

typy dvoutoroidních reflektometrů. Ty se nenastavují, ale jejich návrh je obtížnější. Zatímco u typů a) až e) je hodnota zatěžovacích rezistorů R_z volitelná obvykle mezi 10 až 100 Ω v závislosti na požadované citlivosti, počtu závitů a materiálu toroidu, musí být u typů f) a g) zatěžovací rezistory 50 Ω . To dále komplikuje návrh pro dosažení požadované citlivosti. Pokud toroidy nestíníme, je potřeba je zpravidla umístit na sebe kolmo nebo nechat mezi nimi mezeru větší než 1,5násobek průměru toroidu. U napě-
 ●vého transformátoru je problém s udržením syčení asi pod 50 mT. Může se použít více splených jader nebo jádro větší. Případně napě-
 ●vé trafo uděláme s dvakrát větším počtem závitů než proudové a protáhne jím dva závit koaxu. Také kupované výrobky mívají napě-
 ●vé trafo větší průměru. Uvedené berličky ale znamenají mírné zhoršení vlastností. Dvoutoroidní SWR metry se sice nenastavují, ale zabírají větší prostor a pro problémy s napě-
 ●vým transformátorem jsou řešitelné v amatérských konstrukcích asi do 200 W. Nejdříve navrhne vyhovující napě-
 ●vé trafo a pak zhotovíme totožné trafo proudové. Jedině tak máme šanci na dobré výsledky.

Na obr. 1h) vidíme, že toroidem je vždy protažen kousek koaxiálu, jehož opletení slouží jako stínění a je spojené jak u napě-
 ●vých, tak proudových transformátorů se zemí jen na jednom konci. Koax je vyveden pomocí skleněných průchodek. Napětí U_r a U_f stačí vyvést dírkou s bužirkou, průchodkové kondenzátory jsou možné, ale zbytečně přepychové. Do 400 W vyhoví protažený koaxiální kabel 50 Ω průměru 3 mm s teflonovou izolací, která odolává našemu nešetnému pájení. Čím méně závitů na toroidu a čím větší zatěžovací odpor R_z , tím větší citlivost. Možnosti variability jsou dány materiálem jádra, reaktancí a syčením, které se musí pohybovat v rozumných mezích. Pro jednotoroidní SWR metr používáme standardní krabičku z pocínovaného plechu rozměrů 45x30x22 mm. Pro dvoutoroidní SWR metr je nutné jít na velikost 67x45x22 mm. Pocínované krabičky jsou lacině k dostání pod označením U-AH100 a U-AH101 v GM ELECTRONIC. Montáž je vzdušná bez použití plošného spoje.

Citlivost SWR metru

Již jsme si řekli, že někde mezi polovinou a třemi čtvrtinami stupnice měřicího přístroje si označíme základní dílek dle našeho záměru, například 1 W. Tento dílek budeme nazývat základní citlivostí SWR metru P_{min} [W]. Nyní potřebujeme znát, jaký je vztah mezi základní citlivostí SWR metru P_{min} [W], citlivostí měřicího přístroje I_m [mA], zatěžovacím odpůrkem SWR metru R_z [Ω], počtem závitů N na toroidu a celkovým odporem měřicího obvodu R_{obv} [$k\Omega$] při největší citlivosti. R_{obv} je součet vnitřního odporu měřicího přístroje R_i , rezistoru R_2 , asi 50 % dolaďovacího trimru R_s a R_k , R_3 - viz obr. 3, 4 a obrázky dalších SWR metrů. Následující přibližný vztah (2) se snaží respektovat nelinearit Shottkyho diod a platí pro výhyčku ručky měřicího přístroje 70 % stupnice, tj. pro hodnotu základní citlivosti P_{min} . U SWR metrů s rozděleným R_z dosazujeme součet obou polovin R_z . Jako příklad zkusme dosadit citlivost měřicího přístroje $I_m = 60 \mu A = 0,06$ mA, obvykle používaný počet závitů na toroidu $N = 2 \times 10 = 20$, celkový odpor měřicího obvodu $R_{obv} = 4,5$ $k\Omega$ a zatěžovací odpor R_z = 68 Ω :

$$P_{min} = \left[\frac{N(5R_{obv}I_m + 1)}{R_z} \right]^2 [W; \text{z\u00e1v, k}\Omega, \text{mA}, \Omega] \quad (2)$$

$$P_{min} = \left[\frac{20(5 \cdot 4,5 \cdot 0,06 + 1)}{68} \right]^2 = 0,48 \text{ W}$$

Základní citlivost SWR metru při výhyčce 70 %, to je na našem základním dílku P_{min} měřicího přístroje, vyjde asi 0,5 W. Vztah (2) nám bez velkého experimentování umožní předem aspoň přibližně navrhnout citlivost SWR metru dle našeho přání. Hodnoty nelze volit zcela libovolně, ale musí se pohybovat v jistých rozumných mezích. Zatím si řekneme, že počet závitů na toroidu by prioritně neměl být menší, než dle vztahů (3) nebo (12). Blíže se tím budeme zabývat v dalších úvahách.

Vodítkem může být i hodnota U_f při největším výkonu P_{max} . Je-li U_f větší než 12 V, nemusí se to již líbit diodám BAT48 a také zatížení R_z začíná být zbytečně velké a může způsobit konstrukční potíže. Je-li při P_{max} U_f nižší než 6 V, začínají být ztelnější projevy nelinearity diod a při malých výkonech se SWR nadlepšuje. Obráceně můžeme za konstrukčně rozumnou velikost maximálního výkonu SWR metru P_{max} považovat výkon, kdy U_f dosahuje 12 V.

Pravidlo čtyřnásobku a pravidlo 0,1 λ

Na nejnižším pásmu 160 m se doporučuje reaktance vinutí minimálně čtyřnásobná než zatěžovací odpor R_z 50 Ω . To znamená 200 Ω . Platí to pro napě-
 ●vé trafo dvoutoroidního SWR metru, pro různé baloony, ale i pro proudové transformátory jednotoroidních SWR metrů. Zde však mohou být zatěžovací odpůrky R_z různé, např. 80 Ω . Pak vychází minimální reaktance vinutí na nejnižším kmitočtu 320 Ω .

Máme-li ale dokonale vynulovat výhyčku na nejnižším pásmu a u dvoutoroidních SWR metrů ještě příliš nezhoršovat SWR směrem k TCVRu, musíme jít aspoň na desetinásobek. Vady začnou být zanedbatelné až při dvacetinásobku. Jenže čím větší reaktance, tím více potřebných závitů. Pak se můžeme dostat do potíží na nejvyšším kmitočtu 28 MHz. Délka vinutí na nejvyšším kmitočtu se uvádí pod 0,04-0,05 λ . To lze dodržet u malých toroidů pro SWR metry. U velkých baloonů se zpravidla vejde aspoň do maximální délky vinutí 0,08-0,1 λ . Také u jednotoroidních SWR metrů volíme kapacitu děliče C_1 tak, aby její reaktance na nejvyšším kmitočtu byla aspoň deseti-, lépe dvacetinásobkem 50 Ω . Důsledky pravidla „jen čtyřnásobku“ vidíme na obr. 2, kde je zhoršení SWR dvoutoroidním SWR metrem směrem k TCVRu, pokud navrhne reaktanci napě-
 ●vé cívký na pásmu 3,5 MHz jen $4 \times 50 = 200$ Ω . Vidíme, že zhoršení SWR je patrné ještě při šestnásobku na 14 MHz. Pravidlo ne čtyřnásobku, ale dvacetinásobku je proto opodstatněné. Zde je také jedna z příčin, proč na našem externím SWR metru bývá dobrá hodnota SWR, ale na SWR metru TCVRu je SWR horší. U špatně navrženého dvoutoroidního SWR metru jsou tyto efekty patrné na nejnižších pásmech, u jednotoroidního s kapacitním děličem s velkou kapacitou C_1 na nejvyšších. Tyto nežádoucí vlastnosti jsou minimalizovány u typu dle obr. 1d). Čím nižší reaktance napě-
 ●vé cívký dvoutoroidního SWR metru na nejnižším pásmu a

nižší reaktance kapacity C_1 na pásmu nejvyšším, tím je také horší zaměnitelnost vstupu a výstupu SWR metru. Výjimkou je provedení dle obr. 1e).

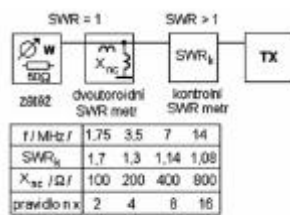
Kompence chyb SWR metrů

Snad všechny tovární a amatérské SWR metry při zapojení na umělou zátěž, nastavení maximální výhyčky a přepnutí na odražený výkon ukazují výhyčku na všech pásmech prakticky nulovou. Zkusme ale vytočit potenciometr na plnou citlivost. Vidíme, že nějaká a někdy dost velká výhyčka zde je. Někdy narůstá směrem k nižším pásmům a největší je na 160 m, někdy k vyšším pásmům a největší je na 28 MHz. U většiny SWR metrů lze vyladit anténní člen mezi anténou a SWR metrem tak, že výhyčka odraženého výkonu je i při maximální citlivosti nulová. Pokud není, je to zpravidla způsobeno příliš velkým obsahem harmonických a parazitních kmitočtů ve vysílaném signálu. Jen u málokterého SWR metru je ale při maximální citlivosti a velkém výkonu na všech pásmech nulová výhyčka odraženého výkonu i při připojení na umělou zátěž. Také můžeme říci, že ukazuje-li na neověřeném SWR metru anténa SWR = 1, pak můžeme mít jistotu, že se údaj blíží pravdě jen tehdy, ukazuje-li tento SWR metr SWR = 1 i na dobré umělé zátěži.

Při chybně navržené toroidní cívký proudového trať, která má nízkou reaktanci, můžeme falešnou výhyčku odraženého výkonu na nejnižším pásmu 1,8 MHz zmenšit snížením zatěžovacího odpůrky R_z tak, aby reaktance toroidní cívký na 1,8 MHz byla aspoň 20 R_z . Samozřejmě to nejde u dvoutoroidních SWR metrů, kdy musí být $R_z = 50$ Ω a proto vždy musíme dobře navrhnout toroidy. Další snížení R_z pouze dále snižuje citlivost a další vady již neodstraní. Je proto dobré přijít vadám na kloub a omezit je bez snížení citlivosti SWR metru.

Pravidlo čtyřnásobku jsme pro omezení chyb upřesnili v předchozím odstavci na pravidlo dvacetinásobku. To znamená, že indukčnost jak proudové, tak napě-
 ●vé toroidní cívký by na 1,8 MHz neměla být menší než 88 μH (při odpůrky $R_z = 50$ Ω). Podobně kapacita C_1 děliče by neměla být pro pásmo 28 MHz větší než 5,7 pF (při napájecí 50 Ω). Tím dosáhneme toho, že narušení impedance vlivem připojení SWR metru do obvodu, zaměnitelnost vstupu a výstupu a zhoršení vlastností na nejnižším či nejvyšším pásmu jsou přijatelné. Nezapomeňme také na kapacitu mezi žílu a opletením kousku koaxu, který je protažen toroidem. Ta je 1,12 pF/cm u 3 mm tenkých koaxů 50 Ω , 1 pF/cm u RG58 a RG213 a 0,74 pF/cm u Aircell 7. 4 cm koaxiálu ve větší krabičce z pocínovaného plechu je ještě rozumná délka - při ní se ke kapacitě C_1 připočítají další asi 4 pF. Narušení impedance SWR metrem je tedy o tuto kapacitu větší, než by odpovídalo C_1 . Koax pro SWR metr s přerušeným opletením délky 10 cm na 28 MHz již impedanci naruší poznatelně.

