

Obr. 3. Digitální hlasový systém, zabírající při vysílání velmi úzké pásmo - ale je nutné znát, jaký jazyk se bude používat.

Nejpravděpodobnějším označením digitálního řečového vysílání by tedy bylo J2E nebo F2E.

Slyšet digitální signál ve fonické části pásem může být trochu výstřední a dokud taková situace nebude zcela běžná, vedou dobré mravy k tomu, aby operátor vysvětlil - s využitím analogové fónie - o co se jedná. Podle obdoby praxe postupují praktici při používání pomalé televize (SSTV, označení J3F). Poznamenejme, že v KV fonických pásmech je digitální video (označení J2F) rovněž zcela legální, třebaže se s ním nesetkáme příliš často.

## Jaký je současný stav? Kde se mohou zapojit radioamatéři?

Mezinárodní instituce stanovily pro audio kodeky a modemy některé standardy; mnoho informací lze najít např. na internetu, ale i jinde [18]. Výzkum pokračuje v komerční, vývojové, ale i v amatérské oblasti. Všechny tyto snahy usnadňují zapojení amatérů do těchto aktivit.

ARRL se v oblasti digitálního hlasu a souvisejících okruzích angažuje intenzivně. Tyto technologie jsou navzájem provázány a souvisejí s celosvětovými trendy, směřujícími k efektivnějšímu využívání rádiového spektra. Amatérům poskytují rovněž výtečnou příležitost, aby podstatně přispěli k vývoji komunikace. Jedná se o velmi vzrušující možnosti, protože mohou nastolit budoucí velké změny v amatérské službě.

FCC je silně zainteresovaná na amatérské práci v této oblasti. Amatérská služba je ideálním prostředím pro experimenty, směřující k testování těchto koncepcí. Protože amatéři jsou velkou a organizovanou silou cílevědomých experimentátorů, patří do čela tohoto vývoje. Tato situace je jedinečná a skvělá.

Amatéři již v tomto směru odvedli značný kus práce. Charles Brain, G4GUO a Andy Talbot, G4JNT s touto činností začali již před pár lety. Vytvořili systém splňující výše uvedené technologické požadavky [17]. Tuscon Amateur Packet Radio (TAPR) vyrábí stavebnici tohoto digitálního řečového kodeku [19]. Umožní vám začít s tímto druhem digitálního provozu s minimálními nároky na čas i na zařízení. Systém využívá digitální schéma kódování řeči AMBE (Advanced Multiband Excitation Coding) [20]. Rychlost přenosu může být až 9600 bps a pro pokusy ji lze měnit. Při propojení s vhodným modemem a transceiverem umožňuje jak poloduplexní, tak i plně duplexní digitální hlasovou komunikaci. Přestože AMBE představuje složitý algoritmus, jeho základní charakteristiky jsou veřejně dostup-

né. Kodeky AMBE poskytují vysokou kvalitu řečového signálu a získaly body v soutěži s některými prominentními systémy, včetně IRIDIA a APC025. Projekt APC025 by měl zajistit spolehlivou hlasovou digitální komunikaci v oblasti veřejných služeb.

## Kam se bude dít vše ubírat?

I když budeme mít k dispozici digitální řečový kodek, budeme potřebovat modem, podporující rychlosti 2400-9600 bps. To umí mnoho TNC. Těchto rychlostí je poměrně snadné dosáhnout pomocí AFSK nebo APSK, pokud máme k dispozici šířku pásma 15 kHz nebo větší, jak je tomu na VHF a výše. Vzhledem k disperzi při šíření signálů v KV oblasti je ale obtížné dosáhnout těchto rychlostí na KV a je nutné použít inovované techniky. Vývoj rychlých modemů pro KV je tedy jednou z otevřených oblastí, vyzývajících k úsilí.

Někteří z nás pracují s jednoduchými DSP systémy pro digitální hlas, které v software nebo ve firmware spojují funkci kodeku i modemu. Takový program je založen na vývojové platformě DSP, která obsahuje hardware pro konverzi dat (AD a DA převodníky). Jiní jsou přesvědčeni o tom, že výkonné osobní počítače se zvukovou kartou mohou být schopny digitální řečové komunikace, která by mohla splnit výše formulované požadavky. To je další možná oblast pro experimentátory.

Digitální opakováče (digipeaters) mohou být vhodné na VHF a vyšších pásmech pro rozšíření rozsahu digitální hlasové komunikace. Třeba bude někdy možné zkonstruovat takové převaděče, které umožní současně uskutečňovat více spojení.

## Závěr

Jsem přesvědčen, že dnes, když jsme již identifikovali a vyzkoušeli výhody technologie digitální komunikace, neexistuje cesta zpět. Během dalšího vývoje mohou být odkryty dosud nepoznané výsledky s přínosem pro prakticky využitelné digitální hlasové systémy.

Více informací o digitální řečové komunikaci lze najít na stránce [www.arrl.org/tis/info/digivoice.html](http://www.arrl.org/tis/info/digivoice.html) a na odkazech, které jsou tam uvedeny. Zprávy týkající se TTF, TWG a DVC jsou dostupné na adrese [www.arrl.org/announce/reports-o1/tt.html](http://www.arrl.org/announce/reports-o1/tt.html). Komentáře k problematice tzv. „softwarově definovaného radia“ lze najít na stránce [www.arrl.org/fcc/arrldocs/et-oo47.pdf](http://www.arrl.org/fcc/arrldocs/et-oo47.pdf).

Doug Smith, KF6DX, člen vývojového týmu Ten-Tec, je předsedou Digital Voice Committee ARRL. Vydává QEX/Communications Quarterly a je autorem kapitoly věnované DSP v ARRL Handbook for Radio Amateurs. Kontakt [kf6dx@arrl.org](mailto:kf6dx@arrl.org).

## Odkazy

- [1] J. C. Bellamy, Digital Telephony. Wiley & Sons, New York, 1982
- [2] A. V. Oppenheim, R. W. Schaefer, Digital Signal Processing. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1975
- [3] E. J. Nossen, The RCA VHF ranging system for Apollo. RCA Engineering 19, Dec. 1973/Jan 1974
- [4] J. A. Greefkes, K. Riemens, Code Modulation with Digitally Controlled Companding for Speech Transmission. Philips Technical Review, 1970
- [5] G. 721, Adaptive Differential Pulse Code Modulation. ITU, Geneva, Switzerland 1984
- [6] H. Fletcher, W. A. Munson, Relation between Loudness and Masking. J. of the Acoustical Society of America, 9, 1937; také S. S. Stevens a H. W. Davis, Hearing. Wiley & Sons, New York 1938
- [7] L. R. Rabiner, R. W. Schaefer, Digital Processing of Speech Signals. Prentice Hall 1978
- [8] N. S. Jayant, P. Noll, Digital Coding of Waveforms: Principles and Applications to Speech and Video. Prentice-Hall 1984
- [9] J. L. Hall, Auditory Psychophysics for Coding Applications. The

- Digital Signal Processing Handbook, V. K. Madiseti, D. B. Williams Eds., CRC Press, Boca Raton, FL 1998
- [10] B. Moore, An Introduction to the Psychology of Hearing. Academic Press, London 1989
  - [11] C. M. Harris Ed. Handbook of Acoustic Measurements and Noise Control. McGraw-Hill, New York 1991
  - [12] D. Smith KF6DX, PTC - Perceptual Transform Coding for Bandwidth Reduction of Speech in the Analog Domain. QEX/Communications Quarterly; Part 1 May/June 2000. Článek je na stránkách [www.arrl.org/tis/info/digivoice.html](http://www.arrl.org/tis/info/digivoice.html)
  - [13] R. C. Stauffer, Ed. Charles Darwin Natural Selection. Cambridge University Press, 1987
  - [14] Příkladem je digitální řečový kodek G4GUO; viz [17]
  - [15] 47 CFR 97.305
  - [16] 47 CFR 307(a)
  - [17] P. Rinaldo, W4RI, Is Digital Voice Permissible under Part 97? - k článku C. Brain G4GUO a A. Talbot, G4JMT, Practical HF Digital Voice. QEX/Communications Quarterly; Part 1 May/June 2000. Článek je na stránkách [www.arrl.org/tis/info/digivoice.html](http://www.arrl.org/tis/info/digivoice.html)
  - [18] Např. G.723.1, ITU
  - [19] Podrobnosti viz [www.tapr.org](http://www.tapr.org)
  - [20] Informace a audio záznamy viz [www.dvsinc.com](http://www.dvsinc.com)

## TISK QSL

!!! 12 základních vzorů !!!

500 ks za 425,- Kč  
1000 ks již od 599,- Kč

(množstevní slevy)

univerzální QSL 55 hal/ks

staniční deníky A4 a A5

vyžádejte si aktuální nabídku

**sleva pro stále zákazníky**

zajišťuje Pavel Pok

Sokolovská 59, 323 12 Plzeň

tel. 019 / 7537050 • 0737 552424

e-mail: [ok1drq@quick.cz](mailto:ok1drq@quick.cz)

## Další diplom VRK!

Rada VRK vydává diplom za spojení se členy VRK z deseti zemí.

### Podmínky získání diplomu:

Diplom mohou získat koncesovaní radioamatéři a posluchači za těchto podmínek:

Je třeba udělat spojení (odposlech) se členy našeho VRK, a to z deseti různých zemí. Tedy z každé země jen jedno spojení. Tato spojení je třeba doložit QSL listky. Pro diplom platí spojení od založení VRK, tedy od začátku roku 1992. Spojení lze uskutečnit všemi druhy provozu a na všech radioamatérských pásmech, mimo pozemních převaděčů.

### Technické podmínky:

Platí spojení i s vlastní zemí.

Členy našeho VRK máme ve dvanácti zemích. Pro tento diplom platí také spojení se členem VRK, který vysílá z jiné země jako host (jako by byl příslušníkem té země), i když v té zemi žádného členu VRK nemáme. Například: HA/OK2WH platí jako spojení se členem VRK země HA. A naopak: Pro OK2WH vysílajícího ze země HA platí jedno potvrzené spojení (s jakýmkoliv veteránem), jako by měl spojení se členem VRK ze země HA. To proto, že sám spojení se sebou udělat nemůže.

Poplatek za získání diplomu činí 50 Kč nebo 2 EURO. Žádost o vydání diplomu včetně poplatku je třeba zaslat na adresu: Zdeněk Žitovský, OK2BEH, Dřínová 1645, 666 01 Tišnov.

Rada VRK přeje hodně úspěchů na všech radioamatérských pásmech!

## Z historických pramenů:

### Kdo může u nás obdržeti koncesi na vysílací radiovou stanici - amatérské vysílací stanice

Z knihy „Radio všem“ (1925) vybral Milan Leistner, OK1ZML, leistner@volny.cz

Podle vládního nařízení o telegrafii a radiu ze dne 16. dubna t.r. (č.82/1925 Sb. z. a n.) mohou u nás obdržeti koncesi na vysílací radiovou stanici:

1. Oprávnění výrobci radiových aparátů, jestliže potřebují vysílací stanice pro vyzkoušení vyráběných zařízení. Podmínky, za kterých smí být provozována (energie, délka vlny, doba vysílání apod.), určí se v každém jednotlivém případě zvlášť v koncesní listině. Žádosti se podávají u poštovního ředitelství.
2. Držitelé lodí a letadel, určených k dopravě zpráv, osob nebo věcí. Žádosti se podávají prostřednictvím ministerstva veřejných prací. Vysílací stanice mohou být obsluhovány pouze zkušenými radiotelegrafisty čs. státní příslušnosti.
3. Vlastníci všeúžitkových elektrických podniků. Vysílací stanice se však v tomto případě povolují jen pro spojení různých elektrárenských objektů mezi sebou, vysílány mohou být pouze zprávy, týkající se provozu podniku. Žádosti se dávají prostřednictvím ministerstva veřejných prací.
4. Elektrárny, vodárny, plynárny a jiné podobné podniky, sloužící veřejným zájmům, a to pro spojení hlavních závodů mezi sebou a s odbočkami, vysílány mohou být

jen zprávy, které se týkají provozu podniku. Žádosti se podávají prostřednictvím ministerstva veřejných prací.

5. Nestátní odborové (zvláště průmyslové) školy, které vysílací stanice potřebují nutně pro vyučování. Žádost se podává prostřednictvím onoho ministerstva, do jehož odboru škola náleží.
6. Amatéři, kteří vysílací stanici chtějí zříditi a provozovati k vědeckým účelům.

O amatérských vysílacích stanicích platí u nás podle již zmíněného vládního nařízení asi toto:

Žádati za koncesi na vysílací stanici radiovou mohou pouze tací radioamatéři, kteří mohou prokázat, že stanici potřebují k vědeckým účelům. Co míní vládní nařízení slovy „vědecké účely“, nikde se blíže neobjasňuje, ale zdá se, že slova ta mají zde spíše význam negativní, že totiž koncesi na vysílací stanici nebude moci obdržeti ten, kdo by ji chtěl zříditi pro pouhé hračkářství, nemaje k věci vůbec nějaké kvalifikace. Jistě však nebude odepřena koncese tomu, kdo prokáže např. jako žák vysoké nebo vyšší odborné školy potvrzením svých profesorů, že se vážně vědecky zabývá radioelektricitou, nebo členům vážných vědeckých společností, které se zabývají radiem apod. Okolnost, že sta-

nice má sloužit takovému vědeckému účelům, nutno při žádosti prokázat nějakým potvrzením. Nestačí tedy pouze prohlášení. Průkazu však asi nebude třeba tam kde vědecká kapacita žadatele je všeobecně známa. Žadatel musí být osoba svéprávná, tedy alespoň 21 let stará, spolehlivá a zachovalá. Zachovalost a spolehlivost zjistí si úřady interně a nemá účelu přikládati k žádosti nějaká vysvědčení o zachovalosti a spolehlivosti. Se zřízením stanice musí projevit souhlas jednak ministerstvo vnitra, jednak ministerstvo národní obrany. Konečně se musí žadatel podrobiti před orgány poštovní a telekomunikační správy zkoušce z radiotelegrafie a radiotelefonie.

