

## Strmý nf filtr s pevnými indukčnostmi - 3

Werner Rahe, DC8NR

podle CQ DL 1 a 2/2001 přeložil Jiří Škácha, OK1DMU, skachaj@volny.cz

V tomto dílu se budeme podrobněji zabývat pásmovými filtry s oboustranně zlepšenou strmostí a dolními propustmi se zlepšenou strmostí, včetně dolních propustí Cauerova typu. Kromě toho budeme porovnávat parametry dosažené s teoretickými (ideálními) a reálnými stavebními prvky.

### Pásmové propusti s oboustranně zlepšenými strmostmi hran

Filtry uvedené v obr. 7 jsou odvozeny z výše probíraných základních pásmových propustí přidáním prvků L3 a C3 (fungujících jako pásmová zádrž). Lepší strmost mají nyní obě strany filtru. Kmitočtový průběh je uveden na obr. 8. Vzorový filtr byl navržen pro potlačení v nepropustné oblasti min. 60 dB. Činitel tvaru má hodnotu menší než 2; to je lepší výsledek, než kterého dosahují v osmikrystalové filtry. Strmost hran na straně nízkých kmitočtů, např. u filtru s šířkou pásma 200 Hz, je pro pokles -60 dB asi 100 Hz, na straně vysokých kmitočtů asi 200 Hz. Tyto hodnoty mluví samy za sebe.

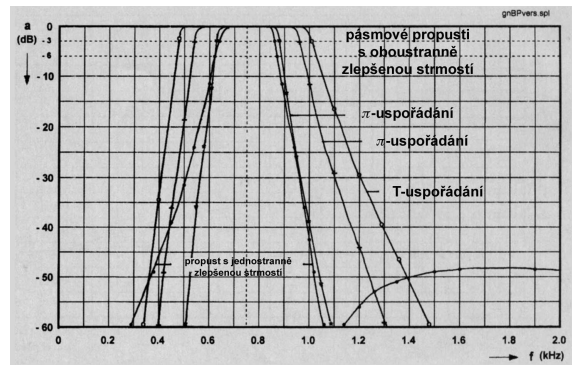
Nejmenší útlum v nepropustné oblasti závisí jednak na zvolené šířce pásma, jednak zpětně na hodnotě fak-

toru m filtru. Zpětný činitel proudového přenosu v propustném pásmu má pro všechny filtry hodnotu minimálně -23 dB.

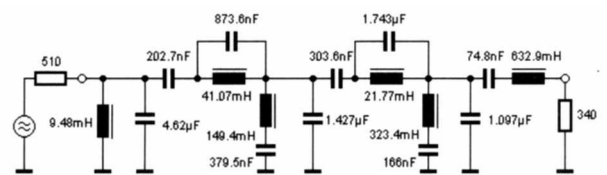
### Pásmové propusti Cauerova typu

Nepříliš náročnými matematickými kroky lze z referenční dolní propusti, počítané podle [2], získat pásmové propusti s ještě výhodnějšími vlastnostmi, které obsahují jen minimální počet indukčností. Schéma a vlastnosti takového kompletně vypočteného superfiltru, který obsahuje jen 6 indukčností a vykazuje je strany se strmostí, která může bez dalšího konkurovat DSP filtrům, jsou uvedeny v obr. 9 a 10. Realizace

takového filtru ale vyžaduje indukčnosti s jakostí okolo 300 a dodržení přesnosti hodnot prvků lepší než 1 %, což vylučuje použití hotových indukčností. Tak vysoké strmosti hran ale nejsou již nutné a protože katalogy fil-

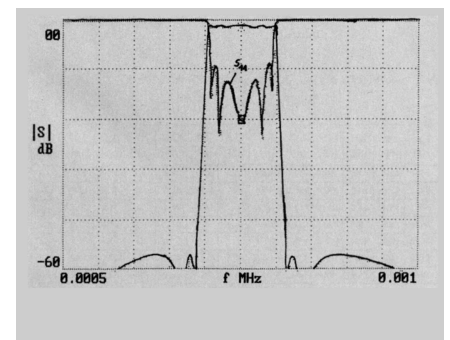


Obr. 8. LC pásmové propusti se zlepšenou strmostí z ideálních prvků



Obr. 9. Zapojení pásmové propusti Cauerova typu

trů, potřebné pro výpočty, jsou obecně dostupné, je nějaký další vývoj v této oblasti zbytečný. Selektivní vlastnosti výše popsaných CW filtrů jsou vesměs natolik dobré, že úsilí o další zlepšování se již ztěží vyplatí.

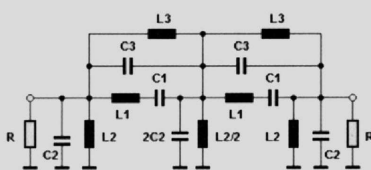


Obr. 10. Křivka propustnosti pásmové propusti Cauerova typu

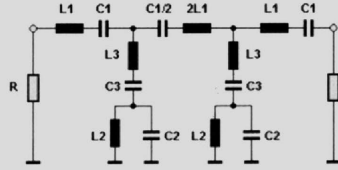
### Dolní propust se zlepšenou strmostí s jedním útlumovým pólem a pi-článek

K omezení šířky hovorového spektra jsou především potřebné dolní propusti, protože na straně nízkých kmitočtů lze potřebného potlačení dosáhnout vhodně volenými hodnotami vazebních kondenzátorů. V dalším se proto nebudeme zabývat horními propustmi; ty lze matematicky převést pomocí transformace 1/f na propusti dolní.

Souměrná dolní propust podle obr. 11 se skládá ze dvou poločlánek typu m (Zobelův článek), které jsou umístěny jako koncové články, a z jednoho článku pi. Prvky L2/C2 v koncových člancích zabezpečují příkrý nástup útlumu v nepropustné oblasti a určují polohu pólu, kdežto pi-článek zlepšuje selektivitu ve vzdálené oblasti a zprostředkuje vazbu mezi oběma koncovými články. Koeficient m opět určuje odstup frekvence pólu fp od hraniční frekvence fg. Jeho hodnota se obecně volí v rozmezí 0,6 - 0,8.



pi-uspořádání



T-uspořádání

### Výpočet:

$$f_o = \sqrt{f_1 \cdot f_2} = \sqrt{f_{p1} \cdot f_{p2}}$$

$$m = \sqrt{1 - (f_2 - f_1)^2 / (f_{p2} - f_{p1})^2}$$

$$b \sim 1.03 (f_2 - f_1)$$

f = spodní hraniční frekvence (-3 dB)  
 f = horní hraniční frekvence (-3 dB)  
 f<sub>p</sub> = pól útlumu spodní hrany  
 f<sub>p</sub> = pól útlumu horní hrany  
 f<sub>o</sub> = střední kmitočt filtru  
 f = rezonanční kmitočt filtru  
 Z = vlnový odpor  
 R = zakončovací odpor filtru  
 B = f1-f2 šířka pásma (-3 dB)  
 a = minimální útlum v nepropustné oblasti

pi-uspořádání Zo ~ 0.885 R

$$L1 = \frac{m Zo}{\pi b} \quad L2 = \frac{bZo}{2\pi fo^2 m} \quad L3 = \frac{m Zo}{(1-m^2)\pi fo} \quad C1 = \frac{b}{4\pi fo^2 Zo m} \quad C2 = \frac{m}{2\pi bZo} \quad C3 = \frac{(1-m^2)}{4\pi fo Zo m}$$

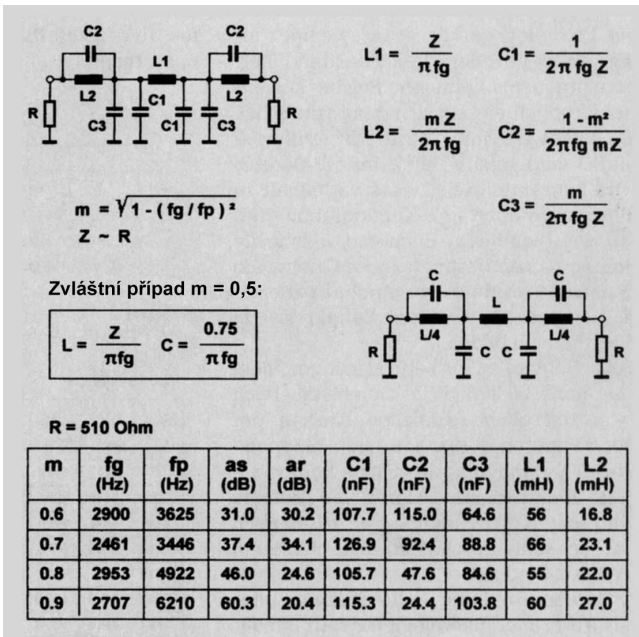
T-uspořádání Zo ~ 1.13 R

$$L1 = \frac{m Zo}{2\pi b} \quad L2 = \frac{bZo}{4\pi fo^2 m} \quad L3 = \frac{(1-m^2) Zo}{4\pi fo m} \quad C1 = \frac{b}{2\pi fo^2 Zo m} \quad C2 = \frac{m}{\pi bZo} \quad C3 = \frac{m}{(1-m^2)\pi fo Zo}$$

fm = 750 Hz R = 510 Ohm

uspořádání	m	B (Hz)	fo (Hz)	as (dB)	L1 (mH)	2L1 (mH)	L2 (mH)	L2/2 (mH)	L3 (mH)	C1 (nF)	C1/2 (nF)	C2 (uF)	2C2 (uF)	C3 (nF)
T	0.9	534.6	700.9	62.8	150.0	300.0	57.1	-----	13.82	344.1	172.1	0.9033	-----	3734.7
T	0.85	228.5	741.2	71.0	330.0	660.0	23.0	-----	20.1	139.9	69.9	2.0047	-----	2293.8
T	0.8	215.0	742.3	64.6	330.0	660.0	23.0	-----	27.7	139.5	69.7	2.0052	-----	1662.0
Pi	0.866	549.3	697.9	55.3	220.0	-----	96.4	48.2	714.4	236.6	-----	0.5400	1.080	72.98
Pi	0.866	415.9	721.6	61.3	290.6	-----	68.2	34.1	690.0	167.5	-----	0.7132	1.426	70.56
Pi	0.8	237.5	740.6	62.5	470.0	-----	40.1	20.04	431.3	98.4	-----	1.1536	2.307	107.2

Obr. 7. Pásmová LC propust s oboustranně zlepšenou strmostí



Obr. 11. Dolní propust se zlepšenou strmostí s  $\pi$ -článkem

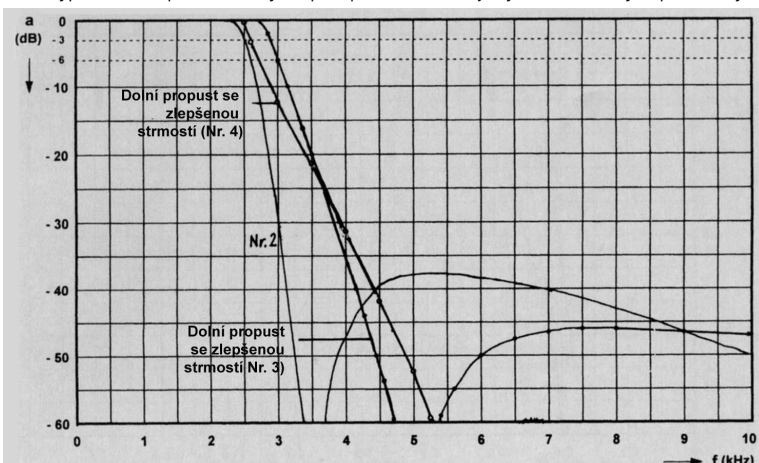
Pro  $m = 0,5$  jsou hodnoty součástek zvláště jednoduché: Všechny kondenzátory jsou stejné, indukčnosti ve vnějších člancích mají čtvrtinovou hodnotu oproti indukčnosti v  $\pi$ -článku. Křivka propustnosti pak při přijatelné hodnotě zpětného činitele proudového přenosu více než -23 dB vykazuje prudký přechod do nepropustné oblasti; dále se ale útlum zhoršuje až k -26 dB, což je pro praktické využití příliš málo.

Pro  $m$  v rozmezí 0,6 až 0,8 je hodnota zpětného činitele přenosu proudu mezi -25 a -30 dB, což je slušné. Ostatní parametry jsou uvedeny v tabulce v obr. 11, křivky propustnosti několika těchto filtrů jsou na obr. 12.

Místo T-poločlánků se zlepšenou strmostí ve vnějších člancích filtru je možno vložení dalšího kondenzátoru strmost hrany filtru zlepšit ještě více a realizovat v těchto místech poločlánek  $\pi$ . Tento druh filtrů byl dříve často používán; nicméně eliptické filtry, navržené „moderními“ matematickými postupy, vykazují při stejném počtu cívek vlastnosti lepší.

## Dolní propust Cauerova typu nebo eliptická dolní propust

Pro takové horní a dolní propusti je k dispozici celá řada typů filtrů, optimalizovaných pro požadované



Obr. 12. Křivka propustnosti dolní propusti se zlepšenou strmostí s  $\pi$ -článkem

účely; jsou popsány charakteristickými komplexními přechodovými funkcemi (Gaussovy, Besselovy, Thompsonovy, Butterworthovy n. Čebyševovy filtry).

