

ÚSTÍ N.L. 6.-7.9.1980

III.

SEMINÁŘ

KV TECHNIKY



Jiří BOROVIČKA , OK 1 BI

Jedním z velmi důležitých požadavků kladených na jakýkoliv přijímač je dosažení dostatečné selektivity. Pod tímto pojmem máme na mysli schopnost zabezpečit příjem žádaného signálu v odpovídající kvalitě a vyloučit nebo alespoň značně potlačit všechny rušivé signály sousedních vysílačů. Aby byl zaručen kvalitní přenos informace, musí přijímač přenést takovou šíři kmitočtového pásma , jakou vyžaduje druh použité modulace. Pro příjem telegrafie bude postačovat šíře pásma 300Hz , amatérský přenos signálu SSB vyžaduje cca 2,4 kHz (i když se v poslední době přechází na hodnoty nižší) , vysílání AM pak 5 kHz a úzkopásmová FM až 15kHz. V profesionální a rozhlasové praxi se setkáváme s hodnotami vyššími. Ideální křivka selektivity by byla taková, při které by přijímač přenesl bez poklesu zesílení žádanou šíři pásma a na okrajích by zesílení pokleslo prakticky na nulu - graficky by se křivka dala znázornit obdélníkem. Získání takového ideálního průběhu je velmi obtížné, i když v současné době již existují selektivní prvky , které se tomuto průběhu blíží.

Žádaného průběhu se snadněji dosahuje na nízkých kmitočtech a při použití LC obvodů dokonce na kmitočtech velmi nízkých (30 až 50 kHz) . Známé jsou magnetostrikční filtry z NDR na 200 kHz a sovětské na 500 kHz - obojí mají vynikající vlastnosti. Použití těchto prvků v přijímačích však přináší nutnost dvojího směšování, protože nízký mf kmitočet není schopen zajistit vyhovující zrcadlovou selektivitu. Zavedení dvojího či trojího směšování s sebou přináší nebezpečí zhoršení odolnosti při příjmu silných signálů a podílí se na tvorbě nežádoucích produktů (t.zv. vlastní příjem) . Komunikační přijímače určené pro příjem signálů CW a

SSB mají požadavky na selektivitu obzvláště náročné. Potřebná malá šíře propustného pásma se dosahuje velmi obtížně.

Obdobná situace je u vysílačů SSB, kde se signál SSB získává t.zv. filtrovou metodou. Požadavky na filtr určený k potlačení nežádoucího postranního pásma jsou podobné jako na filtr v přijímači i když ne již tak přísné.

Tak malou šíři pásma, jakou vyžaduje zpracování signálů CW a SSB, je možné získat jen za pomoci obvodů s vysokým činitelem jakosti $-Q$. Snadno se o tom přesvědčíme dosazením do jednoduchého vzorečku, kdy šíře pásma se rovná $f : Q$. Pro šíři pásma 2,4 kHz na kmitočtu 9 MHz by muselo být Q obvodu 3750. Tak vysoké Q není realizovatelné obvodem LC a podaří se ho dosáhnout jen pomocí krystalů.

Krystalové filtry na kmitočtech v rozsahu kv se začaly používat v profesionálních přijímačích koncem padesátých let. V polovině let šedesátých se začaly vyrábět takovéto filtry i pro amatérskou potřebu. Velice známé jsou filtry firmy McCoy (USA) a XF9-A západoněmecké firmy KVG. Obsahovaly 4 krystaly v můstkovém zapojení. Počet krystalů byl později zvyšován ve zlepšených provedeních. Nejrozšířenější byly filtry na kmitočtu 9 MHz, které umožňovaly dosažení vysoké zrcadlové selektivity a potřebné úzké šíře pásma pro SSB. Vysoká kvalita těchto filtrů a jejich obtížná dostupnost (navíc vysoká cena) sváděly řadu amatérů k jejich domácí výrobě a to se střídavými úspěchy. Nutná chemická (nebo i mechanická) úprava kmitočtů byla často příčinou neúspěchů.

Již několik let jsou dostupné továrně vyráběné filtry z Tesly Hradec Králové, které jsou věrnou kopií filtrů XF9-A a XF9-B. Jejich vysoká cena na jedné straně a snadná dostupnost volných výprodejních krystalů na straně druhé jsou důvodem, proč vlastní výroba filtrů je stále lákavá.

Ve většině komerčních zařízení se stále používá krystalových filtrů můstkového typu. Před několika lety vzbudila velkou pozornost křivka krystalového filtru publikovaná v technické dokumentaci dnes již populárního transceiveru ATLAS 210 . Je uváděna v tak dokonalém tvaru , že až vzbuzuje pochybnosti o serióznosti (hlavně potlačení nežádoucích kmitočtů až 130 db). Krystalový filtr s 8 krystaly je v dosud málo známém zapojení příčkového typu.

Provokujícím podnětem pro mnoho našich amatérů byl článek ing.Vaška Hoffnera,OK1BC, uveřejněný v RZ 3/1977 . Původní článek byl publikován v časopise Radio REF 5/1976 autorem F6BQP a byl přetištěn v mnoha dalších zahraničních časopisech. Článků o této problematice je ve světové literatuře poskrovnu. Velkým experimentátorem s příčkovými filtry je J.A. Hardcastle, G3JIR , který výsledky experimentů publikuje v časopise RADIO COMMUNICATION a jeho články jsou přetiskovány dalšími světovými vydavatelstvími.

Oběma autorům je věnována hlubší pozornost v další části přednášky , kde jsou provedena srovnání jejich výsledků s aplikacemi za použití výprodejních krystalů z RM31 .

Než přejdu na problematiku konstrukce filtrů , bude užitečné vysvětlení některých termínů, které se budou v souvislosti s filtry vyskytovat.

- 1 - Šíře pásma . Měří se u vrcholu křivky a udává se pro pokles -6 db. U úzkopásmových filtrů může být udávána v kHz nebo Hz.
- 2 - Vrchol křivky by měl být ideálně rovný. V praxi se však tvoří vrcholy a poklesy , které vypadají jako nepravidelná (někdy i pravidelná) vlnovka. Poměr napětí mezi nejvyšším vrcholem a nejhlubším dolíkem se vyjadřuje v db a udávaný koeficient se nazývá z v l n ě n í . U dobrých filtrů by hodnota neměla překročit 2 db.

- 3 - Vložný útlum filtru. Průchodem signálu přes filtr dochází k poklesu napětí . Rozdíl napětí mezi vstupem filtru a jeho výstupem se udává v db. Dosažená hodnota závisí na jakosti použitých krystalů a způsobu zapojení filtru. Má být co nejmenší a na př. u filtru XF9-B nepřekročí 4db.
- 4 - Strmost boků. Udává se poměrným číslem mezi šíří pásma pro pokles -60db a -6db . Čím je menší číslo, tím je strmost boků větší a filtr kvalitnější. Ideální případ - při obdélníkové křivce - by byl poměr 1 : 1 .
- 5 - Konečný útlum filtru (t.zv. stop-band) . Žádný filtr nepotlačuje kmity mimo propustné pásmo úplně do nuly. Koeficient útlumu se měří poměrem napětí mezi plochým vrcholem křivky a patou křivky a udává v db. Na.př. XF9-A má konečný útlum na -45db , kvalitnější 8mi krystalový XF9-B pak -80db . Konstrukteři pokládají vysokou hodnotu konečného útlumu za závažnější než třeba šíří pásma nebo zvlnění. Požadavek na co největší konečný útlum je nutný u přijímačů. U vysílačů obvykle postačuje hodnota alespoň -40db .
- 6 - Další termíny, které nesouvisí s hodnocením sestaveného filtru, avšak týkají se vlastních krystalů jsou :
- a - seriová resonance
 - b - paralelní resonance
 - c - parazitní resonance.

Náhradní elektrické schéma krystalu představuje ve zjednodušené formě kapacitu v serii s indukčností a odporem. Paralelně k této sestavě je zapojena paralelní kapacita. Odpor určuje jakost krystalu. Z náhradního schématu je zřejmé , že kapacita v serii s indukčností se bude chovat jako seriový laděný obvod , zatímco paralelní kapaci-

ta se bude podílet na paralelní resonanci. Protože při praktickém provedení krystalu vznikají další přídavné kapacity, dochází k tvorbě dalších resonančních kmitočtů, které se chovají jako parazitní (nežádoucí) resonance. Pro lepší pochopení je výklad zjednodušen.

Nyní se podíváme, jaké jsou vlastnosti a rozdíly mezi základními typy filtrů v provedení můstkovém a příčkovém .

1 - Můstkový filtr se 4mi krystaly je na OBR. 1. Filtr vyžaduje dvě dvojice krystalů , jejichž kmitočty seriové resonance jsou od sebe vzdáleny cca 0,75 hodnoty požadované šíře pásma . Dále je ve filtru použito LC obvodu , laděného na resonanční kmitočet filtru. Volba LC poměru je choulostivá, často kapacitu tvoří jen kapacita vinutí cívky. Zatěžovací odpory bývají nízkoohmové , kolem hodnoty 500 ohm. Na vstupu i výstupu se připojuje kapacita (není zakreslena) , která je pro každý filtr předepsána a sestává z obvodových kapacit a trimru.

Amatérská výroba vyžaduje úpravu kmitočtů krystalů pro žádaný rozestup . Tyto úpravy bývají nejčastější příčinou dlouhodobé nestability filtru.

Křivka filtru bývá symetrická, obvykle s nepatrným poklesem uprostřed vrcholu. Strmost boků velmi dobrá, obzvláště při větším počtu krystalů. Konečný útlum filtru je malý , kolem — 40db (teprve při 8 krystalech — 80db) . Filtry se 4mi krystaly vyhovují pro vysílač, pro přijímač je útlum nedostatečný. Navíc dochází u paty křivky ke zhoršení útlumu, někdy až o 20db. U tohoto typu filtru často dochází k velmi výrazným parazitním resonancím , protože použitím dvou kmitočtů ve filtru se vlastní parazitní resonance krystalů vzájemně nepotlačují. Křivky na obrázku platí pro filtry XF9-A a XF9-B.

2 - Příčkový filtr je na OBR. 2 . Vidíme, že sestává z krystalů v serii (jejich počet může být 2 až 8) a kapacit , zapojených mezi krystaly a společný potenciál. Zatěžovací odpory na vstupu a výstupu mají hodnotu 500 až 2000 ohmů. Krystaly mají pokud možno co nejshodnější seriový rezonanční kmitočet. Kapacity mají mít co největší jakost jako slídové, styroflexové ale praxe ukazuje, že plně vyhovují i keramické z hmoty Stabilit.

Amatéřskou výrobu umožňuje snadná dostupnost levných výprodejních krystalů a protože optimální rozsah kmitočetů pro příčkové filtry je od 6 do 10 MHz, nabízí se zde snadný výběr krystalů z RM 31 . Vzájemnou výpomocí a výměnou je možno dát dohromady potřebný počet krystalů se shodným rezonančním kmitočtem a krystaly žádným způsobem neupravovat. Vzhledem k jejich dostatečnému vystárnutí se to projeví v dlouhodobé stabilitě filtru. Velké množství měření ukazuje, že seriová rezonance u krystalů z RM 31 je cca o 1,5 až 2,5 kHz nižší, než je nominální kmitočet krystalů. Musíme proto počítat s tím, že střední kmitočet filtru nebude „ kulatý “, ale mírně posunutý k nižším kmitočetům. Tento nedostatek však nebude problémem vykompenzovat v dalších obvodech zařízení.

Vlastnosti příčkových filtrů se v některých parametrech liší od filtrů místkových.

Vložný útlum příčkových filtrů je mnohem menší , pohybuje se od 0,5 db do 1 db . Zvlnění může být lepší u filtru Butterworthova typu nebo větší u typu Čebyševova, kde vzniká větší počet vlnovek (počet krystalů minus jedna).

Průběh křivky je vždy nesymetrický - směrem k nižším kmitočetům se dosahuje menšího útlumu než k vyšším. Konečný útlum filtru je výrazně větší při stejném počtu krystalů , literatura

udává pro 4 krystalový filtr hodnotu až -90db .

Typ filtru umožňuje řadit za sebou libovolný počet krystalů (prakticky max. 8). Praktická měření však dokazují, že je výhodnější z hlediska dosažení maximálního konečného útlumu použít dva 4 krystalové filtry oddělené aktivním stupněm (zesilovačem) než jeden 8mi krystalový.

Výroba příčkových filtrů je amatérsky možná a nemusí být ani příliš náročná. Přesto však vyžaduje určité měřicí přístroje, bez kterých se neobejdeme. Nejideálnější by byl pomaloběžný vobler, ty však nejsou obvykle v domácím vybavení ani v radioklubech. Použití běžného televizního vobleru je bezcenné, protože bývá rozmítán nejčastěji kmitočtem 50Hz . Má-li vobler přesně zobrazit skutečný průběh strmých boků filtru, může být maximální rozmítací kmitočet kolem 5 Hz .

Sám používám pomůcku, která je na OBR. 3 . Tranzistor T 1 pracuje jako generátor kmitočtů v rozsahu měřených krystalů a je laděn varikapem. Ladění je dvojí : hrubé , pro nastavení kmitočtu filtru a jemné , které dovoluje rozladění $\pm 5\text{ kHz}$ a používá se ke snímání křivky. Kromě hrubého ladění je možné šroubováním jádra v cívice dosáhnout značného přeladění generátoru. Vf napětí je vedeno přes oddělovací stupeň T2 : přes další oddělovací stupeň T5 na čítač nebo na potenciometr pro nastavení vf úrovně do dalšího zesilovače. Kontrola úrovně je nutná, jinak se může stát, že vlivem přebuzení a limitace budeme vyrábět filtry s ideálně rovným vrcholem. V kolektoru zesilovače je odpor, který zastává zároveň funkci zatěžovacího odporu filtru. Byla zvolena maximální hodnota $1,5\text{ kohm}$. Budeme-li při eperimentech zkoušet odpory nižší, přidáme další odpor paralelně ke kolektorovému a ne k filtru. Za měřeným filtrem je další zesilovač s vyšší vstupní impedancí. Zatěžovací odpor připojujeme na straně filtru. V kolektoru zesilovače je zdvojovač napětí, který zesílené vf napětí usměrní a zdvojí. Na výstup

zdvojovače připojujeme stejnosměrný elektronický voltmetr . Měříme maximálně na rozsahu do 3V . Zmenšením výstupního odporu M1 na hodnotu 10kohmů umožníme připojení Avometu II.

Pokud máme k dispozici čítač, můžeme vypustit všechny součásti příslušející tranzistorům T6 a T7. Tyto slouží jako pomůcka pro náhradní způsob měření. Tranzistor T6 pracuje jako krystalem řízený oscilátor na kmitočtu cca 4 kHz vedle kmitočtu filtru. Použijeme krystal který je „ujetý“ (v každé hromádce se jeden nebo dva najdou). Kmitočet můžeme posunout i paralelní nebo seriovou kapacitou , protože je lhostejné na které straně od filtru bude kmitat. Tranzistor T7 pracuje jako směšovač ve tř. C . Je otevírán napětím z oscilátoru (napětí na bázi T7 cca 800mV vf , nastavíme změnou kapacity 56 pF) . Do emitoru přivedeme napětí ze zesilovače T4. Na výstupu T7 vznikne zesílený kmitočtový rozdíl v oblasti nízkých kmitočtů. Připojením obyčejného osciloskopu můžeme odečítat nf napětí a za pomoci běžného nf generátoru odečítat kmitočet. To nám umožní sejmout křivku filtru v rozsahu cca 40 db.

Dalším vhodným způsobem je zapojit měřený filtr do generátoru SSB signálu. Do generátoru nosné se použije opět ^{vd}vhoně posunutý krystal . Do balančního modulátoru pak přivedeme nf napětí z běžného nf generátoru - přímo do BM , aby bylo zaručeno, že budou působit kmitočty od nuly alespoň do 10 kHz. Za měřeným filtrem pak budou obvody T4 z obr. 3. Takto se dá získat velice přesná křivka, protože odečítání kmitočtu na nf generátoru je přesné a jemné.