U jednotoroidních SWR metrů malá kapacita děliče C_1 a následně i C_2 znamená nemožnost zcela vynulovat výhyčku na 3,5 a zejména 1,8 MHz. To je způsobeno rozhozením děliče C_1/C_2 odporem R_2 3k3, který uzavírá ss obvod měřidla. S jeho hodnotou bychom často pro zvýšení citlivosti potřebovali jít níže. Falešná výhyčka odraženého výkonu by pak ale byla na nejnižším kmitočtu příliš velká. Pro hodnotu R_2 (nebo R_3 na obr. 1e) a obr. 12) platí opět pravidlo dvacetinásobku X_{C2} na nejnižším kmitočtu - viz vztah (13). Například pro C_2 200 pF vyjde R_2 8,8 $k\Omega$, což je z hlediska citlivosti



Obr. 2. Zhoršení SWR dvoutoroidním SWR metrem

zpravidla nevyhovující. Proto musíme obvyklý odpor R2 3k3 nebo nižší na 1,8 MHz kompenzovat, jak vidíme na obr. 3. V praxi to můžeme dělat i obráceně. Paralelně k C1 dáme např. dva pevné sériové rezistory R1 2x27k. Proměnným trimrem R2 vynulujeme výchylku na 160 m. Pak trimr R2 nahradíme pevnou kombinací vhodných rezistorů. Nejdříve jsme ale již nastavili minimum odraženého výkonu na 28 MHz kapacitou C1 nebo C2. Nastavení děláme při dobré umělé zátěži, výkonu blízkém Pmax a maximální citlivosti. Přístroje odpojíme a napětí měříme digitálním multimetrem.

Zdánlivě by kompenzace odpadla u SWR metru na obr. 1d). Výhodou je kmitočtová nezávislost impedance děliče a její dostatečně velká hodnota. Konstrukční parazitní kapacity ale zhoršují vlastnosti na vyšších kmitočtech a tak se mírné kompenzaci tentokrát odporového děliče zpravidla nevyhne. Při 2 kW je ztráta na odporu děliče R1 4k7 kolem 21 W, což je rovněž nepřijemná konstrukční komplikace. Nezapomeňte, že pokud po koaxu posíláme i stejnosměrné napětí pro přepínání antén na střeše, rozhodíme SWR metr, který má kompenzaci nebo odporový dělič dle obr. 1d). U SWR metrů, navržených podle pravidla dvacetinásobku, a dvoutoroidních s napěťovou cívkou či jednotoroidních s kapacitním děličem, je při 2 kW jalový výkon na cívce nebo kapacitě C1 100 VAR, při pravidle jen čtyřnásobku již ale 500 VAR. Pokud jsou cívka a kapacita C1 bezztrátové, nevzniká žádné teplo. Samozřejmě napěťová cívka ztráty má a tak dvoutoroidní SWR metr do 2 kW je věcí těžko realizovatelnou.

Další vadu vnášejí diody. Zatímco u germaniových diod se výchylka ručičky při konstantním výkonu s kmitočtem příliš neměnila, případně směrem k vyšším kmitočtům klesala, je u Schottkyho diod diference výchylky s kmitočtem vyšší. Musíme jí tedy kompenzovat. Z levných diod vyhovuje BAT48. U ní do série vychází kompenzační odpůvek Rk kolem 47 Ω, u BAT46 asi 120 Ω. Diference výchylky od 160 m do 10 m při konstantním výkonu pak klesne na tloušť ručičky měřícího přístroje. Schottkyho diody jsou natolik stejné, že jejich přesné párování proti jiným chybám nepřinesou zlatelný užitek. Typy diod můžeme vybírat zjednodušeně tak, aby při proudu asi 10 μA na nich bylo co nejmenší napětí (u GA201 naměříme 72 mV, u BAT48 85 mV, u BAT46 106 mV a u BAT45 163 mV). Zdálo by se tedy, že „germaniumu ničím nenahradíš“. Ve zkušebním SWR metru jsem ale při 10 W/14 MHz/SWR 1,30 dostal následující výsledky: BAT48 - SWR 1,23, BAT46 a 45 - SWR 1,22, GA201 - SWR 1,21. Nejbližší pravdě je tedy BAT48 a

nehorší je GA201. Nemusíme proto litovat, že germaniové diody již neseženeme. U SWR metrů použijeme levné BAT48 (40 V), nebo ještě levnější BAT46 (100 V). Napěťová volba diod je dána poměrem základní citlivosti Pmin a maximálního výkonu Pmax. Při rozumném poměru do 1:500 napěťově vyhovují BAT48.

Obvod potenciometru

Pro rovnoměrnou stupnici použijeme logaritmický potenciometr 47k, 100k, 220k, 470k - hodnota závisí na citlivosti měřícího přístroje, na tom, zda chceme odečítat lépe malé výkony (menší hodnota potenciometru) a na maximálním výkonu SWR metru.

V sérii je trimr Rs, jehož hodnota je asi 50 % vnitřního odporu měřidla; tím přesně nastavíme při levém dorazu potenciometru výchylku na základní dílek Pmin, který jsme si udělali na měřidle asi v 70 % rozsahu stupnice. Tento dílek a levý doraz představuje náš zamyšlený základní výkon Pmin. U běžných SWR metrů jej zpravidla nevolíme menší než 0,5 W a naopak u SWR metrů do 2 kW volíme rozumně 5 nebo 10 W, abychom neměli potíže s výkonovou volbou zatěžovacích rezistorů Rz a tím i s parazitními kapacitami.

Potenciometry jsou dostupné v hodnotách 47, 100, 220 nebo 470k. Pokud ale chceme, aby pravý doraz potenciometru odpovídal námi zamyšlenému maximálnímu výkonu, nemusí žádná z těchto hodnot vyhovovat. Potřebnou hodnotu logaritmického potenciometru Rpot odhadneme z přibližného vztahu (10):

$$R_{pot} \approx 200 \frac{\sqrt{P_{max}} R_z}{N I_m} \quad [k\Omega; W, \Omega, \mu A] \quad (10)$$

$$\approx 200 \frac{\sqrt{200 \cdot 80}}{22 \cdot 60} \approx 171 k\Omega$$

Jako příklad předpokládáme výkon Pmax = 200 W, zatěžovací odpůvek SWR metru Rz = 80 Ω, toroid s počtem N = 2 x 11 = 22 závitů, měřící přístroj Im = 60 μA. Po dosažení dostaneme Rpot = 171 kΩ. Pokud bychom chtěli jmeně odečítat výkony 1 až 10 W, zvolíme potenciometr 100k/log, běžně použijeme hodnotu 220k/log. Soudobě značení je 220k/B místo dřívějšího názornějšího 220k/G.

Je-li hodnota konkrétního potenciometru větší než odhadnutý Rpot, pomůžeme si paralelním trimrem - viz obr. 4. Je-li hodnota potenciometru menší než odhadnutý Rpot, připojíme mezi konec potenciometru a zem trimr. Trimry po nastavení můžeme nahradit vhodnou kombinací pevných rezistorů.

Asi jste si všimli, že při použití logaritmického potenciometru je na levém dorazu citlivost největší, tj. nejmenší výkon, na pravém citlivost nejmenší, tj. největší výkon. Každá konstrukce a každý typ potenciometru má trochu odlišný průběh. Pro naši konkrétní konstrukci tedy nelze kopírovat stupnice na obrázcích - vždy je nutné cejchovat individuálně. Nejpřesnější jsou také naše vlasové cejchovací čárky obyčejnou tužkou. I pečlivě nakreslená stupnice počítačem naše ruční cejchování mírně zdegraduje.

Citlivost měřícího přístroje

Citlivost je dána nejen údajem proudu, např. 100 μA, ale také vnitřním odporem měřidla Ri, který při 100 μA bývá kolem 1 kΩ. Je-li roven 3 kΩ, je přístroj v obvodu málo citlivý a vezme si sám pro sebe větší výkon. Naopak při Ri 500 Ω je

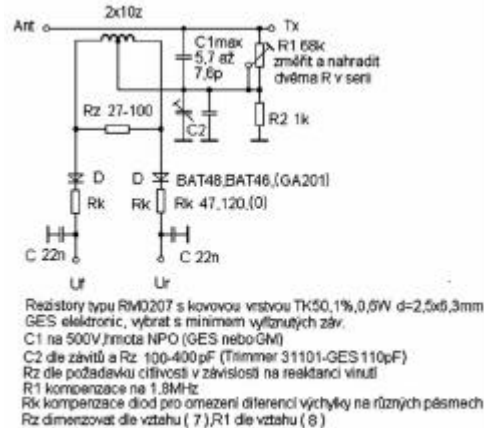
přístroj v obvodu citlivější a také odebírá sám pro sebe výkon šestkrát menší, více se ale projeví vady ložisek - pružinky musí být jemnější a váznutí ručičky a choulostivost přístroje je větší. Měřící přístroje používáme od 50 μA, obvykle 3000 Ω do 200 μA, obvykle 600 Ω. Výhodné je používat indikátory z magnetofonů a VU metrů, které mají přibližně logaritmickou stupnici. Jejich vlastnosti se liší. Některé mají při rozsahu 60 μA vnitřní odpor 1400 Ω. Takový přístroj se hodí na citlivé SWR metry pro QRP. Pokud ale omylem přepneme při maximálním výkonu na dopředný výkon, zmagnetujeme přístroj tak, že ručička může zůstat viset na horním dorazu. Na druhém konci jsou necitlivé VU metry 500 μA s Ri asi 1700 Ω, které dostaneme za 40 Kč v GM ELECTRONIC - ty jsou vůči těmto jevům a ořesům odolné. Hodí se na málo citlivé SWR metry velkého výkonu. Dobrým kompromisem mezi citlivostí a mechanickou odolností jsou rovněž běžné lineární přístroje MP40 60 až 200 μA z Metry Blansko. U indikátorů z magnetofonů je vhodné světlou ručičku přebarvit (to provedeme lihovým fixem, běžná barva svou vahou příliš naruší vyvážení ručičky).

Na měřícím přístroji máme označen Pmin, např. 1 W. Vyšší výkony odečítáme na stupnici potenciometru, nižší výkony si označíme na stupnici měřícího přístroje. Při našem Pmin 1 W lze rozumně označit ještě 0,5 a 0,2 W. Označení 0,1 W na obr. 9 je možné jen při logaritmickém přístroji. Příslušná čárka je o tloušť ručičky před nulou a můžeme ji tam udělat spíš proto, abychom si udělali radost a ne abychom mohli přesně odečíst 100 mW. Pokud ale máme na umělé zátěži pasivní voltmetr cejchovaný ve W, čteme 100 mW přesně a můžeme s dobrou přesností odhadnout ještě 10 mW. U průchozího wattmetru se základním výkonem Pmin 1 W to ale možné není.

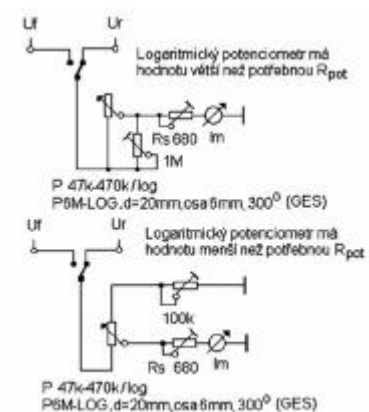
Návrh dvoutoroidního SWR metru do 200 W dle obr. 1f)

Pokusme se navrhnout SWR metr tak, aby měl základní citlivost pro QRP provoz Pmin = 0,5 W a vyhověl ještě pro 200 W. Budeme tedy hledat toroidní jádra s velkou permeabilitou, abychom dosáhli malého počtu závitů, ale zároveň taková, která mají na KV ještě přijatelné ztráty.

Začneme návrhem napěťového toroidního transformátoru. Na jeho primáru je plné napětí, při 200 W na 50 Ω tedy 100 V. O případné rezervě nemusíme uvažovat, nebo při špatném SWR TCVR výkon stáhne.



Obr. 3. Kompenzace chyb SWR metrů



Obr. 4. Obvod potenciometru

a) kontrola reaktance na kmitočtu 1,8 MHz

Napěvový a tedy i stejný proudový toroidní transformátor SWR metru dle obr. 1f) kontrolujeme na vyhovující reaktanci na nejnižším kmitočtu. K toroidu, který máme k dispozici, navrhne minimální počet závitů tak, aby na 1,8 MHz byla reaktance aspoň dvacetinásobkem R_z . To je $50 \times 20 = 1000 \Omega$. Vztah pro 1,8 MHz/1000 Ω , bude:

$$N_{\min(1,8)} = \frac{9,4}{\sqrt{A_L}} \quad [\mu\text{H}/z^2] \quad (3)$$

$$= \frac{9,4}{\sqrt{0,07(0,8; 0,49)}} = 36(11; 14) \text{zav.}$$

Do vztahu dosazujeme A_L v $\mu\text{H}/z^2$, proto součinitel jádra A_L v nH/z^2 vydělíme tisícem. Příklady.