Nejstrmější přechod mezi propustnou a nepropustnou částí charakteristiky poskytuje Cauerův filtr, který má pro ní hovorové pásmo i pro vř filtry stále větší význam; budeme se proto těmto filtrům také věnovat. Jak již bylo uvedeno, dosahuje se strmého přechodu volbou vhodné polohy útlumových pólů.

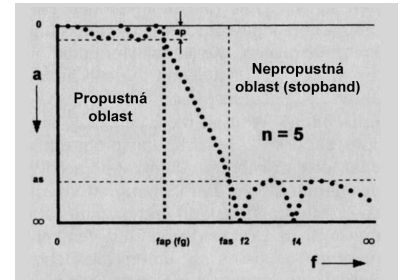
I zde je nevýhodou, že útlum v nepropustné oblasti při zvyšování frekvence nad kmitočty pólů se znovu zhoršuje na nějakou definovanou hodnotu, kterou lze stanovit výpočtem a

v nepropustné oblasti už není překročena. Tato situace lze u filtrů vyššího řádu dosáhnout řadou přesně definovaných pólů  $f_2, f_4, f_6$  atd. Dolní propusti Cauerova typu třetího, pátého a sedmého řádu zahrnují jeden, dva, tři... póly. Dolní propust devátého řádu bude tedy v nepropustné oblasti vykazovat 4 útlumové póly. Kmitočty, na kterém je poprvé dosaženo nejmenšího útlumu, se označuje fas. Filtry Cauerova typu (i Čebyševovy) vykazují v propustné oblasti definované monotónní zvlnění. Protože zde není definována nějaká názorná veličina, je jako hraniční kmitočty označována taková frekvence, při níž je tato hodnota zvlnění při přechodu do nepropustné oblasti poprvé překročena (cutoff frekvence,  $fa$ ). Tato frekvence není většinou shodná s kmitočtem, u kterého nastává pokles o -3 dB, protože zvlnění se u praktických filtrů kvůli dobrému přizpůsobení volí pod hodnotou 1 dB. Poměry ukazuje obr. 13. V praxi bude toto zvlnění vyrovnáno v důsledku ztrát ve filtru.

Výpočet eliptických filtrů je z matematického hlediska mimořádně náročný a zdlouhavý a pokud možno se mu vyhýbáme. Používají se proto hodnoty vypočtené pro vzorové filtry [11, 12] a pomocí odpovídajících vzorců se přepočítávají na potřebnou impedanční a kmitočtovou úroveň. Takto získané filtry pak mají shodné vlastnosti jako typy vzorové. Jinou cestou je využívání vhodných počítačových programů nebo již

zmíněných katalogů filtrů [2], z nichž lze převzít koeficienty, potřebné pro výpočet filtru. Tam je „do zásoby“ vypočteno mnoho dolních propustí s různými provozními parametry.

Pomocí moderní syntézy sítí je možné vyvinout filtr téměř s libovolnými



Obr. 13. Typický průběh selektivity dolní propusti Cauerova typu

vlastnostmi. Tak lze např. dosáhnout toho, že poloha pólů leží blízko dvojnásobku nebo trojnásobku hraniční frekvence filtru. Takové uspořádání je pak vhodné jako filtr harmonických kmitočtů. Takovými filtry jsou filtry č. 2 a 3. Pro vř oblast se k tomuto účelu výhodně sáhne pro uspořádání v T-konfiguraci, kdežto zde leží LC prvky určující kmitočty pólů v příčných větvích a eventuelní parazitní komponenty tvoří pro nepropustnou oblast další obvody.

Při návrhu je třeba vzít v úvahu, že velké zvlnění v propustné oblasti spolu se strmým nástupem do nepropustné oblasti odpovídá ale menšímu zpětnému činitele proudového přenosu filtrů. Zejména ve vř oboru se pak realizují pásmové propusti sestavené z horních a dolních propustí jen z částí filtrů a vykazují pak nižší SWR.

Frekvence pólů jsou mimoto silně svázány přes hodnoty všech součástek filtrů s hraniční frekvencí. Jejich poloha pak bezprostředně ovlivňuje strmost hrany a mění se také velikost základního útlumu v nepropustné oblasti. Při stejném stupni filtru je pak příkrý nástup útlumu v nepropustné oblasti spojen s nižším útlumem. Porovnává-li se několik filtrů stejného řádu a stejné strmosti, pak filtry s nejnižším zvlněním vykazují nejmenší SWR, ale také nejmenší útlum v nepropustné oblasti.

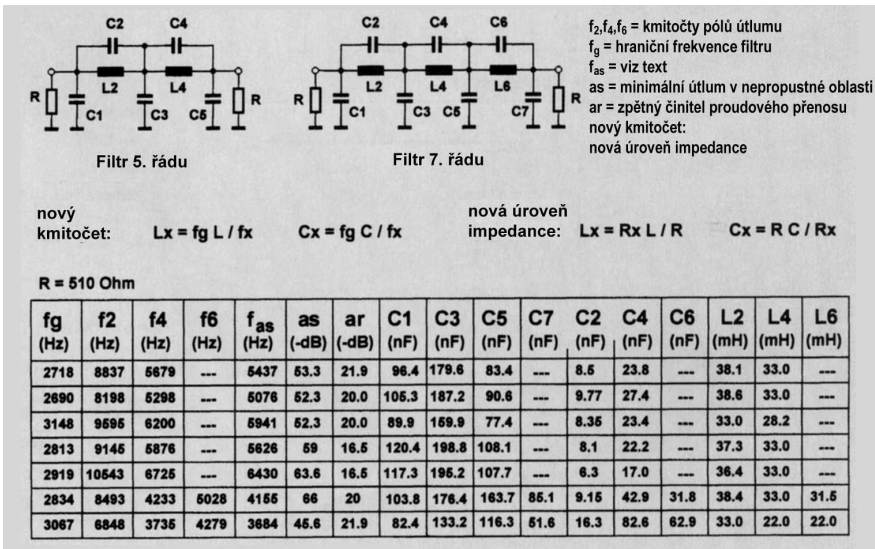
Chceme-li dosáhnout současně všech kladných vlastností, zvětšují se požadavky a je třeba sáhnout po filtrech vyšších řádů. Obecně budou všechny nároky pro ní oblast splněny využitím dolních propustí pátého nebo sedmého řádu. Vzorové filtry 5. a 7. řádu spolu s hodnotami součástek a jejich charakteristickými daty jsou uvedeny v obr. 14. Obrázek 15 pak znázorňuje průběh selektivity.

## Teoretická data versus reálné hodnoty

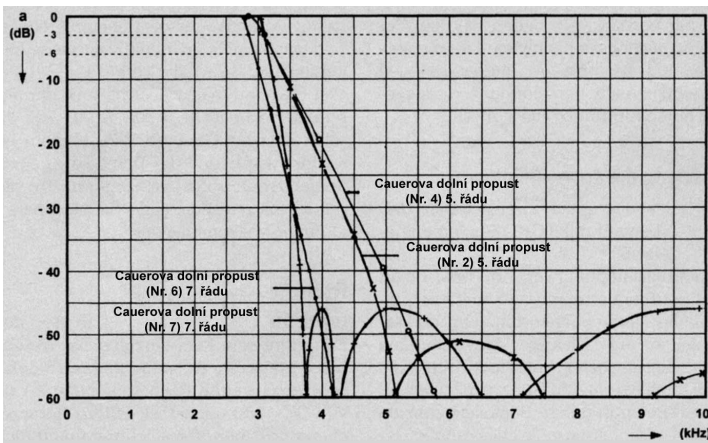
Je zajímavé porovnat teoretické vypočtené hodnoty s hodnotami dosaženými prakticky s reálnými součástkami. První vzorek s indukčností NEOSID zklamal. Vedle skutečně neuspokojivého průběhu hrany vykazuje filtr velmi vysoký vložný útlum, takže jsme se jím dále nezabývali. Zmíněné subminiaturní cívky zřejmě pro svou malou jakost pro toto využití nejsou vhodné.

Kmitočtovou závislost několika jednoduchých kaskádních propustí s oboustranně zvýšenou strmostí hran v uspořádání T- a  $\pi$ -článků, realizovaných z indukčností TOKO, ukazuje obr. 16. Křivky umožňují lepší možnost porovnání s ideálním průběhem selektivity díky klidnějšímu průběhu vložného útlumu.

Všechny filtry vykazují zaoblený průběh propustné křivky při přechodu do nepropustné oblasti, což vede k určitému zmenšení šířky pásma filtru při poklesu o -3 dB. Strmost hran je obecně menší a také útlum v nepropustné oblasti u těchto filtrů padá ztelně méně, než by odpovídalo teoretickým hodnotám. To bylo možno



Obr. 14. Cauerovy filtry 5. a 7. řádu



Obr. 15. Průběh selektivity Cauerova filtru podle obr. 14

očekávat. Vložný útlum pásmových propustí se pohybuje v rozmezí -4 až -10 dB, přičemž mezi T- a  $\pi$ -čláčky není podstatný rozdíl. Širší filtry vykazují menší útlum. U filtrů s oboustranně zvyrazněnou strmostí se T-čláčky jeví poněkud příznivěji: vykazují nepatrně menší průchozí útlum a také trochu strmější hrany.

Odchyly od ideálních křivek lze objasnit vyšší hodnotou ztrátových odporů ( $r$  nebo  $RD$  - obě označení bývají běžná) použitých miniaturních cívek v porovnání s větší indukčností v hrníčkových jádrech. Ztráty jsou dány odporem měděného vodiče, kterým jsou navinuty cívky, dále přístupují ztráty v materiálu jádra. Již

kmitočtů, ale mají význam spíše pro zmenšení zpětného útlumu. Rezonance při vyšších kmitočtech v nepropustné oblasti nebyly pozorovány. Pomineme-li poměrně velký vložný útlum, jsou získané výsledky jinak dobré. Tyto jednoduché pasivní filtry přinášejí z hlediska selektivity každopádně lepší výsledky, než poměrně náročná zapojení aktivních filtrů. Pro puristy přichází v úvahu, aby si cívky pro CW LC-filtry navinuli sami tak, aby dosáhli vyšších hodnot jakosti.

Před stavbou je vhodné proměřit alespoň hodnoty kondenzátorů. Je účelné se snažit dosáhnout odchyly nejvýše 5 %. Stejným odporem použitých cívek závisí prakticky lineárně na jejich indukčnosti. Paralelní spojování indukčností, používané často v praxi, tedy nemá v porovnání se sériovým řazením žádné zřejmé přednosti.

Ještě poznámka ke způsobu měření: Chceme-li proměřovat strmé pásmové propustí, potřebujeme generátor s extrémně nízkým šumem, protože výsledky měření jsou jinak zkresleny harmonickými kmitočty. Při proměření spodní hrany se nadto projeví ještě dosud nevyšetřené zlomy na

průběhu útlumu, pokud vyšší harmonické základního kmitočtu

$$f_1 / 2 < f < f_2 / 2$$

spadají do propustné oblasti a eventuálně jsou silnější než základní kmitočet. V případě problémů může pomoci vložení nastavitelné dolní propusti jako předfiltru nebo zapojení výřezového filtru, nastaveného pro nejvíce rušící harmonické. Předpokladem je bezvadné stínění (zemnění). Dodržování zásad při montáži na oboustranný materiál (jedna strana fólie jako průběžná zemnicí plocha) není vůbec zbytečným luxusem.

Signál musí vstupovat do filtru na nízké úrovni impedance. Mnoho jednoduchých generátorů nemá výstup  $50 \Omega$  nebo nemá definovanou vnitřní impedanci. Pokud filtr „nevidí“ správný výstup, vede to pak k chybám při měření vložného útlumu nebo křivek propustnosti. V takových případech může pomoci jednoduchý zesilovač s IO, který se připojí za generátor. Většina takových IO pracuje v uvedené oblasti s nízkým zkreslením  $<< 1 \%$ .

## Naměřené hodnoty u Cauerovy dolní propusti

$$QL = \omega_0 * L / r,$$

kdežto průchozí útlum ideálních reaktančních filtrů zpětně vede na chybné přizpůsobení.

