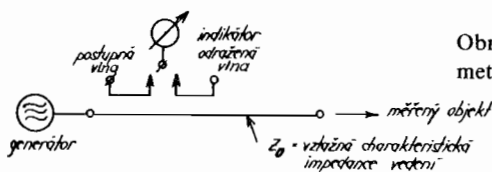
možné kmity odstranit použitím vhodnějších napájecích členů. Kmitá-li v oblasti měření, není to vždy možné. Někdy pomáhá zařazení útlumového článku mezi generátor a měřicí soupravu. Čím nižší je charakteristická impedance měřicího vedení a čím je přizpůsobení členů širokopásmovější, tím je souprava odolnější vůči těmto kmitům.

Moderní přístroje s využitím tohoto principu měří impedanci automaticky – jde o analyzátoři obvodů a jsou někdy řízeny počítačem, který je schopen při měření činnost organizovat, naměřené hodnoty zpracovat do požadovaného tvaru, uložit je k dalšímu použití a vyčíslit nebo vytisknout tiskem či graficky. Řídicí počítač dovede i korigovat vlastní chyby měřicí soupravy.

Měření přizpůsobení

Při měření na kabelech, anténách, anténních relé a přepínačích není nutné znát fázi odražené vlny. Potom stačí vyjádřit neznámou zátěž pouze hodnotou přizpůsobení – poměru stojatých vln a hodnotou charakteristické impedance vedení.

K vlastnímu měření se používá směrový vazební člen s indikátorem. Vztažná impedance je určena hlavním vedením směrového vazebního členu. Linka je buzena generátorem, místo něho je možné použít přímo vysilač. K snažšímu odpočtu poměru stojatých vln se používá dvojice stejných směrových vazebních členů opačně směřovaných, zamontovaných na společném hlavním vedení tak, že jeden snímá postupnou a druhý odraženou vlnu. Taková souprava se nazývá reflektometr a často se kombinuje s průchozím wattmetrem. V tomto případě je indikátor snímající postupnou vlnu oceňován přímo v hodnotě procházejícího výkonu (obr. 6.32).

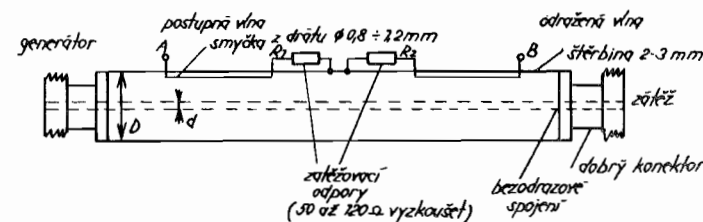


Obr. 6.32. Měření přizpůsobení reflektometrem

Indikátorem může být mikrovlnný detektor s křemíkovou diodou (21NQ52, 33NQ52, VBS100 atd.) a citlivý deprezský měřicí přístroj (asi $50/\mu\text{A}$) nebo měrný přijímač s antenuátorem na vstupu a přesným měřičem síly signálu. Amatérský přijímač s přesným S-metrem je také použitelný. Měření s použitím přijímače jako indikátoru je přesnější a dovoluje měřit lépe přizpůsobené zátěže.

Metoda je poměrně snadno realizovatelná bez nároků na speciální součástky. Proto se dosti často reflektometry montují do vysilačů jako indikátory výkonu a čidla k ochraně výkonových stupňů vysilače při odpojení nebo poškození antény.

Hlavní součástí reflektometru je směrový vazební člen (obr. 6.33).



Obr. 6.33. Koaxiální směrový vazební člen

Poměr D/d určuje charakteristickou impedanci hlavního vedení vazebního členu – vztažnou Z_0 . Je to poměr vnitřního průměru vnějšího vodiče (pláště) a vnějšího průměru vnitřního vodiče:

$$D/d = 2,3 \Rightarrow Z_0 = 50 \Omega,$$

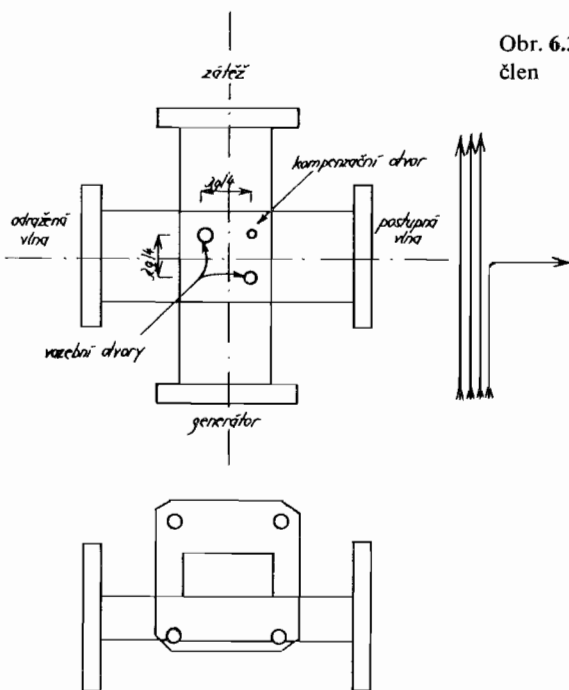
$$D/d = 3,5 \Rightarrow Z_0 = 75 \Omega.$$

Jiné hodnoty v případě potřeby stanovíme podle nomogramů v kapitole 8. Má-li sloužit člen k přesnému měření, musíme jej opatřit dobrými konektory (alespoň na výstupu, tj. směrem k zátěži). Pláštěm vedení může být trubka s proříznutou šterbinou, ale stačí stočit plech do tvaru polorozevřeného trubky. Smyčky z drátů, pokud možno rovné a rovnoměrně ponořené do vedení, jsou zatíženy odpory svou charakteristickou impedancí, která nemusí souhlasit s Z_0 hlavního vedení. Zatěžovací odpory musí být malé, bezindukční vrstevné nebo hmotové. Jejich hodnotu nastavíme (vyhledáme) tak, že reflektometr zatíží-

me přesnou zátěží, aby hlavní vedení bylo přizpůsobené. Pak nastavujeme smyčku snímající odraženou vlnu. Najdeme takovou hodnotu odporu, aby indikátor ukazoval hodnotu co nejmenší, celý člen obrátíme a provedeme totéž s druhou smyčkou.

Hloubka ponoření smyček určuje citlivost (vazební útlum). Bude-li dvojice vazebních členů používána jako reflektometr, nastavíme co nej přesněji shodnou vazbu obou smyček tak, že indikátor na obou smyčkách ukazuje přesně stejnou výchylku při odpojení zátěže (úplný odraz), a to i při otočení členu.

Budou-li indikátorem diodové detektory, je vhodné je připojit ke smyčkám přímo, bez dalšího vedení. Bude-li člen používán s přijímačem, je vhodné na vývody smyček dobře upravit vhodné menší konektory.



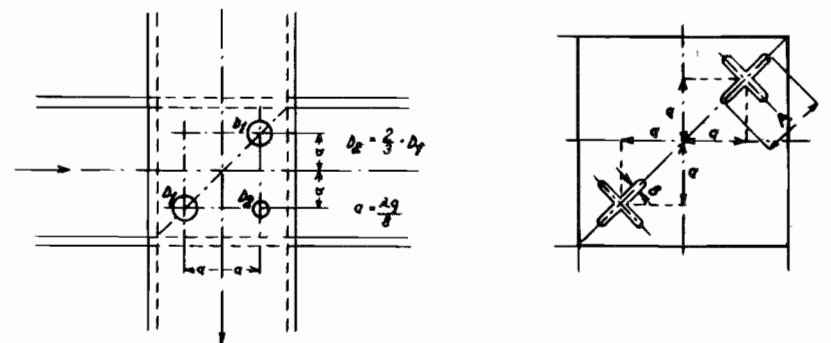
Obr. 6.34. Vlnododový směrový vazební člen

Délka smyček může být různá. Delší smyčka lépe váže, ale je málo

pevná. Nemá být delší než čtvrtina vlnové délky. Obvykle stačí délka smyčky několik centimetrů.

Na vlnovodu je možné také snadno vyrobit směrový vazební člen. Zkřížené vlnovody mají jednu širší stěnu společnou, provrtanou vazebními otvory vzdálenými ve směru šíření od sebe čtvrtinu vlnové délky (ve vlnovodu je délka vlny delší než ve vzduchu, tj. $\lambda/4$ (obr. 6.34.).

Velikost vazebních otvorů určuje citlivost – vazební útlum odbočnice. Na boční ramena odvětveného výkonu připojíme detektor s indikátorem. Vše ostatní je stejné u koaxiálního provedení. Vztažná impedance je dána rozměrem hlavního vlnovodu. Rozměry pro různé hodnoty útlumu jsou na obr. 6.35 (a,b).



Vazební útlum dB	D_1 mm	D_2 mm	Vazební útlum dB	Délka křížku A mm	Šířka skříbníky B mm
20	3,5	6,0	9	23,0	7,80
25	3,0	5,0	12	22,8	7,65
30	6,5	4,5	13	22,0	7,65
35	6,0	3,5	15	22,7	7,65
40	5,0	3,0	20	20,4	7,65
			25	8,3	7,65
			30	8,3	7,65

10,5 GHz
R 100
zakrouhlené
hodnoty
 $2a = 3,5 \text{ mm}$

10,5 GHz
R 100
 $2a = 3,5 \text{ mm}$

Obr. 6.35. Vlnododový směrový vazební člen s otvory

Mikrovlonné systémy

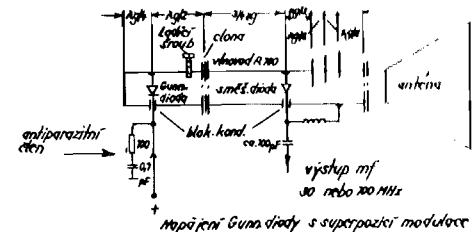
Způsob navazování spojení může být na mikrovlnách stejný jako na nižších kmitočtech, ale je to nepraktické, protože používané výkony jsou malé a anténní laloky úzké. Proto se většina spojení navazuje po vzájemné domluvě na nižších pásmech, i když v poslední době je uskutečňováno čím dál tím více přímých spojení na 1 296 a 2 320 MHz, protože na domluvu na nižších pásmech při závodech nezbyvá čas. Na centimetrových a milimetrových pásmech jsou však ještě menší výkony a užší laloky antén, a proto je těžší navázat spojení. To se však téměř vždy podaří s perfektní slyšitelností. Proto se dost propagují systémy, kde je jen jeden generátor – pro vysílač a zároveň i pro přijímač. Spojení se navazuje duplexní s kmitočty vysílačů rozdílnými o mezifrekvenční kmitočet. Aby se dvě stanice vzájemně slyšely, musí souhlasit mezifrekvenční kmitočty. Je zvykem nechat fungovat takové zařízení s plnou modulací tónem. V přijímači není slyšet žádný signál do té doby, než se protistanice naladí. Pak uslyšíme vlastní tón, případně modulaci protistanice. Vypnutí tónu je pro protistanici signálem, že i já jsem se dosměroval a může započít komunikace. Je to praktické. Mohou tak pracovat výkonné systémy, ale i malá přenosná zařízení s Gunnovými diodami, pro něž se vžil název Gunnplexery. Ušetří se totiž anténní přepínač, duplexer, jeden generátor a mnoho času při stavbě zařízení i při navazování spojení.

Gunnplexery

Princip Gunnplexeru je na obr. 6.36. Sestává z průchozího typu směšovače a Gunnova oscilátoru. Výkon oscilátoru prochází v dostatečné úrovni směšovačem do antény. Problémem všech Gunnplexerů je, že Gunnovy oscilátory dodávají příliš velký výkon, který chceme, ale škodí směšovací diodě. Do určité míry se může problém zmírnit zařazením vhodného odporu R do série s tlumivkou směšovací diody (obr. 6.36). Hodnotu nastavíme tak, aby bylo i při velkém buzení dobré šumové číslo.

[180]

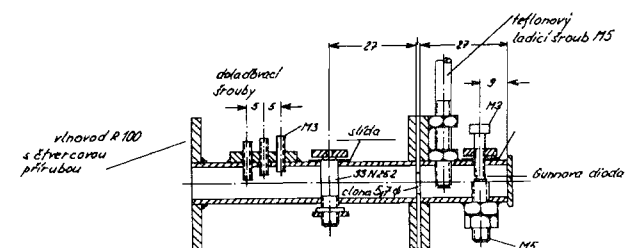
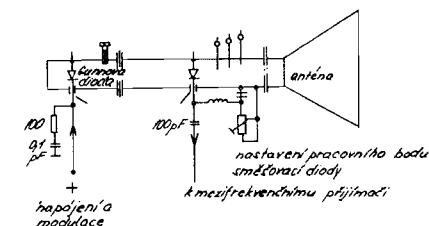
Obr. 6.36. Princip Gunnplexeru



λ_g		
5 650	5 750	MHz
R 70	8,18	7,86
	10 000	10 500
R 100	8,97	8,65
	24 000	25 000
R 220	2,54	2,45

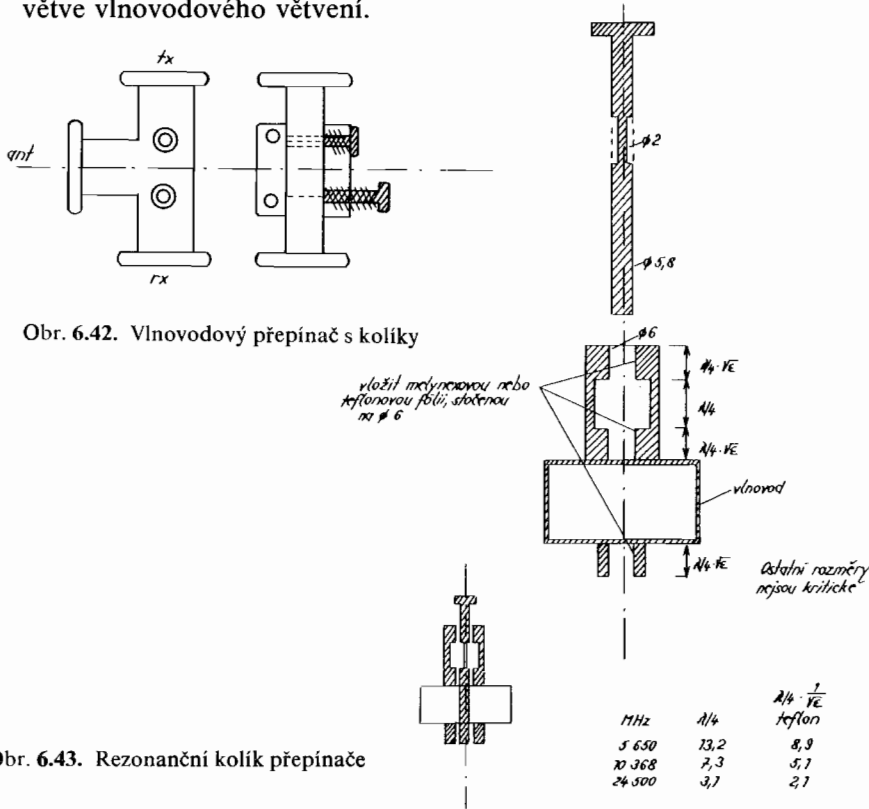
Rozměry mikrovlonné hlavice Gunnplexerů pro pásmo 10 GHz jsou na obr. 6.37, hlavice 24 GHz na obr. 6.38, zapojení do systému na obr. 6.39.

Obr. 6.37. Mikrovlonná hlavice Gunnplexeru 10 GHz

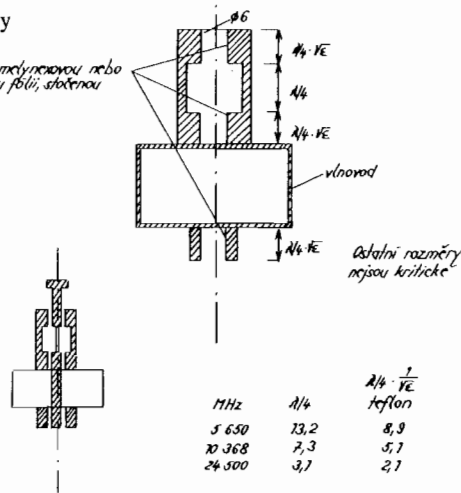


[181]

Štěrbina mezi válcem a tělesem je ztlumena tlumicí hmotou, aby nerezonovala. Pro amatérskou potřebu však stačí jednodušší provedení s klapkou nebo kolíky. Vlnovod, rozvětvený do tvaru Y, má uprostřed vmontovanou klapku z pérového materiálu s kontakty tak, že lze uzavřít jeden nebo druhý výstup (obr. 6.41). Lepší je, když klapka přepíná přes užší rozměr vlnovodu. Kolíkový přepínač (obr. 6.42) přepíná tak, že se vodivý kolík zasunuje střídavě do jedné nebo druhé větve vlnovodového větvení.



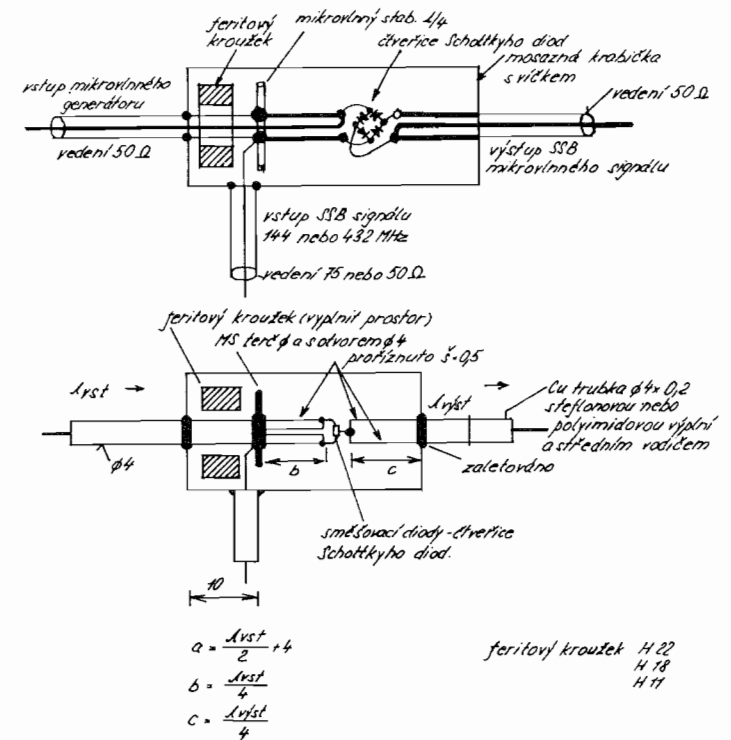
Obr. 6.43. Rezonanční kolík přepínače



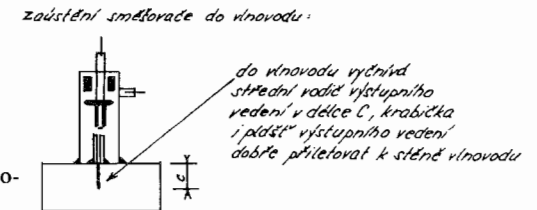
Průměr kolíků není kritický, bývá 5 až 6 mm. U obou těchto přepínačů po čase zlobí kontakty. U kolíkového přepínače je možné tento nedostatek odstranit rezonančním – tlumivkovým uspořádáním kolíků (obr. 6.43). Kolík klouže v tenkostěnné teflonové trubičce a má vy-

tvořeny čtvrtvlnné úseky, které směrem do vlnovodu představují zkrat. Tyto přepínače jsou průhledné pro vyšší vidy, vznikají proto obtíže s harmonickými kmitočty.

Přepínač lze také vytvořit z cirkulátoru, připojíme-li k němu elektromagnet schopný přepólovat permanentní magnety cirkulátoru. Síla elektromagnetu musí být značná, hmotnost neúměrná. Snad by bylo

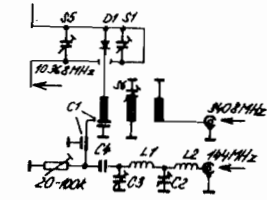


Obr. 6.44. Výkonový směšovač se čtveřicí diod

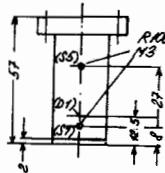


možno lépe otáčet magnety mechanicky. Takový přepínač můžeme použít tam, kde stačí izolace cirkulátoru (25 až 35 dB), která je ale závislá na rozvlnění v průchozí větvi.

Kromě toho je třeba mít výkonový směšovač, nejlépe vyvážený se

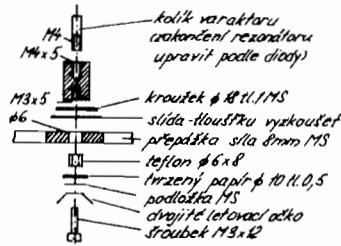
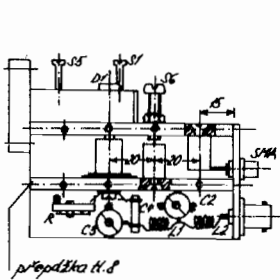


2 rezonátory $\phi 10 \times 16$
1 rezonátor $\phi 12 \times 6,5$



detail rezonátoru
s nabíjecí kapacitou asi 100 pF a kontaktem pro varaktor

Obr. 6.45. Varaktorový násobič a směšovač 10 GHz



čtveřicí diod, aby signál generátoru vysílače nepronikal do antény. Může být i koaxiální (obr. 6.44), ale může to být kterýkoliv z držáků diod, a to průchozí nebo odrazný, podle předchozích kapitol. Výkon bude samozřejmě možné dosáhnout jen takový, jaký dovolí použitá dioda. Lepší jsou Schottkyho diody, protože snesou větší zatížení. S plnou linearitou směšovače ale zdaleka nemůžeme počítat do plného zatížení. Hrotové diody mohou za směšovačem dodat 100 μ W až 1 mW, Schottkyho diody o necelý řád více. Lze použít i varaktory. Dávají mnohem větší výkon, ale velmi obtížně se hledá lineární oblast nastavením úrovní a hodnoty předpětového odporu. Z tohoto hlediska je zajímavý námět DK3UC, který současně násobí a směšuje na jednom varaktoru, aby získal asi 8 mW výkonu SSB na 10 GHz (obr. 6.45). Dosažený výkon je neveliký, ale stačí.

Vyšší výkon lze získat zesilovači. Vynikající jsou zesilovače permaktronové. Mají vysoký zisk a jsou prakticky hotové, stačí připojit podle katalogu napětí ve správné posloupnosti, případně zavést nadproudové ochrany. Zesílení bývá značné, i 40 dB, takže není třeba mít složité mikrovlnné budicí systémy. Také výstupní výkon bývá velký – od 1 W do 300 W. Radioamatér se však asi k těmto elektronkám běžně nedostane.

Tranzistory pro výkonové zesílení na mikrovlnných kmitočtech existují, ale jsou drahé.

V SSSR se prodávají zajímavé výkonové tranzistory MESFET, zhotovené na bázi GaAs. Jsou vhodné pro výkonové mikrovlnné zesilovače. Na mezním kmitočtu však zesilují jen málo:

Typ	Výstupní výkon [mW]	Zisk [dB]	Kmitočet [GHz]
AP 602 A2	180	2,6	12
AP 602 B2	100	3	12
AP 602 V2	200	3	8
AP 602 G2	450	2,6	10
AP 602 D2	500	3	8

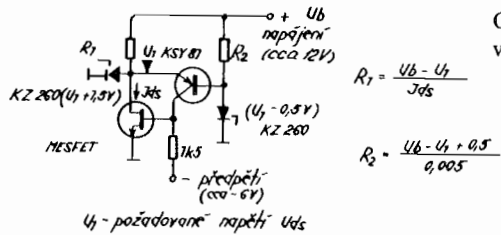
Na nižším kmitočtu je zisk pochopitelně podstatně větší. I u nás se podobné tranzistory vyrábějí. Jde o řadu VCM 708, 709, pro pásmo 3 GHz; zisky jsou vyšší. Nejvyšší dovolené napájecí napětí je 7,5 nebo 10 V. Jako každý unipolární prvek jsou citlivé na statickou elektřinu.

Pracovní bod je nutné stabilizovat elektronicky tranzistorem, který nastaví správný úbytek na odporu v drainu MESFETu srovnáním s napětím na jeho bázi, stabilizovaným Zenerovou diodou. Další Zenerova dioda zabezpečuje, že napětí na drainu nemůže přestoupit povolenou mez ani v případě poruchy (obr. 6.46).

Vlastní přizpůsobení tranzistoru nebývá u úzkopásmových zařízení problémem. Předpokladem je zapojení mezi pásková vedení a dokonalé uzemnění sourcu.

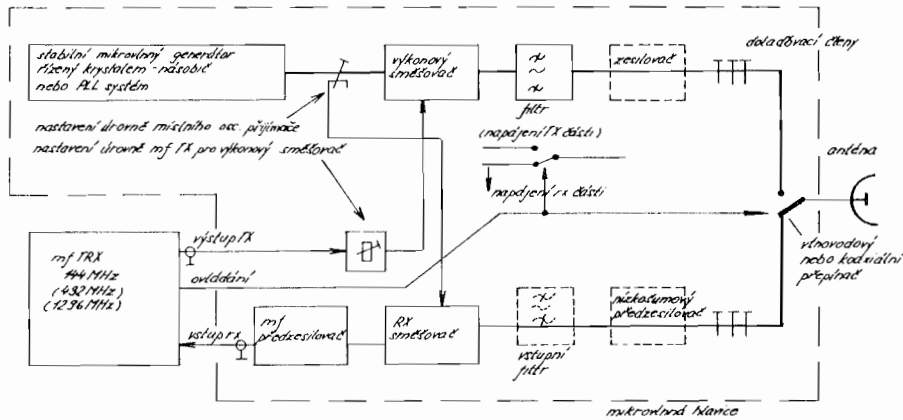
Z těchto dílů můžeme složit takovou mikrovlnnou hlavu, že je mož-

né pracovat stejným způsobem jako na metrových pásmech (obr. 6.47).



Obr. 6.46. Stabilizace pracovního bodu výkonového MESFETU

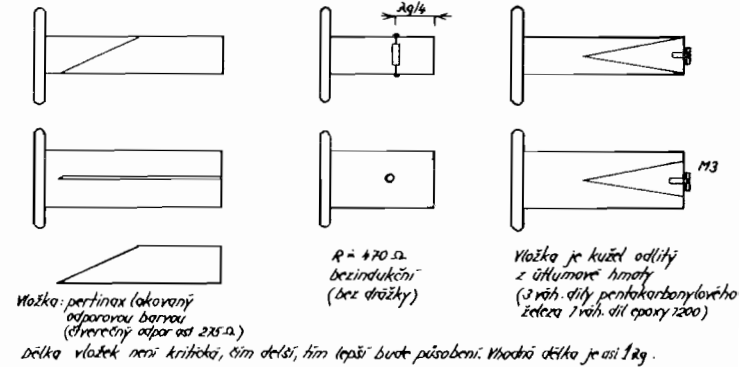
Obr. 6.47. Mikrovlnný systém QZF



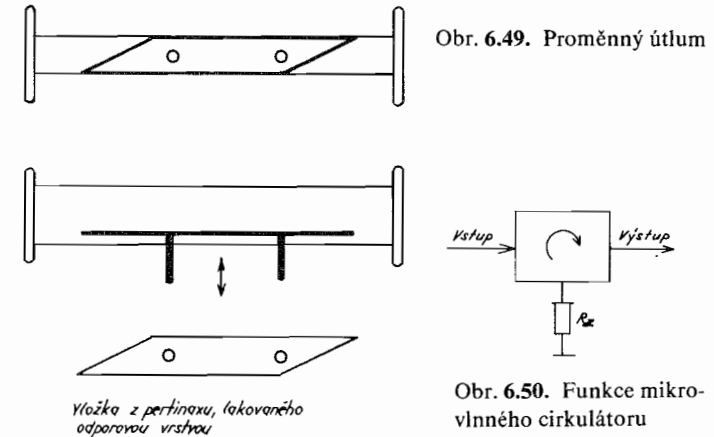
K vytvoření takového systému je dobré mít vedle zkušebních přípravků, jako je detektor s mikrovlnným filtrem a vlnoměr, také některé další součásti:

Vlnodarový zatěžovací odpor. Různá provedení jsou na obr. 6.48. Odpor tvoří tlumící vložka umístěná ve vlnovodu uzavřeném vodivou pokličkou, opatřeném přírubou. Nejmenší jsou zátěže s bezindukčním odporem. Nejsou ale příliš kvalitní, i při vyladění jsou úzkopásmové.

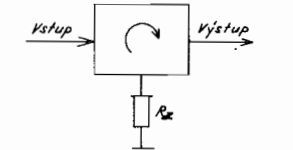
Proměnný útlum. Vložka z pertinaxu lakovaného odporovou barvou se zasouvá z boku do vlnovodu (obr. 6.49). Laková vrstva má čtvereč-



Obr. 6.48. Různá provedení vlnodarového zatěžovacího odporu



Obr. 6.49. Proměnný útlum



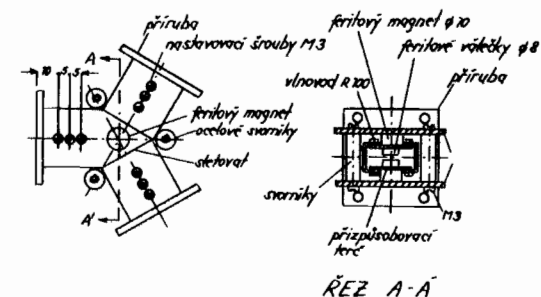
Obr. 6.50. Funkce mikrovlnného cirkulátoru

ný odpor asi 275 ohmů, ale je možné použít i jiné hodnoty. Vhodná délka je asi $3 \lambda_g$ šikmé části $1 \lambda_g$. Nejmenší útlum je, když je vložka těsně u stěny vlnovodu; nejvyšší, když je uprostřed.

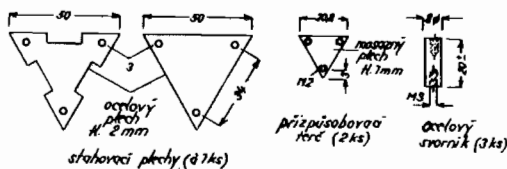
Cirkulátor se musí často zařadit do systému, když značné rozvlnění mikrovlnné trasy rozlaďuje některý obvod. Připojíme-li na cirkulátor zatěžovací odpor podle obr. 6.50, bude na rameni označeném „vstup“ vždy impedance rovná charakteristické impedanci vlnovodu Z_0 , tj.

prizpůsobené vedení, a to bez ohledu na to, jaká zátěž je připojena na rameno „výstup“. Používá se k oddělení generátorů, varaktorových násobičů a zesilovačů, aby změna zátěže nezpůsobila nestabilitu funkce, kmitočtu atd.

Cirkulátor lze také amatérsky zhotovit (obr. 6.51). Zobrazen je cirkulátor pro pásmo 10 GHz. Válečky z vysokofrekvenčního feritu jsou



Obr. 6.51. Cirkulátor pro pásmo 3 cm

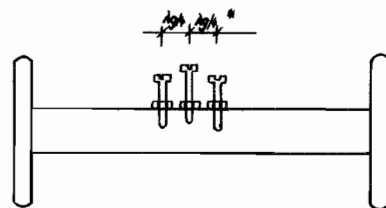


nalepeny uprostřed trojúhelníkových přizpůsobovacích terčů a přišroubovány šroubky M2 do vlnovodu. Terče zakryjí otvory o průměru 10 mm pro permanentní magnety. Magnety mohou mít i větší rozměr, ale nesmí přesahovat přizpůsobovací terč, aby nevznikla šterbina do vlnovodu. Magnety přiléhají těsně k terči, aby vzduchová mezera v magnetickém obvodu nebyla příliš velká. Jsou pólovány souhlasně, ocelové svorníky a stahovací plechy jsou součástí magnetického obvodu. Výšku feritových válečků ve vlnovodu je nutno vyzkoušet. Na všech ramenech cirkulátoru jsou trojice doladovacích šroubků. Pořadí ramen (smysl otáčení) cirkulátoru určuje smysl pólování magnetů.

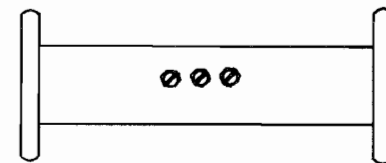
Na jiná kmitočtová pásma je možné rozměry zhruba přepočítat

v poměru rozměrů vlnovodu, případně λ_g . Hlavní práce spočívá v nastavení. Zapojíme vyrobený cirkulátor podle obr. 6.50 a postupně všechna ramena doladíme na nejlepší přizpůsobení. Dosažené vlastnosti do značné míry závisí na použitém vf feritu. Lze dosáhnout průchozího útlumu asi 0,3 dB a izolace 25 dB.

Přizpůsobovací člen (obr. 6.52). Skládá se ze tří, pěti, sedmi šroubků uprostřed vlnovodu ve vzájemných rozestupech $\lambda_g/4$ nebo $\lambda_g/8$. Tam, kde z konstrukčních důvodů není možné použít rozstup $\lambda_g/4$, je možné použít $3/4\lambda_g$. Vzhledem k tomu, že amatéřská pásma jsou dost úzká, je takový přizpůsobovací člen velmi užitečný.

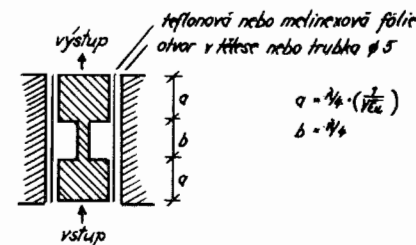


Obr. 6.52. Přizpůsobovací člen



Obr. 6.53. Napájecí tlumivka

* případně $3/4 \lambda_g$



f	$\lambda_g/4$	vlnovod	šrouby
5 650 MHz	29,5 mm	R 70	M4
70 368 MHz	9,3 mm	R 100	M3
24 500 MHz	3,75 mm (17 mm)	R 220	M2

p	teflonová/melinex	b
5650	20mm 8mm	7,4 mm
70368	5mm 4mm	7 mm
24500	2mm 17mm	3 mm

Napájecí člen – tlumivka (obr. 6.53) se jeví na obou koncích pro provozní kmitočet jako dobrý zkrat a nepropouští mikrovlnný signál z mikrovlnného obvodu ven. Slouží k napájení Gunnových diod, směšovacích diod, varaktorů, tranzistorů. Tloušťka izolační fólie bývá asi 0,1 mm. Jen je-li z různých důvodů zapotřebí snížit stejnosměrnou ka-

pacitu, je možné použít fólie tlustší a průměru menšího, ovšem za cenu menšího odhrazení mikrovlnného signálu. Střední část tlumivky má být co nejtenčí, ale díl musí být současně dostatečně pevný.

Koaxiální technika

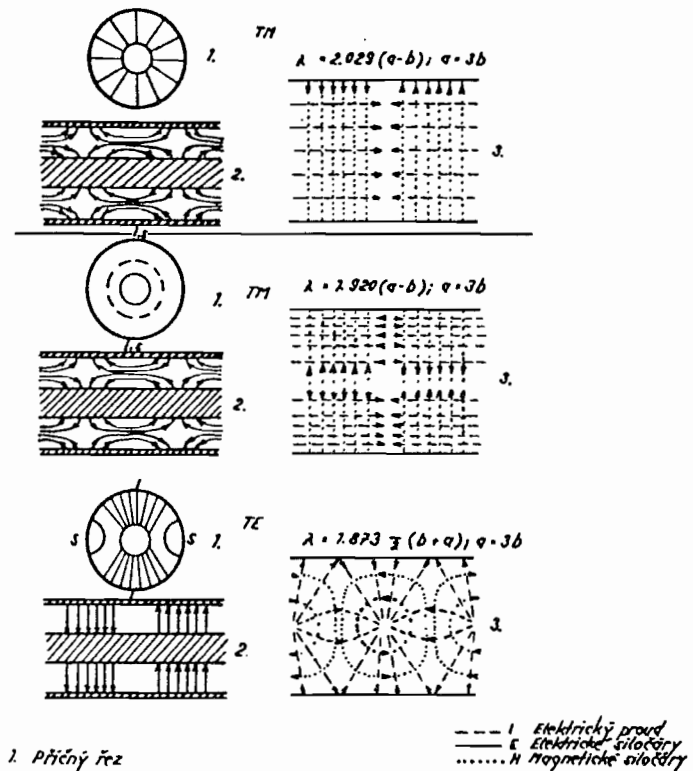
Vlnododová technika patří do klasické radiotechniky. Je sice dnes, se svou padesátiletou tradicí, dosti zastaralou technikou, ale má své pevné místo, přes všechny moderní, méně pracné a levné technologie, hlavně na vysokých kmitočtech, milimetrových vlnách, v přenosech vysokých výkonů na mikrovlnách a jinde. Proto jsme se také věnovali dost podrobně vlnododové technice. Snad i radioamatéři budou v blízké době aktivní na milimetrových pásmech a potom v začátcích práce na centimetrech najdou analogii.

Všechny popisované vlnododové členy mohou mít koaxiální verzi, často snadněji zhotovitelnou (viz směšovač obr. 6.44), většinou mnohem širokopásmovější a stabilnější vzhledem k nižším impedancím koaxiálního vedení ve srovnání s vlnododem. Práce s koaxiálními vedeními se na mikrovlnách příliš neliší od práce na metrových a decimetrových vlnách, jen je třeba mít na paměti, že i v koaxiálním vedení – vlnododu – se mohou vybudit různé vidy šíření.

Základním videm je vid TEM – transversálně elektrický – magnetický, mezní kmitočet 0, tj. i vede stejnosměrný proud a Z_0 nezávisí na kmitočtu, ale jen na geometrii vedení. Jde o vid, který se nejčastěji využívá. Nejblíže vyšší vidy jsou nakresleny na obr. 6.54. Pokud se vznik těchto vidů vyhneme tím, že navrhne koaxiální vedení dostatečně malého průměru, můžeme pracovat stejně jako na nižších kmitočtech.

Plošné struktury – pásková vedení

Moderní mikrovlnné obvody se navrhují ve struktuře plošné, kde vedení signálu, transformace impedance a cirkulátory jsou provedeny vodivými pásky ve vzduchu, mezi teflonovými deskami nebo napaře-

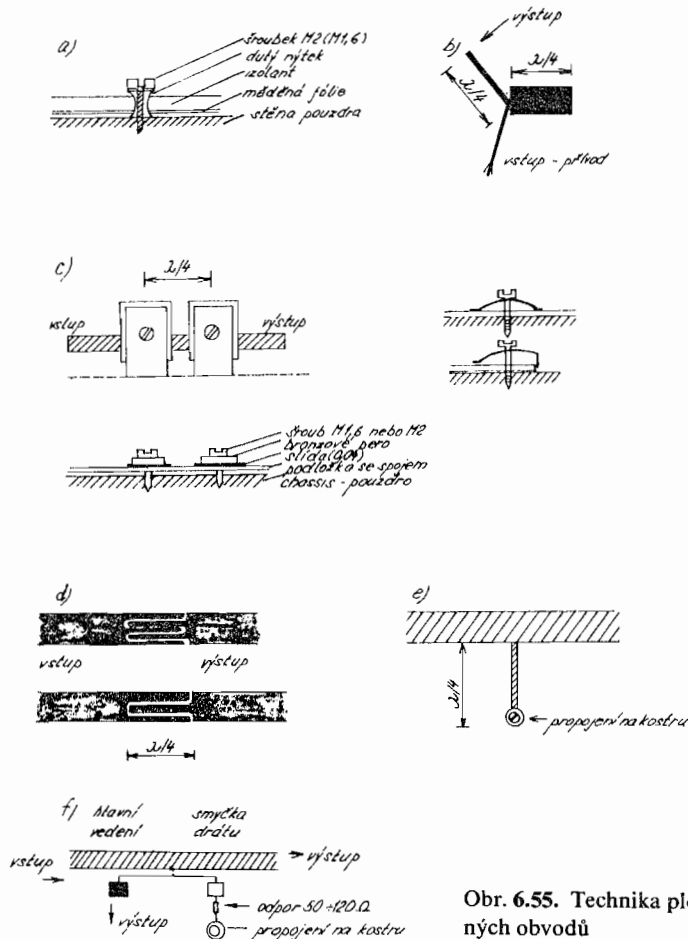


1. Příčný řez
 2. Podélný řez
 3. Obtěkání povrchu stěn - rozvinutý tvar
- a - vnější poloměr vnějšího vodiče
 b - vnější poloměr vnitřního vodiče

Obr. 6.54. Vidy šíření v souosém vlnododu

nými na korundu, křemeni, pro nižší kmitočty vyleptanými na cuprexitu, skloteflonu a jiném plátovaném materiálu. Vedení je zásadně uskutečněno videm TEM, výpočet vedení běžným způsobem podle uvedených nomogramů. Některým těmto strukturám se říká mikrovlnné integrované obvody proto, že tato technologie dovoluje sdružit do jednoho celku celý obvod včetně napájecích členů, oddělovacích členů a ostatních součástí. Tyto obvody jsou velmi efektní, ale pro radioamatérskou praxi se příliš nehodí, protože jejich návrh je dosti pracný a úpravy při uvádění do chodu poněkud obtížné. Přesto uvedme několik zásad. Stabilnější jsou obvody na oboustranném spoji.