Zkouší se předměty: 1. znalost radiotechniky, tj. teorie radia; 2. manipulace přístroje, v čemž je patrně zahrnuta i znalost Morseových značek a schopnost vysílání těchto značek určitou rychlostí; 3. předpisy o rádiu. Žadatel se má podrobiti této zkoušce na svůj náklad, t.j. musí si zaplatiti cestu do místa zkoušky a patrně také určitou zkušební taxu. Blížeji podrobnosti o tomto budou teprve vydány.

Žádosti za koncese na amatérské vysílací stanice podávají se u místní příslušného poštovního ředitelství a přiloží se k nim dva popisy a dva schematické zapojovací obrázky stanice, která má být zřízena. O žádostech rozhodne ministerstvo pošt, které vydá příslušnou koncesní listinu. V ní budou uvedeny bližší podmínky (délka vlny, volací značka, energie, povolená doba vysílání apod.), za kterých možno stanici provozovati, i s poplatky, které dlužno za koncesi platiti.



## Co to je HST?

Adolf Novák, OK1AO, ok1ao@volny.cz

Tato zkratka je tvořena prvními písmeny anglického názvu pro rychlou telegrafii, tj. High Speed Telegraphy. Na PR nebo internetu najdete pod tímto označením různé zprávy, programy a sdělení těm, kteří se zajímají o rychlé vysílání na pásmu a v závodech; o těchto radioamatérech ale tento článek není. Stejnou zkratku používají radioamatéři, kteří závodí v sálové rychlotelegrafii. Vnitrostátně pro tuto činnost používáme označení TLG.

HST je radioamatérská disciplína uznávaná mezinárodní radioamatérskou organizací IARU, při které je ustavena samostatná pracovní skupina (HST WG).

Rychlotelegrafie má u nás dlouhou tradici. Přiznám se, že začátků telegrafních závodů „nedohlédnu“. Poprvé jsem se zúčastnil mistrovství ČSR v Klánovicích v roce 1963, a to již měla TLG za sebou dlouhý kus cesty. Již v té době se konaly mezinárodní závody za účasti většiny tehdejších „socialistických států“ včetně severní Koreje. Závodníky z KLDŘ jsem již na závodech nezažil, ale zlé jazyky tvrdily, že neuměli ani latinskou abecedu, ale na psacích strojích přijímali taková tempa, že je sověti nemohli porazit, a tak se na čas přestalo mezinárodně závodit. Díky rumunským radioamatérům se obnovily mezinárodní závody pod názvem „Dunajský pohár“ a i u nás se začaly pořádat mezinárodní pohárové závody.

V 80. letech mezinárodní organizace IARU 1. regionu začala pořádat mistrovství 1. regionu, ale bylo to vlastně jen mistrovství Evropy. V roce 1995 se konalo 1. mistrovství světa v Maďarsku, v r.1997 následovalo 2. MS v Bulharsku, v roce 1999 3. MS v Itálii a v roce 2001 4. MS v Rumunsku. V roce 2003 se bude konat 5. MS v Bělorusku. V tuzemsku se konalo prvé mistrovství ČR v r. 1994.

Jak vlastně takové závody vypadají a v čem se závodí? Závodníci se dělí do šesti kategorií: A juniorky, B junioři, C

ženy, D muži, E seniorky a F senioři. Za dlouhou dobu prodělala TLG mnoho změn jak u nás, tak na mezinárodních závodech. Ale vždy to byly tři disciplíny:

Při příjmu na rychlost se přijímají texty dlouhé jednu minutu. Texty jsou složeny z písmen, číslic a v mezinárodních závodech se přijímá smíšený text, složený z písmen, číslic a interpunkčních znamének. Tato disciplína zůstává v podstatě celou dobu stejná.

Při vysílání na rychlost se vysílala písmena, číslice a případně smíšený text po dobu 3 minut. V této disciplíně došlo ke změně jen v délce doby vysílání textu - od doby, kdy se koná MS, se vysílá jen 1 minutu.

Třetí disciplína se nejčastěji měnila. Na mezinárodních pohárových závodech se přijímá otevřený anglický text. To však nebylo jen o telegrafii, protože kdo uměl anglicky, ten si mohl text domyslet. U nás vznikla disciplína vysílání a příjmu na přesnost, kdy si každý závodník nahrál smíšený text na magnetofonovou pásku a poté tuto nahrávku po sobě přijímal. To byla krásná disciplína, vymysleli ji amatéři z Kunštátu. Zkuste si to někdy doma, třeba jen s písmeny a číslicemi, a uvidíte věci, hi. Mezinárodně se to však nepodařilo prosadit.

Od r.1995, kdy se začalo pořádat MS, se tato disciplína změnila. Nyní je nazývána Practising, skládá se ze dvou počítačových programů. Program PED byl původně určen pro nácvik paylabu a později pro účel HST byl modifikován pro tyto závody. Počítač vysílá volací značku, závodník ji musí chytil bez chyby a potom s touto „stanicí“ navázat spojení. Program sám vypočítá výsledek. V podstatě je cílem navázat během 5 minut co nejvíce spojení. Program RUFZ vysílá 50 volacích značek a cílem je zapsat tyto značky za co nekratší dobu s co nejméně chybami. Program opět vyhodnotí výsledek. Součet bodů z obou programů tvoří výsledek disciplíny.

Oba programy lze bezplatně stáhnout na paket rádiu (rubrika HST) a na internetu. Jsou užitečnou pomůckou pro všechny radioamatéry, nikoliv jen pro závodníky v HST. Autor tohoto článku je ochoten je zaslat proti disketě nebo E-mailem.

Touto změnou disciplín se TLG přiblížila značně všem radioamatérům. V průběhu oblastních přeborů v TLG se ukázalo, že si practising zkusili i ti, kteří v telegrafii nezávodí, ale jsou zblhlí na pásmu. V practisingu dosáhli slušných výsledků.

Systém soutěží je postupový, u nás se skládá z oblastních přeborů a mistrovství republiky. Dalším stupněm jsou potom mezinárodní závody a mistrovství světa. V oblastních přeborech se soutěží ve zjednodušených disciplínách a v nižších rychlostech v příjmu.

HST je mezi radioamatérskými sporty jediný, který je uznán naším státem jako reprezentační, a proto jeho reprezentace je podporována účelovou dotací ministerstva školství. Na jiné radioamatérské činnosti je tato dotace nepřenosná.

Výsledky naší reprezentace jsou slušné, na MS se umísťujeme na 6-7 místě mezi 16-18 státy. V lepším výsledku nám brání to, že se nám nedaří obsadit všechny kategorie, protože výsledek týmu je dán součtem výsledků ve všech kategoriích závodu. Nám dlouhodobě chybí juniorka a náš nejlepší junior brzy „odroste“, proto nemůžeme porazit státy, které obsadí všechny kategorie.

Na závěr si nemohu odpuštiti trochu agitace. Rádi bychom, aby se telegrafie rozšířila do více míst u nás. Nejde jen o HST, ale o podporu telegrafování obecně. Hrozí nebezpečí, že se naše radioamatérství změní na lepší CB. Všichni budou mít povolení D a když se nedovolají, tak zavolají mobilem. Všude, kde jsou místní setkání radioamatérů a větší kluby, je snadné uspořádat místní nebo oblastní závod. Napřed můžeme závodit jen v practisingu nebo jen malými tempy. Pomoci vám závod zorganizovat rád přijedu sám nebo některý rozhodčí s potřebnou technikou. Dejte se mezi nás - z každého může vyrůst dobrý závodník nebo závodnice. Není náhodou, že hodně našich špičkových závodníků závodilo nebo závodí v TLG!



## Analytický návrh anténních přizpůsobovacích členů L, π a T

Petr Obermajer, OK2FEI, ok2fei@volny.cz

V následujícím příspěvku jsou shrnuty a částečně doplněny současné poznatky o počertních návrhových postupech při řešení jednoduchých anténních přizpůsobovacích článků L, π a T.

### 1. Úvod

Při návrhu anténních přizpůsobovacích členů řešíme zpravidla problém přizpůsobení zátěže obecného (komplexního) charakteru ke zdroji s vnitřní impedancí  $Z_i = R_i + jX_i$  anebo jednodušší případ, kdy zátěž má rovněž reálný charakter.

Reaktivní přizpůsobovací články určené k transformaci činných odporů (např. článek π v anodovém obvodu soudobého elektronového VF výkonového zesilovače), které lze navrhnout jednodušeji, mohou být vhodným východiskem při syntéze článků určených k přizpůsobení zátěží komplexního charakteru. Při aplikaci tohoto postupu můžeme zvolit buď metodu absorpce nebo metodu kompenzace.

Při metodě absorpce volíme pro přizpůsobení komplexní zátěže  $Z_Z = R_Z + jX_Z$  takový reaktivní (tj. složený z ideálních reaktančních prvků) přizpůsobovací článek, který umožní dokonalé přizpůsobení odporových složek  $R_i$  a  $R_Z$  a navíc svou konfigurací umožní absorpci (pohlčení) reaktance zátěže  $X_Z$ , která se stane integrovanou vlastností přizpůsobovacího článku.

Podstata metody kompenzace spočívá - jak z názvu metody vyplývá - v kompenzaci reaktivní složky  $X_Z$  zátěže  $Z_Z$  přidáním reaktivním prvkem o reaktanci opačného znaménka. Zbývající odporové složky se pak přizpůsobí pomocí některého vhodného článku, určeného k transformaci činných odporů. Prvky tohoto článku plus kompenzační prvek potom tvoří kompletní přizpůsobovací obvod.

Je zřejmé, že obě metody lze jednoduše rozšířit i pro dále neuvažovaný případ komplexního charakteru vnitřní impedance  $Z_i = R_i + jX_i$  zdroje, nevymáhá možnosti současného použití obou metod u jediného přizpůsobovacího členu. Výchozím výpočtovým základem jsou vztahy odvozené pro nejjednodušší konfiguraci přizpůsobovacího článku - pro článek L. Zbývající články π, T, případně π - L mohou být potom řešeny jako kaskádní

spojení dílčích článků L. Jednodušší formu výpočtových vztahů získáme porovnáním dvou modelů paralelního kmitavého okruhu. Složitější, obecnou formu pak řešením vztahů pro vstupní impedanci L-článků pro podmínky  $R_{vst} = Z_0$  a  $X_{vst} = 0$ .

### 2. Transformace činných odporů reaktivními články typu L, π a T

#### 2.1 Dva modely paralelního kmitavého okruhu

U paralelního kmitavého okruhu a jeho modelů na obr. 1 předpokládáme stejné hodnoty  $C_0$ . Ekvivalenci obou modelů (b) a (c) potom vyjádříme porovnáním modulů impedancí paralelního spojení LPRP a sériového spojení LSRS, tj.

$$\sqrt{R_S^2 + X_S^2} = R_P X_P / (\sqrt{R_P^2 + X_P^2}) \quad (2-1)$$

Řešením (2-1) pro rezonanci, tj. v podmínkách kdy lze definovat jakost obvodu Q

$$Q = \frac{X_S}{R_S} = \frac{R_P}{X_P} \quad (2-2)$$

dostaneme

$$(a) \frac{R_P}{R_S} = 1 + Q^2 \quad \text{a} \quad (b) \frac{X_P}{X_S} = \frac{1 + Q^2}{Q^2} \quad (2-3a,b)$$

Obecně vyjádření předchozích vztahů je v souladu se skutečností, že ke stejnému výsledku dospějeme srovnáním modulů impedancí paralelního spojení  $C_P R_P$  a sériového spojení  $C_S R_S$  při identické  $L_0$ . Odvozené vztahy jsou vhodné pro použití při návrhu reaktivního L-článku umožňujícího transformaci činných odporů.

#### 2.2 Transformace činných odporů reaktivními články typu L

Příklad použití odvozených vztahů pro výpočet parametrů obou typů L-článku je na obr. 2. Z odvozeného vztahu (2-3a) vyplývá, že rezonančním článkem L jsme schopni transformovat  $R_P$  na  $R_S$  a naopak pouze tehdy, bude-li  $(R_P/R_S) \geq 2$ . Hranici  $Q = 1$  uvažujeme jako praktickou mez (teoretická hodnota je o málo nižší; autoři některých programů však připouští i  $Q = 0,5$ ), kdy se uspořádání  $L_P R_P C_0$  resp.  $L_S R_S C_0$

chová jako rezonanční obvod. Rovněž je zřejmé, že reaktance prvků  $X_S$  a  $X_P$  v obr. 2 musí mít opačná znaménka.

Nevýhodou článku L jako transformačního obvodu je skutečnost, že jeho provozní jakost  $Q_Z$  je přímo určena parametry transformovaných odporů  $R_P$  a  $R_S$  a není možné ji nezávisle volit. Pokud je provozní činitel jakosti pro požadovanou transformaci vyhovující (s hlediska účinnosti přenosu výkonu a šířky pásma), můžeme L-článek použít. Pokud není, musíme použít dva články L kaskádně řazené, např. ve tvaru π nebo T, u nichž si vhodnou jakost  $Q_Z$  můžeme zvolit.