Tolerance hodnot součástek se projevují málo na hodnotách

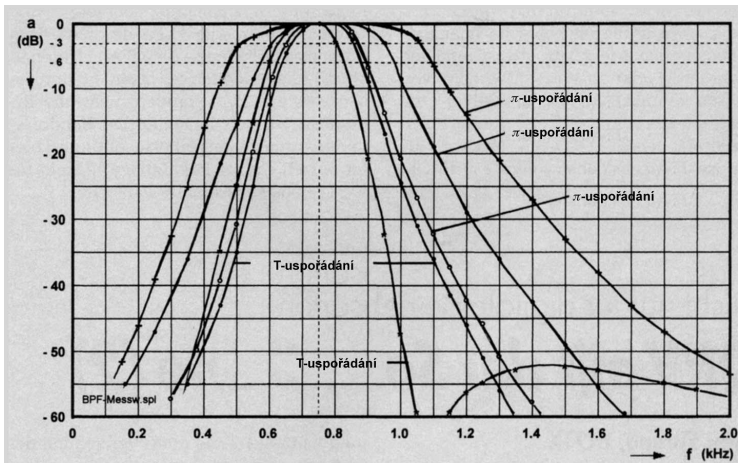
Průběh selektivity u dvou dolních propustí Cauerova typu, při jejichž realizaci byly použity hotové indukčnosti TOKO, je na obr. 17. Odhlédneme-li od vložného útlumu cca 1, resp. 1,5 dB, vykazuje frekvenční charakteristika až nápadně dobrou shodu s výsledky simulace. Malé odchylky se projevují pouze v místech kritických přechodů z propustné do nepropustné oblasti. Vzhledem k tolerancím hodnot součástek leží póly útlumu poněkud mimo vypočtené kmitočty. To také trochu mění základní úroveň potlačení v nepropustné oblasti. Chyby jsou ale v mezích chyb měření a přesnosti odečítání, protože filtry nebyly proměřovány na přesném automatickém měřicím stanovišti, ale poněkud antikvární metodou „bod po bodu“. Dolní propust sedmého řádu dosahuje ale - i přes praktická omezení hodnotou selektivity v nepropustné oblasti - strmost 150 dB/oktávu. Pro filtr pro hovorové spektrum se proto použití těchto indukčností jeví jako ideální; vzhledem k hodnotám kmitočtů vyšším než u CW filtrů jsou menší i potřebné indukčnosti a tedy i nižší ztráty.

Pro zajímavost byla uvažována ještě horní propust ( $Z = 150 \Omega$ ,  $ar = -22 \text{ dB}$ ), vypočtená jako Čebyševův filtr, která ohraničuje hovorové pásmo na straně nízkých kmitočtů. Pro tyto účely obecně vyhovuje jednoduchá horní propust 3. řádu.

## Závěr

Uvedené LC filtry jsou ve svých selektivních vlastnostech při podstatně menších nákladech velmi blízko vlastnostem filtrů se spínanými kapacitami a DSP filtrů. Toto porovnání není nemístné, zvláště když vezmeme v úvahu i záporné aspekty uvedených moderních technologií. Stará analogová technika ještě dlouho nezanikne.

Uvádění detailní rozborů by nebyly možné bez použití programu PUFF. Všechny získané výsledky není bohužel kvůli místu možno ilustrovat v obrazové formě. Šířka pásma těchto filtrů může ale sloužit jako bohatě

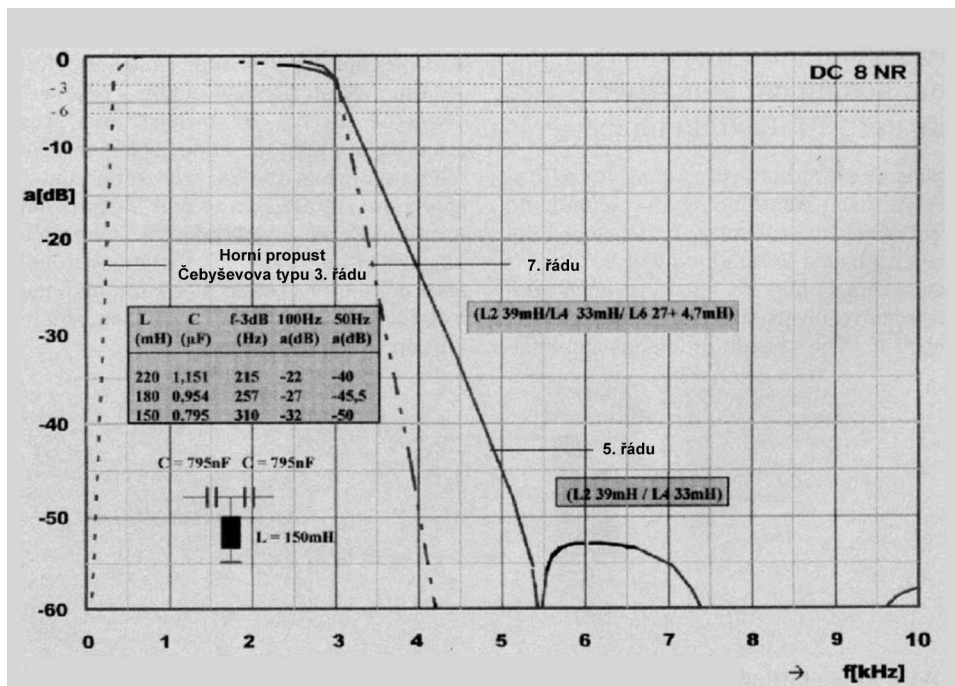


Obr. 16. Kmitočtový průběh kaskádních pásmových propustí s jednostranně a oboustranně zlepšenou strmostí z indukčností TOKO

pole pro další vlastní výzkum. Pohrát si s technikou může být nakonec docela zábavné.

## Literatura:

- [1] W. Rahe: NF-Filter nach dem Verfahren der geschalteten Kondensatoren. UKW-Berichte 1/1987
- [2] R. Saal: Handbuch zum Filterwurf. AEG-Telefunken Berlin u. Frankfurt/M, 1979, Frühere Auflagen: Der Entwurf von Filtern mit Hilfe des Kataloges normierter Tiefpaesse
- [3] G. Pfitzenmaier: Tabellenbuch Tiefpaesse. Siemens, Muenchen 1971
- [4] El-Interaktives Elektronik-Programm. Theuberger Verlag GmbH, Berlin
- [5] S. W. Wedge, R. Compton, D. Rutledge: CAD Programm PUFF (ver. 2.0). California Institute of Technology
- [6] F. Sichla: Audiofilter - realisiert nur mit L und C. CQ DL 3/1999
- [7] O. Zobel: Theory and Design of Electric Wave Filters. Bel Syst. Tech. J. 1923
- [8] Anonymus: Funktechnische ArbeitsblaetterFi 72/73. Reaktanzfilter, Filterketten mit m-Gliedern. Funkschau 8/1970, 9/1970
- [9] NEOSID Pemetzrieder GmbH & Co., KG, 58543 Halver. Katalog Elektronische Bauelemente Teil 2 und 4
- [10] COMPONEX GmbH, 40470 Duesseldorf. Katalog Elektronische Bauelemente
- [11] ARRL: The ARRL Handbook, 7. Ausgabe 1998, kap. 16/30,22 ff
- [12] W. I. Orr: Radio Handbook, 23. vyd 1995. Howard W Sams & Co., Kap. 3-17 ff
- [13] ITT: Reference Data for Radio Engineers. Howard W. Sams & Co., New York 1956



Obr. 17. Kmitočtový průběh pásmové propusti Čauerova typu 3 indukčnosti TOKO

## Amatérské konstrukce kmitočtově nezávislých SWR/PWR metrů pro KV - 2

Ing. Jaroslav Erben, OK1AYY, ok1ayy@volny.cz

### Návrh jednoroidního SWR metru 2 kW

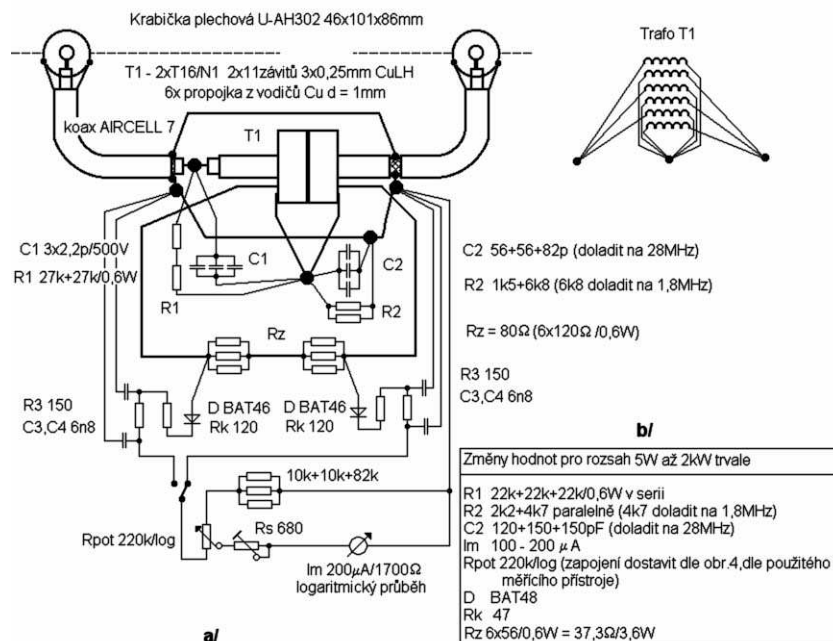
Na obr. 8 je SWR metr do 2 kW s tím, že jsem pro potřebu QRP závodů zachoval základní citlivost 1 W. To však vyžaduje dle vztahu (7) dimenzovat zatěžovací odpor  $R_z$  80  $\Omega$  na 6,6 W. Také rezistor  $R_1$  2x27k pro kompenzaci 1,8 MHz vyjde dle vztahu (8) na 2x1  $\Omega$ . I když jsem ocejoval SWR metr do 2 kW, použil jsem dimenzování  $R_z$  a  $R_1$  jen pro trvalý výkon asi 1100 W. Pokud skutečně minime používat SWR metr trvale s výkonem 2 kW, není vhodné trvat na základní citlivosti 1 W. Pak místo dimenzování  $R_z$  na 6,6 W je lépe snížit jeho hodnotu asi na polovinu použitím sérioparalelní kombinace 6 ks bezindukčních rezistorů 56  $\Omega$ /0,6 W = 37,3  $\Omega$ /3,6 W. Dle vztahu (7) stačí 3,1 W. Pak musíme ještě doladit hodnoty děliče  $C_2$  a kompenzace  $R_2$ . Základní dílek za polovinou stupnice měřícího přístroje je na levém dorazu logaritmického potenciometru volíme 5 W, rozsah tedy bude 5 W až 2 kW. Hodnoty pro trvalý výkon 2 kW jsou na obr. 8b.

Řešení vyhovující zároveň pro QRP i QRO je lákavé. Vyžaduje ale větší zatížení a tedy i fyzickou velikost  $R_1$  a  $R_z$ , které pak svými parazitními kapacitami a indukčnostmi zhoršují vlastnosti SWR metru.

Od předchozí konstrukce se SWR metr liší kapacitou  $C_1$  3x2,2 pF/500 V, která musí při 2 kW vydržet jalový výkon kolem 150 VAR. Jmenovité napětí  $C_1$  500 V vychází z toho, že fyzicky malé kondenzátory na vyšší napětí těžko seženeme - malé kapacity ale vydrží napětí vyšší. Kapacitní dělič nemá na straně  $C_2$  žádné trimry pro nastavení. Nastavení na 28 MHz děláme tak, že volíme kombinace kapacit, abychom zkušební kapacitní

trimr postupně eliminovali. Pro kombinaci kapacit  $C_2$  najdeme optimální uzemňovací body na propojovacích vodičích a posléze hledáme jejich ohýbáním optimální umístění v prostoru tak, aby výchylka odraženého výkonu byla na 28 MHz při dobré umělé zátěži minimální. Blokovací kapacity  $C_3$ ,  $C_4$  jsou připájeny na nejbližší propojovací vodiče klíčky. Nemusí být ve stej-

ném zemním bodě jako  $C_2$ . Na 1,8 MHz jsou pevné kompenzační rezistory  $R_1$  2x27k/0,6 W. U varianty b) pro trvalý výkon 2 kW jsou na místě  $R_1$  v sérii 3 ks metaloxidových rezistorů 22k/0,6 W. Paralelně k rezistoru  $R_2$  1k5 (nebo 2k2) připojíme trimr a na 1,8 MHz dostavíme minimální výchylku odraženého výkonu. Pak trimr nahradíme pevným rezistorem. U varianty 2 kW krátkodobě/1,1 kW trvale použijeme diody BAT46 s kompenzačními rezistory 120  $\Omega$ . Pokud pro trvalý výkon 2 kW použijeme kombinaci  $R_z$  6x56 = 37,3  $\Omega$ , použijeme trochu lepší diody BAT48 s rezistory  $R_k$  = 47  $\Omega$ . Dvěma slepenými toroidy T16/N1 je prostrčen upravený kousek koaxu Aircell 7. Úprava je zřejmá

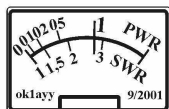


Obr. 8. Jednoroidní SWR metr a) 1-2000 W krátkodobě, 1100 W trvale; b) 5-2000 W trvale

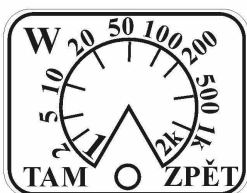
z obr. 8. Přerušené opletení koaxu Aircell 7 nahradíme připojením klíčky z šesti Cu vodičů  $d = 1$  mm. Koax je připojen na dva konektory PL259 na zadní stěně kovové krabičky U-AH302 102x46x86 mm. Na přední stěně je miniaturní přepínač, potenciometr a logaritmický měřicí přístroj 200 mA/1700  $\Omega$ . Abych kvůli malé citlivosti přístroje udržel základní citlivost 1 W, volil jsem počet závitů 2x11. To je ale při dvou splených toroidech T16/N1 málo. Zkontrolujeme-li reaktanci na 1,8 MHz dle vztahu (5) s tím, že AL dvojice T16/N1 je 140 nH/z<sup>2</sup>, tj. 0,14 mH/z<sup>2</sup>, dostaneme  $X_{1,8} = 767 \Omega$ . Vydělíme zatěžovacím odporem  $R_z = 80 \Omega$  a dostaneme jen 9,6 násobek. To je proti našemu požadavku na dvacetinásobek málo a na pásmu 160 m je to mírně znát, a to nejen tím, že nelze při maximální citlivosti zcela vynulovat výchylku odraženého výkonu, ale také tím, že na 160 m dostaneme chybu výkonu menší než o tloušťku ručičky, ale o tloušťku dvě. Jinak řečeno - místo 100 W zde odhadneme výkon jen asi 90 až 95 W. Tuto vadu napravíme použitím dvou splených toroidních jader T16/N3. Pokud dimenzujeme SWR metr skutečně na trvalé 2 kW tím, že  $R_z$  snížíme z 80  $\Omega$  na 37,3  $\Omega$ , odstraníme vadu i při jádrech 2 x T16/N1, neboť reaktance vinutí bude již vyhovující - 20,5 násobek  $R_z$  37,3  $\Omega$ . Také můžeme v varianty a) s trvalým výkonem jen 1100 W pro zachování citlivosti 1 W a odstranění mírné vady na 160 m použít měřicí přístroj 50 mA a počet závitů na materiálu 2xT16/N1 zvýšit na 2x16, viz vztah (12). Kvůli skinefektu jsou použity 3 nezkroucené vodiče 0,25 mm CuLH. Vineme tedy nejednou šesti vodiči.