Spodní strana je celistvá měď, kterou je ale nezbytné spojit s pouzdem jednak u vstupu, jednak u výstupu, ale také v dalších místech obvodu, která mají mít nulový potenciál (vš zem). Tyto propojky provedeme nejlépe tak, že do spoje vmontujeme dutý nýtek, proletovaný s celistvou zemnicí fólií, a provlékneme jím šroubek M2 nebo M1,6, kterým fólii (desku) přitáhneme k pouzdru (obr. 6.55a). Šroubový spoj musí být čistý. Nebezpečí nejistoty zemního spoje odpadá, je-li



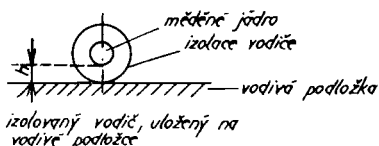
Obr. 6.55. Technika plošných mikrovlnných obvodů

spoj jednostranný. Vlastnosti obvodu však závisí také na dokonalém přitlačení desky se spojem k pouzdru. Zemnit vš je možné čtvrtvlnným úsekem vedení o nízké Z_0 . Je to vhodné do napájecích členů, ale zásadně nevhodné pro vytvoření rozhodujících zemí - emitorů a zdrojů tranzistorů a podobně. Několik užitečných rad je na obr. 6.55. Obr. 6.55 b zobrazuje napájecí člen. Skládá se ze dvou čtvrtvlnných úseků vedení délky $\lambda/4 \cdot (\sqrt{\epsilon_r})^{-1}$, kde ϵ_r je relativní permitivita podložky. Na vzájemné poloze obou úseků skoro nezáleží, rozhodující je, aby sériový úsek byl co nejtenčí (nejvyšší Z_0) a paralelní naopak co nejtlustší (nízká Z_0). Člen na výstupu, který se připojuje k napájecímu objektu, vykazuje na pracovním kmitočtu vysokou impedanci.

Základem návrhu vlastního obvodu je transformace impedance. K tomu je potřeba dokonale ovládat impedanční rovinu Smithova diagramu (viz další kapitola). Transformaci provedeme pomocí úseků páskových vedení vhodné Z_0 a vhodné délky, sériově či paralelně zapojených k signálové cestě. Někdy je výpočet obtížný nebo není dostatek údajů o použité součástce. Potom trpělivému radioamatérovi pomůže „všelék“ v podobě ladicího členu (obr. 6.55c). Prohnutá bronzová pera, přitlačovaná šroubky přes slídovou desku k páskovému vedení na desce, tvoří proměnné kapacity, umístěné ve vzdálenosti $\lambda/4 \cdot (\sqrt{\epsilon_r})^{-1}$, kde ϵ_r je relativní permitivita desky. Uzemnění per přes šroubky je nespolehlivé, proto je lepší umístit přizpůsobovací člen ke kraji desky a jeden konec pera opřít přímo na kostru. Je samozřejmé, že pera uděláme co nejmenší, aby nerezonovala. Zapojíme-li takový přizpůsobovací člen na vstup a druhý na výstup předchozího tranzistoru (průchozí vedení $Z_0 = 50 \Omega$), dokážeme přizpůsobit prakticky každý tranzistor - vznikne zesilovač. Zesilovač je ale trochu nestálý a šroubky svádějí ke stálému doladování. Proto je lepší po nastavení zesilovače šroubky alespoň některé proměnné kapacity odmontovat a nahradit kondenzátory. Šroubek pak poslouží jako blízký přívod země. Stejnoseměrné oddělení je možné provést kondenzátory ze stability (označené J) pro vyšší kmitočty bez přívodů (sloupneme zalévací pryskyřici a opatrně odletujeme přívody). Do obvodu letujeme tyto kondenzátory kadmiovou pájkou, aby se stříbro přívodů nerozpustilo. K zaletování obvykle stačí pájka, která na kondenzátoru byla, ale smyčku pájčky je nutné očistit a mnoho nehrát. Rozměr

kondenzátorů se dá upravit broušením karborundovým brouskem. Pohyby provádíme ve směru polepů, aby se stříbro a pájka při broušení nevtíraly do dielektrika.

Na plošném spoji lze vytvořit stejnosměrné oddělení jako čtvrtvlnný úsek vázaných vedení (obr. 6.55 d). Průchozí vedení, které má být pro stejnosměrný proud rozděleno, je přerušeno úsekem vázaných vedení délky $\lambda/4 \cdot (\sqrt{\epsilon_r})^{-1}$. Rozdělovací šterbina má být co nejužší (asi



Výška jádra nad vodivou deskou pro $Z_0 = 50 \Omega$
 $h =$

ϕ jádra vodiče	Poměrná permitivita izolace vodiče ϵ_r					
	1	2	3	4	5	
2,7 mm	0,117	0,68	1,24	1,77	2,46	mm
1,7 mm	0,152	0,96	0,99	1,45	1,96	mm
1,7 mm	0,1	0,96	0,67	0,91	1,22	mm
0,6 mm	0,05	0,23	0,38	0,56	0,76	mm
0,25 mm	0,025	0,075	0,15	0,23	0,30	mm

Závislost charakteristické impedance Z_0 a výšky jádra vodiče nad deskou pro drát ϕ 1,7 a běžnou izolaci $\epsilon_r = 3$

$h =$

Z_0 [Ω]	h [mm]
30	0,15
40	0,5
50	0,99
70	2,25
100	6,5
120	12,2

Obr. 6.56. Mikrovlnné drátované spoje

0,1 mm), aby spojení bylo dostatečně širokopásmové. Pro větší nároky se může vytvořit více „prstů“.

Propojení na kostru, takové, aby co nejméně ovlivňovalo vř přenos, provedeme úsekem vedení délky $\lambda/4 \cdot (\sqrt{\epsilon_r})^{-1}$ s vysokou Z_0 (co nejužší). Obr. 6.55 e.

Směrový vazební člen pro kontrolní obvody nejsnáze realizujeme tak, že k vyleptanému páskovému vedení přiblížíme smyčku drátu (asi 0,5 mm). Smyčka je upevněna na letovacích bodech, rovněž vyleptaných na desce, a na jednom konci zatížena odporem. Hodnotu odporu vybereme tak, aby směrovost vazby byla co nejlepší. Polohou smyčky pak nastavíme požadovaný vazební útlum. Vazba nakreslená na obr. 6.55 f snímá postupnou vlnu. Na výstup lze přiletovat přímo detekční diodu.

Je však nutné upozornit, že plošné obvody na vysokých kmitočtech dost vyzařují, a proto je značné nebezpečí přeslechů a vybuzení nežádoucích kmitů – rezonancí pouzder. Prostory je možné v případě potřeby tlumit feritovými vložkami nebo vložkami z útlumové hmoty pro konstrukci zatěžovacích odporů (viz obr. 6.48).

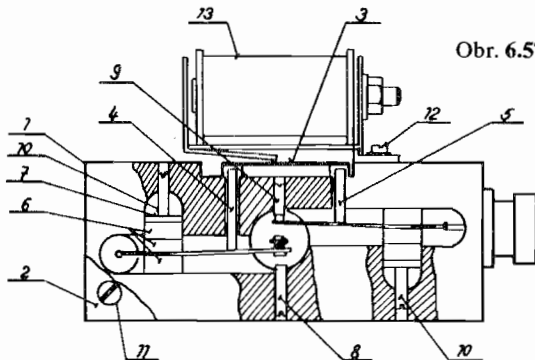
Drátovaná plošná konstrukce

Drátovaná plošná konstrukce je velmi vhodná pro konstrukci výkonových zesilovačů hlavně na nižší kmitočtová pásma. Na plošné desce jsou vyleptány pouze nosné body pro upevnění součástek – odporů a kondenzátorů včetně proměnných. Indukčnosti jsou provedeny jako smyčky nebo cívky nad deskou. Všechny součástky jsou montovány pouze z jedné strany desky, a to ze strany spojů, jen chladičí šrouby tranzistorů a zemnicí spoje jsou protaženy otvory v desce se spojem. Použije-li se tato technika pro velmi vysoké kmitočty, pak přizpůsobovací obvody složené z kondenzátorů a smyček (cívek) nahrazují desky vedení, vytvořené z kousků izolovaných vodičů. Pro základní orientaci poslouží obr. 6.56 s tabulkou Z_0 . Návrh není nutné vypracovat příliš přesně. Obvody realizované touto technikou se snadno doladují.

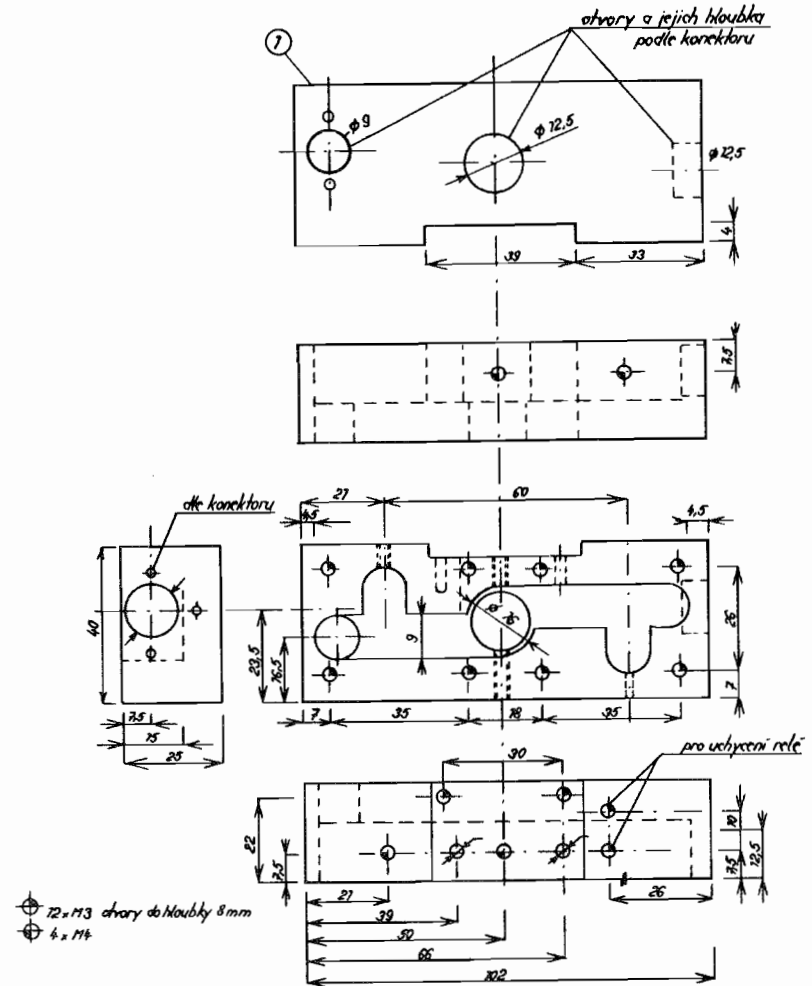
Anténní relé pro větší výkony

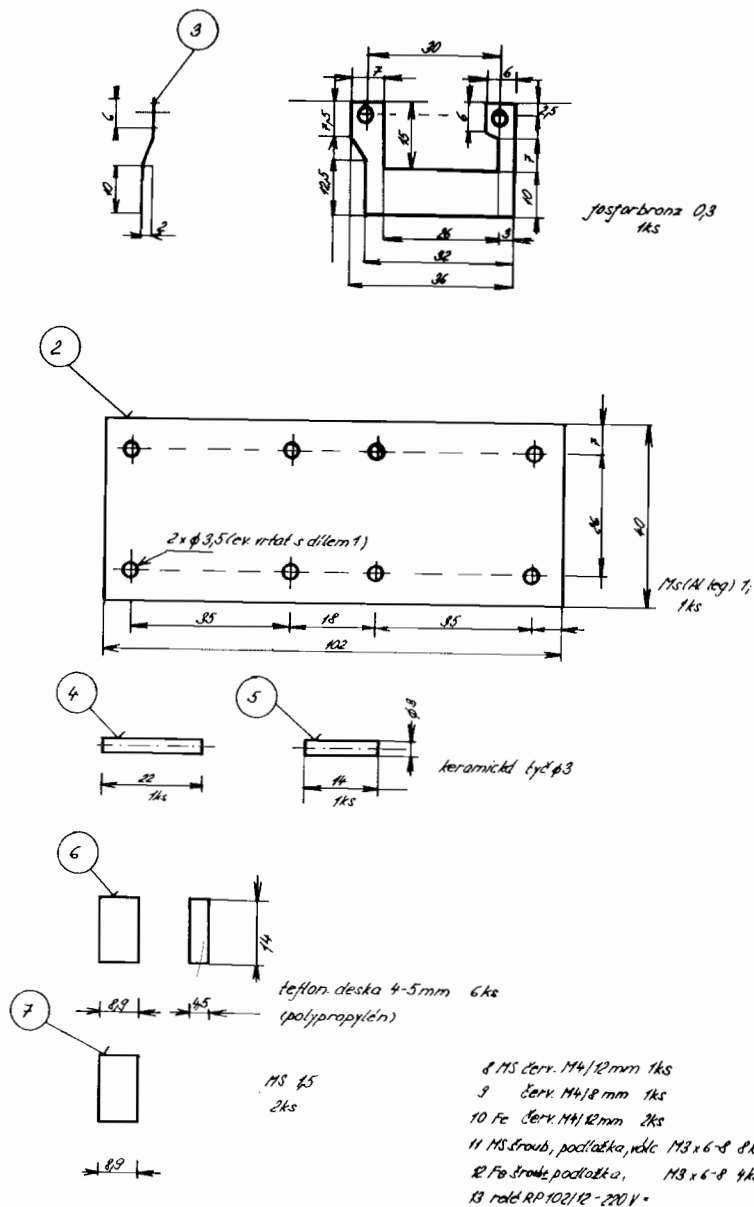
Anténní relé v našich podmínkách není věcí jednoduchou, protože co radioamatér, to jiný soubor koaxiálních konektorů. Návrh je nutno brát jako ideový. Důležité je, aby byly zachovány impedance v celé přepínací cestě. Podle použitých konektorů musí být upraveny otvory i střední vodiče až k přechodům na pera. Impedance přepínací cesty je 75 ohmů.

Jako magnet je použita část relé RP 102, kterému byla zkrácena kotva, aby nepřesahovala rozměr základní části. Přepínací pera RP 102 jsou postříbřena a použita v relé. Jsou přiletována ke středním vodičům konektorů a zafixována mezi teflonovými (polypropylenovými) destičkami (díl 6), 3 ks v každé cestě. Izolační prvky jsou staženy pomocí šroubů M4 (díl 10) přes kovovou destičku (díl 7). Střední přepínací kontakt je zkrácen asi na 7 mm a naletován do středního vodiče výstupního konektoru. Pera jsou překlápěna pomocí izolačních tyček z keramiky nebo jiné izolační hmoty. Pohyb kotvy se přenáší na tyčky přes speciálně tvarované fosforbronzové pero, a to tak, že přepíná kontakty postupně. Nejdříve se uzemní konektor do přijímače a až pak se připne pero z konektoru vysílače na výstup. Základní deska (díl 1) musí být mosazná a postříbřená, pokud budou pouzdra konektorů letována. Při šroubovaném spojení mohou být díly 1, 2 z hliníkové slitiny.



Obr. 6.57. Anténní relé pro větší výkony





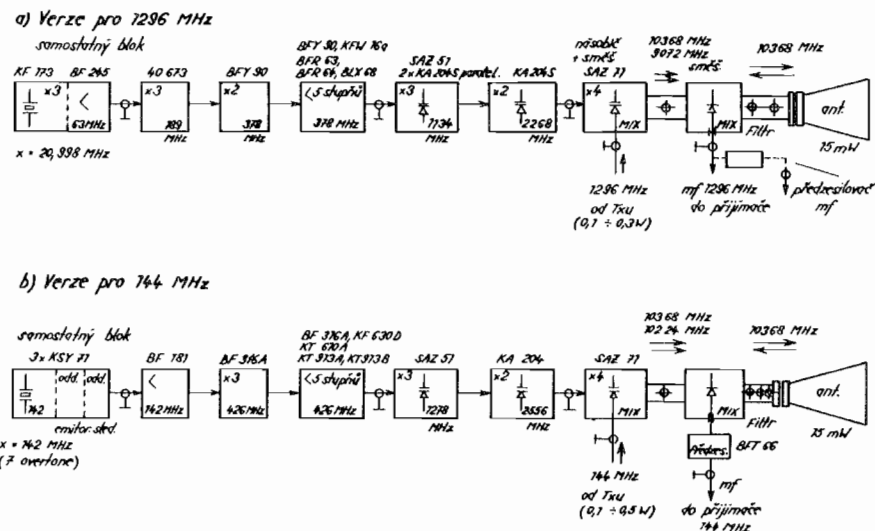
Literatura

- [1] *Bohumil Kvasil*: Teoretické základy techniky centimetrových vln. SNTL 1956.
- [2] *Ginzfon, E.L.*: Miernictwo mikrofalove, PWT 1961.
- [3] Waveguide Handbook. McGraw Hill 1951.
- [4] Handbook and Buyers Guide. McGraw Hill 1958.
- [5] Wire Line A New Easy Method of Microwave Circuit Construction. QST, July 1981.
- [6] *Reithofer*: Amateurfunkgeräte für das 10 GHz-band. Franzis 1982.
- [7] *Heidemann, R.*: Gunn-Oscillator für das 24 GHz-band. UKW-Berichte 3, 1981.
- [8] *Mallwitz, U.*: Versuche mit einem 10 GHz vervielfacher mit Finger-filter Ankopplung. UKW Berichte 3, 1981.
- [9] *Reihofer, S.*: 24 GHz Durchblasenmischer. UKW Berichte 4, 1981.
- [10] *Schäfer, E.*: Gunn-Oscillator (Detektor) mischer für 24 GHz. UKW Berichte 4, 1981.
- [11] *Smirenin, B.A.*: Radiotechnická příručka. SNTL 1954.
- [12] *Meinke, H. H.*: Kurven, Formeln und Daten aus der Dezimeterwellentechnik. Skriptum technischer Hochschule. München, skriptum 1964.
- [13] *Punčochář, J.*: Technika velmi krátkých vln. SNTL, skriptum 1964.
- [14] Dokument č. 6. SNTL 1954.
- [15] Dokument č. 7. SNTL 1954.
- [16] *Ajzenberg, G.Z.*: Anteny dlja magistralnych radiosvjazej. Svjazizdat 1948.
- [17] *Kovalev, I. S.*: Teorija i račot poloskovych volnovodov.
- [18] *Ajzenberg, G. Z.*: Korotkovolnyje anteny. GILC Moskva 1962.
- [19] *-itk-*: Rychlé programovatelné děliče kmitočtu pro fázové závěsy a čítače. Sdělovací technika č. 6 1983.
- [20] Sborník ze semináře instruktorů Svazarmu v Holicích 1986.
- [21] *Zajcev, A. A., Saveljev, Ju. N.*: Generatoryje SVČ tranzistory. Radio i svjaz 1985.

SSB NA 10 368 MHz

(S tímto zařízením bylo 30. 9. 1986 dosaženo spojení mezi stanicemi OK1AIY/P a PAQEZ na vzdálenost 738 km.)

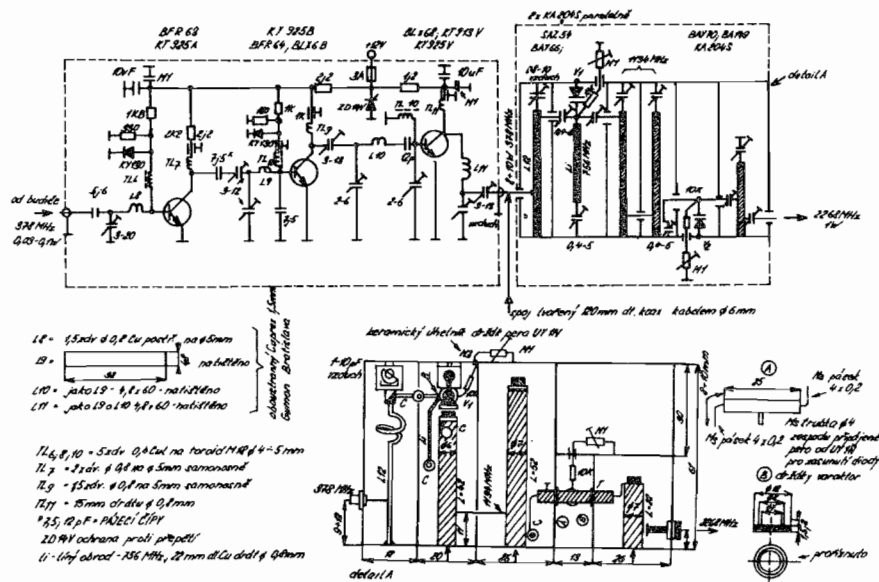
Představy o tom, jak by moderně řešený transvertor pro 3 cm měl vypadat, byly však od počátku redukovány praktickými materiálovými možnostmi. Výsledkem pokusů je jednoduchá konstrukce umožňující všechny druhy provozu v pásmu 10 368 MHz s výkonem řádu mW. Blokové schéma na obr. 7.1 ukazuje vyzkoušené verze, lišící se v podstatě jen mezifrekvenčním kmitočtem. Jedna je pro 23 cm, druhá přímo k dvoumetrovému zařízení.



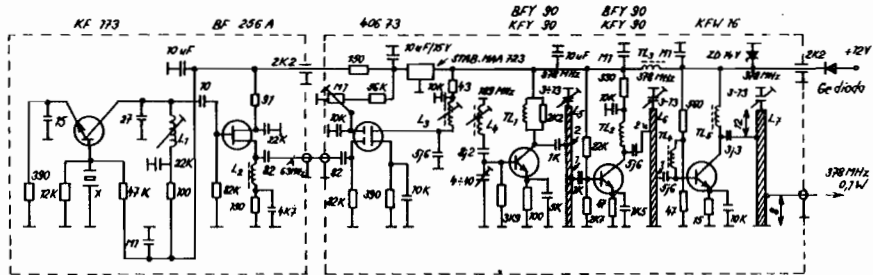
Obr. 7.1. Skupinové schéma transvertoru

Popis jednotlivých stupňů

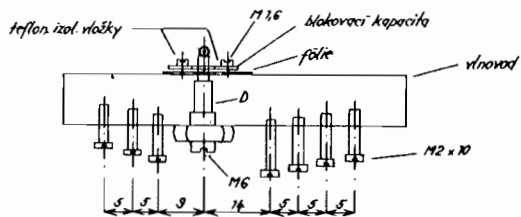
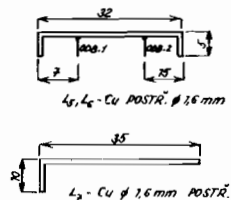
Oscilátor musí mít dobrou krátkodobou i dlouhodobou stabilitu a malý šum. Správně by měl být osazen výkonovým bezšumovým fetem, opatřen několika oddělovacími stupni a napájen dobrým stabilizátorem. Celek by měl být umístěn v termostatu. Tento oscilátor je zhotoven klasickým způsobem na tištěnou destičku a zabudován do hliníkového bloku, získaného z demontovaného malého duálu z RM31 a přišroubován do skříně transvertoru v místech, kde se teplota mění co nejméně – to znamená, co nejdál od všech výkonových prvků. Podmínkou je dobrý krystal – to znamená ve skleněném pouzdře. Důležitá je pak přesnost kmitočtu. Byly použity upravené KA204 a zhotoven několikastupňový násobič. První je trojnásobič na 1 133,9 MHz, druhý násobič na 2 267,875 MHz. Velmi exponovaný je další



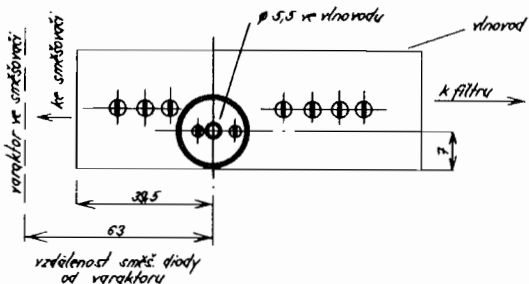
Obr. 7.2. Schéma násobiče



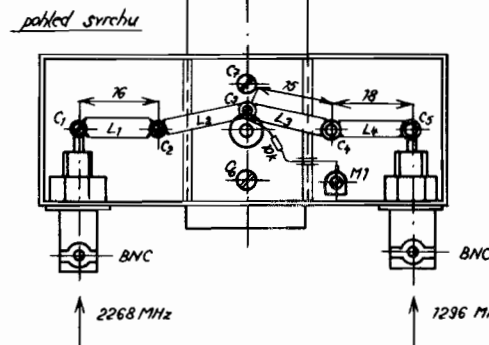
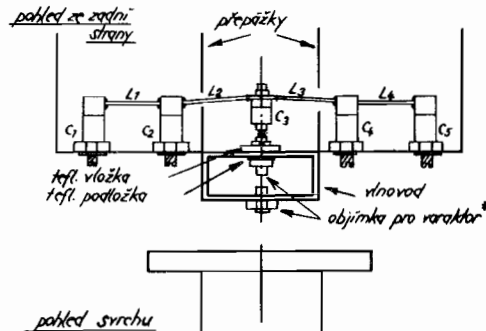
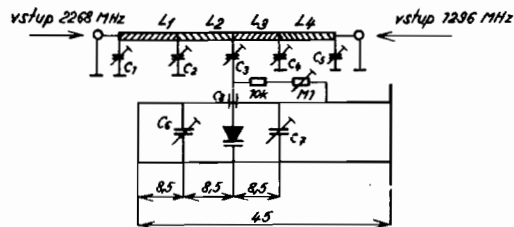
$x = 20,398 \text{ MHz}$
 $L_1 = 7 \text{ z\u00e1v. } \varnothing 0,8 \text{ Cu POST\u0159. NA } \varnothing 5 \text{ J\u00c1DRO MO1}$
 $L_2 = 20 \text{ z\u00e1v. } \varnothing 0,2 \text{ Cu SMALT NA TOROIDU MO1 } \varnothing 5 \text{ mm}$
 $L_3, L_4 = 4 \text{ z\u00e1v. } \varnothing 1 \text{ Cu POST\u0159. NA } \varnothing 5 \text{ J\u00c1DRO MO1 P}$
 $TL_1 = 14 \text{ z\u00e1v. } \varnothing 0,4 \text{ Cu SMALT NA ODPO\u0159U ZK2}$
 $TL_2 = 15 \text{ z\u00e1v. } \varnothing 0,4 \text{ Cu SMALT NA } \varnothing 4 \text{ mm SAMOOSN\u011b}$
 $TL_3 = 10 \text{ z\u00e1v. } \varnothing 0,4 \text{ Cu SMALT NA TOROIDU MO1 } \varnothing 5 \text{ mm}$
 $TL_4 = 6 \text{ z\u00e1v. } \varnothing 0,4 \text{ Cu SMALT NA TOROIDU MO1 } \varnothing 4 \text{ mm}$
 $TL_5 = \text{ J\u00c1KO } TL_4$
 $ZD \text{ N-Y} - \text{ OCHR\u00c1NA PROTI P\u0159EP\u011BT\u00cd}$



Obr. 7.4. Pr\u00fachoz\u00ed sm\u011b\u0161ova\u0107



D - sm\u011b\u0161ova\u0107\u00ed dioda: typ 33NQ52, 34MQ52, 1N23 nebo \u010d\u00e1k 23NQ5



Obr. 7.3. Varaktorov\u00fd n\u00e1sob\u00ed\u0107 a sm\u011b\u0161ova\u0107

d\u00edl (obr. 7.3), kter\u00fd n\u00e1sob\u00ed $4 \times$ a z\u00e1rove\u0148 se na n\u011bm p\u0159im\u00edch\u00e1v\u00e1 sign\u00e1l SSB (v popisovan\u00e9m p\u0159\u00edpad\u011b 1 296 MHz). Ve v\u00fdstupn\u00edm obvodu, kter\u00fd je tvo\u0159en kouskem vlnovodu, se objev\u00ed jednak \u010dty\u0148n\u00e1sobek kmito\u010dtu $2\,267,875 \text{ MHz}$ – to je $9\,071,5 \text{ MHz}$, a z\u00e1rove\u0148 v daleko men\u0161\u00ed m\u00ed\u0159e i $10\,368 \text{ MHz}$. Oba sign\u00e1ly postupuj\u00ed vlnovodem d\u00e1l a proch\u00e1zej\u00ed tzv. „p\u0159\u00fachoz\u00edm sm\u011b\u0161ova\u0107em“ (obr. 7.4). I kdy\u017e to nen\u00ed nejlep\u0161\u00ed, je to ur\u010dit\u011b nejjednodu\u0161\u00ed \u0159e\u0161en\u00ed, proto\u017ee nen\u00ed t\u0159eba ant\u00e9nn\u00ed p\u0159ep\u00edna\u0107. Na sm\u011b\u0161ova\u0107\u00ed diodu p\u0159ich\u00e1z\u00ed z jedn\u00e9 strany injekce z oscil\u00e1toru, z druh\u00e9 stra-

ny pak z antény přijímaný signál. Mezi směšovačem a anténou je zařazen filtr, který zamezuje pronikání oscilátorového signálu do antény, brání parazitním příjmům i „sbírání šumu“ ze zrcadlového kmitočtu. V případě provedení pro mf kmitočet 1 296 MHz stačí jednoduchý filtr, protože oscilátorový kmitočet 9 071,5 MHz je vlastně dost daleko. V případě, že je použit mf kmitočet 144 MHz, používá se filtr víceobvodový a je třeba počítat s poněkud větším útlumem i pro kmitočet 10 368 MHz. Oba tyto typy filtrů jsou i s naměřenými hodnotami uvedeny na obr. 7.6.

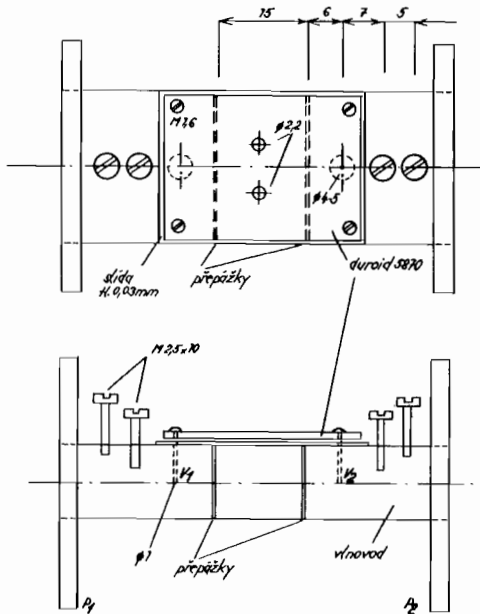
Výkonové úrovně

Schéma na obr. 7.2 ukazuje zapojení celého transvertoru. Abychom získali alespoň jeden nebo několik miliwattů kvalitního SSB signálu na kmitočtu 10 368 MHz z posledního čtyřnásobiče – směšovače, musí být buzen několika stovkami mW (až 1 W) na kmitočtu 2 267 MHz. To vyžaduje, aby na polovičním kmitočtu, tj. 1 134 MHz, byly už nejméně 2 W výkonu. Uvážíme-li ztráty, bude předchozí ztrojovač vyžadovat alespoň 5 W výkonu na kmitočtu 378 MHz. Není na škodu rezerva v výkonu na kmitočtu 378 MHz. Výkon řádu deseti wattů není na tomto kmitočtu již v dnešní době problémem. Poněkud horší je to už při praktické realizaci. Pak nezbývá, než experimentovat a doslova si hrát s každým obvodem. Velmi vhodné jsou tranzistory typu KT925 A, B a V. Třístupňový zesilovač v tomto uspořádání dodá potřebný výkon i při napájení napětím 11 V. Na posledním nejvýkonnějším stupni byl odzkoušen i typ KT913 V. Každý tranzistor je opatřen odpovídajícím chladičem. Pracovní třída u jednotlivých stupňů je nastavena zkusmo na největší výkon. První stupeň ve stříde B a poslední (je už dost vybuzený) ve třídě C. Pozor na kvalitu obvodových prvků (indukčnost a ladicí kapacity). Konkrétně jsou tím myšleny kruhové keramické trimry z NDR, s kterými se velmi pohodlně pracuje, ale neměly by se používat nad 2 W výkonu (při kmitočtu 400 MHz). Nejsou přece jen pro tento účel konstruovány a dielektrickými ztrátami se zahřívají. Pro tento účel jsou vhodné trimry vzduchové. Zmíněný třístupňový zesilovač vyžaduje několik desítek mW budicího výkonu,

který dodává tranzistor KFW16. Ten je buzen prvním zesilovacím tranzistorem BFY90 nebo SF245. Před ním je zdvojovač osazen rovněž tímto typem. Vůbec prvním tranzistorem v celém řetězci za odděleným oscilátorem je Fet typu 40673 (KF907) nebo podobný, který slouží jako ztrojovač kmitočtu a omezuje vliv dalších stupňů na oscilátor. V obvodu G_2 je regulovatelný dělič, kterým lze na této elektrodě měnit napětí. Měřením proudu směšovací diody a plynulou změnou tohoto napětí v rozsahu 0+6 V se musí i sledovaný proud plynule měnit od nuly do plné hodnoty. Je to vlastně zkouška, zda celý oscilátorový řetězec správně pracuje a není-li náchylný k oscilacím. Zároveň se jím v koncové fázi nastaví velikost oscilátorové injekce. Milliampér je zařazen trvale do obvodu směšovací diody a má bočníkem upravený rozsah na 3 až 5 mA. Je důležitou kontrolní pomůckou v praktickém provozu. Na jeho maximální výchylku se nastavují všechny obvody v oscilátorovém řetězci, včetně přizpůsobovacích šroubků před vlastní směšovací diodou. Lze použít jakýkoli typ směšovací diody, vhodné jsou 33–34NQ52, 1N23. Je-li k dispozici Schotkyho dioda, dosáhne se samozřejmě lepších přijímacích vlastností. Těsně za směšovací diodou by měl být zesilovač s bezšumovým tranzistorem, který mf signál zesílí a vykryje ztráty kabelu, jímž je transvertor připojen na vstup mezifrekvenčního přijímače.

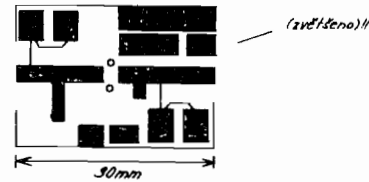
Praktické provedení zesilovače pro 10 368 MHz

Vzhledem k tomu, že signál je veden vlnovody, je i zesilovač v tomto uspořádání. Vlastní zapojení je vyleptáno na materiálu Duroid 5870, což je PTFE oboustranně plátovaný materiál, a vstup i výstup je do vlnovodu navázán malými vazebními anténkami. Destička Duroidu s vyleptaným přesným motivem je na vlnovod přišroubována, takže zesilovač tvoří kompaktní celek (obr. 7.5). Velmi důležité je vlastní provedení zesilovače a jeho napájení. Komplikace je v tomto případě s předpětím pro elektrodu G (Gate = hradlo). U podobných zesilovačů pro nižší kmitočty se to řeší odporem v elektrodě S (Source), což je vlastně předpětí získané na vysokofrekvenčně zablokovaném emito-



Obr. 7.5. Zesilovač

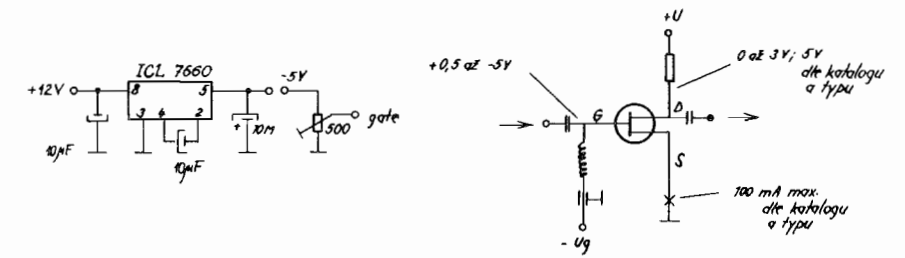
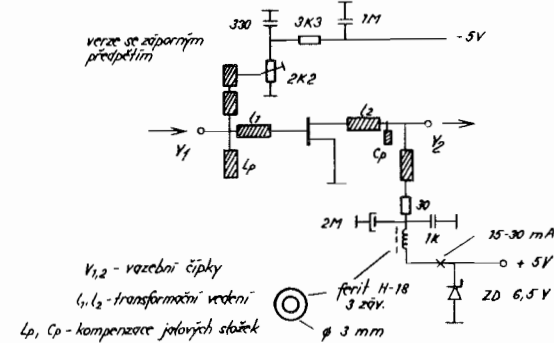
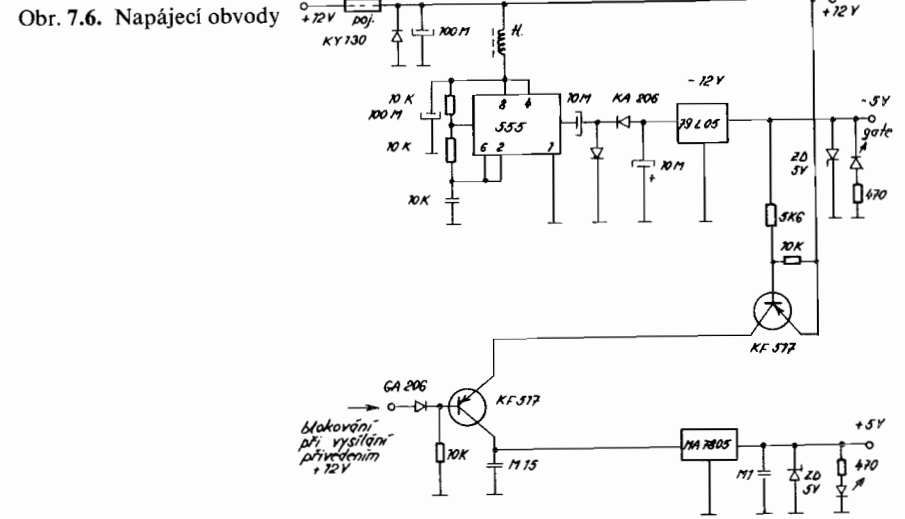
V_{1,2} - vazební čípky (- 5 mm ϕ 1 mm
P_{1,2} - příruby vlnovodu



Další typy vhodné pro práci v pásmu 3 cm :

CFY 10 až CFY 15	} Siemens
CFY 17 až CFY 19	
M16F 1202 až 1203	} Mitsubishi
M16F 1412	

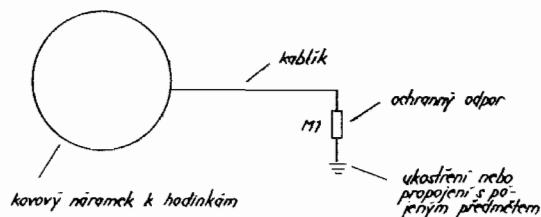
rovém odporu. V tomto případě je totiž dost obtížné realizovat dokonalé zablokování zmíněného odporu nějakým klasickým kondenzátorem. Vznikají problémy se získáním a stabilitou zesilovače, navíc takový nedokonalé zablokovaný emitorový odpor představuje přímo zdroj šumu. Proto se elektroda S uzemňuje přímo a záporné předpětí se řeší samostatným zdrojem. Praktické provedení je na obr. 7.6 a 7.7, kde



Obr. 7.7. Stabilizovaný zdroj

Obr. 7.8. Přípustná napětí na FET GaAs

mikropáječkou na malé napětí, která je vodivěji spojená (kablíkem) s tištěnou destičkou přišroubovanou na vlnovodu a v okamžiku pájení mikropáječkou odpojit od sítě. Pracovník provádějící tuto operaci musí být spojen s pájeným předmětem (nejlépe kovovým náramkem dle obr. 7.14), nesmí mít na sobě silonový oblek, ani jeho části a nářadí, židle i podlaha nesmí být opatřena umělými hmotami nebo lakem, který způsobuje vznik elektrostatického napětí. Požadavků není

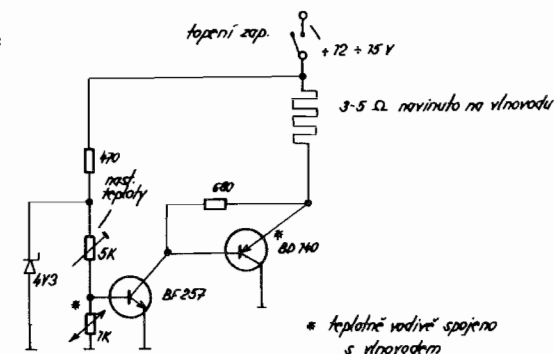


Obr. 7.14. Ochranná pomůcka

málo, ale jsou to všeobecné předpisy pro práci s MOS prvky a jedině jejich dodržením se vyvarujeme zničení součástky. Je-li už GaAs fet zapájen v zapojení s obvodovými prvky, nebezpečí zničení není tak velké. Je vhodné použít nízkotavitelné pájky, v popsaném vzorku však bylo použito normálního cínu. Poté je možné připojit zesilovač na napájecí napětí a změnou předpětí nebo emitorového odporu se přesvědčit, zda se mění proud. Následuje připojení vstupu zesilovače na signál z generátoru nebo přímo z TXu (nejlépe přes malý útlum 3–6 dB) a miliwattmetru na jeho výstup. Následuje mravenčí práce s nastavováním všech prvků na maximální výchylku přístroje na výstupu. Přizpůsobení je nastavováno zmíněnými šrouby na vlnovodu, malé nepřesnosti v mechanických rozměrech motivu lze vysledovat přípravkem (1,5 × 1,5 mm kousek Cu fólie nalepený na zápalku), kterým opatrně osaháváme vstupní i výstupní stranu natištěného motivu. Na výstupním miliwattmetru sledujeme, zda stupeň zesiluje víc, nebo jestli už neosciluje. Nastavení je třeba dovést do takového stavu, aby co nejlépe zesiloval a neměl sklon k oscilacím – to znamená, že po vypnutí buzení musí ručka indikačního výstupního přístroje spadnout ihned na nulu. Jestliže se ukáže potřeba doladění – příslušně velký kousek Cu fólie se v patřičném místě připájí (na obrázku je naznače-

no místo, kde byl připájen kousek fólie 2 × 3 mm u popisovaného vzorku). Po „natrénování“ nastavení je třeba jej ještě zopakovat v celkové sestavě s oběma relé a se zářičem. Jestliže zůstane stejné – je vše dobře přizpůsobené a je předpoklad, že zesilovače budou stabilní i v provozu.