A nyní k vlastním experimentům . Všechna další měření byla prováděna na krystalech z RM 31 a to B 000 a B 600 . Protože většina našich amatérů byla zklamána výsledky pokud se držely publikovaných postupů, byly tyto postupy ověřovány s krystaly RM.

Kontrola seriové resonance byla prováděna v přípravku z OBR.3. a tak zajištěn vhodný výběr pro filtr. Krystal byl zapojen místo

filtru , zatížen odporem 1 kohm a výsledek je na OBR. 4. Výrazný vrchol seriové resonance a maximální útlum na kmítočtu paralelní resonance ukazují použitelnost krystalu pro filtr SSB. Rozdíl kmítočtů paralelní a seriové resonance m u s í být větší, než požadovaná šířka pásma filtru. Vybírané krystaly musí mít co nejshodnější kmítočet seriové resonance (teorie uvádí diferenci 10 až 20 Hz , praxe ukazuje, že rozdíl může být větší) a pak malé rozdíly v jakosti krystalu (stejná výchylka na voltmetru při seriové resonanci) . Na obrázku jsou dobře vidět i výrazné parazitní resonance . Mezi nimi však bude řada dalších, velmi úzkých, které měření nezachytí. Jednou z výhod příčkových filtrů je , že následující krystal potlačí parazitní resonance předchozího, takže u konečného filtru na výstupu prakticky neexistují.

Hardcastle, G3JIR , doporučuje jako úvodní experimenty vytváření dolních propustí z jednotlivých krystalů a propojení těchto propustí do konečné podoby filtru. (OBR. 5) Kapacity C volí 75 pF a 2C pak 150 pF. Na základě tohoto postupu realizoval filtr, publikovaný v RADIO COMMUNICATION a v QST , jehož křivky vypadají velmi pěkně. Jaké jsou však výsledky s krystaly B 000 vidíte na O B R . 6 . Čerchovaně je uvedena křivka samotného krystalu, použitého v sestavě a dále křivka dolní propusti s jedním krystalem a kapacitami 22pF. Třetí křivka ukazuje výsledek 3 krystalového filtru s doporučenými kapacitami. Výsledkem je křivka použitelná jako dobrý filtr pro CW , zatímco Mr.Hardcastle dosáhl šířky 2,5 kHz. Znamená to , že jím použité krystaly měly značně odlišné hodnoty prvků náhradního schématu krystalu a že není možné takové návrhy zobecňovat , aniž bychom vlastností použitých krystalů znali. A poznat je dobře je pro amatéra nedosažitelné a nikdy se nevyhne individuálnímu nastavování a experimentům . Nutnost tako-

výchto experimentů dokazují i další články uvedeného autora.

Dalším -vlastně prvotním - byl článek F6BQP , jehož výťah byl publikován v RZ 3 / 1977. Zde se autor pokouší stanovit koeficienty pro volbu kapacit a to 2 až 4 krystalového filtru. Návrh umožňuje volbu kmitočtu a zatěžovacích odporů a k nim určuje příslušné kapacity. Postup návrhu zde neuvádím, zájemci si ho mohou vyhledat v RZ. Výsledky s krystaly B 000 dávají velmi dobrý průběh křivky , bohužel je však dosažitelná šíře pásma pro SSB příliš malá. (Viz O B R. 7) . Je možné dosáhnout větší šíře (ale za cenu většího zvlnění a zhoršení strmosti boků) změnou kapacit - ovšem experimentálně. Měření bylo děláno několik desítek .

V jednom ze svých článků uvádí Hardcastle návrhy příčkových filtrů Čebyševova typu. Návrh převzal z časopisu Cables and Transmission 4/1967 , kde byl uveřejněn P. Amstutzem. Filtry Čebyševova typu se vyznačují větší strmostí boků, ovšem za cenu většího zvlnění . Návrh filtrů s různým počtem krystalů je na OBR. 8.

Skutečná hodnota kapacity se vypočítá podle vzorce

$$C = \frac{k \times 10^6}{2\pi f R}$$

kde k - koeficient kapacity
 f - střední kmitočet filtru
 R - zatěžovací impedance

Již při prvním pohledu na obrázek vidíme, že hodnoty kapacit se příliš neliší (kromě Cs3 a Cs4) . Dále vidíme, že kapacita na vstupu a výstupu je přetransformována z obvyklé paralelní na seriovou. To je výhodné, protože paralelní kapacity vycházejí v malých, obtížně realizovatelných hodnotách. Při dalších pokusech

jsem se držel seriového zapojení. Prověřoval jsem zapojení filtrů uvedených na O B R. 9. Protože koeficienty kapacit filtrů Čebyševova typu se příliš neliší, chtěl jsem nalést odpovídající kapacitu, která by alespoň s částečně obecnou platností byla použitelná pro nejběžnější krystaly RM -řada B000. Dále jsem chtěl ukázat, jaký^o 'výsledků' je možné dosáhnout i s jednoduchými filtry s malým počtem krystalů.

Jako univerzální hodnota kapacity pro filtry z krystalů řady B000 se ukázala hodnota 22pF za předpokladu, že rozdíl v seriové resonanci použitých krystalů nebyl větší než 100 Hz. a jakost Q krystalů shodná. (Výsledek několika desítek měření).

Křivky k filtrům z OBR.9 A a B jsou na O B R . 10 . Vidíme, že i u tak jednoduchého 2 krystalového filtru je průběh křivky přijatelný. Konečný útlum je však pro praktické použití velmi malý. Filtr se 3 krystaly je však již použitelný do vysílače. Plněhodnotný filtr vhodný do přijímače je na OBR.11. Šestikrystalový filtr Čebyševova typu na O B R. 12 je již schopen splnit i vysoké nároky komunikačního přijímače. Nesymetrické zvlnění je způsobeno většími rozdíly v seriové resonanci krystalů , která je uvedena v OBR.9 -D přímo u krystalů (vždy jen poslední číslice).

Výsledky zajímavého experimentu jsou na posledním OBR.13. Chtěl jsem ověřit, jak dopadne náhodný výběr krystalů , bez měření a nastavování (to je pro ty, kteří nemají vůbec žádnou měřicí techniku) . Vzal jsem 4 krystaly , neměřené a sestavil filtr. Teprve po sejmutí křivky jsem změřil seriové resonance (uvedeny v OBR.9-E u krystalů) . V dalším kroku jsem vyměnil poslední krystal za jiný, jehož ser. resonance byla ještě vzdálenější. Výsledná křivka je na OBR.13. čerchovaně. Výsledkem jsem byl velice překvapen, protože v obou případech jsou filtry dobře

použitelné. Filtr má pouze větší faktor zvlnění, něco přes 3db. I když tuto hodnotu tovární firmy nepřipouštějí, mohu říci, že při praktickém poslechu nebo vysílání to nikdo nepozná. I u hradeckého filtru jsem našel „díry“ k 6db ! Tento experiment nechci zobecňovat a nezaručuji opakovaný výsledek, přesto však ukazuje, že i v nejvyšší nouzi je možno této cesty použít.

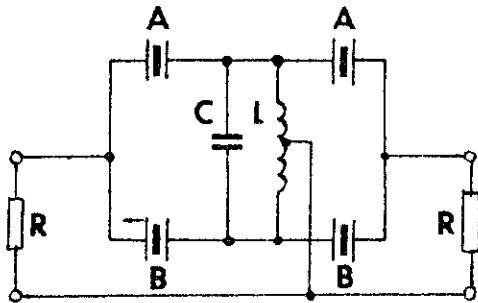
Závěrem chci shrnout některé názory, které vplynuly z tříletých pokusů s příčkovými filtry:

- nekritické přebírání zahraničních publikací bez možnosti ověření s našimi součástkami nemusí vést vždy k úspěchu,
- protože pracujeme s krystaly od kterých neznáme jejich elektrické hodnoty, můžeme provádět přesné výpočty s nepřesnými čísly a nevyhneme se laborování a nastavování měřicí technikou.
- příčkové filtry jsou realizovatelné v amatérských podmínkách za předpokladu vybavení základní měřicí technikou a spoustou trpělivosti.

Pozornost byla věnována krystalům nejdostupnějším širokému okruhu zájemců, nezabýval jsem se proto filtry s méně obvyklými typy krystalů. O filtrech pracujících na harmonických kmítočtech jsem podal základní informace na KV semináři v r.1979. Osobně mne těší, že známý Hardcastle se filtry na harmonických kmítočtech začal zabývat v době, kdy moje filtry na 50 MHz ji přes rok pracovaly v zařízení.

Všem přeji hodně zdaru ve stavbě příčkových filtrů a velice rád se seznámím s poznatky a výsledky druhých.

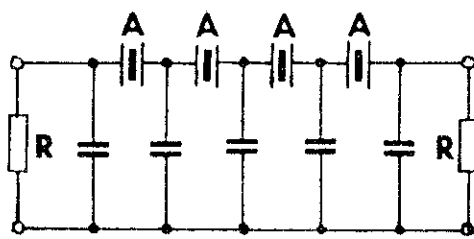
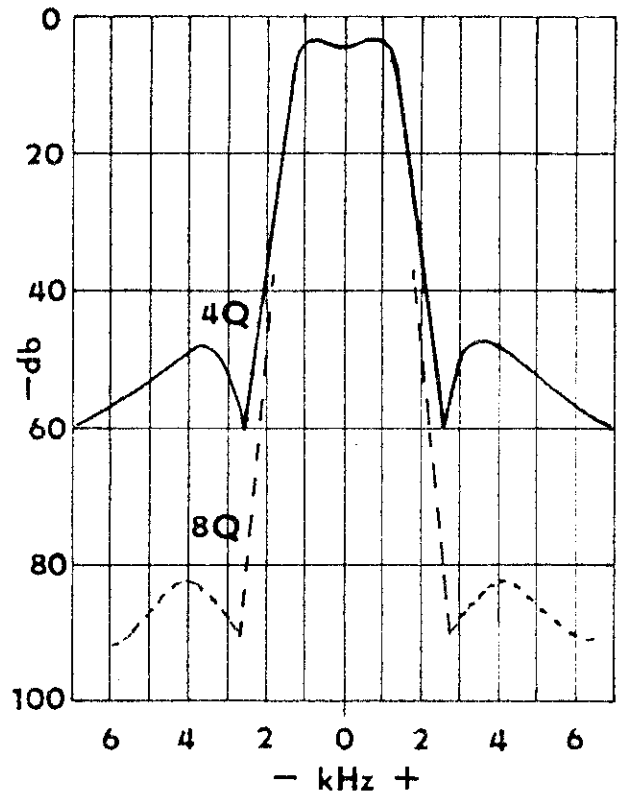
OK1BI



$$f_B = f_A - 1,8 \text{ kHz}$$

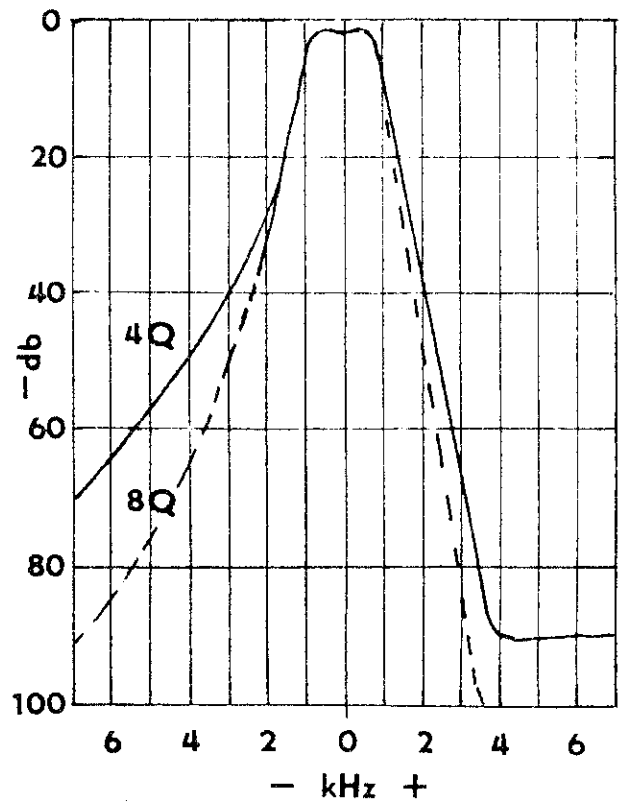
(pro $\Delta f = 2,4 \text{ kHz}$)

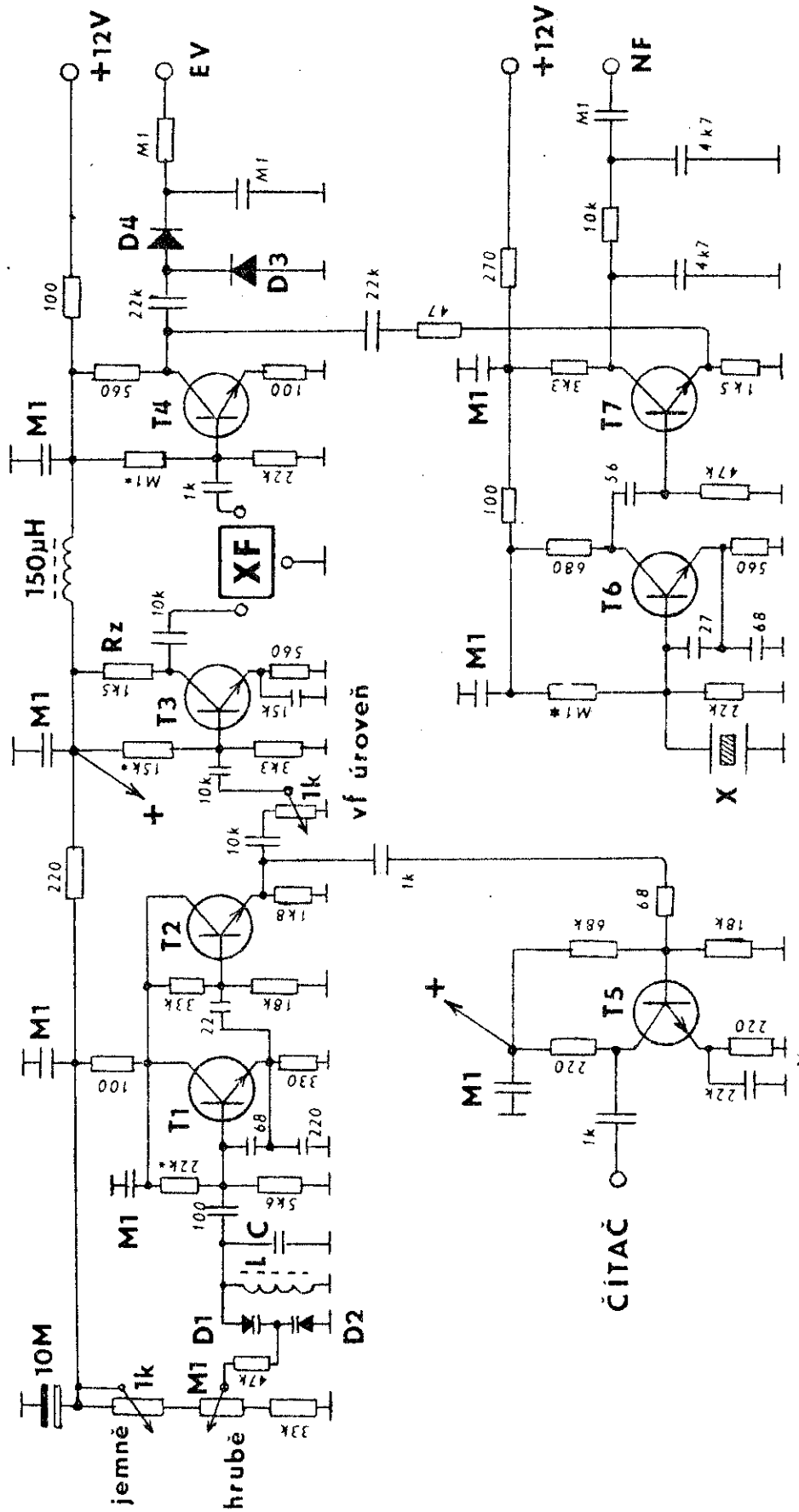
OBR.1



$f_A =$ shodná seriová
rezonance

OBR.2





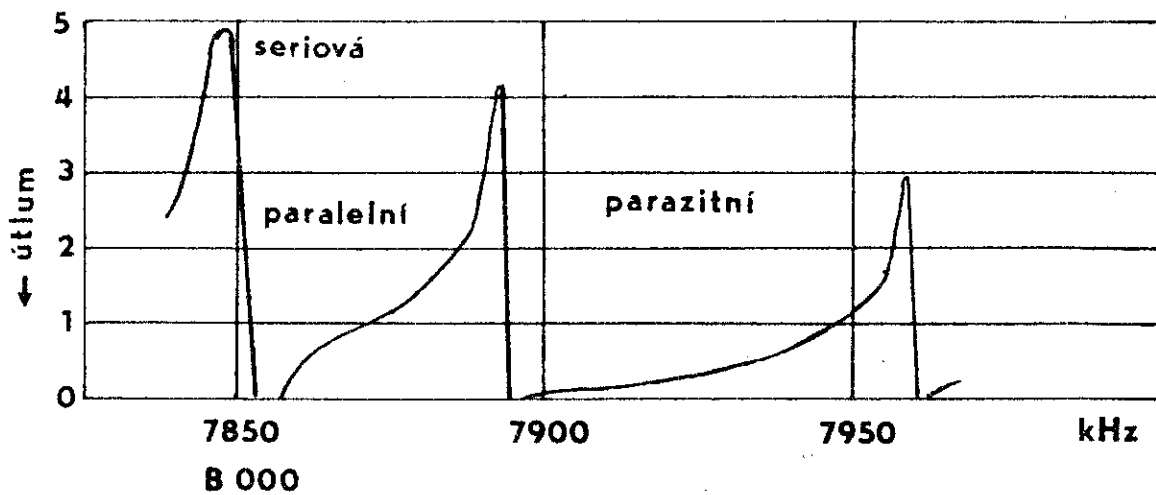
T1 - T7 = KC508 (KC148)