Zatímco u předchozího SWR metru byla hodnota potenciometru 100k/log velká, zde je hodnota potenciometru 220k/log malá. Pravý doraz odpovídající 2 kW proto doladíme trimrem mezi koncem potenciometru a zemí, viz obr. 4. Hodnotu po nastavení 2 kW a celkovém ocejchování můžeme změřit a nahradit pevnými rezistory. Zapojení obvodu potenciometru pro variantu s trvalým výkonem 2 kW určíme dle obr. 4 a vztahu (10) podle citlivosti našeho měřicího přístroje. Na obr. 8 jsou součástky kresleny pod koaxem Aircell 7 ve tvaru písmene U. Ve skutečnosti jsou umístěny uvnitř písmene U, neboť plechová skříňka U-AH302 má hloubku jen 86 mm a mezi koaxem a předním panelem potřebujeme místo pro potenciometr, přepínač a měřicí přístroj. U předcházejících dvou variant SWR metrů bylo vše v krabičce z pocínovaného plechu. Skříňka, ve které je přepínač, potenciometr a měřicí přístroj mohla být proto plastová.

Stupnice 36 x 23 mm



Logaritmický indikátor 200µA/1700Ω



Stupnice při potenciometru 220k/log

Obr. 9. Stupnice SWR metru 1 W - 2 kW

Vzhledem k nenulové hodnotě  $R_2$  ani tato varianta není vhodná pro dvouúčkové provedení. Pokud  $R_1/R_2$  nahradíme tlumivkou popsanou dále u QRPP SWR metru, je možné SWR metr použít i pro dvouměřidlové provedení.

### Návrh SWR metru pro QRPP

Pro QRPP závody, kde nám výkon např. 150 mW proti výkonu 1 W přinese značný bonus ve výsledku, potřebujeme SWR a průchozí PWR metr, který je schopen slušně odhadnout výkon asi od 20 mW.

Použijeme například typ dle obr. 1c), kde se rozdělením  $R_z$  na dvě části zjednoduší vinutí na toroidu. Pro dosažení velké citlivosti potřebujeme použít velkou hodnotu  $R_z$  a co nejméně závitů na toroidu. To vyžaduje co největší permeabilitu jádra. Z našich feritů vyhoví jádra H6, H12 a také vložené nízkofrekvenční jádra H20, H21, H22 nebo podobná zahraniční. Abychom dosáhli velkého AL, slepíme 4 jádra T10. QRPP SWR metr je opět v menší krabičce z pocínovaného plechu U-AH100 30x40x22 mm, přičemž víčka jsou nepřiletovaná. Aby se do krabičky vešly čtyři splené toroidy T10, jsou tentokrát samonosně nasazeny na tenký koax podél delší strany krabičky. Schéma je na obr. 10. Při čtyřech splených jádrech T10 bude při větším počtu závitů pravděpodobně největší slabinou příliš velká délka vinutí. Návrh proto začneme délkou vinutí. Aby délka vinutí nepřekročila 0,04λ na 28 MHz, omezíme počet závitů na 10. K deseti závitům na 4xT10/H6 nebo 4xT10/H12, H20, H21 nebo H22 můžeme navrhnout nejvyšší hodnotu zatěžovacího rezistoru  $R_z$  dle vztahu (11), platného pro 10 závitů s reaktancí vinutí na 1,8 MHz rovnou  $20R_z$ . AL u T10/H6 již známe. Při čtyřech splených jádrech bude  $4 \times 245 = 980$  nH/z<sup>2</sup> = 0,98  $\mu$ H/z<sup>2</sup>. Černou magií zavánějící nízkofrekvenční toroidy T10 - H12 s AL 510 nH/z<sup>2</sup>, H20 s AL 820 nH/z<sup>2</sup>, H21 s AL větším než 580 nH/z<sup>2</sup> a H22 s AL 900 nH/z<sup>2</sup>, kde na kmitočtu 1,8 MHz s výjimkou H12 již klesá reálná část komplexní permeability. Proto bude na kmitočtu 1,8 MHz u T10/H12, H20, H21, H22 skutečné AL jen 500 až 700 nH/z<sup>2</sup>. Paradoxně největší AL zde bude mít materiál H12. Pro zjednodušení můžeme u uvedených čtyř nízkofrekvenčních toroidů T10 s malou chybou dosazovat do vztahu (11) jednotné AL = 600 nH/z<sup>2</sup>. Při čtyřech jádrech je to 2400 nH/z<sup>2</sup> = 2,4 mH/z<sup>2</sup>:

$$R_{z\max(10z)} = 57 A_L [\Omega; \mu\text{H/z}^2] \quad (11)$$

$$= 57 \cdot 0,98 (2,4) = 56 (137) \Omega$$

Při 10 závitěch nám vyjde maximální odpor  $R_z$  obou polovin 56  $\Omega$  u 4xT10/H6 a 137  $\Omega$  u 4xT10/H12, H20, H21, H22. Také se může stát, že máme v šuplíku šikovní bezindukční rezistory třeba 33  $\Omega$ . Pak můžeme naopak stanovit nejmenší počty závitů dle vztahu (12). Vztah opět platí pro 1,8 MHz a dvacetinásobek  $R_z$ . Vztahem (12), případně (3) pro zapojení dle obr. 1f) vždy u SWR metrů začínáme návrh minimálního počtu závitů na toroidu. Pak teprve odhadujeme dle vztahu (2), zda nám citlivost  $P_{\min}$  pro naše konkrétní hodnoty součástek bude vyhovovat. Hodnoty zatěžovacích odporů, měřicího přístroje případně změníme, někdy musíme volit i jiný typ feritového materiálu.

$$N_{\min(1,8)} = 1,33 \sqrt{\frac{R_z}{A_L}} [-; \Omega, \mu\text{H/z}^2] \quad (12)$$

$$= \sqrt{\frac{2 \cdot 33}{0,98 (2,4)}} = 11 (7) \text{ závitů}$$

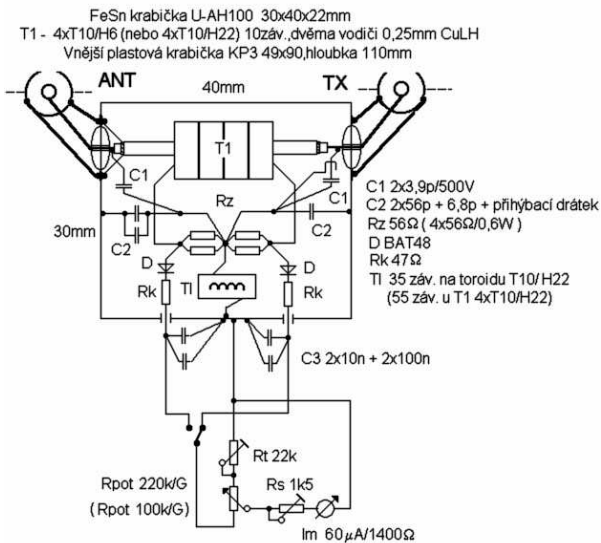
Při použití dvou rezistorů  $R_z/2$  33  $\Omega$ , tj.  $R_z = 66 \Omega$  vyjde pro 4xT10/H6 11 závitů a pro 4xT10/H12 až H22 7 závitů. Sedm závitů při  $R_z = 66 \Omega$  odpovídá při přístroji 50  $\mu$ A citlivosti  $P_{\min}$  asi 20 mW. SWR metr si pak ale sám pro sebe ukousne již asi 10 % z výkonu. Podobně i u nf jader s možným  $R_z$  až 137  $\Omega$  při 10 závitěch je otázkou, zda takto přecitlivělý SWR metr má praktický smysl - už jen pro konstrukční obtíže s menší kapacitou  $C_2$  a pro falešnou výchylku poblíž rozhlasových vysilačů. Zaměříme se proto jen na jedinou variantu dle obr. 10, kde je základní citlivost  $P_{\min}$  100 mW a maximální výkon ještě vyjde 100 W. A tak je SWR metr použitelný nejen pro QRPP, ale i pro běžné TCVRy 100 W. Aby se zlepšila zaměnitelnost vstupu a výstupu, jsou na oba konce tenkého koaxu připojeny pevné kapacity  $C_1$  3,9 pF/500 V. Kapacita  $C_2$  má celkovou hodnotu asi 120 pF. Nejdříve připojíme jen dvě kapacity  $C_2$  56 pF a místo dále popsané tlumivky zapojíme rezistor 15k. Napětí  $U_f$  a  $U_r$  měříme digitálním multimetrem při odpojeném měřicím přístroji. Při výkonu asi 50 W na 28 MHz pomocí malého kapacitního trimru nastavíme minimální výchylku  $U_r$  při dobré umělé zátěži. Trimr změříme a nahradíme pevnou kapacitou. Zbytek doladíme přihýbáním drátku, jak vidíme na obr. 10. Polohou kapacit  $C_1$  a  $C_2$  a místem spojení s kostrou krabičky dostavíme na všech pásmech co nejmenší výchylku odraženého výkonu. Rezistor 15k na místě obvyklého  $R_2$  pak nahradíme tlumivkou na nízkofrekvenčním toroidu T10/H22, která mívá 15 až 60 závitů. Změnou počtu závitů asi po pěti doladíme tlumivku tak, abychom zkompenzovali drobné vady zejména na pásmu 160 m. Odporový dělič R1/R2 dle obr. 3 je zde nahrazen tlumivkou pro zachování citlivosti. Z našich toroidů je na tlumivku použitelný prakticky jen materiál H20 a H22. Ten zajišťuje, že v rámci KV má tlumivka spíše velký reálný odpor než reaktanci. Rovněž lze použít zahraniční a různé bazarové co nejnízkofrekvenčnější a většinou i nejlacnější feritové toroidy - velká cena toroidu je známkou nevhodnosti materiálu pro tento účel. Jiné tlumivky nebývají příliš úspěšné. Tlumivka mívá indukčnost od 300  $\mu$ H do 3 mH. To však není podstatné. Důležité je doladit tlumivku optimálně počtem závitů. Na obr. 10 vidíme, že u proudového traťu T1 4xT10/H6 má tlumivka T10/H22 optimálně 35 závitů a při traťu T1 4xT10/H22 optimálně 55 závitů. Vhodnost neznámého toroidu průměru kolem 10 mm pro tlumivku posoudíme navinutím 10 závitů a změřením indukčnosti na nízkofrekvenčním kmitočtu. Je-li větší než asi 80 mH, což odpovídá AL 800 nH/z<sup>2</sup>, jádro pravděpodobně vyhoví.

Dosažené výsledky jsou v tabulce 1. Vidíme, že prakticky není rozdíl při použití proudového traťu na materiálu H6 a H22.

U našeho QRPP SWR metru 100 mW až 100 W je velký poměr výkonů 1:1000. Proto při maximálním výkonu překontrolujeme zatížení  $R_z$  dle vztahu (7):  $P = 56 \cdot 100 / 50 \cdot 10^2 = 1,12$  W. Naše čtyři rezistory 56  $\Omega$ /0,6 W, výsledně 2,4 W, při 100 W vyhovují.