Obr. 7.15. Teplotní stabilizace vlnovodu



Jisté problémy se stabilitou může způsobit i provoz v prostředí s kolísající teplotou, např. na horách a v noci, kde rozhodně stabilní pokojovou teplotu 20 °C nemůžeme očekávat. Je možné použít zapojení na obr. 7.15, kde jednoduchý obvod část vlnovodu zahřívá. Izolovaný odporový drát 3–5 Ω je navinut na vlnovod, např. poblíž příruby nebo jinde, kde je alespoň kousek místa, a zajištěn např. uponem. Rovněž napájecí tranzistor a regulační termistor jsou s vytápěným vlnovodem vodivě spojeny. Jde o opatření energeticky náročné, protože hmota vlnovodu teplo dobře odvádí, ale tepelné poměry alespoň na krátkém úseku selepší.

Mechanické rozměry motivu jsou různé podle vstupních a výstupních impedancí použitých tranzistorů. Použije-li se jiný motiv, který pro něj není určen, zesilovač většinou vůbec nezsiluje, ale popsaným způsobem lze vysledovat, do kterého místa bude třeba připájet kousek fólie (případně ostrým nožem kousek odříznout). Prakticky se řeší tyto zesilovače s pomocí Schmidtova diagramu a hodnot, které jsou uvedeny v katalogu.

Konečné seřízení transvertoru

Nejdůležitějším přístrojem je detekční sonda pro pásmo 3 cm, která má podobu několik cm dlouhého vlnovodu s přírubou, na jehož uzavřené a správně impedančně přizpůsobené straně je detekční dioda. Indikační měřicí přístroj musí být citlivý, ale nesmí mít velký vnitřní odpor. Vyhovují přístroje, jejichž systém je navinut poněkud silnějším drátem a jejich odpor je jen několik desítek ohmů. Je-li sonda pečlivě provedena, je možné ji pro jeden kmitočet i oceňovat a použít jako miliwattmetr. Indikovat je možné výkony již od 10 až 20 μW . Při seřizování vysílací části transvertoru se sonda připojí na výstup (za filtr) místo antény. Není-li směšovač buzen signálem 1 296 MHz a je-li filtr v pořádku, nesmí sonda indikovat žádný výkon. Zvětšovat buzení je možné jen pokud stoupá úměrně i výstupní výkon. Pak by nebyl již SSB signál kvalitní. Dosáhne-li se alespoň nepatrného výkonu, pak stačí jen všemi nastavovacími prvky dotáhnout signál na maximum.

Hrubá kontrola kmitočtu vysílače (je-li v pásmu)

Není-li k dispozici vlnoměr, je možné provést měření kmitočtu jednoduchým způsobem:

Zmíněnou detekční sondou se postupuje proti otevřenému vlnovodu (tedy v elektromagnetickém poli) a protínají se kmitny napětí. Znamená to, že po každém úseku vzdáleném $\lambda/2$ přístroj indikuje maximální výchylku. Stačí jen tuto vzdálenost přesně změřit, znásobit dvěma a přepočítat na kmitočet. Pro větší přesnost je vhodné změřit několik maxim. Jestliže by se ukázalo, že některá maxima nesouhlasí a nebo od sebe nejsou stejně daleko, znamená to, že ve vlnoměru je přítomen ještě další kmitočet. Tím je zkontrolováno, že vysílaný kmitočet je opravdu v pásmu. Přesně se kmitočet zjistí tak, že se co nej-
přesněji změří základní oscilátor, vynásobí a přičte mf kmitočet.

Kontrola činnosti přijímače

Není-li k dispozici signální generátor, nabízí se jeho improvizace pomocí vysílače pro 144 MHz a varaktorového násobiče. Sedmdesátá druhá harmonická ze 144,0 MHz je 10 368 MHz, takže stačí pustit přesně naladěný signál z vysílače do jednoduchého násobiče a nasměrovat proti anténě. Po zachycení na přijímači je možné se přesvědčit, zda jsou přizpůsobovací šroubky na směšovači správně nastaveny a že to, co bylo nejlépe nastaveno na vysílání, vychází i pro příjem. Dále je možno experimentovat s proudem diody, zkoušet nějakou lepší diodu, prověřovat funkci antény atd.

■ Literatura

- [1] Amatérské rádio, č. 1, 2/1977: „Ze 144 MHz na 2 304 MHz“.
- [2] Amatérské rádio, č. 7, 8/1979: „SSB na 2 304 MHz“.
- [3] Amatérské rádio, č. 3, 4/1981: „Tranzistorový transvertor na 2 304 MHz“.

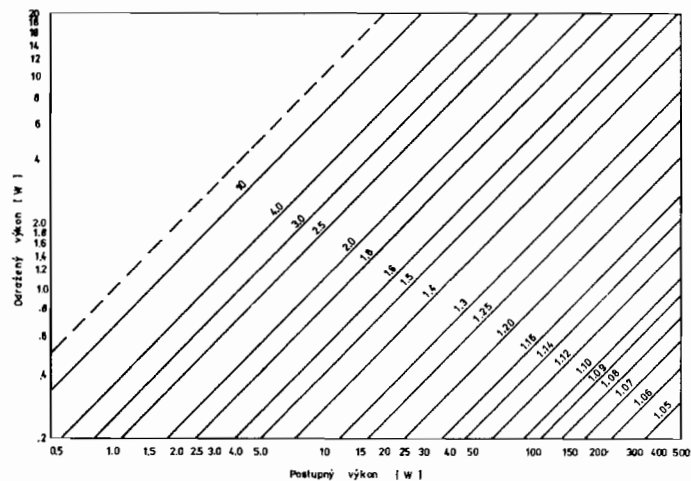
GRAFY PRO MIKROVLNY

Graf na obr. 8.1 zobrazuje závislost činitele stojatých vln ČSV u vedení na výkonu postupné vlny (vyjadřujeme na vodorovné ose ve watttech). Hodnota ČSV se vyčíslí pomocí vztahu:

$$\text{ČSV} = \frac{1 + s}{1 - s},$$

kde s je činitel odrazu a platí pro něho $s = \frac{U_{\text{odraž}}}{U_{\text{postup}}}$, přičemž $U_{\text{odraž}}$ je velikost napětí odražené vlny a U_{postup} obdobná veličina u postupné vlny.

Přitom platí $\left(\frac{U_{\text{odraž}}}{U_{\text{postup}}}\right)^2 = \frac{P_{\text{odraž}}}{P_{\text{postup}}}$.



Obr. 8.1. Závislost činitele stojatých vln u vedení na výkonu postupné vlny

Příklad: Určete velikost ČSV pro výkon postupné vlny 20 W, jestliže výkon odražené vlny $P_{\text{odraž}}$ je 4 W.

Řešení: Nejprve určíme velikost činitele odrazu

$$s = \sqrt{\frac{P_{\text{odraž}}}{P_{\text{postup}}}} = \sqrt{\frac{4}{20}} = 0,4472.$$

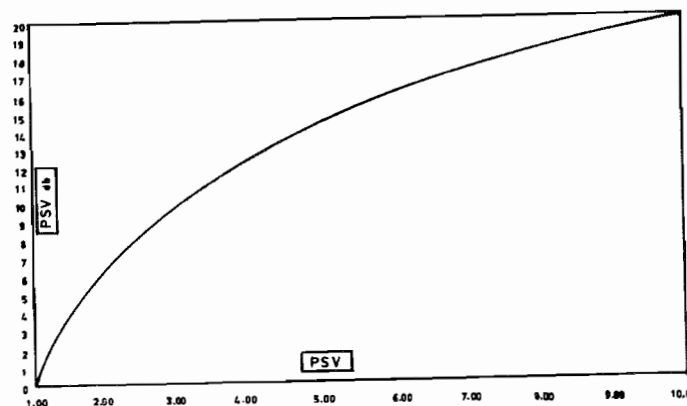
$$\text{Pak platí ČSV} = \frac{1 + 0,4472}{1 - 0,4472} = 2,618.$$

Obdobnou velikost ČSV určíme pomocí grafů. Na vodorovné ose vyhledáme hodnotu $P_{\text{postup}} = 20$ W, na svislé ose $P_{\text{odraž}} = 4$ W. Průsečík obou kolmých čar v těchto bodech náleží přímce, která přísluší hodnotě ČSV $\approx 2,6$.

Graf na obr. 8.2 vyjadřuje závislost hodnoty činitele stojatých vln ČSV vyjádřené v dB na původní hodnotě.

Přepočít se uskuteční podle vztahu

$$\text{ČSV}_{[\text{dB}]} = 20 \log(\text{ČSV}) = 20 \log\left(1 + \frac{U_{\text{odraž}}}{U_{\text{postup}}}\right) \cdot \left(1 - \frac{U_{\text{odraž}}}{U_{\text{postup}}}\right)^{-1}$$



Obr. 8.2. Vyjádření hodnoty ČSV v dB

Příklad: Vyjádřete v dB hodnotu ČSV = 1,25.

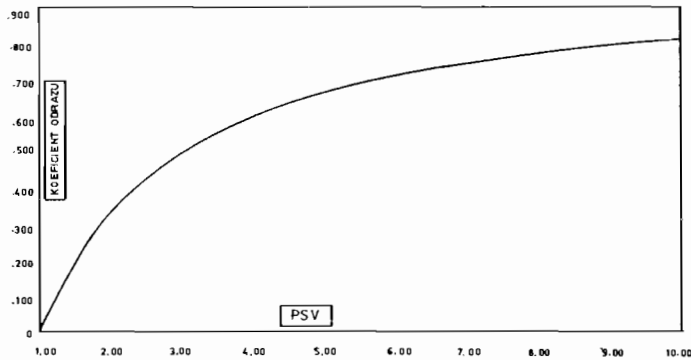
Řešení: $\text{ČSV}_{[\text{dB}]} = 20 \log 1,25 = 1,9382$.

Podobné řešení nalezneme pomocí grafů. Na vodorovné ose vyhledáme hodnotu ČSV = 1,25. Průsečík kolmice v tomto bodě s výslednou křivkou přísluší, jak je možno odečíst pomocí kolmice na svislou osu, hodnotě $\text{ČSV}_{[\text{dB}]} = 2$ dB.

Graf na obr. 8.3 představuje průběh koeficientu odrazu v závislosti na velikosti ČSV.

Platí zde vztah:

$$s = \frac{U_{\text{odraz}}}{U_{\text{postup}}}; \text{ČSV} = \frac{1+s}{1-s}; \text{tedy } s = \frac{\text{ČSV} - 1}{\text{ČSV} + 1}.$$



Obr. 8.3. Vztah mezi ČSV a koeficientem odrazu

Příklad: Vyčíslete velikost koeficientu odrazu pro ČSV = 1,25.

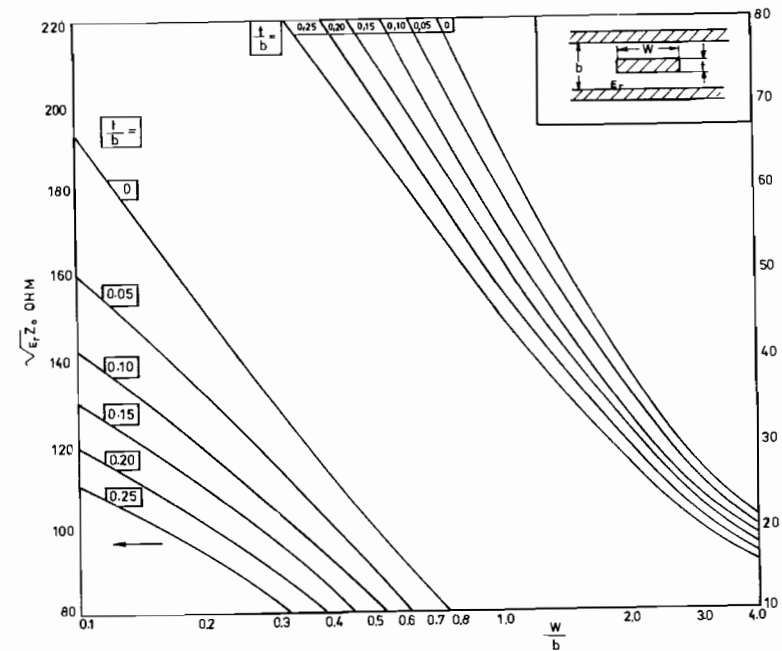
$$\text{Řešení: } s = \frac{1,25 - 1}{1,25 + 1} = \frac{0,25}{2,25} = 0,111.$$

Obdobné řešení najdeme pomocí grafů. Na vodorovné ose nalezneme hodnotu ČSV = 1,25, vztčíme kolmici a z takto vzniklého průsečíku s výslednou křivkou vztčíme kolmici na svislou osu. Tímto způsobem určíme hodnotu činitele odrazu $s \approx 0,1$.

Graf na obr. 8.4 ukazuje závislost velikosti vlnového odporu Z_0 vedení o uvedeném tvaru. Jde o páskové vedení tloušťky t a šířky w , umístěné mezi deskami vzdálenými od sebe velikostí b . Na vodorovné ose jsou vyznačeny hodnoty w/b , na svislé ose hodnoty Z_0 , jež je nutné vynásobit hodnotou $\sqrt{\epsilon_r}$, kde ϵ_r je relativní permitivita prostředí uvnitř vedení; na jednotlivých křivkách, vyjadřujících další parametry vedení, jsou vyznačeny hodnoty t/b .

Velikost Z_0 určíme podle vztahu:

$$Z_0 [\Omega] = \frac{30\pi(b-t) \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{w + 0,44(b-t) + \frac{t}{\pi} \left\{ 1 + \ln \left[1 + \frac{2(b-t)}{t} \right] \right\}}.$$



Obr. 8.4. Charakteristická impedance páskového vedení

Příklad: Určete vlnový odpor vedení U_0 uvedeného tvaru o rozměrech: $b = 10$ cm, $w = 2$ cm, $t = 0,5$ cm, hodnota ϵ_r prostředí uvnitř vedení ≈ 2 (jde o teflon).

Řešení: Zadané hodnoty dosadíme do uvedeného vzorce. Platí tedy

$$\begin{aligned} Z_{0[\Omega]} &= \frac{30\pi(0,10 - 0,005)\sqrt{2}}{0,02 + 0,44(0,10 - 0,005) + \frac{0,005}{\pi} \left\{ 1 + \ln \left[1 + \frac{2(0,1 - 0,005)}{0,005} \right] \right\}} \\ &= 186,676 \Omega \text{ (dosazujeme-li všechny jednotky v soustavě MKSA, tj. všechny hodnoty délek v m).} \end{aligned}$$

Podobnou hodnotu získáme pomocí grafu. Na vodorovné ose vyhledáme hodnotu $\frac{w}{b} = \frac{2}{10} = 0,2$ a na výsledných křivkách hodnotu $\frac{t}{b} = \frac{0,5}{10} = 0,05$. Na svislé ose najdeme tímto způsobem hodnotu $Z_0 = 132$. Uvážíme-li hodnotu $\epsilon_r = 2$, pak výsledná hodnota Z_0 bude $Z_0 = 132 \cdot \sqrt{2} = 186,676 \Omega$.

Graf na obr. 8.5 znázorňuje druhy vidů TM_{mnp} a TE_{mnp} pro válcový rezonátor. Na vodorovné ose jsou vyznačeny hodnoty $(D/L)^2$, kde D je průřez a L délka rezonátoru. Na svislé ose vidíme hodnoty $(f \cdot D)^2 \cdot 10^{20}$, kde f je kmitočet v Hz a D je opět průřez v cm.

Graf používáme při návrhu dutinových rezonátorů, kdy musíme dbát toho, aby při daných rozměrech nerezonoval dutinový rezonátor současně při několika videch. Uvedenou závislost lze vyjádřit rovnicí

$$(f \cdot D)^2 = \left(\frac{\alpha_{nm} \cdot c}{\pi}\right)^2 + \left(\frac{c \cdot b}{2}\right)^2 \cdot \left(\frac{D}{L}\right)^2,$$

kde c je rychlost šíření elektromagnetické vlny

$$(c = 3 \cdot 10^{10} \text{ cm/s}),$$

α_{nm} je pro vid TM , m -tý kořen rovnice $J_n(\Gamma \cdot a) = 0$ a pro vid TE , m -tý kořen rovnice $J_n(\Gamma \cdot a) = 0$, přičemž $J_n(\Gamma \cdot a)$ je Besselova funkce n -tého řádu 1. druhu, Γ je příčná konstanta, pro niž platí $\Gamma = \omega_m \cdot \sqrt{\mu \epsilon}$, (ω_m je mezní vlnové číslo, ϵ je permitivita a μ je permeabilita prostředí uvnitř rezonátoru).

Příklad: Určete, při kterém vidu rezonuje kruhový rezonátor o rozměrech $D = 14,3$ cm a $L = 10$ cm, a jde-li o hodnotu $f = 3,42$ GHz.

Řešení: Dosazením uvedených hodnot do uvedeného vztahu obdržíme rovnici:

$$(3,42 \cdot 10^9 \cdot 14,3)^2 = \left(\frac{\alpha_{nm}^3 \cdot 10^{10}}{\pi}\right)^2 + \left(\frac{3 \cdot 10^{10} \cdot b}{2}\right)^2 \cdot \left(\frac{14,3}{10}\right)^2$$

Tedy platí:

$$24 \cdot 10^{20} = \alpha_{nm}^2 \cdot 0,9119 \cdot 10^{20} + 2,25 \cdot 10^{20} \cdot p^2 \cdot 2,045$$

$$24 = \alpha_{nm}^2 \cdot 0,9119 + 4,698 \cdot p^2$$

Proto dostaneme pro $p = 0$:

$$24 = \alpha_{nm}^2 \cdot 0,9119$$

$$\alpha_{nm}^2 = 26,32$$

Obdobně pro $p = 1$:

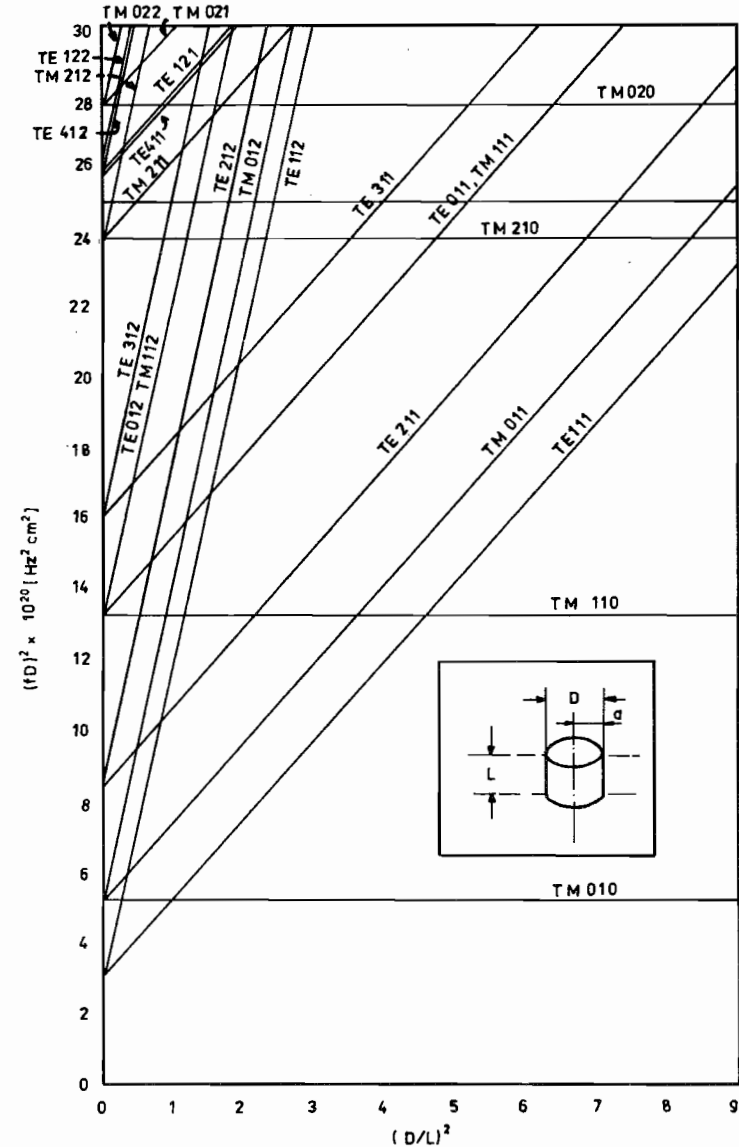
$$24 = \alpha_{nm}^2 \cdot 0,9119 + 4,725$$

$$\alpha_{nm}^2 = 21,137$$

Pro $p = 2$:

$$24 = \alpha_{nm}^2 \cdot 0,9119 + 18,9$$

$$\alpha_{nm} = 2,4 (\alpha_{nm}^2 + 4,96).$$



Obr. 8.5. Rezonanční body válcového rezonátoru

Z tabulek a grafů Besselových funkcí 1. druhu zjistíme, že argument $\alpha_{nm} = 2,4$ odpovídá vztahu $J_0(\alpha_{nm}) = 0$. Pro ostatní argumenty (26,32 a 21,137) již nelze najít hodnotu jejich příslušné funkce v běžných tabulkách či grafech.

Pro uvedený rezonátor tedy platí, že bude rezonovat při vidu TM_{012} . Obdobnou hodnotu najdeme pomocí grafu. Na vodorovné ose nalezneme hodnotu $(\frac{D}{L})^2 = (\frac{14,3}{10})^2 = 2,045$. Na svislé ose najdeme hodnotu $(f \cdot D)^2 \cdot 10^{20} [\text{Hz}^2, \text{cm}^2] = (3,42 \cdot 10^9 \cdot 14,3)^2 = 24 \cdot 10^{20}$. Vidíme, že kolmice v těchto bodech se protínají na přímce označující vid TM_{012} . Nomogram na obr. 8.6 vyjadřuje závislost útlumu trasy N na kmitočtu f a vzdálenosti obou antén R . Pro hodnotu N platí $N = 20 \log(4\pi \frac{R}{\lambda})$, (λ je vlnová délka).

Jestliže nestačí stupnice na monogramu, je možné násobit kmitočet nebo vzdálenost činitelem 10^N a přidat $20 N$ (v dB) na stupnici útlumu trasy. N může být kladné i záporné. Pro hodnotu N dále platí:

$$L_r = L_t + G_t + G_r - N,$$

kde L_r je úroveň přijímaného signálu v dBm,

L_t úroveň vysílaného signálu v dBm,

G_t zisk vysílací antény v dB,

G_r zisk přijímací antény v dB,

N útlum trasy v dB.

Kmitočet f je udáván v GHz, na druhé straně osy je jeho přepočtená příslušnou vlnovou délkou. Vzdálenost R je udávána v km.

Příklad: Dvě stanice vzdálené 100 km, o výkonu vysílače 1 W, chtějí uskutečnit spojení na $f = 2\,300$ MHz. Určete útlum trasy.

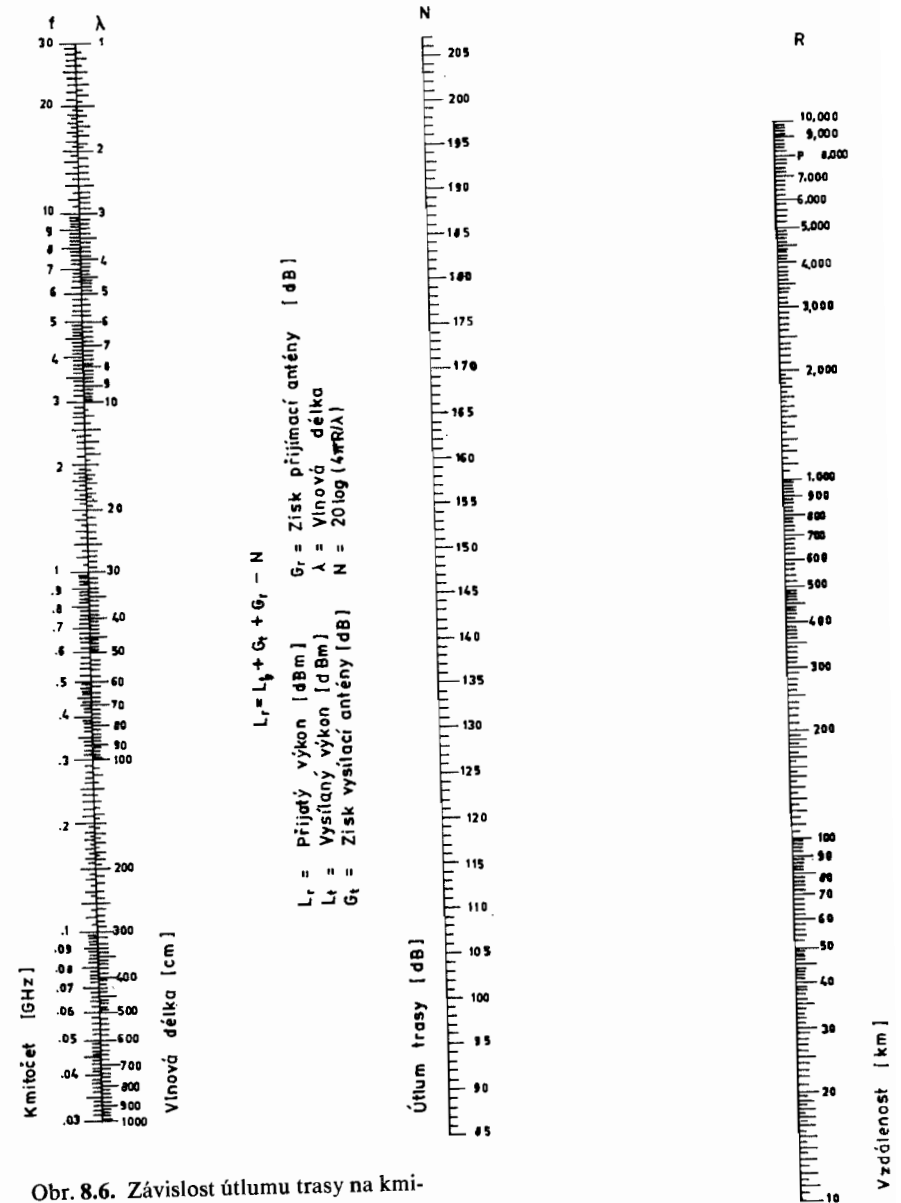
Řešení: Na levé stupnici spojíme bod 2,3 GHz s hodnotou 100 km na pravé stupnici a odečítáme 139 dB jako útlum trasy.

Podobně lze hodnotu vyjádřit i početně:

$$N = 20 \log(4\pi \cdot \frac{R}{\lambda})$$

$$N = 139 \text{ dB}$$

Tzn., jestliže obě stanice mají antény se ziskem 15 dB, pak výkon vysílače dojde na přijímací stranu utlumený o $139 - 15 - 15 = 109$ dB. Jestliže vysílaný výkon je 1 W, tj. 30 dBm (je míněn výkon vztážený proti úrovni 1 mW, tedy $10 \log 1 \cdot 0,001^{-1} =$



Obr. 8.6. Závislost útlumu trasy na kmitočtu a vzdálenosti

= 30 dBm), pak na přijímací stranu přichází výkon $(30 - 109) \text{ dBm} = -79 \text{ dBm}$. Tento signál musí zpracovat přijímač (viz nomogram 14.10). Tedy podle zmíněného vztahu:

$$L_r = 30 + 15 + 15 - 139$$

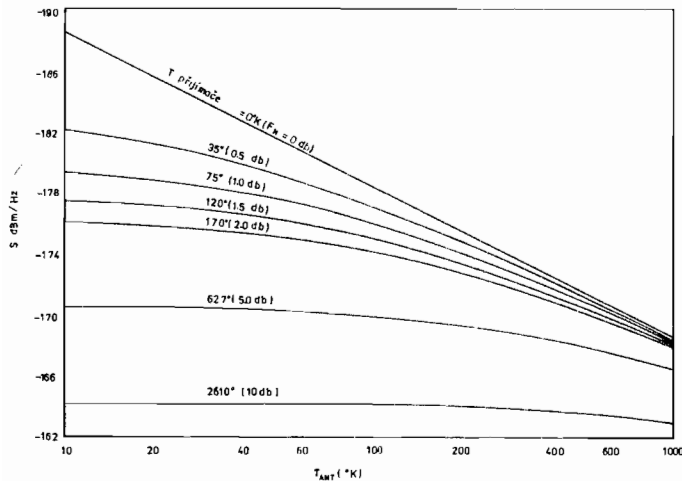
$$L_r = 79 \text{ dBm.}$$

Graf na obr. 8.7 zobrazuje závislost absolutní citlivosti antény na teplotě v okolí přijímací antény. Absolutní citlivost počítáme podle vztahu

$$S = K(T_{\text{ANT}} + T_{\text{REC}}),$$

přičemž K je Boltzmanova konstanta $K = -198,6 \text{ dB/mg/K}$ nebo $K = 1,374 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ (uvažujeme-li jednotky v soustavě MKSA), T_{ANT} je teplota povrchu antény udávaná v K, T_{REC} je teplota okolí antény v K ($1 \text{ K} = -273^\circ \text{ C}$).

Na jednotlivých křivkách je parametrem T_{REC} (v závorce je přepočtená hodnota $t = T_{\text{REC}} + 273,16$ na dB vzhledem k $t = -273^\circ \text{ C}$). S je udávána v soustavě cgs.



Obr. 8.7. Závislost prahové citlivosti na šumové teplotě antény a přijímače (šumovým čísle)

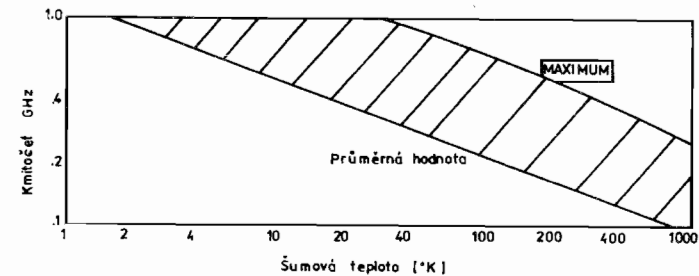
Příklad: Určete absolutní citlivost antény při teplotě okolí $T_{\text{REC}} = 170^\circ \text{ C}$ a teplotě antény $T_{\text{ANT}} = 400 \text{ K}$ ($= 126,84^\circ \text{ C}$).

Řešení: Podle uvedeného vztahu vypočteme hodnotu

$$S = -198,6 + 10 \log(170 + 400) = -171,04 \text{ dB/m} \cdot \text{g/K.}$$

Podobnou hodnotu můžeme odečíst z grafu: Na vodorovné ose najdeme hodnotu $T = 400 \text{ K}$ a na výsledných křivkách $T_{\text{REC}} = 170 \text{ K}$. Na svislé ose odečteme $S = -170,8 \text{ dB/m} \cdot \text{g/K}$.

Graf na obr. 8.8 představuje velikost galaktického šumu v K v závislosti na frekvenci (v GHz). Autory naměřených hodnot jsou Ko, Brown, Harard a hodnoty jsou udávány v mezích mezi průměrem a maximum.



Obr. 8.8. Hodnota galaktického šumu v závislosti na frekvenci

Příklad: Určete teplotu galaktického šumu pro kmitočty 0,4 GHz.

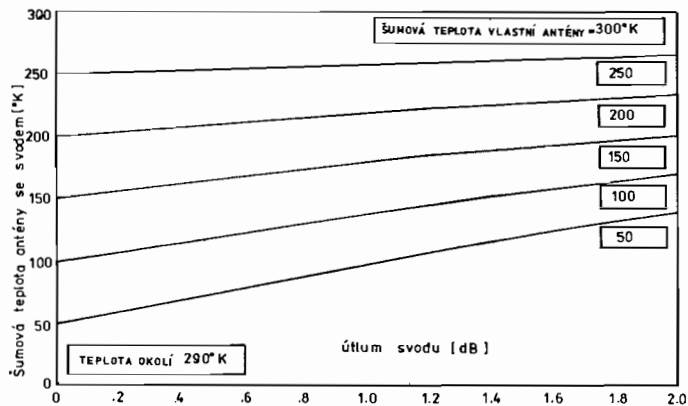
Řešení: Na svislé ose najdeme teplotu $f = 0,4 \text{ GHz}$. Podle uvedených grafů zjistíme, že teplota galaktického šumu se pohybuje v mezích 20 K až 400 K.

Graf na obr. 8.9 znázorňuje šumovou teplotu antény se svodem v závislosti na ztrátách ve vedení vysílače a výstupní teplotě. Na vodorovné ose jsou hodnoty ztrát v dB, na svislé ose výstupní teplota v K. Na jednotlivých křivkách je parametrem teplota antény v K. Vztah lze vyjádřit analyticky pomocí rovnice:

$$T_{\text{výst}[K]} = \frac{290(L - 1) + T_{\text{ANT}}}{L}, \text{ kde } L \text{ jsou ztráty v dB,}$$

$$T_{\text{výst}}, T_{\text{ANT}} \text{ teploty v K,}$$

$$T_{\text{okolí}} = 290 \text{ K.}$$



Obr. 8.9. Závislost šumové teploty antény na útlumu svodu

Příklad: Určete šumovou teplotu antény se svodem, jestliže ztráty na vedení jsou 1,5 dB a výstupní teplota $T_{\text{výst}} = 225$ K.

Řešení: Zadané hodnoty dosadíme do uvedeného vztahu.

$$225 = \frac{290(1,5 - 1) + T_{\text{ANT}}}{1,5},$$

$$T_{\text{ANT}} = 192,5 \text{ K.}$$

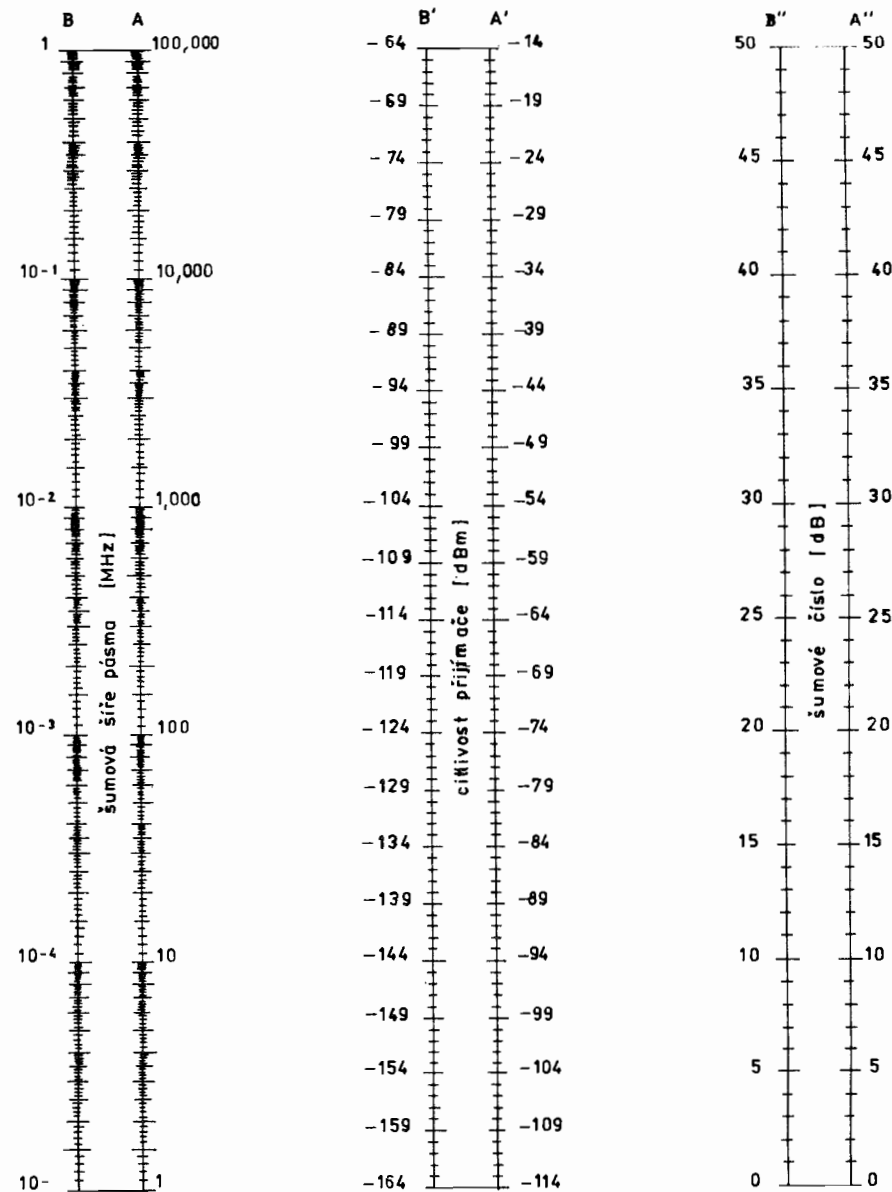
Obdobnou hodnotu můžeme odečíst z grafu. Na vodorovné ose najdeme hodnotu $L = 1,5$, na svislé ose hodnotu $T_{\text{výst}} = 225$ K. Kolmice v příslušných bodech se přibližně protínají na křivce $T_{\text{ANT}} \doteq 200$ K.

Nomogram na obr. 8.10 udává **závislost citlivosti přijímače v dBm (při teplotě okolí 290 K) na hladině šumu (v dB) a šířce pásma šumu (v MHz)**.

Příklad: Určete hladinu šumu při citlivosti přijímače -114 dBm a šířce pásma šumu 10^{-3} MHz.

Řešení: Zadané hodnoty vyhledáme v osách nomogramu, spojíme přímkou a na průsečíku se třetí osou přečteme hodnotu hladiny šumu 30 dB.

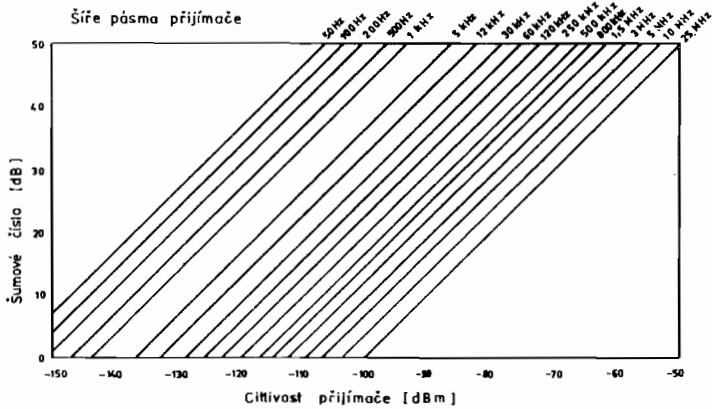
Graf na obr. 8.11 ukazuje **závislost šumu v dB na citlivosti přijímače v dBm**, přičemž parametrem je šířka pásma v Hz, kHz a MHz.