#### 2.3 Transformace činných odporů reaktivními články typu π, T a π-L

Z dvojic L-článků typů A a B (obr. 2) můžeme při jejich kaskádním spojení sestavit celkem čtyři možné kombinace, z nichž každá umožňuje volbu dominantního  $Q_Z$  nezávisle na poměru transformovaných odporů  $R_1$  a  $R_2$ . Z praktického hlediska (sdružení vlastností v jednom prvku) se v praxi prosadila kaskádní spojení typů A+B (π-článek) a B+A (T-článek). Tuto navzájem duální dvojici doplňuje článek π-L (A+B+B) - viz obr. 3.

Příklad návrhu článku π najdeme v [1], v dalším si ukážeme příklad návrhu článku T.

**Příklad:** Navrhněte přizpůsobovací článek T umožňující transformaci odporu zátěže  $R_Z = R_2 = 120 \Omega$  na hodnotu  $R_1 = 50 \Omega$ . Pracovní kmitočet je  $f_0 = 3,5$  MHz.

**Řešení:** Článek T navrhne ve tvaru horní propusti podle obr. 3b. Použití T-článku je opodstatněno relativně malými hodnotami  $R_1$  a  $R_2$ . Budeme-li předpokládat možné provedení cívky s kvalitou  $Q_0 = 100$ , můžeme zvolit dominantní jakost článku např.  $Q_Z = 10$ . Protože  $R_{S2} > R_{S1}$ , „kvalitnější“ bude vstupní (první) L-článek, pro nějž volíme  $Q_1 = 10$  a od nějž začínáme počítat. Podle (2-2) určíme  $X_{S1}$

$$X_{S1} = Q_1 R_{S1} = 10 \cdot 50 = 500 \Omega$$

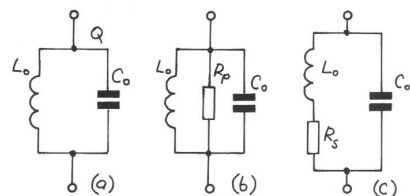
Virtuální odpor  $R_P$ , který musí současně splňovat podmínku  $R_P > 2R_{S1}$  a  $R_P > 2R_{S2}$  určíme ze vztahu (2-3a)

$$R_P = R_{S1} (1 + Q_1^2) = 50 (1 + 10^2) = 5050 \Omega$$

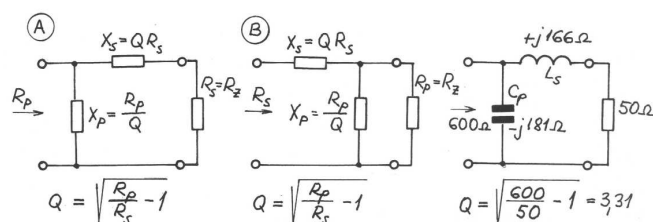
$$\text{Potom } X_{P1} = R_P / Q_1 = 5050 / 10 = 505 \Omega$$

Pro výstupní L-článek pro známé odpory  $R_P$  a  $R_{S2}$  určíme jakost  $Q_2$

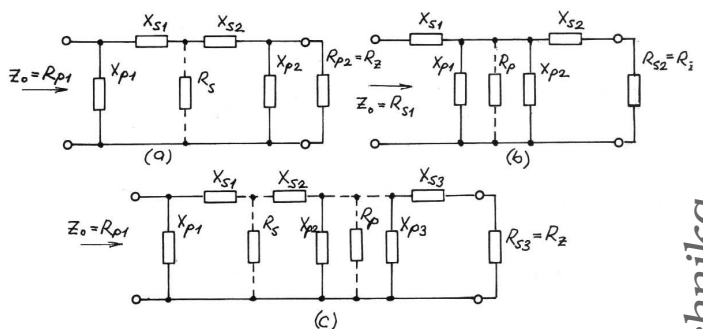
$$Q_2 = \sqrt{\frac{R_P}{R_{S2}}} - 1 = \sqrt{\frac{5050}{120}} - 1 = 6,4$$



Obr. 1: Dva modely paralelního kmitavého okruhu (a) o jakosti Q. Model na obr. (b) je univerzální, model na obr. (c) je použitelný pouze na rezonančním kmitočtu a v jeho nejbližším okolí.



Obr. 2: Vztahy pro výpočet parametrů prvků článků L typu A a B při transformaci činných odporů a příklad návrhu článku ve tvaru dolní propusti (DP).



Obr. 3: Konfigurace kaskádního spojení dvou typů článků L - článek π (a) a článek T (b). Na obr. (c) je článek π doplněný dalším L-článkem typu A (tzv. článek π-L). Čárkovaně zakreslené rezistory  $R_S$  a  $R_P$  představují virtuální odpory, které jako obvodové prvky neexistují.

dále  $X_{S2} = Q_2 R_{S2} = 6,4 \cdot 120 = 768 \Omega$  a  $X_{P2} = R_P / Q_2 = 5050 / 6,4 = 789 \Omega$

Výsledná induktivní reaktance příčné větve článku bude

$$X_P = X_{P1} // X_{P2} = 505 // 789 = 308 \Omega.$$

Vypočítané reaktance  $X_{S1}$ ,  $X_{S2}$  a  $X_P$  umožní určit příslušné kapacity kondenzátorů a indukčnost cívky T-článku pro kmitočet  $f_0 = 3,5 \text{ MHz}$ .

$$L_P = \frac{X_P}{2\pi f_0} = \frac{308}{2\pi \cdot 3,5 \cdot 10^6} = 14 \mu\text{H}$$

$$C_{S1} = \frac{1}{2\pi \cdot f_0 \cdot X_{S1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 3,5 \cdot 10^6 \cdot 500} = 91 \text{ pF}$$

a

$$C_{S2} = \frac{1}{2\pi \cdot f_0 \cdot X_{S2}} = \frac{1}{2\pi \cdot 3,5 \cdot 10^6 \cdot 768} = 59 \text{ pF}.$$

## 2.4 Hlediska a možnosti volby dominantního $Q_Z$

Dominantní (tj. nejvyšší) jakost  $Q_Z$  při volbě přisoudíme tomu článku L, který tuto vlastnost má. Modely kmitavého okruhu na obr. 1 budou představovat tím kvalitnější jakost, čím bude hodnota  $R_P$  vyšší a hodnota  $R_S$  nižší, jak vyplývá z fyzikální podstaty. Jakost  $Q_Z$  můžeme sice volit libovolně, ale prakticky pouze v určitých mezích. Dolní mez, tj. nejnižší hodnota  $Q_Z$ , je omezena požadavkem, aby každý z dílčích L-článků článku  $\pi$  a T se choval jako rezonanční obvod, tj. aby jakost  $Q$  každého z nich byla minimálně rovna jedné. Horní hranice je pak omezena požadavkem přijatelné účinnosti a volí se zpravidla jako trojnásobek minimální hodnoty  $Q_{Zmin}$ . Doporučená hodnota  $Q_Z$  bývá obvykle polovinou maximální hodnoty.

Na základě předchozího tvrzení by bylo možno při řešení předchozího příkladu návrhu článku T provést volbu  $Q_Z$  takto: Protože  $R_{S2} > R_{S1}$ , minimální hodnota  $Q_{Zmin} = Q_{1min}$  bude

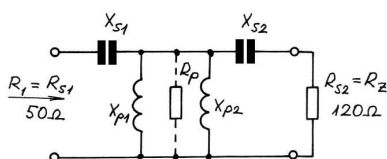
$$Q_{1min} = \sqrt{\frac{2R_{S2}}{R_{P1}}} - 1 = \sqrt{\frac{2 \cdot 120}{50}} - 1 = 2,6. \quad (2-4)$$

Maximální hodnota  $Q_Z$  pak bude

$$Q_{Zmax} = 3 Q_{1min} = 3 \times 2,6 = 7,8.$$

Kdybychom při návrhu T-článku zvolili hodnotu  $Q_1$  v doporučených mezích, např.  $Q_1 = 4$ , dospěli bychom při řešení k jiným parametrům prvků T-článku, např.  $R_P = 850 \Omega$ ,  $Q_2 = 2,46$ ,  $C_{S2} = 154 \text{ pF}$  apod., ale také k nižším ztrátám (dříve 16 %, při  $Q_1 = 4$  jsou ztráty pouze 6,8 % podle [2]).

Pokud by pro navrhovaný T-článek platila nerovnost  $R_{S1} > R_{S2}$ , použijeme ke stanovení  $Q_{Zmin}$  vztah (2-4) s tím, že v něm zaměníme indexy 1 a 2.



Obr. 4: Návrh článku typu T. Odpor užitečné zátěže  $R_{S2}$  se ve výstupním L-článku nejprve transformuje na větší paralelní virtuální odpor  $R_P$ , který se ve vstupním L-článku dále transformuje na menší sériový odpor  $R_{S1}$ .  $X_P = X_{P1} // X_{P2}$ .

Obdobný vztah lze stanovit i pro článek  $\pi$ . Bude-li  $R_{P1} > R_{P2}$ , potom

$$Q_{1min} = \sqrt{\frac{2R_{P1}}{R_{P2}}} - 1. \quad (2-5)$$

Bude-li  $R_{P2} > R_{P1}$ , ve vztahu (2-5) provedeme opět záměnu indexů 1 a 2. Např. pro  $\pi$ -článek řešený v [1] bychom si mohli dovolit volbu  $Q_2$  v mezích

$$Q_{2min} = \sqrt{\frac{2R_{P2}}{R_{P1}}} - 1 = \sqrt{\frac{2 \cdot 600}{50}} - 1 = 4,8$$

až  $Q_{2max} = 3Q_{2min} = 3 \times 4,8 = 14,4$ ,

což je v souladu s doporučením ve [3], kde autoři uvádí hranice  $Q_Z$  5 až 14.

## 2.5 Přizpůsobovací článek $\pi$ -L

Přizpůsobovací článek  $\pi$ -L (obr. 3c) složený ze tří dílčích článků L není typickým anténním přizpůsobovacím členem. Jeho použití je spíše v elektronkových VF výkonových zesilovačích, v nichž umožňuje realizaci vyššího transformačního poměru a lepší potlačení vyšších harmonických složek, než jednoduché obvody. Při  $R_Z = R_{S3} = 50 \Omega$  se volí virtuální odpor  $R_P$  v rozmezí asi 300 až 700  $\Omega$ , což odpovídá hodnotě  $Q_3$  v mezích 2,2 až 3,6. Postup řešení je standardní s počátkem řešení vstupního článku L vykazujícího obvykle dominantní  $Q_Z$ .

## 3. Transformace impedancí komplexního charakteru reaktivními články L, $\pi$ a T

V úvodu byl naznačen způsob použití výše uvedených reaktivních článků k přizpůsobení zátěží komplexního charakteru. Za jeho praktickou formu lze považovat i způsob uvedený ve [4], využívající všechny dříve odvozené vztahy (2-2) a (2-3a,b).

Poněkud jiný postup - použití vztahů pro  $X_S$  a  $X_P$  odvozených z výrazu pro vstupní impedanci L-článku, řešeného pro  $\text{Re}\{Z_{vs}\} = Z_0$  a  $\text{Im}\{Z_{vs}\} = 0$  tyto způsoby automaticky zahrnuje a navíc nabízí stejný počet možností řešení jako grafické metody. Odvozené vztahy najdeme např. v [5].

Pro typ A článku L (obr. 5) platí:

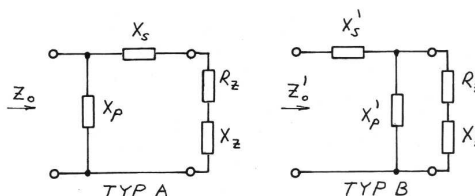
$$X_S = \pm \sqrt{R_Z(Z_0 - R_Z)} - X_Z \quad (3-1a)$$

$$X_P = \mp Z_0 \sqrt{\frac{R_Z}{Z_0 - R_Z}} \quad (3-1b)$$

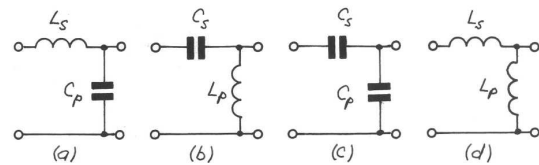
Stejně pro typ B článku L podle obr.5 lze odvodit

$$X'_S = \pm \sqrt{Z'_0 \frac{R'_Z + X'_Z{}^2 - R'_Z Z'_0}{R'_Z}} \quad (3-2a) \text{ a}$$

$$X'_P = \frac{-X'_Z Z'_0 \pm \sqrt{X'_Z{}^2 R'_Z Z'_0 - (Z'_0 - R'_Z) Z'_0 R'_Z{}^2}}{Z'_0 - R'_Z} \quad (3-2b)$$



Obr. 5: Dva typy článku L při komplexní zátěži  $Z_Z = R_Z + jX_Z$ .



Obr. 6: Čtyři teoretické formy přizpůsobovacího článku L typu B.

Při aplikaci vztahů (3-1a,b) a (3-2a,b) platí pro dvojici znamének tato zásada: Pro každý L-článek zvlášť aplikujeme současně buď horní nebo dolní dvojici znamének. Každý typ L-článku umožňuje tedy dvě teoretická řešení. Rovněž je třeba si uvědomit, že na místě reaktivních prvků označených  $X_P$  a  $X_S$  mohou být použity jak kapacitní tak induktivní prvky, takže každý z L-článků může teoreticky mít čtyři různé formy (viz obr. 6).

Praktické využití každé z forem je závislé na hodnotách  $Z_Z$ , každá umožňuje přizpůsobení zátěží pouze v určitém oboru hodnot  $Z_Z$ . Přizpůsobení v prakticky nejširším oboru hodnot  $R_Z$  a  $X_Z$  nabízí varianty (a) a (b) L-článku typu B (obr. 6).