Měřicí přístroj je logaritmický indikátor z magnetofonu 60  $\mu$ A/1400  $\Omega$ . Základní dílek 100 mW u logaritmického přístroje můžeme volit výše než u lineárního, např. na 3/4 stupnice. Tím se stane nejmenší dílek 10 mW o něco důvěryhodnějším. Stupnice měřicího přístroje a potenciometru je na obr. 11. Pokud jsme skutečně fandové QRPP provozu, použijeme potenciometr 100k/log. Zbytek stupnice pro větší výkony je pak patřičně stlačen. Také se můžeme pokusit o ještě





Obr. 10. SWR metr pro QRPP 100 mW - 100 W

citlivější variantu s rozsahem  $P_{min}/P_{max}$  20 mW až 20 W - stačí použít 4 jádra T10/H12 až H22, 10 závitů a zatěžovací odpůrky 4 x 120  $\Omega$  místo 4 x 56  $\Omega$  a také patřičně zmenšit a doladit C2 a doladit tlumivku. A možná ještě více porušit pravidlo dvacetinásobku a jít u C1 až na 2 x 4,7 až 2 x 6,8 pF.

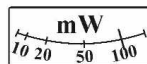
Uvedený SWR metr s použitím tlumivky místo kompenzace R1/R2 je použitelný pro dvouručkové provedení. Do knoflíku na potenciometru je u všech variant vlepén nastojato kousek drátku obdélníkového průřezu z kancelářské sešivačky - to pro odečítání výkonu dostatečně dobře vyhovuje. Drátek je odjehlen a natřen stejnou barvou, jako ručička měřícího přístroje.

## SWR metr 3 kW pro PA

Pro koncový stupeň vyhovuje SWR metr se samostatným měřícím přístrojem pro dopředný výkon  $P_f$  a odražený výkon  $P_r$ . Rozsah je jen jeden a SWR metr je bez jakékoliv vnější regulace, přepínání a obsluhy. Cvičně jsem použil zapojení dle obr. 1e), které nejlépe vyhovuje těm, kteří posuzují kvalitu SWR metru podle zaměnitelnosti vstupu a výstupu. Zapojení je na obr.12. Hodnoty jsem volil pro maximální výkon 3 kW. Použil jsem levné a celkem elegantní logaritmické indikátory z Conrad electronic 500  $\mu A/650 \Omega$ , rozměru 55x47 mm, na kterých vychází vyhovující stupnice. Indikátor výstupního výkonu má stupnici do 3 kW, indikátor odraženého výkonu jsem volil 600 W. Dva malé neoznačené dílky na začátku stupnic platí u indikátoru 3 kW pro 20 a 10 W, u indikátoru 600 W pro 5 a 2 W. Dílky respektují skutečnost, tj. nelinearitě diod. U jiných citlivějších logaritmických indikátorů patřičně zvětšíme hodnoty trimrů a část hodnoty ponecháme pevnou, aby nastavení bylo precizní a trvalé. Hodnota rezistorů R3 by měla být opět víc než dvacetinásobkem reaktance kapacity C2 na nejnižším kmitočtu 1,8 MHz. Jednoduchý vztah je:

Dosadíme-li naší celkovou kapacitu C2 asi 460 pF, dostaneme hodnotu rezistoru R3 3,8 k $\Omega$ . Konkrétní hodnota rezistorů R3 3k9 ještě při našich necitlivých měřících přístrojích vyhoví. U menších a již ne tak hezkých logaritmických indikátorů 500  $\mu A/1700 \Omega$  z GM ELECTRONIC rozměru 40x40 mm musíme vzhle-

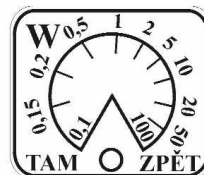
Stupnice 33 x 12 mm



Logaritmický indikátor 60 $\mu A/1400\Omega$



Stupnice při potenciometru 220k/10G



Stupnice při potenciometru 100k/10G

Obr. 11. Stupnice SWR metru pro QRPP

dem k velkému  $R_i$  snížit hodnotu  $R_3$  z 3k9 na 2k7. Tím se může trochu zhoršit pásmo 160 m, ale také se může stát, že hodnota  $R_3$  o trochu nižší než dle vztahu (13) u naší konstrukce naopak zkompenzuje drobné vady a výsledek může být stejný nebo i lepší. Čím volíme u zapojení dle obr.1e) větší citlivost, tím víc klesá hodnota kapacity C2 a tedy se zvyšuje potřebná hodnota  $R_3$ . Zapojení tedy není vhodné pro citlivé SWR metry a vzhledem k dvojité kapacitě C1 ani v případech, kdy žádáme, aby SWR metr co nejméně narušil impedanci vedení.

Zapojení na obr. 12 má opět na místě C1 pevné kapacity 2 x 2,2 pF/500 V a proměnná je část kapacity C2. Výhodou je, že při nastavování se prakticky kapacitní trimry po přehození vstupů neovlivňují. Konstrukce je zcela ve „vzduchu“, jen mezi dvěma panelovými zásuvkami PL259. Koaxiální kabel je Aircell 7. Toroid T1 je T16/N1, vinutí 40 závitů 2x0,25 mm CuLH. Po doladění trimrů není na škodu nahradit je pevnými kapacitami a mírnou změnou polohy součástek a místy uzemnění doladit minimální výchylky odraženého výkonu při dostatečném výkonu a dobré umělé zátěži. Nastavujeme pomocí digitálního multimetru při odpojených ručkových přístrojích. Také kondenzátory C2 volíme s nízkým teplotním součinitelem, např. naše hmota J, lze připustit i U. Na obr. 13 je varianta SWR metru vytvořená na konci koaxu Aircell 7, který vede z výstupu PA do anténního konektoru. Abychom přizpůsobili SWR metr pro dvoupřístrojové provedení, použijeme tlumivku podobně jako u výše popsaného QRPP SWR metru. Tlumivka má 28 závitů na toroidu T10/H20. Měřící obvod je téměř stejný a totožné je i cejchování stupnic.

U všech SWR metrů záleží na smyslu vinutí toroidů. Tím je určeno, který výstup je  $U_f$  a který  $U_r$ . V praxi se ale do správného smyslu zpravidla netrefíme a tak u ještě nenastaveného SWR metru najdeme  $U_r$  podle toho, že dává při umělé zátěži menší napětí než  $U_f$ . Tam pak připojíme náš přístroj s výkonem 600 W, na  $U_f$  přístroj s výkonem 3 kW.

Logaritmické indikátory jak z GM elektronik, tak i z Conrad electronic nemají přílepené přední plexi a rovněž stupnice jde nožičkem lehce odloupnout, aby si

zákazník mohl snadno do přístroje vlepít svou vlastní stupnici.

Při jemném dostavování všech SWR metrů je dobré věnovat péči i různým prodlužovacím koaxiálním kabelům. Na 28 MHz je již velký rozdíl v SWR při připojení pláště kabelu na panelovou zásuvku jen dvěma vodiči délky třeba 3 cm z rozpleteného pláště nebo čtyřmi vodiči délky jen 1,5 až 2 cm.

## Ocejchování stupnic

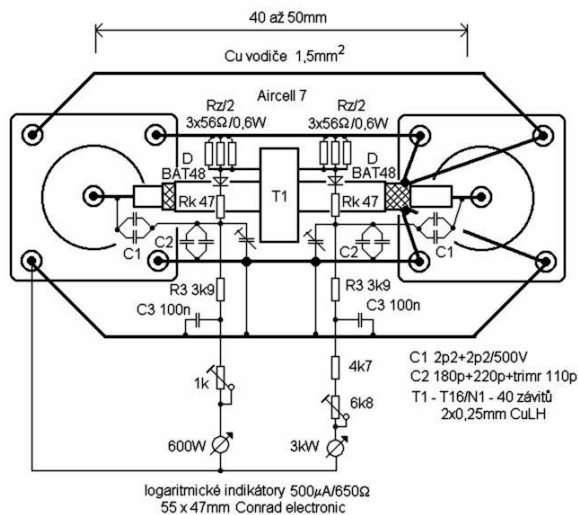
Pro ocejchování stupnice SWR je zbytečné komplikovat si život zhotovením zatěžovacích rezistorů různých hodnot. Stupnice SWR na obr. 6 a obr. 8 jsem ocejchoval při dopředném výkonu  $P_f$  10 W, aby byly stupnice při malých výkonech reálnější. Při výkonu 10 W nastavíme potenciometrem tentokrát plnou výchylku. Dle vztahu (9) si spočítáme, jakému výkonu odpovídají odražený výkon  $P_r$  pro SWR např. 3, 2 a 1,5:

$$P_r = P_f \left( \frac{SWR - 1}{SWR + 1} \right)^2 \quad (9)$$

Pro SWR 3 je to 2,5 W, pro SWR 2 1,1 W a pro SWR 1,5 0,4 W. Na umělé zátěži s měřením výkonu nastavíme plynulou regulací výkonu TCVRu uvedené výkony a označíme si je na stupnici měřícího přístroje jako příslušné hodnoty SWR. Podobně ocejchujeme stupnici výkonu měřícího přístroje pod 1 W při nastavení potenciometru do levé krajní polohy. K tomu si musíme zhotovit buď útlumový článek, abychom snížili minimální výkon TCVRu z obvyklých 2 až 5 W až na potřebných 100 mW, případně 10 mW. Zpravidla můžeme také snižovat výkon TCVRu plynule pomocí potenciometru a ploché baterie přiváděním záporného napětí do ALC vstupu - viz manuál vašeho zařízení. Ale pozor - některé moderní TCVRy se tváří, že umožňují plynulou regulaci výkonu potenciometrem, ale mají výkon digitalizovaný ve stupních, sice drobných, ale pro naše cejchovací účely přece jen natolik hrubých, že takový TCVR nelze pro cejchování použít. Podobně ocejchujeme stupnici potenciometru. Pokud nemáme umělou zátěž s měřením výkonu, měříme výkon na zátěži dobrým a ověřeným vF voltmetrem.

U SWR metru 2 kW by bylo ideální použít k cejchování zdroj vF výkonu 2 kW. Ten však nemusíme mít a tak jsme zatím cejchovali stupnici do výkonu, který jsme měli k dispozici, dejme tomu 100 W. Vyšší výkony ocejchujeme takto: Potenciometr máme nastaven na dílku 100 W, měřící přístroj ukazuje náš označený dílek 1 W. Výkon TCVRu dle stupnice na umělé zátěži snížíme na 50 W (20 W, 10 W). Na měřícím přístroji si označíme příslušné výchylky. Pak výkon opět vrátíme na 100 W. Potenciometrem SWR metru nastavíme postupně označené výchylky. Označená výchylka pro 50 W (20 W, 10 W) pak odpovídá 200 W (500 W, 1 kW). Před cejchováním zkontrolujeme vynulování měřícího přístroje. Pak dostavíme náš základní dílek trimrem R3. Dále ocejchujeme maximální výkon a pak zbytek stupnice potenciometru. Měřící přístroj musí být při cejchování v pracovní poloze.

Ani při cejchování stupnice SWR metru 3 kW pro PA asi nebudeme mít k dispozici výkon 3 kW a umělou zátěž, která po dobu cejchování 3 kW vydrží. Postupujeme následovně. Na čisté stupnici logaritmického indikátoru si označíme náš nulu a maximum. Paralelně k indikátoru připojíme digitální multimetr na rozsahu 2 V (na rozsahu 200 mV mají některé multimetry již menší vstupní odpor než standardních 10 M $\Omega$ ).



Obr. 12. SWR metr 3 kW pro PA, varianta a)

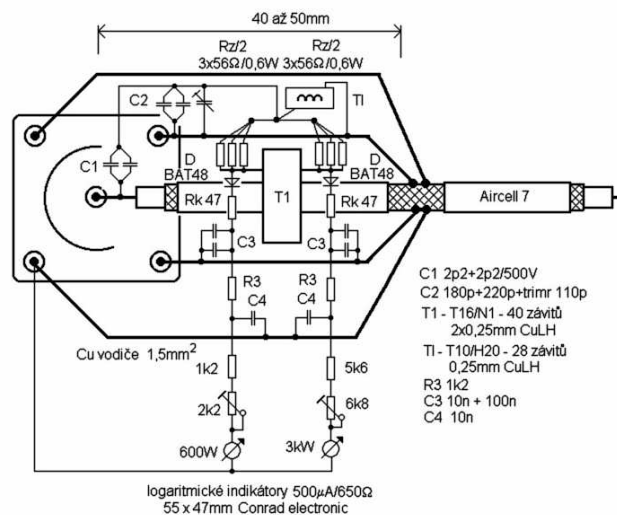
Pomocí stejnosměrného zdroje a logaritmického potenciometru 100k, zapojeného jako proměnný rezistor, nastavíme maximální výchylku. Při ní naměříme napětí například 450 mV. To odpovídá výkonu 3 kW. Cejchovací čárka 2 kW bude na napětí  $(2/3)^{1/2} \times 450 = 367,5$  mV, čárka 1 kW na napětí  $(1/3)^{1/2} \times 450 = 260$  mV, čárka 0,5 kW na napětí  $(0,5/3)^{1/2} \times 450 = 184$  mV. Při výkonu menším než 0,5 kW by již narostla chyba při cejchování vlivem nelinearity diod. Pak zapojíme předcejchovaný indikátor k SWR metru a příslušným trimrem nastavíme při výkonu 1 kW nebo aspoň 500 W náš příslušný předcejchovaný dílek. Výkon samozřejmě odečítáme na spolehlivé ocejchované umělé zátěži, nikoliv na indikátoru třeba vypůjčeného PA stupně nebo jiném průchozím wattmetru. Cejchovací čárky pro výkon menší než 1 kW, eventuelně 500 W, následně tedy cejchujeme v reálu, to je při respektování nelinearity diod. Cejchování jednou nebo dvakrát zopakujeme a cejchovací čárky dále zpřesňujeme. To znamená, že si v PC cejchovací čárky posuneme o poznačený úsek, stupnici znovu vytiskneme a přilepíme do měřícího přístroje a znovu zkontrolujeme přesnost našeho cejchování. Podobně ocejchujeme i přístroj odraženého výkonu 600 W, který si připojíme na výstup Uf.