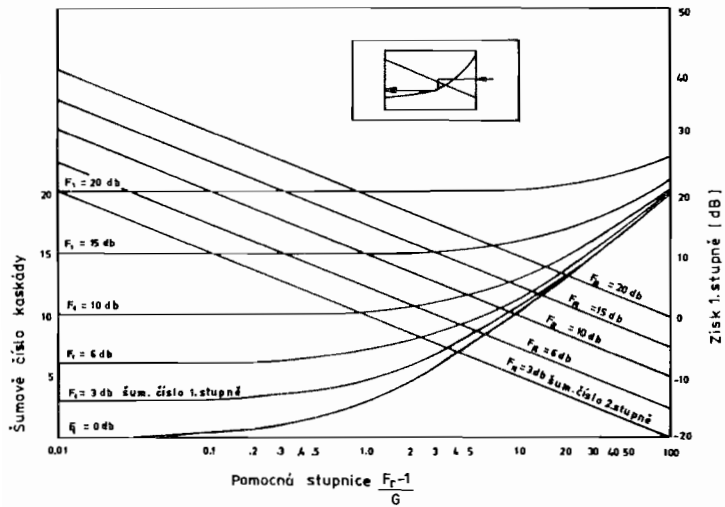
Obr. 8.10. Závislost citlivosti přijímače na jeho šumovém čísle a šířce pásma

Příklad: Určete hladinu přijímaného šumu pro citlivost přijímače -90 dBm a šířku pásma 3 MHz.

Řešení: Na vodorovné ose najdeme hodnotu -90 dBm. Vztyčíme kolmici a označíme její průsečík s přímkou, která přísluší hodnotě 3 MHz. Z tohoto bodu vztyčíme kolmici na svislou osu. Tímto způsobem nalezneme velikost 20 dB, což je hledaná hodnota hladiny šumu.



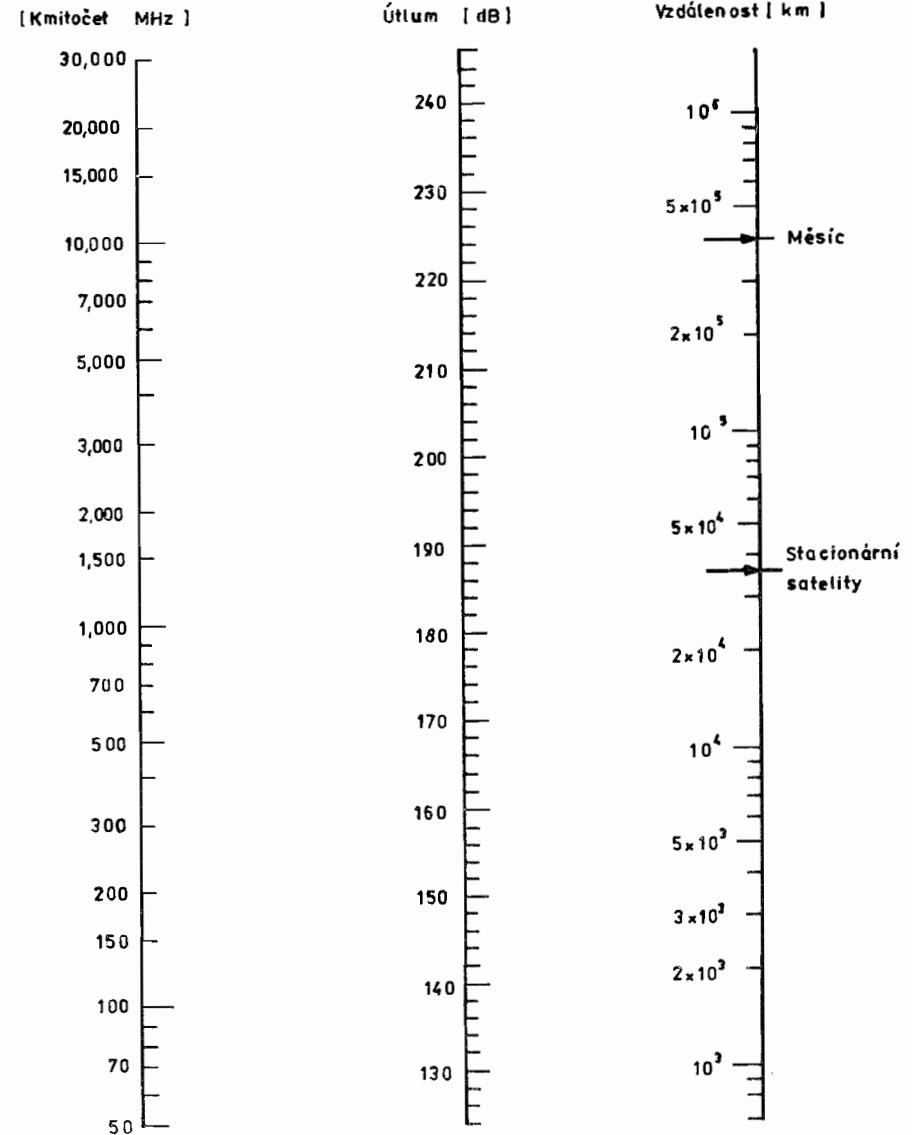
Obr. 8.11. Závislost šumu v dB na citlivosti přijímače



Obr. 8.12. Šumové číslo kaskády zesilovačů

Obr. 8.13. Útlum šíření elektromagnetických vln ve volném prostoru

Graf na obr. 8.12 vyjadřuje závislost velikosti hladiny šumu u kaskádního zapojení zesilovačů na hladině šumu a zisku jednoho ze zesilovačů.



Pro uvedené veličiny platí vztah:

$$F_0 = F_1 + \frac{F_R - 1}{G},$$

kde F_0 je výsledná hladina šumu v dB,

F_1 hladina šumu 1. zesilovače,

G zisk 1. zesilovače,

F_R hladina šumu dalšího zesilovače.

Příklad: Určete výslednou hladinu šumu u kaskádního zapojení zesilovačů o parametrech:

$F_R = 10$ dB, $G = 10$ dB, $F_1 = 15$ dB.

Řešení: Uvedené hodnoty dosadíme do uvedeného vztahu:

$$F_0 = 15 + \frac{9}{10} = 15,9 \text{ dB.}$$

Podobně můžeme uvedenou hodnotu odečíst z grafu. Na vodorovné ose vyhledáme hodnotu $\frac{F_R - 1}{G} = \frac{9}{10}$ (nebo najdeme průsečík přímek

$F_R = 10$ dB a $G = 10$ dB) a tím zjistíme hodnotu $\frac{F_R - 1}{G}$.

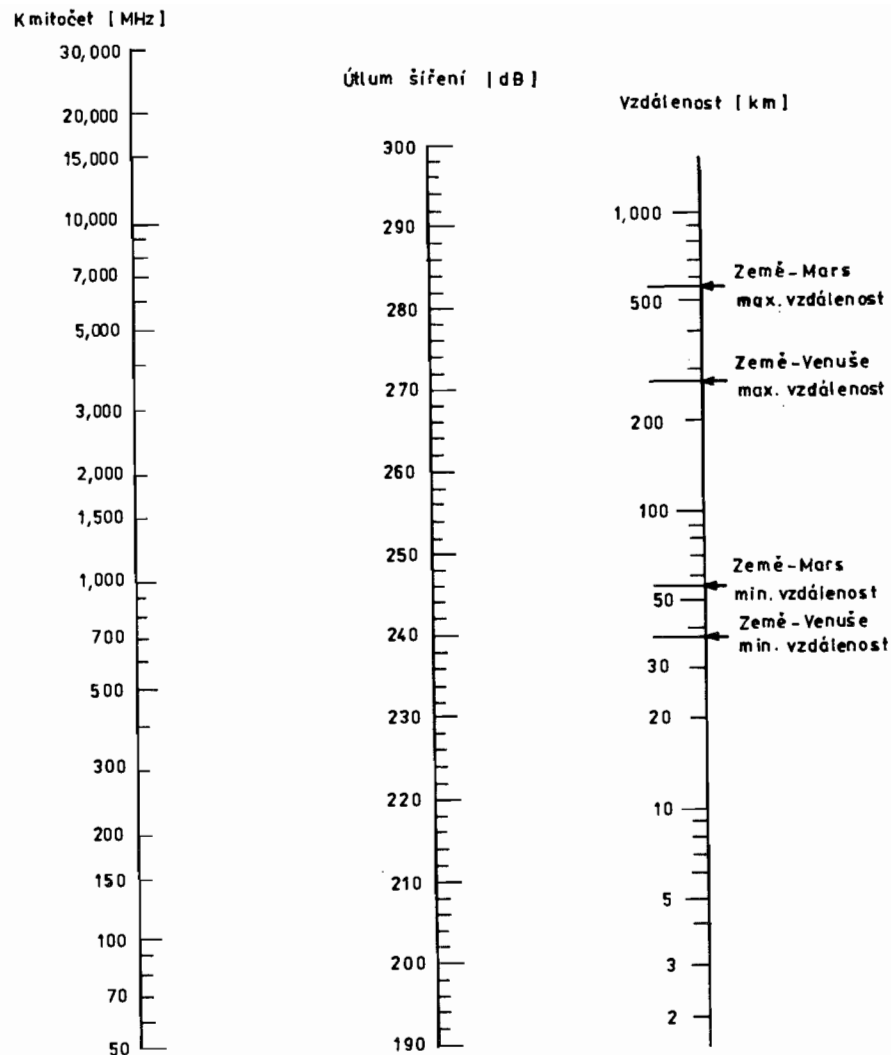
Pro parametr $F_1 = 15$ dB a pro danou hodnotu $\left(\frac{F_R - 1}{G}\right)$ přečteme na svislé ose velikost $F_0 = 15$ dB.

V nomogramu na obr. 8.13 je možno odečíst **ztráty vysílaného signálu (v dB) dané frekvence (v MHz) ve volném prostoru pro různé vzdálenosti (v km)**, mj. i pro vzdálenost Země–Měsíc nebo vzdálenosti Země–stacionární družice. Na obr. 8.14 můžeme odečíst tyto hodnoty pro vzdálenost Země–Mars a Země–Venuše.

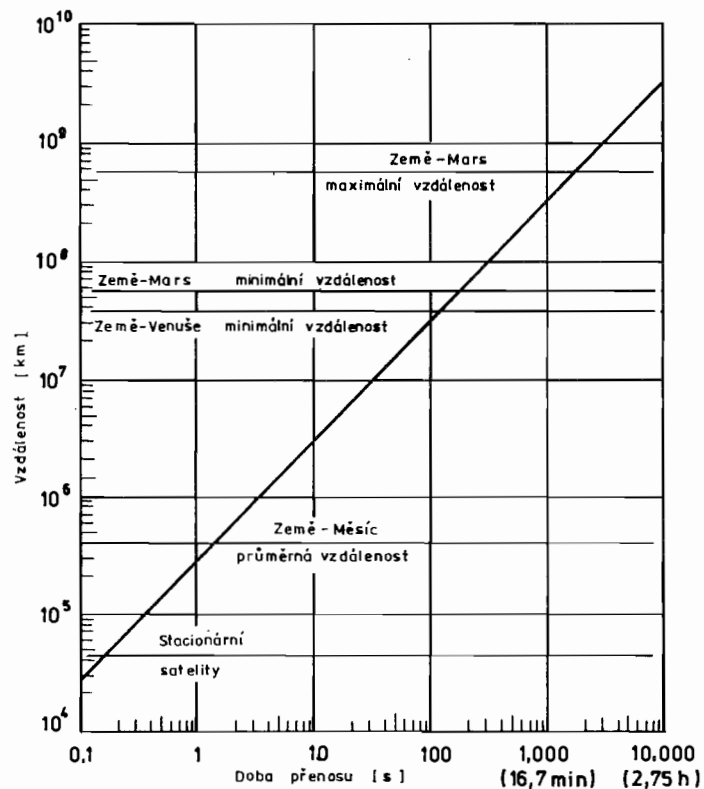
Příklad: Odečtete ztráty signálu o $f = 3\,000$ MHz ve vzdálenosti $5 \cdot 10^5$ km.

Řešení: Vyhledáme v příslušných osách hodnoty $f = 3\,000$ MHz a vzdálenost $5 \cdot 10^5$ km. Uvedené body spojíme a průsečík takto vzniklé přímky se třetí osou vyznačující ztráty nám uvede hodnotu ztrát přibližně 215,5 dB.

Graf na obr. 8.15 představuje **průběh časového zpoždění při šíření vln na vzdálenosti 10^4 až 10^{10} km**. Ve vodorovné ose je vyznačeno časové zpoždění (doba přenosu) v sekundách, na svislé ose vzdálenost v km.



Obr. 8.14. Útlum šíření elektromagnetických vln ve volném prostoru



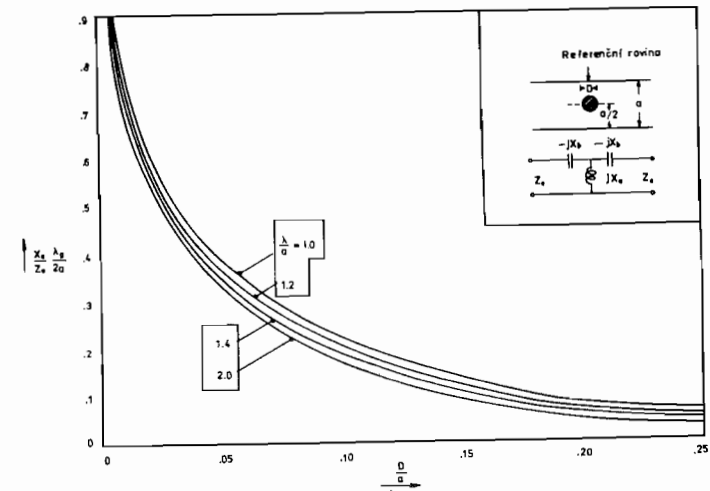
Obr. 8.15. Doba přenosu informace elektromagnetickými vlnami v závislosti na překlenuté vzdálenosti

Jsou zde vyznačeny vzdálenosti Země–Měsíc, Země–Mars, Země–Venuše, Země–stacionární družice.

Příklad: Určete časové zpoždění signálu, který urazí dráhu Země–Venuše.

Řešení: Odečteme na svislé ose minimální vzdálenost, tj. $3,75 \cdot 10^7$ km, vztyčíme kolmici a z jejího průsečíku s výsledným grafem sestrojíme kolmici na vodorovnou osu. Zjistíme tak požadovanou hodnotu: 102,5 sekund ($\approx 1,7$ min.).

Graf na obr. 8.16 ukazuje velikost reaktance překážky – kolíku – ve vlnovodu v závislosti na frekvenci, rozměrech a umístění překážky.



Obr. 8.16. Reaktance kolíku ve vlnovodu (paralelní složka)

Příklad: Najděte velikost reaktance překážky ve vlnovodu v uvedeném tvaru o rozměrech $D = 3$ mm, $a = 30$ mm, jde-li o frekvenci $f = 10$ GHz.

Řešení: Kmitočtu $f = 10$ GHz přísluší $\lambda = 0,03$ m. Dále vypočteme, že

$$\frac{D}{a} = \frac{0,003}{0,030} = 0,1; \quad \frac{\lambda}{a} = \frac{0,03}{0,03} = 1.$$

Najdeme tedy na vodorovné ose hodnoty $\frac{D}{\lambda} = 0,1$, vztyčíme kolmici a z jejího průsečíku s křivkou $\frac{\lambda}{a} = 1$ sestrojíme kolmici na svislou osu, čímž obdržíme hodnoty

$\frac{X_a}{X_0} \cdot \frac{\lambda_g}{2a} = 0,24$.

Uvažujeme-li hodnotu charakteristické impedance $Z_0 = 50 \Omega$ a vlnovou délku ve vlnovodu $\lambda_g = 0,031$ m, pak bude platit

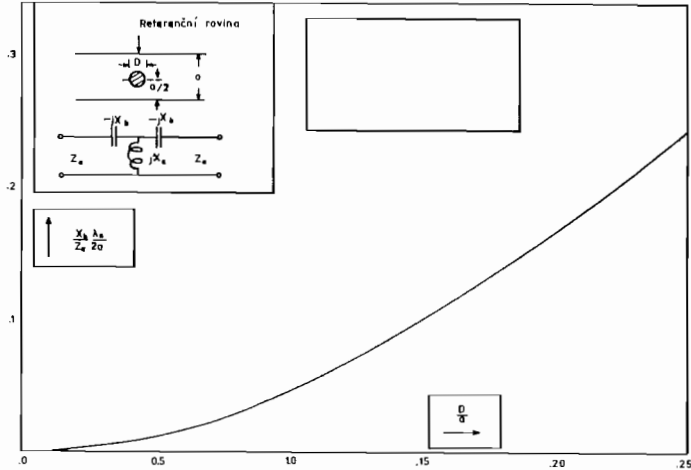
$$\frac{X_a}{50} \cdot \frac{0,031}{2 \cdot 0,03} = 0,24$$

$$0,020 \bar{8} X_a = 0,24; \quad X_a = 11,613 \Omega.$$

Hodnoty X_b určíme pomocí následujícího grafu.

Graf na obr. 8.17 navazuje na předešlý text a uvedené zapojení, ve kterém je ještě nutno určit, jaká je velikost X_b .

Na vodorovné ose jsou hodnoty $\frac{D}{a}$ a na svislé ose hodnoty $\frac{X_b}{Z_0} \cdot \frac{\lambda_g}{2a}$.



Obr. 8.17. Reaktance kolíku ve vlnovodu (sériová složka)

Příklad: Pro uvedené hodnoty λ , D , a ($\lambda = 0,03$ m, $\frac{D}{a} = 0,1$, $\frac{\lambda}{a} = 1$) najdeme na vodorovné ose hodnoty $\frac{D}{a} = 0,1$ a z průsečíku s výslednou křivkou odečteme na svislé ose hodnotu

$$\frac{X_b}{Z_0} \cdot \frac{\lambda_g}{2a} = 0,048.$$

Pro hodnoty $Z_0 = 50 \Omega$ a $\lambda_g = 0,031$ m bude platit

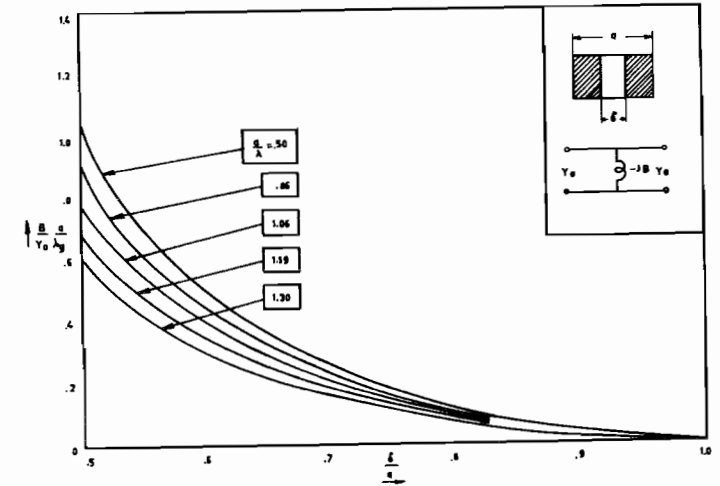
$$\frac{X_b}{50} \cdot \frac{0,031}{2 \cdot 0,03} = 0,048,$$

$$X_b = 2,32 \Omega.$$

Graf na obr. 8.18 znázorňuje velikost susceptance dvou symetrických vedení – štěrbin – ve vlnovodu v závislosti na frekvenci, rozměrech a charakteristické admitanci. Na vodorovné ose jsou hodnoty $\frac{\delta}{a}$, na

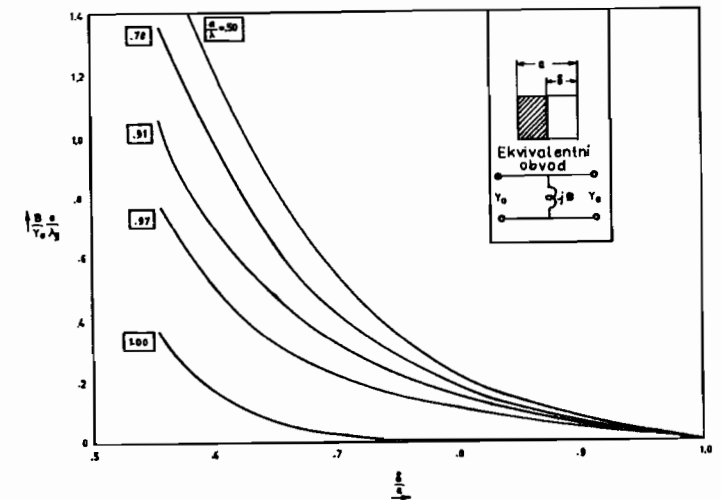
svislé ose hodnoty $\frac{B}{Y_0} \cdot \frac{a}{\lambda_g}$, výsledné křivky jsou sestrojeny pro různé hodnoty $\frac{a}{\lambda}$.

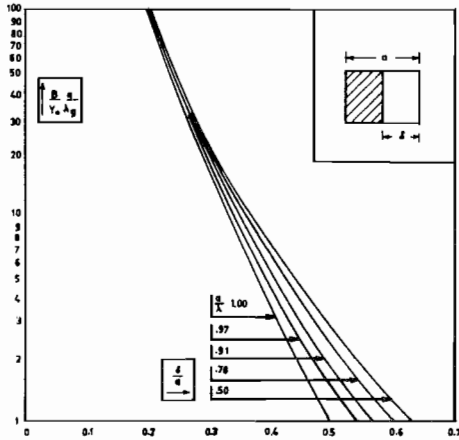
Podobný graf pro asymetrickou clonku ve vlnovodu najdeme na obr. 8.19 a 8.20.



Obr. 8.18. Susceptance symetrické štěrbin uprostřed vlnovodu

Obr. 8.19. Susceptance asymetrické clonky ve vlnovodu





Obr. 8.20. Susceptance asymetrické clonky ve vlnovodu

Příklad: Najděte velikost susceptance uvedeného vedení, jehož rozměry jsou:

$$\begin{aligned} \delta &= 0,007 \text{ m,} \\ a &= 0,01 \text{ m,} \\ \lambda &= 0,02 \text{ m } (f = 15 \text{ FHz),} \\ Y_0 &= 0,02 \Omega^{-1} \text{ (} Z_0 = 50 \Omega \text{),} \\ \lambda_g &= 0,021 \text{ m.} \end{aligned}$$

Řešení: Na vodorovné ose najdeme hodnotu $\frac{\delta}{a} = \frac{0,007}{0,010} = 0,7$.

Na výsledných křivkách najdeme parametr $\frac{a}{\lambda} = \frac{0,01}{0,02} = 0,5$ a z průsečíku příslušné křivky a kolmice na vodorovnou osu v bodě $\frac{\delta}{a} = 0,7$ vztyčíme kolmici na svislou osu.

Obdržíme tak hodnotu $\frac{B}{Y_0} \cdot \frac{a}{\lambda_g} = 0,26$; proto pro hledanou susceptanci platí

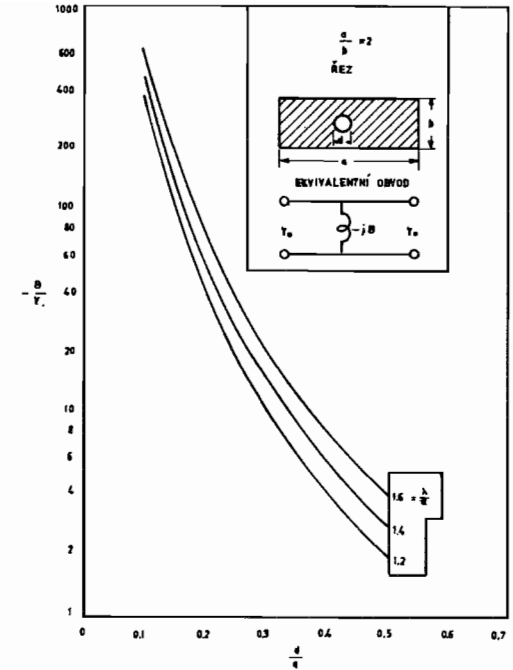
$$B = \frac{0,26 \cdot 0,02 \cdot 0,21}{0,01} = 0,01092 \text{ } [\Omega^{-1}].$$

Grafy na obr. 8.20 a 8.21 představují **průběh susceptance otvoru v průřezu vlnovodu**. V druhém grafu jde o **nesymetrický otvor**. Na prvním grafu je na vodorovné ose vynesena velikost $\frac{d}{a}$, na svislé ose velikost

$-\frac{B}{Y_0}$. Parametrem výsledných křivek je hodnota $\frac{\lambda}{a}$.

[238]

Obr. 8.21. Susceptance vazebního otvoru ve vlnovodu



Příklad: Určete susceptanci otvoru ve vlnovodu o parametrech:

$$a = 0,010 \text{ [m]; } 0,016 \text{ [m]; } d = 0,004 \text{ m; } Y_0 = 0,02$$

Řešení: Na vodorovné ose prvního grafu vyhledáme hodnotu $\frac{d}{a} = \frac{0,004}{0,01} = 0,4$. Na výsledných křivkách najdeme parametr $\frac{\lambda}{a} = \frac{0,016}{0,01} = 1,6$. Na svislé ose najdeme příslušnou hodnotu $-\frac{B}{Y_0} = 8$. Tedy $B = (-8) \cdot 0,02 = -0,16 \Omega^{-1}$.

Ve druhém grafu je na vodorovné ose vynesena velikost $\frac{\delta}{a}$, na svislé ose velikost $\frac{B}{Y_0} \cdot \frac{a}{\lambda_g}$. Parametrem výsledných křivek je hodnota $\frac{a}{\lambda}$.

Příklad: Určete susceptanci otvoru ve vlnovodu o parametrech:

$$\delta = 0,004 \text{ m, } a = 0,010 \text{ m, } \lambda = 0,01, \lambda_g = 0,11, Y_0 = 0,02.$$

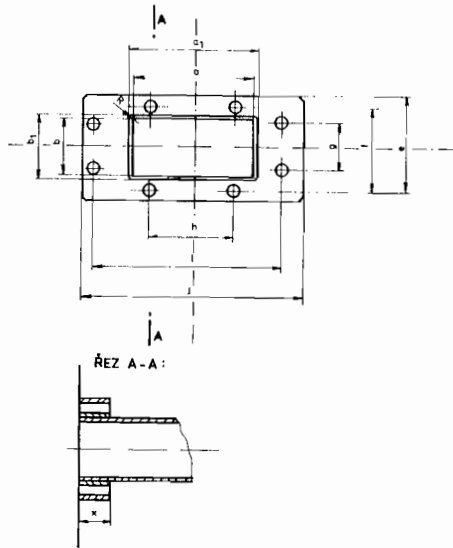
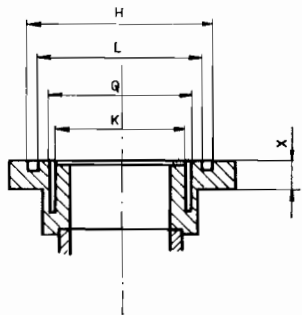
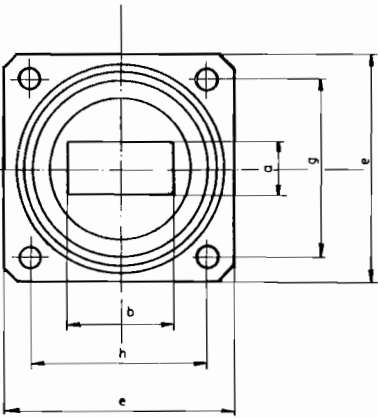
[239]

Řešení: Na vodorovné ose druhého grafu vyhledáme hodnotu $\frac{\delta}{a} = \frac{0,004}{0,01} = 0,4$. Na výsleďných křivkách najdeme parametr $\frac{a}{\lambda} = \frac{0,01}{0,01} = 1$. Na svislé ose najdeme příslušnou

hodnotu $\frac{B}{Y_0} \cdot \frac{a}{\lambda_g} = 3,6$. Proto platí

$$B = \frac{3,6 \cdot 0,02 \cdot 0,011}{0,01} = 0,0792 \Omega^{-1}$$

Na obr. 8.22 a 8.23 vidíme tvar přírub používaných pro obdélkové vlnovody. Rozměry pro jednotlivé typy vlnovodů udávají tabulky 8.1 až 8.3, dále můžeme vyhledat pro daný typ vlnovodu a pro určený kmitočet příslušnou délku vlny ve vlnovodu. Jde o vlnovody typu R_{70} , R_{84} , R_{100} , R_{220} a R_{320} .



Obr. 8.23. Příruba používaná pro obdélkový vlnovod – typ E

Obr. 8.22. Příruba používaná pro obdélkový vlnovod – typ B

Příklad: Určete délku vlny v obdélkovém vlnovodu typu R_{84} (tj. o rozměrech $a = 28$ mm, $b = 12$ mm). Zároveň určete rozměry použité přírby, jestliže jde o přírubu typu B. Použitý kmitočet $f = 6000$ MHz.

Řešení: V tab. 8.3 vyhledáme ve sloupci $f = 6000$ MHz, příslušná vlnová délka je $\lambda = 4,9963$ cm, pro délku vlny ve vlnovodu λ_g pak platí $\frac{\lambda_g}{\lambda} = 2,0778$ nebo $\frac{\lambda}{\lambda_g} = 0,48128$. Tedy $\lambda_g = 2,0779 \cdot 4,9963 = 10,3813$ cm. Pro rozměry přírby typu B podle tab. 8.1 platí (rozměry jsou v mm):

- $e = 47,8$,
- $g = 37,44$,
- $h = 34,34$,
- $H = 45,73$,
- $L = 39,73$,
- $Q = 37,95$,
- $K = 32,26$,
- $S = 2,13$,
- $X = 6,4$.

Tabulka 8.1. Rozměry přírby typu B pro jednotlivé typy vlnovodů

Typ vlnovodu	e	g	h	H	L	Q	K	S	X
R_{84}	47,8	37,44	34,34	45,73	39,73	37,95	32,26	2,13	6,4
R_{100}	41,4	32,51	30,99	39,39	32,89	31,12	25,78	2,03	4,8
R_{140}	33,3	24,28	25,25	29,26	22,66	21,03	18,34	2,03	4,8
R_{220}	22,4	17,02	16,26	19,33	14,91	13,61	12,19	1,37	4,1
R_{320}	19,1	13,46	12,7	14,7	10,26			1,37	2,8

(rozměry – v mm)

Tabulka 8.2. Rozměry příruby typu E pro jednotlivé typy vlnodů

Typ vlnovodu	<i>e</i>	<i>g</i>	<i>f</i>	<i>h</i>	<i>i</i>	<i>j</i>	<i>a</i> ₁	<i>b</i> ₁	<i>X</i>	<i>R</i> _{max}
<i>R</i> ₈₄	34,9	14,22	26,26	14,08	42,16	51,2	31,75	15,88	6,4	0,5
<i>R</i> ₁₀₀	32,2	11,42	23,12	11,94	35,82	44,9	25,4	12,7	6,4	0,4

(rozměry v mm)

Tabulka 8.3. Délka vlny ve vlnovodu

Vlnod: *R*₇₀

Vnější rozměry: 38,1 × 19,05 mm,

vnitřní rozměry: 34,85 × 15,799 mm,

$$\frac{a}{b} = 2,2058.$$

Mezní vlnová délka $\lambda_m = 6,97$ cm ($f_m = 4\,301,184$ MHz)

<i>f</i> [MHz]	λ [cm]	λ_g [cm]	$\frac{\lambda_g}{\lambda}$	$\frac{\lambda}{\lambda_g}$
4 900	6,117 9	12,770 0	2,087 3	0,479 08
5 000	5,995 5	11,757 5	1,961 0	0,509 93
5 100	5,878 0	10,938 4	1,860 9	0,537 37
5 200	5,764 9	10,257 6	1,779 3	0,562 01
5 300	5,656 2	9,679 9	1,711 4	0,584 32
5 400	5,551 4	9,181 3	1,653 9	0,604 65
5 500	5,450 5	8,745 1	1,604 5	0,623 26
5 600	5,353 1	8,359 2	1,561 5	0,640 39
5 650	5,305 8	8,182 1	1,542 1	0,648 46
5 700	5,259 2	8,014 5	1,523 9	0,656 22
5 750	5,213 5	7,855 4	1,506 7	0,663 68
5 800	5,168 6	7,704 1	1,49 06	0,670 88
5 850	5,124 4	7,560 1	1,475 3	0,677 82
5 900	5,080 9	7,422 7	1,460 9	0,684 52
5 950	5,038 3	7,291 4	1,447 2	0,6909 99
6 000	4,996 3	7,165 9	1,434 2	0,697 23

6 050	4,955 0	7,046 5	1,421 9	0,703 27
6 100	4,914 4	6,930 3	1,410 2	0,709 11
6 150	4,874 4	6,819 6	1,399 1	0,714 77
6 200	4,835 1	6,713 1	1,388 4	0,720 24
6 250	4,796 4	6,610 7	1,378 3	0,725 55
6 300	4,758 3	6,512 1	1,368 6	0,730 69
6 350	4,720 9	6,417 1	1,359 3	0,735 68
6 400	4,684 0	6,325 3	1,350 4	0,740 51
6 450	4,647 7	6,236 8	1,341 9	0,745 21
6 500	4,611 9	6,151 2	1,333 8	0,749 77
6 550	4,576 7	6,068 4	1,325 0	0,754 19
6 600	4,542 1	5,988 2	1,318 4	0,758 50
6 650	4,507 9	5,910 6	1,311 2	0,762 68
6 700	4,474 3	5,835 4	1,304 2	0,766 75
6 750	4,441 1	5,762 4	1,297 5	0,770 70
6 800	4,408 5	5,691 6	1,291 1	0,774 55
6 850	4,376 3	5,622 9	1,284 9	0,778 30
6 900	4,344 6	5,556 1	1,278 9	0,781 95
6 950	4,313 3	5,491 2	1,273 1	0,785 50
7 000	4,282 5	5,428 0	1,267 5	0,788 96
7 050	4,252 1	5,366 6	1,262 1	0,792 34
7 100	4,222 2	5,306 7	1,256 9	0,795 63
7 150	4,192 7	5,248 5	1,251 8	0,798 84
7 200	4,163 6	5,191 7	1,246 9	0,801 97
7 250	4,134 8	5,136 3	1,242 2	0,805 02
7 300	4,106 5	5,082 4	1,237 6	0,808 00
7 350	4,078 6	5,029 7	1,233 2	0,810 90
7 400	4,051 0	4,978 3	1,228 9	0,813 74
7 450	4,023 8	4,928 1	1,224 7	0,816 51
7 500	3,997 0	4,879 0	1,220 7	0,819 22
7 550	3,970 5	4,831 1	1,216 7	0,821 87
7 600	3,944 4	4,784 3	1,212 9	0,824 45
7 700	3,893 2	4,693 7	1,205 6	0,829 45
7 800	3,843 3	4,607 0	1,198 7	0,834 23

7 900	3,794 6	4,523 9	1,192 2	0,838 80
8 000	3,747 2	4,444 1	1,186 0	0,843 18
8 100	3,700 9	4,367 5	1,180 1	0,847 37
8 200	3,655 8	4,293 9	1,174 5	0,851 40
8 300	3,611 8	4,223 0	1,169 2	0,855 26
8 400	3,568 8	4,154 7	1,164 2	0,358 97
8 500	3,526 8	4,038 9	1,159 4	0,862 53
8 600	3,485 8	4,025 4	1,154 8	0,865 95

Tabulka 8.3. Délka vlny ve vlnovodu

Vlnovod: R_{34}

Vnější rozměry: 31,75 × 15,88 mm,

vnitřní rozměry: 28,499 × 12,624 mm,

$$\frac{a}{b} = 2,454 7.$$

Mezní vlnová délka $\lambda_m = 5,70$ cm ($f_m = 5\,259,702$ MHz)

f [MHz]	λ [cm]	λ_g [cm]	$\frac{\lambda_g}{\lambda}$	$\frac{\lambda}{\lambda_g}$
6 000	4,996 3	10,381 3	2,077 8	0,481 28
6 100	4,914 4	9,701 2	1,974 1	0,506 57
6 200	4,835 1	9,131 0	1,888 5	0,529 53
6 300	4,758 3	8,643 5	1,816 5	0,550 51
6 400	4,684 0	8,220 4	1,755 0	0,569 80
6 500	4,611 9	7,848 6	1,701 8	0,587 62
6 600	4,542 1	7,518 3	1,655 3	0,604 14
6 700	4,474 3	7,222 2	1,614 2	0,619 51
6 800	4,408 5	6,954 9	1,577 6	0,633 87
6 900	4,344 6	6,711 8	1,544 9	0,647 30
7 000	4,282 5	6,489 5	1,515 4	0,659 91
7 050	4,252 1	6,385 3	1,501 7	0,665 93
7 100	4,222 2	6,285 2	1,488 6	0,671 77
7 150	4,192 7	6,189 0	1,476 2	0,677 44
7 200	4,163 6	6,096 5	1,464 3	0,682 94
7 250	4,134 8	6,007 4	1,452 9	0,688 29

7 300	4,106 5	5,921 5	1,442 0	0,693 49
7 350	4,078 6	5,838 7	1,431 6	0,698 54
7 400	4,051 0	5,758 7	1,421 5	0,703 46
7 450	4,023 8	5,681 4	1,411 9	0,708 25
7 500	3,997 0	5,606 6	1,402 7	0,712 91
7 550	3,907 5	5,534 3	1,393 8	0,717 45
7 600	3,944 4	5,464 2	1,385 3	0,721 87
7 650	3,918 6	5,396 2	1,377 1	0,726 18
7 700	3,893 2	5,330 4	1,369 2	0,730 38
7 750	3,868 1	5,266 4	1,361 5	0,734 48
7 800	3,843 3	5,204 4	1,354 2	0,738 47
7 850	3,818 8	5,144 1	1,347 0	0,742 37
7 900	3,794 6	5,085 4	1,340 2	0,746 18
7 950	3,770 8	5,028 4	1,333 5	0,749 89
8 000	3,747 2	4,972 9	1,327 1	0,753 52
8 050	3,723 9	4,918 9	1,320 9	0,757 06
8 100	3,700 9	4,866 3	1,214 9	0,760 52
8 150	3,678 2	4,815 0	1,309 1	0,763 91
8 200	3,655 8	4,765 0	1,303 4	0,767 21
8 250	3,633 6	4,716 3	1,298 0	0,770 45
8 300	3,611 8	4,668 7	1,292 6	0,773 61
8 350	3,590 1	4,622 3	1,287 5	0,776 70
8 400	3,568 8	4,576 9	1,282 5	0,779 73
8 450	3,547 6	4,532 7	1,277 7	0,782 69
8 500	3,526 8	4,489 4	1,272 9	0,785 58
8 550	3,506 2	4,447 1	1,268 4	0,788 42
8 600	3,485 8	4,405 7	1,263 9	0,791 20
8 700	3,445 7	4,325 6	1,255 4	0,796 58
8 800	3,406 5	4,248 9	1,247 3	0,801 75
8 900	3,368 3	4,175 3	1,239 6	0,806 71
9 000	3,330 8	4,104 6	1,232 3	0,811 48
9 100	3,294 2	4,036 7	1,225 4	0,816 07
9 200	3,258 4	3,971 4	1,218 8	0,820 48
9 300	3,223 4	3,908 4	1,212 5	0,824 73

9 400	3,189 1	3,847 8	1,206 5	0,828 82
9 500	3,155 5	3,789 2	1,200 8	0,832 77
9 600	3,122 7	3,732 7	1,195 4	0,836 57
9 700	3,090 5	3,678 1	1,190 1	0,840 24
9 800	3,058 9	3,625 2	1,185 1	0,843 79
9 900	3,028 0	3,574 1	1,180 3	0,847 21
10 000	2,997 8	3,524 6	1,175 8	0,850 52
10 100	2,968 1	3,476 6	1,171 4	0,853 72
10 200	2,939 0	3,430 1	1,167 1	0,856 81