D1, D2 = KB109

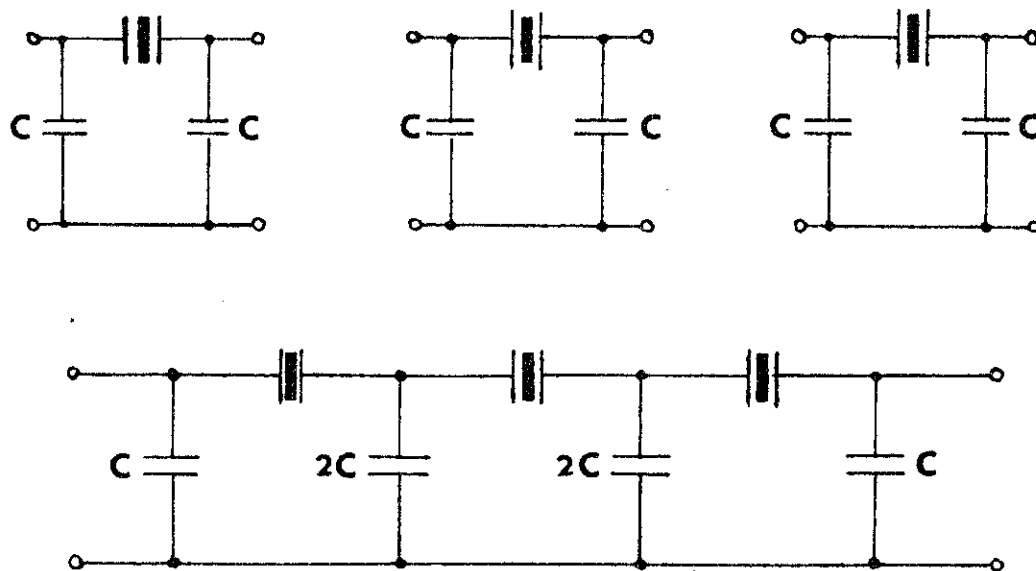
D3, D4 = GA 203

OBR. 3

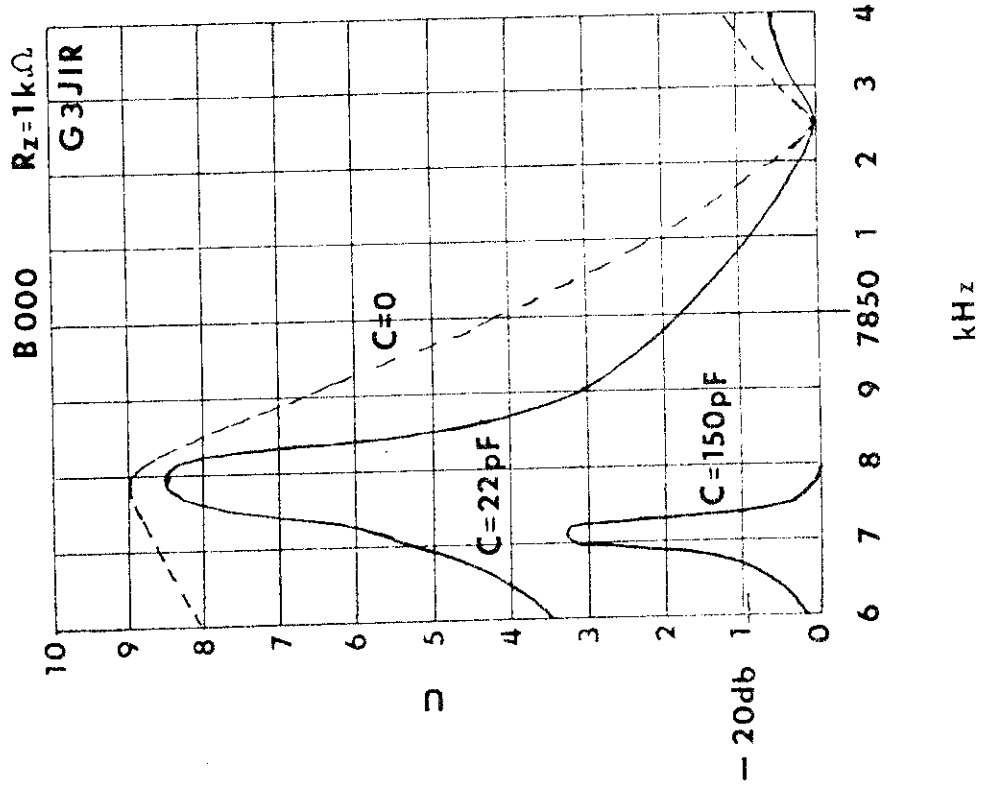
OK1BI



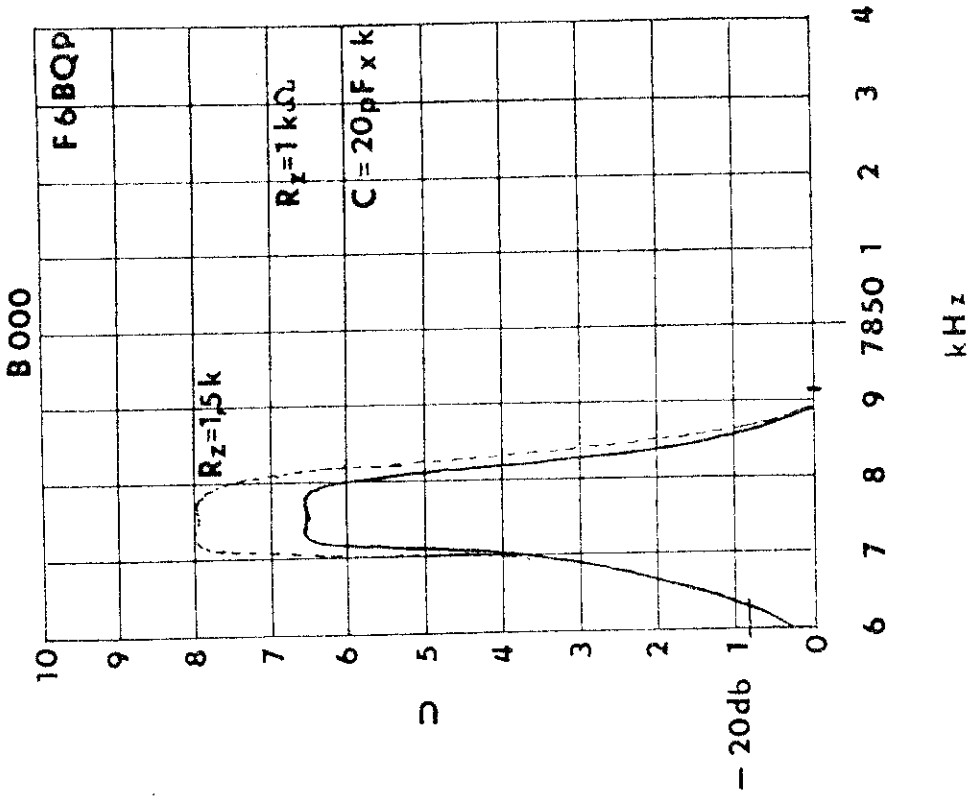
OBR. 4



OBR. 5

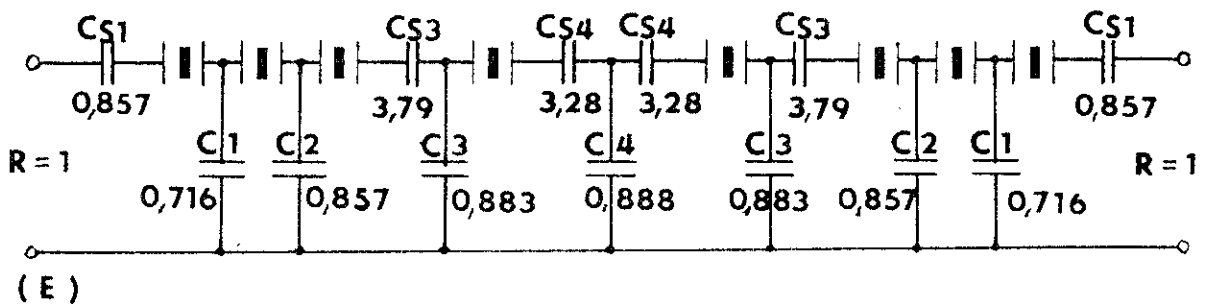
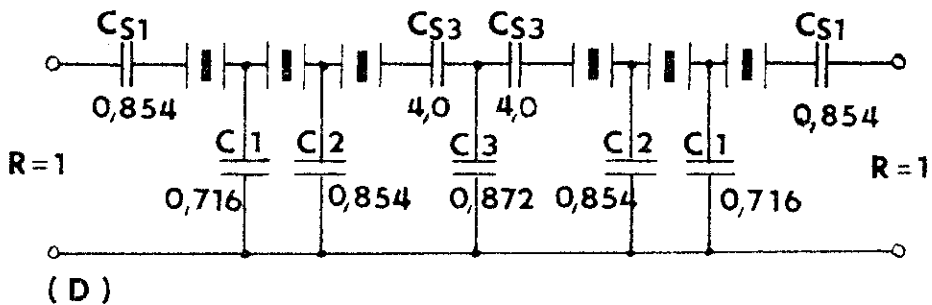
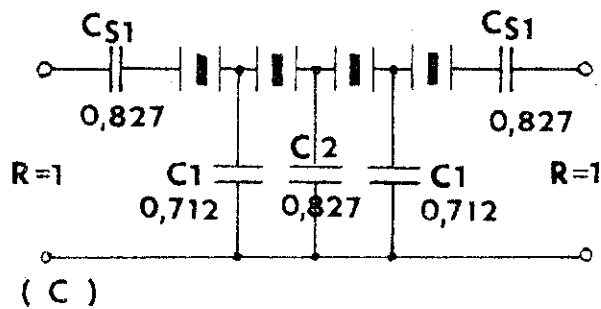
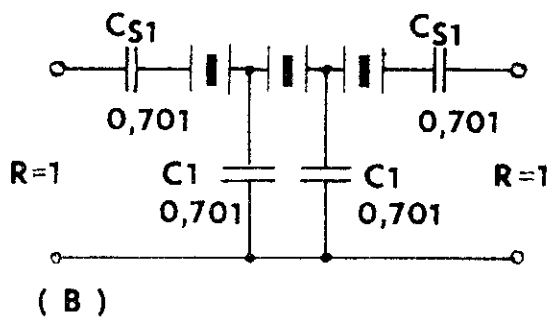
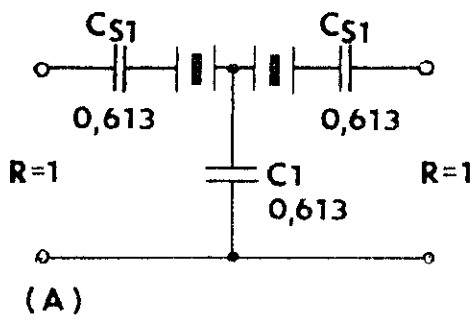


OBR.6



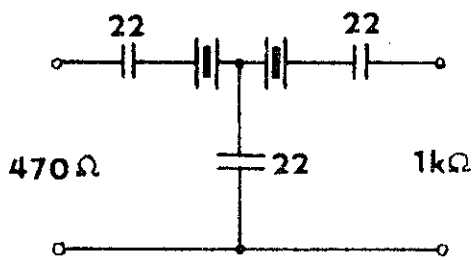
OBR.7

OK1BI

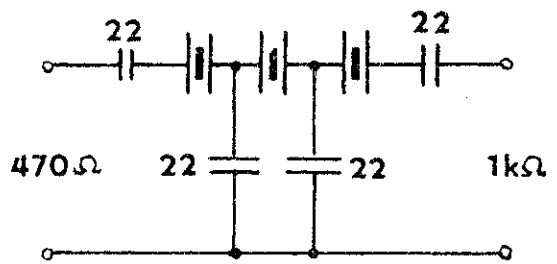


OBR.8

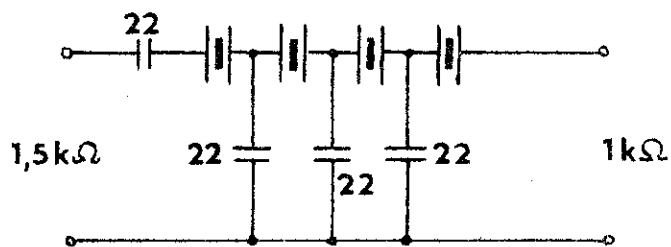
OK1BI



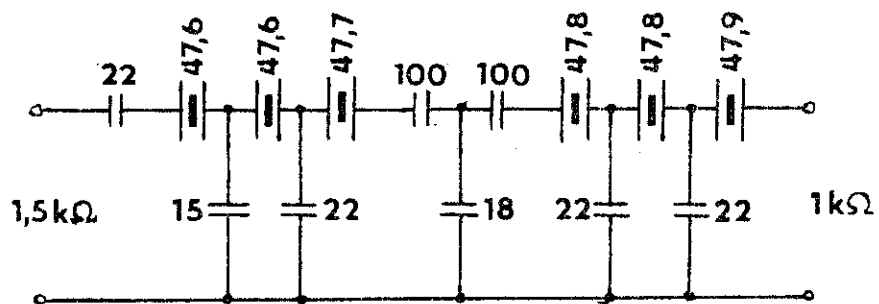
(A)



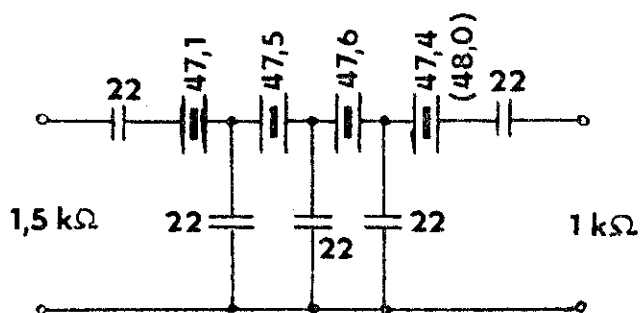
(B)



(C)