Chyba cejchování závisí nejen na použitých přístrojích, ale také na naší pečlivosti a trpělivosti. Cejchování podle jiného průchozího wattmetru nebo měřidla na vypůjčeném PA stupni znamená zpravidla znehodnocení našeho výrobku na pouhý indikátor. Rovněž se nenecháme zlákat ke kreslení stupnic „od zeleného stolu“, jak je doporučováno v některých publikacích, kde se zapomíná na nelinearity diod, ani se nesnažíme kopírovat stupnice levných továrních výrobků. (Také nepodleháme iluzi, že opeplením špatně navrhovaného a nepečlivě nastaveného SWR metru elektronikou znamená, že na displeji nebudeme čistě víceméně hausnumerické údaje.)

Pokud se rozhodneme pro klasickou konstrukci s měřícím přístrojem se zkříženými ručičkami a

pásmo MHz	dvoutoroidní 200W obr.5 SWR	QRPP100W 4xH6 obr.10 SWR	QRPP100W 4xH22 obr.10 SWR
1,8	1,025	1,016	1,013
3,5	1,009	1,008	1,017
7	1,002	1,009	1,016
14	1,011	1,007	1,011
21	1,019	1,007	1,008
28	1,028	1,006	1,012

Tabulka 1. SWR na umělé zátěži při  $U_f = 9V$  v dvoutoroidního SWR metru 200 W a u jednotoroidního QRPP SWR metru 100 W



Obr. 13. SWR metr 3 kW pro PA, varianta b)

přepínáním rozsahů například 15-150-1500 W pro dopředný výkon a 5-50-500 W pro odražený výkon, je potřeba nakreslit a ocejchovat na měřicím přístroji celkem šest stupnic. S velkým zamhouřením oka a vědomím, že pak neděláme měřící přístroj, ale pouze indikátor, lze připsat stupnice 150/1500 W a 50/500 W společně.

Nakreslit a ocejchovat i jen čtyři stupnice je práce nepřijemná. To nás může svádět k tomu, abychom si raději zakoupili hotový „crossneedlový“ výrobek. Pak vybíráme takový, který má aspoň pro nejnižší rozsah svou samostatnou stupnici dopředného a odraženého výkonu, kdy je chyba při společných stupnicích již neúnosná. U výrobců se společnými stupnicemi se při měření výkonu musíme smířit jen s informativními údaji.

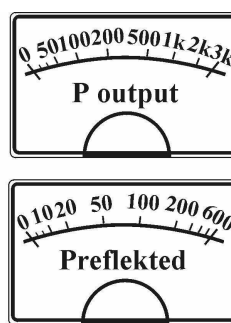
### Porovnání SWR metrů

V tabulce 1 jsou pro porovnání naměřené údaje dvoutoroidního SWR metru a jednotoroidních QRPP SWR metrů pomocí měření  $U_f$  a  $U_r$  digitálním multimetrem. U všech měření jsem použil stejnou umělou zátěž 50 Ω. Je měřeno vždy při takovém výkonu, aby  $U_f$  bylo 9 V. Výsledky jsou tedy porovnatelné a ukazují, že prakticky není kvalitativní rozdíl mezi jednotoroidním a dvoutoroidním provedením SWR metru.

V tabulce 2 jsou výsledky měření pomocí  $U_f$  a  $U_r$  digitálním multimetrem ostatních SWR metrů při výkonu 200 W na zátěži 50 Ω, tedy při různých  $U_f$ . Výsledky nejsou proto příliš srovnatelné a největší nadhodnocení výsledků je u SWR metrů 3 kW. U SWR metru 1 W až 2 kW si povšimnete demonstrační ukázky zhoršení SWR na 1,8 MHz na 1,06 vlivem již popisované degradace pravidla

pásmo MHz	jednotor. 1W-200W obr.6 SWR	jednotor. 1W-2kW obr.8a SWR	3kW - obr.12 SWR	3kW - obr.13 SWR
1,8	1,023	1,061	1,004	1,008
3,5	1,018	1,044	1,004	1,006
7	1,015	1,038	1,006	1,007
14	1,017	1,038	1,008	1,008
21	1,022	1,035	1,011	1,026
28	1,022	1,031	1,013	1,022

Tabulka 2. SWR na umělé zátěži při  $P = 200$  W SWR metrů 200 W, 2 kW, 3 kW



Stupnice 51 x 32 mm  
Indikátor Conrad 500μA/650Ω

Obr. 14. Stupnice SWR metrů 3 kW pro PA

dvacetinásobku jen asi na desetinu sobek. Samozřejmě pokud volíme správný postup a začneme vztahem (12) je jasné, že na dvou toroidech T16/N1 vyjde v našem případě minimální počet závitů 2x16. My ale pro citlivost  $P_{min}$  1 W potřebujeme jít na 2x11 závitů, viz vztah (2). A tak rovnou zvolíme dvě jádra T16/N3, H6, H12, případně H20, H21, H22. Od H6 výše stačí již jen jedno jádro. Při návrhu dvoutoroidních SWR metrů také nezapomeňte na nepříjemné konstrukční omezení volby materiálu, prakticky jen na N3, H6 a zcela výjimečně N1, N2, H12.

### Závěr

Pokud se budeme při návrhu SWR metru přibližně držet uvedených úvah, máme asi 50 % úspěchu v kapse. Zbývajících 50 %, které se zahrnují pod pojem „přísná symetrie“, připadá na pečlivost a trpělivost při doladění, vyhledání optimálních uzemňovacích bodů a umístění součástek v prostoru.

Za přínosné považuji použití logaritmického potenciometru se stupnicí ve W, logaritmický měřící přístroj, kompenzační odporůvky u Schottkyho diod a kompenzaci kapacitního děliče. Tím omezíme obvyklé vady a nepřesnosti, které jsou téměř běžné i u drahých výrobků zvukových jmen. Také při stanovení SWR dle vztahu (1b), to je odečítáním  $P_f$  a  $P_r$ , se vyhneme projevům nelinearity diod a dostaneme reálnější hodnotu SWR.

### Literatura:

- [1] Josef Daneš, ex OK1YG: Amatérská radiotechnika a elektronika, 3. díl, str. 243-248
- [2] Martin Kratoška, OK1RR: Reflektometry, Krátké vlny
- [3] Ján Hábovčík, OM3UU: Meranie PSV, RŽ 2/95
- [4] G. G. Sokol, UA6CL: SWR-meter. krasnodar.online.ru/hamradio/swr.htm



## Magické dvoulementové směrové antény pro KV - 4

### Moxonův obdélník - Moxon Rectangle

Jan Bocek, OK2BNG, jan.bocek@vitkovice.cz, Jiří Škácba, OK1DMU, skachaj@volny.cz

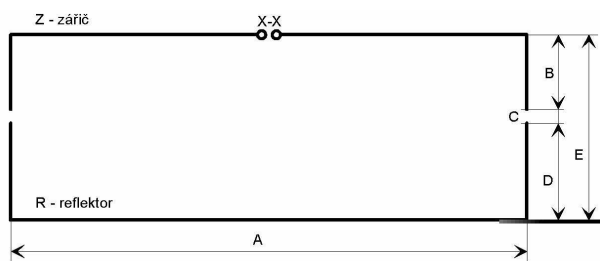
V části 2 tohoto seriálu o anténách byl uveden popis Rec-beamu pro pásmo 7 MHz [20], v závěru pak bylo přislíbeno pokračování popisu „pravé Moxonky“, použitelné pro jakékoli KV pásmo. Tato anténa začíná být velmi populární díky své jednoduchosti i výsledkům, které přináší [5,37]. Různě tvarovaná řešení antén (Roman Beamy, Square B., M B., Hex B., X B., Diamond B., Giza B.) bývají výsledkem velkého konstrukčního úsilí, někdy i ve snaze získat anténu „kouzelnou“ [3]. Kouzelné antény ale neexistují, jsou jen antény dobré a špatné. Kouzlo popisované antény je v tom, že má solidní elektrické parametry a je realizovatelná bez velkých pořizovacích nákladů.

Autor této antény je Les Moxon, G6XN [2] - proto i název Moxonův obdélník; anténa vznikla z tvarově podobného Square Beamu od Freda Catona, VK2ABQ, který s panem Moxonem několik let pracoval [38]. Moxonův obdélník se vyznačuje větším ziskem a větším poměrem F/B - při teoretickém modelování se dosahuje hodnoty až 36 dB, což nedostaneme u žádné jiné dvojice půlvlnných dipólů s podobnou roztečí prvků. G6XN se ve své knize [2], poprvé vydané v roce 1982, obšírněji zabývá otázkou zahnutí konců dipólů dovnitř antény. Takové antény se dlouhou dobu řadily jen do kategorie antén experimentálních - pro portejblový provoz - u nás bychom mohli rozšířit tuto kategorii o antény pro provoz z chalup a chat. Výsledkem je to, že kromě zmenšení rozměrů vznikla vzájemným přiblížením odpovídajících konců obou dipólů silnější kapacitní vazba, která za jistých fázových podmínek způsobuje, že anténa má vlastnosti antény dobré.

V tabulkovém přehledu v prvním dílu seriálu [36] vidíme, že tři hlavní elektrické parametry Rec Beamu, zisk, předozadní poměr a impedance, jsou velmi dobré. Ziskem 4,4 dBd se anténa řadí hned na druhé místo za superziskovou HB9CV, která je ale plnorozměrová, a s F/B poměrem teoreticky 36 dB je porovnatelná s víceelementovými Yagiho anténami. Právě tento parametr výrazně odlišuje Rec Beam od ostatních uvedených antén. Navíc vstupní impedance odpovídá standardu 50 Ω a umožňuje přímé napájení běžným koaxiálním kabelem - v uvedené tabulce je možno si všimnout, že takových antén není zase na výběr příliš mnoho. Můžeme tvrdit, že právě geometrický tvar antény, který umožňuje více prodloužit reflektor a vyvolat kapacitní vazbu mezi konci obou prvků, umožní dosáhnout impedanci 50 Ω bez jalové složky.

### Geometrické uspořádání antény

Základní schéma antény a její geometrické uspořádání je na obr. 1. Jedná se o dva dipóly, které jsou blízko sebe. Zářič i reflektor má konce dipólů zahnuté dovnitř antény. Rozteč E je důležitým rozměrem, ovlivňujícím vzájemné fázování pole obou prvků antény; její velikost je blízko



Obr. 1. Rectangle Beam, základní schéma geometrického uspořádání

hodnoty  $0,125 \lambda$ , podobně jako u antény HB9CV. Pro „drátové“ provedení s vodičem o průměru 1,7 mm (Cu lanko) a s PVC izolací o průměru 3,3 mm byla namodelována rozteč  $E = 0,132 \lambda$ . Mezera C je v rozmezí  $0,009 - 0,010 \lambda$ . Pro správnou funkci antény jsou možné tolerance těchto rozměrů velmi malé. Z uvedeného vyplývá, že i rozměry B a D se musí dodržet podle předpisu (ten vznikl modelováním). Úprava je možná pouze u rozměru A, pokud anténa není v rezonanci uprostřed požadovaného pásma. Rozměry pro uvedený typ vodiče jsou zpracovány v tab. 1 a skutečné geometrické délky pro drátové provedení jsou uvedeny v tab. 2. Napájen je zářič - uprostřed dipólu - a to symetricky přes symetrizátor, podobně jako u všech směrových antén; symetrizátor byl blíže popsán u antény HB9CV [44].

	A	B	C	D	E	LZ	LR
délka [ $\lambda$ ]	0,366	0,056	0,09	0,068	0,132	0,478	0,502

Tab. 1. Základní rozměry Rectangle beamu v násobcích vlnové délky. Označení odpovídá obr. 1.. LZ vyjadřuje celkovou délku zářiče (A+2B), LR obdobně celkovou délku reflektoru (A+2D).

kmitočet [MHz]	A	B	C	D	E	LZ	LR	ráhno
7,05	14,90	2,28	0,37	2,77	5,38	19,50	20,05	6,0
10,12	10,66	1,70	0,31	2,07	4,08	14,08	14,80	4,3
14,20	7,62	1,20	0,22	1,50	2,92	10,06	10,58	3,3
18,12	5,96	0,95	0,18	1,16	2,28	7,85	8,28	2,6
21,20	5,00	0,80	0,16	1,00	1,95	6,60	7,00	2,3
24,94	4,33	0,67	0,14	0,84	1,66	5,67	6,00	2,0
28,50	3,80	0,60	0,13	0,74	1,45	4,97	5,30	1,8

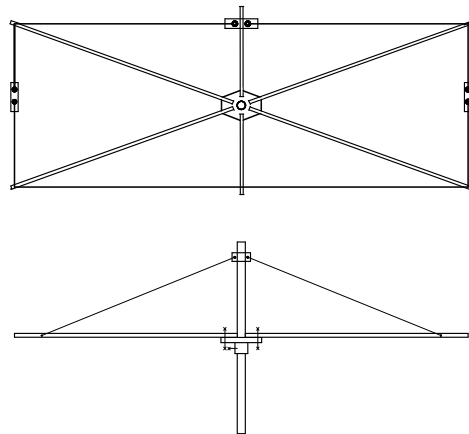
Tab. 2. Rozměry Rec beamu (drátové provedení) pro KV pásmo (v metrech). Označení obdobně jako v tab. 1.