Tabulka 8.3. Délka vlny ve vlnovodu

Vlnovod: R_{100}

Vnější rozměry: $25,4 \times 12,7$ mm,

vnitřní rozměry: $22,86 \times 10,16$ mm,

$$\frac{a}{b} = 2,25.$$

Mezní vlnová délka $\lambda_m = 4,572$ cm ($f_m = 6\,557,141$ MHz)

f [MHz]	λ [cm]	λ_g [cm]	$\frac{\lambda_g}{\lambda}$	$\frac{\lambda}{\lambda_g}$
8 100	3,700 9	6,303 2	1,703 1	0,587 15
8 200	3,655 8	6,087 8	1,665 2	0,600 52
8 300	3,611 8	5,890 6	1,630 9	0,613 14
8 350	3,590 1	5,798 1	1,615 0	0,619 19
8 400	3,568 8	5,709 4	1,599 8	0,625 07
8 450	3,547 6	5,624 1	1,585 3	0,630 79
8 500	3,526 8	5,542 0	1,571 4	0,636 37
8 550	3,506 2	5,463 0	1,558 1	0,641 80
8 600	3,485 8	5,386 9	1,545 4	0,647 09
8 650	3,465 6	5,313 4	1,533 2	0,652 24
8 700	3,445 7	5,242 5	1,521 4	0,657 27
8 750	3,426 0	5,173 8	1,510 2	0,662 18
8 800	3,406 5	5,107 5	1,499 3	0,666 96
8 850	3,387 3	5,043 3	1,488 9	0,671 64
8 900	3,368 3	4,981 2	1,478 9	0,676 20
8 950	3,349 5	4,920 9	1,469 2	0,680 66
9 000	3,330 8	4,862 5	1,459 8	0,685 01

9 050	3,312 4	4,805 7	1,450 8	0,689 27
9 100	3,294 2	4,750 7	1,442 1	0,693 43
9 150	3,276 2	4,697 1	1,433 7	0,697 50
9200	3,258 4	4,645 1	1,425 6	0,701 48
9 250	3,240 8	4,594 5	1,417 7	0,705 37
9 300	3,223 4	4,545 3	1,410 1	0,709 18
9 350	3,206 2	4,497 3	1,402 7	0,712 91
9 400	3,189 1	4,450 6	1,395 6	0,716 56
9 450	3,172 2	4,405 1	1,388 6	0,720 13
9 500	3,155 5	4,360 7	1,381 9	0,723 63
9 550	3,139 0	4,317 4	1,375 4	0,727 06
9 600	3,122 7	4,275 2	1,369 1	0,730 42
9 650	3,106 5	4,233 9	1,362 9	0,733 71
9 700	3,090 5	4,193 7	1,357 0	0,736 94
9 750	3,074 6	4,154 3	1,351 2	0,74011
9 800	3,058 9	4,115 9	1,345 5	0,743 21
9 900	3,028 0	4,041 5	1,334 7	0,749 24
10 000	2,997 8	3,970 3	1,324 4	0,755 04
10 100	2,968 1	3,902 1	1,314 7	0,760 63
10 200	2,939 0	3,836 7	1,305 5	0,766 02
10 300	2,910 4	3,773 9	1,296 7	0,771 21
10 400	2,882 5	3,713 5	1,288 3	0,776 22
10 500	2,855 0	3,655 3	1,280 3	0,781 06
10 600	2,828 1	3,599 3	1,272 7	0,785 73
10 700	2,801 6	3,545 3	1,265 4	0,790 25
10 800	2,775 7	3,493 1	1,258 5	0,794 62
10 900	2,750 2	3,442 8	1,251 8	0,798 84
11 000	2,725 2	3,394 1	1,245 4	0,802 93
11 100	2,700 7	3,347 0	1,239 3	0,806 89
11 200	2,676 6	3,301 5	1,233 5	0,810 73
11 300	2,652 9	3,257 3	1,227 8	0,814 44
11 400	2,629 6	3,214 5	1,222 4	0,818 04
11 500	2,606 7	3,173 0	1,217 2	0,821 54
11 600	2,584 3	3,132 7	1,212 2	0,824 93
11 700	2,562 2	3,093 6	1,207 4	0,828 22
11 800	2,540 5	3,055 6	1,202 8	0,831 41

11 900	2,519 1	3,018 7	1,198 3	0,834 51
12 000	2,498 1	2,982 8	1,194 0	0,837 53
12 100	2,477 5	2,947 8	1,189 8	0,840 45
12 200	2,457 2	2,913 8	1,185 8	0,843 30
12 300	2,437 2	2,880 6	1,181 9	0,846 07
12 400	2,417 5	2,848 3	1,178 2	0,848 76

Tabulka 8.3. Délka vlny ve vlnovodu

Vlnovod: R_{140}

Vnější rozměry: 17,83 × 9,93 mm,

vnitřní rozměry: 15,799 × 7,996 mm,

$$\frac{a}{b} = 2,0.$$

Mezní vlnová délka $\lambda_m = 3,16$ cm ($f_m = 9\,847,705$ MHz)

f [MHz]	λ [cm]	λ_g [cm]	$\frac{\lambda_g}{\lambda}$	$\frac{\lambda}{\lambda_g}$
11 500	2,606 7	4,612 3	1,769 4	0,565 17
12 000	2,498 1	4,079 7	1,633 1	0,612 34
12 100	2,477 5	3,991 6	1,611 1	0,620 68
12 200	2,457 2	3,908 3	1,590 6	0,628 71
12 300	2,437 2	3,829 4	1,571 2	0,636 45
12 400	2,417 5	3,754 4	1,553 0	0,643 92
12 500	2,398 2	3,683 2	1,535 8	0,651 12
12 600	2,379 2	3,615 3	1,519 6	0,658 08
12 700	2,360 4	3,550 6	1,504 2	0,664 80
12 800	2,342 0	3,488 8	1,489 7	0,671 30
12 900	2,323 8	3,429 6	1,475 8	0,677 59
13 000	2,306 0	3,372 9	1,462 7	0,683 68
13 100	2,288 4	3,318 5	1,450 2	0,689 58
13 200	2,271 0	3,266 3	1,438 2	0,695 29
13 300	2,254 0	3,216 1	1,426 9	0,700 84
13 400	2,237 1	3,167 8	1,416 0	0,706 21
13 500	2,220 6	3,121 3	1,405 6	0,711 43
13 600	2,204 2	3,076 4	1,395 7	0,716 50
13 700	2,188 1	3,033 1	1,386 2	0,721 42
13 800	2,172 3	2,991 3	1,377 0	0,726 21

13 900	2,156 7	2,950 9	1,368 3	0,730 86
14 000	2,141 3	2,911 8	1,359 8	0,735 38
14 100	2,126 1	2,873 9	1,351 8	0,739 78
14 200	2,111 1	2,837 3	1,344 0	0,744 06
14 300	2,096 3	2,801 7	1,336 5	0,748 23
14 400	2,081 8	2,767 3	1,329 3	0,752 29
14 500	2,067 4	2,733 8	1,322 3	0,756 24
14 600	2,053 3	2,701 3	1,315 6	0,760 10
14 700	2,039 3	2,669 7	1,309 1	0,763 86
14 800	2,025 5	2,639 0	1,302 9	0,767 52
14 900	2,011 9	2,609 2	1,296 9	0,771 09
15 000	1,998 5	2,580 1	1,291 0	0,774 58
15 100	1,985 3	2,551 8	1,285 4	0,777 98
15 200	1,972 2	2,524 3	1,279 9	0,781 30
15 300	1,959 3	2,497 4	1,274 6	0,784 54
15 400	1,946 6	2,471 2	1,269 5	0,787 71
15 500	1,934 0	2,445 7	1,264 5	0,790 80
15 600	1,921 6	2,420 8	1,259 7	0,793 82
15 700	1,909 4	2,396 4	1,255 1	0,796 77
15 800	1,897 3	2,372 7	1,250 5	0,799 66
15 900	1,885 4	2,349 4	1,246 1	0,802 48
16 000	1,873 6	2,326 8	1,241 9	0,805 24
16 200	1,850 5	2,282 9	1,233 7	0,810 58
16 400	1,827 9	2,240 9	1,226 0	0,815 69
16 600	1,805 9	2,200 7	1,218 6	0,820 59
16 800	1,784 4	2,162 1	1,211 7	0,825 29
17 000	1,763 4	2,125 1	1,205 1	0,829 79
17 200	1,742 9	2,089 5	1,198 9	0,834 12
17 400	1,722 9	2,055 2	1,192 9	0,838 28
17 600	1,703 3	2,022 2	1,187 3	0,842 28
17 800	1,684 1	1,990 4	1,181 9	0,846 12
18 000	1,665 4	1,959 7	1,176 7	0,849 82
18 200	1,647 1	1,930 1	1,171 8	0,853 39
18 400	1,629 2	1,901 5	1,167 1	0,856 82
18 600	1,611 7	1,873 8	1,162 6	0,860 14

18 800	1,594 6	1,847 0	1,158 3	0,863 33
19 000	1,577 8	1,821 0	1,154 2	0,866 41

Tabulka 8.3. Délka vlny ve vlnovodu

Vlnovod: R_{220}

Vnější rozměry: $12,70 \times 6,35$ mm,

vnitřní rozměry: $16,668 \times 4,318$ mm,

$$\frac{a}{b} = 2,470 6.$$

Mezní vlnová délka $\lambda_m = 2,134$ cm ($f_m = 14\,051,02$ MHz)

f [MHz]	λ [cm]	λ_g [cm]	$\frac{\lambda_g}{\lambda}$	$\frac{\lambda}{\lambda_g}$
16 000	1,873 6	3,916 4	2,090 3	0,478 40
16 200	1,850 5	3,717 4	2,008 9	0,497 79
16 400	1,827 9	3,544 0	1,938 8	0,515 78
16 600	1,805 9	3,391 0	1,877 8	0,532 55
16 800	1,784 4	3,254 8	1,824 0	0,548 24
17 000	1,763 4	3,132 4	1,776 3	0,562 96
17 200	1,742 9	3,021 6	1,733 7	0,576 82
17 400	1,722 9	2,920 6	1,695 2	0,589 89
17 600	1,703 3	2,828 2	1,660 5	0,602 25
17 800	1,684 1	2,743 1	1,628 8	0,613 96
18 000	1,665 4	2,664 4	1,599 8	0,625 06
18 200	1,647 1	2,591 3	1,573 2	0,635 63
18 400	1,629 2	2,523 2	1,548 7	0,645 69
18 600	1,611 7	2,459 6	1,526 1	0,655 28
18 800	1,594 6	2,399 9	1,505 1	0,664 43
19 000	1,577 8	2,343 8	1,485 5	0,673 17
19 200	1,561 3	2,290 9	1,467 3	0,681 54
19 400	1,545 2	2,240 9	1,450 2	0,689 55
19 600	1,529 5	2,193 6	1,434 3	0,697 23
19 800	1,514 0	2,148 8	1,419 3	0,704 60
20 000	1,498 9	2,106 1	1,405 1	0,711 67
20 200	1,484 0	2,065 6	1,391 8	0,718 47

20 400	1,469 5	2,026 9	1,379 3	0,725 01
20 600	1,455 2	1,989 9	1,367 4	0,731 31
20 800	1,441 2	1,954 6	1,356 2	0,737 37
21 000	1,427 5	1,920 7	1,345 5	0,743 21
21 200	1,414 0	1,888 3	1,335 4	0,748 84
21 400	1,400 8	1,857 2	1,325 8	0,754 28
21 600	1,387 9	1,827 3	1,316 6	0,759 53
21 800	1,375 1	1,798 5	1,307 9	0,764 60
22 000	1,362 6	1,770 8	1,299 6	0,769 50
22 200	1,350 3	1,744 1	1,291 6	0,774 24
22 400	1,338 3	1,718 3	1,284 0	0,778 82
22 600	1,326 4	1,693 5	1,276 7	0,783 26
22 800	1,314 8	1,669 5	1,269 8	0,787 56
23 000	1,303 4	1,646 3	1,263 1	0,791 72
23 200	1,292 1	1,623 8	1,256 7	0,795 76
23 400	1,281 1	1,602 0	1,250 5	0,799 67
23 600	1,270 2	1,580 9	1,244 6	0,803 47
23 800	1,259 6	1,560 5	1,238 9	0,807 15
24 000	1,249 1	1,540 7	1,233 5	0,810 73
24 200	1,238 7	1,521 4	1,228 2	0,814 20
24 400	1,228 6	1,502 7	1,223 1	0,817 57
24 600	1,218 6	1,484 6	1,218 3	0,820 85
24 800	1,208 8	1,466 9	1,213 5	0,824 03
25 000	1,199 1	1,449 7	1,209 0	0,827 13
25 200	1,189 6	1,433 0	1,204 6	0,830 14
25 400	1,180 2	1,416 7	1,200 4	0,833 08
25 600	1,171 0	1,400 8	1,196 3	0,835 93
25 800	1,161 9	1,385 4	1,192 3	0,838 71
26 000	1,153 0	1,370 3	1,188 5	0,841 41
26 200	1,144 2	1,355 6	1,184 8	0,844 05
26 400	1,135 5	1,341 2	1,181 2	0,846 61
26 600	1,127 0	1,327 2	1,177 7	0,849 12
26 800	1,118 6	1,313 6	1,174 3	0,851 56
27 000	1,110 3	1,300 2	1,171 1	0,853 94
28 000	1,070 6	1,237 7	1,156 1	0,864 99

Tabulka 8.3. Délka vlny ve vlnovodu

Vlnovod: R_{320}

Vnější rozměry: $9,14 \times 5,59$ mm,

vnitřní rozměry: $7,112 \times 3,556$ mm,

$$\frac{a}{b} = 2,0.$$

Mezní vlnová délka $\lambda_m = 14,224$ cm ($f_m = 21\,076,53$ MHz)

f [MHz]	λ [cm]	λ_g [cm]	$\frac{\lambda_g}{\lambda}$	$\frac{\lambda}{\lambda_g}$
25 000	1,199 1	2,229 3	1,859 1	0,537 89
25 500	1,175 6	2,088 2	1,776 3	0,562 96
26 000	1,153 0	1,968 9	1,707 6	0,585 61
26 500	1,131 2	1,866 0	1,649 6	0,606 22
27 000	1,110 3	1,776 3	1,599 8	0,625 07
27 250	1,100 1	1,735 4	1,577 5	0,633 91
27 500	1,090 1	1,696 9	1,556 7	0,642 39
27 750	1,080 3	1,660 6	1,537 2	0,650 54
28 000	1,070 6	1,626 2	1,518 9	0,658 37
28 250	1,061 2	1,593 5	1,501 7	0,665 91
28 500	1,051 8	1,562 5	1,485 5	0,673 17
28 750	1,042 7	1,533 0	1,470 2	0,680 17
29 000	1,033 7	1,504 9	1,455 8	0,686 92
29 250	1,024 9	1,478 0	1,442 1	0,693 43
29 500	1,016 2	1,452 3	1,429 2	0,699 72
29 750	1,007 7	1,427 7	1,416 8	0,705 80
30 000	0,999 3	1,404 1	1,405 1	0,711 67
30 250	0,991 0	1,381 5	1,394 0	0,717 36
30 500	0,982 9	1,359 7	1,383 4	0,722 86
30 750	0,974 9	1,338 8	1,373 3	0,728 19
31 000	0,967 0	1,318 6	1,363 6	0,733 35
31 250	0,959 3	1,299 2	1,354 4	0,738 36
31 500	0,951 7	1,280 5	1,345 5	0,743 21
31 750	0,944 2	1,262 4	1,337 0	0,747 92
32 000	0,936 8	1,244 9	1,328 9	0,752 49
32 250	0,929 5	1,228 0	1,321 1	0,756 93

32 500	0,922 4	1,211 7	1,313 7	0,761 24
32 750	0,915 3	1,195 9	1,306 5	0,765 43
33 000	0,908 4	1,180 5	1,299 6	0,769 50
33 250	0,901 6	1,165 6	1,299 2	0,773 46
33 500	0,894 9	1,151 2	1,286 5	0,777 31
33 750	0,888 2	1,137 2	1,280 3	0,781 06
34 000	0,881 7	1,123 6	1,274 4	0,785 71
34 250	0,875 3	1,110 4	1,268 6	0,788 26
34 500	0,868 9	1,097 5	1,263 1	0,791 72
34 750	0,862 7	1,085 0	1,257 7	0,795 09
35 000	0,865 5	1,072 8	1,252 5	0,798 38
35 250	0,850 4	1,060 9	1,247 5	0,801 58
35 500	0,844 4	1,049 4	1,242 7	0,804 71
35 750	0,838 5	1,038 1	1,239 0	0,807 75
36 000	0,832 7	1,027 1	1,233 5	0,810 73
36 250	0,827 0	1,016 4	1,229 1	0,813 63
36 500	0,821 3	1,005 9	1,224 8	0,816 46
36 750	0,813 7	0,995 7	1,220 7	0,819 22
37 000	0,810 2	0,985 7	1,216 7	0,821 92
37 250	0,801 8	0,976 0	1,212 8	0,824 56
37 500	0,799 4	0,966 5	1,209 0	0,827 13
37 750	0,794 1	0,957 2	1,205 3	0,829 65
38 000	0,788 9	0,948 1	1,201 8	0,832 11
38 500	0,778 6	0,930 4	1,194 9	0,836 86
39 000	0,768 7	0,913 5	1,188 5	0,841 81
39 500	0,758 9	0,897 3	1,182 4	0,845 77
40 000	0,749 4	0,881 8	1,176 6	0,849 94
40 500	0,740 2	0,866 8	1,171 1	0,853 94
41 000	0,731 2	0,852 4	1,165 8	0,857 77
41 500	0,722 4	0,838 5	1,160 8	0,861 45
42 000	0,713 8	0,825 2	1,156 1	0,864 99

■ Literatura

- [1] Bohumil Kvasil: Theoretické základy techniky centimetrových vln, SNTL 1956.
- [2] Ginzfon, E. L.: Miernictvo mikrofalove. PWT 1961.
- [3] WavEGUIDE Handbook. McGraw Hill 1951.
- [4] Handbook and buyers guide. McGraw Hill 1958.
- [5] Wire line A New Easy Method of Microwave Circuit Construction. QST, July 1981.
- [6] Reithofer: Amateurfunkgeräte für das 10 GHz-band. Franzis 1982.
- [7] Heidemann, R.: Gunn-Oscillator für das 24 GHz-band. UKW – Berichte č. 3/1981.
- [8] Mallwitz, U.: Versuche mit einem 10 GHz vervielfacher mit Fingerfilter Ankupplung. UKW Beichte č. 3/1981.
- [9] Reihoffer, S.: 24 GHz Durchblasenmischer. UKW Beichte č. 4/1981.
- [10] Schäfer, E.: Gunnoscilator (Detektor) Mischer für 24 GHz. UKW Beichte č. 4/1981.
- [11] Smirenin, B. A.: Radiotechnická příručka. SNTL 1954.
- [12] Meinke, H. H.: Kurven, Formeln und Daten aus der Dezimeterwellen – technik. Skriptum technische hochschule München 1951.
- [13] Punčochář, J.: Technika velmi krátkých vln. SNTL, skriptum 1964.
- [14] Dokument č. 6 SNTL 1954.
- [15] Dokument č. 7. SNTL 1954.
- [16] Ajzenberg, G. Z.: Anteny dlja magistrljnych radiosvjazzej. Svjazizdat 1948.
- [17] Kovalev, I. S.: Teorija i rasčet poloskovych volnovodov.
- [18] Ajzenberg, G. Z.: Korotkovolnyje anteny, GILC Moskva 1962.
- [19] -itk-: Rychlé programovatelné děliče kmitočtu pro fázové závěsy a čítače. Sdělovací technika č. 6/1983.
- [20] Sborník ze semináře instruktorů v Holicích, 1986.

PRÁVO NA ANTÉNU

I.

Potřeba antény je spojena již s vynálezem rádia. První problémy s anténami se však začaly vyskytovat teprve po vzniku rozhlasu. Již první konflikty při zřizování tehdy nezbytných antén pro rozhlasový příjem byly nejen poměrně časté, ale také značně úporné, takže se jimi musela občas zabývat i nejvyšší soudní instance.

Odpor vlastníků domů a jiných nemovitostí proti zřizování rozhlasových přijímacích antén a antén amatérských stanic byl posilován zejména tehdejšími pojetím vlastnického práva jako neomezeného panství nad věcí, které mělo být zřízením antény do určité míry narušeno. Přispělo k tomu ovšem i počáteční nedocnění společenského významu rozhlasu, který byl tehdy chápán jako něco téměř zbytečného, sloužícího snad jen k ukrácení dlouhé chvíle. Také amatérská služba se tehdy setkávala spíše s nedůvěrou než se společenským uznáním a podporou.

Právo na anténu je jedním z klasických případů, na nichž je možno sledovat vývoj právního myšlení, právního citění společnosti i vývoj příslušných právních předpisů a jejich výkladu. Společnost a její orgány byly nuceny uznat již koncem první republiky a zejména po skončení druhé světové války mimořádný společenský význam nejen rozhlasu, ale později i televize v životě dnešního člověka. Dávno nelze tvrdit, že příjem rozhlasu a televize je jen záležitostí občanů, která si nezaslouží veřejné ochrany. Naopak, naše socialistická společnost prohlásila rozhlas a televizi za národní majetek¹ a využívá těchto sdělovacích prostředků k šíření informací a zajišťování politické i kulturní výchovy obyvatelstva. To vytvořilo pochopitelně i příznivé předpoklady pro posuzování práva občana na zřízení rozhlasové a televizní antény.

1] Ústava ČSSR, zejména čl. 8

Změnil se i názor na amatérskou službu, která dnes plní mj. i důležité brannévýchovné úkoly, takže nemůže být pochyb o veřejném zájmu na zřizování a provozování amatérských stanic včetně jejich antén.

II.

Protože uplatňování práva na anténu se dnes nejcitlivěji projevuje u přijímacích antén rozhlasových a hlavně televizních, je těžiště tohoto pojednání právě na tomto úseku. Zmiňujeme se však též o problematice jiných druhů antén, zejména vysílacích a přijímacích antén amatérských stanic.

Anténa je součástí telekomunikačního zařízení pracujícího na principu vyzařování nebo příjmu elektromagnetických vln. Někdy se anténa nesprávně považuje za samostatné telekomunikační zařízení. Podle funkce rozlišujeme antény vysílací a přijímací, podle druhu služby, s níž pracují, například antény rozhlasové, televizní a antény amatérských stanic, podle umístění antény venkovní, vnitřní, vestavěné aj. Rozhlasové, popřípadě televizní přijímací antény určené jen pro jeden přijímač (jednoho účastníka) nazýváme individuální, naproti tomu tzv. společné antény, připojené zpravidla na společný anténní rozvod, musí být schopny zásobit vysokofrekvenčním signálem v dostatečné úrovni větší počet přijímačů.

Anténa, protože není samostatným telekomunikačním zařízením ve smyslu zákona o telekomunikacích,² nevyžaduje podle tohoto zákona ani samostatné povolení (jde-li např. o anténu amatérské stanice), ani samostatné přihlášení k evidenci (jde-li o anténu rozhlasovou nebo televizní). To znamená, že z hlediska zákona o telekomunikacích, zřízení samotné antény (bez vlastního telekomunikačního zařízení) není dnes nijak omezeno. Z občanskoprávního hlediska však může právo na zřízení antény na cizí nemovitosti uplatňovat jen ten, kdo má platné oprávnění na telekomunikační zařízení, pro které anténu potřebuje (např. povolení ke zřízení a provozování vysílací rádiové stanice, popřípadě potvrzení o evidenci televizního přijímače). Naproti tomu vlastník rodinného domku, který si chce na střeše svého domu zřídit televizní anténu, může tak učinit, i když třeba televizní přijímač ještě

nemá. To je možné proto, že jako vlastník uvedené nemovitosti nepoužije sám proti sobě námitku, že anténu nepotřebuje pro žádné telekomunikační zařízení, které je oprávněn používat.

Výslovné a zásadní ustanovení o stavbě venkovních přijímacích rozhlasových a televizních antén najdeme především v zákoně o telekomunikacích³.

Podle tohoto ustanovení se ke stavbě uvedených antén nevyžaduje stavební povolení, s výjimkou případů, kdy antény křížují pozemní komunikace a vedení. V takových případech vydá potřebné povolení stavební úřad⁴ na základě předloženého náčrtku a písemného souhlasu provozovatelů křížovaných vedení, popřípadě správy pozemní komunikace⁵. V jiných případech není stavební povolení třeba, antény však musí vždy vyhovovat technickým normám, popřípadě jiným obecným technickým předpisům. To zdůrazňuje i platný Rozhlasový a televizní řád⁶.

Zatímco naše právní předpisy se zmiňují o anténách jen poměrně stručně, technické normy o nich pojednávají mnohem podrobněji. Také většina běžných pojmů z oboru antén je definována právě v těchto normách.

Naši základní technickou normou je ČSN 34 2820 – Předpisy pro antény. Tyto předpisy platí pro stavbu individuálních i společných antén zřízených pro příjem rozhlasu (všech druhů) a televize a pro příjem speciálními přijímači. Platí i pro vysílací antény, pokud celková výška anténní nosné konstrukce včetně anténní soustavy nepřesahuje 10 m, jsou-li tyto antény umístěny na budovách nebo jiných stavbách, popřípadě 15 m, jsou-li postaveny na zemi. Neplatí však pro antény mobilní (vozidlové, přenosné), radiolokační a majákové ani pro antény pro radioreléové spoje v pásmu centimetrových a decimetrových vln.

3] § 17 odst. 5 zákona č. 110/1964 Sb.

4] Stavebním úřadem je zpravidla okresní národní výbor, který však může stanovit stavebním úřadem městský nebo místní národní výbor. V Praze a v Bratislavě jsou stavebními úřady obvodní národní výbory, popřípadě místní národní výbory, určené národním výborem příslušného hlavního města – § 117 zákona č. 50/1976 Sb., o územním plánování a stavebním řádu (stavební zákon).

5] Vyhláška č. 111/1964 Sb., kterou se provádí zákon o telekomunikacích, ve znění vyhlášek č. 92/1974 Sb. a č. 148/1984 Sb. – § 12 odst. 1.

6] Vyhláška č. 51/1985 Sb., kterou se vydává Rozhlasový a televizní řád – § 2 odst. 1 a 3

2] Zákon č. 110/1964 Sb., o telekomunikacích, § 1.

Anténa je anténní zařízení sestávající z vlastní anténní soustavy, z napáječů, z nosných částí a ochranných zařízení.

Anténní soustava je část anténního zařízení, které vysílá elektromagnetické vlny (dále jen **vysílací anténa**), nebo které elektromagnetické vlny přijímá (dále jen **přijímací anténa**).

Další důležitou anténní normou je ČSN 36 7210 – Televizní a VKV přijímací antény, s účinností od 1. 1. 1986. Stanoví jejich základní elektrické a mechanické vlastnosti, určuje způsoby jejich měření a kontroly. Stanoví také hlavní konstrukční zásady. Neplatí však pro antény vnitřní a náhražkové, ani pro přijímací antény, jejichž nedílnou součástí jsou elektronické obvody.

Další norma – ČSN 36 7211 – Společný příjem a rozvod televizních a rozhlasových signálů, s účinností od 1. 7. 1985, nahradila dřívější normu z 21. 2. 1974 (ČSN 34 2830 – Předpisy pro společné přijímací televizní a rozhlasové antény a jejich rozvody). První část této rozsáhlé normy, nadepsaná Systémy, upravuje projektování, montáž, kontrolu a provoz systémů zajišťujících příjem a rozvod vysokofrekvenčních signálů v normalizovaných kmitočtových pásmech. Stanoví všeobecné povinnosti týkající se výstavby a provozu systémů, provozní podmínky, technické požadavky a metody měření jejich přenosových vlastností. Norma nestanoví vlastnosti jednotlivých dílů nebo částí systémů, ale určuje závazné parametry pro systém jako funkční celek. Druhá část normy, označená Aktivní a pasivní prvky systémů, platí pro vývoj, výrobu a dodávání aktivních a pasivních prvků přijímacích a rozvodných systémů pro televizní a rozhlasové signály a určuje technické požadavky, způsoby měření a zkoušení, jakož i způsob dodávání a přejímání aktivních a pasivních prvků.

Uvedená norma vychází z vyhlášky federálního ministerstva spojů č. 73/1974 Sb., o společných rozvodech rozhlasových a televizních signálů po kabelech. **Společná televizní anténa (STA)** je normou definována jako „systém, u něhož je na výstup hlavní stanice napojen pouze účastnický rozvod bez aktivních dílů“. Jde o nejjednodušší typ společného rozvodu rozhlasových a televizních signálů po kabelech.

Anténní sestava (AS) je soubor přijímacích antén, symetrizačních členů a anténních napáječů nutných k příjmu požadovaných televizních a rozhlasových signálů. Podle přijímaných signálů se antény dělí na:

- a) AM antény – přijímací antény pro rozhlasová pásma dlouhých a středních vln;
- b) FM antény – přijímací antény pro rozhlasová pásma VKV;
- c) TV antény – přijímací antény pro televizní pásma (dělí se na kanálové, vícekanálové, pásmové a širokopásmové).

III.

Průkopníci rozhlasového vysílání to u nás ve dvacátých letech rozhodně neměli snadné. Povzbuzovaly je však sympatie a nezištná pomoc mnoha dobrovolných nadšenců, mezi nimiž bylo i hodně radioamatérů, často ještě tajných. Lehčí to neměli ale ani první rozhlasoví posluchači. Pokud jimi byli radioamatéři, mohli si alespoň levněji opatřit, to znamená sami postavit, své první přijímače. K tomu ovšem potřebovali od ministerstva pošt a telegrafů nejdříve tzv. koncesi na rozhlasovou přijímací stanicí. Povolovací řízení bylo důkladné a značně zdoluhavé. Když měl takový rozhlasový nadšenec nejen koncesi, ale dokonce i vhodný přijímač, čekalo ho často ještě jedno nepříjemné překvapení, zejména, když nebyl majitelem domu nebo jiné nemovitosti, na níž by si mohl postavit tehdy nezbytnou rozhlasovou přijímací anténu.

Přestože se první rozhlasové koncese získávaly obtížně, získat souhlas vlastníka domu k postavení antény bylo často ještě obtížnější a někdy se ho nepodařilo získat vůbec. Pokud se to nepodařilo „po dobrém“, tj. dohodou s vlastníkem domu, nedomohli se žadatelé práva na anténu často ani „po zlém“, tj. soudní cestou. Tehdejší soudy totiž nebraly rozhlas příliš vážně, a proto se shodovaly v názoru, že není ve veřejném zájmu, aby se kvůli němu dost pronikavě zasahovalo do vlastnického práva.

Svědčí o tom prvá rozhodnutí československých soudů, které se již ve druhé polovině dvacátých let otázkou antén dosti často zabývaly. S vymáháním práva na anténu se u nás setkáváme i v judikatuře Nejvyššího soudu z roku 1930⁷⁾, kdy byla zamítnuta žaloba venkovského hodináře, který si ve svém bydlíšti jako prvý koupil rozhlasový přijímač a instaloval jej ve svém bytě. Když si však chtěl postavit potřeb-

7) Boh. adm. č. 10120/30.

nou venkovní anténu, setkal se se zarputilým odporem majitele domu. Potřebu rozhlasového příjmu a k tomu nezbytné antény odůvodňoval tento nájemník⁸ tím, že má závazek seřídít každý večer hodiny na kostelní věži, k čemuž prý potřebuje přesný čas z rozhlasu. Časový signál vysílala tenkrát v 19 hodin vídeňská rozhlasová stanice. Nejvyšší soud tehdy rozhodl, že bez souhlasu majitele domu si nájemník nemůže postavit venkovní anténu. Své rozhodnutí odůvodnil tím, že poslech rozhlasu není hospodářsky tak významným faktorem, aby mu mohla být přiznána zvýšená podpora z důvodů veřejného zájmu. Podle tehdejšího názoru Nejvyššího soudu, jak je v rozhodnutí uvedeno, slouží prý poslech rozhlasu většinou jen ke zpříjemnění života. Protože šlo o zásadní rozhodnutí Nejvyššího soudu, bylo toto rozhodnutí za první republiky dlouho závazným vodítkem pro rozhodování ostatních soudů, které v tomto duchu vydaly řadu dalších rozhodnutí upírajících nájemníkovi právo na zřízení venkovní rozhlasové antény bez souhlasu vlastníka domu.

O tehdejším nepochopení společenského významu rozhlasu svědčí ještě jedno rozhodnutí Nejvyššího soudu, pocházející již z roku 1927⁹. Nešlo sice o anténu, ale o problém uzemnění rozhlasového přijímače. I v tomto případě zaujal Nejvyšší soud negativní stanovisko k požadavku nájemníka, aby si mohl uzemnit svůj rozhlasový přístroj na společně používanou vodovodní výlevku na chodbě činžovního domu. Podobná rozhodnutí přispívala k tomu, že v prvních letech pronikal rozhlas do širších lidových vrstev jen pomalu a obtížně.

Právo na anténu bylo nutno prosazovat ve většině případů ve střetu s vlastnickým právem k nemovitosti, na níž měla být anténa zřízena. Někdy byly příčinou odporu i důvody stavebně technického nebo památkového rázu, jindy zase obavy z rušení jiných telekomunikačních zařízení. Přestože spory vznikaly nejdříve o rozhlasové antény, je zajímavé, že jich nepřibývalo úměrně ke vzrůstajícímu počtu rozhlasových přijímačů, z nichž i ty nejjednodušší mohou dnes přijímat alespoň nejbližší nebo nejsilnější rozhlasové vysílače bez venkovní přijímací antény, i když často na úkor kvality příjmu. Se vznikem kmitoč-

8] Dřívější označení nájemce nebo nájemník již platný občanský zákoník z roku 1964 nepoužívá a nahradil jej pojmem uživatel bytu.

9] Vážný, civ. 7637/27.

tově modulovaného rozhlasu na velmi krátkých vlnách se však pro tento účel znovu prosazuje potřeba dobré VKV přijímací antény.

Naproti tomu u televize byla a je dobrá venkovní anténa vždy nezbytnou podmínkou kvalitního příjmu. Přitom její konstrukce, stejně jako VKV přijímací anténa, by mohla mnohem více než drátová přijímací anténa pro klasický rozhlas poškodit nemovitost nebo způsobit jinou škodu, zejména jde-li o složitější anténní soustavy.

Nový přístup ke zřizování antén najdeme v plenárním usnesení Nejvyššího soudu z 26. května 1956 Pls 4/56¹⁰, který se touto otázkou zabýval z podnětu ministerstva spravedlnosti s vysvětlením, že „rychlý rozvoj televize vyvolal nutnost řešit aktuální otázku, zda, popřípadě kdy je majitel domu oprávněn odepřít nájemníku souhlas ke zřízení venkovní antény pro příjem televize“. Tuto otázku vyřešil Nejvyšší soud vydáním závazných směrnic pro soudy, které ovšem platily jen v případech, kdy mezi nájemcem a pronajmatelem nebylo v tomto směru ujednáno něco jiného. V naprosté většině nájemních smluv skutečně jakékoli ustanovení o anténách chybělo, nehledě k tomu, že tyto smlouvy se uzavíraly často jen ústně.

Nejvyšší soud se ve svém rozhodnutí zabývá právem nájemce na zřízení televizní antény, přitom připouští, že jím stanovených zásad lze použít „... i pro jiné případy užívání nějakého objektu k účelům bydlení, tedy i tehdy, jde-li o užívání na základě jiného právního poměru než nájemního a rovněž pro zřízení venkovní antény pro příjem rozhlasu“. Pod pojmem „venkovní anténa“ se rozumí anténa umístěná mimo prostory, které má nájemce od vlastníka domu pronajaty k výhradnímu užívání, tj. v prostorách, které jsou většinou užívány společně více nájemci, nebo v prostorách, jež nejsou pronajaty žádnému nájemci, jako například střechy apod.

V době, kdy začínala vysílat televize, docházelo však při zřizování rozhlasových antén k neshodám mezi nájemníkem a vlastníkem domu již jen poměrně zřídka, a to díky dokonalejším rozhlasovým přijímačům, které již často vnější anténu nepotřebovaly. Zato mnohem robustnější televizní antény, kterých stále přibývalo, se staly předmětem diskusí i sporů, zejména vzhledem k možnosti poškození domovního majetku, zvláště střech. Nejvyšší soud musel proto řešit tyto otázky:

10] Sbirka rozhodnutí československých soudů, č. 89/1956.

1. Zda má nájemce vůbec právo na zřizování venkovní antény, a zda je vlastník domu povinen mu to dovolit, či zda může svůj souhlas odepřít a z jakých důvodů.

2. Zda je vlastník domu povinen uvést svůj dům do takového stavu, aby nájemce mohl venkovní anténu na domě umístit, a zda je povinen svůj dům v takovém stavu udržovat.

3. Kdo nese náklady na zřízení antény.

4. Zda za používání antény náleží vlastníku domu zvláštní náhrada.

Na uvedené otázky odpověděl Nejvyšší soud takto:

1. Rozsah nájemcova oprávnění užívat najaté věci přiměřeně považet a určení věci nutno vykládat tak, že zásadně je v něm zahrnut i nárok na to, aby si nájemce zřídil venkovní anténu nejen pro rozhlas, ale i pro televizi.

2. Pronajimatel není povinen uvést dům do takového stavu, aby si nájemce mohl anténu na domě umístit, ani není povinen jej v takovém stavu udržovat.

3. Zřízení a udržování antény se děje na náklady nájemce.

4. Pronajimateli nenáleží zvláštní náhrada za to, že nájemce používá venkovní anténu.

V odůvodnění Nejvyšší soud uvádí, že zřízením antény není omezen obsah vlastnického práva nad míru zákonem dovolenou. Naopak, bezdůvodné odmítnutí souhlasu by bylo nutno považovat za zneužití práva ke škodě celku, což je v rozporu s naším právním řádem. Rozhodnutí však připouští, že by se vlastník domu mohl účinně bránit postavení antény například s odvoláním na špatný stav střechy nebo konstrukce krovu, jež v daném případě z vážných technických důvodů stavbu antény nepřipouští. Směrnice Nejvyššího soudu ponechaly soudům, aby samy posoudily (popřípadě na podkladě znaleckých posudků), zda jde o vážné technické důvody, které by soud mohl uznat a přiklonit se tak k odmítavému stanovisku pronajimatele.

Není-li objekt, na kterém má být anténa zřízena, ve vyhovujícím stavu pro menší závady, je podle směrnic vlastník objektu povinen dovolit, aby nájemce provedl potřebné drobné úpravy, jež tyto vady odstraní. Nezbytným předpokladem pro nucený souhlas vlastníka domu však byla podmínka, že anténa musí být provedena „odborně, se zachováním všech příslušných předpisů, a bez poškození pronajimatelova majetku.“

[262]

Ve směrnicích je výslovně zdůrazněno právo nájemce, aby si zřídil venkovní anténu nejen pro rozhlas, ale i pro televizi, a odůvodňuje se to úsilím o neustálé zvyšování kulturní úrovně našeho lidu.

Dále směrnice stanoví, že náklady na zřízení a udržování antény hradí nájemce, což však nebývalo zpravidla příčinou sporů. Vyskytovaly se případy, že například některé domovní správy požadovaly za souhlas ke zřízení antény zvláštní poplatek. Směrnice proto stanovily, že pronajimateli nenáleží žádná zvláštní náhrada za to, že nájemce používá venkovní antény.

Pro úplnost je však nutno dodat, že uvedené zásady se měly uplatnit jen v případě, že mezi nájemcem a pronajimatelem nebylo již při uzavření nájemní smlouvy nebo dodatečně ujednáno ohledně antén něco jiného. Obvykle se však nájemní smlouvy dříve uzavíraly jen ústně, ale ani písemné nájemní smlouvy na otázku přijímacích antén nepamatovaly. Směrnice Nejvyššího soudu proto byly vítaným vyplněním nepříjemné mezery v našem telekomunikačním právu a jejich zásady platí v podstatě i dnes.

Platný zákon o telekomunikacích č. 110/1964 Sb., který nabyt účinnosti dnem 1. července 1964, přispěl k dalšímu vyjasnění právní problematiky kolem antén. Jako první náš právní předpis ve svém § 17 odst. 5 totiž výslovně stanoví:

„Pro stavbu venkovních přijímacích rozhlasových a televizních antén, pokud jsou dodržovány technické normy, popřípadě jiné obecné technické předpisy, a anténa nekřížuje pozemní komunikace nebo vedení, není třeba stavebního povolení ani souhlasu vlastníka (uživatele) nemovitosti, umístí-li se anténa na těže nemovitosti, kde je rozhlasový nebo televizní přijímač. Vlastníka (správce) nemovitosti je třeba o zamýšlené stavbě antény včas vyrozumět.“

Z toho je patrné, že při odborném provedení odpovídajícím příslušným technickým normám, popřípadě jiným závazným technickým předpisům, si může dnes uživatel bytu zříditi na domě, v němž bydlí, popřípadě na pozemku, na němž dům stojí, přijímací anténu nejen bez stavebního povolení, ale i bez souhlasu vlastníka nemovitosti. Zákon mu ukládá jen povinnost, aby vlastníka (správce) nemovitosti o zamýšlené stavbě včas, tj. včas před zahájením stavby, vyrozuměl. Z logické úvahy, „že vyrozumění“ samo o sobě by nemělo význam,

[263]

kdyby z něj vlastník nebo správce nemohl vyvodit důsledky, vyplývá, že podobně jako v jiných případech, může podat vlastník nebo uživatel nemovitosti proti stavbě antény nejpozději do 15 dnů ode dne vyrozumění písemně odůvodněné námitky podle odst. 4 téhož paragrafu. Tyto námitky mají odkladný účinek. To znamená, že kdyby nevezl vlastník nemovitosti nebo jeho zástupce vyrozumění o stavbě antény na vědomí a námitky ve stanovené lhůtě uplatnil, nemohl by nájemník anténu svémocně zřídít. Pokud by při jednání, které by z toho pravděpodobně vyplynulo, nedošlo mezi nimi k dohodě, musel by o odůvodněnosti námitek rozhodnout stavební úřad, popřípadě soud. Vlastník by mohl své námitky opírat v konkrétním případě například o špatný stavební stav nemovitosti, ale i o jiné důvody, které se mohou v praxi vyskytnout. Zde je nutno upozornit, že jde sice především o jednotlivé, individuální antény, že se však se stejným problémem můžeme setkat i při stavbě společné antény, zejména kdyby šlo o anténu dodatečně zřizovanou na rodinném domku nebo na některé soukromé nemovitosti.