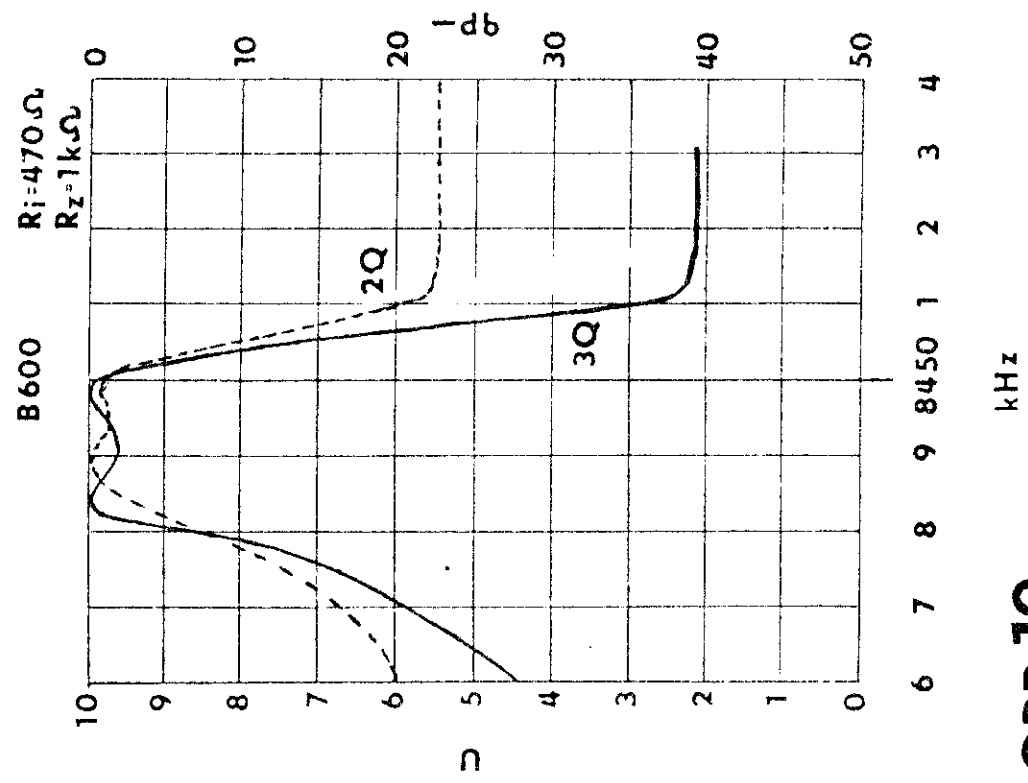


(D)

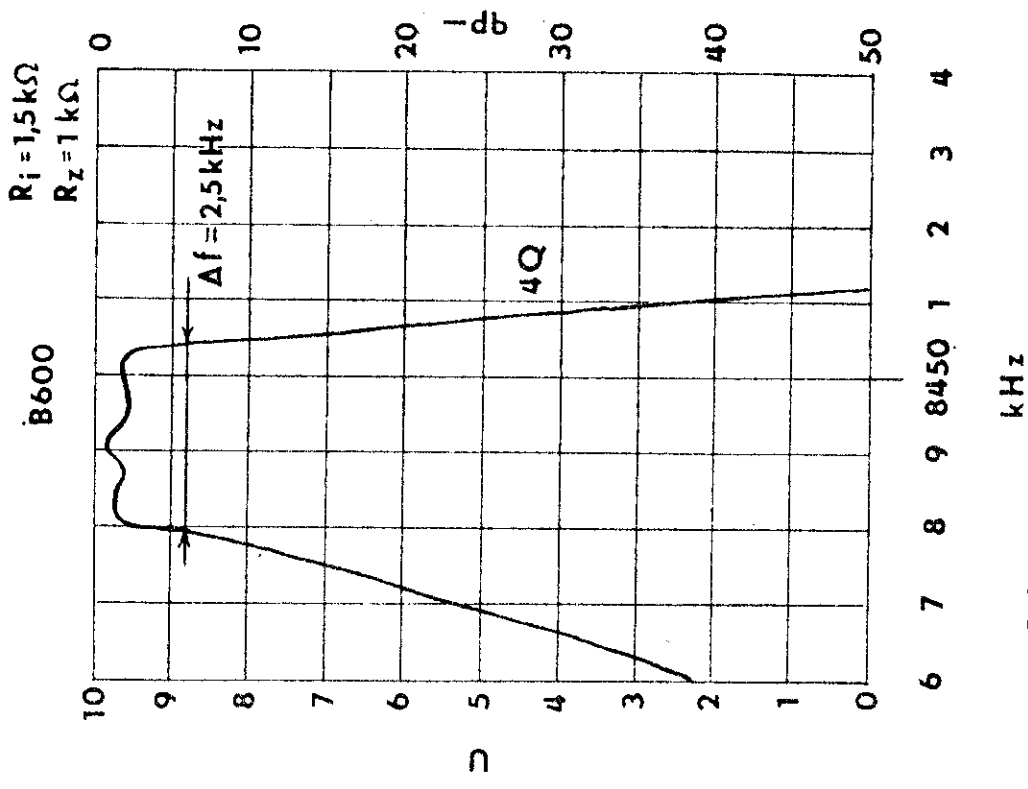


(E)

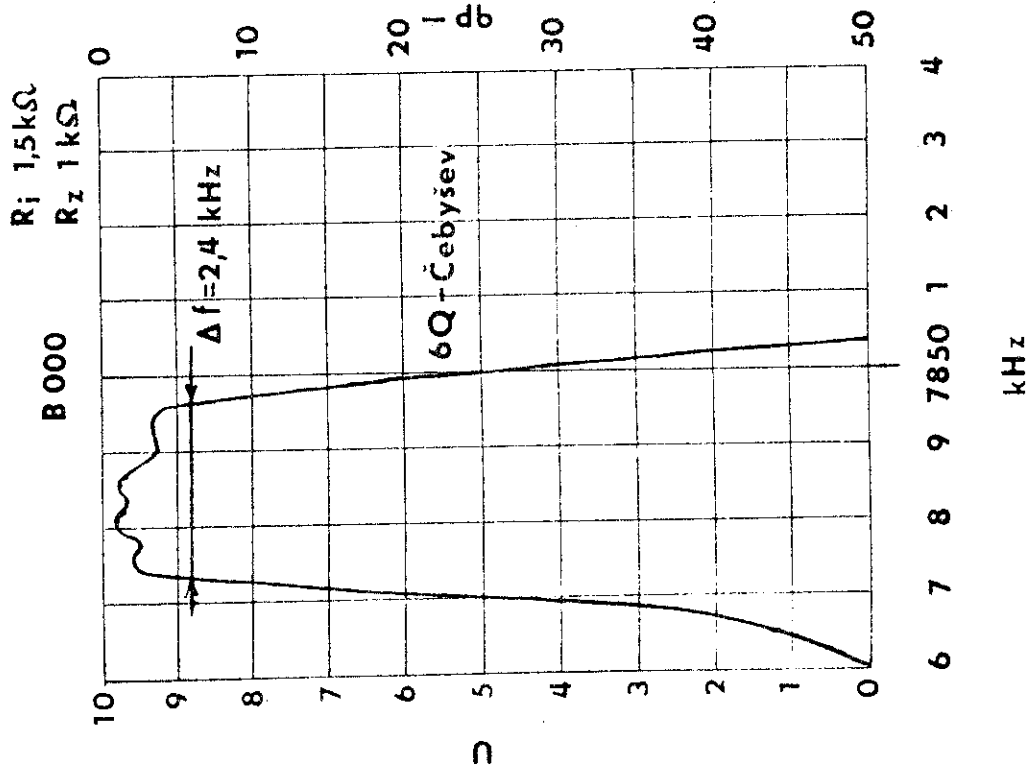
OBR.9



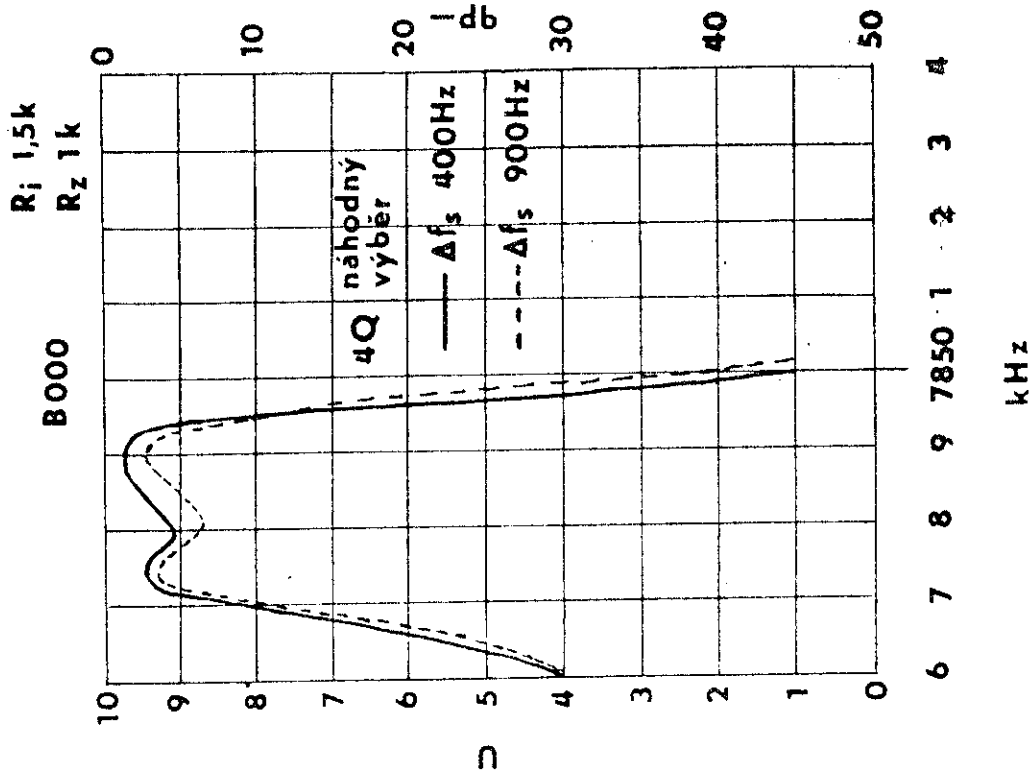
OBR.10



OBR.11



OBR.12



OBR.13

SMĚROVÉ ANTENY YAGI PRO KRÁTKOVLNNÁ PÁSMA.

Milan Dlabač - OK 1 AWZ

Běžné dvou nebo tříelementové YAGI anteny jsou napohled velmi jednoduché anteny. Jsou to kusy trubiček, které jsou nějakým způsobem nařezány a sešroubovány dohromady. Ale odkud se bere zisk takové anteny, co magického je skryto v pasivních prvcích, které ač nejsou spojeny s napájeným prvkem, přece při přiblížení k němu způsobují zisk celé soustavy. To jsou otázky, na které se budeme snažit odpovědět.

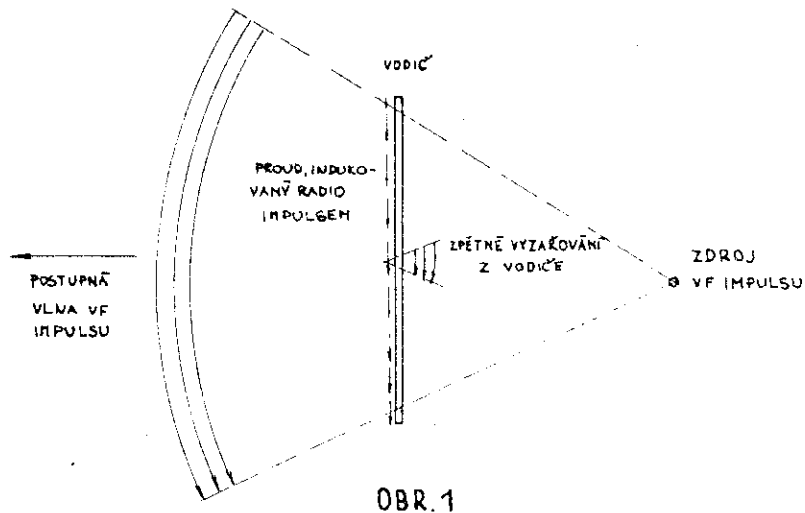
Vyhne se matematickému řešení komplexních rovnic, které plynou z teorie reciprocity, budeme se spíš snažit vysvětlit tyto problémy zjednodušeně pomocí základů fyziky.

A - Příjem radiových signálů a jejich zpětné vyřazování.

Radiová vlna vyzářená vysílačem se pohybuje dialektrikem jakým je atmosféra země, prakticky bez útlumu. Potká-li volné elektrony, předá jim část své energie. Tuto energii pak znovu elektron vyzáří.

Tento děj neprobíhá jen v ionosféře při odrážení radiových vln, ale děje se všude tam, kde je přebytek volných elektronů, například v kovech. Jestliže radiová vlna dopadne na vodič, budou se volné elektrony ve vodiči pohybovat ve směru vektoru elektrického pole dopadající vlny.

Nyní si představme, že vysokofrekvenční impuls, který dopadá na vodič, je velice krátký. Tento impuls vybudí ve vodiči proud, který se po odeznění impulsu velice rychle zmenšuje. Jelikož má vodič ohmický odpor, část indukované energie se promění v teplo jako ztráty $I^2 \cdot R$, zbytek energie je pohybem elektronu znovuvyzářen do prostoru.

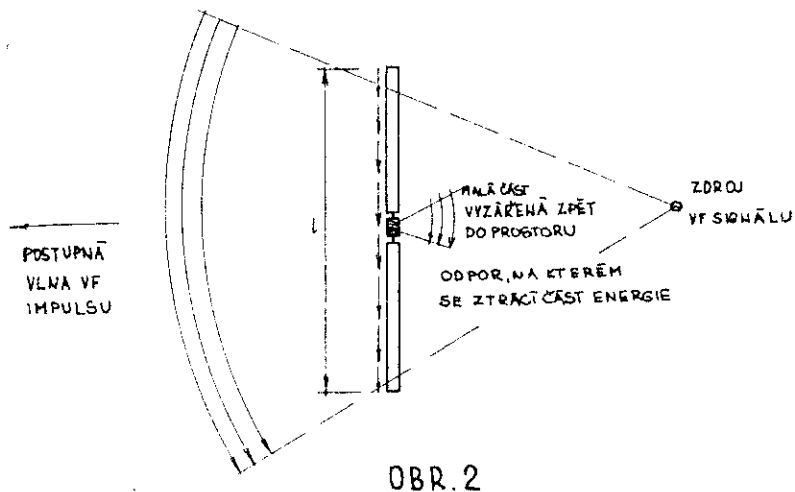


Obecně řečeno, jakékoliv vodivé prostředí odebírá část radiové energie v prostoru. Z této indukované energie zase část zpětně do prostoru vyzařuje.

Nyní, když jsme si vyložili tento základní poznatek, podíváme se na nejjednodušší antenu a prozkoumáme jak funguje.

Rezonanční anténa.

Abychom zvýšili energii, kterou odebíráme dopadající vlně, zapojíme do anteny odpor.



Vysokofrekvenční vlna dopadá na anténu a vybudí v ní proud I. Tento proud, protékající zátěží R si můžeme představit jako sumu všech proudů, indukovaných v každé elementární části anteny. Pokud jsou všechny tyto proudy ve fázi, je energie odejmuta radiové vlně maximální. Tento stav správného fázování elementárních proudů se nazývá resonance. Ta nastane, pokud je správný vztah mezi délkou anteny a frekvencí dopadající vlny. Obvykle resonanční délkou myslíme délky násobků $\frac{\lambda}{2}$ někdy též $\frac{\lambda}{4}$. Pokud budeme dále mluvit o resonanční délce, bude tím myšlena půlvlnná resonance.