Pro T16/N1/ $A_L = 70 \text{ nH}/z^2$ dostaneme min. 36 závitů. Pro T16/H20/ $A_L = 1190 \text{ nH}/z^2$ musíme ale na 1,8 MHz počítat s A_L již jen kolem 800 nH/z^2 a dostaneme min. 11 závitů.

U T10/H6/ $A_L = 245 \text{ nH}/z^2$ slepíme rovnou dvě jádra. A_L tedy bude $2 \times 245 = 490 \text{ nH}/z^2$. Minimální počet závitů vyjde 14. U železoprachových Amidonů vydělíme údaj A_L v $\mu\text{H}/100$ záv. deseti tisíci, abychom dostali údaj v $\mu\text{H}/z^2$. Pro červený Amidon 2-30 MHz T 68-2 průměru 17,5 mm/ $A_L = 57 \mu\text{H}/100$ záv. budeme tedy dosazovat 0,0057 $\mu\text{H}/z^2$. Minimální počet závitů na Amidonu T68-2 bude 125. To je pro SWR metr nepoužitelné z důvodu malé citlivosti a velké délky vinutí. Železoprachové Amidony si proto ponecháme pro cívky s vyšší jakostí pro běžné LC obvody. Ze stejných důvodů jsou nepoužitelné i naše feritové toroidy N01, N02 a N05.

b) kontrola syčení na 1,8 MHz

U feritových toroidů dále zkontrolujeme, zda syčení nepřesáhne 20 až 60 mT. Pro amatérské konstrukce SWR metru připusíme 50 mT. Pro zjednodušení opět uvažujeme nejvyšší výkon 200 W při 50 Ω . Největší problém nastává na 1,8 MHz, kontrolujeme proto jen tento kmitočet. Pro feritové toroidy T16 D/d/h = 16/10/6,3 mm a T10 D/d/h = 10/6/4 mm dostaneme, vzhledem k rozměrovým tolerancím našich většinou bazarových toroidů, přibližný vztah pro 200 W/1,8 MHz/50 Ω . Ten jsem získal z průměru rozměrů několika toroidů:

$$B_{1,8\text{T}16} = \frac{640}{N} = \frac{640}{36(11)} = 18(58) \text{ mT} \quad (4a)$$

$$B_{1,8\text{T}10} = \frac{1070}{N} = \frac{1070}{15} = 71,3 \text{ mT} \quad (4b)$$

Dosadíme a pro T16/N1 při 36 závitěch dostaneme 18 mT, u T16/H20 při 11 závitěch 58 mT a pro dva slepené T10/H6 při použitých 15 závitěch $71,3/2 = 36 \text{ mT}$.

Vidíme, že toroid T16 na žlutém materiálu N1 naší hranici syčení vyhoví, ale při 36 závitěch a zatěžovacích rezistorech $R_z = 50 \Omega$ se nedostaneme i při sebecitlivějším přístroji na náš požadovaný 0,5 W někde ve dvou třetinách stupnice - skutečnost bude asi 3 W. To je nepřijatelným omezením použití pro QRP; při malých výkonech zároveň SWR metr ukazuje podezřele dobrá SWR, i když je skutečnost horší.

U materiálu H20 snížíme syčení pod 50 mT použitím 13 místo 11 závitů. Zvýšením počtu závitů také zlepšíme pásmo 1,8 MHz. Jenomže ztráty v materiálu H20 a jiných nízkofrekvenčních materiálech jsou u napěvové cívky na KV příliš vysoké - odhadem z kmitočtových průběhů reálné a imaginární části komplexní permea-

bility zde budou ztráty při výkonu 200 W a 13 závitěch již 4 W na 1,8 MHz. Zaměříme se proto na další materiál 2xT10/H6, který je na KV z použitelné řady materiálů pro dvoutoroidní SWR metry (N1, N2 - menší citlivost), N3, H6, asi tím posledním. Zde nám při 200 W a 15 závitěch na dvou slepených jádrech T10/H6 vychází odhad ztrát 2 W až od 7 MHz výše. Nicméně mnozí jsou s materiály H12, H20, H21, H22 i přes velké ztráty na KV spokojeni a v dvoutoroidních SWR metrech a někdy i baloonech je používají.

Počet závitů a materiál toroidu napěvové cívky se někdy také navrhuje zjednodušeně podle pravidla „hřeje-nehřeje“. Tento postup vyhovuje u nízkofrekvenčních toroidů H12 až H22, ale u železoprachových Amidonů a materiálů N01, N02, N05, N1, N2 a částečně N3 příliš použitelný není - toroid totiž hřát nemusí a přesto může být SWR metr téměř nefunkční nebo příliš zhoršovat SWR směrem k TCVRu, který pak stahuje výkon. Při 15 závitěch a zatěžovacích rezistorech 50 Ω je U_f při 200 W kolem 9 V. To umožňuje pro náš základní dílek ve dvou třetinách stupnice dostat se při citlivém měřícím přístroji 60 až 100 μA na výkon 0,5 W, při přístroji 200 μA na 1 W. Zatěžovací rezistory R_z použijeme dva (tři) metaloxidové paralelní 100 Ω (150 Ω)/0,6 W. U dvoutoroidního SWR metru dle obr. 1f) určíme zatížení jedné paralelní kombinace $R_z = 50 \Omega$ ze vztahu (6):

$$P_{Rz} = \frac{P}{N^2} = \frac{200}{15^2} = 0,9 \text{ W} \quad (6)$$

Po dosažení našich 15 závitů a 200 W dostaneme zatížení 0,9 W. Dva nebo tři zatěžovací rezistory po 0,6 W tedy vyhovují.

Vzhledem ke skinefektu jsem vinul paralelně dvěma vodiči CuLH 0,25 mm. SWR metr je v již zmíněné větší krabičce z pocínovaného plechu. Schéma je na obr. 5. Následný měřící obvod doplníme podle citlivosti měřícího přístroje a naší konkrétní konstrukce na základě vztahu (10) dle obr. 4. Vhodná plastová skříňka KP3 má střední sloupek, v krabičce z pocínovaného plechu si proto uděláme otvory, abychom jim mohli na sloupek nasadit.

Z uvedených příkladů jsme viděli, že ani pro běžný rozsah 0,5 W až 200 W není u dvoutoroidních SWR metru pro laborování s různými feritovými materiály velký prostor. U našich feritů typu H s větším číslem než 6 rostou neúměrně ztráty v napěvové cívce, u feritů typu N s číslem menším než 3 vyjde příliš velký počet závitů a tedy nedosáhneme základní citlivosti P_{\min} 0,5 až 1 W.

Možným řešením jak dále snížit ztráty v napěvové cívce je smířit se s nižší citlivostí 2 W při měřícím přístroji 100 μA volbou 24 závitů na dvou slepených feritových toroidech T10/H6. Při 24 závitěch vyhoví již i dva slepené toroidy T10/N3. Ztráty v napěvové cívce budou při 200 W v obou případech pod přijatelných 0,5 W. Ještě nižší ztráty a zachování citlivosti 1 W při přístroji 60 μA umožní při 20 závitěch dva slepené feritové Amidony FT50-77 průměru 12,7 mm s $A_L = 110 \text{ nH}/z^2$. Vadou feritových Amidonů je téměř stonásobná cena proti našim adekvátním a ne o mnoho horším feritům.

Dvoutoroidní SWR metry jsou použitelné pro dvouručkové provedení. Oblíbené a zdánlivě jednoduché dvoutoroidní SWR metry se sice

nenastavují, ale jejich návrhu je nutné věnovat dostatečnou péči.

Návrh jednotoroidního SWR metru 1-200 W dle obr. 1a)

Pro dosažení základní citlivosti 1 W při měřícím přístroji MP40 -150 $\mu\text{A}/800 \Omega$ jsem použil 2x11 závitů při zatěžovacím odporu $R_z = 60 \Omega$. Volba vyšla z toho, že jsem měl rezistory s kovovou vrstvou 120 $\Omega/0,6 \text{ W}$ (GES ELECTRONIC) bez vyřiznutých závitů, které lze považovat na KV za dostatečně bezindukční. Počet závitů a materiál toroidu se proto přizpůsobil těmto rezistorům. Na materiálu N1 a N2 pro potřebnou citlivost 1 W není možné dosáhnout dostatečně malého počtu závitů. Použil jsem proto opět dva slepené toroidy T10/H6, spolu mají $A_L = 490 \text{ nH}/z^2 = 0,49 \mu\text{H}/z^2$. Při 2x11 = 22 závitěch je reaktance na kmitočtu 1,8 MHz:

$$X_L = 2\pi f N^2 A_L \quad [\Omega; \text{MHz}, \mu\text{H}/z^2] \quad (5)$$

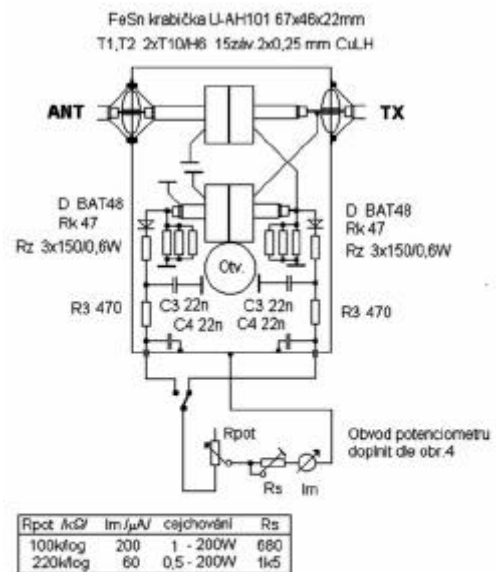
$$= 2\pi \cdot 1,8 \cdot 22^2 \cdot 0,49 = 2681 \Omega$$

2681 Ω vydělíme našim zatěžovacím odporem $R_z = 60 \Omega$ a dostaneme 45-násobek. Víme, že stačí dvacetinásobek. Rezervu můžeme využít pro zvýšení citlivosti, buď snížením počtu závitů až na 2x9 nebo zvýšením R_z až na 85 Ω , případně při našich 2x11 závitěch a $R_z = 60 \Omega$ stačí použít jen jedno jádro T10/H6 nebo dvě slepená jádra T10/N3.

Sycení toroidů jednotoroidních SWR metru vždy vyhovuje a není třeba je kontrolovat. Rovněž ztráty v proudovém transformátoru není třeba uvažovat, a tak nejsme s výběrem feritového materiálu omezeni v takové míře, jako u dvoutoroidního provedení. S úspěchem lze použít i nízkofrekvenční toroidy H12, H20, H21, H22. Ale ani u citlivých jednotoroidních SWR metru nelze úspěšně využít železoprachové Amidony nebo naše ferity s malou permeabilitou N01, N02, N05.

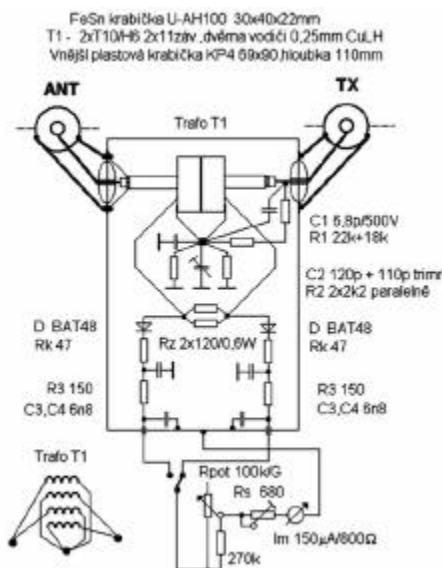
Zatížení zatěžovacích rezistorů R_z jednotoroidních SWR metru určíme ze vztahu:

$$P_{Rz} = \frac{R_z P}{50 N^2} = \frac{60 \cdot 200}{50 \cdot 22^2} = 0,5 \text{ W} \quad (7)$$



Otv. - otvory v horním a spodním víku pocínované krabičky pro nasazení na střední sloupek plastové krabičky KP3. Přední panel 49x30mm, hloubka 110mm. Na předním panelu přepínač logaritmický potenciometr a měřící přístroj. Na zadním panelu dva konektory PL259.