Citované ustanovení zákona o telekomunikacích mluví výslovně jen o přijímacích anténách rozhlasových a televizních. Proto je třeba zmínit se i o jiných přijímacích anténách a také o některých anténách vysílacích. Jde především o antény amatérských stanic, pokusných stanic a všech ostatních vysílacích a přijímacích stanic, které jsou zřízeny a provozovány v souladu se zákonem o telekomunikacích, tj. zpravidla na základě povolení uděleného Správou radiokomunikací Praha nebo Bratislava. Zákon se o nich sice nezmiňuje, ale přesto je nutno vycházet z toho, že uvedenou úpravu lze analogicky plně aplikovat i na tyto druhy speciálních antén. Jestliže totiž udělil stát prostřednictvím povolujícího orgánu povolení na příslušné vysílací nebo přijímací zařízení, je možno jistě plným právem předpokládat, že společenský zájem na provozu takovýchto zařízení není o nic menší než u rozhlasových a televizních přijímačů.

Podle těchto zásad rozhodl např. již 28. 11. 1974 Okresní soud v Karlových Varech o žalobě Stavebního bytového družstva v N. proti odpůrci P. K., který si v r. 1968 jako člen SBD zřídil na střeše družstevního domu, v němž bydlel, anténu pro svou amatérskou vysílací rádiovou stanicí. Žalobce navrhol, aby soud rozhodl, že odpůrce je

povinen uvedenou anténu na vlastní náklady odstranit do tří dnů od právní moci rozsudku. V žalobě uvedl, že odpůrce hrubým způsobem porušil své povinnosti, když si bez svolení SBD postavil na družstevním domě vysílací anténu, což prý vyvolalo řadu stížností družstevníků na rušení rozhlasu a televize.

Žalovaný uvedl, že má platné povolení ke zřízení a provozování amatérské stanice, vydané 15. 2. 1968 ministerstvem vnitra¹¹, anténu vybudoval již v roce 1968, po předchozím projednání s předsedou družstva, který neměl námitek.

Na základě zjištěných skutečností soud žalobu zamítl s odůvodněním, že navrhovatel, jako vlastník domu, nemůže společnou anténou zajistit odpůrci možnost provozování jeho stanice v amatérských pásmech. Ve smyslu § 17 odst. 5 zákona o telekomunikacích a vzhledem k povolení, které odpůrci bylo vydáno, nemusel mít k zabudování antény stavební povolení a nepotřeboval k tomu ani souhlas vlastníka nemovitosti. V závěru okresní soud ještě uvedl, že vlastníci nemovitostí by měli vycházet provozovatelům amatérských vysílacích rádiových stanic vstříc, zvláště s přihlédnutím k zákonu č. 73/1973 Sb., o branné výchově, a k zákonu č. 40/1961 Sb., o obraně ČSSR.

Tímto případem se zabýval na základě podaného odvolání ještě Krajský soud v Plzni, který dne 4. 3. 1975 rozsudek soudu prvního stupně potvrdil. V odůvodnění mj. uvedl: „Odpůrce tvrdí, že anténu zabudoval již v roce 1968, když si před tím vyžádal souhlas předsedy družstva. Odvolací soud nemá důvod odpůrci nevěřit, neboť jeho tvrzení je podporováno aktivní radioamatérskou činností v jeho bydlišti od roku 1968 a dále okolnostmi, že totiž k prvému rozporu mezi ním a navrhovatelem ohledně této činnosti dochází až v roce 1971 . . . Je nepochybné, že jednou z povinností odpůrce je náhrada škody v případě, že touto svojí činností poškodí majetek družstva nebo majetek jiného. Přitom odpůrce sám se této případné odpovědnosti nikterak nebrání a naopak je ochoten kdykoliv škodu způsobenou navrhovatelem odstranit. Dochází-li k rušení čs. rozhlasu nebo čs. televize, je k zjišťování zdrojů rušení a k vydávání pokynů k jejich odstranění výlučně

11) Podle vyhlášky federálního ministerstva spojů a federálního ministerstva vnitra č. 92/1974 Sb., o povolování amatérských vysílacích rádiových stanic, od 4. 10. 1974 udělují povolení na amatérské stanice Správa radiokomunikací Praha (v ČSR) a Správa radiokomunikací Bratislava (ve SSR) – § 2 odst. 1, 2

určen příslušný orgán Ústřední správy spojů (§ 9 zákona č. 110/1964 Sb., § 8 vyhlášky č. 111/1964 Sb.). . .“

Zákon o telekomunikacích v § 17 odst. 5, třetí věta dále stanoví, že „není dovoleno zřizovat individuální venkovní přijímací antény na objektech, kde již byla zřízena společná anténa vhodná pro požadovaný příjem.“ Toto opatření je mimořádně závažné a vyvolává v praxi hodně dohadů i sporů, zejména pokud jde o pojem „požadovaný příjem“. Vzhledem k četným dotazům, zda lze vedle společné antény určené zpravidla pro příjem nejbližších, popřípadě nejsilnějších československých rozhlasových a televizních vysílačů, zřídit na téměř domě ještě individuální anténu pro příjem některých zahraničních vysílačů, vydalo federální ministerstvo spojů dne 10. ledna 1986 výklad pojmu „požadovaný příjem“. Uvádí, že ve smyslu zákona o telekomunikacích jde o příjem rozhlasových a televizních pořadů přejímaných od organizací pověřených jejich tvorbou (§ 3 odst. 8), jejichž signál je v místě přijímatelný v kvalitě K3 (tj. příjem velmi dobrý) nebo K2 (příjem dobrý) třístupňové stupnice definované v příloze k opatření č. 214/1974 VFMS.¹²⁾

Organizacemi pověřenými tvorbou programů jsou v ČSSR Československý rozhlas a Československá televize. Na základě usnesení předsednictva vlády ČSSR č. 5 ze dne 18. ledna 1984 je podle shodných zásad přejímán i ústřední program televize SSSR. Na tyto programy se tedy podle vysvětlení FMS vztahuje právo zřídit individuální venkovní anténu, pokud jejich příjem není zajištěn společnou anténou. Příjmu programů šířených vysílači umístěnými mimo území ČSSR se působnost zákona č. 110/1964 Sb. netýká.

Z uvedeného vyplývá, že pokud je na domě společná anténa, bylo by u nás možno zajistit příjem například polských televizních vysílačů nebo vysílačů z NDR jediné pomocí této antény (jejím rozšířením), nikoli zřízením antény individuální.

Hlavní zásady pro zřizování společných antén a jejich rozvody stanovilo již usnesení vlády č. 514/1962, o zajištění společných televizních a rozhlasových antén v bytových domech a ve veřejných budovách, a usnesení vlády č. 727/1963. Všem investorům bylo uloženo

12] Směrnice pro hodnocení a posuzování pokrytí území ČSSR a navazující zásady pro postup při dokrývání území elektromagnetickým polem televizního signálu – čl. 9.

zajistit instalaci společných antén ve všech bytových domech s více než třemi byty. Pokud jde o starší objekty, měli ministři, vedoucí ústředních úřadů a rady KNV a NVP „zajistit v objektech jimi spravovaných nebo v objektech spravovaných organizacemi jim podřízenými, postupně výměnu individuálních televizních antén za společné rozhlasové a televizní antény všude tam, kde to je účelné z hlediska veřejného zájmu.“

Pokud jde o domy v soukromém vlastnictví a rodinné domky s více než dvěma bytovými jednotkami, nelze nutnost výměny individuálních antén opřít přímo o zmíněná vládní usnesení, neboť nejsou pro občany obecně závazná. Nahrazení individuálních antén společnou anténou by mohl v těchto případech nařídít jen příslušný národní výbor s funkcí stavebního úřadu, s odvoláním na poslední větu § 17 odst. 5 zákona č. 110/1964 Sb., která stanoví, že „stavební úřad při státním stavebním dohledu může nařídít přeložení nebo úpravu antén, které ohrožují stavební stav nemovitostí nebo bezpečnost okolí nebo ruší jeho vzhled.“

Význam dobré antény pro kvalitní rozhlasový a televizní příjem je stále nesporný¹³⁾. Technickému stavu všech antén a zvláště antén společných je proto nutno věnovat zvýšenou pozornost nejen při jejich výstavbě, ale pravidelnými kontrolami i během provozu. Pro výkon státní inspekce telekomunikací nad dodržováním technických norem a technických podmínek při výstavbě a provozu zařízení společných rozvodů rozhlasových a televizních signálů po kabelech vydalo federální ministerstvo spojů zvláštní směrnice¹⁴⁾, v nichž pověřilo výkonem státní inspekce při výstavbě a nad provozem těchto zařízení územně příslušné pobočky Inspektorátu radiokomunikací Praha a Inspektorátu radiokomunikací Bratislava.

13] Přijímače, jejich antény a přípojná vedení reprodukčních zařízení je nutno – s dodržením stavebních a jiných předpisů – zřizovat a užívat tak, aby škodlivě nerušily jiná telekomunikační zařízení. Organizace spojů nejsou povinny zjišťovat a odstraňovat závady vzniklé tím, že přijímací zařízení stěžujícího si účastníka nevyhovují československým státním normám a jiným obecně závazným předpisům – § 2 odst. 1 a 3 vyhlášky č. 51/1985 Sb., kterou se vydává Rozhlasový a televizní řád.

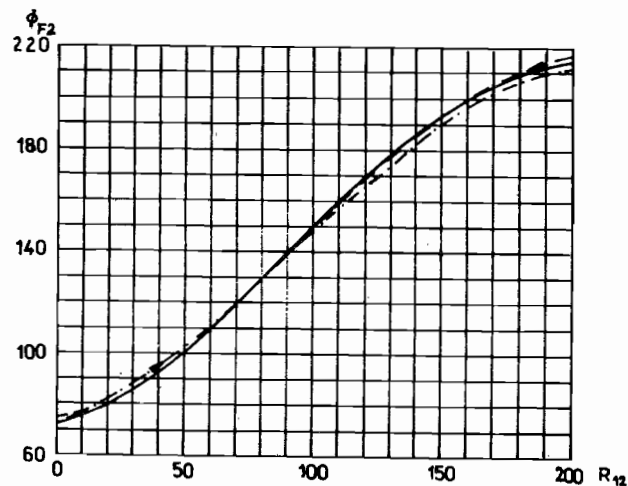
14] Směrnice FMS pro kontrolu společných rozvodů rozhlasových a televizních signálů po kabelech (příloha k opatření č. 27/1976 Věstníku FMS).

POUŽITÍ „VĚČNÉ“ PŘEDPOVĚDI IONOSFÉRICKÉHO ŠÍŘENÍ (Z KOŠIC)

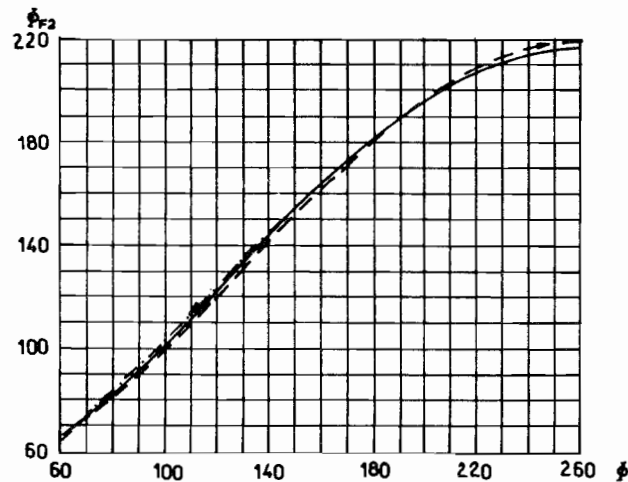
Předpovídání ionosférického šíření dekametrových vln má u nás dlouhodobou tradici, jak o tom svědčí práce [1, 2, 3, 4] vydané již před druhou světovou válkou. Velkým pokrokem byla v roce 1958 práce [5], které se dostalo ocenění na mezinárodním poli. Současný stav předpovědi ionosférického šíření a výhled do budoucnosti uvádí práce [6].

Připojených 24 diagramů pro 12 měsíců roku umožňuje vypracovat předpověď pro „klidnou“ ionosféru, pro kterýkoli den v roce, pro 28 tras vycházejících z Košic. Kdyby se objevil zájem o některou další trasu mezi kterýmikoli dvěma body na zeměkouli, je možné diagramy doplnit.

K vypracování předpovědi je především třeba znát předpokládaný ionosférický index Φ_{F_2} , uváděný v jednotkách myriajanský, tj. $10^{-22} \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{Hz}^{-1}$, přičemž $1 \text{ Jy} = 10^{-26} \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{Hz}^{-1}$. Podrobná definice tohoto indexu je uvedena v práci (6). Stručně řečeno, je založen na nelineární korelaci mezi kritickými kmitočty $f_0 F_2$ ve třinácti osvědčených ionosférických stanicích a tokem slunečního šumu Φ na kmitočtu 2 800 MHz. Výhodou tohoto indexu proti dříve používanému dvanáctiměsíčnímu klouzavému průměru čísla slunečních skvrn R_{12} je lepší korelace s hodnotami $f_0 F_2$ a okolnost, že hodnota Φ_{F_2} je známa již v měsíci následujícím za pozorováními hodnot Φ a $f_0 F_2$, zatímco hodnota R_{12} je známa až za 7 měsíců. Tím je přesnost předpovědi R_{12} značně snížena. Plně vytažené křivky platí pro $\Phi_{F_2} = 200$, dlouze čárkované pro $\Phi_{F_2} = 160$ a tečkované pro $\Phi_{F_2} = 75$. Mezi těmito hodnotami můžeme interpolovat, případně v malých mezích mimo uvedený rozsah extrapolovat. Potřebnou hodnotu předpovědi indexu Φ_{F_2} najdeme v literatuře.



Obr. 10.1. Korelace mezi indexy R_{12} a Φ_{F_2} . Stoupající a klesající části slunečního cyklu a soubor obou částí



Obr. 10.2. Korelace hodnot slunečního indexu Φ a ionosférického indexu Φ_{F_2} . Stoupající a klesající části slunečního cyklu a soubor obou částí

Pokud známe předpověď některého z dříve používaných indexů R_{12} nebo Φ , můžeme předpověď indexu Φ_{F_2} určit z diagramů na obr. 10. 1 a 10. 2.

I když index R_{12} (dvanáctiměsíční klouzavý průměr R) je nadále používán, například při stanovení úrovně sluneční činnosti při plánování rozhlasu na dekametrových vlnách, není jeho použití ničím odůvodněno, neboť hodnoty použitelných kmitočtů v určitém měsíci nemohou být ovlivněny úrovní sluneční činnosti v 6 měsících následujících po měsíci, pro který je předpověď stanovena. Jeho použití je přežitkem z doby, kdy nebylo možné číselně zpracovat, v přijatelném čase, korelaci mezi hodnotami sluneční činnosti a hodnotami kmitočtů použitelných pro ionosférické šíření.

Každý z 28 diagramů uvádí křivku MUF, tj. křivku s pravděpodobností výskytu spojení 50 %, a to pro 15. den každého měsíce. Je-li hodnota předpokládaného ionosférického indexu jiná než 200, 160 nebo 75, musíme mezi křivkami interpolovat (případně mimo ně extrapolovat). Můžeme to provést graficky (od oka) nebo vynést hodnoty pro 200, 160 a 75 jednotek pro určitou hodinu UTC na milimetrový papír a takto nalezené body spojit plynulou čarou. U hodnoty předpovídaného indexu najdeme MUF pro tuto hodnotu UTC. Postup pak opakujeme pro ostatní hodiny UTC a dostaneme křivku MUF pro předpovídaný index Φ_{F_2} . Interpolaci (nebo extrapolaci) můžeme také provést kapesním počítačem.

Pokud hledáme předpověď pro jiný než 15. den každého měsíce, musíme provést interpolaci mezi křivkami předcházejícího a daného měsíce (od 1. do 15.) nebo následujícího a daného měsíce (od 16. do 31.). K tomu použijeme pauzovacího papíru, na který překreslíme křivky pro jednotlivé měsíce a mezi nimi „od oka“ interpolujeme.

Z křivek MUF můžeme ještě odvodit křivky nejvyššího pravděpodobného kmitočtu HPF (s pravděpodobností 10 %), když hodnoty MUF násobíme 1,15 a optimálního provozního kmitočtu FOT (s pravděpodobností 90 %), když hodnoty MUF násobíme 0,85. To můžeme provést kapesním počítačem nebo graficky, s pomocí známých redukčních úhlů.

Na diagramech šíření pro menší vzdálenosti najdeme ještě dolní soustavu křivek, uvádějící nejnižší použitelný kmitočet (LUF) při vý-

konu vysílače 1 kW (to není navádění k překračování povolených podmínek – s dobrou směrovou anténou se tohoto vyzářeného výkonu dá dosáhnout i při jejich dodržování).

Na diagramech jsou vyznačena dosavadní kmitočtová pásma. Doplnění „novými“ kmitočtovými pásmy, schválenými na SSRK-79, nečiní potíže.

S použitím diagramů můžeme řešit dva druhy úloh:

1) Známe pásmo, na kterém chceme pracovat a hledáme hodinu, kdy v daném směru můžeme navázat spojení. Tuto hodinu UTC najdeme v průsečíku vodorovné přímky vyznačující pásmo s křivkou MUF (nebo HPF či FOT) pro předpokládaný ionosférický index.

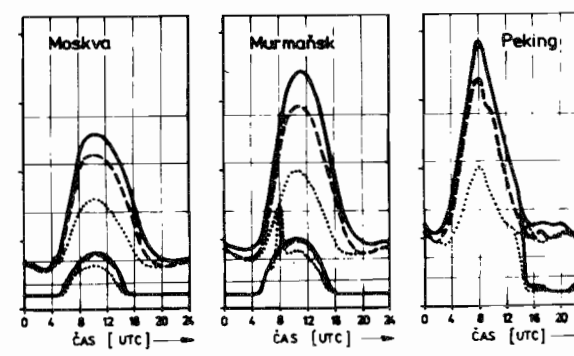
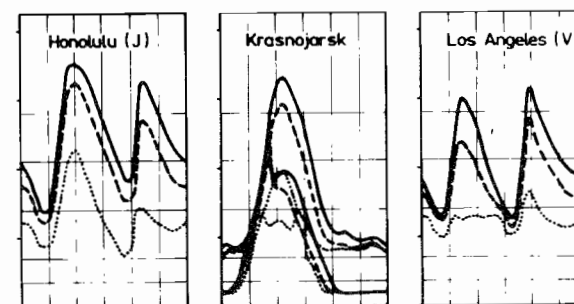
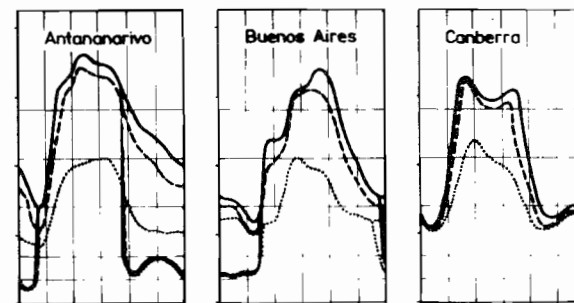
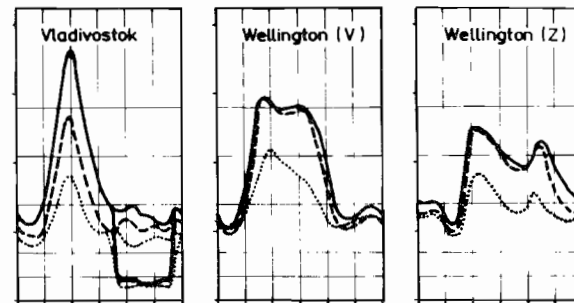
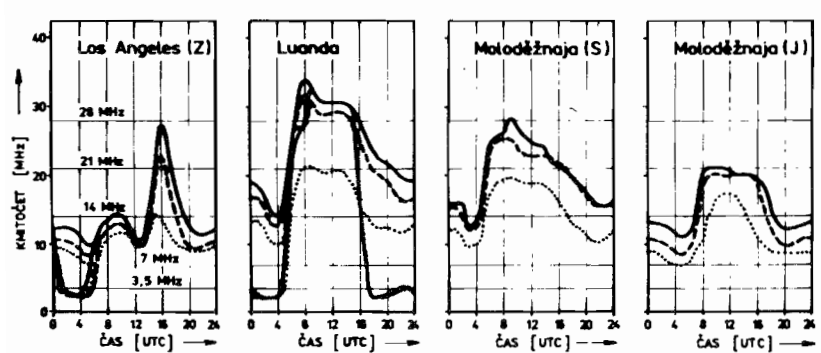
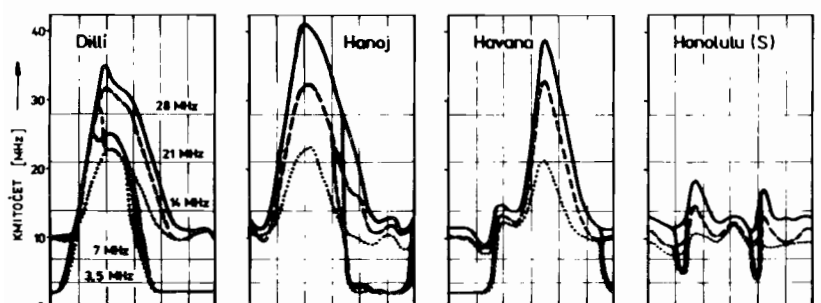
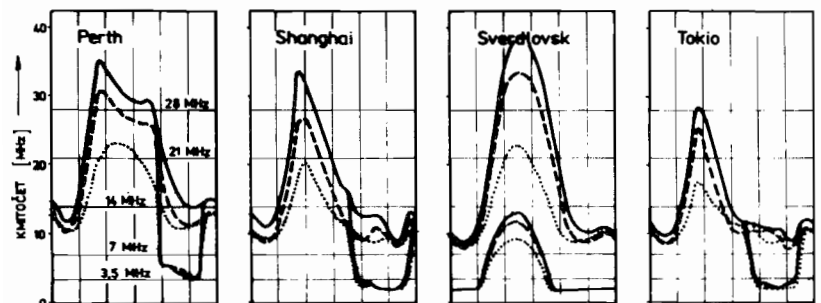
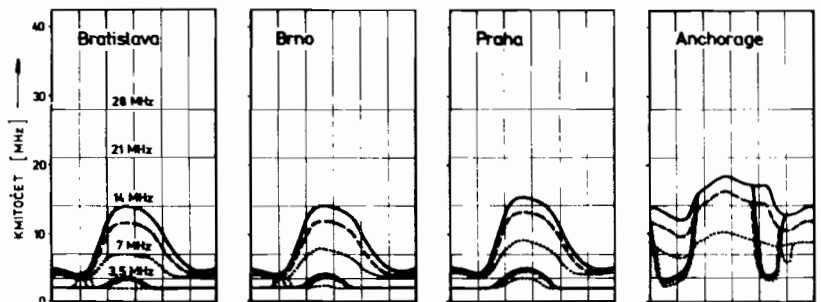
2) Známe hodinu a hledáme pásmo, na kterém můžeme spojení navázat. Kmitočet pásma najdeme v průsečíku svislé přímky vyznačující UTC s křivkou MUF (nebo HPF či FOT) pro předpokládaný ionosférický index. Protože amatérská pásma na sebe nenavazují, bude nutné skutečně použitou hodinu UTC upravit tak, aby průsečík byl v blízkosti některého z povolených kmitočtových pásem.

Okolnost, že v určitou hodinu je některý směr „otevřen“, ještě neznamená, že v něm za všech okolností můžeme navázat spojení. Dálková spojení mohou být narušena blízkými stanicemi (například evropských zemí).

Kromě toho jsou diagramy založeny na pravděpodobných hodnotách pro „klidnou“, tj. nenarušenou ionosféru. Nemůžeme proto od nich očekávat takovou přesnost, s jakou se například určuje východ slunce.

Při správném používání diagramů je však jejich přesnost na nejvyšší úrovni, dosažitelné v současné době.

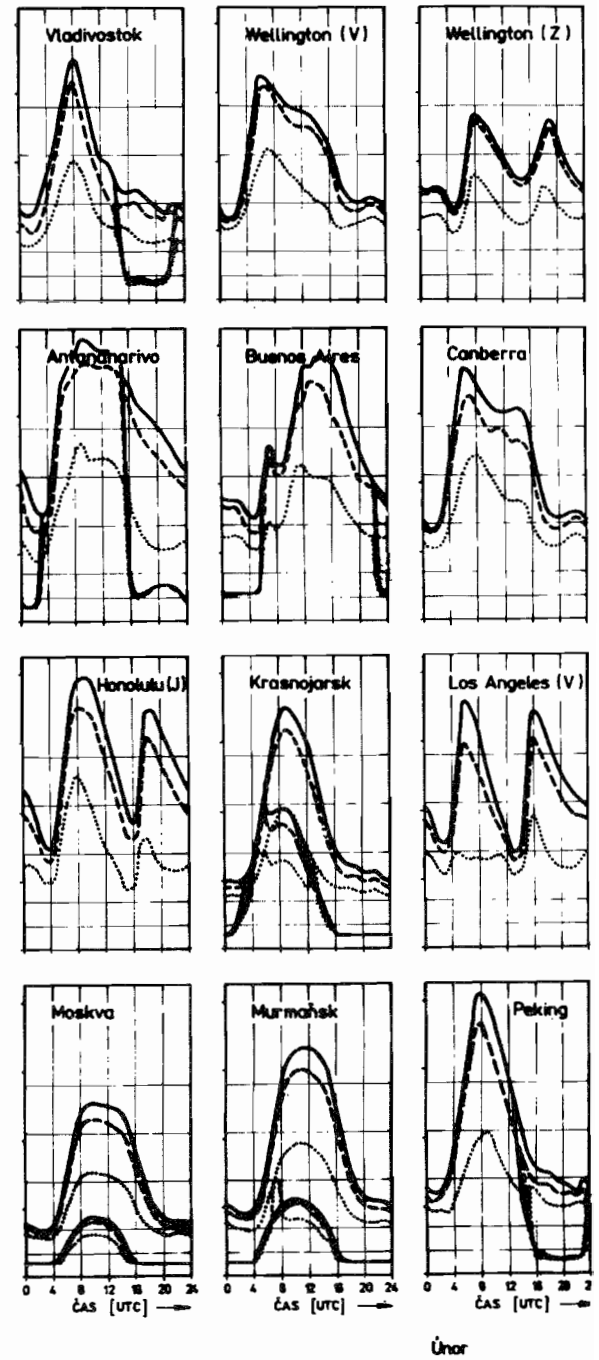
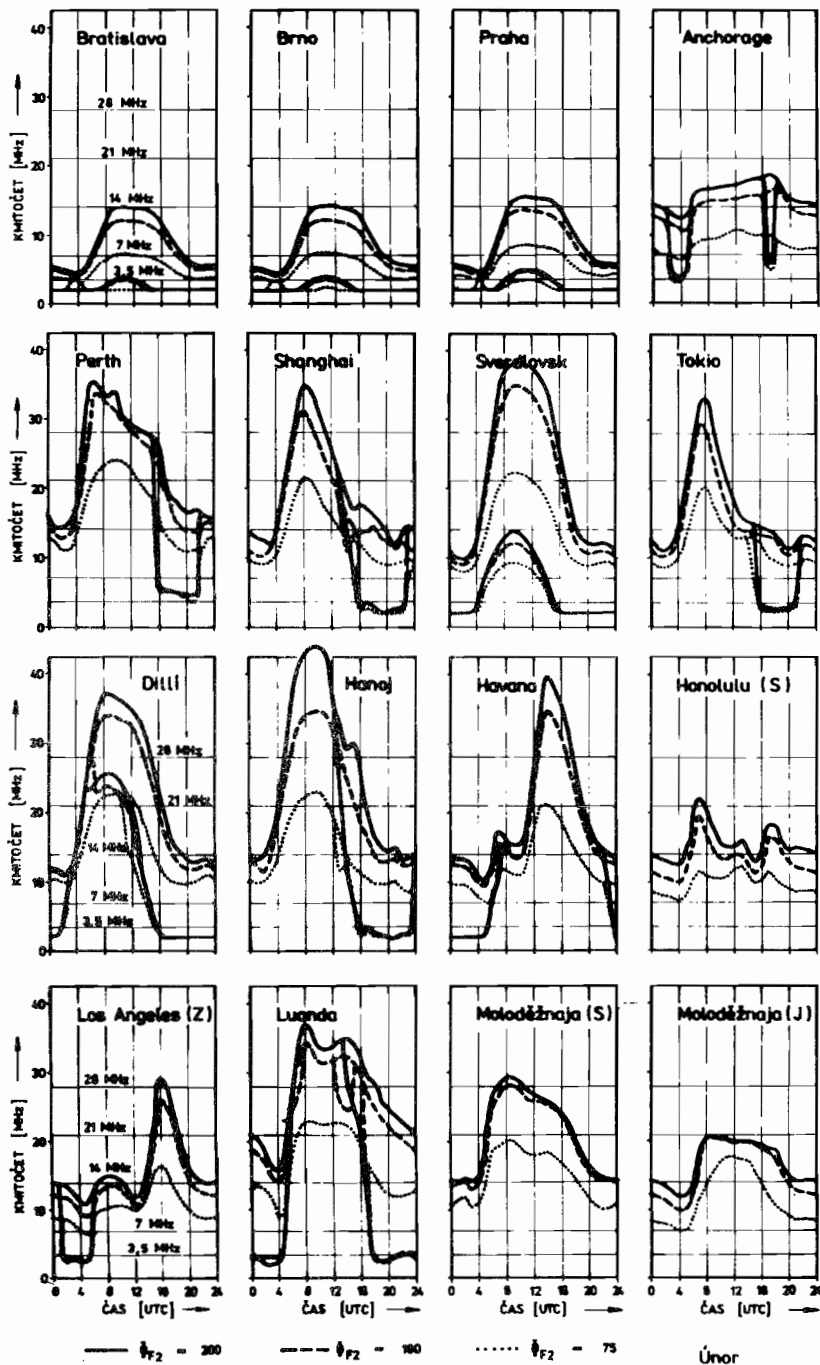
Pokud nemáte k dispozici předpověď hodnoty Φ_{F_2} , ale máte předpověď R_{12} nebo Φ , můžete pro přepočet použít obr. 10. 1 nebo 10. 2, které jsou reprodukovány ze str. 37 práce [6]. Viz též AR 9/81/VIII.

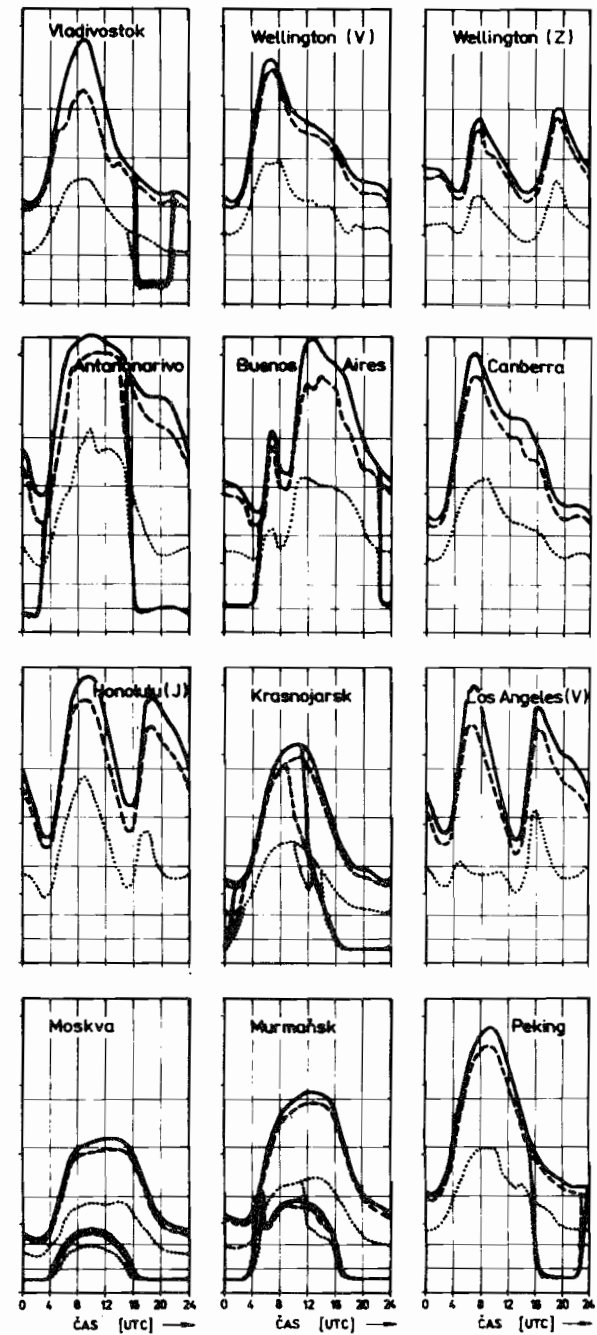
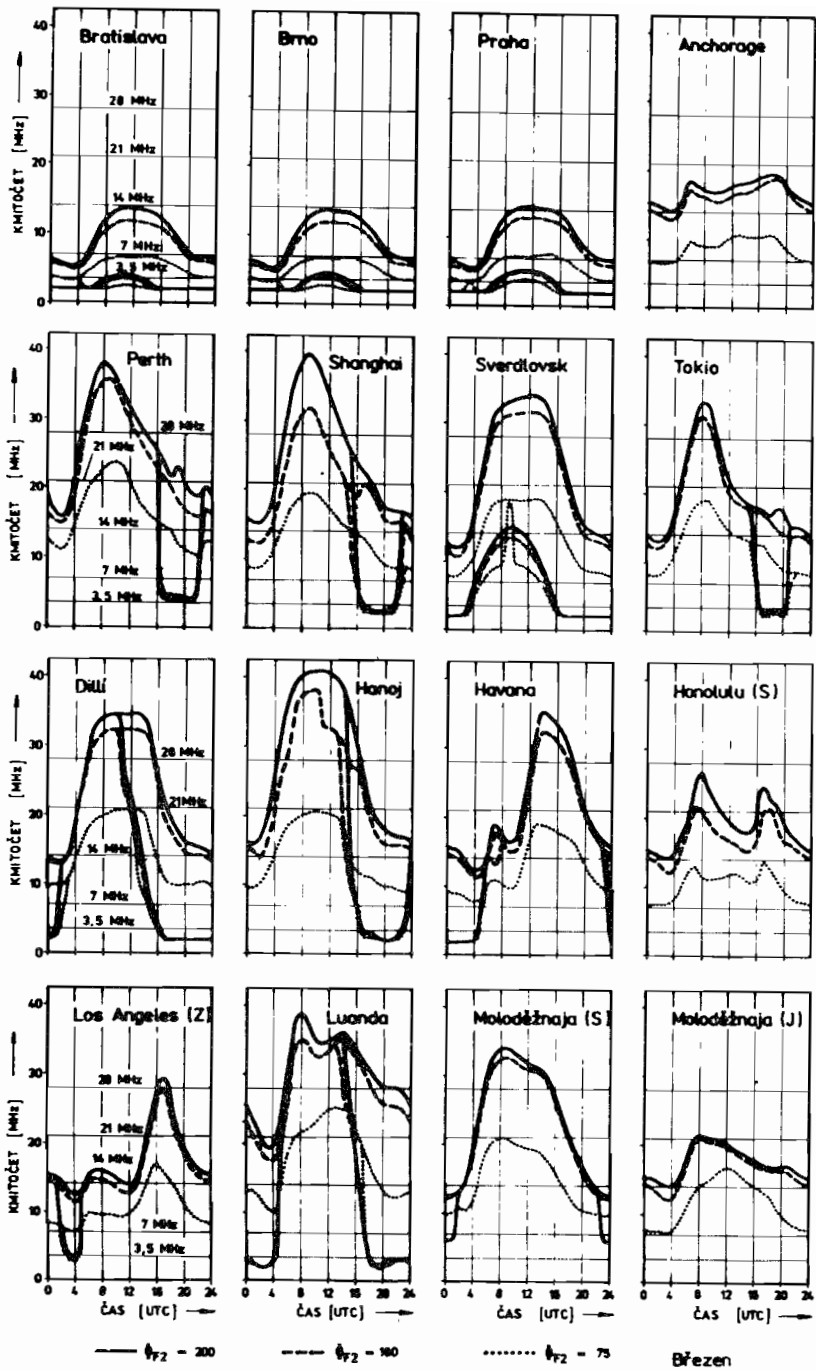