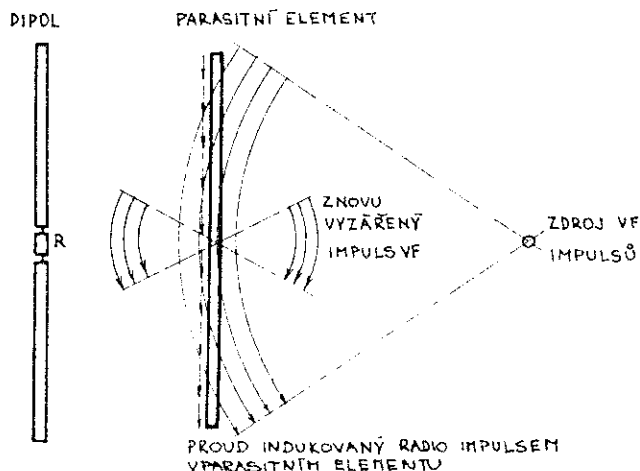
Abychom měli největší účinnost přeměny energie z anteny do zatěžovacího odporu musí být antena resonanční. Musíme však splnit ještě jeden požadavek.

Zatěžovací odpor R musí být ekvivalentní vyzařovacímu odporu anteny. Jinými slovy - systém musí být přizpůsoben. Vyzařovací odpor je fiktivní hodnota, kterou většinou nelze změřit, ale můžeme ji definovat jako hodnotu odporu, který zapojen místo anteny pohltí stejné množství energie, která by byla touto antenou vyzářena. Lze ho určit výpočtem z rozměrů anteny, konfigurace systému, výšky nad zemí a dalších faktorů. U dipolu je to hodnota odporu, kterou lze přímo změřit ve středu dipolu a rovná se vstupnímu odporu.

V našem případě přizpůsobená antena dodá na svorky přijímače značnou část energie, odejmuté z dopadající vlny a malou část vyzáří. Ještě si všimněme, že zátěž je umístěna v místě maximálního proudu.

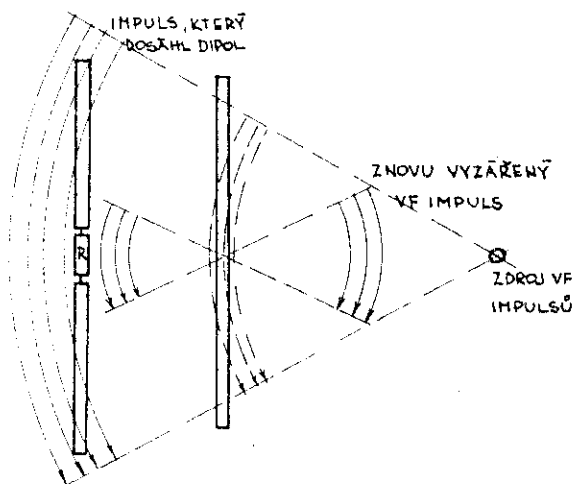
Parazitní element.

Resonanční tyč, pokud nebude připojena k zátěži bude zpětně vyzařovat prakticky veškerou energii, která na ni dopadne. Nyní si představíme, že máme v prostoru správně zakončený dipol, v jehož blízkosti je umístěn parazitní element.



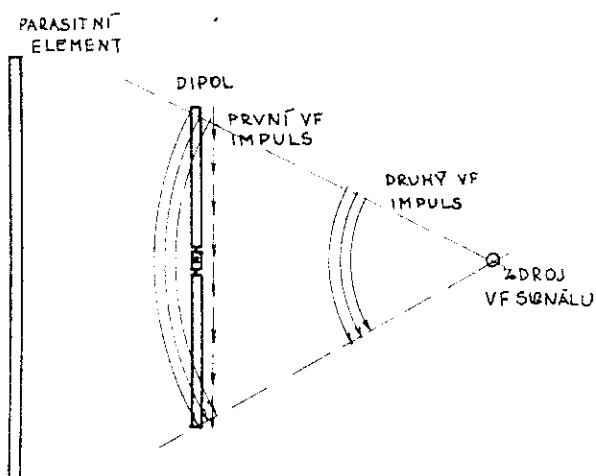
OBR.3

Vysokofrekvenční impuls dopadne nejdříve na parazitní prvek, který vyzáří většinu dopadající energie. Na dipol dopadne za krátký časový okamžik jak přímý vysokofrekvenční impuls, tak i energie zpětně vyzářená parazitním elementem. Pokud správným nastavením zaručíme, že energie vyzářená parazitním elementem bude ve fázi s přímým dopadajícím impulsem, energie se sečtou.



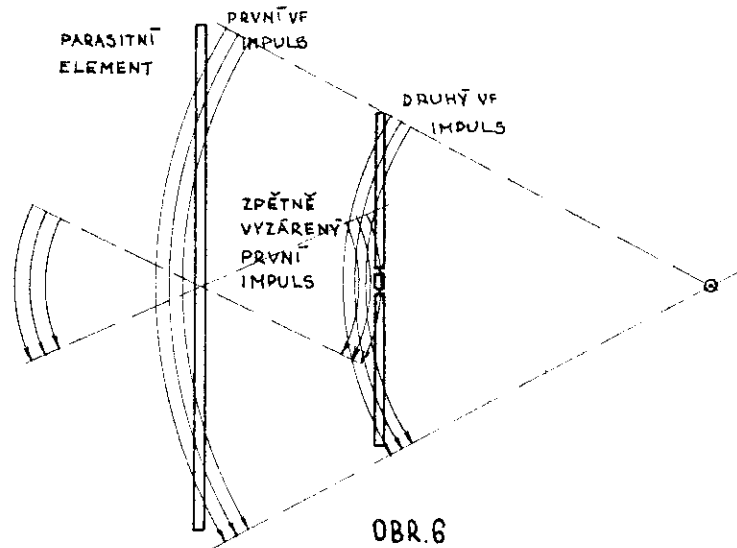
OBR.4

Parazitní element lze umístit i za dipol směrem od zdroje.



OBR.5

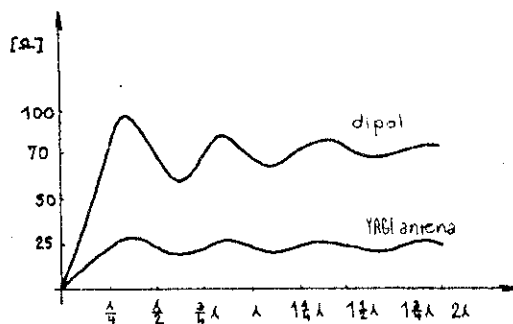
V tomto případě dopadá vf energie nejdříve na dipol. Za nějaký časový úsek první vysokofrekvenční impuls dopadne na parazitní element. Tento impuls je znovu parazitním prvkem vyzářen.



Pokud je délka a vzdálenost parazitního prvku od dipolu správná, zpětně vyzářený vf impuls se sečte s následujícím vf impulsem, který právě na dipol dopadl. Parazitní prvek, který zesiluje vf energii, která postupuje od něho k dipolu /obr. 3, 4/ se nazývá direktor prvek, který zesiluje energii opačného směru /obr. 5, 6/ se nazývá reflektor. V praxi jsou nejvíce používány dvou a tří-elementové systémy. Tyto anteny nazýváme YAGI antenami podle japonského vědce, který matematickou teorii těchto anten jako první uceleně zpracoval.

Vstupní odpor YAGI anteny.

Nejdříve si vezměme samotný dipol. Jeho vstupní odpor je asi 75 ohm a osciluje kolem této hodnoty v závislosti jeho výšky nad zemí.



OBR. 7

Je tedy možné použít přímo koax. kabel 75 ohm. Přidáme-li jeden či dva parazitní prvky, vyzařovací odpor anteny klesne na hodnotu kolem 25 ohm. Tato hodnota je funkcí výšky nad zemí, počtu parazitních prvků jejich odstupu od dipolu a nastavení každého elementu. Tyto závislosti opravdu platí i v praxi a při jejich znalosti lze každou YAGI antenu dostat poměrně bez problémů do požadovaných parametrů. Jak tyto závislosti fungují a jak jich využívat si ukážeme v dalších kapitolách.

Výkonový systém YAGI anten.

Při každém určování, či měření výkonového zisku musíme definovat antenu, ke které je tento zisk vztažen. Veškeré výkonové zisky anten budou zde uvažovány proti dipolu ve stejné výšce nad zemí.

Jaký zisk tedy můžeme prakticky očekávat od jednotlivých typů YAGI anten na krátkovlnných pásmech? U dvoelementové anteny kombinace dipol, direktor lze dosáhnout maximálního zisku 5,5 dB při nastavení na max. zisk, u kombinace dipol reflektor asi 5,0 dB. Dalším přidáním jednoho direktoru stoupne zisk na 7,0 až 8,5 dB v závislosti na délce nosného ráhna anteny. U čtyřelementové anteny lze očekávat zisk 8,5 až 9 dB. Obecně lze říci, že zdvojení počtu prvků /nadminimum dvou/ zvýší zisk o 3 dB nebo méně.

Předozadní poměr.

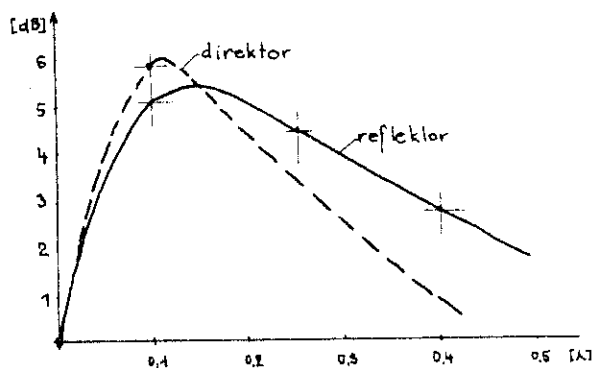
Předozadní poměr YAGI anteny je poměr výkonu vyzařovaného do požadovaného směru k výkonu vyzařovaného na opačnou stranu. Hodnota předozadního poměru se mění v závislosti na vertikálním vyzařovacím úhlu, výšce anteny nad zemí a vzdálenosti od okolních předmětů. Tento poměr se mění u tříelementové optimálně nastavené anteny od 10 do 30 dB.

Použitelná šířka pásma.

Zatím jsme se zmínili pouze o zisku a předozadním poměru. Je zde ještě třetí neméně důležitý parametr a to je použitelná šířka pásma. Z těchto tří uvedených veličin je vždy některá na úkor zbývajících. Např. při nastavení na maximální zisk se použitelná šířka pásma zmenšuje, též předozadní poměr je horší. Zjednodušeně si můžeme zapamatovat pravidlo, že pokud u tříelementové anteny označíme za dolní hranici kmitočet, na kterém je reflektor samorezonanční a horní kmitočet, na kterém je direktor samorezonanční, jsou to právě meze, kde ještě lze antenu použít. Jak uvidíme dále, je to důvod k tomu, že při návrhu volíme rezonanční kmitočet reflektoru a direktoru vždy mimo, to je pod a nad okrajové kmitočty požadovaného pásma.

B - Dvouprvková YAGI antena.

Mějme dvouprvkový systém, zářič a parazitní prvek. Zářič je naladěný do středu požadovaného pásma. Nyní budeme sledovat, jak se mění zisk této anteny jako funkce vzdálenosti parazitního prvku od dipolu, přičemž pro každou vzdálenost doladíme délku parazitního prvku na maximální zisk.



OBR. 8

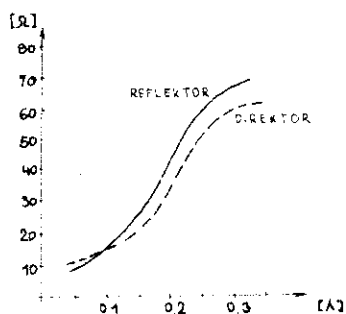
Obrázek neuvažuje ohmické ztráty v prvcích, proto je prakticky dosažený zisk menší, zvláště pro malé odstupy. Vidíme, že maxima zisku pro laděný prvek jako direktor dosáhneme při odstupu $0,1\lambda$ a pro reflektor při odstupu $0,15\lambda$.

Během tohoto měření bychom zjistili, že jen ve dvou případech dosáhneme maxima zisku při rezonanční délce parazitního prvku /délka direktoru - reflektoru, je stejná jako zářiče - dipolu/. Je to po odstupu $0,1\lambda$ u direktoru a $0,25\lambda$ u reflektoru. Je-li reflektor blíže než $0,25\lambda$ a to je prakticky u všech YAGI anten, je nutné jeho délku prodlužovat a to tím více, čím je blíže k zářiči. V teoretickém případě lze tedy dojít k paradoxu, že při odstupu větším než $0,25\lambda$ je reflektor kratší než zářič. Vidíme, že vžitý axiom většiny amatérů - udělá delší prvek a to je reflektor - v tomto případě neplatí. Stejnou závislost shledáme u direktoru. Abychom zachovali maximální zisk pro odstup direktoru větší než $0,1\lambda$ je nutné jeho délku zkracovat a to tím více, čím je umístěn ve větší vzdálenosti. Při odstupech menších než $0,1\lambda$ musí být direktor delší než zářič.

Prakticky naměřené hodnoty ukazují, že pro maximální zisk v případě direktoru musí být parazitní prvek asi o 7 % kratší a v případě reflektoru asi o 8 % delší.

Vstupní impedance anteny.

V předchozí části jsme sledovali jak se mění zisk v závislost na vzdálenosti. Provedeme toto měření ještě jednou s tím rozdílem, že nyní budeme měřit vstupní impedanci na svorkách zářiče. Naměřené hodnoty reálné složky této impedance t. j. vyzařovacího odporu anteny jsou vyneseny v obr. 9.



OBŘ.9

Vidíme, že pro odstupy kolem $0,1\lambda$ je vyzařovací odpor velice malý, kolem 14 ohm. Pro tyto malé odstupy je tedy velice těžké zachovat vysokou účinnost vyzařování, protože část energie přivedené do anteny se zmaří na tepelné ztráty v konečném ztrátovém odporu systému. Tento ztrátový odpor lze snížit použitím hliníkových trubek většího průměru a pečlivým provedením všech spojů.

Též stojaté vlny napětí a proudu na prvcích anteny dosahují značných hodnot, proto je v tomto případě velice neefektivní užití drátových elementů nesených izolátory - dielektrické ztráty vysokým napětím na konci anteny.

Abychom plně posuhli vlivy parazitních prvků, je nutno říci, že vlivem vzájemné impedance mezi prvky dochází k "rozladění zářiče". Tento efekt je zase funkce vzdálenosti. Zjednodušeně lze říci, že zářič se chová jako delší při přidání parazitního prvku, přičemž vliv je větší v případě reflektoru než direktoru. Zářič je tedy pro oba případy kratší, přičemž by měl být o trochu delší v případě direktoru než v případě reflektoru. Toto rozladění je proto, že vzájemná impedance obou prvků má nejen reálnou část, což způsobuje snížení vyzařovacího odporu systému, ale i imaginární část, přes kterou je ovlivněn rezonanční kmitočet zářiče.

Má-li tedy volit z obou typů anten zářič - direktor a zářič - reflektor mnoho radioamatérů volí raději zářič-reflektor přesto, že dosažený zisk menší asi o 0,5 dB. Je to proto, že při tomto odstupu vyzařovací odpor klesne jen na hodnotu asi 25 až 30 ohm. Tím lze snadněji dosáhnout dobré účinnosti, též ladění anteny je méně citlivé na nepřesnosti při ladění a antena je širokopásmovější.

Předozadní poměr.