## 4. Příklady návrhu přizpůsobovacích členů

### Zadání úlohy:

Navrhněte možná obvodová řešení přizpůsobení zátěže (antény) o impedanci  $Z_Z = (20 + j120) \Omega$  k výkonovému zesilovači o výstupní impedanci  $Z_0 = 50 \Omega$ .

Možná obvodová řešení zahrnují způsoby kompenzace i absorpce reaktance zátěže včetně použití odvozených vztahů (3-1) a (3-2) u všech typů přizpůsobovacích článků.

**Parametry zátěže:** Zátěž je popsána parametry sériového náhradního obvodu  $Z_Z = R_Z + jX_Z$ . V některých případech potřebujeme impedanci zátěže vyjádřit parametry paralelního modelu tj.  $Z_{ZP} = (R_{ZP} // jX_{ZP})$ , které vyjádříme ze známých vztahů (4-1a,b)

$$(a) R_P = \frac{R_Z^2 + X_Z^2}{R_Z} \quad (b) X_P = \frac{R_Z^2 + X_Z^2}{X_Z} \quad (4-1a,b)$$

tj. v tomto případě  $R_{ZP} = 740 \Omega$  a  $X_{ZP} = +123,3 \Omega$ .

**Parametry užitečné zátěže, tj. impedanci na vstupu napájecího vedení antény, v praxi neodhadujeme, ale měříme.** Pomocí dostupných anténních analyzátorů (Autek RF1, VA1 nebo MFJ 259B, MFJ269) lze takové měření provést s postačující přesností. Vyhne se tak případnému a zbytečnému rozčarování nad vypočtenými výsledky, jež neodpovídají skutečnosti.

### 4.1 Řešení přizpůsobení pomocí článků L

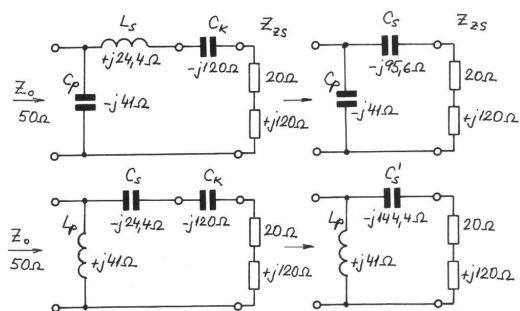
#### a) L-článek typu A

Při hledání podmínek přizpůsobení L-článkem typu A (obr. 5) použijeme sériový náhradní obvod zátěže. Položíme  $X_{ZS} = 0$  a obvod řešíme pouze pro reálné složky podle vztahů (2-2) a (2-3):

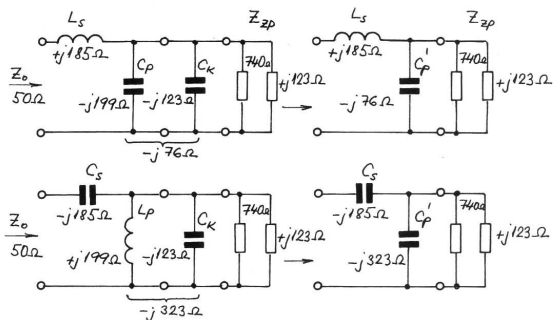
$$Q = \sqrt{\frac{Z_0}{R_{ZS}}} - 1 = \sqrt{\frac{50}{20}} - 1 = 1,22;$$

$$X_P = \frac{Z_0}{Q} = \frac{50}{1,22} = 41 \Omega;$$

$$X_S = Q \cdot R_{ZS} = 1,22 \cdot 20 = 24,4 \Omega.$$



Obr. 7: Dvě řešení přizpůsobení L-článkem typu A.



Obr. 8: Dvě řešení přizpůsobení L-článkem typu B.

Řešení je tedy ve tvaru

$$X_p = \mp 41 \Omega \quad \text{a} \quad X_s = \pm 24,4 \Omega.$$

L-článek typu A - DP (dolní propust pro  $X_p = -41 \Omega$  a  $X_s = +24,4 \Omega$ ) nelze vytvořit. Reaktanci zátěže  $X_{ZS} = +120 \Omega$  nelze absorbovat, lze ji pouze kompenzovat sériovým kapacitorem  $C_k$  o reaktanci  $X_{Ck} = -120 \Omega$ . Výsledek řešení je na obr. 7. Na obr. 7 je zakresleno i druhé řešení, tj. horní propust (HP pro  $X_p = +41 \Omega$  a  $X_s = -24,4 \Omega$ ).

**Poznámka:** V obr. 7 a v dalších jsou z důvodu přehlednosti obvodové prvky označeny svými charakteristickými (L, C, X) a popsány hodnotami odpovídajících reaktancí.

Získané výsledky nyní ověříme dosazením do vztahů (4-1):

$$X_s = \pm \sqrt{20 \cdot (50 - 20) - 120} = (\pm 24,5 - 120) \Omega$$

tj.  $X_s = -95,5 \Omega$  pro horní (+) znaménko a  $X_s = -144,5 \Omega$  pro dolní (-) znaménko. Obdobně

$$X_p = \mp 50 \sqrt{\frac{20}{50 - 20}} = \mp 40,8 \Omega$$

potvrzuje dříve stanovené výsledky řešení.

## b) L-článek typu B

Při řešení přizpůsobení L-článkem typu B (obr.5) použijeme paralelní náhradní obvod zátěže

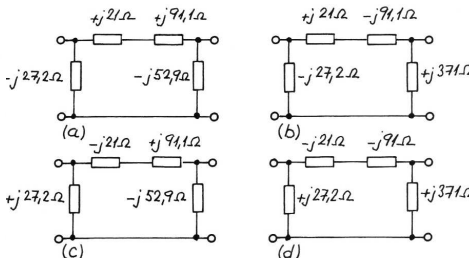
$$R_{ZP} // jX_{ZP} = (740 // +j123,3) \Omega.$$

Obvod opět řešíme pouze pro reálné složky, tj. položíme  $X_{ZP} \rightarrow 0$  (tj.  $B_{ZP} = 0$ ). Podle (2-2) a (2-3) platí

$$Q = \sqrt{\frac{R_{ZP}}{Z_0} - 1} = \sqrt{\frac{740}{50} - 1} = 3,71,$$

$$X_p = \frac{R_{ZP}}{Q} = \frac{740}{3,71} = 199,5 \Omega,$$

$$X_s = Q \cdot Z_0 = 3,71 \cdot 50 = 185,5 \Omega.$$



Obr. 9: Možné kombinace kaskádního spojení řešených dílčích článků L navrhovaného  $\pi$ -článku.

Řešení je opět ve tvaru

$$X_p = \mp 199,5 \Omega \quad \text{a} \quad X_s = \pm 185,5 \Omega$$

Pro L-článek typu B ve tvaru DP ( $X_s = +185,5 \Omega$  a  $X_p = -199,5 \Omega$ ) použijeme opět klasickou kompenzaci - indukčnost zátěže je kompenzována kompenzačním kapacitorem  $C_k$  o reaktanci  $X_{Ck} = -123,3 \Omega$ , tj. je vyvážena zvětšením kapacity příčného kondenzátoru článku.

Na rozdíl od předchozího příkladu nelze vytvořit přizpůsobovací obvod typu HP ( $X_p = +199,5 \Omega$  a  $X_s = -185,5 \Omega$ ). Výsledkem druhé možnosti je opět kapacitorový dělič  $C_S C_{P'}$  (obr. 8).

Opětným ověřením podle vztahů (3-2) dostaneme:

$$X_s = \pm \sqrt{50 \cdot \frac{20^2 + 120^2 - 20 \cdot 50}{20}} = \pm 185,7 \Omega$$

a

$$X_p = \frac{-120 \cdot 50 \pm \sqrt{120^2 \cdot 20 \cdot 50 - (50 - 20) \cdot 50 \cdot 20^2}}{50 - 20}$$

což je  $X_p = -76,17 \Omega$  pro horní (+) znaménko a  $X_p = -323,8 \Omega$  pro dolní (-) znaménko. Vypočtené výsledky opět souhlasí s dříve stanovenými hodnotami.

## 4.2 Řešení zadané úlohy pomocí článků $\pi$ a T

Na rozdíl od článků L, kde je  $Q_2$  jednoznačně určena poměrem reálných složek přizpůsobovaných impedancí, lze u článků typu  $\pi$  a T provozní jakost  $Q_2$  volit v její dominantní hodnotě, což je jejich nesporná výhoda. Rozhodování mezi článkem T a článkem  $\pi$  bývá ovlivněno řadou tradujících se doporučení, někdy zcela kontroverzních. Pomineme-li tvar přenosové charakteristiky, který ostatně není nejhodnější u žádného z nich, pak při uchování fyzikální podstaty transformačního článku jako rezonanční soustavy (RP je vždy větší než RS) bude vhodný každý typ článku, který umožní přizpůsobení v požadovaném kmitočtovém pásmu s minimálními ztrátami a při běžných parametrech obvodových prvků. Svou roli při volbě konfigurace pochoptitelně sehrávají i konstrukční hlediska a vlastní součástkové vybavení. Článek  $\pi$  v anténním členu rozhodně nebude účinně potlačovat vyšší harmonické složky vysílaného signálu, což ostatně ani není jeho posláním. Stejně tak nebyvá vždy pravdivě tradující se tvrzení, že článek T při malých kapacitách výstupního kapacitoru vykazuje nadměrné ztráty. Vše je záležitostí konkrétních hodnot přizpůsobovaných impedancí. Obecně platí, že vyšší  $Q_2$  stejného typu článku znamená jeho lepší selektivitu, vyšší proudové namáhání a tedy také vyšší ztráty. A naopak, stejné ztráty při stejné zátěži mohou vykazovat rozdílné typy článků, jejichž  $Q_2$  je také rozdílné.

## a) Příklad návrhu přizpůsobení článkem typu $\pi$

Pro přizpůsobovací článek  $\pi$  uvažovaný jako kaskádní spojení dvou L-článků lze transformaci zátěže podle obr. 3a vysvětlit takto: Odpor užitečné zátěže  $R_{ZP}$  (tj.  $R_{ZP}$ ) se ve výstupním L-článku nejprve transformuje na menší virtuální sériový odpor  $R_S$ , který se ve vstupním L-článku dále transformuje na větší  $Z_0$  (tj.  $R_{P1}$ ). Výsledná reaktance podélné větve je  $X_S = X_{S1} + X_{S2}$ . Při návrhu postupujeme následovně:

Nejprve stanovíme minimální hodnotu provozní jakosti  $Q_2$  článku pro požadované přizpůsobení. Použijeme vztah (2-5) a paralelní náhradní obvod zátěže  $Z_Z = R_{ZP} // jX_{ZP} = (740 // +j123,3) \Omega$ . Protože  $R_{ZP} > Z_0$  ( $R_{ZP} > R_{P1}$ ), ve vztahu (2-5) zaměníme indexy 1 a 2, tj.

$$Q_{2 \min} = \sqrt{\frac{2R_{ZP}}{Z_0} - 1} = \sqrt{\frac{2 \cdot 740}{50} - 1} = 5,35$$

$$R_S = R_{ZP} (1 + Q_2^2) = 740 (1 + 8^2) = 11,4 \Omega.$$

Potom  $Q_{2 \max} = 3 \times 5,35 = 16$  a doporučená hodnota  $Q_2 = Q_2$  je  $Q_{2 \max} / 2$  tj.  $Q_2 = 8$ .

Po volbě  $Q_2$  stanovíme virtuální odpor  $R_S$  (viz obr. 3a) ze vztahu (2-3a).

Vypočtený  $R_S$  musí vyhovět současně podmínkám  $R_S < (R_{ZP}/2)$  a  $R_S < (Z_0/2)$ , což je splněno.

Parametry reaktančních prvků  $X_{P1}$ ,  $X_{S1}$ ,  $X_{S2}$  a  $X_{P2}$  stanovíme postupně ze vztahů (3-1a,b) a (3-2a,b). Pro vstupní L-článek použijeme vztahy (3-1a,b), kde dosadíme za  $R_Z = R_S = 11,4 \Omega$  a  $X_Z = 0$ . Řešením dostaneme

$$X_{S1} = \pm 21 \Omega \quad \text{a} \quad X_{P1} = \mp 27,2 \Omega.$$

Parametry prvků výstupního L-článku vypočteme ze vztahů (3-2a,b) po dosazení  $Z_0' = R_S = 11,4 \Omega$  a parametrů sériového náhradního obvodu zátěže  $Z_Z$ , tj.  $R_Z = 20 \Omega$  a  $X_Z = +120 \Omega$ . Dostaneme

$X_{S2} = \pm 91,1 \Omega$  a  $X_{P2} = -52,9 \Omega$  pro horní znaménko a  $X_{P2} = +371 \Omega$  pro dolní znaménko.

Kombinace kaskádního spojení L-článků při respektování platnosti dvojic znamének u každého z nich jsou čtyři a jsou uvedeny na obr. 9.

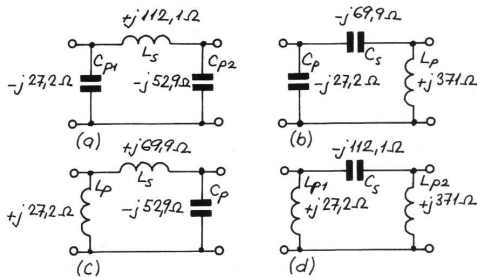
Sečtením parametrů dílčích prvků podélné větve dostaneme její výslednou reaktanci a překreslením obr. 9 pak charakteristická zapojení přizpůsobovacích článků (obr. 10).