Obr. 5. Dvoutoroidní SWR metr 0,5-200 W

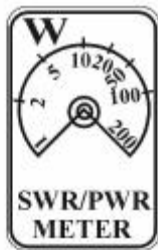


Obr. 6. Jednotoroidní SWR metr 1-200 W

Stupnice 35 x 18 mm



Lineární měřicí přístroj 150μA/800Ω



Stupnice při potenciometru 100k/Ω

Obr. 7. Stupnice jednotoroidního SWR metru 1-200 W

Dva rezistory 120 Ω/0,6 W, tj. spolu 1,2 W pro daný SWR metr 200 W vyhovují. Vinuto je bifilárně dvakrát dvěma, tedy čtyřmi nezkroucenými vodiči 0,25 mm CuLH.

Obvyklý kapacitní trimr C1 je nahrazen pevným, fyzicky co nejmenším kondenzátorem 6,8 pF/500 V. Proměnná kapacita je na místě C2. Trimrem C2 na-

stavíme při umělé zátěži minimální výchylku odraženého výkonu na 28 MHz při výkonu aspoň 100 W a poloze maximální citlivosti. Vyhledáním vhodného místa uzemnění pevné části C2 se podaří dále zkompenzovat drobné konstrukční vady a minimalizovat výchylky na jednotlivých pásmech. Dva paralelní rezistory R2 2k2 jsou použity ze zásob, lze použít 1k až 1k5. Chybu, kterou na spodních pásmech vnáší R2, vykompenzujeme na pásmu 1,8 MHz rezistorem R1. Použijeme trimr, po nastavení jej změříme a nahradíme sériovou kombinací rezistorů.

V daném případě pro R2 1k1 vyšla kombinace R1 18k a 22k. Hodnoty je nutné vybírat měřeními. Zkušební odporový trimr svou parazitní kapacitou rozhodí kapacitní dělič a tak výchylku na 160 m zcela nevynulujeme. Toho si nevšímáme, po nahrazení trimru malými rezistory bude vše v pořádku. Sériové odpůrky R1 dimenzujeme:

$$P_{R1} = \frac{50 P}{R_1} [W; W, \Omega] \quad (8)$$

$$= \frac{50 \cdot 200}{40000} = 0,25 W$$

Při výkonu 200 W a odporu R1 40 kΩ stačí z hlediska výkonu dvojice rezistorů 0,25 W.

SWR metr je v jízě zmíněný menší krabička z pocínovaného plechu. Spodní víčko je připájené ke krabičce. Horní víčko má díрку pro dostavení kapacitního trimru C2 a připájené není. Rezistor 270k na potenciometru je odměřená hodnota trimru, která určuje pravou krajní polohu 200 W. Trimrem 680 Ω nastavíme na stupnici při výkonu 1 W výchylku na náš dílek 1 W při levém dorazu potenciometru. Schéma je na obr. 6. Malá FeSn krabička se vejde šikmo mezi střední sloupek a zadní stěnu s konektory plastové skřínky KP4 rozměrů předního panelu 90x69 a hloubky 110 mm. Protože pocínovaná krabička je těsně u konektorů, je propojení kratší než 1,5 cm a tedy bez použití koaxu. Z důvodu nezanedbatelné hodnoty R2 není zapojení vhodné pro dvou-ručkové provedení.

(pokračování v příštím čísle)

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

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

Info na adr.: Kolář Ivo, Jindřichův Hradec, P.O. box 47.

Prodám all mode TRX ICOM 706 MK II, včetně DSP (bez filtrů!) 2,5 roku v provozu, včetně českého manuálu, schéma. Cena 30 tis. Kč v hotovosti. Info: 0608/264 944.

Prodám TCVR VKV Yeshu FT 270 10 W FM 4000,-; I 271 E VKV 2m all band 25 W cena 23000,-; Pa 100 W tovární s předzesilovačem transistorový 5500,-; RX AR88 + dokumentace + elky 9000,-; RX EDK 300 + dokumentace + sada ND 10000,-; KV TCVR IC 737A 100W 42000,-; magnetofon Tesla B71 + pásky s nácvikem morze cena 300,-; TCVR IC761 100 W + dokumentace servisní 55000,-; Pa 500 W s elektronikami RE 125 A 15000,-; PC 200 + monitor IBM včetně programů a připojení na Internet 10000,-. Zdeněk Procházka, OK1FAY, OK1CCS tel.:02-7928054, 0606 183 256, Ke Kateřinkám 1410/15, 149 00 Praha 4.

Koupím starší call book a elmotorek 6-24 V, cca 10 W, výstup. ot. 4-6/min. Miroslav Janeček, OK2PBF, Břežinova 141, 586 01 Jihlava, tel. 731 30 39.

Prodám IC 706 CW filtr. Cena 25000 - dohoda. Tel.: 0608 46 95 46.

Koupím nejlépe funkční velké dřevěné rádio, např. zn. TELEFUNKEN nebo PHILIPS (tkzv. kapličku), kontakt: Mgr.V.Kulich, 0602/655 131, k.vitezslav@seznam.cz či kulich@ans.cz.

Efektivně na DXy

Pokračování ze strany 8.

QSL zaslané přímo na adresu QSL manažera

- Do obálky vložíme svůj QSL, zpětnou obálku a platidlo. Je-li adresát manažerem pro více expedic, je vhodné odeslat lístky pro různé expedice separátními obálkami.
- Na svůj QSL zapíšeme pokud možno všechna spojení. Některým expedicím stačí namísto QSL pouze úplný seznam spojení (datum, čas, pásmo, druh provozu). Tak to praktikuje např. Baldur, DJ6SI.
- Na zpětnou obálku zapíšeme svou adresu, adresu odesílatele a každý QSL manažer přivítá, napíšete-li tužkou na vnitřní stranu chlopně obálky svůj volací znak (pokud není součástí adresy), doplněný údaji o spojení.
- Jako platidlo použijeme IRC, „zelenou známku“ (1 USD) nebo měnu platnou v místě příjemce, a to v takové výši, aby bezpečně zaplatila zpětné poštovné. V některých zemích 1 USD na poštovné nestačí. Pak raději pošleme 1 IRC, jenž stačí ve všech zemích Poštovní unie.

QSL zaslané přes QSL- bureau

- Lístek doplníme zvýrazněnou značkou QSL manažera, vyřizujícího lístky expedice.
- Pokud jsme navázali více spojení a potvrzujeme je více lístky, QSL manažerovi pomůžte, jsou-li lístky spojeny (sepnuty) navzájem

Závěr

Cílem článku bylo přispět ke zvýšení efektivity spojení se vzácnými stanicemi. Nikdo z nás není ředitelem zeměkoule. Každému se může stát, že i při největší pozornosti udělá něco nesprávně. Pokud se to stane, omluvíme se a napříště znásobíme svou pozornost, aby se to neopakovalo. Co však se soustavnými agresivními sobci či dokonce s úmyslnými rušiči, pro něž je zdrojem nejvyššího uspokojení, znemožnili ostatním, aby navázali spojení se vzácnou stanicí?

Vydavatel The DX Magazine, známý Carl, N4AA, se zamýšlí v úvodníku [4] nad současným světovým stavem, jeho příčinami a možným řešením. Domnívá se, že současný liberalismus ve vydávání licencí a v kontrole amatérských pásem povolovacími orgány, přelidněností pásem spolu s upadající odpovědností a sebeúctou některých z nás jsou příčinami, které přivádějí amatérské vysílání na křižovatku samotné existence. Amatérské vysílání vzniklo jako uznávaná služba v době, kdy amatéři přispívali svými poznatky k výzkumu rádiového šíření a k rozvoji rádiové techniky. V době komerční techniky tento moment slábně. Končí i doba, kdy byli amatéři oprávněni tvrdit, že jsou sami schopni se postarat o pořádek na pásmech. Riskujeme, že se příští konference UIT o rozdělení kmitočtů znovu vrátí (tak, jako již několikrát v minulosti) k základní otázce: má amatérské vysílání ještě dnes své opodstatnění jako služba? Přinejmenším však riskujeme, že samy povolovací orgány začnou s přísnou kontrolou pásem. Jako poslední šanci vidí N4AA následující postup:

Víme-li, že někdo ruší vysílání ostatních, zavolejme jej na pásmu a pod svou značkou jej slušně upozorníme.

Nepomůžte-li upozornění na pásmu, učiníme osobní návštěvu, nebo (je-li to obtížné), napíšeme (podepsaný!) dopis.

Nepomůžte-li ani osobní intervence, obraťme se na povolovací orgány se žádostí o instrukce, jak rušení zastavit.

Do jaké výšky umístíme anténu?

Ještě dříve, než začneme opravdově uvažovat o typu antény, měli bychom znát odpověď na otázku, jaký vyzářovací úhel budeme potřebovat pro naši práci na KV. Nebo jinak: jaký vyzářovací úhel bude vykazovat navrhované řešení antény, která bude umístěna v možné výšce? Odpovědi jsou velmi důležité pro funkci antény, protože jen tak budeme znát, co můžeme od našeho projektu očekávat.

Názor N4AA vznikl v podmínkách dost odlišných od těch našich. Například přenášet do českého prostředí výzvy k udávání („žádost o instrukce“ povolovacího orgánu samozřejmě ničím jiným není) je to poslední, co by prospělo zase třeba právě naší společnosti.

Od počátku je mimořádnou výsadou radioamatérů, že za své kmitočtové přídělky neplatí. Samozřejmě z toho ovšem plyne, že hlídání pořádku na amatérských pásmech a jejich ochrana nejsou na prvním místě pozornosti žádného státu: něco za něco.

Zkusme proto i nadále hledat cesty, jak by si mohli radioamatéři ke klidu a pohodě na svých vlastních pásmech pomoci sami. I o tom je tento článek.

K závěrům článku o expedici T32RD [5] mi došlo 44 e-mailů, několik dopisů a svůj názor a připomínky k nim vyjádřila řada amatérů při osobních setkáních i při spoleních. Kromě výhrad OK1DTM k provozu naší expedice (s nimiž z větší části souhlasím) a vyslovené odmítavého anonymu byly všechny postoje k článku souhlasné. Zvláště pak zkušenosti expedičních amatérů (např. OK1CF, OK1NQ, OK1TN a další) potvrdili, že je v Evropě, v OK i u každého z nás mnohde co zlepšovat. Náměty z došlé korespondence a z diskusí, domácí články [1] a zahraniční články [2-4] posloužily jako základ tohoto příspěvku. Článek byl v první verzi zaslán na mně známé e-mailové adresy k vyjádření a k doplnění. Došlé náměty se uplatnily v definitivní verzi. Nejen úplným začátečnickům doporučuji instruktivní a čtivé články v [1], v nichž se čtenář seznámí se základními pojmy a základními praktikami práce na DX pásmech.

Příloha 1 - adresy zajímavých zdrojů informací:

1. Šíření KV

http://elbert.its.bldrdoc.gov/pc_hf/hfwin32.html (verse pro WIN 95/98/2000/NT/XP)

<http://elbert.its.bldrdoc.gov/hf.html> (pro starší operační systémy)

<http://www.qsl.net/w6elprop/>

2. Okamžité informace (DX- klastry):

Paket: OKODXP, OKODXI (přijímající hlášení z Internetu) v Praze nakonekujeme přes OKONCC na kmitočtu 144887,5 kHz.