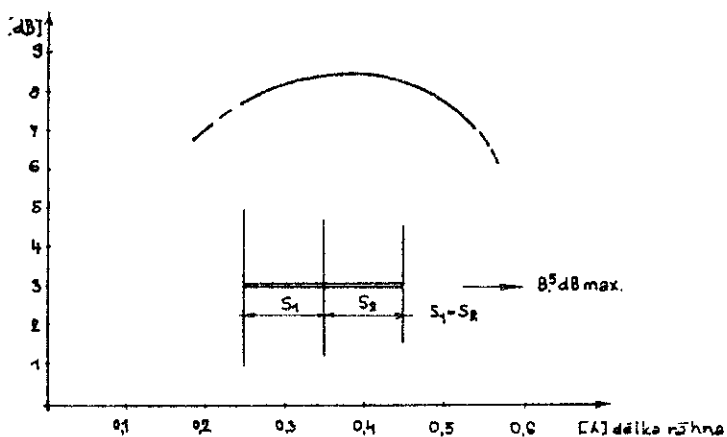
Bohužel podmínky pro nastavení na maximální zisk nedávají maximum potlačení vyzařování dozadu. Je nutné oželeť nějaký zisk na úkor dosažení maximálního předozadního poměru. K dosažení maxima potlačení dozadu je nutné v případě reflektoru nastavit jeho délku poněkud větší než by byla při nastavení na maximální zisk, přičemž je dobré užít větších odstupů - do $0,25\lambda$. V případě direktoru je

nutné zkrácení při odstupech $0,1\lambda$ a více. Dále platí, že ladění na maximální předozadní poměr je daleko více kritické, než při ladění na maximální zisk. Jako příklad uvedu typické hodnoty pro dvouprvkový systém:

S optimálně nastaveným direktorem na max. zisk při odstupu $0,11\lambda$ byl předozadní poměr $5,5$ dB. Po správném doladění na max. předozadní poměr stoupla jeho hodnota na 17 dB, zisk klesl o 1 dB.

C - Tříprvková antena YAGI.

Nyní přidáme ještě jeden element. Antena se skládá z direktoru, zářiče a reflektoru. Zisk se pohybuje v rozmezí $6 - 8,5$ dB, přičemž maxima lze dosáhnout při délce nosného ráhna $0,36\lambda$ a velice úzkopásmovém nastavení.



OBR.10

Při odstupech $0,15\lambda$ klesne zisk o jeden dB, při odstupu $0,1\lambda$ dosáhne hodnoty 7 dB. Zde je hranice použitelnosti, další zmenšování odstupu přináší prudké snížení účinnosti. Dříve byly v módě tzv. "wide spaced beamy" t. j. anteny s odstupy $0,2$ až $0,25\lambda$, přičemž bylo vžito mínění, že toto řešení přináší větší hodnotu předozadního poměru a zisku. Není to tak dalece pravda. Tyto anteny mají nižší Q, t. j. jsou širokopásmovější a dosahují vyšších hodnot vyzařovacího odporu. Z toho plyne snadnější nastavení a menší nároky na znalosti při nastavení a přesnost provedení anteny. Při pečlivém návrhu a provedení systému však lze snížit tyto rozměry o 25%

při ekvivalentních parametrech. Vyzařovací odpor je velice citlivý na změny vzdálenosti a délky direktoru. Např. změna délky z $0,48\lambda$ na $0,42\lambda$ způsobí změnu vyzařovacího odporu z 10 na 60 ohm. Z toho pak plyne mírný pokles zisku a zvětšení šířky pásma.

Lze říci, že správně nastavený tříprvkový systém má vyzařovací odpor v rozmezí 18 až 25 ohm. Předozadní poměr kolísá mezi 15 až 25 dB. Je nutno poukázat na složitost určení tohoto poměru. Je závislý na vertikálním úhlu, pod kterým signál zezadu přichází, dále může přicházet po několika odrazech od okolních předmětů. Z těchto důvodů na různých signálech můžeme naměřit předozadní poměr od 10 do 60 dB.

D - Návrh parazitních antenních systémů YAGI.

Jak jsem již uvedl dříve, tři základní požadavky musí být splněny pro správnou funkci směrového systému:

- 1/ Napájený prvek musí rezonovat ve středu požadovaného pásma.
- 2/ Napájený prvek musí vykazovat na svých svorkách nebo na svorkách přizpůsobovacího obvodu impedanci shodnou s charakteristickou impedancí napájecího vedení.
- 3/ Žádný z parazitních prvků nesmí rezonovat s požadovaným pracovním pásmu kmitočtů.

Předladěné antenní systémy YAGI.

Je známo, že víceprvkové antenní systémy YAGI mohou být předladěny na zemi na rozměry, které byly zjištěny dlouhým výzkumem ve vývojových pracovištích a potvrzeny měřeními na modelech. Tyto rozměry dávají tak dobré výsledky, že není nutné zdlouhavé a poměrně obtížné ladění po vyzvednutí do pracovní výšky. Kdo by chtěl se pustit do přesného naladění, měl by si být vědom toho, že mu to zřídka kdy přinese znatelné zlepšení zisku. Jediným přínosem může být zlepšení předozadního poměru o několik dB. Většina z nás proto vezme s povděkem hodnoty zisku a předozadního poměru, které nám zaručí nastavené rozměry na zemi, přičemž ladění ve výšce se zúží jen na nastavení přizpůsob-

vacího členu.

Nejdříve tedy rozměry pro dvouprvkové YAGI anteny, pro 10 m platí poněkud odlišné rozměry vzhledem k větší šířce pásma.

TAB. 1

DVOUPRVKOVÝ PARASIT. SYSTEM PRO 10m	DVOUPRVKOVÝ PARASIT. SYSTEM PRO 40, 20, 15, 10 m
VÝKONOVÝ ZISK : 4,8dB PŘEDOZADNÍ POMĚR : 12dB VYZAROVACÍ ODPOR : 20Ω	VÝKONOVÝ ZISK : 5,3dB PŘEDOZADNÍ POMĚR : 12dB VYZAROVACÍ ODPOR : 18Ω
ZÁŘIČ DĚLKA = $\frac{143,56}{f \text{ [MHz]}}$	ZÁŘIČ DĚLKA [m] = $\frac{144,78}{f \text{ [MHz]}}$
DIREKTOR DĚLKA = $\frac{130,55}{f \text{ [MHz]}}$	DIREKTOR DĚLKA = $\frac{136,55}{f \text{ [MHz]}}$
VZDÁLENOST PRVKŮ = $\frac{26,57}{f \text{ [MHz]}}$	VZDÁLENOST PRVKŮ = $\frac{26,57}{f \text{ [MHz]}}$
ŠÍŘKA PÁSMO pro ČSV 1,75/1 1,8 MHz	ŠÍŘKA PÁSMO PRO ČSV 1,75/1 180 kHz pro 40m 475 kHz pro 20m 700 kHz pro 15m 875 kHz pro 10m
PRŮMĚR PRVKŮ 38 mm	PRŮMĚR PRVKŮ 58 mm pro 40m 38 mm pro 20m 25 mm pro 15m 25 mm pro 10m

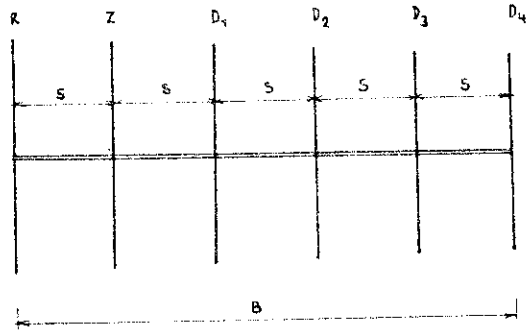
Šířka pásma pro ČSV 1,75/1 platí pro gamma přizpůsobení. Při použití skládaného dipolu nebo omega přizpůsobení bude šířka pásma o něco větší. Též délka zářiče při použití omega přizpůsobení bude menší, viz kap. přizpůsobení. Přidáním dalších direktorů lze zisk zvyšovat. Pro tříprvkový systém platí tabulka číslo 2.

TAB. 2

3 PRVKOVÝ ANTENNÍ SYSTEM PRO 10 M	3 PRVKOVÝ ANTENNÍ SYSTEM PRO 20, 15, 10 M
VÝKONOVÝ ZISK - 7,5-8 dB PŘEDOZADNÍ POMĚR = 20dB VYZAROVACÍ ODPOR = 22Ω	VÝKONOVÝ ZISK - 8-8,5 dB PŘEDOZADNÍ POMĚR = 25dB VYZAROVACÍ ODPOR = 20Ω
ZÁŘIČ DĚLKA [m] = $\frac{144,78}{f \text{ [MHz]}}$	ZÁŘIČ DĚLKA [m] = $\frac{144,77}{f \text{ [MHz]}}$
DIREKTOR DĚLKA [m] = $\frac{132,89}{f \text{ [MHz]}}$	DIREKTOR DĚLKA [m] = $\frac{135,64}{f \text{ [MHz]}}$
REFLEKTOR DĚLKA [m] = $\frac{152,92}{f \text{ [MHz]}}$	REFLEKTOR DĚLKA [m] = $\frac{152,77}{f \text{ [MHz]}}$
VZDÁLENOST PRVKŮ [m] = $\frac{56,29}{f \text{ [MHz]}}$	VZDÁLENOST PRVKŮ [m] = $\frac{62,67}{f \text{ [MHz]}}$
ŠÍŘKA PÁSMO PRO 1,75/1 1,25 MHz	ŠÍŘKA PÁSMO PRO 1,75/1 450 kHz pro 20m 840 kHz pro 15m 1050 kHz pro 10m
PRŮMĚR PRVKŮ 38 mm	PRŮMĚR PRVKŮ 38 mm pro 20m 25 mm pro 15m 25 mm pro 10m

Přidáním dalších direktorů lze zisk dále zvyšovat, např. rozšíření třílet YAGI pro 10 m o 3 direktory přinese další zvýšení zisku o 3 dB, t. j. lze předpokládat celkový zisk 10,5 až 11 dB, přičemž šíře pásma klesne asi na 70 % z uváděné hodnoty pro 10 m pásma.

Pro antenní fandy uvádím rozměry anten " LONG JOHN " :

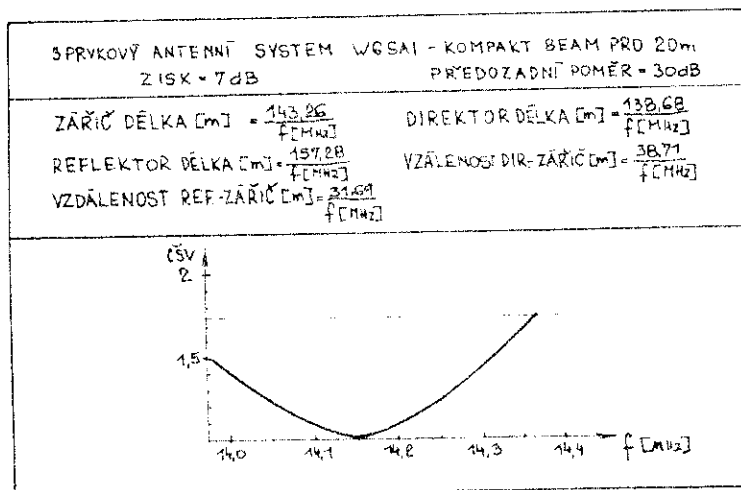


PÁSMO	R	Z	D ₁	D ₂ , D ₃	S	B
20m	10,16	10,21	9,55	9,15	2,74	14,08
15m	7,16	6,83	6,25	6,09	2,13	10,82
10m	5,38	5,05	4,63	4,52	1,60	8,07

OBR. 11

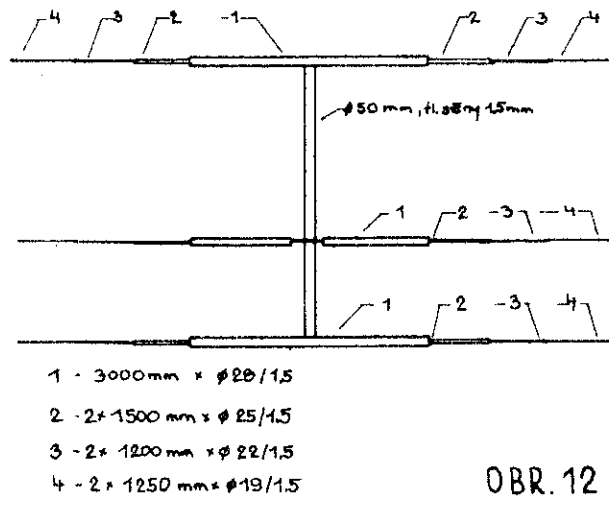
Jako posledního typu si všimneme anten, jejichž rozměry jsou zmenšeny. Popíši zde tak zvaný kompaktní 3prvkový systém, jehož autorem je W6SAI.

Jak jsem již uvedl, pozdější a přesnější měření ukázala, že při snížení délky nosného ráhna z 0,5λ na 0,2λ zmenší se zisk anteny o 0,5 dB. Spolu se snížením zisku se samozřejmě zužuje pásmo použitelných kmitočtů, ale 20m pásmo je naštěstí relativně úzké, takže právě toto pásmo je pro zmenšování rozměrů, v tomto případě délky ráhna vhodné. Dalším přínosem této anteny je vyšší předozadní poměr, který je daný větší vzájemnou vazbou prvků. Elektrické parametry kompaktního beamu W6SAI uvádí tabulka 3.



TAB. 3

Mechanicky je antena provedena takto:



OBR. 12

Obdobně jsou provedeny ostatní prvky. Zářič je středu přerušen a je zde použit indukto-match, nebo-li beta přizpůsobení.

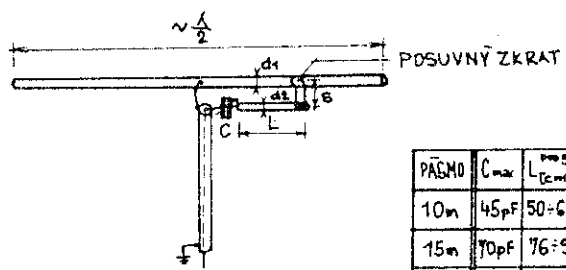
Dále by do této kapitoly patřily různým způsobem zkracované anteny pro 40m pásmo - antena 402BA firmy MY-GAIN, která užívá lineárně skládaných prvků, antena TBA402 firmy SWAN, která užívá indukčností ve středu elementů atd. Rozsah článku by překročil požadovaný rámec, tyto anteny se budu snažit zvěřejnit v Radioamaterském zpravodaji později.

Nyní se podíváme jakým způsobem vstupní odpor systému přetransformujeme na požadovanou charakteristickou impedanci napáječe.

E - Přizpůsobovací články pro YAGI anteny.

Z množství různých typů přizpůsobovacích článků určených pro různé typy napájecích vedení, vybírám 3, které si popíšeme a rozebereme jejich výhody, či nevýhody. Jsou to přizpůsobovací články gama, omega a beta. Beta článek bývá v literatuře nazýván též indukto-match.

Gama článek.



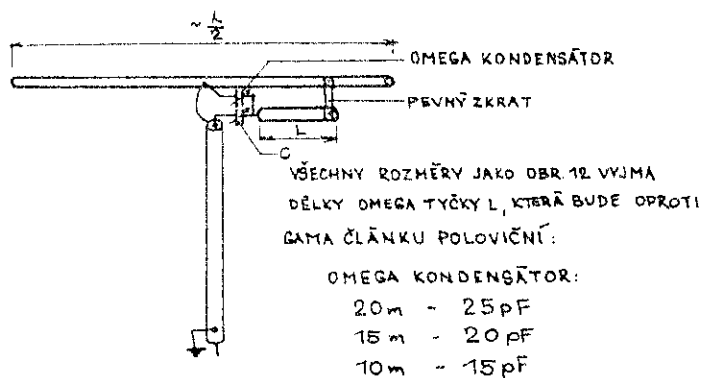
PÁSMO	C _{max}	L _{max} [cm]	L _{min} [cm]	S [cm]	d ₁ [cm]	d ₂ [mm]
10m	45pF	50-61	80	10	25-30	6
15m	70pF	76-91	120	13	25	10
20m	130pF	101-122	170	15	3,8	12-13

OBR. 13

Článek zaručuje transformaci vyzařovacího odporu YAGI anteny na charakteristickou impedanci napájecího vedení, rozměry jsou uvedeny pro 52 a 75 ohm. Gama článek zaručuje možnost plynulého nastavení transformačního poměru posouváním zkratu a zrušení indukčnosti gama tyčky resonanční kondensátorem C.

Impedanční transformace je definována délkou gama tyčky vzdáleností S a poměrem průměrů d_1 a d_2 . Dokud je průměr gama tyčky větší nebo vzdálenost S menší, je nutné pro dosažení správné transformace délku gama tyčky prodloužit. Průměr gama tyčky by měl být asi 4 x menší a její vzdálenost S rovná 4 průměrům napájeného prvku. Postup nastavení si popíšeme později.