Pro klasickou variantu DP článku  $\pi$  (obr.10(a)) a  $f_0 = 14 \text{ MHz}$  lze stanovit:  $C_{P1} = 417 \text{ pF}$ ,  $C_{P2} = 214 \text{ pF}$  a  $L_S = 1,27 \mu\text{H}$ .

## b) Příklad návrhu přizpůsobení článkem typu T

Při návrhu přizpůsobení článkem T postupujeme analogicky. Nejprve opět stanovíme  $Q_{2 \min}$  podle alternativy vztahu (2-4). Protože  $R_{S1} > R_{S2}$  ( $Z_0 > R_{ZS}$ ), bude  $Q_{2 \min} = Q_{2 \min}$  tj.

$$Q_{2 \min} = \sqrt{\frac{2Z_0}{R_{ZS}} - 1} = \sqrt{\frac{2 \cdot 50}{20} - 1} = 2.$$



Obr. 10: Charakteristická zapojení přizpůsobovacích článků typu  $\pi$ . U všech lze stanovit shodnou provozní jakost obvodu na vstupní bráně ( $Q_1=1,84$ ) a na výstupní bráně ( $Q_2=8$ ). Při realizaci článků podle obr. (c) a (d) nesmí mezi dílčími induktory existovat magnetická vazba.

Při  $Q_{zmax} = 3 \times 2 = 6$  lze volit jakost výstupního L-článku  $Q_2 = 3$ .

Potom virtuální odpor  $R_p$  (viz obr. 3b) je

$$R_p = (1 + Q_2^2) R_{zS} = (1 + 3^2) 20 = 200 \Omega,$$

pro nějž musí být současně splněny nerovnosti  $R_p > 2Z_0$  a  $R_p > 2R_{zS}$ , má-li se celý článek chovat jako rezonanční soustava.

Další postup je analogií řešení předchozího článku  $\pi$ . Pomocí vztahů (3-1a,b) a (3-2a,b) postupně stanovíme reaktance  $X_{S1}$ ,  $X_{P1}$ ,  $X_{S2}$  a  $X_{P2}$ , sestavíme čtyři kombinace kaskádního spojení dílčích L-článků a po určení  $X_p$  jako paralelní kombinace  $X_{P1}$  a  $X_{P2}$  i čtyři charakteristická zapojení.

Pro zajímavost uvedeme alespoň výslednou variantu klasického článku T se dvěma podélnými kapacitami a příčným induktorem (HP), který nám umožní srovnání s článkem typu  $\pi$  (obr. 11).

### 4.3 Porovnání výsledků řešení článku typu L, $\pi$ a T

Srovnání dosažených výsledků je uvedeno v tabulkách 1 a 2. Tabulka 1 ukazuje výsledky řešení úlohy pomocí L-článků, tabulka 2 výsledky řešení pomocí článků  $\pi$  a T. Uvedené hodnoty byly vypočítány pro kmitočet  $f_0 = 14$  MHz a jsou porovnány s výsledky řešení zadané úlohy pomocí programu TLA.EXE [2]. Pro výpočet účinnosti a ztrát byly použity vztahy uvedené v [1] pro  $Q_L = 100$  a

obvod	zdroj hodnot	C [pF]	L [ $\mu$ H]	Qz	$\eta$	ztráty [%]
L-článek	výpočet	78,7	0,47	1,22	0,9811	1,88
typ A (HP)	TLA.EXE	--	--	--	--	--
L-článek	výpočet	149	2,10	3,71	0,9554	4,45
typ B (DP)	TLA.EXE	150,7	2,1	3,8	--	4,6

Tab. 1: Hodnoty prvků L-článků pro  $f_0 = 14$  MHz. Řešení L-článku typu A (HP) program TLA.EXE nenabízí a doporučuje volbu L-článku typu B (DP).

obvod	zdroj hodnot	C1 [pF]	C2 [pF]	L [ $\mu$ H]	Qz	$\eta$	ztráty [%]
$\pi$ článek (DP)	výpočet $f_0 = 14$ MHz	417	214	1,27	$Q_1 = 1,84$ , $Q_2 = 8$	$\eta_1 = 0,9745$ $\eta_2 = 0,9142$ $\eta = 0,8909$	10,90
	TLA.EXE	385	214	1,3	$Q = 2,1$	--	10,2
T-článek (HP)	výpočet $f_0 = 14$ MHz	131	63,1	0,48	$Q_1 = 1,73$ , $Q_2 = 3$	$\eta_1 = 0,9817$ $\eta_2 = 0,9626$ $\eta = 0,9449$	5,5
	TLA.EXE	135,7	63,1	0,5	$Q = 0,9$	--	5,5

Tab. 2: Hodnoty prvků článků  $\pi$  a T řešené úlohy.  $\epsilon_1 \epsilon_2$ ,  $Q_1$  a  $Q_2$  jsou dílčí účinnosti resp. provozní jakosti dílčích vstupního (1) a výstupního (2) L-článku obou přizpůsobovacích členů.

$Q_C = 1000$ . U žádného z článků nebyly při programovém řešení uvažovány parazitní kapacity.

### 5. Závěr

Analytický postup při návrhu jednoduchých anténních přizpůsobovacích členů, jehož zásady byly vysvětleny v předchozích oddílech, zčásti nahrazuje řešení těchto článků pomocí počítačových programů a může tedy být užitečnou pomůckou pro ty radioamatéry, kteří nevládní buď počítač anebo potřebné programové vybavení. Výpočty lze snadno zvládnout pomocí kapesního kalkulátoru. Uvedené analytické řešení navíc nabízí možnosti využití forem přizpůsobovacích členů, které se při programovém řešení [2] neuvažují (např. forma (b) a (c) článku  $\pi$  na obr. 10). Naproti tomu výhodou programu [2] je navíc možnost zadání parametrů náhradního obvodu zátěže prostřednictvím výsledků měření impedance zátěže (antény) analyzátelem RF1 (Z a PSV), případně pomocí výsledků získaných měřením antény šumovým generátorem.

### Literatura

- [1] Obermajer, Petr, OK2FEI: Anténní přizpůsobovací členy a jejich účinnost. Radioamatér č. 4, roč. 3 (2002), str. 24
- [2] Straw, Dean, R., N6BV: TLA.EXE. Softwarová příloha „The ARRL Antenna Book“, 19th Edition, 2001, Newington, CT, USA
- [3] DG7EAO, DB0IZ: PIFILT.EXE. CD HAM Radio 1999.
- [4] Havlíček, M. a kol.: Programovaný postup přizpůsobení obvodů s různou impedancí. Ročenka sdělovací techniky 1976, str. 77-87, SNTL Praha, 1976.
- [5] Reznikov, G. B.: Samoletnyje anteny. Moskva, 1962.

## Soukromá inzerce

**Prodám TRX KENWOOD TS 140 S**, all bands, all mode, CW filtr 500 Hz, zdroj, tech. dokumentace. 20 000,- Kč. TRX KENWOOD TS 711 E - 2m, all mode, tech. dokumentace. 25 000,- Kč. Komunikační Rx EKN2. A1, A2, A3, A4, 1,5-24 MHz, 6 podrozsaň CW filtr 3; 0,75; 0,3 kHz, kompletní dokumentace. Přístroje funkčně i vzhledově jako nové. OK2BEK, ing. Emil Kůr, Písečná 584, Vracov 696 42, tel.: 629 629 026.

**Koupím varikapy** 2 ks dvojité BB212, 10: LM370N, AMI 3528, MFC 6040, SL621C, MC 1414, obrazovku 180 QQ86, vidikon KV-12B. OK1DNG, 377 562 267 večer.

**Prodám kompl. dokumentaci** k PA DL9AH za výlohy. Večer 377 562 267.

**Prodám TRX Sněžka**, TRX Kentaur + PA. Tel.: 251 817 131

**Koupím kopie zapojení:** R - 326, PR - 37, letecký Tx RSI. Dále koupím přijímače: Volna - K, R - 312, R - 314. Jaroslav Pokorný, Svatopluka Čecha 21, 680 01 Boskovice.

**Koupím elky** RE125C (A) i s objímkou; dále koupím IŽ24, IŽ29, 1P24, 6P21S, 6S11D. Potřebuji manuál k FT290R. J. Suchý, Úvoz 124, 602 00 Brno, tel.: 602 318 856, 602 73 70 64.

**Prodám anténu** F9FT TONA 5el. YAGI na 50 MHz, anténu CUSHRAFT A3WS 3el. YAGI 2kW 18/24 MHz, elektronky RE 125C párované, DSP filtr UT 106 pro ICOM TCVR, CALL BOOK CD-ROM 1998, ICOM C012 input DC 12-16 V output 12V/2A do auta pro ručku ICOM. Ceny dohodou tel.: 603 727 953.

**Radioamatéroví, který byl postižen povodní**, dlouho-době zdarma zapůjčím profi QRP TCVR RIG (CW, 7MHz, PWR reg. 1 až 4 W OUT) s úplným příslušenstvím, kromě antény - OK1FYF Vladimír Zima, Střed 2574, 276 01 Mělník. (Prosím písemně).

**Prodám VR 20/145 MHz**, 16 kanálů + otevírací tón na OK0C, 10 W (konstrukce OK1VUM) cena 1500 Kč, osobní odběr. Jaroslav Mažára, Polská 16, 120 00 Praha 2. tel.: 222 252 754.

**Prodám MFJ-989C** anténní tuner 3KW se zabudovaným SWR, ant. přepínačem a umělou zátěží, ufb stav - málo používaný za 11.900,-Kč. KV PA DZ1004 3,5-28MHz spolehlivý cena dle dohody. ALINCO DJ580 ruční duoband VHF/UHF, rozšířený, DTMF, PL, nová AKU, za 9. 900,-Kč. Různý materiál za symbolickou cenu - vlastní odvoz. Seznam zašlu. OK2GG - 608-832687, E-mail: elkomp@proactive.cz

**Prodám přijímač AR88** v chodu + elektronky a dokumentaci - cena 9000 Kč, přijímač R250 digitální verze cena 5000 Kč, mechanika gramofonu NZC nová 50 Kč, TCVR VKV FM FT 270 10 W cena 4000 Kč, PC 200 IBM, 96 MB, 4,4 GHz disk, CD ROM 52x, internet modem instalován, cena 10000 Kč. Procházka Zdeněk, Ke Kateřinkám 1410-15, 149 00 Praha 4. Tel.: 272 928 054, 606 183 256.

**Prodám různé** převodní a propojovací kabely k ruským přijímačům (KROT, R250 ...) a jejich doplňkům, též samotné VF konektory. Součástí a elky a serv. dokumentaci pro lambda 4 a 5. Filtrační kondenzátory na vyšší napětí, keramické kostry na cívky. Elektronky do TX amer. 7270, QE08/200. Koupím elektronku GSK7, pokud možno RCA. J. Cipra, U Zel. pláka 12, 148 00 Praha 4, tel. 271 912 022.

**Koupím TCVR KENWOOD TS-830S** nebo podobný na 160-10 m včetně WARC. Cena do 15000 Kč. Tel. 607 925 816.

**Prodám nepoužitý vysílač** pro ARDF zn. ROB-RX-80-2-Control s ANT (2000), AMA 199/-99 (á 100), RA 2000-01 (á 100), klíč RM31 (90), sluchátka 2x2 KOhmy (70), elky LS50 (70), GU50 (70), RL12P35 (150), S2001A (75), RSGB IOTA Directory 2000 (100), 10 m koax 70 Ohm (100), 16 m koax (150). Tel. večer 241 728 321.

**Prodám 4 ks dod + trafo:** primár 380 V/25 A, sekundár 12; 12/24; 24 V/250 A. DHR 120 a mechanickou koaxiální část pro stavbu PSV a PWR měřiče dle RŽ 1/98. Miroslav Říšský, Dolnokubínská 1444, 393 01 Pelhřimov. Tel.: po 19 hod.: 565 333 221.

**Koupím schéma**, dokumentaci a pouzdro na baterie pro TRX Boubín 80. Dále FB RX s pásmem alespoň 144 MHz a anténní předzesilovač. Miroslav Říšský, Dolnokubínská 1444, 393 01 Pelhřimov. Tel.: po 19 hod.: 565 333 221.

## Reflektometr bez nastavovacích prvků

Petr Lebuška, OK1DAE, lebuskovi@quick.cz

Tento příspěvek jsem začal připravovat začátkem května. Byl jsem asi v polovině sepisování, když vyšel velice podobný článek [1] od Jardy, OK1AYY. Váhal jsem, jestli to, co píšu, není tedy už trochu nadbytečné, ale po konzultaci s Jardou jsem se rozhodl to přeci jenom dokončit a zveřejnit. Přestože zkušenosti s konstrukcí a závěry z nich vyplývající jsou (naštěstí) stejné, pohled na problematiku je z malinko jiného úhlu, takže by to mohlo čtenáře zajímat.

### Úvod, který můžete vynechat

Od doby svých školních let, kdy jsem se začal zajímat o radiotechniku (což bylo v polovině let šedesátých), mne fascinoval jeden přístroj: reflektometr. Dokázal rozlišit výkon postupující k anténě od výkonu odraženého zpět. Ale jak, když střídavý proud - jak nás učili - teče střídavě tam a zpět?

Později, když jsem začal reflektometr používat, mi na něm vadilo to, že se musí při každé změně výkonu nastavit maximální výchylka v přímém směru, aby údaj o PSV byl správný. Zkřížené ručky jsme znali jen z obrázků v reklamách QST, CQ a jiných časopisů. V posledním desetiletí se staly i u nás běžné, ale - upřímně řečeno - odečítat hodnoty kolem 1,1 nebo 1,3 není moc praktické.