Internet: <http://oh2aq.kolumbus.com/dxs/>

3. Informační bulletiny IDXP:

<http://www.hamradio.sk>, <http://www.qsl.net/okdxc>,

<http://www.hamradio.cz>, <http://www.okdxf.cz>

Databáze paketové sítě

425: <http://www.425.dxn.org>

4. Souhrnné informace:

\cpug.org/user/wfeidt/ (rubriky bulletinů DXNL, OPDX, ARRL, výsledky závodů u mnoho dalšího), <http://dx.qsl.net> (okamžité informace o stavu ionosféry, logsearch - hledání spojení v expedičních denících)

Literatura:

[1] Litomiský, J.: <http://www.crk.cz/cz/DX1C.htm>, <http://www.crk.cz/cz/DX2C.htm>

[2] Hille, H. K.: Wie arbeitet man erfolgreich eine seltene DX-Station? CQ-DL 1/90, str. 32 a 33

[3] Sawyer, E.: Some Thoughts from the Other Side of the Pile-Up, QST Jan. 2002, str. 88 a 89

[4] Smith, C.: Editorial, The DX Magazine, March/April 2002, str. 5

[5] Plzák, J.: Česká expedice Pacifik 2001, Radioamatér 4/2001, str. 16 až 18

Josef Plzák, OK1PD, ok1pd@quick.cz

Úvodem je nutno zdůraznit skutečnost, že budeme mluvit o úspěšném DXingu. Pro ty, kteří si chtějí prostě zavysílat a budou mít invertované věčko pro 160 m nebo 80 m ve výšce pod 40 m, resp. 20 m platí, že DX spojení udělají také. Jsou dokonce QTH, z kterých se stanice s takovými anténami dovolají vždy a jsou zase jiná QTH, kdy se nedovolají vůbec. Totéž potvrzují i signály některých DX expedic, pracujících na horních pásmech s tribandery, umístěnými opravdu jen několik metrů nad zemí (mořem). Následující řádky mají proto vésti k zamyšlení nad tím, co lze opravdu vyloučit a na čem lze skoro trvat. Pokud budou uváděny nějaké srovnávací testy s anténami, bude to platit jen pro to jediné QTH, i když některé skutečnosti zobecnit lze.

V tabulce 1 jsou obvykle uváděné optimální vyzářovací úhly pro DX spojení na různých pásmech v závislosti na výšce antény.

| pásmo | opt. úhel | průměr | min. reálná výška |
|---------|-----------|--------|-------------------|
| 1,8 MHz | 20-40° | 30° | 0,25 λ 40 m |
| 3,5 MHz | 15-50° | 30° | 0,25 λ 20 m |
| 7 MHz | 12-40° | 22° | 0,5 λ 20 m |
| 14 MHz | 10-25° | 18° | 1,0 λ 20 m |
| 21 MHz | 7-20° | 14° | 1,0 λ 15 m |
| 28 MHz | 5-14° | 10° | 1,5 λ 15 m |

Tab. 1. Potřebné úhly pro DX QSO a výšky pro umístění antén

Na obrázku 1 jsou uvedeny vertikální vyzářovací diagramy pro anténu HB9CV, umístěnou nad průměrnou zemí (dielektrická konstanta 13 a vodivost 5 mS/m), modelované pro kmitočty 14 MHz. Optimální vyzářovací úhly mají různou hodnotu podle výšky antény. S anténou ve výšce 0,5 λ můžeme již pracovat s východním pobřežím USA, velmi obtížně ale uskutečnime QSO se stanicemi ve W5 a jen mimořádně s W6. Zvedneme-li anténu do výšky asi 1,25-1,5 λ, budou úhly příznivé jak pro W4, tak pro W6. Navíc „třetí“ paprsek vyzářovacího diagramu pod úhlem okolo 50-60° umožňuje QSO s okrajovou EU.

Z uvedeného můžeme udělat závěr, že výška antény může být důležitější, než azimutální závislost zisku antény v horizontální rovině (pro elevaci 0°). Ta bývá často udávána jako jediná grafická charakteristika antény, může nám ale jen zhruba pomoci pro aspoň trochu seriózní porovnání jednotlivých antén. Pokud je např. pro výšku antény 1,5 λ a elevační úhel 10° udávaný zisk 11,99 dBi, obvykle nemáme tak názornou představu o typu vyzářování, jakou získáme pro tuto výšku z obr. 1.

| výška nad zemí | hlavní lalok | pokles o 3 dB | šířka laloku | použití |
|----------------|--------------|---------------|--------------|----------------------------|
| 0,25 λ | 5 m | 42° | 20° | 58° EU |
| 0,50 λ | 10 m | 26° | 12° | 32° SDX |
| 0,75 λ | 15 m | 18°; 63° | 10° | 20°; 65° SDX, EU |
| 1,00 λ | 20 m | 14°; 46° | 8° | 15°; 20° SDX, EU, LDX |
| 1,25 λ | 25 m | 12°; 36°; 70° | 5° | 10°; 15°; 45° SDX, EU, LDX |

Tab. 2. Vliv výšky antény v pásmu 14 MHz na vyzářovací úhly a návrh použití

Výška antény nám určuje vertikální úhly maxim vyzářování. Tady s fyzikou nic nenaděláme. Pokud chceme úspěšně pracovat se stanicemi v celém rozsahu vzdáleností 6000 - 20 000 km, pak potřebujeme více antén v různých výškách.

Údaje z obr. 1 lze vyjádřit i ve formě tabulky 2, kde jsou uvedeny výšky pro pásmo 14 MHz.

Pozn.: SDX - krátké DX do 6000 km

LDX - dlouhé DX nad 6000 km

Je nutno uvažovat také o vlivu země, hlavně při anténě umístěné níže než 0,75 λ, kdy je nutno výšku zvětšit asi o 20 %, abychom dostali vyzářovací úhly odpovídající modelování nad průměrnou zemí.

Pro experimentální ověření je dobrým pomocníkem stožár s vozíčkem, umožňující měnit pracovní výšku antény, kde můžeme prakticky poslechem majáků nastavit optimální výšku antény pro daný směr a požadovanou délku spojení.

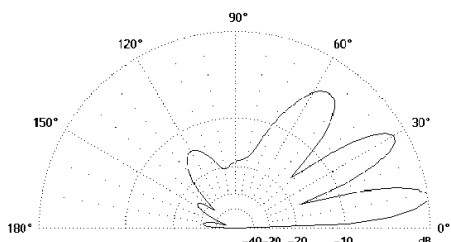
Dále si všimněte, že při (modelových) výškách v okolí lichých násobků λ/4 vykazují diagramy poměrně výrazný lalok směřující vertikálně; energie soustředěná v tomto směru je pro DX spojení samozřejmě ztracená. Volba „dobré“ výšky antény je ovlivněna nejen stanoveným cílem (tedy na jaké DXy bude vhodná), ale také volným výhledem do určitého směru, blízkostí různých předmětů, budov, jiných antén a zemními poměry v místě instalace. Reálná výška antény nad terénem (tedy výška stožáru) nemusí, zejména při složitějším okolí stanoviště (zástavba, nerovný terén apod.) samozřejmě jednoduše odpovídat ideální „elektrické“ výšce, zadané při modelování, takže uvedený efekt nelze spolehlivě omezit pouhým umístěním antény do reálné výšky různé od lichých násobků λ/4 - elektrická výška může být v dané konkrétní situaci jiná. I to je důvodem, pro který se vyplatí s výškou antény experimentovat a po vyhodnocení provozních výsledků ji případně optimalizovat.

Vyzářovací diagramy tak, jak jsou kresleny na obrázcích, jsou jen velmi zjednodušenou skutečností. Prakticky lze vyzářovací paprsek přirovnat přibližně např. k intenzitě osvětlení ze světlometu. Velmi dobře to lze pozorovat při modelování antén na počítači. Na takovém modelu můžeme pozorovat, kolik je jen využito energie pro naše QSO. Proto umístění antény do vhodné výšky musíme věnovat značnou pozornost pro každé KV pásmo samostatně. Na příklad dipól pro 20 m umístěný ve výšce 30 m nad zemí bude mít lepší výsledky, než Tribander ve výšce 12 m nad zemí. Tribander umístěný ve výšce 30 m nad zemí bude velmi dobře fungovat na 20 m, ale dipól pro pásmo 10 m umístěný ve výšce 20 m bude lepší.

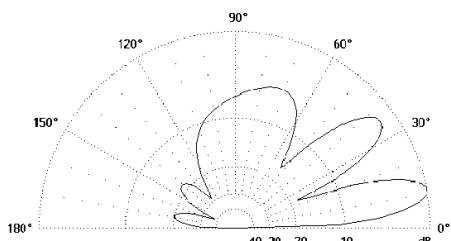
Takové umístění Tribanderu je pro 10 m pásmo již příliš vysoko.

Proto se antény sestavují do anténních řad, obvykle nad sebe do páter. Příkladem je umístění

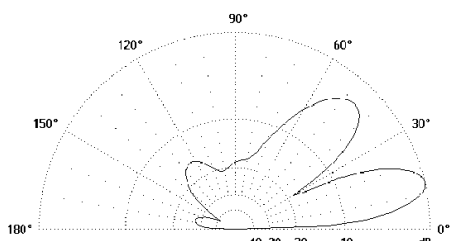
HE9CV - 1.5 x lambda
vysoko



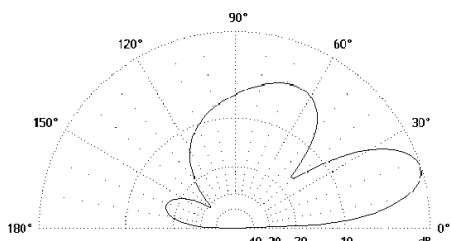
HE9CV - 1.25 x lambda
vysoko



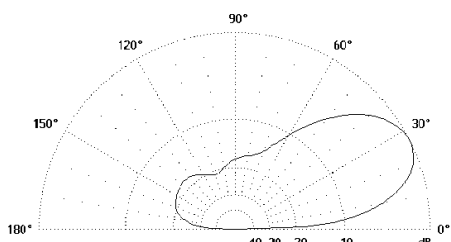
HE9CV - 1.0 x lambda
vysoko



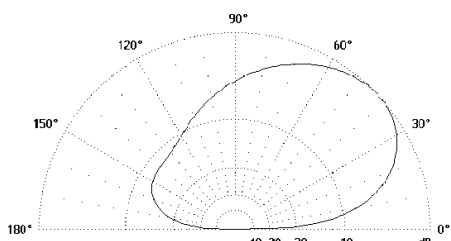
HE9CV - 0.75 x lambda
vysoko



HE9CV - 0.5 x lambda
vysoko



HE9CV - 0.25 x lambda
vysoko



Obr. 1. Porovnání modelových vertikálních vyzářovacích diagramů antény HB9CV, počítaných pro kmitočet 14,1 MHz pro různou výšku antény nad zemí (odspodu: 0,25, 0,50, 0,75, 1,0, 1,25 a 1,5 λ).

Nad zemí

Nad zemí

Nad zemí

Nad zemí

Nad zemí

Nad zemí

Nad zemí

takových antén pro pásmo 15 m „ve stacku“, ve výškách 36/27/18/9 m. Taková sestava má obvykle max. vyzářovací úhly 7/14/21/30° s tím, že v celkové kombinaci nejsou tzv. „hluchá“ místa. To už je ale „Big Gun“ systém a je zde připomínán jen pro ilustraci a pochopení celého problému vyzářovacích úhlů antény.

Tato problematika bývá obvykle předkládána v anténářských publikacích hned v úvodu (např. [2, 3]) a v těchto teoretických kapitolách bývá obvykle čtenáři přehlížena. Pokud tyto závislosti ignorujeme, může se stát, že velmi drahá anténa s určitými parametry proklamovanými výrobcem nepřinese očekávaný efekt.

Zajímavou úvahu na toto téma uveřejnil Alexandr Barskij VA3TTT, ex UA9XSD, UA3XWB [1]. Autor - volně přeloženo a doplněno - konstatuje, že optimalizaci vyzářovacích úhlů pro příjem a vysílání na KV je věnováno velmi málo pozornosti. Vertikální vyzářovací diagramy lze měřit jen velmi obtížně, informace o jejich tvaru lze ale získat modelováním na PC. Měli bychom ale mít představu, jaký úhel pro dané pásmo a daný účel budeme preferovat.

Na tuto otázku se snaží odpovědět John Devoldere, ON4UN ve své vynikající knize „Low - Band Dxing“. ON4UN se nemusí moc představit, patří na LBDXingu ke světové špičce. Ve své statistické tabulce uvádí výskyt stanic a potřebných úhlů pro spodní pásmo.

| pásmo | max. úhel | min. úhel | průměr | rozsah použití |
|---------|-----------|-----------|--------|----------------|
| 3,5 MHz | 53° | 13° | 33° | 13-33° |
| 7 MHz | 37° | 11° | 22° | 11-22° |

Tab. 3. Použitelnost vyzářovacích úhlů pro LB DXing

Ze statistiky vyplývá, že pro „noční“ signály na 3,5 MHz ve směru šíření V-Z do QRB cca 6 000 km jsou optimální úhly vyzářování 35-45°. Při přechodu tma-světlo a světlo-tma jsou optimální úhly 20-40°. Pro QRB od 6 000 do 20 000 km bude při soumraku a svítání optimální nižší úhel, 15-25°. Tyto úhly jsou použitelné také pro směry šíření přes aurorální zóny a pro kratší trasy do 1600 km.