— $\theta_{F2} = 200$ - - - $\theta_{F2} = 180$ ···· $\theta_{F2} = 75$

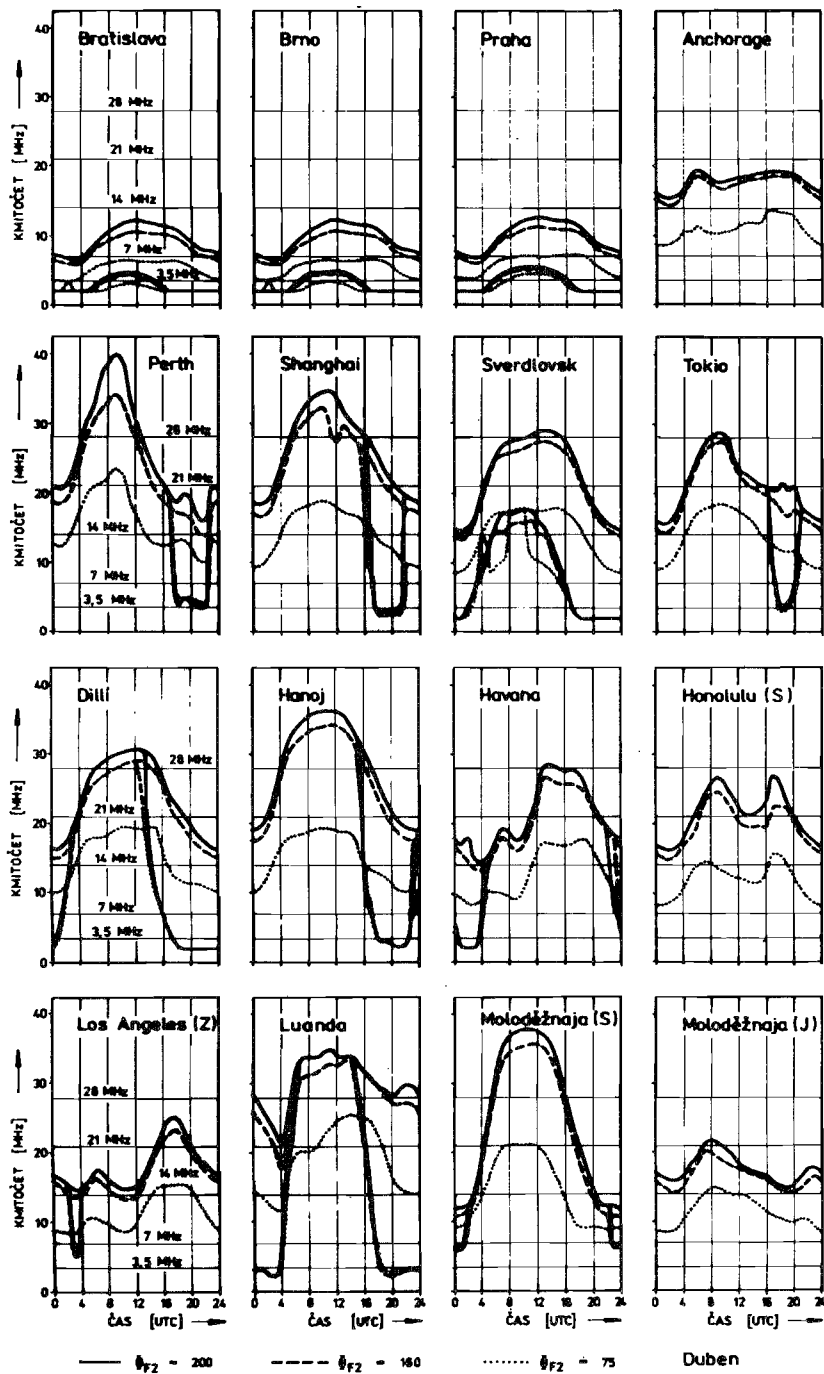
Leden

Leden

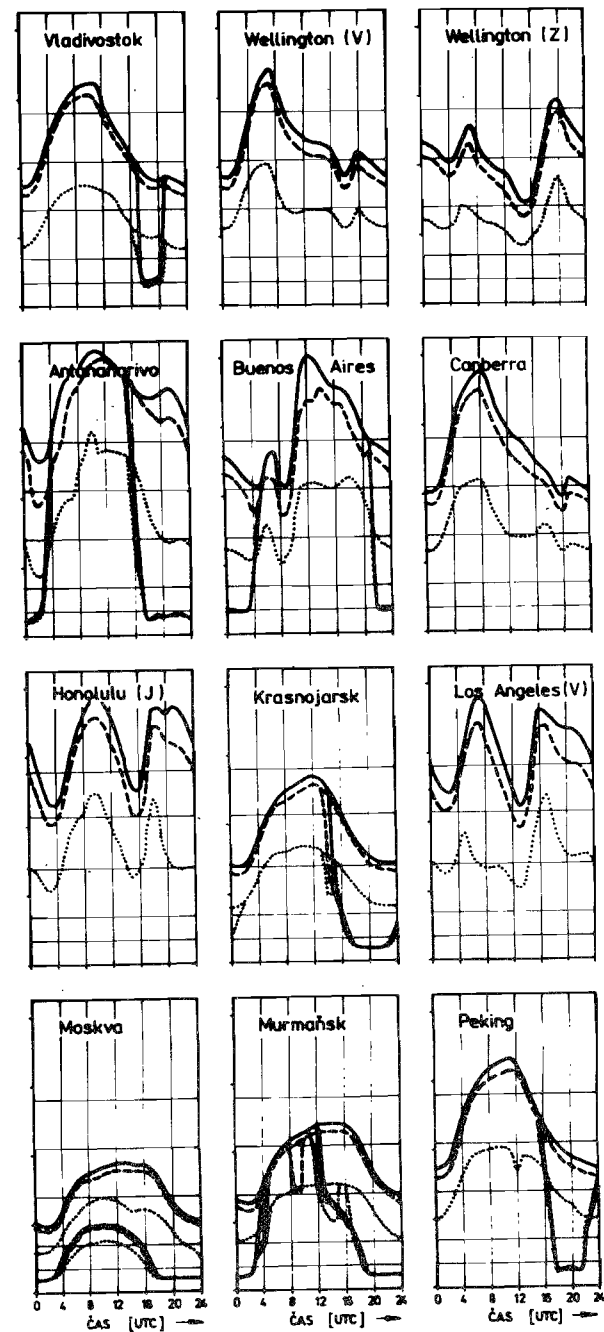




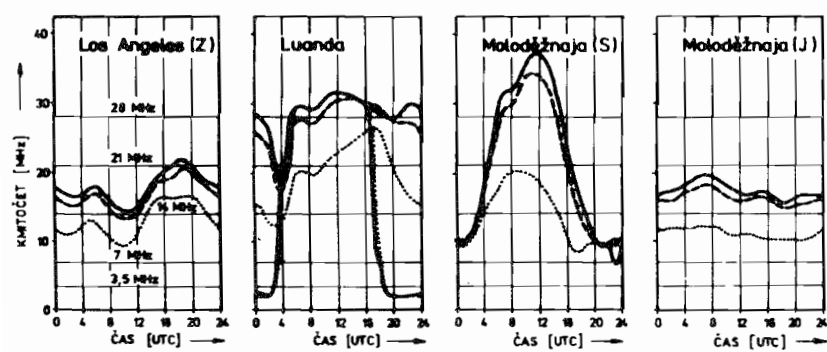
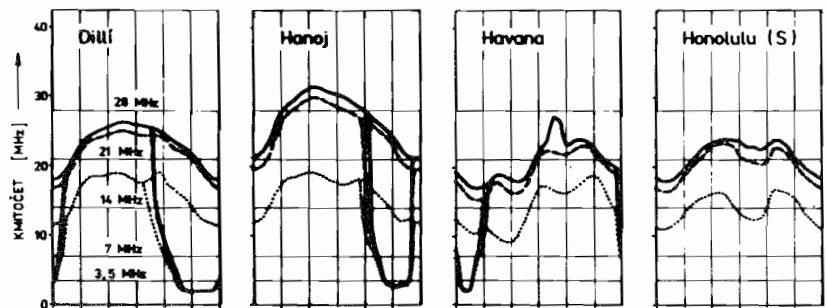
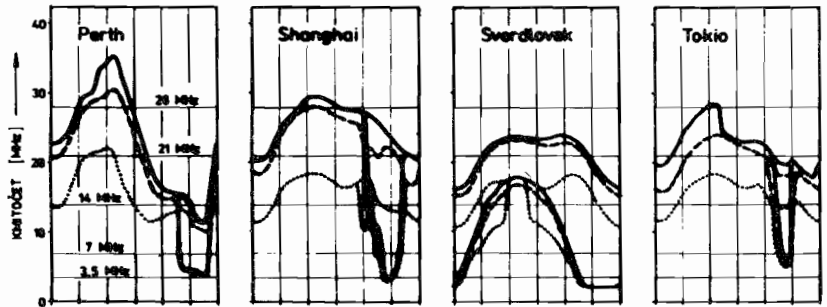
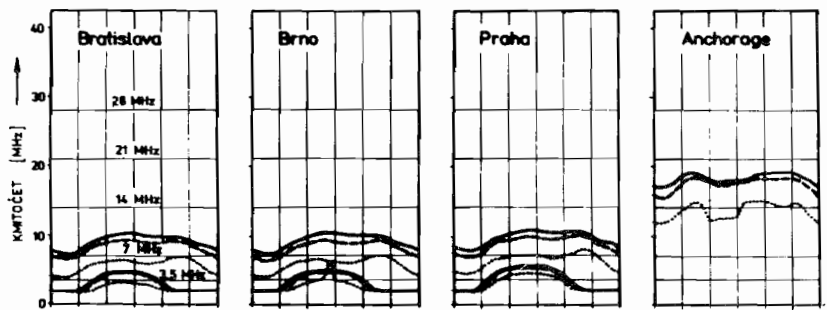
Březen



Duben



Duben

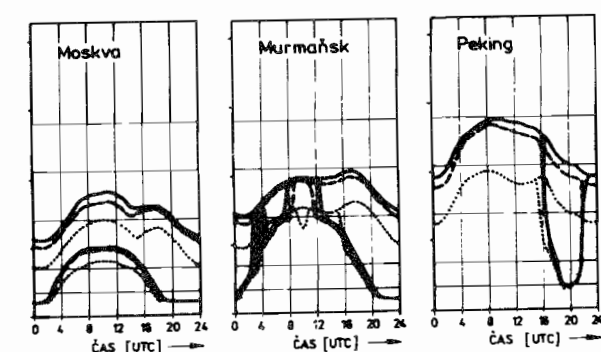
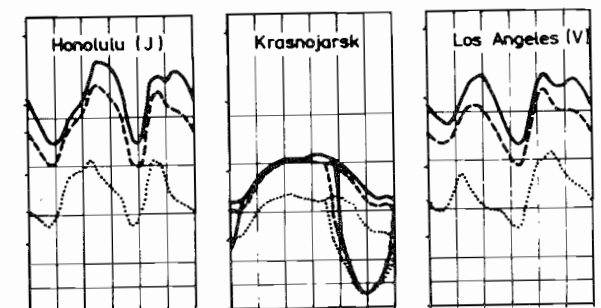
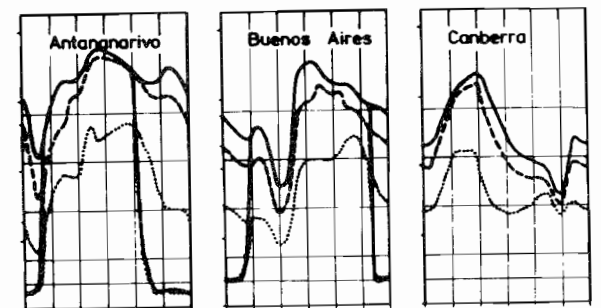
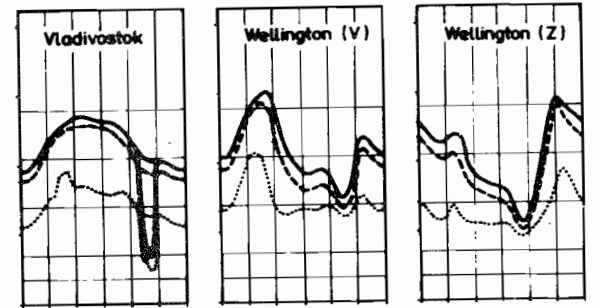


— $f_{F2} = 200$

--- $f_{F2} = 180$

..... $f_{F2} = 75$

Kvėten

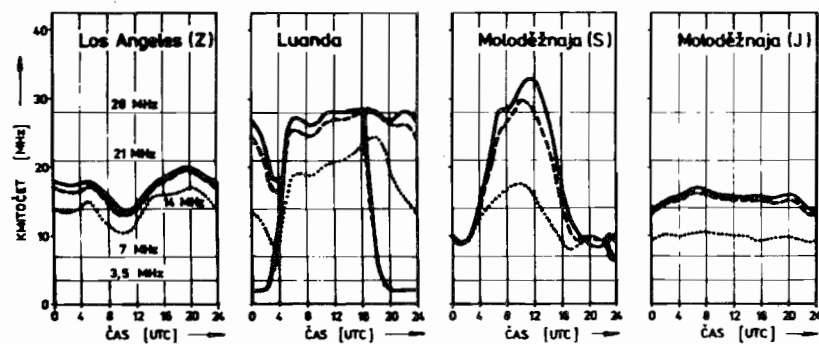
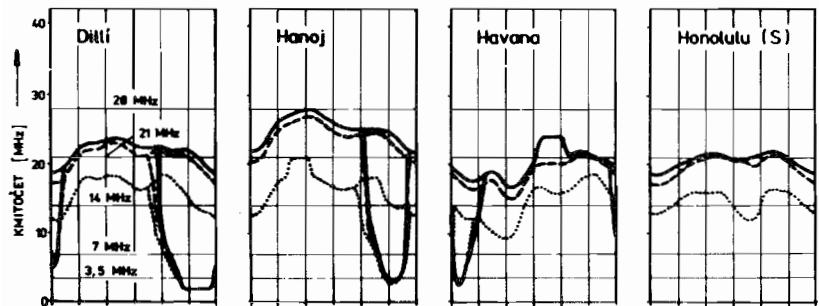
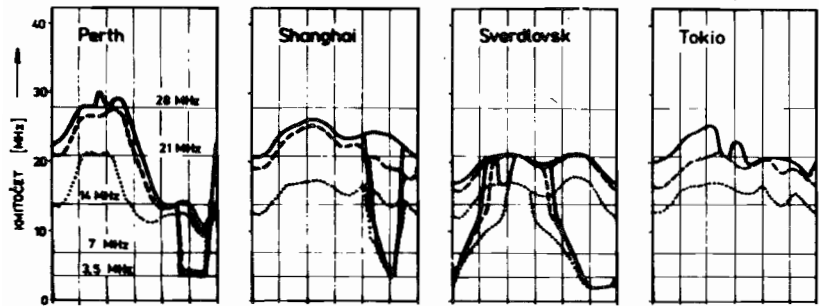
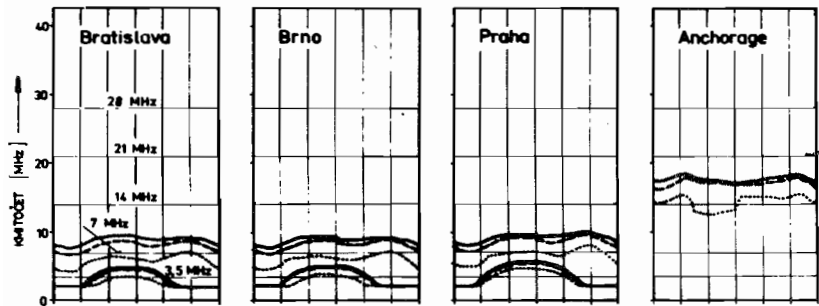


ČAS [UTC]

ČAS [UTC]

ČAS [UTC]

Kvėten

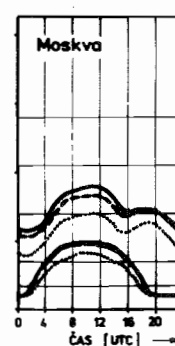
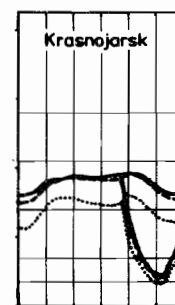
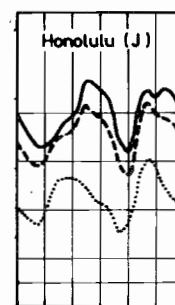
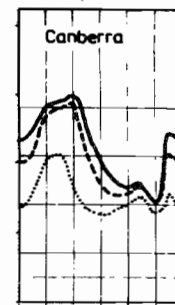
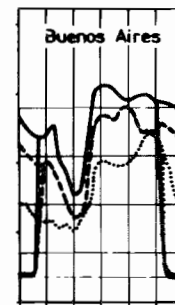
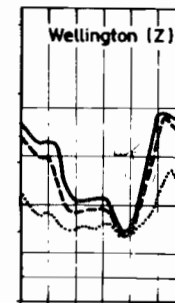
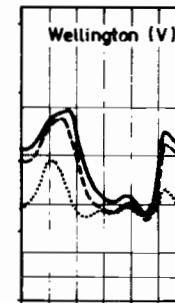
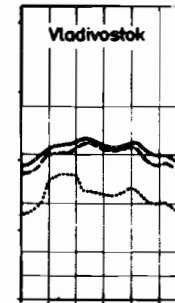


— $f_{p2} = 200$

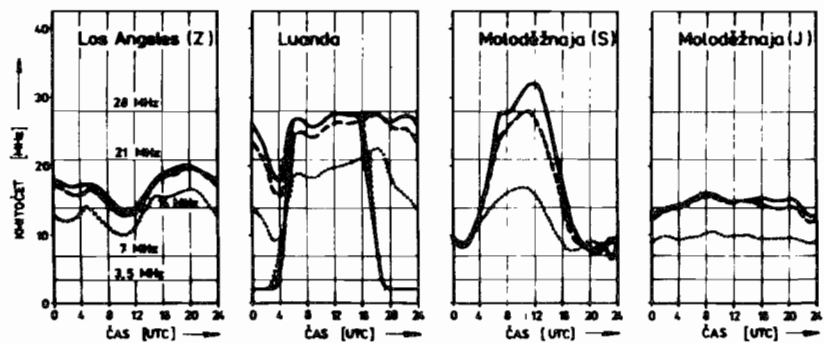
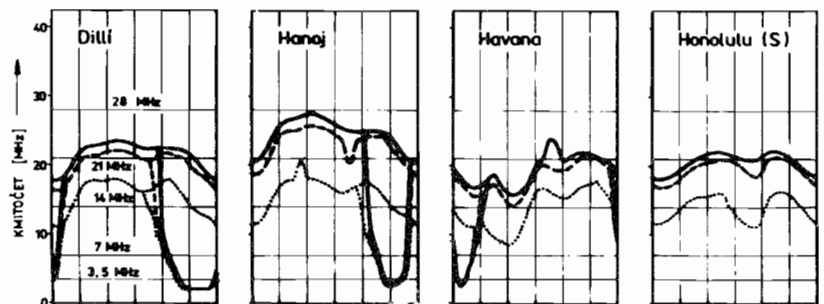
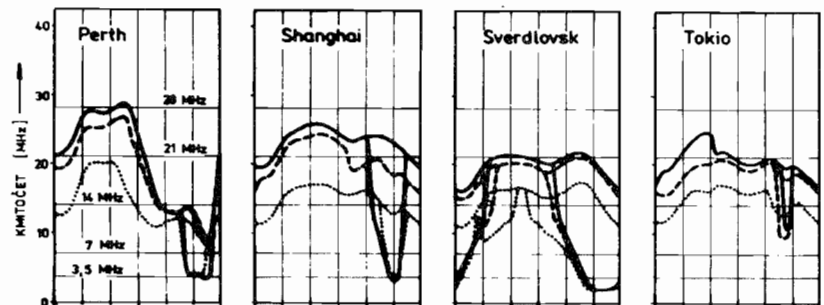
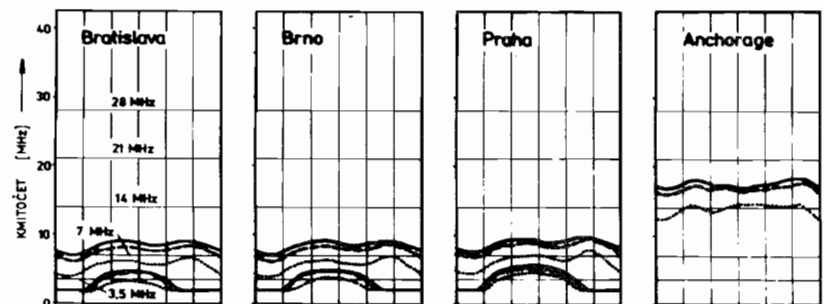
--- $f_{p2} = 180$

..... $f_{p2} = 75$

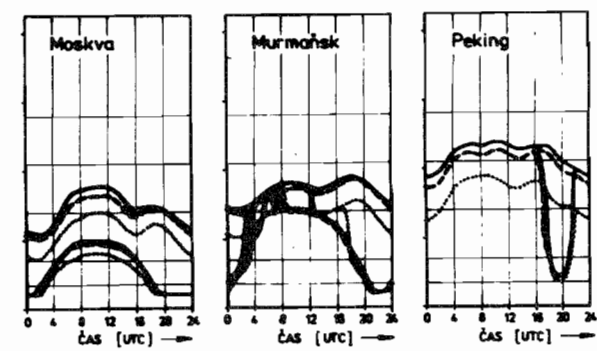
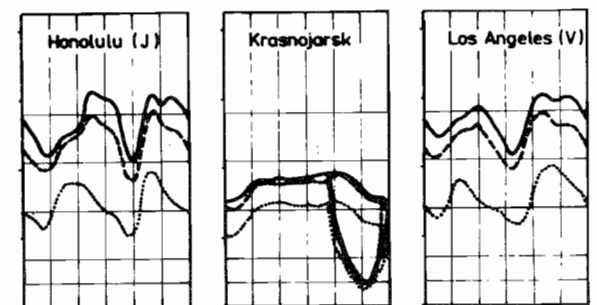
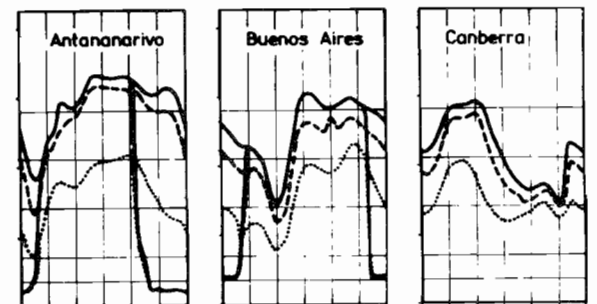
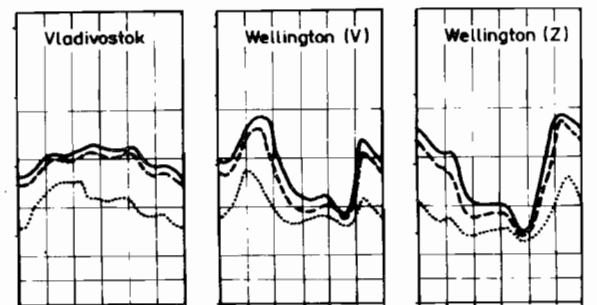
Červen



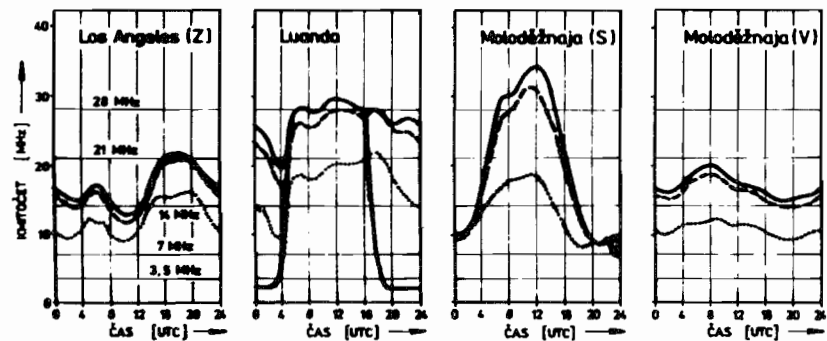
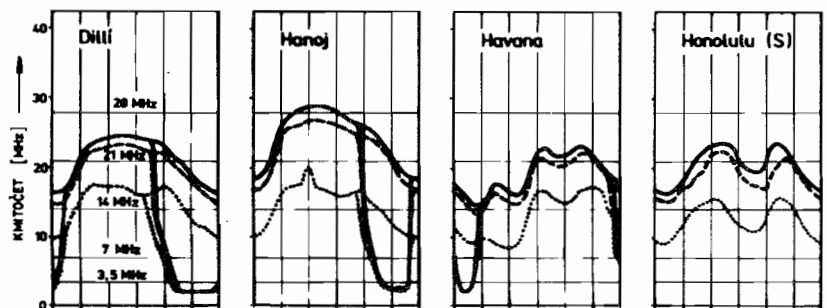
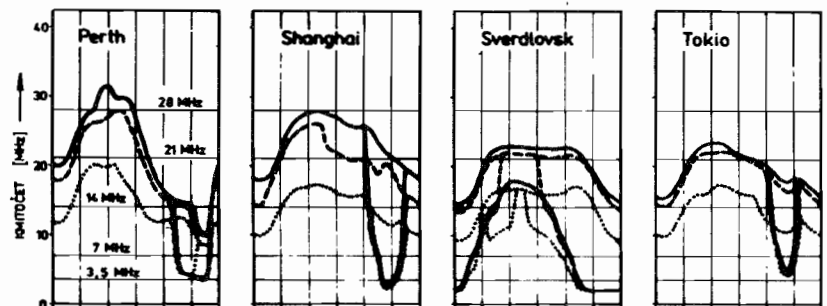
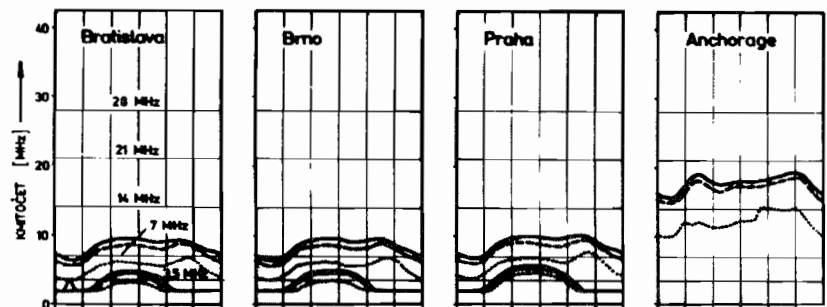
Červen



— $f_{F2} - 200$ - - - $f_{F2} - 100$ $f_{F2} - 75$ Červenec



Červenec

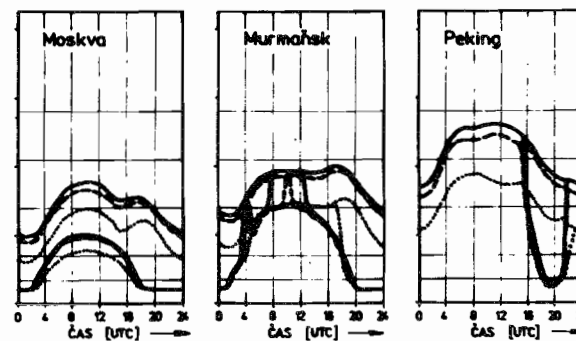
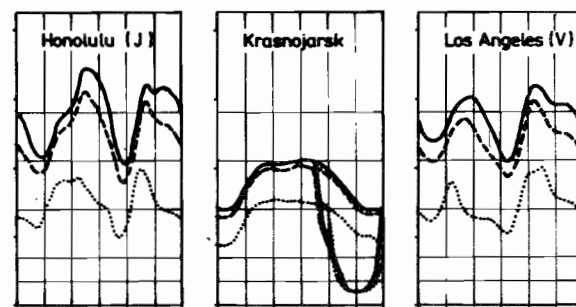
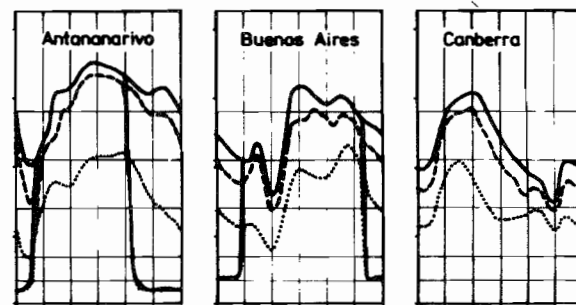
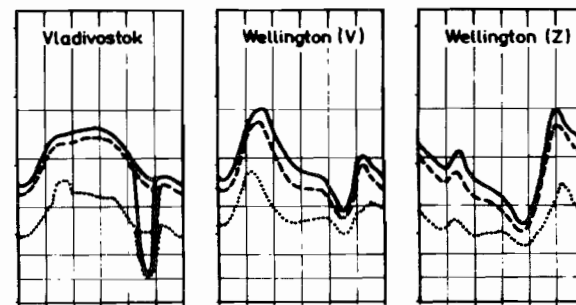


— $\theta_{F2} = 200$

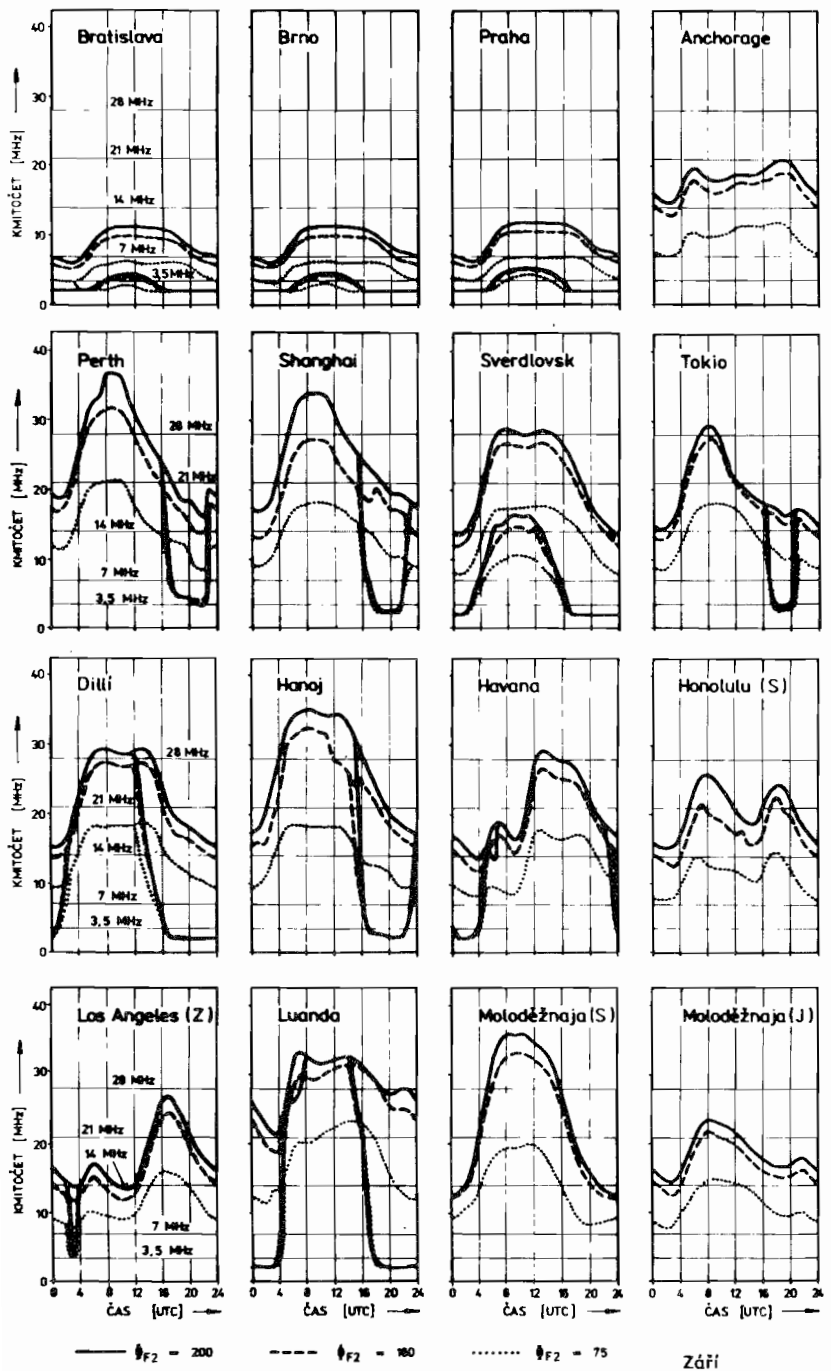
- - - $\theta_{F2} = 100$

..... $\theta_{F2} = 75$

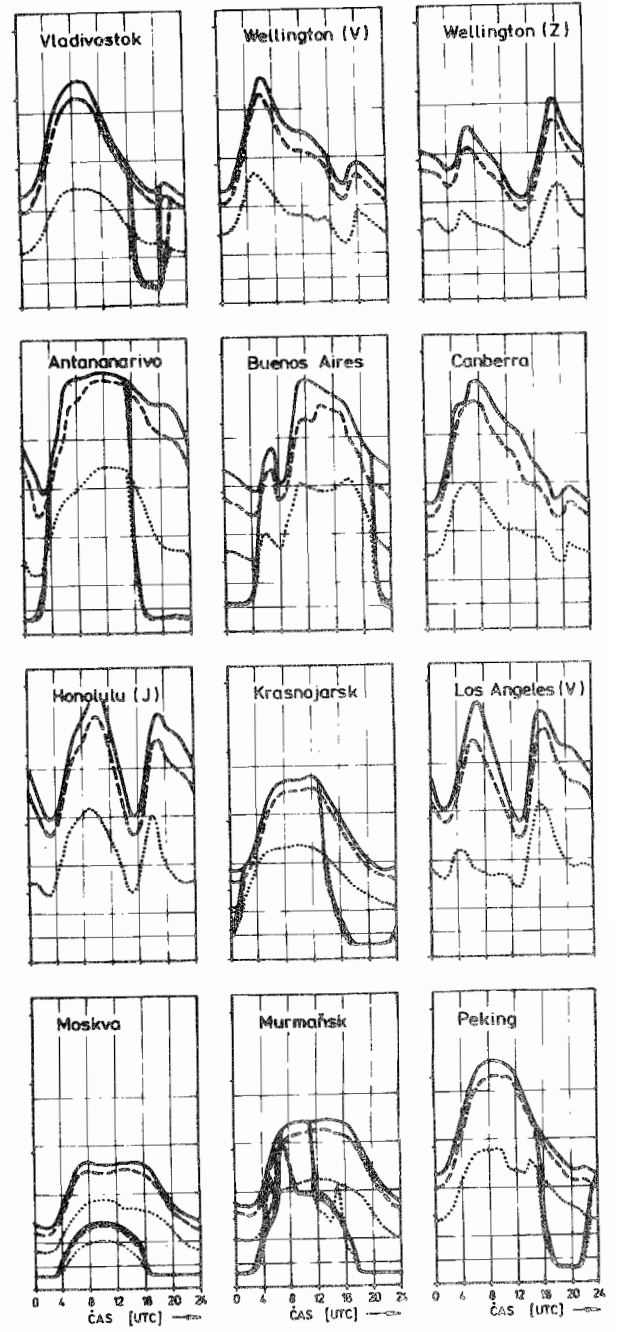
Srpen



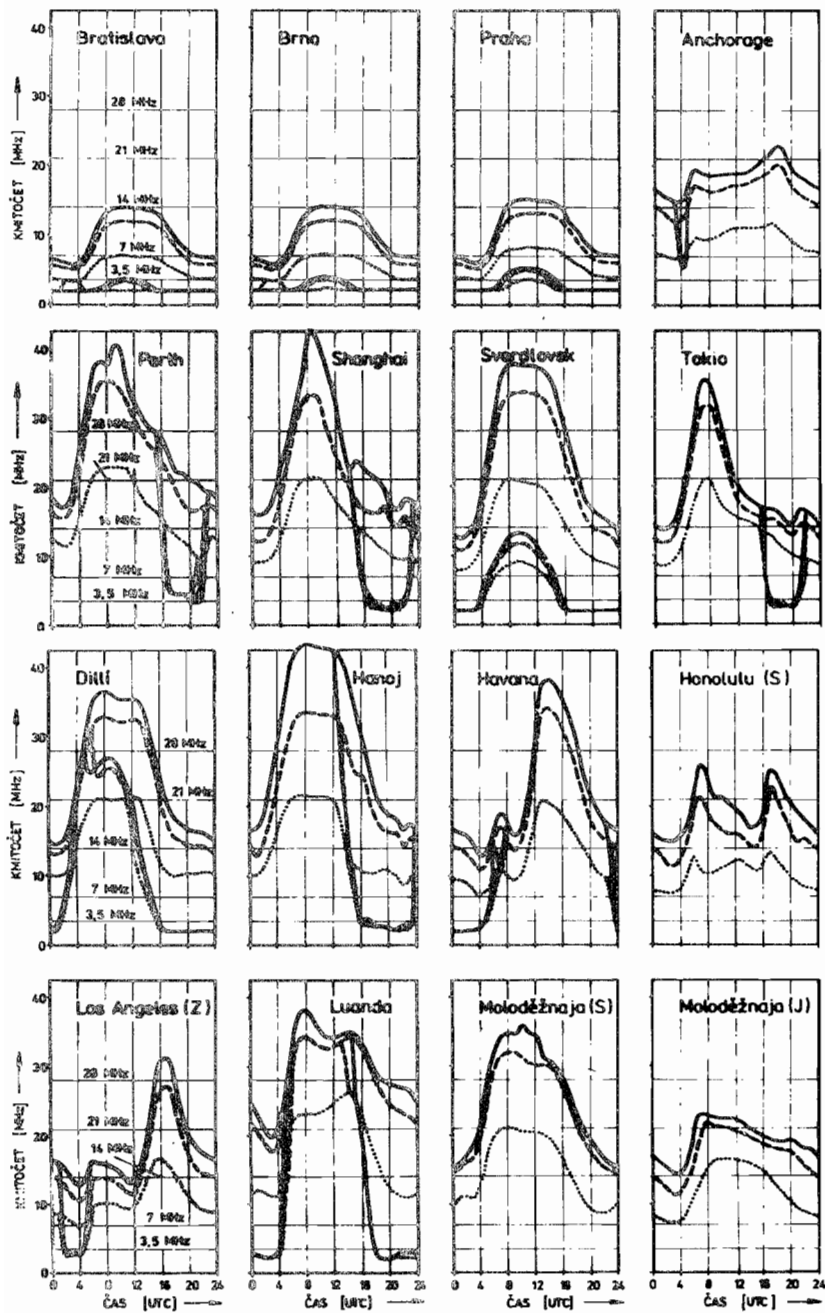
Srpen



Září

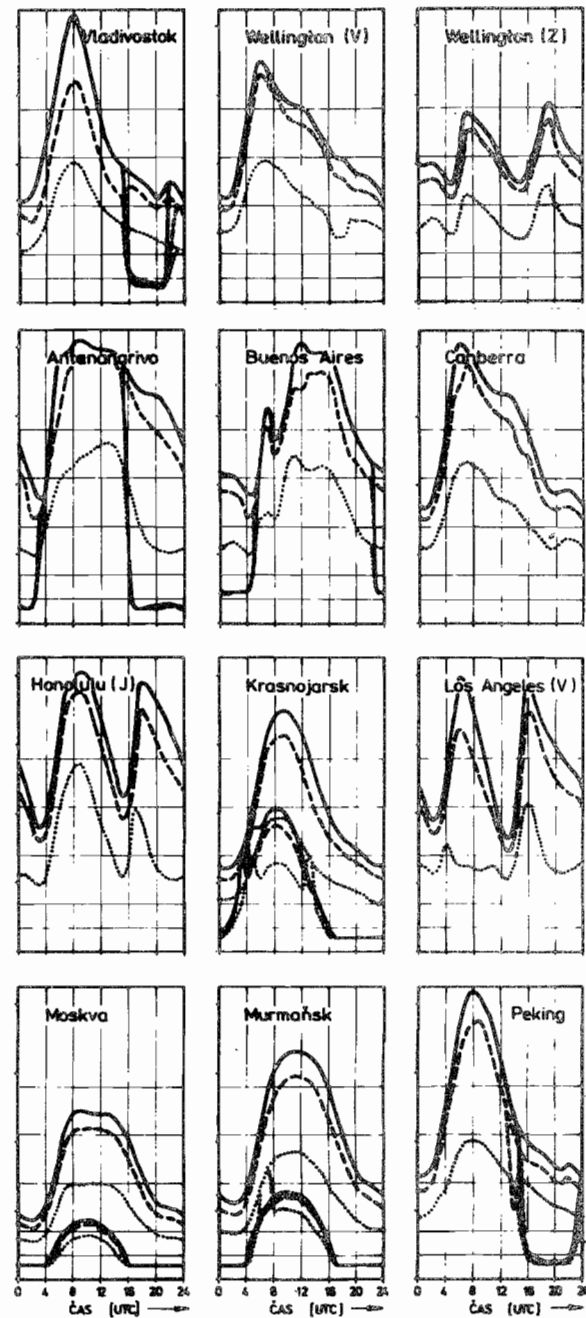


Září

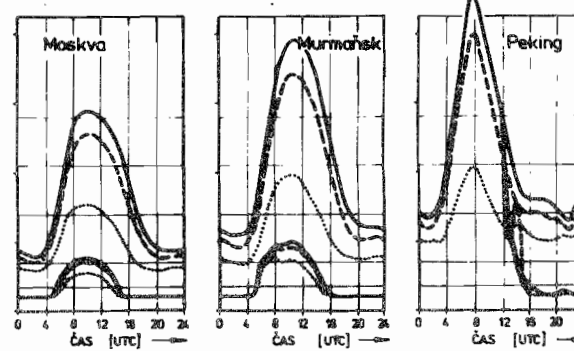
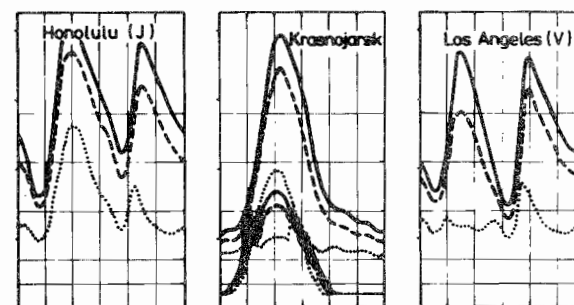
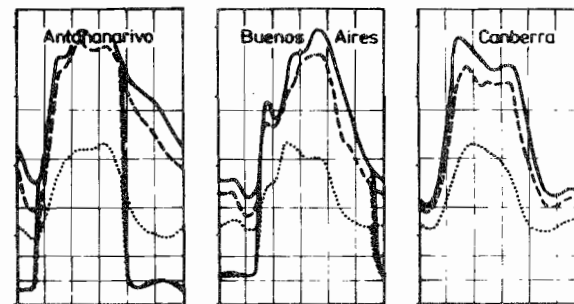
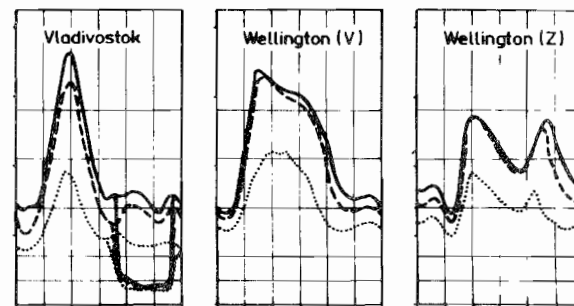
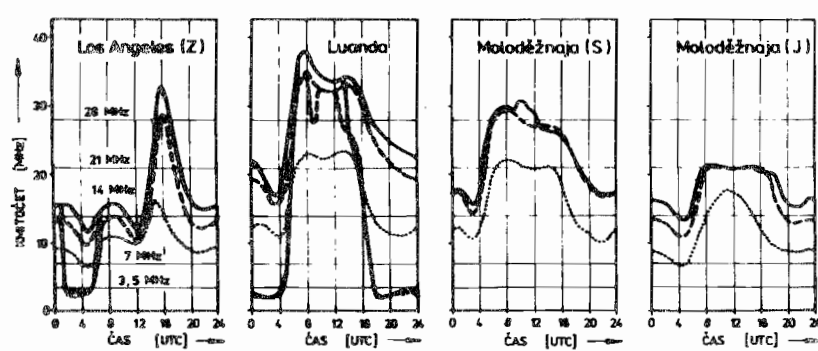
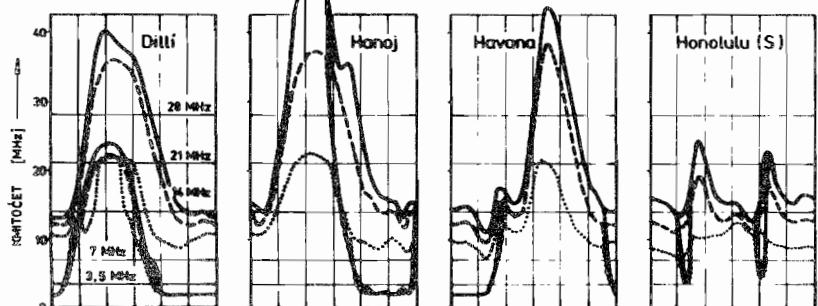
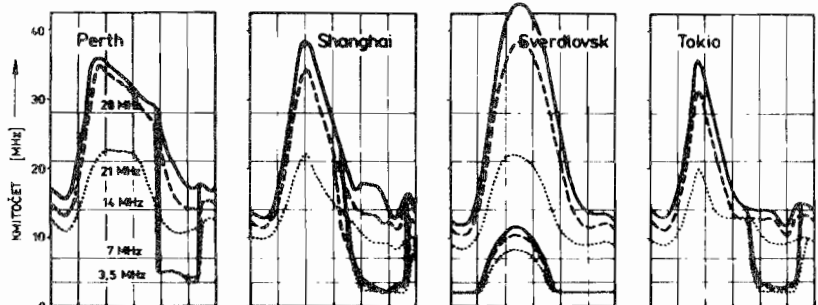
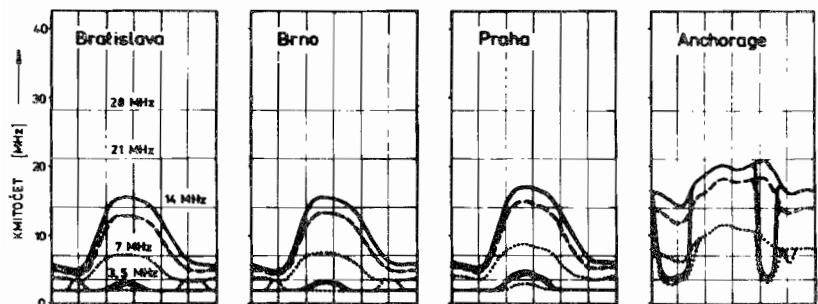