To vše jen posilovalo mou snahu udělat reflektometr, který by ukazoval správně při téměř libovolné změně výkonu. To slovo „téměř“ je důležité: pokud do antény nic neteče, žádný reflektometr nám nic neukáže. Ale taková změna 1:10 by byla dobrá.

Před lety jsem zkoušel různá zapojení s usměrňovači špičkové hodnoty napětí a analogovými násobičkami, ale s nevalným výsledkem vzhledem ke složitosti. Vcelku dobře fungovalo zapojení s bargrafem: zapojení sice bylo vcelku jednoduché, ale dynamický rozsah byl malý, tak asi 1:4. Navíc stupnice značně nelineární a odhadovat PSV podle toho, která dioda svítí, mi nepřišlo příliš profesionální.

Nakonec mou pozornost zlákal jednočipový mikropočítač. Je malý, moc proudu nespoteřebuje a takový vzorec  $\frac{1+k}{1-k}$  by snad měl umět počítat, když to je počítáč.

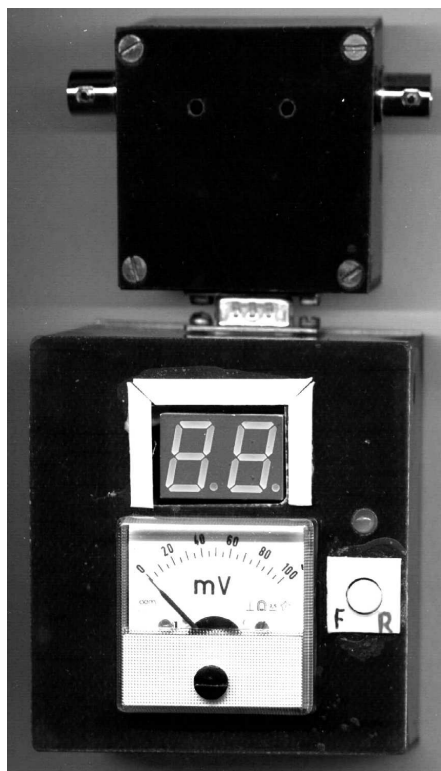
Výsledky svého snažení předkládám v tomto článku. Má dvě části: v první jsem se pokusil nějak přístupně vysvětlit činnost reflektometru a zbavit ho tak určitého mystického zabarvení; jsou zde shrnuty mé zkušenosti se stavbou a kalibrací. V pokračování bude popsána vyhodnocovací část, která dovoluje přímé čtení PSV, aniž by bylo nutno nastavovat v jedné poloze přepínače maximální výchylku nebo koukat, kde se dvě ručičky kříží.

Teprve nedávno jsem si všiml, že podobný přístroj nabízí firma Autek Research [4] pod názvem WM1.

### Technické parametry:

#### Snímací část

Kmitočtový rozsah: 3,5-29 MHz  
Max. výkon: 100 W při zátěži 50 Ω



Výstupní napětí pro dopřednou složku výkonu 100 W: 3 V

#### Vyhodnocovací část

Číselné zobrazení PSV: 1,0-9,9

Nezávislost na změně vstupních napětí: v rozsahu 1:3,5

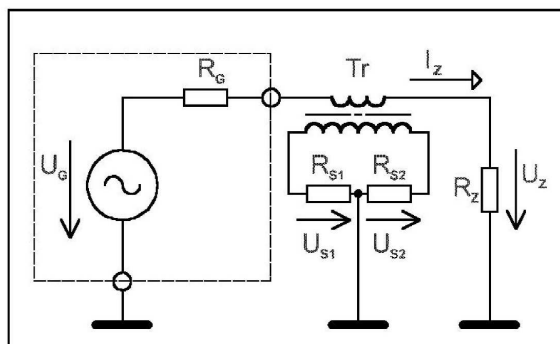
Analogový údaj lze přepínat pro koeficient odrazu, přímý výkon, odražený výkon (výkon se odečítá na lineární stupnici).

#### Princip činnosti

Pokud je vám jasný způsob, jak reflektometr funguje, čtením tohoto odstavce se nezdržujte. Víím ale z řady spojení, že hodně lidí o tom moc jasné představy nemá a někteří by dokonce rádi přišli věci na kloub. Jim nabízím své vysvětlení. Pokud vás zajímá i matematické zdůvodnění, přečtěte si Dodatek A. Pokud naopak vůbec nevíte, jak se reflektometr používá a co měří, prosím přečtěte si nejprve výborný článek od OK1VR [2], kde je vše vysvětleno a zdůvodněno, včetně praktické stránky měření.

Pokud vás zajímá, jak funguje reflektometr, který nepoužívá směrové vazební členy, mohu vám v následujících odstavcích nabídnout své vysvětlení.

Představme si zdroj signálu (vysílač) s vnitřním odporem  $R_G$ , z něhož proud teče do zatěžovacího odporu  $R_Z$ . Bude-li  $R_G = R_Z$ , bude napětí na  $R_Z$  poloviční (první půlka zůstane na  $R_G$ ). Proud  $I_Z$  ještě vřadíme do cesty transformátor  $Tr$  (obr. 1). Ten je v sérii se zátěží,



Obr. 1

takže je to transformátor proudu, nikoliv napětí, jak jsme jinak zvyklí. Když na jeho sekundár připojíme odpor  $R_S$ , bude napětí na něm úměrné primárnímu proudu. A aby to bylo rafinovanější, odpor rozdělíme na dva stejné a jejich společný bod uzemníme.

Všimněme si orientace napětí: dejme tomu, že v určitém okamžiku bude napětí  $U_Z$  na zátěži  $R_Z$  kladné proti zemi a maximální. V tu chvíli poteče také největší proud, takže i napětí měřené mezi oběma konci sekundárního vinutí (vzniklé na odporech  $R_{S1}$  a  $R_{S2}$ ) bude maximální. Avšak napětí obou konců vinutí proti zemi budou sice stejná co do absolutní hodnoty, ale zcela opačná co do směru, zkrátka vzájemně otočená o  $180^\circ$ . Když zajistíme, aby amplitudy napětí  $|U_{S1}| = |U_{S2}| = |U_Z|$  (což můžeme buď počtem závitů nebo velikostí odporů  $R_{S1}$ ,  $R_{S2}$ ) a pak tato napětí nějakým způsobem sečteme, dostaneme v prvním případě  $U_{S1} + U_Z = 2U_Z$  a ve druhém  $U_{S2} + U_Z = 0$  (obr. 2 vlevo). Za půl periody, kdy proud poteče opačným směrem, dostaneme totéž, jen první součet bude mít opačné znaménko: na obr. 2 se všechny vektory otočí o  $180^\circ$ . To nám ale nevedí, usměrňovač na to nekouká.

Co se stane, kdy např. zvětšíme  $R_Z$  třeba na trojnásobek? Zachováme-li výkon zdroje stejný, zůstane i úbytek na  $R_G$ , tj. vnitřní napětí  $U_G$  stejné, ale zvýší se napětí  $U_Z$ , a to o 1/2 své původní hodnoty (na 1,5 násobek). Současně se zmenší proud  $I_Z$ , a to na 1/2 původní hodnoty. Proto se zmenší na polovinu i napětí na odporech  $R_S$ . Součet vektorů napětí  $U_Z + U_{S2}$  už nebude nulový, reflektometr ukazuje nepřizpůsobení.

Podobně tomu bude, když třeba do série s  $R_Z$  zapojíme cívku. Můžeme přitom i velikost  $R_Z$  rafinovaně zmenšit, aby celková impedance  $|R_Z + \omega L|$  zůstala stejná. Absolutní hodnoty  $|U_Z|$ ,  $|U_{S1}|$ ,  $|U_{S2}|$  sice budou stejné, ale  $U_{S2}$  nebude proti  $U_Z$  otočeno o  $180^\circ$  (viz obr. 2 vpravo), protože proud zátěží se bude za napětím opožďovat. Tím více, čím bude indukčnost cívky větší. Z obrázku je vidět, že ať měníme velikost  $U_{S2}$  nebo  $U_Z$  jak chceme, nedosáhneme úplného odečtení, vždy tam zůstane nějaké - větší či menší - napětí. Takže bude-li mít zátěž reaktanční složku, vždy bude reflektometr měřit nějaký odraz.

Když si to nyní promyslíme hlouběji, zjistíme, že podobně tomu bude při zmenšení  $R_Z$  nebo po připojení kondenzátoru k zátěži. Ale zcela jiná situace bude při změně  $R_G$ : jestliže se  $R_G$  zvětší, klesne jak napětí na zátěži, tak i proud. Jednoduchým výpočtem se dá zjistit, že ve stejném poměru, takže  $U_Z + U_{S2}$  zůstává nulový a reflektometr ukazuje PSV = 1, přestože tu optimální výkonové přizpůsobení není a do zátěže teče třeba jen desetina jmenovitého výkonu (v horším případě - při zmenšení  $R_G$  - třeba desetinásobek, ale to si nejsipíš ani nestačíme všimnout a už tam nepoteče nic). Jediný údaj, z něhož se pozná, že se děje něco nesprávného, je velikost dopředné složky  $F$ . Zde je zřejmě nevýhoda reflektometru s jediným měřidlem oproti zkříženým ručkám. (Ve vyhodnocovací části, která bude popsána příště, se obě složky,  $F$  i  $R$ , převádějí na údaj o výkonu a jsou k dispozici na ručkovém přístroji, zatímco PSV je současně zobrazeno na displeji.)

#### Můžeme tedy udělat tyto závěry:

Reflektometr ukazuje PSV = 1 jen pro čistě reálnou zátěž, pro kterou byl zkalibrován.

Má-li zátěž reaktanční složku, nemůžeme dosáhnout PSV = 1 pouhou změnou absolutní hodnoty této zátěže.

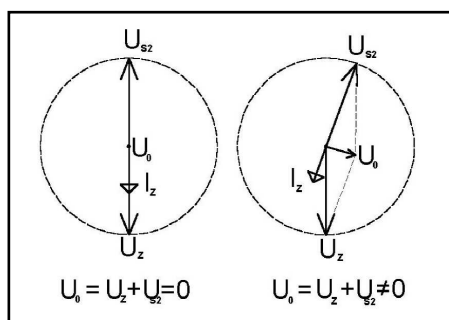


Změní-li se vnitřní odpor koncového stupně proti hodnotě, jakou měl při kalibraci reflektometru, bude při jmenovité zátěži zobrazovat stále  $PSV = 1$ , přestože vysílač nebude výkonově přizpůsobený a může být i značně přetížen.

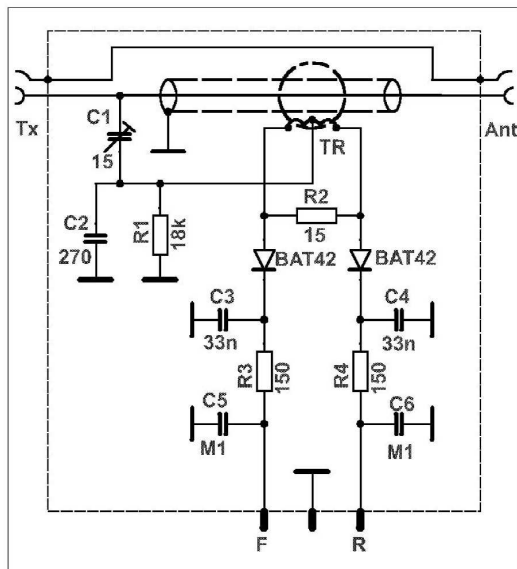
Možná se zejména ten poslední bod zdá trochu nejasný. Podrobnější vysvětlení je v odstavci o zálužnostech při měření.

## Snímání hodnot

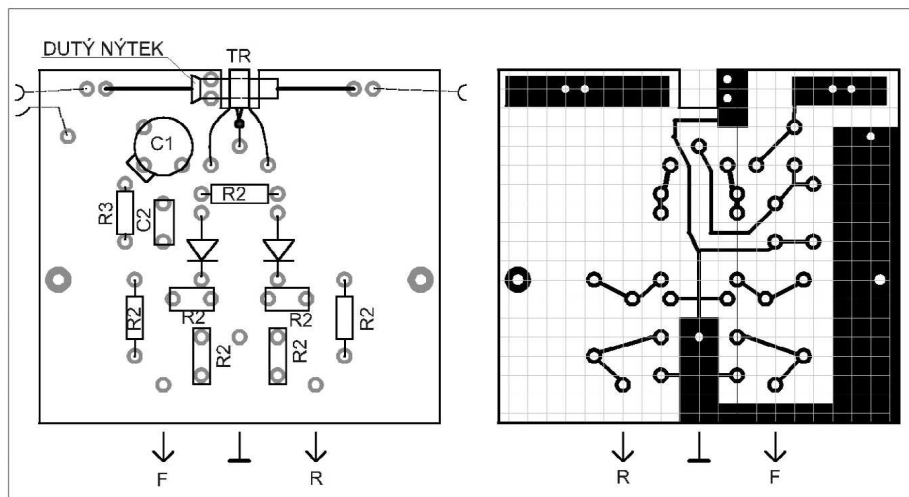
Z právě popsaného principu činnosti plyne, že musíme měřit napětí na zátěži a proud tekoucí do zátěže. Možností, jak to udělat, je několik (viz [1], [5-8]), ale z hlediska konstrukční jednoduchosti je asi nejsnazší měřit napětí na kapacitním děliči a proud na proudovém transformátoru.



Obr. 2



Obr. 3



Obr. 4

Kapacitní dělič je natolik jasný, že k němu není co vysvětlovat (obr. 3). Jedině jeho celková kapacita, což je prakticky jen kapacita „horního“ trimru, musí být tak malá, aby nevznášela velkou reaktanční složku paralelně k zátěži.