Zde je jedno velmi důležité poučení: Úhly nad 50° nejsou pro DX práci zajímavé. Na druhé straně ale vidíme značný rozptyl úhlů pro DX provoz. Pro vážnější práci nevystačíme s optimalizací výšky jediné antény, hlavně pro LBDXing.

Příkladem může být GP ve výšce 5/8 λ, který má nízký vyzářovací úhel okolo 10°. Taková anténa nebude dobře pracovat v pásmu 80 ani 160 m - z tohoto pohledu je lepší vertikál s výškou větší než 1/4 λ a velkým množstvím radiálů. Toto řešení má ale jinou vážnou nevýhodu - taková anténa je dobrá jen pro vysílání, na příjem je nepoužitelná pro značný šum. Proto je nutná kombinace s přijímovými anténami typu dipól nebo BVG.

Toilik uvádí VA3TTT. Z osobní zkušenosti mohu potvrdit, že na LBDXingu je příjem DXových stanic na VA úspěšný tak z 5 %, jinak řečeno signál z VA je jen velmi vzácně čitelnější, než z invertovaného V nebo BVG antény. Jiná je ale situace na pásmu 10 m. Při možnosti přepínat antény ve výškách 10/16/19/22/35 m a porovnávání výsledků zjistíme, že největší podíl na QSO mají výšky 16-19 m; vzácně se ale setkáváme i s případy, kdy na

anténu ve výšce 22 m je signál o síle S2 a na anténu s výškou 10 m je signál S7. To již souvisí se šířením vln na daném pásmu.

Optimalizace výšky antény má zohlednit fyzikální zákony, podmínky šíření vln na KV a také cíle - jakých DX QSO chceme dosáhnout a jaký k tomu budeme mít vyhrazený čas (čti: jaké budeš preferovat KV pásmo ve svém vyhrazeném čase).

Jan Bocek, OK2BNG, jan.bocek@vitkovice.cz

Literatura:

- [1] WWW.krasnodar.online.ru/hamradio
- [2] I. Ikřevni: Amatérské krátkovlnové antény, Problémy šíření elmg. vln
- [3] CD ANT1 - kolektiv OK2KQM

Paměťový telegrafní klíč

Tento článek je pouze odkazem na rozsáhlý stavební návod, který naleznete na Internetu.

Uvedená konstrukce doplňuje řadu již existujících variant elektronických klíčů. Návrh této konstrukce vychází ze snahy poskytnout úplný návod na stavbu jednoduchého a levného elektronického klíče. Obvodové řešení zahrnuje většinu požadavků operátorů při telegrafním provozu.

Základní vlastnosti

- ovládání pomocí jednopákové i dvoupákové pastičky
 - volba reálného nebo doplňkového klíčování přepínačem
 - možnost záměny funkce ovládacích pák přepínačem
 - nastavení rychlosti tlačítka (10 až 300 zn/min, krok 5 zn/min)
 - čtyři tlačítka pro paměť (paměť EEPROM, celkem 16Kb)
 - signalizace zápisu, zaplnění a poruchy paměti pomocí LED
 - tlačítko pro trvalé zaklíčování při ladění
 - možnost cyklického čtení paměti (například při CQ)
 - přerušení čtení paměti stiskem páky nebo tlačítkem
 - vnitřní odpojitelny magnetodynamický měnič pro připojení
 - NF příposlech s možností nastavení frekvence a amplitudy
 - volitelný klíčovací obvod tranzistorem nebo jazyčkovým relé
 - napájecí napětí 8 až 15 V DC (odběr v klidu 13 mA)
 - vnitřní stabilizátor napětí a ochrana proti přepólování
 - návrh plošných spojů pro jednostranně plátovanou desku
 - větší rozměry stínící krabičky 31x66x84 mm
- Návod naleznete na www.radioamater.cz, soubor FCB_EBUG.zip v části Download.

Ing. Jiří Martinek, OK1FCB, martinek@mite.cz

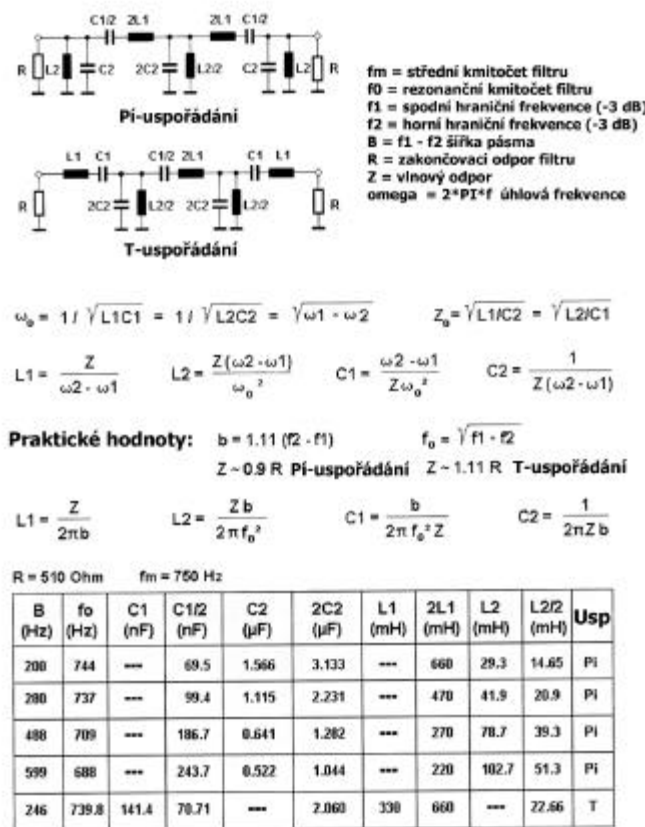
Strmý nf filtr s pevnými indukčnostmi - 2

CW pásmová propust v kaskádním uspořádání

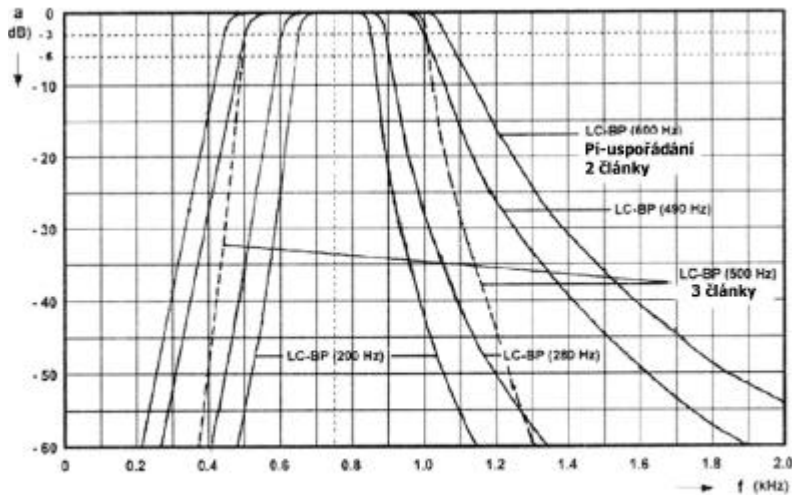
Nevýhodou většiny zapojení nf LC filtrů publikovaných v minulosti byly jejich špatné provozní vlastnosti. Dost často se jednalo o jednoduchý obvod s proslulou jehlovitou křivkou propustnosti a chabou selektivitou ve vzdálené oblasti. Dalším vývojovým krokem byl násobíček Q, kde se využívalo odtlumení obvodu aktivním zesilovacím prvkem a bylo možno volit mezi funkcí oscilátoru nebo propusti s pásmem šířky kolem 10 Hz, což je ale pro praktické využití příliš málo.

Větší šířky propustného pásma a lepšího potlačení ve vzdálené oblasti nepropustného pásma lze dosáhnout použitím silně vázaných dvouobvodových filtrů. Dosažené vlastnosti jsou přesto jen průměrné a širšího propustného pásma nelze dosáhnout bez sedlovitého poklesu křivky. Bez velkého úsilí ani takto nedojdeme k uspokojivým výsledkům a musí se volit jiné řešení.

Pásmové propusti vyšších řádů byly skládány z jednotlivých poločlánků pásmových propustí. Podle způsobu vzájemného napojení vznikají úplné články v π - nebo T uspořádání. Protože jeden článek ještě nevykazoval dostatečně strmé hrany, byly v předchozích zapojeních filtrů uspořádány dva plné články v kaskádě (obr. 3).



Obr. 3. Kaskádní CW pásmové propusti



Obr. 4. Kaskádní CW pásmové propusti z ideálních prvků

Taková skutečná pásmová propust může mít relativní šířku pásma 80-100 %:

$$B = 100 \cdot (f_2 - f_1) / f_0$$

Pokud byla potřebná větší šířka pásma, skládaly se pásmové propusti do řetězu horních a dolních propustí.

Obvody v π -uspořádání se projevují aspoň teoreticky v oblastech nf kmitočtů jako vhodnější, protože mají v podélné větvi méně indukčností a proto vykazují menší vložný útlum. Zdroj signálu pro takový filtr pak nemusí mít bezpodmínečně na svém výstupu zařazen emitorový sledovač.

Stupně tohoto typu jsou při kapacitní zátěži náchylné ke kmitání. Pak lze do filtru zařadit sériový odpor o velikosti zhruba rovné hodnotě zakončovacího odporu, který kmitání zabrání.

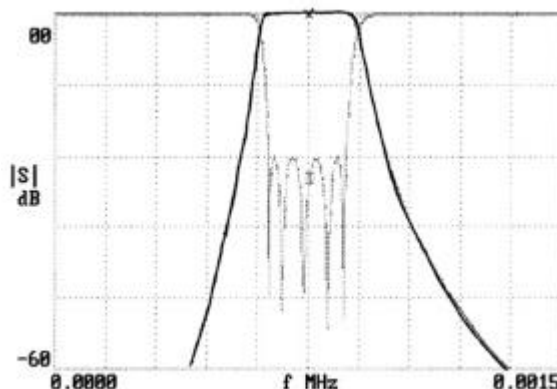
U pásmových propustí je běžné, že strmost hrany na straně nízkých kmitočtů je větší než strmost vyšší hrany (při použití logaritmického měřítka na ose kmitočtů je křivka souměrná). Kmitočty hran propustného rozsahu f_1 a

f_2 jsou definovány body, v nichž dochází k poklesu o -3 dB. Filtr vykazuje slušnou selektivitu. Zpětný činitel přenosu proudu v propustné oblasti je nejméně -23 dB (SWR = 1,15). Průběh křivky selektivity - činitel tvaru (= šířka pásma pro pokles -6 dB/šířka pásma pro pokles -60 dB) se blíží 1:3 a v tomto ohledu tedy odpovídá vlastnostem dobrého šestipólového měří krystalového filtru (obr. 4).

Výpočet podle vzorců z obr. 3 je jednoduchý. Je účelné upozornit na to, že rezonanční kmitočet f_0 není nikdy polovinou rozdílu mezi horním a spodním hraničním kmitočtem (aritmetický průměr), ale je jejich geometrickým průměrem (odmocninou z jejich součinu). Propustné pásmo je pak při lineárním měřítku kmitočtů souměrné vzhledem ke střední frekvenci filtru f_m . Chyba ($f_m - f_0$) působí pak tím silněji, čím větší je šířka pásma filtru $B = f_2 - f_1$.

Vlnový odpor pásmových propustí je pro kmitočty jejich propustného pásma reálný, i když jeho hodnota není konstantní. U obvodů typu T-článků v blízkosti hraničních kmitočtů klesá, u π -článků naopak vzrůstá. Pro π -článek musí být proto jmenovitá impedance zvolena trochu menší, než zakončovací odpor filtru; v literatuře je uváděn korekční faktor 0,8. Ukázalo se ale, že u kaskádních pásmových propustí se nejrovnoměrnějšího průběhu zpětného činitele přenosu proudu v propustném pásmu dosahuje pro hodnotu tohoto koeficientu 0,9. Průběh propustné křivky pro jeden z vypočtených filtrů je uveden v obr. 5.