### Možnosti realizace antény

Anténu je možno konstruovat několika způsoby. Jedno řešení je na obr. 2. Prvky antény jsou z drátů a jsou uchyceny na podpěrách, nevodivých prutech nebo trubkách, uspořádaných podobně jako u antén Quad a upevněných na středovém držáku u stožárové trubky. Na podpěry je doporučován drahý laminát; levnější materiál lze občas získat v armádních výprodejích jako tzv. žabí prsty - kostra pro podepření maskovacích sítí.

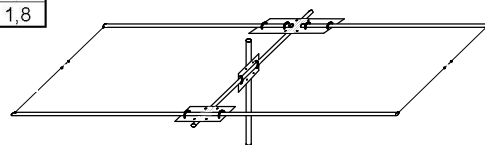
Můžeme také použít bambusové tyče nebo PVC trubky. Podpěry delší než 3 m u antén pro nižší kmitočty je nutné ještě zavěsit (viz např. obr. 2). Na obrázku jsou znázorněny i krátké podpěry do stran obdélníku - celý systém se tak velmi upevní a navíc získáme možnost uchycení koaxiálního kabelu a v symetrizační tlumivky. Středový díl vyrobíme z materiálu „co dům dá“. Dobrá je

podvzdorná překližka, sklotextit, hliník apod. Na trubku stožáru potřebujeme pro upevnění přírubu, kterou najdeme u topenářů. Podpěrné pruty k přírubě připevňujeme U-třmeny (např. z Feromarketu), v nouzi stačí i vázací drát. Vertikální závěsy musí být izolované, dobře poslouží lana z Lanexu Bolatice [19]. Pokud použijeme pro materiál podpěr trubky z PVC, musíme závěsy použít vždy.



Obr. 2. Náčrt mechanického provedení drátové varianty; vyztužení závěsem

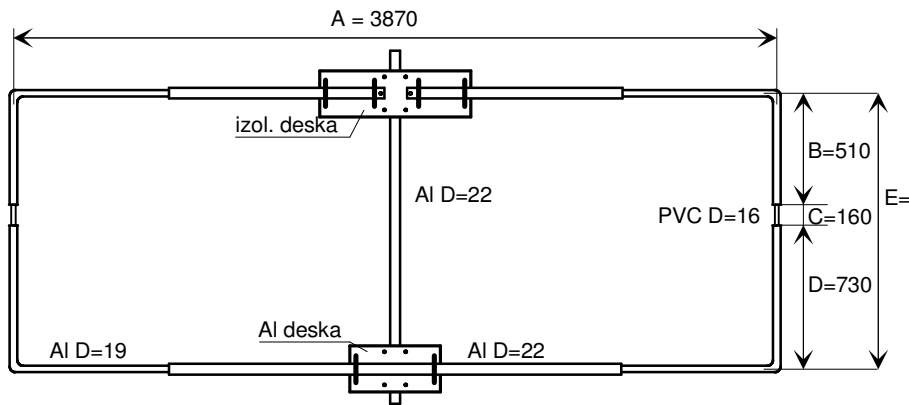
Další možné uspořádání používá klasického ráhna, jak je naznačeno na obr. 3. Mechanické řešení takové antény je popsáno u realizace HB9CV [45]. Části A prvků antény (označení odpovídá obr. 1) jsou tvořeny trubkami (AlMg), zářič, přímo napájený koaxiálním kabelem, je dělený, upevňovací destička proto musí být z izolačního materiálu. Části B a D jsou z drátu. Konce trubek A jsou uzavřeny Ms nebo AlMg vložkami se závity M5 pro připojení drátů kabelovými oky. Izolační vložka C musí mít dobré vlnové vlastnosti. Trubky A je účelné sestavit ze zásuvných dílů (viz třeba popis HB9CV, díl 3), abychom mohli jejich délku měnit a anténu tak doladit do pásma.



Obr. 3. Polodráťové provedení

Jiným možným řešením je samonosné provedení podle obr. 4. Základ antény s rameny A je podobný jako u provedení podle obr. 3, místo drátových vodičů použijeme slabší Al trubky, ohnuté do požadovaného tvaru písmena L. Vložíme izolační distanční vložky C a zasunutím do trubek většího rozměru anténu přesně doladíme do pásma. Je třeba zajistit dobré elektrické spojení trubek. Anténa je znázorněna na obr. 4, kde jsou současně uvedeny i rozměry, odpovídající kmitočtu 28,5 MHz. Takto provedená anténa je velmi pevná, můžeme použít i trubek o menších průměrech. Byla zkoušena i konstrukce kombinující hliníkové trubky o průměru 8 mm a hliníkové dráty 5 mm. Takové provedení je dobré i na jednu sezónu. U větších průměrů trubek, kde je větší váha, nebo v oblastech s nebezpečím výskytu námrazy, musíme použít závěsy podle obr. 2.





Obr. 4. Provedení z kovových trubek; rozměry odpovídají kmitočtu 28,5 MHz.

provedení	drátové	trubka-drát	trubkové
počet podpěr	4 (6)	1	1
trubky AlMg	0%	70%	100%
hmotnost	25%	50%	100%
upevnění koaxu	horší	dobré	dobré
složitost	větší	malá	větší
ohad nákladů	1 000 Kč	2 000 Kč	3 000 Kč

Tab. 3. Porovnání některých parametrů u různých mechanických provedení antény

Pro hrubou orientaci a výběr vhodné varianty může pomoci tab. 3. Při rozhodování o volbě konstrukce může být důležitý i čas, po který chceme anténu provozovat. Dále jsou uvedeny podrobnější doporučení ke každému z uvedených uspořádání.

### Drátové provedení antény

Potřebujeme minimálně 4 podpěry z bambusu nebo laminátu. Připevnění podpěr na přírubu věnujeme dostatečnou pozornost, hlavně v přesnosti narýsování potřebných úhlů. Výhodné je vyrobít destičku obdélníkových rozměrů ve stejném poměru, jako jsou hlavní obdélníkové rozměry antény, a teprve pak tvar upravit podle obr. 2 na šestiúhelník. Délku vodičů pro zářič i reflektory musíme odměřit přesně podle tab. 2. Nemáme-li uváděný vodič s PVC izolací, musíme počítat s tím, že zkracovací činitel bude jiný a bude nutná korekce rozměrů. Otázku výpočtu zkracovacího činitele prvků byla podrobně rozebrána ve 3. dílu seriálu (RA č. 3/2002, [45]).

Mezera C je vytvořena izolovanou šňůrou, kterou k vodičům prvků uvážeme vhodným uzlem - viz 2. díl seriálu. Vodiče k podpěrám musíme vhodně fixovat drátem nebo PVC páskou. Na připojovací místo potřebujeme malou izolační desku s několika otvory pro úvazy vodiče a pro připojení koaxiálního kabelu. I tlumivku z cca 15 závitů koaxiálního kabelu RG58 musíme nějak upevnit; k tomu se dobře hodí dvě kratší podpěry směřující k delším stranám obdélníku. Cívku upevníme stahovacími pásky.

### Kombinované provedení antény trubka - drát

V takovém případě zcela odpadnou problémy s izolovanými podpěrami a se sháněním laminátů nebo bambusů. Na obr. 3 je znázorněno provedení pro duralové ráhno, můžeme ale použít i náhradní materiál - bambus, dřevěný hranolek, jasanový prut - rozhoduje jen délka a pevnost. V tab. 2 jsou uvedeny i rozměry ráhna: např. pro pásmo 20 m je ráhno dlouhé 330 cm, pokud jej upevníme uprostřed na upevňovací kříž, může být dělené a jeho části pak budou dlouhé jen 160 cm. Při takové délce není nutné vertikální vyvazování, znázorněné na obr. 2.

Upevňovací kříž i způsob upevnění prvků byl popsán v dílu 3, nalezneme jej i v každém manuálu antény od solidní firmy i na webovských stránkách nebo na CD [46]. Z hlediska mechanické pevnosti je vhodné prvky zeštíhlovat, tj. postupně zmenšovat průměry. Podrobnější informace jsou uvedeny v [34]. Na části antény B a D použijeme opět vodič o průměru 1,7 mm s izolací 3,3 mm. Pro rozměr A musíme znát hodnotu koeficientu  $k$ , abychom snadněji doladili anténu do středu pásma - případné změny provádíme shodně u obou prvků.

### Trubkové provedení antény

Výhodou je neuvěřitelná tuhost celé soustavy, daná kompaktností všech dílů - viz obr. 4. Zářič je opět dělený, stejně jako v předchozím případě. Průměry trubek volíme „co dlna dala“, ale trubky musí jít do sebe zasunout. Pokud se trubky do sebe zasouvají těsně, musíme použít mazací tuk proti zadření, při velké vůli je třeba použít vodivé vložky. Slabší trubky ohneme v potřebných místech do pravého úhlu. Příklad na obr. 4 uvádí hodnoty pro pásmo 28 MHz. Ohýbání AlMg trubek může bez zkušeností přinášet značné problémy. Dobrým postupem je zahřívání pomocí plynového hořáku, při vhodném použití autogenu potíže nevznikají. Mezery C vymezíme kouskem trubky PVC. Po naladění zajistíme pevné spojení prvků v místě rozdílných průměrů; spoj musí být kvalitní i z hlediska, tedy spojovací plocha i tlak v místě kontaktu musejí být dostatečné. Nakonec je třeba spoj zaizolovat - vhodným prostředkem je páska PIB Tape 2501, která odolává jak vlhkosti, tak i UV záření (prodává se na příklad v GES Electronic). Při použití jiných průměrů a délek trubek je třeba zjistit zkracovací činitel, např. postupem podle RA 3/2002. Jako nosnou kostru podle obr. 4 lze použít i PVC trubky určené pro instalační rozvody vody, po trubce se pak vede elektrický vodič. Takové uspořádání je vhodné spíše pro pásmo 10, 6 nebo 2 m a je popsáno v [42].

### Napájení antény

Předpokládá se, že anténa je nastavena tak, že má vstupní impedanci  $50 \Omega$  s nízkou složkou reaktance. O tom se přesvědčíme měřením reaktance  $X_a$  anténním analyzátozem, např. MFJ 259B. Za dobrou se považuje hodnota  $X_a$  menší než  $10 \Omega$ , reálná složka impedance  $R_a$  se má pohybovat v rozsahu 46 až  $56 \Omega$ .

Znovu připomeňme pravidlo, že stavu, kdy vstupní odpor bude okolo  $50 \Omega$  a reaktance nulová, dosáhneme tehdy, bude-li délka reflektoru jen o málo větší než délka direktoru. Pak můžeme koaxiální kabel připo-

jit přímo ke svorkám X-X. Taková situace ale nastává jen pro určitý úsek kmitočtů uprostřed pásma.

Pro symetrizaci použijeme některý z druhů symetrizátorů popsaných v předchozích dílech seriálu.

### Nastavování a optimalizace vlastností

Je vhodné znovu zdůraznit, že Rec Beam a jiné antény se složitěji geometricky tvarovanými prvky mají zajímavé vlastnosti (rozměry, hmotnost, vstupní odpor, zisk a předozadní poměr), jejich elektrické parametry jsou ale značně citlivé na rozměry prvků a některé vzdálenosti i na další vlivy (použité izolátory, zavedení dalších vř neregularit - kapacity nebo indukčnosti apod.). Nelze počítat s tím, že nevelká odchylka od optimálních rozměrů se projeví jen malým zhoršením parametrů - jinak řečeno pojem „malý“ má u těchto antén jiná měřítka. Rozměrové odchylky, způsobené běžným postupem při stavbě (nepřesnosti rozměrů, jiný průměr vodičů) nebo jiná izolace, jiný způsob upevnění prvků apod. se nemusí projevit jen nepostřehnutelným zhoršením vlastností, ale třeba naprostou nefunkčností. O tom je možné se přesvědčit modelováním, kde je zřetelné, že i malé změny rozměrů mají podstatný vliv a někdy způsobí i naprostou degradaci parametrů, které by byly v poněkud jiném uspořádání dobré. Vyzkoušený popis je proto vhodné co nejpřesněji respektovat nebo je třeba počítat s tím, že pro dobrou funkci bude anténu nutné pečlivě nastavit a doladit. Následující řádky proto nejsou míněny jen jako bonbónek pro perfekcionisty, ale pokusem o obecný návod, jak u dané konkrétní konstrukce spolehlivě dosáhnout dobrých vlastností.