S proudovým transformátorem je to složitější. Především si musíme uvědomit, že proud se transformuje v opačném poměru závitů. Čili čím více závitů na sekundáru, tím menší sekundární proud. (Je to logické, neboť výkon přenesený na sekundár musí být stejný jako na primáru, jinak máme perpetuum mobile. A protože výkon je součin napětí a proudu a protože napětí se mění přímo úměrně poměru závitů, musí se proud měnit opačně.) Indukčnost sekundáru se transformuje na primár se čtvercem závitů, v našem případě našťástí sestupně, a zde se řadí do série se zátěží. Je-li tato přetransformovaná indukčnost příliš velká, způsobuje chybu ze stejného důvodu, jako kapacitní dělič napětí. Navíc obě tyto reaktance mohou být pro některý kmitočtovou přenosovou charakteristiku.

Pak tu máme nebezpečí přesycení jádra, je-li součin primárního proudu a počtu závitů (čili ampérvávitů) příliš velký. Podrobnosti viz [1].

A konečně je tu parazitní napěťová vazba mezi primárem a sekundárem. Jak se s tím vším vypořádá?

Celkovou indukčnost transformátoru volíme co nejmenší, jen takovou, aby transformátor přenášel bez zkreslení (3. harmonickou - viz síťové transformátory) ten nejnižší kmitočt, který chceme měřit.

Jádro volíme dostatečně veliké, aby se nepřesýtilo při plném výkonu a zhruba čtvrtinovým zatěžovacím odporu (tehdy je  $PSV = 4$  a soudím, že při takovém nepřizpůsobení se nikdo nebude pokoušet pouštět do antény plný výkon; a pokud ano, pak to stejně bude trvat jen chvíli). Zase ale ne moc - dostali bychom se do sporu s prvním požadavkem.

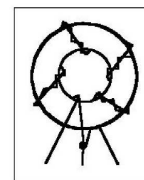
Primární vinutí (obvykle jen drát provlečený toroidem) odstíníme od sekundárního vinutí na toroidu. Stínění se uzemní, ale jen na jednom konci. Kdybychom tak učinili v průměru pečlivosti na obou koncích, vznikl by závit nakrátko se všemi nepříjemnými důsledky.

## Konstrukce snímací části

Vyzkoušel jsem celou řadu reflektometrů a mohu docela zodpovědně říci, že nejlépe se mi osvědčilo zapojení podle obr. 3. Příslušný plošný spoj a

rozmístění součástek je na obr. 4 a schematický náčrtek konstrukce (boční pohled) na obr. 5. Oba konektory BNC mají propojené zemní části silným drátem, který prochází co nejlíže toroidu (tvoří část primárního vinutí!). Se zemní částí plošného spoje je propojen jen jeden konektor, a to jen v jednom bodě. Tím zabráníme tomu, aby se nám po zemní fólii plošného spoje motaly VF proudy a vytvářely tak parazitní napětí. Uvědomme si, že při výkonu 100 W a zátěži 50  $\Omega$  dosahuje vrcholová hodnota proudu až 2 A, takže na odporu pouhých 0,1  $\Omega$  vznikne napětí 200 mV, které nám měření už pěkně rozhodí. Více zkušeností nám předkládá Jarda v [1].

Toroid (obr. 6) má vnější průměr 4 mm (pochází z produkce Prametů Šumperk, hmota N1 - žlutá; dá se stále ještě sehnat v bazarech) a je na něm 5 závitů dvěma zkroucenými dráty prům. 0,3 mm. Indukčnost sekundáru je 2 x 2,4  $\mu$ H. Odbočka vznikne spojením začátku jednoho s koncem druhého drátu a je vhodné dbát na co nejlepší geometrickou symetrii.



Obr. 6

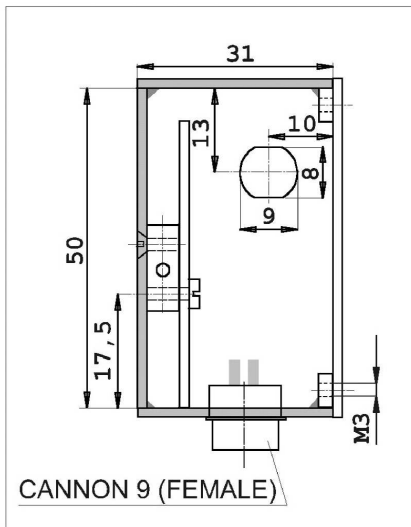
Odpor  $R_1$  (obr. 3) jen uzavírá stejnosměrnou cestu usměrňovače a na jeho hodnotě příliš nezáleží.  $R_2$  musí být bezindukční a aspoň na 1 W, kapacitní trimr  $C_1$  v napěťovém děliči má kapacitu 15 pF a je na 250 V (prům. 7,5 mm - modrý, lze běžně koupit). Diody jsou Schottkyho typu, neboť ty mají malé prahové napětí (pod 100 mV). Primární vinutí tvoří pouze jeden provlečený drát (čili nikoliv závit dokola: provlečený drát tvoří půlku závitů, druhou půlku tvoří zemní spojení mezi konektory, jímž se proud „vrací“, takže dohromady je to jeden kompletní závit). Od sekundáru je elektrostaticky odstíněn dutým mosazným nýttem, který byl zrovna při ruce a akorát pasoval do toroidu (samozřejmě lze použít třeba trubičku z fólie sloupnuté z plošného spoje). Je vhodné na nýtek ještě navléknout izolaci z trubičky ze silikonového kaučuku nebo z teflonové fólie. Pak se připájí drátem ve tvaru obráceného „U“ do plošného spoje. Obě napětí jsou vyvedena na devítipólový konektor CANNON FEMALE. Vyhodnocovací část se pak může opačným konektorem buď přímo nasadit, nebo propojit kabelem na větší vzdálenost.

Všechny součástky kromě toroidu se dají běžně koupit (např. GES Electronics - má i zásilkovou službu). S toroidem to je horší, takže pokud neseženete původní z Prametů, je nutno vyzkoušet takový, na němž 5 závitů má indukčnost cca 2,4  $\mu$ H. (Nějaké možnosti snad jsou na [www.ferity.cz](http://www.ferity.cz).) Když to nepůjde, je nutno změnit počet závitů a v důsledku toho i odpor  $R_2$  (a většinou i napěťový dělič  $C_1/C_2$ ) tak, aby při kalibraci výkonem 100 W bylo výstupní napětí na výstupu F asi 3 V. Samozřejmě nebudete-li stavět mikroprocesorovou vyhodnocovací část (viz pokračování), nejsou ty 3 V podmínkou a záleží na připojení měřidla - opět viz [1].

Plošný spoj je přišroubován v krabici z cuprextitu (obr. 5). To pochopitelně není podmínka, pocínovaný plech by byl asi pevnější. Také rozměry plošného spoje lze dost zredukovat, ale já jsem zkusil několik zapojení a v tomto velkoobjemovém uspořádání byla práce pohodlnější.

Pokud chcete se zapojením laborovat, doporučuji použít nejdřív některý z řady simulačních programů - ušetří se tím spousta cínu a kalafuny. Mně se nejvíc líbí SIMETRIX, který je v sice omezené, nicméně zcela dostačující verzi volně ke stažení na [3]. Bohužel návod je pouze v interaktivní elektronické podobě. Soubor





Obr. 5

PDF, který se tváří jako návod, je ve skutečnosti popis jednotlivých modelů určený spíše profesionálům. Má přes 260 (!) stran. Součástí programu je ale „tutorial“ a spousta ukázkových příkladů z rozmanitých oborů elektroniky, takže je možné vcelku dobře a rychle proniknout do většiny jeho tajů.

## Kalibrace

Takovýto měřič PSV je již schopný funkce. Pokud na oba výstupy F a R připojíte přepínač, potenciometr a měřidlo, můžete jej normálně používat, ale nejdřív ho musíte zkalibrovat.

Obvykle se píše „... zakončíme čistě reálnou zátěží 50 Ω a nastavíme minimální napětí na výstupu“. A zde je ten kámen úrazu: jak plyne z obr. 2: „minimální napětí“ bude záviset na reaktanční složce zátěže. Lze spočítat (viz Dodatek A), že chceme-li se dostat aspoň na údaj PSV = 1,1, nesmí zbytkové napětí přesáhnout asi 5 %. Při  $R_z = 50 \Omega$  a kmitočtu 30 MHz tomu odpovídá buď sériová indukčnost 0,013 μH nebo paralelní kapacita 5,5 pF. A sehnat bezindukční odpor, který by vydržel 100 W, při ohřátí nezměnil hodnotu o více než 5 % a neměl kapacitu vůči okolí větší než uvedeno není vůbec jednoduché. Když jsem došel k těmto hodnotám, pochopil jsem, proč jsou ceny umělých zátěží tak vysoké ...

Další problém je ve zdroji výkonu. Zde nezbyvá než spoléhat na solidnost výrobce transceiveru a věřit, že má skutečně vnitřní odpor 50 Ω a žádnou reaktanční složku, a to v celém používaném kmitočtovém pásmu.

Protože shánět atenuátor na nějakých 50 W, kterým by se přizpůsobení zlepšilo, je jistě beznadějně.

Vlastní kalibrace je pak skutečně jednoduchá: kroutit trimrem  $C_1$ , až je na výstupu R minimální (nejlépe nulové) napětí. Přitom by na výstupu F měly být asi 3 V. Upozorňuji, že značení F a R může být prohozeno, záleží na tom, jak navinete toroidní transformátor - tedy zda sekundární vinutí obepíná toroid ve stejném směru, jako prochází střední (primární) vodič.

## Záludnosti při měření

Měli bychom si uvědomit, že tento typ reflektometru považuje za správnou pouze tu zátěž, se kterou ho seznámíme při kalibraci. V praxi to znamená, že bude ukazovat PSV = 1 pouze při  $R_z = 50 \Omega$ . Ale co když se změní vnitřní odpor zdroje  $R_G$ ? Vcelku jednoduchým výpočtem zjistíme, že napětí  $U_z$  i  $U_{S1}$ ,  $U_{S2}$  se změní ve stejném poměru, takže reflektometr bude stále tvrdit, že je PSV = 1, přestože zátěž *nebude výkonově přizpůsobená*. Projeví se to ovšem na součtu napětí  $U_z + U_{S1}$  (čili na „dopředné“ vlně, výstup F), který bude menší (při větším  $R_G$ ) nebo větší (při menším  $R_G$  a dovolí-li to ochrany koncového stupně a napájecí zdroj). Takže můžete klidně vysílat s polovičním výkonem, ačkoliv jste anténu přizpůsobili na PSV = 1. Což je samozřejmě údaj pravdivý, protože PSV znamená „poměr stojatých vln“ a pokud je připojený kabel správně (bezodrazově) na vzdáleném konci zakončený, žádné stojaté vlny se na kabelu nevytvorí. Koncový stupeň uvidí skrz reflektometr zase 50 Ω. Pouze nebude optimálně výkonově přizpůsobený: do kabelu poteče větší nebo menší výkon, a to o tu část, která by se jinak na vnitřním odporu ztrácela. Kdo tomu nevěří, může se přesvědčit simulací třeba programem SIMETRIX [3].

V příštím pokračování bude popsána vyhodnocovací část, jejímž srdcem je mikroprocesor PIC 16F84.

## Dodatek A

### Přenos napětí a proudu

a. Přizpůsobený stav:  $R_z = R_G$

$$U_z = U_G \cdot \frac{R_z}{R_G + R_z} = \frac{1}{2} U_G$$

$$I_z = \frac{U_G}{R_G + R_z} = \frac{1}{2} \frac{U_G}{R_G}$$

b. Nepřizpůsobení:  $R_z' = 3 R_G$

( $U_z$  je ze vztahu 1a)

$$U_z' = U_G \cdot \frac{3 R_G}{4 R_G} = \frac{3}{4} \cdot 2 U_z = 1,5 \cdot U_z$$

$$I_z' = \frac{U_G}{4 R_G} = \frac{1}{4} \frac{U_G}{R_G} = 0,5 \cdot I_z$$

## Transformace indukčnosti

Pro transformaci odporu platí známý vztah

$$R_p = n^2 \cdot R_s \quad n = \frac{n_p}{n_s}$$

kde n je poměr počtu závitů na primární a sekundární straně. Odtud

$$\omega L_p = n^2 \omega L_s \Rightarrow L_p = n^2 L_s$$

## Mezní hodnoty reaktance zátěže

Označíme-li činitel odrazu symbolem k, pak ze vztahu

$$PSV = \frac{1+k}{1-k}$$

je pro PSV = 1,1 činitel odrazu  $k = 0,048$ , čili asi 5%. Chybové napětí na obr. 2 lze vypočítat z kosinové věty:

$$U_0 = \sqrt{U_{S2}^2 + U_z^2 - 2 U_{S2} U_z \cos \alpha}$$

Pro  $U_{S2} = U_z$  a  $U_0 = 0,05 U_z$  dostaneme  $\cos \alpha = -0,998$ ,  $\alpha = 177^\circ$ . Pro zátěž  $R_z = 50 \Omega$  je odpovídající sériová reaktanční složka  $X_z = 50^\circ \sin(180^\circ - 177^\circ) = 2,6 \Omega$  a pro  $G_z = 20 \text{ mS}$  zase paralelní složka  $B_z = 20^\circ \sin(180^\circ - 177^\circ) = 1,04 \mu\text{S}$ . Odtud (při  $f = 30 \text{ MHz}$ )  $L_S = 0,013 \mu\text{H}$  a  $C_P = 5,5 \text{ pF}$ .