Při běžném postupu se z kmitočtů f_1 a f_2 určí w_1 , w_2 a w_0 a dosadí se do vzorců pro stanovení hodnot



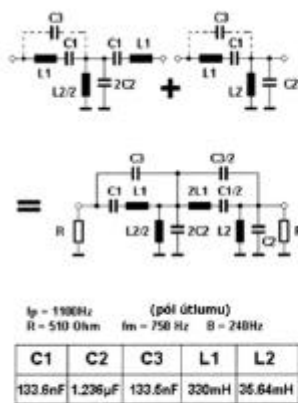
Obr. 5. Originální graf jednoho z vypočtených filtrů

součástek. Šířka propustného pásma přitom musí být pro dosažení optimálních vlastností (překmitý) rozšířena vynásobením určitým faktorem. Jsou-li předem dány některé hodnoty komponentů filtru, je výhodné počítat s hodnotami kmitočtů.

Předpokládejme např., že filtr by měl mít $f_m = 700$ Hz a šířku pásma b 400 Hz. Spodní a horní hraniční frekvence f_1 a f_2 pak budou 500 a 900 Hz. Rezonanční kmitočet filtru f_0 , jehož hodnotu potřebujeme pro další výpočet, bude 671 Hz, je tedy nižší než f_m . Šířka pásma je pro další výpočet zvětšena vynásobením koeficientem 1,11, bude tedy 444 Hz.

Pro porovnání byl vypočten ještě jeden vzorový filtr se dvěma úplnými články v T-uspořádání, který má v příčných větvích indukčnosti stejných hodnot. Podle očekávání není v selektivitě oproti π -článku žádný rozdíl.

Pro zajímavost byla ještě spočítána pásmová propust složená ze tří úplných článků. Její kmitočtový průběh je pro porovnání uveden rovněž v obr. 5. PSV < 1,5 je již vynikající. Tvar křivky je nyní lepší než 1:2, šířka pásma pro poklesy -6 db/-80 dB je asi 1:2,6. Strmost hran a útlum ve vzdálené oblasti při vhodném konstrukčním uspořádání přinejmenším odpovídá osmipólovému krystalovému filtru. Při výpočtu je třeba zvolit jiné hodnoty korekčních koeficientů. Protože tak vysoké požadavky nejsou normálně na ní pásmovou propust pro amatérský provoz kladeny, nebudeme se dalším popisem zabývat.



Obr. 6. Pásmová propust s jednostranně zlepšenou strmostí

Pásmové propusti s jednostranně zlepšenou strmostí

Strmost hran filtru i potlačení ve vzdálené oblasti lze zlepšit, skládá-li se několik dílů filtru kaskádně. Jinou možností je rozšířit přechodovou funkci o další pól v takové poloze, aby se strmost hran zvýšila. To je výhodné zejména u horní hrany, nebo každá pásmová propust vykazuje pro $f = 0$ a $f = \infty$ nekonečně velký útlum a spodní hrana je tedy oproti hraně horní strmější.

Dále popisovaný filtr si lze představit jako spojení úplného článku T a poločlánku T doplňujícího jeden pól útlumu (obr. 6). Nad jeho rezonančním kmitočtem má obvod L1C1 induktivní charakter a s C3 tvoří zdánlivě pro f_0 (pól útlumu). Strmost horní hrany bude určena polohou pólu. Čím blíže bude ležet u horní hraniční

$$f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2} \quad Z - R \quad B = (f_2 - f_1)$$

$$m = \frac{f_0^2}{f_1^2} + \sqrt{\left(1 - \frac{f_1^2}{f_0^2}\right) \left(1 - \frac{f_2^2}{f_0^2}\right)}$$

$$L_1 = \frac{m Z (f_2 - f_1)}{2\pi f_0^2 \left[\frac{(f_2 - f_1)^2}{f_0^2} \cdot \frac{(m-1)^2}{m} \right]}$$

$$L_2 = \frac{Z (f_2 - f_1)}{2\pi f_0^2}$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi (f_2 - f_1) Z} \left[\frac{(f_2 - f_1)^2}{f_0^2} \cdot \frac{(m-1)^2}{m} \right]$$

$$C_2 = \frac{m}{2\pi (f_2 - f_1) Z} \quad C_3 = \frac{1 - m^2}{2\pi (f_2 - f_1) m Z}$$

frekvence filtru, tím strmější bude přechod mezi propustnou s nepropustnou oblastí. To bude vyjádřeno hodnotou faktoru m .

Tato přednost je ale vykoupena tím, že útlum v nepropustné oblasti s narůstajícím kmitočtovým odstupem od f_2 nemá monotónní průběh, nýbrž v určité vzdálenosti se opět zhorší na hodnotu, danou napěťovým děličkem C3/C2. To se projevuje u všech filtrů se zlepšenou strmostí a také u dále popisovaných dolních propustí.

Zpětný činitel přenosu proudů ve středu propustného pásma je velmi vysoký (-50 dB), při přiblížení k hraničním kmitočtům se ale rychle zhoršuje, podobně jako u dříve popsaných pásmových propustí; jeho kmitočtový průběh je podobný křivce popisující přízpusobení u jednoduchého obvodu. Protože ale přechodové vlastnosti jsou přijatelné, nebyl tento parametr dále optimalizován. Průběh selektivit je uveden na obr. 8 ve druhé části článku.

Při malých nákladech na indukčnosti se v každém případě dosahuje činitele tvaru < 1:3, i když spodní hrana je výrazně horší. Na úkor zhoršeného útlumu ve vzdálené oblasti vykazuje horní hrana podivuhodnou strmost přes 150 dB/oktávu.

(pokračování v příštím čísle)

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

K článku „KV elektronkový zesilovač ...“

(Radioamatér 1/2002, str. 17 až 20)

Pozorní čtenáři mne upozornili na rozpory, nejasnosti a chyby v uvedeném článku. Zde jsou:

VF díl - výkonový odpor na vstupu zesilovače.

Výkonový odpor je složen ze dvouwattových metalizovaných odporů zapojených tak, aby byl zatěžovací odpor schopen zpracovat plný výkon (vzniklé teplo musí být vyžááno do okolí, aniž je překročena povolená maximální teplota odporů) a aby konstrukce odporu nezhoršovala činitel stojatých vln na nejvyšším kmitočtu. Odpor je zhotoven z 24 odporů o hodnotě 1200 Ω umístěných mezi dvěma měděnými pásy o rozměrech 25x50 mm. Odpory jsou umístěny do děr o průměru 0,9 mm rozmístěných po ploše v mřížce o rozteči 5 mm. V každé řadě mřížky jsou umístěny 4 odpory; 3 odpory z poslední řady (na schématu VF dílu označeny jako R4) jsou zapájeny jen do horní destičky, jsou vodorovně vychýleny, jejich konce propojeny a spojeny s horním koncem 2 W odporu 47 Ω (na schématu odpor R3). Odpor R3 je druhým koncem uzemněn. Odpory tvoří π -článek, jehož vstupní část tvoří 21 odporů, podélnou část 3 odpory a ukončení jeden odpor. Vývody odporů jsou odstříženy co nejlíže u těla odporů a jsou připájeny do obou měděných pásů. Na spodním pásu je pájka zabroušena; plochu pásu je vhodné podmáznout grafitovou (nebo jinou teplovodnou) vazelinou. Přívodní koaxiální kabely se zapojují tak, aby délka kabelu bez stínění byla co nejkratší; stínění zbaavené izolace se připájí přímo na protilehlou des-

tičku. Takto zhotovená zátěž má na všech KV pásmech ČSV menší než 1,1; na kmitočtu 100 MHz bylo naměřeno ČSV=1,2. Odpor se upevní co nejlíže k patičím elektronek, kde je proud chladicího vzduchu nejintenzivnější.

Anodové tlumivky. Tlumivka TL1 tvoří doplněk k tlumivce TL2 a celková indukčnost obou tlumivek má pro pásmo 160 m dosahovat kolem 50 μ H. Tlumivku TL1 je možno navinout na teflonovou (silonovou, keramickou) kulatinu (trubku) o průměru 30 mm s počtem závitů alespoň 100 (nebo na trubce či kulatině o jiném průměru s úměrně přizpusobeným počtem závitů).

Vazební kondenzátor C16. Vyhoví jakýkoliv keramický kondenzátor o kapacitě 10 nF a provozním napětí alespoň 250 V. Je možné jej složit z několika paralelně zapojených kondenzátorů o menší kapacitě.

Tlumivky v G2 (T14 až T16). Použity tlumivky z drátu CuL o průměru 0,4 mm navinuté na feritových tyčinkách (zašlu zdarma po obdržení SASE). Nekritické, možno nahradit odpory 2 W/47 Ω .

Diody D1, D2. Použity Schottkyho diody BAT41.

Zdroj 1 - nízkonapěťový transformátor Tr1.

Sekce žhavicího napětí 6 V je dimenzována na 6 A (průměr vinutí 1,7 mm); sám používám transformátor s vinutím 12 V/4 A (průměr vinutí 1,3 mm) s vyvedeným středem; na jednu šestivoltovou část jsou připojeny dvě elektronky, na druhou část jedna elektronka. Namísto zdvojovače napětí používám k usměrnění klasický čtyřdiodový můstek (diody 1 A/250 V).

Sekci napájení řídicích (prvních) mřížek tvoří vinutí 70 V dimenzované alespoň na 50 mA. Použito vinutí o průměru 0,2 mm.

Sekci napájení stínících (druhých) mřížek tvoří vinutí 200 V/0,1 A navinuté drátem o průměru 0,2 mm.

Zdroj 2 - VN transformátor Tr1.

Použit profesionální transformátor navinutý na C jádrech se sekundárem dimenzovaným na 1450 V/0,7 A (drát CuS o průměru 0,56 mm).

Ochrany. Na položkách tranzistorů VT1 a VT6 lze použít typy BUZ 307, BUZ 53 a mnoho dalších typů, podstatně levnějších než 2SK539.

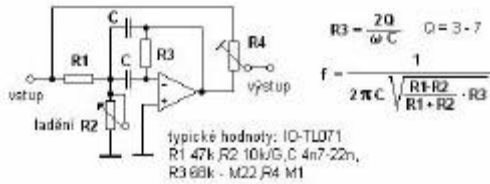
Zkušenost z poslední doby: průraz jedné z elektronek vypálil spoj mezi tyristorem TY1, kolektorem tranzistoru VT1 a katodami diod D4, D5 a D6. Spoj tvořil 2 mm široký pásek plošného spoje. Po přemostění spoje kablíkem o průměru 1,5 mm zesilovač pracoval normálně.

Děkuji pozorným čtenářům za cenná upozornění.

Josef Plzák, OK1PD, ok1pd@quick.cz

Notch filtry chudého amatéra

Jednou z příjemných funkcí DSP je automatický notch filtr. Pokud DSP v TCVRu nemáme a nákup externího nízkofrekvenčního DSP považujeme za vyhozené peníze, nezbyvá, než zhotovit notch filtr s ručním laděním.