Omega článek.

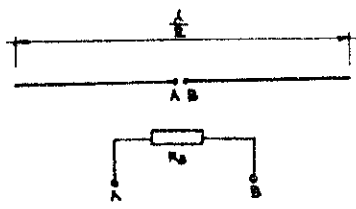


OBR. 14

Porovnáme-li obrázky 13 až 14, vidíme, že omega článek je zlepšenou verzí gama článku. Má jednu velkou výhodu při nastavování, není třeba pohybovat zkratem, odpadá tedy pracné manipulování na stožáru či střeše, stačí jen zatočit šroubovákem.

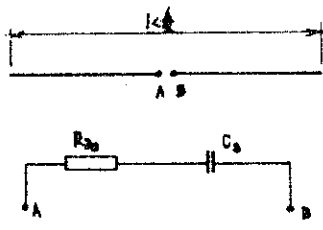
Beta článek.

Tento přizpůsobovací článek je poměrně novou záležitostí a pro svoje nesporné výhody ho používá stále větší množství antenních firem. Rozebereme si jej trochu podrobněji. Představme si zářič YAGI anteny, který je uprostřed přerušen a upevněn na izolátorech. Na jeho svorkách A - B lze naměřit vstupní impedanci systému. Je-li antena v rezonanci, naměříme zde přímo vyzařovací odpor anteny. Viz obr. 15.



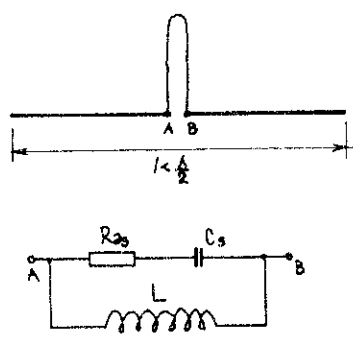
OBR.15

Tato hodnota vyzařovacího odporu se může pohybovat v rozmezí 10 - 40 ohm pro 2 - 4 el systémy. Nyní zářič zkrátíme:



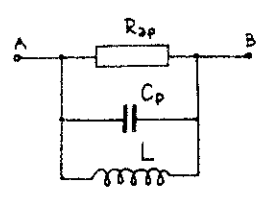
OBR.16

Zářič se o málo kratší, na svorkách AB naměříme nyní seriové složky vstupní impedance R_{as} a C_s . R_{as} je 10 - 40 ohm, C_s stovky až tisíce pF. Nyní přes svorky AB připojíme smyčku drátu, která representuje indukčnost L .



OBR.17

To je základní schéma beta přizpůsobení. Lze je překreslit a přepočítat na paralelní složky:



OBR.18

Pro obrázek 18 platí: $R_{ap} = R_{as} \times (1 + Q^2)$

$$Q = \frac{1}{\omega \cdot R_{0s} \cdot C_s}$$

$$C_p = \frac{C_s}{1 + \frac{1}{Q^2}}$$

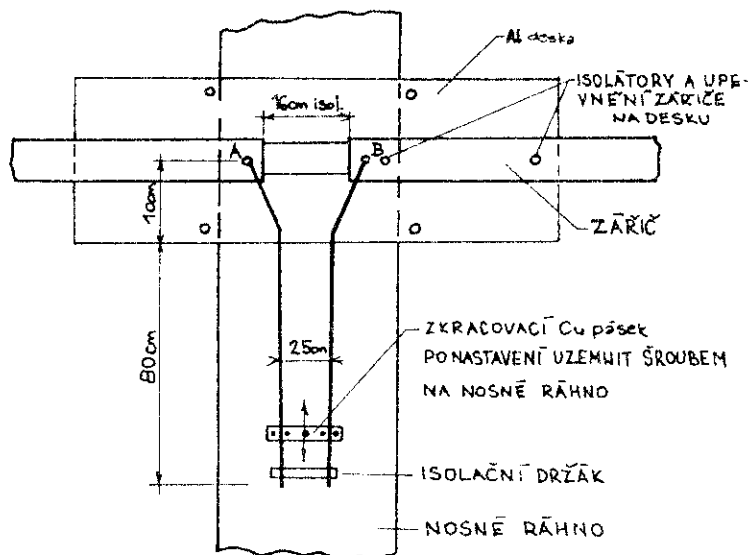
Pokud nám na našem požadovaném kmitočtu bude resonovat C_p a L , zůstane nám na svorkách jen R_{ap} .

My však potřebujeme, aby R_{ap} byl 75 ohm. Z toho vyplývá, že Q musí být řádově jednotky, aby se nám R_{as} transformoval na 75 ohm. To nám ale opravdu obvod splňuje. Pokud bychom dosadili informativní hodnoty, které byly uvedeny výše, vidíme, že Q je opravdu nízké.

Velikostí Q tedy měníme transformační poměr $/Q$ ovlivňujeme délkou zářiče, čím kratší, tím větší Q a změnou indukčnosti L doladuje obvod do resonance. V praxi se celé nastavování beta článku zúží jen na změny indukčnosti posuvným zkratem. Tento článek je bezesporu nejlepším způsobem, jak přizpůsobit YAGI antenu. Oproti gama či omega článku je daleko širokopásmovější, např. gama článek na 20m u 4el YAGI pracoval uspokojivě jen v pásmu 150 - 200 kHz, kdežto beta článek spolehlivě po celém pásmu. Je fakt, že beta článek je pracnějšší, vyžaduje izolované mechanické uchycení obou půlek zářiče, ale výsledky hovoří za vše.

Dalším problémem, o kterém se ještě nehovořilo, je šilhání a nebezpečí vyzařování pláště koaxiálu u nesymetrických gama a omega. U bety je vstup antenního systému symetrický, toto nebezpečí tedy odpadá. Beta článek však vyžaduje použití symetrisátoru.

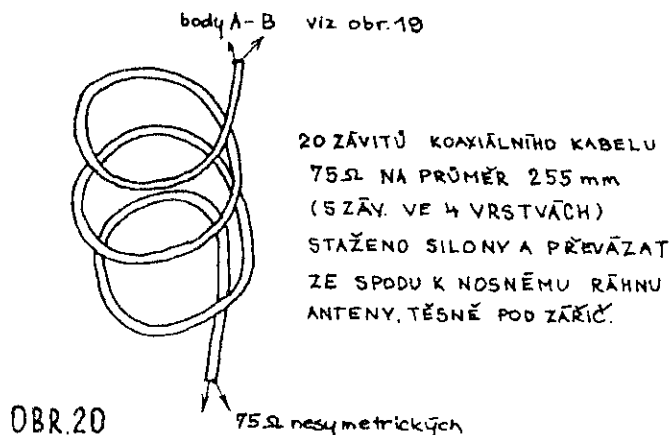
Nyní tedy praktické provedení beta článku, které je v tomto provedení možno užít beze změn u kompaktního beamu W6SAI:



OBR.19

Výška přizpůsobení nad ráhno je 3 cm a je držena isolačním držákem. Vstupní impedance 75 ohm symetrických je mezi body AB. Je možné užít jednoduchého symetrisátoru navinutého z koaxiálního kabelu, nebo jen

jednoduše udělat cívku, která svou indukčností zamezí vf proudu téci po plášti.



F - Měření a nastavování YAGI anten.

K nastavení antenního systému budeme potřebovat samozřejmě určité nejnutnější vybavení měřicími přístroji. Bez nich to prostě nejde. Jsou to: měřič činitele stojatého vlnění /ČSV metr/ grid-dip metr, přesný přijímač a dobrým pomocníkem je i Antennascop. Tento zjednodušený impedanční můstek byl již popsán též v Amatérském radiu, chtěl bych jen zdůraznit, že měří jen reálnou složku impedance a pokud je na svorkách obecná impedance, lze velikost imaginární složky určovat jen z ostrosti poklesu výchylky měřidla.

Nyní se můžeme pustit do měření, které lze rozdělit na dvě části:

- 1/ Kontrola zářiče
- 2/ Kontrola přizpůsobovacího článku

Toto měření se provádí rozdílně podle toho máme-li zářič uprostřed přerušen nebo používáme-li gama či omega přizpůsobení.

F 1 Zářič je uprostřed přerušen a upevněn izolovaně.

- 1/ Kontrola zářiče:

Antena by měla být umístěna ve výšce, ve které bude užívána. Pokud to není možné z důvodu přístupu, lze antenu umístit na pomocný sloup nebo žebřík v minimální výšce 5 - 6 m. V blízkosti anteny by neměly být žádná vedení a rozměrnější kovové předměty do vzdálenosti asi 10m.

Pokud to nemá možné, je nutno alespoň natočit antenu během měření tak, aby k vodičům, či kovovým předmětům směřoval reflektor, který je na okolní vlivy méně háklivý. Nyní vstup napaječe zkratujeme jedním závitem vodiče a navážeme volně GDO. Pokles indikuje rezonanční kmitočet zářiče. Tento kmitočet kontrolujeme přijímačem, protože GDO bývá strháván. V případě, že budeme používat beta člunek, kmitočet musí být výše, než je střed pásma, řádově o stovky kHz.

Pokud měříme antenu nízko nad zemí, řádově 5 - 6 metrů, rezonanční kmitočet bude 25 - 50 kHz níže než po vyzvednutí anteny do výšky.

Nízké a nevýrazné poklesy můžeme zaznamenat na nižším a vyšším kmitočtu, než je rezonanční kmitočet napaječe. Jsou to rezonanční kmitočty reflektoru a direktoru a vyznačují nám maximální hranice použitelnosti měřené anteny. Pokud se nacházejí v pásmu, je nutné změnou délky /reflektor prodloužit, direktor zkrátit/ dostat tyto resonance vně pásma.

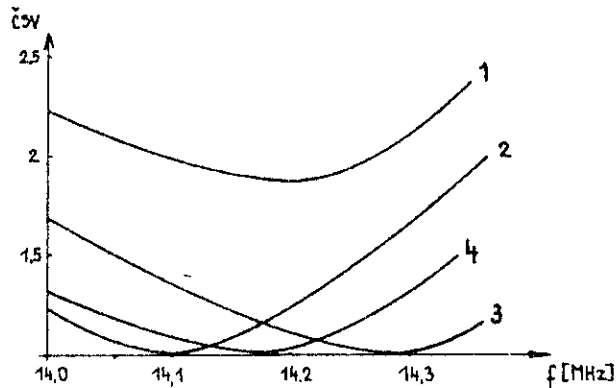
Pokud máme k dispozici měřič impedancí, máme naši úlohu značně ulehčenu. Provedeme měření přes celé pásmo po 50 kHz a imaginární složka by měla z jednoho konce pásma klesat až do nuly /seriové složky/. Tento kmitočet prohlásíme za rezonanční. Na tomto kmitočtu by měla být reálná složka asi 15 až 40 ohm, podle toho jaký systém nastavujeme. U 3 - 4 el bychom měli naměřit kolem 20 ohm. Pokud je tato hodnota větší, prodloužíme první direktor, pokud je nižší direktor zkrátíme. Stačí tedy provádět změnu jen na prvním direktoru, který má vstupní impedanci největší vliv. Změny délky by neměly být větší než 3 cm na každé straně v jednom kroku.

Pokud není po ruce impedanční můstek, lze použít antenascop. Zde je též nutné zjistit předem rezonanční kmitočet grid dip metrem, jak bylo popsáno výše. Připojíme antenascop a vybudíme ho GDO. Na odporové stupnici nastavíme 20 ohm a pomalu projedeme pásmo v okolí rezonančního kmitočtu. Antenascop vykáže pokles. Nyní proladíme rozsah odporu v okolí 20 ohm a najdeme nejprudší a nejhlubší pokles. Jemnou změnou obou prvků, kmitočtem na GDO a odporem na antenascopu najdeme nejmenší pokles. Tato hodnota by měla být vyzařovacím odporem anteny.

Kontrola přízpusobovacího člunku.

Nejdříve si popíšeme jak postupovat v případě, že máme k dispozici jen měřič ČSV.

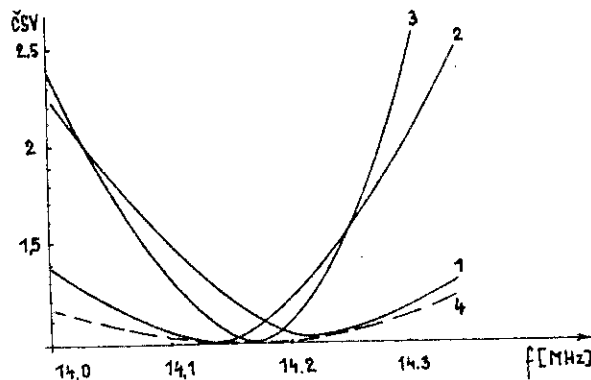
Připojíme k bodu AB antenního systému symetrisátor nebo oddělovací cívku podle obr. 20 a napájecí vedení. V tomto případě nezáleží na jeho délce, protože měření je zkesleno symetrisátorem. Můžeme tedy měření provádět od vysilače. Nyní si proměříme průběh ČSV přes celé pásmo:



OBR.21

Dostaneme průběh 1. Nyní se posouváním zkratu snažíme najít minimum ČSV, prodlužování zkratu snižuje rezonanční kmitočet, zkracování zvyšuje rezonanční kmitočet. Může tedy nastat situace 2, kterou bychom dostali prodlužováním zkratu beta článku z výchozí police 1. V tomto případě je nutné mírně délku zářiče zkrátit. Dostaneme-li průběh 3 po dostavení beta článku z počátečního stavu, je nutné zářič prodloužit. Správný průběh ČSV ukazuje 4.

Co vše lze z průběhu ČSV vyčíst. Na průběhu 4 vidíme, že ČSV na dolním konci pásma má nižší hodnotu než na horním konci pásma. Toto zhoršení je způsobeno vlivem blízkosti resonance parazitních prvků Na dolním konci reflektoru, na horním direktorů. Mohou nám tedy nastat tyto případy:



OBR.22

Graf 1 :

Příliš krátký reflektor, nutno prodloužit. Pravděpodobně i zhoršený předozadní poměr.

Graf 2 :

Příliš dlouhý direktor, u vícepásmových systémů pravděpodobně první od zářiče. Nutno zkrátit. Pravděpodobně i zhoršený zisk.

Graf 3:

Příliš úzkopásmové naladění anteny. Antena vykazuje dobrý zisk i předozadní poměr v úzkém pásmu kolem rezonančního kmítocitu. Tento průběh je též typický pro kompromisní vícepásmové anteny, nebo anteny se zkrácenými prvky - cívkou, skládáním. Reflektor nutno prodloužit a zároveň direktory zkrátit. V tomto případě bychom asi naměřili vyzařovací odpor 10 - 15 ohm.

Graf 4 :

Příliš širokopásmové naladění anteny. Nutno podotknout, že není příliš na škodu. Antena vykazuje snížený zisk /asi o 1 - 2 dB/, má však dobrou účinnost vzhledem k vyšší hodnotě vyzařovacího odporu a dobrý předozadní poměr. Chceme-li však doladit antenní systém, reflektor zkrátíme a direktory prodloužíme.

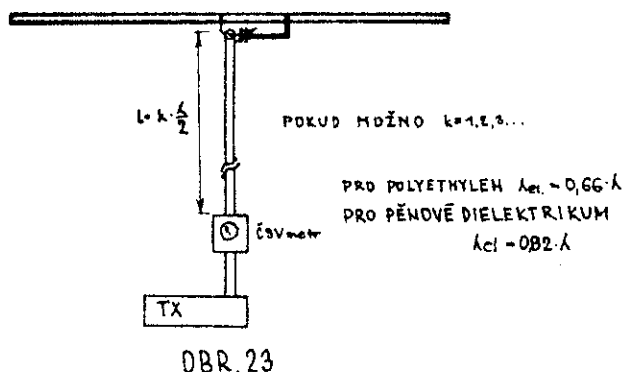
Tím jsme probrali všechny případy, které mohou nastat. Pokud nám nenastane ani jeden případ, udělali jsme někde hrubou chybu v měření délek prvků nebo ve výpočtu.