Nepřizpůsobení:  $R_G' = 20 \Omega$ ,  $R_z = 50 \mu$

$$U_z' = U_G \cdot \frac{R_z}{R_z + R_G'} = U_G \cdot \frac{50}{50 + 20} = \frac{5}{7} U_G \approx 143 \% U_z$$

$$I_z' = \frac{U_G}{R_G' + R_z} = \frac{U_G}{20 + 50} = 1,43 \cdot I_z \approx 143 \% I_z$$

## Literatura

- [1] Erben, J., OK1AYY: Amatérské konstrukce kmi. Nezávislý SWR/PWR metrů pro KV. Radioamatér 3,4/2002
- [2] Macoun, J.: Proč a jak měříme ČSV (1 ÷ 3), Praktická elektronika - A-Rádio č. 4, 6, 7/1997
- [3] www.newburytech.co.uk
- [4] www.aulekresearch.com/wm1.htm
- [5] Stockon, D., GM4ZNX: An Easy-To-Built SWR Bridge. CQ, 6/1994, str. 112
- [6] Morgenstern, M.: Leistungsunabhängiger Stehwellenmesser für Kurzwellensender. Funkamateu 12/1985, str. 603
- [7] Heidenreich, D.: Leistungs- und Anpassungsmesser für 3...30 MHz. Funkamateu 1/1975, str. 81
- [8] Weiss, A., K8EEG: Low-Low Power Operating. CQ 1/1974, str. 42

## OK Call Book

Adresář radioamatérů v OK - stručně řečeno OK CallBook - je radioamatérskou veřejností velmi žádán, od počátku devadesátých let minulého století se však stal problémem: evropské standardy nedovolují zveřejňovat osobní údaje občanů bez jejich výslovného souhlasu nebo bez zákonného důvodu. Proto již od roku 1992 nezveřejňuje státní administrativa ČR - konkrétně ČTÚ - údaje o vydaných povoleních pro radioamatérský provoz, tím méně o držitelích těchto povolení. Blíže se o této problematice dočtete na www.crk.cz. Zveřejňování adresářů radioamatérů se v Evropě, a tedy i v OK, zkomplikovalo. Neznamená to,

že by takové adresáře neexistovaly - i na internetu je lze na různých místech najít. Často ovšem nejsou podloženy souhlasem uvedených osob a aktuálnost uvedených údajů nebývá spolehlivá.

Po přijetí zákona o ochraně osobních údajů v ČR se proto Český radioklub rozhodl vytvořit adresář radioamatérů v OK, který by plně odpovídal požadavkům zákona, a zejména byl podložen výslovným souhlasem všech, kdo jsou v něm uvedeni. Vzniklý soubor, který nyní obsahuje přes 2300 kontaktů, dáváme radioamatérské veřejnosti k dispozici - naleznete jej na <http://www.crk.cz/cz/OKCBC.HTM>.

Soubor samozřejmě neobsahuje údaje o držitelích všech povolení vydaných v OK. Svě údaje (a souhlas s jejich vystavením) do něj každý vkládá dobrovolně.

Proto prosíme ty, kdo zatím nevyužili příležitosti být v OK CallBooku uvedeni, aby tak učinili, a upozornili na tuto možnost i své přátele a známé mezi radioamatéry, stejně tak i vedoucí operátory radioklubů a provozovatele majáků, převaděčů, nódů PR a pod. - i u těchto zařízení může být adresa provozovatele někomu užitečná k zaslání poslechové zprávy.

Stejně tak prosíme ty, kdo již uvedeni jsou, aby neopomínali své údaje aktualizovat tehdy, kdy se stěhují, nebo se změnilo cokoli jiného v údajích, které již byly zveřejněny. Postup aktualizace je totožný s postupem při nové evidenci. Jedině tak bude mít radioamatérská veřejnost v OK i ve světě k dispozici OK CallBook aktuální, a jedině tak má CallBook ostatně smysl.

## Magické dvouelementové antény pro KV - 5 Hexagonal Beam

Jan Bocek, OK2BNG, janbocek@mail.tele2.cz, Jiří Škacha, OK1DMU, skachaj@volny.cz

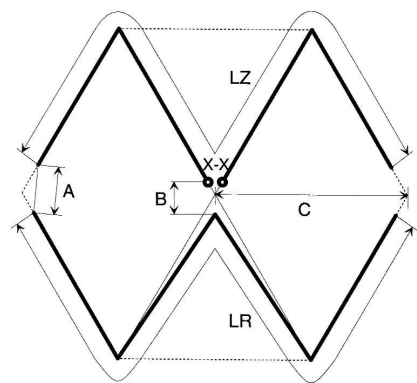
Tato anténa, dnes známá spíše pod obchodním názvem HEX BEAM [1, 2] patří mezi dvouprvkové systémy s výrazně zmenšenými rozměry oproti klasické konstrukci složené z přímých půlvlnných prvků. Rozměrové porovnání i elektrické parametry podle různých pramenů jsou uvedeny v tabulce 1 (viz také 1. díl seriálu). Anténa je podle některých kritérií opravdu zajímavá - malé rozměry, tuhost konstrukce a z toho vyplývající možnost odlehčení a výsledně malé hmotnosti (příznivé z hlediska stožáru, rotátoru atd.), geometrická souměrnost, z níž vyplývá i rovnoměrné namáhání větrem (vyhoví i subtilní rotátor), relativní nenápadnost. I elektrické parametry jsou zajímavé, nepouštíme-li se do říše fantazií: podle zkušeností uživatelů je její účinnost porovnatelná s klasickými dvouprvkovými systémy, zisk v předním směru vychází dobře (modelově skoro na úrovni HB9CV); v porovnání např. s anténou typu Moxon poskytují výsledky modelování ale slabší poměr F/B (určitá porovnání naleznete třeba v [3]). Vhodným nastavením lze dosáhnout vstupního odporu antény 50 Ω se zanedbatelnou reaktanční složkou, takže anténu lze jednoduše napájet. Výrobce antény ji - vzhledem k specificky uspořádanému poli a prezentovaným výsledkům - klasifikuje jako superziskovou. (Fotografie k článku na 3. straně obálky.)

Komerčně jsou nabízena i vícepásmová provedení bez trapů nebo jiných obvodů (třeba pro tři nebo pět pásem), kde jednotlivé systémy jsou naskládány nad sebou, takže lze soudit, že při použití vhodného vedení nezhorší paralelní pospojování jednotlivých zářičů výsledné elektrické parametry. Vzhledem ke složitějšímu geometrickému uspořádání přichází v úvahu pravděpodobně pouze „drátové“ provedení, vyžadující nosnou kostru z izolačních prutů. Menší rozměry a malá hmotnost umožňují individuálním konstruktérům uvažovat i o realizaci třeba pro pásmo 10 nebo dokonce 7 MHz, a to i jako otočný systém.

Anténa ve svém komerčním provedení [1] vzbudila poměrně značný zájem mj. i proto, že podle publikovaných ohlasů lze její dobře zkonstruovanou stavebnici jednoduše sestavit s reprodukovatelnými výsledky a názory uživatelů, někdy působící až příliš reklamním dojmem, jsou vesměs kladné [4].

### Geometrické uspořádání

Tvar prvků antény je znázorněn na obr. 1. Anténa se skládá ze dvou prvků ležících v horizontální rovině, z nich jeden je uprostřed napájený - ten budeme v dalším nazývat zářičem, nenapájený prvek bude pro nás reflektorem. Oba zhruba půlvlnné prvky jsou zalomeny tak, že půdorys antény tvoří pravidelný šestiúhelník s nejdelší úhlopříčkou (délka 2C) dlouhou

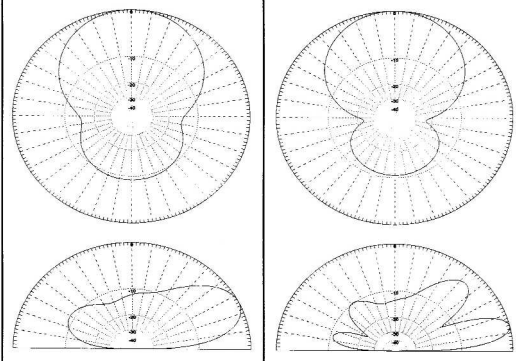


Obr. 1. Uspořádání prvků antény Hex Beam. V obrázku označují LZ a LR celkové délky zářiče, resp. reflektoru, A vzdálenost konců obou prvků (souměrně i na opačné straně), B vzdálenost středů obou prvků, C polovinu úhlopříčky obrysového šestiúhelníku, tedy vzdálenost od středové trubky k bodu uchycení konců prvků na nosníku kostry (viz dále).

SCHEMA ANTÉNY	G [dBd]	F/B [dB]	Z [Ω]	r [m]	S [m <sup>2</sup> ]
 HB9CV	4,8	25	300	5,2	25
 MOXONŮV BEAM	4,4	36	50	3,8	18
 HEX BEAM	4,0	20	50	2,9	16

Tab. 1. Schéma antén pro porovnání (poloměr otáčení r a půdorysná plocha S jsou vypočteny pro pásmo 20 m)

f [MHz]	v = 7 m					v = 14 m				
	R [Ω]	X [Ω]	SWR	G [dBd]	F/B [dB]	R [Ω]	X [Ω]	SWR	G [dBd]	F/B [dB]
21,020	24,7	-7,9	2,10	9,0	9,5	21,5	-12,4	2,48	10,3	9,7
21,120	38,8	1,7	1,30	8,9	9,8	33,8	-2,7	1,48	10,0	11,2
21,220	54,9	3,7	1,12	8,6	8,8	47,8	0,4	1,05	9,7	9,8
21,320	66,6	-2,1	1,35	8,4	7,7	58,4	-2,4	1,18	9,4	8,4
21,420	70,5	-9,9	1,46	8,2	6,7	63,8	-8,2	1,32	9,1	7,4



Tab. 2. Výsledky modelování antény Hex Beam pro pásmo 21 MHz

jen čtvrtinu vlnové délky - u antény Yagi nebo HB9CV je tato „šířka“ obvykle rovna cca polovině vlnové délky! Vnější rozměry antény jsou v porovnání s těmito klasickými anténami tedy podstatně redukovány. Rozdíl je názorně vyjádřen v tab.1. V obr. 1 jsou označeny rozměry, důležité a kontrolovatelné při realizaci a nastavení antény.

Pro ilustraci vlivu geometrického uspořádání uvádíme výsledky modelování pomocí programu MMANA: Klasický přímý dipól celkové délky 7,286 m: výška 7 m, frez = 20,225 MHz, Z = (76,8 + j 0) Ω; výška 14 m, frez = 20,074 MHz, Z = (79,8 + j 0) Ω; dipól stejné délky zalomený do tvaru W s úhly 60 stupňů: výška 7 m, frez = 22,051 MHz, Z = (24,0 + j 0) Ω; výška 14 m, frez = 22,006 MHz, Z = (24,8 + j 0) Ω.

Pro anténu Hex Beam, vzniklou tak, že k tomuto zalomenému dipólu přidáme reflektor délky 7,585 m v uspořádání, odpovídajícím obr. 1, jsou pak výsledky modelování uvedeny v obr. 2.

Je vidět, že samotný přímý dipól se chová „klasicky“ podle teorie a jeho tvarování do M způsobí podstatný pokles vlastního odporu antény a výrazné zvýšení rezonančního kmitočtu. Přidáme-li k takovému napájenému dipólu pasivní reflektor vytvarovaný podle obr. 1, rezonanční kmitočet celé soustavy opět o něco klesne, ale reálná i reaktanční složka vstupního odporu antény se změní tak, že v přijatelném kmitočtovém rozmezí je dosaženo poměrně dobrého SWR, viditelného předního zisku a příjemné hodnoty předozadního poměru F/B; taková kombinace spolu s vhodným elevačním úhlem (závislým ovšem podstatně na výšce antény) už vede k neporovnatelně lepší účinnosti antény v porovnání s nějak ustříženým drátem. Možnost používat takový systém jako otočný s malými realizačními náklady pak dále zlepšuje šanci na uskutečnění žádaných spojení - jinak řečeno, přeřadíme se do zcela jiné operátorské kategorie.

Důležité jsou zejména rozměry LZ, LR, A a B, délka C souvisí s konstrukcí nosné kostry (obr. 1). Konce reflektoru a zářiče i jejich střední části jsou blízko sebe, což má za následek silnou vazbu mezi oběma prvky; díky ní je dosaženo vhodné kombinace elektrických vlastností. Je třeba ale zdůraznit, že optimálních parametrů lze dosáhnout jen tehdy, jsou-li uvedené rozměry nastaveny poměrně velmi přesně a i malá odchylka podstatně ovlivní výsledné vlastnosti a mnohdy z nich výrazně znehodnotí.

Nezapomínejte také na to, že u antén pro KV, umístěných nepřilíživě vysoko nad zemí, hraje výraznou roli výška, kvalita země a nejbližší okolí antény. Výškou antény je ovlivněn nejen tvar vyzářovacího diagramu a elevační úhel prvního laloku (důležité pro DX spojení), ale i vstupní impedance antény a tedy SWR. Tyto závislosti jsou obdobné jako u jiných směrových antén a vyplývá z nich, že pro DX spojení je (aspoň teoreticky) vhodnou výškou antény  $\lambda/2$  nebo násobky půlvlny. Při umístění antény do výšky cca  $3/4 \lambda$  (a dalších lichých násobků  $\lambda/4$ ) výrazně narůstá lalok směřující spíše vertikálně a pak lze vyzářenou energii zpravidla využít pro spojení na bližší vzdálenost nebo ji podle