Při dodržení základních konstrukčních a materiálových doporučení můžeme pro optimalizaci antény nastavovat prakticky jen rozměry prvků a jejich vzájemné odstupy, zejména v kritických místech u konců prvků; podle obr. 1 se tedy jedná o rozměry A, B, C, D a E. Problémem je, že důsledky změn jednotlivých rozměrů nejsou nezávislé a nemůžeme tedy samostatně nastavovat jen jeden rozměr, pak druhý, třetí apod.

Kapacitní vazba mezi prvky bude záviset hlavně na odstupu C (a na vlastnostech použitého izolantu, tady ale nějaké exotické hmoty asi používat nebudeme), induktivní vazba mezi prvky bude dána hlavně rozměrem E; ten je ale poměrně velký, takže jeho tolerance nebudou už příliš podstatné. „Posazení“ antény na správný kmitočet pak bude otázkou celkové délky reflektoru ( $A+2D$ ) a zářiče ( $A+2B$ ), přičemž je nutné poměrně přesně dodržet poměr těchto délek cca 1,04-1,06. Nejlépe definovaná situace bude u provedení antény z trubek. U provedení trubka-drát je situace jednodušší v tom, že mezera mezi konci obou prvků je vymezena délkou izolační lanka, které oba konce spojuje. Problém může ale zase vzniknout vnesením indukčnosti uzly, kterými jsou vodiče navázány na izolační lanko. Při použití jiného než doporučeného vodiče může být i při stejné mechanické délce jiná délka elektrická (jiný zkracovací koeficient), pro běžné vodiče bude tato změna ale v rozmezí 1-2 procent a lze ji vykompenzovat při ladění nastavením délky trubek A (proto je vhodné trubkové části udělat z těsně zásuvných trubek, jejichž poloha se po nastavení dobře zafixuje).

Největší rozptyl mechanických rozměrů můžeme očekávat u drátového provedení, kde rozměry budou záviset na přesnosti zhotovení nosné kostry a na vlastnostech použitého vodiče v celé jeho délce. Tam pak

musíme při nastavování postupovat opatrně a s rozmyslem.

Vlastní proměřování začneme tím, že přes měřící vedení o délce  $\lambda/2$  s pomocí transcievru a SWR metru (nebo anténního analyzátoru) proměříme impedanci v celém rozsahu pásma s přesahem asi 200 kHz na každou stranu. Nejprve zjistíme, na kterém kmitočtu je SWR minimální - ten je obvykle shodný s rezonančním kmitočtem antény. Naměříme např. minimální SWR 2,3 na rezonančním kmitočtu 14 250 kHz. SWR má poměrně vysokou hodnotu, kterou můžeme zlepšit laděním reflektoru - mírnou úpravou jeho délky musí SWR klesat. Zářič přitom neupravujeme. Když takto dosáhneme dobrého SWR a poměr délek reflektoru a zářiče přitom leží v doporučených mezích, můžeme očekávat, že vlastnosti antény nebudou špatné. Protože rezonanční kmitočty antény (kmitočty, kde je SWR minimální) ale pak nemusí odpovídat našim požadavkům, posuneme je v dalším kroku na správné místo shodnou změnou délky obou prvků. Je nutno počítat s tím, že celá operace je časově náročná a vyžaduje určité zkušenosti, abychom anténu nepokazili zcela.

Zpětnou vazbou po ukončení měření je kontrola mechanické délky prvků a všech rozměrů - k ulehčení této práce je dobré mít na prvcích i ráhne centimetrové značky pro snazší orientaci. Kontrolujeme především rozměry zářiče a reflektoru a spočítáme rozdíl jejich délek. Ten by měl být 4-6 % (u antény HB9CV byl rozdíl 8-10 %). Někdy dojdeme do stavu, kdy se podle fyzikálních délek z reflektoru stane zářič a obráceně. Jsou i případy, kdy zjistíme, že po úpravách jsou oba prvky stejně dlouhé. Impedance může být přitom dobrá, tedy SWR je blízko 1. Takováto anténa stále vyzařuje, ale zisk je malý a poměr F/B zanedbatelný - směrovou anténu jsme degradovali na otočný dipól. V takovém případě je třeba začít znovu.

Jak ale poznáme, že jinak elektricky dobrá anténa (která má Ra blízko hodnoty 50  $\Omega$  a Xa je malá - nejvýše  $\pm 10 \Omega$ , tedy i hodnota SWR je dobrá) špatně vyzařuje? To lze zjistit tak, že najdeme nějaký stabilní vzdálený signál v pásmu a měříme úroveň signálu dopředu a dozadu, po natočení antény o 180° od maxima signálu. Pokud máme k dispozici ještě dipól, můžeme provést i porovnání síly signálu dopředu. V každém případě bychom měli dosáhnout stavu, kdy poměr F/B bude výrazný, i když přesnost údajů obvyklých S-metrů nám neumožní získat nějakou spolehlivou kvantitativní hodnotu. Amatérům vybaveným měřicím přijímačem s přesným S-metrem a dobrým vř. děličem není třeba dávat návod, jak tuto techniku k uvedenému měření využít.

Pokud bude všechno dobré až do tohoto stádia, můžeme znovu přesně změnit výsledné rozměry po všech úpravách, pokusit se započítat i další vlivy a vše zadat do počítače a naši reálnou anténu namodelovat. Výsledek by neměl být v podstatném rozporu se závěry, k nimž jsme postupně dospěli experimentálně. Zde je nutné ale upozornit na možnost hrubé chyby, která

kmitočet [MHz]	Ra [ohmy]	X [ohmy]	SWR	G [dBd]	F/B [dB]
28,00	40	-15	1,6	4,2	18
28,20	46	-8	1,2	4,0	26
28,40	53	-2	1,08	3,9	34
28,60	60	3	1,2	3,7	22
28,80	65	7	1,4	3,5	18
29,00	70	12	1,5	3,3	15

Tab. 4. Parametry antény pro pásmo 28 MHz - trubkové provedení

většinou vzniká zanedbáním vlivu izolace vodičů prvků a obvykle se projeví nesmyslnými údaji. Např. při porovnávání F/B poměru naměříme podle S metru průměr okolo 10 dB. Po dosažení rozměrů do modelu v počítači nám ale vyjde, že anténa má G = 2dBi a F/B = 5dB; přitom signály z nové antény byly výrazně silnější než z dipólu. Po dosažení zkracovacího činitele pro izolovaný vodič o průměru 1,7 mm s izolací o průměru 3,3 mm (0,9657) vyjdou hodnoty tak, jak jsou uvedeny na obr. 5 a ve šťastném případě se třeba i dozvíme, že naše anténa by mohla mít předozadní poměr F/B kolem 30 dB. Pak teprve poznáme pravé uspokojení z vlastního úsilí, které bychom nikdy nezažili, pokud bychom si anténu koupili hotovou.

Hodnoty z tab. 4 jsou graficky znázorněny v obr. 5. Zde nalezneme také vysvětlení, jak je to s tím udávaným vysokým poměrem F/B: je vidět, že to je vlastně jen „špice“ maximální hodnoty ve frekvenční charakteristice. Průběh zisku má klesající tendenci směrem k vyšším kmitočtům, průběh Ra a Xa je vyrovnaný v celém pásmu, i když krajní hodnoty SWR jsou větší než 1,6. Obvykle pro vyladěný Moxon beam platí, že tam, kde je na kmitočtové ose minimální SWR, je i vysoká hodnota F/B. Rozdíl zisku mezi kmitočty 28 a 29 MHz je asi 1 dB. Je možné nastavit zisk větší až o 2 dB, než je uvedeno v tab. 4, Ra ale klesne na hodnotu poloviční, to je cca 25 ohmů, a máme problémy s transformací, na které někdy ztratíme i více, než ty 2 dB.

## Závěr

Celý popis se týká Moxonova beamu určeného jen pro jedno pásmo. Popisy multibandových tvarově řešených antén sice existují, ale správně naladit vícepásmovou anténu patří k anténářským zážitkům. V každém případě se bude jednat o kompromisy a předpokládají se určité zkušenosti a dostupnost měřicí techniky - stačí alespoň dobrý anténní analyzátor, který umí měřit jalovou složku impedance Xa (pokud měří jen hodnotu Z, obtížněji se experimentuje). S anténou je třeba si v podstatě vždy pohrát a zásady a výsledky takovýchto hrátek můžeme shrnout do několika bodů.

- Při odstupu prvků 0,125-0,133  $\lambda$  lze dosáhnout vstupního odporu 50  $\Omega$  s vykompenzováním jakové složky Xa uprostřed pásma. Přitom hodnoty na krajích pásma se považují za dobré, nepřesáhnou-li hodnotu 20  $\Omega$  (SWR je 1:1,5).

- Čím více je anténa tvarovaná, tím více ovlivňuje izolace a průměr vodiče rezonanční kmitočty antény i její vstupní odpor.

- Průměr prvků a její izolace ovlivňují rezonanční kmitočty a proto se musí upravit geometrické rozměry, ale fázování musí být zachováno.

- Je-li Xa velké a kladné, to je více než 10  $\Omega$ , je anténa dlouhá a má indukční charakter, při Xa velkém a záporném (více než -10  $\Omega$ ) je anténa krátká a má kapacitní charakter.

- Plus 4,4 dBd znamená, že na svorkách přijímače bude asi 1,7krát větší napětí, než z dipólu. A při vysílání se 100 W v anténě bude efekt stejný, jako kdybychom měli při použití dipólu 300 W.

- Nepotřebujeme anténní tuner.
- Vystačíme s levným TV rotátorem.
- Drátový systém není příliš viditelný, je ale zase méně fotogenický.
- Drátový systém je velmi odolný proti větru.
- Musíme více přemýšlet a projektovat (viz Den poté, co se rozhodnu mít směrovou anténu, RA 2/2002).
- Musíme projektovat z toho, co je dostupné v dílně, v okolí i v kovošrotu.
- Nebude to Tribander, alespoň ne napoprvé.

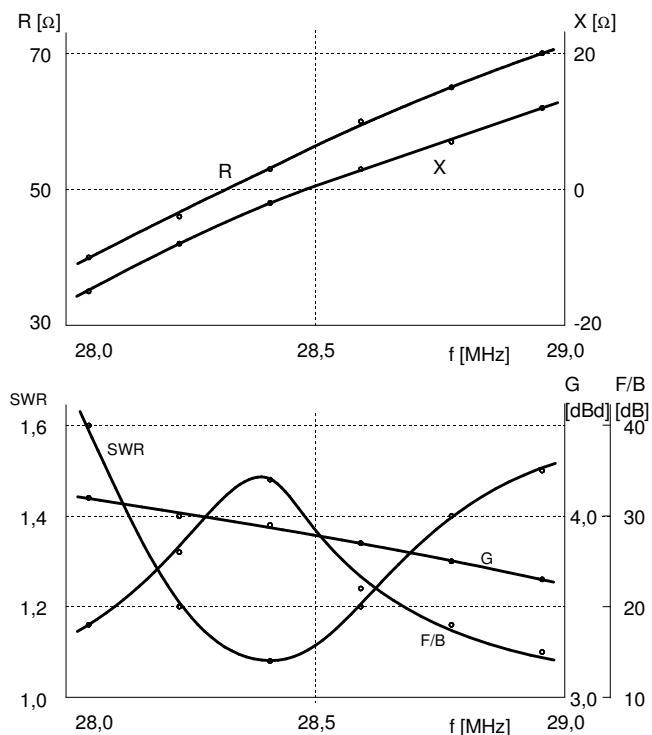
Amatérsky vyrobené antény fungují dobře, pokud porozumíme principu jejich funkce, známe všechny souvislosti a můžeme anténu proměřit a hlavně porovnávat s nějakou jinou anténou.

Nemáme-li zkušenosti a anténní analyzátor a nechceme-li do nich investovat, stavíme antény jen podle mnohokrát ověřeného návodu, nebo koupíme komerčně vyrobenou anténu s dobrým manuálem ke stavbě. Takové antény obvykle fungují dobře.

Při výběru i komerčně vyrobené antény je rozumné nebýt průkopníkem (vyhnout se situaci, kdy ten typ antény zatím nikdo nemá a nezná jej).

## Literatura

- [36] viz díl 1, 2, 3, RA 1, 2, 3/2002
- [37] Peter Dodd, G3LDO: Moxon Rectangle, RadCom 1/2002
- [38] Fred Caton, VK2ABQ: VK2ABQ Antenna, www.cebik.com
- [39] L.B.Cebik, W4RNL: Moxon Rectangles, www.cebik.com
- [40] Jiří Bílek, OK1IEC: Modelování Moxonky (korespondence)
- [41] Lub. Bobalík, OK2BVG: Modelování antén (korespondence)
- [42] The ARRL Antenna Compendium, Vol. 6, 1999
- [43] www.g3ycc.karoo.net/cobweb.htm
- [44] Jan Bocek, OK2BNG: Symetrizace, RA 3/2002
- [45] díl 3, RA 3/2002
- [46] CD ANT1, OK2BNG a spol., 2002



Obr. 5. Elektrické parametry antény (konstrukce z trubek podle obr. 4) pro pásmo 28 MHz v závislosti na kmitočtu