Nyní jak postupovat s antenascopem. Pokud ho máme po ruce nebo dokonce můžeme-li si vypůjčit impedanční můstek, je nastavení rychlejší. Beta článek připojíme mezi body AB, kde je též připojen antenascop nebo impedanční můstek. Změříme hodnotu vstupní impedance na požadovaném kmítocitu - většinou střed pásma a vyrušíme zbývající imaginární složku posuvným zkratem. Známkou toho je, že antenascop vykazuje nejostřejší a nejhlubší pokles. Pokud je hodnota vstupního odporu nižší než charakteristické impedance napaječe, zářič zkrátíme. Pokud je hodnota vstupního odporu nižší, zářič prodloužíme. Po každé změně délky je nutno doladit posuvný zkrat. Ve většině případů to však nebude nutné. Pokud dodržíme správné rozměry a neuděláme někde chybu, celé nastavení se zúží na doladění posuvného zkratu na minimum ČSV.

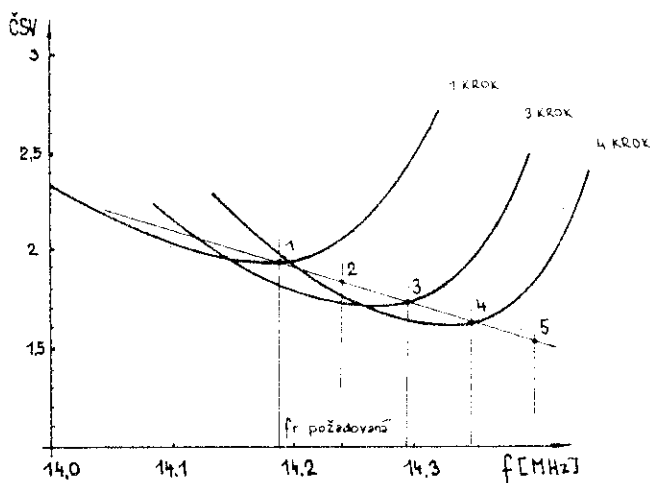
F2 - Zářič je nepřerušen - ve středu uzemněn.

V tomto případě je velmi těžké určit resonanci zářiče pomocí GDO. Musíme najít nepřímo. Existuje totiž jen jedno nastavení, kdy

obdržíme na výstupu přizpůsobovacího článku čistých odporových 75 ohm a to jen na rezonančním kmitočtu. Nejdříve tedy na to s pomocí ČSV metru.



Antenu máme v pracovní poloze, gama nebo omega článek je připojen k napaječi, napájecí vedení má délku násobku $\lambda/2$. Nyní předpokládáme, že zářič máme kratší.



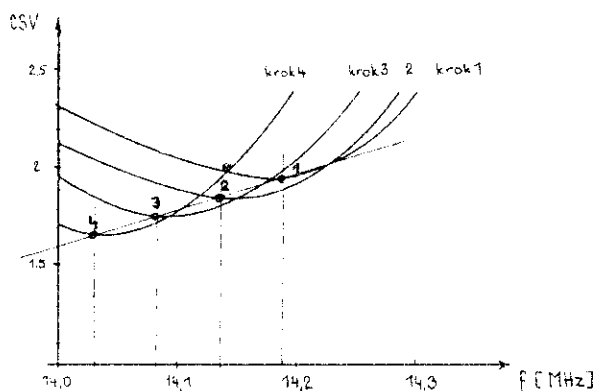
DBR.24

První krok: antenu vybudíme na požadovaném rezonančním kmitočtu podle zapojení na obr. 23 a změnou délky gama tyčky a rezonančním kondensátorem se snažíme nastavit minimum ČSV. Jako nejlepší stav obdržíme hodnotu ČSV 1,9 viz obr. 24. Po proměření průběhu ČSV v celém pásmu obdržíme graf kroku 1. Protože žádnou změnou délky gama tyče a rezonančního kondensátoru jsme neobdrželi lepší ČSV, můžeme soudit, že zářič má chybnou délku.

Druhý krok: změním kmitočet o 50 kHz výše a snažíme se změnou délky gama tyče a rezonančním kondensátorem dosáhnout lepšího ČSV. Snažíme se měřit pokud možno přesně, vždy za stejných podmínek. Dokonce přítomnost pracovníka blízko anteny dokáže měření znehodnotit. V našem případě bychom obdrželi ČSV - 1,8, bod 2. Kdyby byl zářič delší, nedo-

kázali bychom vůbec lepší ČSV najít a museli bychom nastavit kmitočet o 50 kHz níže.

Třetí krok: dalších 50 kHz. ČSV - 1,7, bod atd. ... Již jsme se chytli. Vidíme, že minimum ČSV klesá přibližně po přímce a po dalších dvou krocích - body 4, 5 dokážeme aproximovat, kde se rezonanční kmitočet zářiče nachází. V krocích 2 - 5 už není nutné měřit celý průběh ČSV v celém pásmu, ale pro zajímavost byl dokreslen krok 3 a krok 4. Průběhy jsou podobné, liší se jen v minimu. Po aproximaci rezonančního kmitočtu opravíme délku zářiče a nastavíme minimum ČSV gama tyčí a kondensátorem. Tato hodnota by měla tentokrát dosáhnout hodnota blízké 1. V případě omega přizpůsobení je nastavení obdobné, jen se mechanicky neposunuje zkrat, ale mění se velikost omega kondensátoru. Pro úplnost ještě uvádím průběh ČSV v případě, že máme zářič delší:

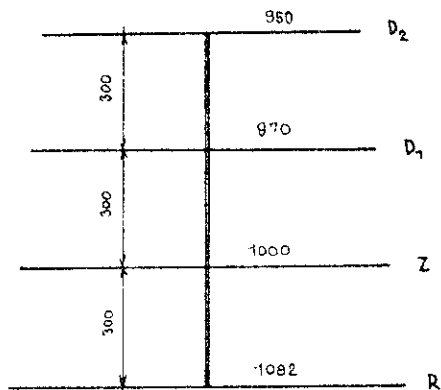


DBR.25

Vidíme, že nastavení gama či omega přizpůsobení je pracnější a je nutno postupovat systematicky, jinak se v množství naměřených hodnot zamotáme a nevíme kudy kam. Bezespору beta článek je lepší, než gama a omega a neklade takové nároky na nastavení jako gama a omega. Je sice pracnější, náročnější na mechanické řešení, ale přináší daleko vyšší účinnost systému a větší širokopásmovost.

Závěrem uvádím praktické řešení čtyřprvkové YAGI anteny pro 20m pásmo, kterou užívám asi 2 roky v mém QTH v Klánovicích. Antena je umístěna ve výšce 20 m, obrázek byl otištěn v RZ číslo 3/80 na str. 19. Antena vykazuje velice dobrou směrovost. Předozadní poměr, měření statisticky s DX stanicemi dosahuje v průměru 30 až 45 dB. Mnoho radiamatérů, kteří přišli ke mně na návštěvu, bylo velmi překvapeno, když stanice o síle S7 na komerčním transceiveru

bylo možno na bok vymazat do šumu. Ve směru dozadu lze spolehlivě odečíst 4 - 6S potlačení v závislosti na vertikálním úhlu přicházejícího signálu. Antena nevykazuje parazitní laloky a vyzařovací diagram díky symetrickému napájení je též osově symetrický - antena nešilhá.



OBR. 26

Jednotlivé prvky jsou teleskopické, střední délky jsou z duralových trubek průměr 32 mm, délky 3 m, ze čtyř průměrů postupně až na koncích je trubka o průměru 18 mm. Napájený prvek je ve středu přerušen, použito beta přizpůsobení, zespodu nosného ráhna jsou přivázány cívky z koax. kabelu. Uchycení zářiče je z teflonu, ale jako materiál vyhoví i silon, jelikož v tomto místě je nízká impedance.

Mohu říci závěrem, že během doby své amatérské práce jsem vyzkoušel řadu směrových anten. Z počátku jsem byl zaměřen na Cubical Qua dy. Vyzkoušel jsem 2 a 3 prvkové, tedy mohu porovnávat. Qua dy dosahují opravdu dobrých zisků. Srovnávací měření dokazují, že dvouprvkový Qua d vykazuje zisk srovnatelný s tříprvkovou YAGI antenou, ale směrovost jako dosahují YAGI anteny s Qua dem nikdy nedosáhneme. U Qua dů po pracném nastavení - doba nastavení je v průměru asi 3 x delší, dosáhneme 15, maximálně 20 dB. U Qua du je běžné, že např. v době CQ World wide contestu při směrování na sever přicházejí na CQ současně stanice z W, JA i UA. Není výjimkou zavolá-li nás stanice zezadu. Toto se u YAGI anten stává velice zřídka. Další a to asi podstatnou nevýhodou je plocha anteny vůči větru. Qua d má tento parametr 2,5 krát větší, z čehož plyne nutnost dimensování ložisek rotátoru atd.

Nechci tím hanět CQ anteny. Ale rozhodnete-li se pro YAGI antenu a nestane se hrubá chyba při nastavení délek nebo výpočtu, antena bude vykazovat vždy minimálně zaručené parametry. Pustíme-li se do Qua du, je to vždy sázka do loterie jak se nám povede.

Ve svém obsáhlejším článku jsem se snažil vyplnit mezeru v literatuře, která u nás zůstává nevyplněna řadu let. Nemohl jsem samozřejmě vyčerpat všechny otázky, které s problematikou souvisejí. Pokud by byly dotazy, stačí zaslat dopis, rád na něj odpovím pokud to bude v mých silách.

S amaterským pozdravem: ať nám táhnou anteny a YAGINY zvlášť !

Literatura:

Beam Antenna handbook - W6SAI William I. Orr.
ARRL Antenna book.

VYSÍLACÍ STŘEDISKA KV PRO KOLEKTIVNÍ STANICE.

Jan Kandl MS - OK 1 AVU

Se vzrůstající úrovní práce na KV vzrůstá i požadavek na technickou i operátorskou úroveň jednotlivých stanic. Pokud se týče technického vybavení používá většina špičkových stanic zařízení odpovídající úrovně, ať již se jedná o zařízení dovezené nebo po domácku zkonstruované. I když je možné úroveň těchto zařízení nadále zlepšovat, jak již na straně přijímací /různé vysoce selektivní VF i NF filtry, moderně řešené směšovače atd./, tak i na straně vysílací /kvalitnější signál, clipper NF i VF, různé druhy komprese a nové druhy modulace/, přesto je nutné se pustit i do stavby moderních anten. Ne každý má možnost si postavit několikaelementové systémy v místě svého působiště a ne každý má stále QTH, umístěno tak, aby byl schopen konkurovat stanicím výhodně umístěným.

Z těchto a ještě jiných důvodů, o kterých se zmíním později, jsme se rozhodli zkusit štěstí ze stanoviště podobného jako jsou vyhledávaná pro práci na VKV. To znamená pokud možno vysoko, co nejdále od míst produkujících QRM a pokud možno vzdálených od obydlených míst.

Náš první zážitek předčil vše. Z iniciativy OK 1 AHV jsme se dostavili na kótu stanice OK 1 KSO a pracovali odtud ve WAEDC fone části. Přestože stanice, co se týče uzemnění, není na tom nejlépe, tak již samotný poslech na pásmu byl naprosto nesrovnatelný s podmínkami nám známými. Byli jsme tak nadšeni, že jsme se rozhodli o něco podobného i u nás. Požadavky, které jsme si uložili byla dostatečná výška nad mořem, vzdálenost od sídlišť, voda a elektřina. Přímou se nabízela možnost použít některou vodárenskou věž. Pro stavbu obytné budovy nemáme dostatek financí a tak jsme se spokojili s maringotkou.

Při budování anten je dobré se rozhodnout pro anteny jednopásmové. Jednak máte možnost poslouchat zároveň na více pásmech, jednak při porovnání 5el 3band anteny, která byla bezesporu směrovější s HB 9 CV vyšla HB 9 CV vždy vítězně. Pro dolní pásma 80 - 40 m se nám jako nejvýhodnější ukázal systém šikmých dipolů. Jevil se nám lepší nežli 2el Quad pro 80 m. Jestliže budou neomezené prostory

je dobré se rozhodnout pro dlouhohrátové směrové systémy.

Asi po půl roce práce jsme byli překvapeni rozdílem příjmu na 15 a 10 m pásnu na místě střediska a ze středu města. V noci, kdy ve městě bylo již od 20hod. 15 m pásmo úplně tiché, o 500 m výše se neuzavřelo po celou noc.

Jedinou nevýhodou vysílacího střediska jsou povětrnostní vlivy. V zimě neodolají žádné směrové anteny zanechané na pospas přírodě. Proto je třeba zkonstruovat anteny lehce demontovatelné, které se dají v případě potřeby snadno spustit.

Práce na vysílacím středisku otevírá nové možnosti. Svou dostatečnou nadmožskou výškou a možností kvalitnějších anten nám umožňuje dosažení lepších výsledků v mezinárodních závodech. Nikdo nemůže počítat s tím, že bez provozních zkušeností dosáhne díky dobře umístěné kóty, antenám a velkému výkonu vysílače dobrého výsledku. Je neúčelné používat velkých výkonů vysílače, když operátorská zručnost tomu neodpovídá. Jsou špatnými operátory ti, kteří slyší v pile-upu signály 59+ a ostatní slabší prostě neregistrují. Jsou špatnými operátory ti, kteří s vědomím já musím být slyšet všude, bezohledně přikryjí silným signálem stanice slabší. Nejhoršími operátory jsou ti, kteří bez toho, aby zkontrolovali své příjmové možnosti, produkují signál, který na druhý straně zeměkoule ruší spojení místních stanic. Proto opatrně s výkonem. Je dobré si pečlivě prověřit své příjmové schopnosti a možnosti svého zařízení, nežli pustíme plný výkon. Rozdíl je asi tak velký, jako při přechodu z nějaké G5RV na směrovku. Výhoda dobré kóty se projeví nejmarkantněji při horších podmínkách. Z horšího QTH je možné s dobrými zkušenostmi a úměrným vybavením pracovat s expedicemi a vzácnými stanicemi, ale v závodech, kdy záleží na minutách, nám dobře umístěná kóta dává daleko více možností a šancí.

Pro samotný závod je výhodné pracovat i odpočívat v místě. Jsme izolováni od ostatního dění. Dostaneme se do takového tempa, při kterém zapomínáme na únavu. I ostrřílení operátoři, kteří již mají nějaké ty závody za sebou, nevydrží nečinně dlouho odpočívat. Rychlejší střídání operátorů ke konci závodu vám umožní dodržet slušné tempo po celý závod. Únava, která se po závodě dostaví, je nepopsatelná, ale dobrý závod v kolektivu ve vás zanechá i určité okouzlení. Jste nadšeni. Mnoho dobrých operátorů, kteří jsou sami vynikající, se distancu-

je od závodů kolektivních stanic, ale sám mohu říci, že závod v kolektivu, který je sehranný, je daleko silnější zážitek. Práce z kolektivní stanice umístěné v obci nebo ve městě je nesrovnatelná s prací z vysílacího střediska.

Je dobrým rozhodnutím změna podmínek pro MR v práci na KV. Ale jiné by měly být závody pro jednotlivce a jiné pro kolektivní stanice. Závody krátkodobé / OK-SSB, fone závod / byly akcí jednotlivců vysílajících z kolektivní stanice a zase naopak v nynějších podmínkách, jestliže se jednatel bude chtít zúčastnit MR, bude kolektivní stanice o jeho účast ochuzena, v případě klíčových operátorů z MR zcela vyřazena. Závody fone jsou co do duševního zatížení operátorů náročnější, ale to by nemělo být důvodem, aby při závodech započítávaných do MR převládaly závody telegrafní.

III.Seminář KV techniky

Ústí nad Labem - Tisá 6. - 7.září 1980

OBSAH

str.

- Amatérská konstrukce příčkových krystalových filtrů
Jiří Borovička, OK 1 BI 1
- Směrové anteny YAGI pro krátkovlnná pásma
Milan Dlabáč, OK 1 AWZ 21
- Vysílací střediska KV pro kolektivní stanice
Jan Kandl, OK 1 AVU 45