——— $\theta_{72} = 200$ - - - $\theta_{72} = 150$ $\theta_{72} = 75$

Říjen

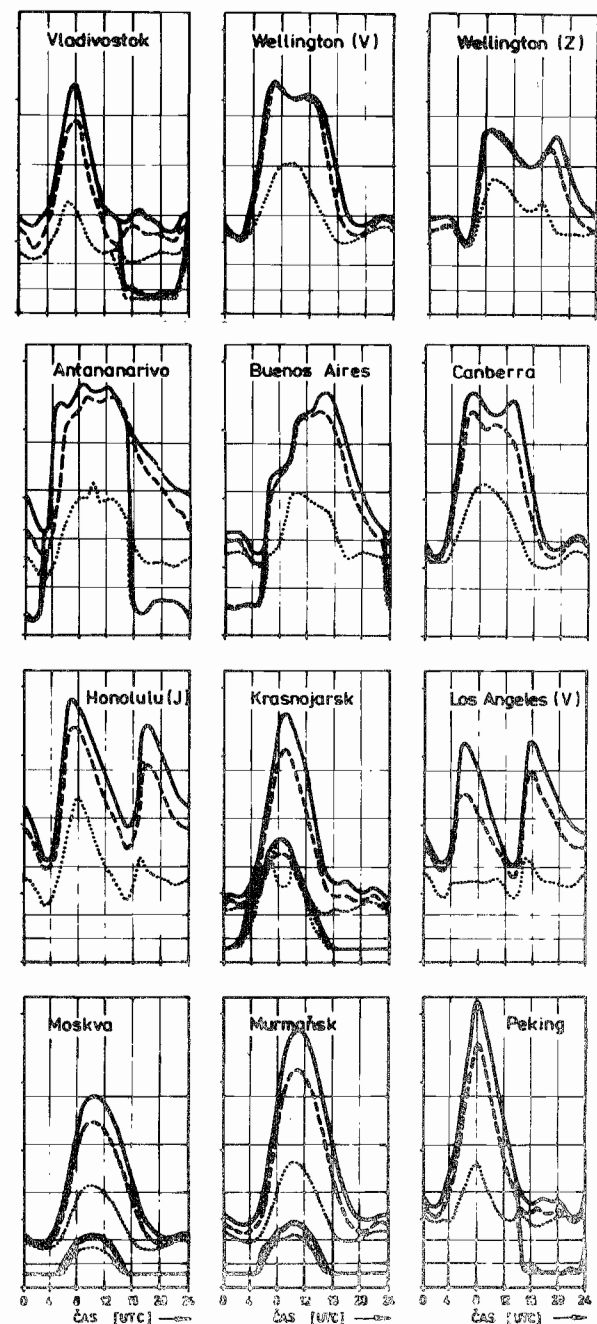
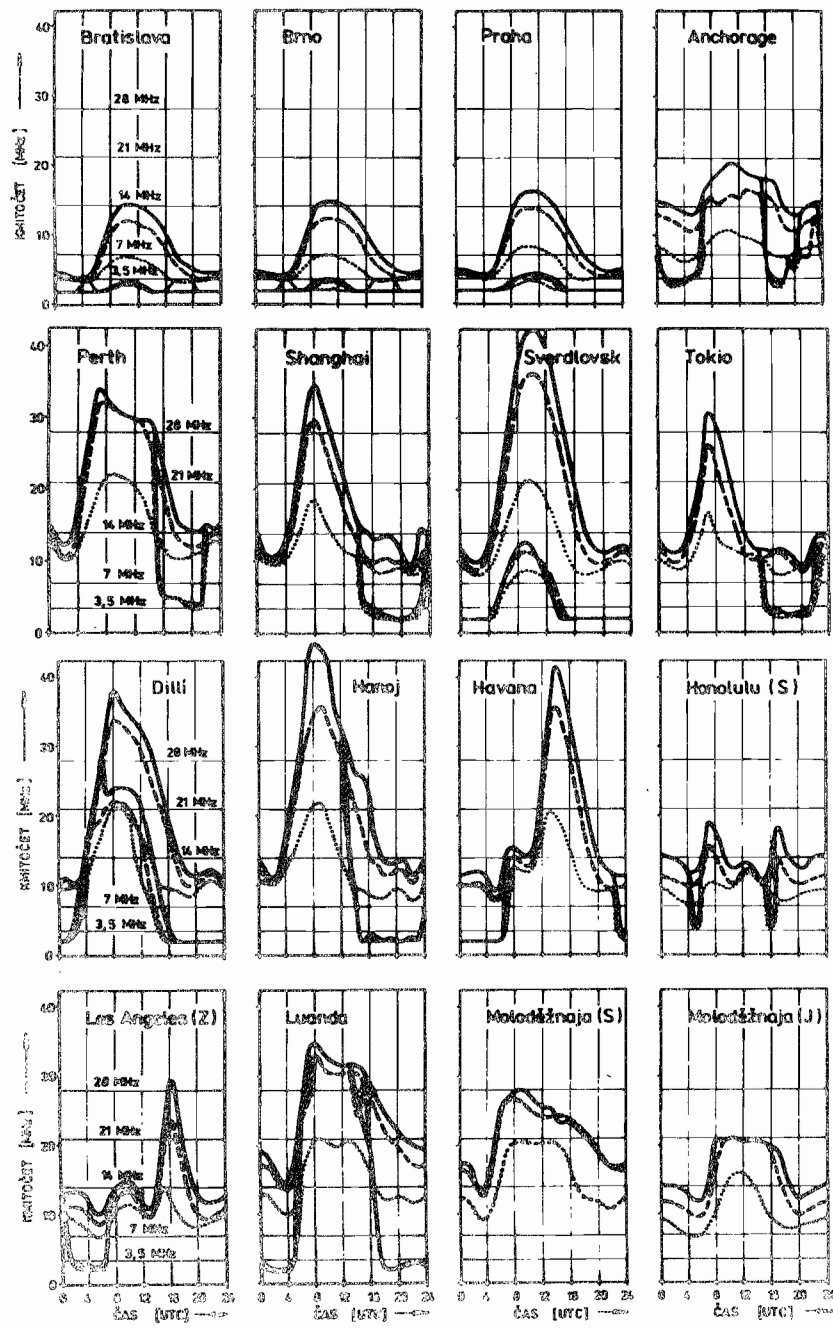


Říjen



——— $f_{F2} = 200$ - - - - $f_{F2} = 150$ ····· $f_{F2} = 75$ Listopad

Listopad



————— $f_{oF2} = 200$
 - - - - - $f_{oF2} = 100$
 $f_{oF2} = 75$
 Prosinac

Prosinec

Literatura

- [1] *Vopička, V.*: Praktické využití dosavadních poznatků o šíření vln. KVAČ, duben 1931, str. 116–117.
- [2] *Krakeš, V.*: Jak se šíří elektromagnetické vlny Hertzovy, zvláště krátké a ultrakrátké, ionosférou, stratosférou, troposférou. Plzeň 1935.
- [3] *Kostecký, F.*: Kdy mám poslouchat DX. Krátké vlny 2 (1936), str. 56–57.
- [4] *Lhotský, V.*: Zvláštnosti šíření elektromagnetických vln. Krátké vlny 2 (1936), str. 60–61.
- [5] *Chvojková, E.*: Metoda ionosférických prognóz. Academia, Praha 1958.
- [6] *Joachim, M.*: Pokroky v oboru dlouhodobých předpovědí dálného šíření dekametrových vln. Academia, Praha 1978.
- [7] *Pavliuk, P.*: Předpovědi indexu ionosférického šíření sekretariátem C. C. I. R. Journal des télécommunications, leden 1984.

Změny v seznamu prefixů a zemí

Opravit anebo doplnit následující prefixy:

BT, BY	China
CT, CQ, CR, CS	Portugal
CUL-0	Azores
F, FA-FE	France
FT8W	Crozet
FT8X	Kerguelen Isl.
FT8Z	Amsterdam and St. Paul Isl.
KH1	Baker, Howland
KH2	Guam
KH3	Johnston Isl.
KH4	Midway Isl.
KH5K	Kingman Reef
KH5	Palmyra, Jarvis
KH0	Mariana Isl.
KP5	Desecheo Isl.
TK	Corsica
T7	San Marino
V2	Antigua, Barbuda
V3	Belize
V4	St. Kitts, Nevis
V85	Brunei
XX9	Macao
ZL7	Chatham Isl.
ZL8	Kermadec Isl.
ZL9	Auckland and Campbell Isl.
ZK3	Tokelau Isl.

Doplnit novou zemi:

ZC4	S.B.A. Cyprus
-----	---------------

Vyškrtnout zrušené země:

HK0	Bajo Nuevo
HK0, KS4	Serrana Bank
8Z4	Saudi Arabia/Iraq N. Zone

Vyškrtnout zrušené prefixy:

M1, R, všechny UK prefixy, VP1, VP2A, VP2K, VP2S, VS5, ZE, ZM7, 8Z4.

Od poloviny roku 1984 došlo k podstatné změně prefixů v SSSR: do volačky je opět včleněno administrativní rozdělení SSSR na republiky a oblasti; v RSFSR jsou vydávány prefixy UA, RA, UV, RV, UW, RW, UZ, RZ a další prefixy jsou v záloze. Oblast zde určuje číslo v prefixu a první písmeno suffixu volačky. V ostatních SSR určuje oblast první písmeno suffixu a číslo v prefixu nemá s oblastí žádnou souvislost; čísla v prefixech vycházejí z tradičního číslování a v evropských SSR se budou objevovat nejprve čísla 1 až 6, v asijských SSR čísla 7 až 0. Po vyčerpání těchto kombinací se budou vydávat prefixy i se zbylými čísly – nyní jsou však v záloze spolu s řadou dalších prefixů (např. UN, UY atd.). Kolektivní stanice v RSFSR mají nyní prefixy UZ a RZ a později UW a RW, v ostatních republikách je obvykle v prefixu kolektivky jiné číslo než dříve obvyklé – např. UL8, UM9, UQ1 atd. V třípísmeném suffixu mají kolektivní stanice vždy poslední dvě písmena ze serie WA – ZZ. Prefixy začínající písmenem E, které má přiděleny SSSR, budou vydávány pouze pro speciální stanice při významných příležitostech.

Závěr

Čtvrtý svazek Amatérské radiotechniky a elektroniky je poslední. Dílo zůstává nedokončeno. I kdyby bylo možné pokračovat ve vydávání, stěží by se podařilo zvládnout a vyčerpát celou tematiku.

Snažili jsme se věnovat pozornost základním poznatkům. Podobně jako osvědčené zahraniční příručky předkládáme ověřené amatérské konstrukce a přinášíme, i když jen částečné, informace o přístrojích, které pro amatéry-vysílače vyrábějí některé průmyslové podniky.

V rámci daných možností jsme věnovali pozornost novým technickým postupům, které do radiového sdělování přináší elektronika, protože amatér-vysílač se už neobejde bez integrovaných obvodů, mikroprocesorů a výpočetní techniky.

Celou čtyřsvazkovou publikaci zpracovali amatéři. Jedinou výjimkou v autorském kolektivu je dr. Petránek, který však jako jeden z vedoucích pracovníků Inspektorátu radiokomunikací a dlouholetý tajemník komise pro zkoušky radiooperátorů má k amatérům blízko a je jim přátelsky nakloněn.

Děkujeme nakladatelství Naše vojsko za to, že zařadilo Amatérskou radiotechniku a elektroniku do svého edičního programu a tiskárně v Ústí nad Labem za vzorné provedení obtížné sazby.

Za kolektiv autorů
Dr. Ing. Josef Daneš, OK1YG

Doplňky a poznámky

K obr. 6.15 Gunnův oscilátor pro pásmo 24 GHz.

Oscilátor je sestaven ze dvou bloků přesně zabroušených a sešroubovaných deseti šrouby M2. Všechny kovové díly jsou vyrobeny z mědi, aby byl zajištěn dobrý odvod tepla. Je vhodné používat Gunnových diod o malém výkonu 10 mW. Ne dosti zřetelný údaj u kóty 4,5 zní: šířka otvoru 10,6. Odpor 4j7, tranzistor KD 136 a termistor 1 k musí být přimontovány k tělesu mikrovlnného generátoru tak, aby byl zajištěn dobrý odvod tepla.

K obr. 6.33 koaxiální směrový vazební člen:

Základním tělesem je trubka s drážkou nebo plech stočený do tvaru trubky se štěrbinou. Průměry D a d se volí podle konektorů, je však nutno zachovat poměr D/d podle požadované charakteristické impedance Z_0 . Délka smyček je asi 10 až 35 mm, nejvýše čtvrtina délky vlny. Delší smyčka lépe váže, je přesnější a směrovější. Na připojení konektorů se nemají vyskytovat nespojitosti, zejména na straně zátěže. Ostatní rozměry nejsou kritické. Při vestavení do přístrojů pro účely reflektometrických ochran a měřicích, resp. kontrolních sond je možno namontovat germaniové detekční diody např. GA 206 přímo na výstupy smyček A a B a vyrobit vše z ocelového cínovaného plechu tl. 0,5 bez konektorů.

Při nastavování připojíme generátor a pokud možno přesnou zátěž. Hloubku zasunutí smyček do štěrbin vedení a hodnoty odporů R_1 a R_2 upravíme tak, aby na výstupu B bylo minimální napětí a na výstupu A napětí požadované, stejně i při otočení celého reflektometru.

K obr. 6.45 Příklad současného využití varaktoru jako násobiče a výkonového směšovače do pásma 10 368 MHz.

Přepážku tl.8 vytvoří dvě komůrky výšky 20 mm. Šířka obou komůrek je shodná s šířkou vlnovodu. Na výstup musí být zařazen filtr 10,368 GHz, aby nerušil signál 10,224 GHz.

Příklad výkonových úrovní, případně doladění podle použité diody:

Buzení 3 408 MHz	120 mW
Vstup SSB 144 MHz	150 mW
Výstup trojnásobku 10,224 GHz	27 mW
Výstup SSB 10,368 GHz	8 mW

Obr. 8.24 Průběh charakteristické impedance Z_0 a výsledné relativní permitivity útvaru $\epsilon_{r,ef}$ pro různé parametry mikropásmového vedení

Obr. 8.25 Průběh charakteristické impedance Z_0 a výsledné relativní permitivity útvaru $\epsilon_{r,ef}$ pro další parametry mikropásmového vedení

Grafy na obr. 8.24 a 8.25 představují závislost vlnového odporu vedení o daném tvaru. V tomto případě jde o mikropásky o šířce w , tloušťce t , jež se blíží 0, vzdálenosti od vodivé plochy h a permitivitě substrátu naneseného na vodivé ploše. Celkový útvar má výslednou relativní permitivitu $\epsilon_{r,ef}$, jejíž průběh je v grafu rovněž znázorněn.

Příklad: Najděte velikost odporu Z_0 a výsledné permitivity u mikropásku o rozměrech: $h = 1$ mm, $w = 4,7$ mm, umístěného na substrátu GaAs ($\epsilon_r = 12,9$), který je nanesen na vodivou plochu.

Řešení: Na obr. 8.25 si v grafu vyhledáme hodnotu daného poměru $\frac{w}{h}$, tj. v našem případě 4,7. Pak vyhledáme křivku pro $\epsilon_r = 12,9$ a přečteme odpovídající hodnotu $Z_0 = 16$. Efektivní hodnota relativní permitivity útvaru $\epsilon_{r,ef}$ bude 12,4.

Legenda pod obr. 6.12b:

- 1 Těleso rezonátoru (hliník 40 × 40)
- 2 Střední vodič (mosaz \varnothing 2,5)
- 3 Clona s vazebním otvorem (hliníkový plech tl. 1)
- 4 Šroub s diodou M6 (měď $l = 20$)
- 5 Útlumový kužel ze ztrátové hmoty

- 6 Ladicí šroub s keramickou tyčkou
- 7 Vlnovod R100
- 8 Přítlačná pružina (ocelový drát \varnothing 0,2)
- 9 Chladič
- 10 Matice M6
- 11 Matice
- 12 Gunnova dioda

Vysvětlení:

- a) Vlnovod se musí připevnit čtyřmi šrouby tak, aby pevně přitiskl clonu k dutině rezonátoru. Vazební otvor může být umístěn na vlnovodu celkem kdekoli, uprostřed zkratu, v boční nebo i širší stěně. Důležité je, aby směr osy diody a napájecího vodiče 2 souhlasil se směrem elektrické složky pole ve vlnovodu, tj. byl napříč užšího profilu, nebo ve směru šíření podél vlnovodu, je-li otvor v širší stěně.
- b) Šroub 4 musí být měděný, aby byl zajištěn dobrý odvod tepla. Snad jen u nejslabších malovýkonových diod by mohl být mosazný, postříbřený nebo bronzový.
- c) Dolaďovací šroub 6 nesmí zasahovat do rezonanční dutiny, ladí jen vsunováním keramické tyčky. Tenké keramické tyčky jsou v některých elektronkách. Tyčku zalepíme Epoxidem.
- d) Útlumový kužel 5 má kuželovou část asi 10 mm dlouhou, nesmí zasahovat do otvoru \varnothing 12, do otvoru \varnothing 5 je těsný, střední vodič 2 prochází volně, lehce bez vůle. Kužel se odlévá nebo obrábí ze směsi karbonylového železa a epoxydové pryskyřice 4:1 (váhové díly, co nejhustší). Vznikne hmota podobná ferrocartu. V nejvyšší nouzi by mohl kužel být i z texgumoidu. Pokud kužel vyrobený nouzově z náhradní hmoty tlumí dostatečně, je možné vyzkoušet mikrovlnnou detekční diodou s měřidlem. Zkusíme, zda přívod napájení příliš nevyzařuje.
- e) Hloubkou zašroubování šroubu do diody se nastavuje přizpůsobení diody (na nejvyšší výkon). Závit šroubu musí být dokonale hladký, po nastavení do správné polohy se musí pevně zajistit kontramatkou.
- f) V tomto oscilátoru fungují dobře diody AA 723A, VCG 200, VCG 222, ale i jiné.
- g) Dioda 12 do šroubu 4 může být zasunutá, zašroubována, ale nejlépe je ji zaletovat, aby byl zajištěn dobrý odvod tepla. Neletujte transformátorovou páječkou, ta snadno diodu přehřeje a zničí. Pájka může být kadmiová 140 °C, aby letování proběhlo při nižší teplotě. Chladičí šroub se nikdy neohřeje tak, aby dioda vyletovala.
- h) Chladič 9 je vyroben z jakéhokoli hliníkového nebo měděného žebrovaného profilu. Použijeme-li Gunnovku malovýkonovou (AA 723A, VCG 200), může chladič odpadnout.
- i) Přítlačnou pružinu opřeme i ozolační pásek s letovacím očkem na přívod napájení, nebo spíše zajistíme na plošný spoj stabilizátoru napětí, je-li přimontován na těleso rezonátoru 1.
- j) Střední vodič 2 můžeme přiletovat na konci k přívodnímu kabelu a podle potřeby zkrátit. Druhý konec, kontakt na diodu ale musí být rovně, přesně opracovaný, tam připojuje mikrovlnný proud na nízké impedanci.

Upozornění

V kapitole o měření kmitočtů záznejovou metodou ve II. dílu příručky na str. 549. je jako jeden z referenčních kmitočtů uveden kmitočet 200 kHz stanice Droitwich. V době, kdy II. díl příručky vyšel, v roce 1986, tato informace odpovídala skutečnosti. O dva roky později, v roce 1988, stanice Droitwich se přeladila na kmitočet 198 kHz. S touto změnou je nutno počítat.

Rejstřík

- absorpční kroužek II 509
 absorpční vlnoměr II 549
 A/m II 93
 ampér II 83
 AND II 413
 anténa I 349
 anténa kosočtverečná I 355
 anténa log. per. I 432, II 55
 anténa
 - měření rez. kmitočtu III 238
 anténa
 - měř. vstup. impedance III 238
 anténa
 - právo IV 255
 anténa
 - přepínání III 418
 anténa smyčková I 391
 antenaskop III 239
 anténa šroubovicová II 63
 anténa vertikální I 405
 anténa VKV II 11
 anténa vozidlová II 67
 anténa - zisk II 15
 anténní relé IV 198
 antény zmenšené I 419
 atenuátor II 563
 automat. řízení zesílení III 165
 bezpečnost života na moři I 138
 binární soustava II 409
 bit II 396
 blokování přijímače III 205
 Boolova algebra II 413
 budič SSB 144 MHz IV 13
 cirkulátor IV 189
 citlivost antény IV 226
 citlivost - měření III 190
 citlivost přijímače II 286, III 5
 citlivost přijímače a šum IV 228
 cívky II 215
 číslicová technika II 408
 Clapp II 330
 Colpitts III 121
 Corina I 118
 coulomb I 84
 časovač II 429
 čítač II 425
 ČSV - měření III 243, IV 218
 Decca I 314
 decibel II 152, III 248
 dělič odporový II 134
 demodulace III 45
 demodulace FM III 59, IV 62
 demodulace FM úzkopásmové IV 81
 demodulace (PLL) IV 74
 demodulace SSB III 50
 detektor fázový IV 72
 detektor koincidenční IV 64, 73
 detektor poměrový IV 66
 diagonální zkouška III 221
 digitální stupnice III 405
 dioda II 170
 dioda Gunnova IV 155
 dioda vakuová II 205
 dipól I 361, 378
 diskriminátor fázový IV 64
 diskriminátor krystalový IV 83
 dlouhý drát I 383
 doutnavka zkušební II 508
 Dopplerův posuv I 459
 družice - dráhy I 463
 družice - přehled I 445
 dvoutónová zkouška III 219
 dvoutónový generátor IV 121
 DX I 10
 dynamický rozsah III 11
 dynamický rozsah - měření III 202
 elektronický klíč II 433
 E vrstva I 245
 EXCLUSIVE II 414
 F9FT II 34, 37, 43
 farad II 108
 fázový detektor IV 78
 fázový detektor nesymetrický IV 72
 fázový diskriminátor IV 64
 fázový závěs III 130
 FET II 107
 filtr bilitický IV 45
 filtr Čebyševův III 248
 filtr krystalový III 343, IV 37
 filtr pásmový III 416
 filtr SSB III 325
 filtr vlnododový IV 151
 fotoefekt II 178
 frontální systémy I 259
 GDO II 551
 generátor CW a SSB (měření) III 211
 generátor dvoutónový II 558
 generátor mikrovlonný IV 153
 generátor nf II 557
 generátor nosné III 339
 generátor rozmitaný II 561
 generátor SSB - měření III 223
 generátor šumu II 566
 generátor vf II 559
 geostacionární dráha I 476
 GP I 398, II 25
 gunnplexer IV 180
 Hartley III 120
 HB9CV I 430
 helical III 154
 henry II 95
 hláskování I 174
 hysterézní smyčka II 97
 identifikace stanic I 75
 impedance II 122
 impedance antény II 15
 impedance antény - měření III 238
 impedance
 - mikrovlonný IV 172
 indukce II 92, 141
 indukčnost - měření II 522
 intercepční bod III 442
 inverse I 277
 INVERT II 413
 inverted V I 382
 inosféra I 206
 kapacita II 107, 136, 222
 kapacita - měření II 527
 klíč telegrafní II 391
 kmitočty - měření II 545
 kmitočty
 zrcadlový - potlačení III 208
 kmitočty - přidělení I 58
 kmitočtová ústředna II 308
 kód Q I 150
 kód SIO I 128
 kód SINPO I 128
 kód Z I 170
 koincidenční detektor IV 64, 73
 komprese III 286
 krystaly
 - úprava kmitočtu II 319
 lichoběžníková zkouška III 221
 lodní kmitočty I 67
 logické funkce II 413
 loran I 312
 magnetosféra I 197
 magnetostrikční jev II 215
 majáky amatérské I 240
 MAYDAY I 108
 Mazák IV 101
 meziplanetární prostor I 194
 měření indukčnosti II 522
 měření kapacit II 527
 měření kmitočtů na mikrovlonných IV 162
 měření napětí a proudů II 510
 měření odporů II 519
 mf kmitočty
 - potlačení III 208
 mf zesilovač IV 55
 mf zesilovač VXXV IV 51
 mf zesilovač 10,7 MHz IV 60
 mikrofon III 276
 mikropočítač II 462
 modelářství I 38
 modulace III 263
 modulace fázová III 451
 modulace kmitočtová II 273
 modulátor III 278
 modulátor FM IV 28
 modulátor FM 145 MHz IV 107
 MOSFET II 198
 MUF II 226
 multivibrátor astabilní II 435
 můstek stejnosměrný II 517
 můstek střídavý II 518
 MVT I 30
 NAND II 414, 419
 napaječ I 358
 násobič kmitočtu II 298
 navigace I 298
 navigace družicová I 322
 navigace hyperbolická I 309
 NOR II 414
 obvody integrované II 200
 obvody klopné II 422
 obvody RC II 227
 obvody RLC II 243
 obvody soustředěné selektivity IV 48
 odolnost proti silným signálům III 196
 odpor II 83, 131
 odpor - měření II 519
 odpor vnitřní II 148
 Omega I 318
 omezovač poruch III 176
 OR II 413
 oscilátor III 107
 oscilátor Gunnův IV 158
 oscilátor krystalový II 312, 361
 oscilátor LC II 352
 oscilátor
 - měření stability III 208
 oscilátor zaznějový III 176
 osciloskop II 569
 paketový provoz III 452
 PAN I 117
 parabola II 52
 pásmová propust II 263
 pásmový filtr II 268
 PEP III 274
 permeabilita II 95
 piezoelektrický jev II 211
 PLL III 130
 plošná konstrukce drátová IV 197
 plošná konstrukce pásková IV 192
 polarizace antény II 28
 polarizace kruhová II 60
 polární záře I 197
 polovodiče II 163
 polovodiče - měření II 530
 poměrový detektor IV 66
 povětrnostní informace I 271

povolovací podmínky I 40
 predikce I 478
 preemfáze, deemfáze II 289
 prefixy amatérské I 182
 prefixy zemí I 17
 premixer III 24
 proud střídavý II 115, 142
 provoz amatérský I 125
 provoz paketový III 452
 provoz radiotelefonní I 94
 provoz radiotelegrafní I 80
 provoz tísňový I 98
 předpony jednotek II 83
 předpověď šíření I 280, II 576
 přijímač 144 MHz CW/SSB IV 5
 přijímač FM vstupní část IV 32, 102
 přijímač KV III 378
 přijímač 3, 6 MHz II 364
 přijímač s přímým zesílením III 23
 příkon, výkon II 151
 přímé směřování III 38
 příruby IV 240
 přizpůsobovací člen IV 191
 přizpůsobovací člen L II 270
 quad I 393, 436, II 34
 radioamatéři II 9
 radiodálnopis I 539
 radiodálnopis – zobrazovací jednotka I 589
 reflektometr II 74, IV 176
 relé tranzistorové II 362
 rezonance – měření II 551
 rezonátor helical IV 34

rezonátor váhový IV 222
 RIT III 124, 439
 ROB I 25
 rušení II 291
 rušení – omezovače III 176
 Sedláček, OK1SE I 7
 sekvencní logické obvody II 422
 selektivita III 16
 selektivita mezikanálová IV 36
 selektivita soustředěná II 261, IV 48
 selektivita zrcadlová IV 36
 slunce I 190
 S-metr III 210
 směšovač II 365, III 92
 směrový vazební člen II 238, IV 177
 SOS I 98
 souprava pro 10 GHz IV 137
 spojení analogové III 449
 spojení digitální III 449
 squeeze II 393, 398
 SSB – fázová metoda III 344
 SSB – filtrační metoda III 316
 SSB na 10 GHz IV 202
 SSB – PLL III 361
 SSB – třetí metoda III 352
 SSB – dynamický rozsah signálu III 353
 SSB – zesilování a směšování III 366
 susceptance otvoru IV 238
 susceptance štěrbiny IV 236
 superheterodyn III 26
 Swan III 124
 symetrisace I 370

symetrizátor štěrbínový II 45
 šifrování zpráv URSI I 234
 šíření vln I 210
 šíření vln – časové zpoždění IV 232
 šíření vln – prognóza I 280, II 576, IV 268
 šíření vln v troposféře I 273
 šum II 162
 šum galaktický IV 227
 šum oscilátoru III 205
 šumové číslo III 195
 šumová teplota antény IV 227
 šumový můstek III 241
 šum zesilovačů IV 233
 T2FD I 402
 telegrafie sportovní I 20
 telegrafní signál III 255
 telegrafní tajemství I 136
 telegrafní značka – kvalita III 222
 termistor II 232
 tesla II 98
 TPTG II 327
 transceiver KV III 377
 transceiver SSB/CW KV III 391
 transceiver CW/SSB 144 MHz IV 5
 transceiver VKV III 446
 transceiver 3,6 MHz II 360
 transformace čtvrtvlnná II 240
 transformátor II 234
 transvertor 145/1296 IV 113
 transvertor 145/2320 IV 125
 tranzistor II 181
 tranzistor MESFET IV 187
 trioda II 208
 troposféra I 263

troposférický šum I 270
 trychtýř II 50
 TTL II 416
 UIT – publikace I 69
 umlčovač šumu IV 92
 up konvertor III 30, 153
 URSI I 233
 útlum proměnný IV 189
 útlum trasy IV 224
 útlumový článek II 563
 útlumový článek vstupní III 80
 Vackář III 123, 137
 varaktory násobící IV 157
 varistor II 233
 vazba autotransformátora II 255
 vazba kapacitní II 259
 VCO III 67, 129, 134
 VCXO III 338
 vedení čtvrtvlnné II 240
 vedení páskové IV 192
 VFO II 361, 368, III 119, 127, 386, 401, 410
 vid TEM IV 192
 vlnovod IV 139
 vlnovod – reaktance koliku IV 234
 vlnovodový detektor, směšovač IV 142
 vlnovodový přepínač IV 183
 vlnovodový zatěžovací odpor IV 188
 vlnový odpor IV 220
 vodivost II 86, 160
 volací značky I 74
 volt II 84
 voltmetr elektronický II 534
 VOX III 383
 vstupní obvod III 68
 VXO II 330, 335, III 157
 výkon vysílače – měření III 229
 vysílač SSB 3,5 MHz II

371
 vysílač 145 MHz FM IV 104
 watt II 85
 Weaverova metoda SSB III 352
 W3DZZ I 381, 431
 Yagi VKV II 30, 43, 47
 zákon Biot-Savartův II 93
 zákon Ohmův II 85
 zákony Kirchhoffovy II 133
 zaměřovač I 337
 zdvih – měření III 233
 zesilovač lineární III 227
 zesilovač mf III 142
 zesilovač nf III 179
 zesilovač oddělovací III 124
 zesilovač permaktronový IV 187
 zesilovač vf III 81
 zesilovač vf širokopásmový III 404
 zesilovač 2 GHz IV 134
 zesilovač 10 GHz IV 207
 zkratky amatérské I 176
 zkratky všeobecné I 148
 zkreslení intermodulační III 200
 zkušební osnovy I 51
 zpožďovací linka III 130
 ztráty ve volném prostoru IV 232
 žárovky zkušební II 508
 A 202 D III 290
 A 211 D III 180
 A 220 D III 312, IV 55
 A 223 D III 312, IV 56, 73, 77
 A 225 D III 64, IV 56, 61
 A 244 D III 334, IV 56, 58, 72
 A 283 D IV 57, 59
 AA 603–607 IV 157
 AA 716–728 IV 155

AF 239 S IV 102
 AP 320–325 A2 IV 150
 AP 602 IV 187
 B 222 D III 312
 BC 157 II 569
 BF 245, 246 II 555, III 88, 105, 309
 BF 900, 905, 960 III 163
 BFR 90 IV 123
 BFR 91 IV 115
 BFR 96 IV 115, 129
 BFR 342 IV 127
 BFT 66 III 85
 BFY 90 IV 207
 CA 3089 E III 64
 CD 4027 II 311
 CP 640 III 95, 105
 CP 643 III 309
 GA 206 III 305
 GT 346 V IV 102
 IE 500 III 94
 K 193 IE IV 163
 KA 136, 206, 207 III 116
 KA 236 IV 9
 KA 602, 608, 613 IV 157
 KB 105 III 99
 KB 113 III 314
 KC 147 II 569
 KC 507 I 562, II 374, IV 104, 109
 KC 810 III 310
 KF 124 IV 104, 106
 KF 125, 167, 525 III 162, 173
 KF 173 II 174
 KF 525 III 111, IV 102, 106
 KF 621 IV 106
 KF 907, 910 III 163, 315, 350, IV 148, 207
 KFW 16 IV 207
 KFW 17 III 84, 86, 105
 KM 193 IE IV 163
 KP 303 II 555
 KP 350 III 315, 350
 KP 902, 903 III 309
 KR 193 IE IV 163
 KR 1507 IE IV 163
 KSY 21 IV 18
 KSY 71 II 374, III 111, IV 18

KT 907	IV 18	III 116	TBA 120 U	IV 56	
KT 913	IV 206	MH 7400-7490	I 608	TBA 1205	III 312
KT 925	IV 206	MH 7403	IV 76	TCA 240	III 95
KU 611	II 374	MH 7404	III 117	TCA 440	IV 56
KUY 12	II 374	MH 7424	II 473	TDA 1047	III 65, IV 56
K 2273	IV 106	MH 7475	II 435, 439	TDA 1083	IV 57
M 6800	II 485	MH 7490	II 549	TL 084 C	III 186
MA 741	III 165, 175, 185	MH 7490 A	II 434, 436	TMS 6011	II 492
MA 1458	III 185	MH 74192	II 473, III 135	U 309	III 95
MA 3006	III 105, 171, 173	MHB 1012	I 578, 608, II 468, 492	UART	I 578, II 492, 470
MA 4 B 300	IV 157	MHB 4011	II 473	UCY 742	II 472
MA 44100, 44110, 44120, 44130	IV 130, 150, 157	MHB 4046	IV 78	UCY 7402, 7408, 7486	II 417
MAA 145	II 367, IV 98	MHB 8080	II 462	UCY 7473	I 580
MAA 325	II 371	MOTOROLA 6821	II 474	UCY 7457N, 7465N, 7473N	I 608
MAA 501-504	I 567	MPF 102	II 555, III 88	UCY 74121	I 579
MAA 504	III 359	MPF 721	III 163	VBS 100	IV 177
MAA 661	III 55, 64, 71, 91, 311	NE 555	II 429, 472, III 184	VBV 160,	161, 162 IV 157
MAA 741	I 573, II 521, III 557, IV 30	NE 565	II 573, III 68	VCM 701	IV 150
MAA 1458	IV 30	OA 5, 7, 9	III 179	Z 80	II 486
MBA 145	IV 16, 109	P 8000, 8002	III 95, 309	ZN 4416	III 88
MBA 810	III 43	PIA 6821	II 474, 485	1 N 21, 23	IV 142, 207
MBA 810 AS	III 381	R 6500	II 486	2 N 918	IV 18
MBA 810 DAS	III 181	RAY 3	III 94	2N 3819	II 555
MC 1350	III 161, 164	SA 2, 54, 61, 71	IV 157	2N 4857	III 309
MC 1496	III 95	SBL 1	IV 9	2 N 5109	III 84
MC 1496 H	III 105	SF 245	III 86, IV 207	3 SK 97	IV 149
MC 3359	III 65	SL 610, 611, 612, 621 C	III 173	11 C 05, 06, 90	IV 163
MC14414	III 184	SL 6440	III 95	21 NQ 52	IV 177
MCA 770 A	IV 74	SN 74 L 800	IV II	23 NQ 52	IV 142
MD 108	III 94	SO 42	III 95	33 NQ 52	IV 177, 207
MDA 2054	III 287	SP 8617, 8619, 8668	IV 164	34 NQ 52	IV 207
MH 3006	III 95	SRA 1, 3	III 94, 309	36 NQ 52	IV 138
MH 7400	I 147, II 548,	TAA 661	IV 55	95 H 90	IV 163
				8080	II 486
				40673	III 163, IV 207

Obsah

CW-SSB transceiver pro 144 MHz	[5]
Obvodová technika kmitočtové modulace	[22]
Transceiver „Mazák“ pro 145 MHz FM	[101]
Transvertor 145/1 296 MHz	[113]
Tranzistorový transvertor na 2 320 MHz	[125]
Mikrovlny	[137]
Měření na mikrovlnách	[162]
SSB na 10 368 MHz	[202]
Grafy pro mikrovlny	[218]
Právo na anténu	[255]
Použití „věčné“ předpovědi ionosférického šíření (z Košic)	[268]
Doplňky k předchozím dílům	[273]
Věcný a jmenný rejstřík	[304]

Amatérská radiotechnika a elektronika [4. díl]

Sestavil dr. Ing. Josef Daneš.

Autorský kolektiv: Jiří Bittner, Vratislav Hrdý, Miroslav Joachim, Jiří Koukol,
Petr Novák, Miloslav Pavelka, JUDr. Josef Petránek, Ing. Josef Smítka, CSc.,
Ing. Eva Smítková, CSc., Pavel Šír.

Přebal, vazbu navrhl a graficky upravil Pavel Rajský.

Vydání I., Praha 1989.

Pro Svaz pro spolupráci s armádou vydalo Naše vojsko, nakladatelství a distribuce
knih, n. p., v Praze jako svou 5913. publikaci, stran 320.

Odpovědní redaktoři RNDr. Jan Boukal, mjr. Miroslav Žďárský.

Výtvarný redaktor Jan Parkman.

Technický redaktor Petr Husák.

Vytiskla tiskárna Naše vojsko, n. p., v Praze,
vysadila Severografia, n. p., v Ústí nad Labem, digiset.

AA 20,82 (z toho obr. 7,48), VA 21,46.

Náklad 21 500 výtisků.

K tisku schváleno 14. 4. 1989.

28-059-89 05/38. Váz. 29 Kčs. 505/21/856.