Obr. 1 - základní zapojení NOTCH filtru
C,R2 - hlavní vliv na kmitočty,R3 - šířka výřezu (jakost),
R4 - max.potlačení nežádoucího kmitočtu

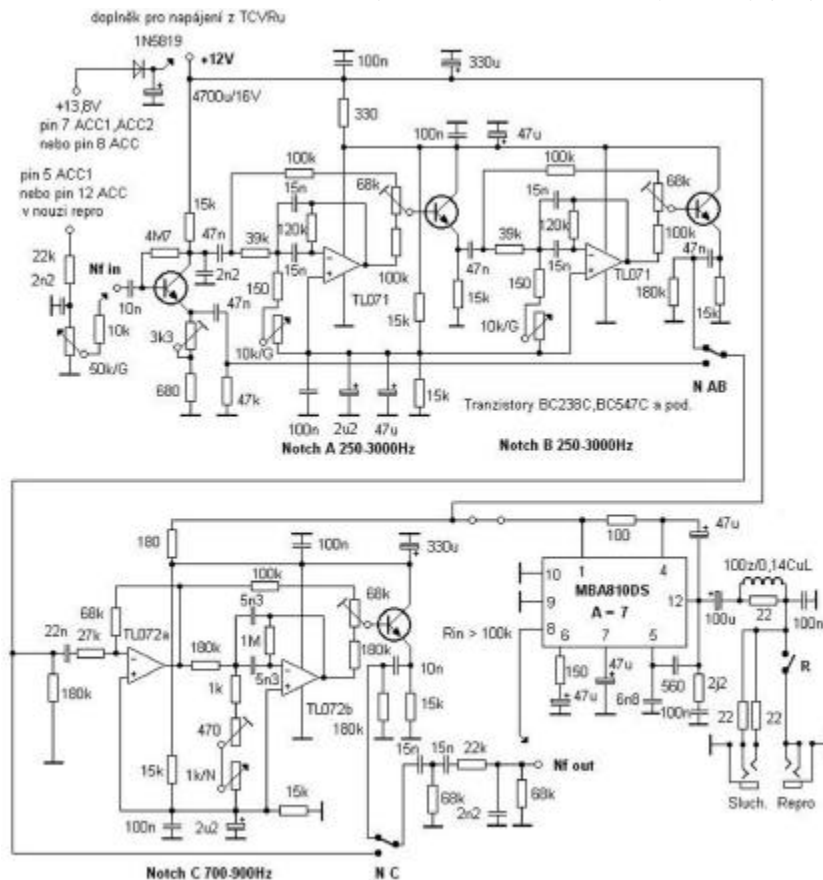
Na obr.1 je základní zapojení jednoduchého notch filtru. Kmitočty je dán z větší části kondenzátory C a potenciometrem R2. Hodnota R3 určuje převážně jakost notch filtru, to je šířka výřezu. Šířka výřezu notch filtru nekorresponduje se vztahem $B(3dB) = f/Q$, ale je mnohem užší. Malý R3, např. 68k, znamená malou jakost a tedy snadnější naladění nežádoucího záněje. Širší „díra“ na kmitočtové charakteristice je ale více znát. Velký R3, např. 330k, znamená větší jakost, výřez je široký jen několik Hz. Zapnutí filtru na kmitočtové charakteristice pak sice neslyšíme, ale naladění je příliš ostré a nepohodlné, či spíše nemožné i při sebekvalitnějších ladícím potenciometru R2. Hodnota R3 je tedy kompromisem mezi šířkou výřezu, to je pohodlností naladění, a slyšitelností vlivu na kmitočtovou charakteristiku. Pro notch filtry s větším kmitočtovým rozsahem 200 Hz až 3000 Hz použijeme logaritmický potenciometr R2. To zajistí rovnoměrné ladění kmitočtu filtru, průběh ladění je ale obrácený, tedy v poloze R2 7 hodin je kmitočty nejvyšší, v poloze 17 hodin nejnižší. Trimrem R4 nastavujeme jednou provždy maximální potlačení nežádoucího záněje. Trimr R4 nastavíme asi na střed dráhy. Do filtru pustíme sinusový signál, např. 800 až 1000 Hz, potenciometr R2 naladíme na největší dip a trimrem R4 minimalizujeme zbylou úroveň záněje. Pak znovu několikrát přesněji naladíme R2 a trimrem R4 opět přesněji dostavíme největší potlačení. Také si odkoušíme na různých kmitočtech, zda optimální nastavení R4 je stejné. Někdy se povede jeden filtr s trochu větším potlačěním u nižších kmitočtů, druhý u vyšších. Potlačení nežádoucího záněje je v celém rozsahu vyšší než 40 dB. Pro filtry použijeme nízkosumové OZ TL071,072.

Notch filtry mají útlum kolem 6 dB. Proto se na obr. 2 odeberá zesílený signál pro fil-

try A a B z kolektoru vstupního předzesilovače. Trimrem 3k3 v emitoru nastavíme stejnou hlasitost při zapnutí notch filtrů přepínačem NAB. Koloritem, zejména pásma 80 m, jsou ladiči, kteří úporně ladí na kmitočtu korespondujících SSB stanic. Pak můžeme vyklíčovat buď dva záněje, nebo oba filtry naladit na stejný kmitočty a tak záněj odstranit dokonale, aspoň do chvíle, než ladič zvedne výkon tak, že nám zahltní přijímač - pak nám notch filtr - ruční nebo nízkofrekvenční DSP - není nic platný. Situaci lépe nevyřeší ani DSP notch filtr v TCVRu na poslední mf, kde se odeberá signál pro AVC již před DSP. U extrémně silných zánějů nám pomůže klasický notch filtr na mf 455 kHz. Ten se v posledních letech do dražších TCVRů opět vrací.

V sérii s ladícími potenciometry 10k/G je rezistor 150 ohmů. Zajišťuje nejen požadovanou horní hranici kmitočtového rozsahu, ale i další zrovnoměrnění ladícího průběhu. Jako kompromis jakosti jsem volil R3 120k. Trimr R4 pro pohodlné a dlouhodobě stabilní nastavení je rozdělen na 68k a pevné rezistory 100k. Za trimrem 68k následují emitorové sledovače. Kondenzátory C by měly být kvalitní fóliové nebo styroflexové ze starších zásob. Ovšem kovářova kobyla a ševcova žena..., a tak mám osazené polštářky TESLA 15n označené Z z hmoty E2000, aniž by se to projevilo nějak negativně.

U telegrafního notch filtru C je však použití kvalitních kondenzátorů nutností. Jeho útlum je kompenzován polovinou TL072. Ladící potenciometr je 1k/N. V sérii je trimr 470 ohmů, kterým nastavíme 800 Hz nebo náš



Obr. 2 - skutečné zapojení notch filtrů

oblíbený kmitočty v polovině rozsahu ladícího potenciometru. Vyšší jakost je dána R3 1M. Trimr 68k je posazen pro správné nastavení trochu nesymetricky, mezi rezistory 100k a 180k. Telegrafní notch filtr C s rozsahem asi 700 až 900 Hz umožňuje vyklíčovout nežádoucí záněj nebo jednu z přibližně stejných silných stanic, vzdálených od sebe 15-20 Hz. To je funkce, kterou úzkými filtry realizovat nelze, nebo CW by byla nečitelná. Praktické použití je při poslechu stanic, které lovíme v šumu. Pak se čitelnost vyklíčováním nežádoucího záněje nebo stanice výrazně zlepší.

Je zřejmé, že využití speciálního CW notch filtru není časté. Docenil jsem ho až jako doplněk k IC775DSP, kde ruční notch filtr na 455 kHz, podobně jako u jiných TCVRů (např. nejnovější IC7400) pro odříznutí 15-20 Hz vzdálené stanice není použitelný, nebo vygumuje i žádanou stanici.

V mém případě jsou notch filtry jen částí přístavby k TCVRu. Pro přehled uvádím ještě nostalgické zapojení nízkofrekvenčního zesilovače MBA810DS s hodnotami pro radioamatérské použití. Za povšimnutí stojí, že zesílení je jen 7 a výstup je zabezpečen proti pronikání vf. Pro nové konstrukce je vhodný nízkofrekvenční zesilovač 1,8 W/8 Ω/12 V TDA7231A. Jeho zesílení je 38 dB, což lze využít pro předřazení pasivního RC filtru 300-2700 Hz s útlumem v propustném pásmu až 20 dB.

Mezi vstupem notch filtrů a připojením na „diodový“ AF výstup TCVRu (u ICOMů je to podle typu pin 5 ACC1 nebo pin 12 ACC) mám ještě telegrafní filtry a horní propusti (dolní propusti zajišťuje PBT). Proto jsem naznačil též připojení na AF výstup TCVRu. Připojení notch filtrů na sluchátkový nebo repro výstup TCVRu je řešení nouzové. Ss napětí 13,8 V, které nabízejí externě napájené TCVRY pro připojení podobných přídavných zařízení, bývá při vysílání nestabilní a obsahuje různý transceiverový šum. Jako nejjednodušší řešení je proto dobré při napájení z TCVRu doplnit oddělovací Schottkyho diodu 1N5819 a filtrační kondenzátor 4700 μF/16 V. Notch filtry na obr. 2 mají na panelu tři knoflíky ladících potenciometrů průměru 16 mm a dva přepínače pro zapnutí notch filtrů AB a C.

Nevýhodou ručních notch filtrů je nutnost ladění na nežádoucí záněj. Jde-li o telegrafní signál, je naladění obtížnější. Automatickému DSP notch filtru zase chvíli trvá, než rozpozná, že má CW signál vyklíčovout a tak nám někdy do uší mohou bušit začátky CW značek. Proto nemusí být na škodu náš méně kvalitní automatický DSP notch filtr doplnit ještě ručním. Vyklíčováním nežádoucího signálu je pak posledně přijatelnější.

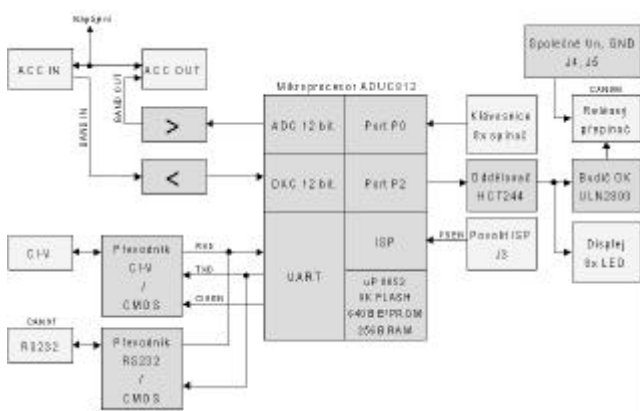
Ing. Jaroslav Erben, OK1AYY,
ok1ayy@volny.cz

Automatický anténní přepínač - 2

Popis bloku Kontrolér

Tento blok má na starosti řízení a vzájemnou komunikaci mezi dalšími stavebními bloky nebo zařízeními, počítačem a obsluhou. Řídící signály mohou být BAND signál, sběrnice CI-V, sériová linka RS-232 nebo povel z tlačítek. Výstup z kontroléru může být na paralelní sběrnici pro reléový přepínač, na BAND signál nebo CI-V sběrnici. Kontrolér je osmikanálový, tomu odpovídá počet tlačítek, signalizačních LED a počet výstupních vodičů s otevřeným kolektorem pro reléový přepínač. Napájení kontroléru je prostřednictvím ACC konektoru, kde je použit vývod napájecího napětí +13,8 V. Pro možnost řetězení a připojení dalších zařízení obsahuje kontrolér dva ACC konektory, které jsou označeny ACC IN a ACC OUT. Liší se ve směru signálu BAND. Na konektoru ACC IN je směr BAND signálu vstupní, na ACC OUT je výstupní. Proto je nutné transceiver připojovat na konektor ACC IN. Do konektoru ACC OUT je možné připojit podřízený kontrolér nebo jakékoliv další zařízení, které bylo možné připojit přímo do trasceiveru, jako například klíčovací obvody nebo řízení transverteru.

Blokové zapojení Kontroléru



Napájení kontroléru je prostřednictvím ACC konektoru (IN nebo OUT), který je připojen do trasceiveru. Napětí 13,8 V je použito pro napájení operačních zesilovačů, použitý typ TLC274 je levný typ firmy Texas Instrument, který je označován jako „single supply“. Tyto OZ mají pro nás výhodnou vlastnost, že jejich vstupní i výstupní úroveň se mohou přiblížit k hodnotě 0 V. Nejedná se o dnes běžný OZ typu RRIO - „rail to rail input and output“, který by pro naši aplikaci byl velmi vhodný. Problematickou vlastností RRIO OZ je jejich malé napájecí napětí, které je typicky 5 V, ale i 3,3 V nebo 1,8 V. V kontroléru je třeba zpracovat signál BAND, který má rozsah 0 až 8 V. Tento rozsah je upraven vstupním i výstupním zesilovačem na rozsah 0 až 5 V, který je možné zpracovat ve dvanáctibitových převodnicích mikroprocesoru ADUC812.

Obvod TLC274 je čtyřnásobný OZ, dva OZ jsou použity v převodníku CI-V na CMOS úroveň vhodné pro UART. CI-V sběrnice je obousměrná dvou vodičová sběrnice. To znamená, že přijímač na této sběrnici také „slyší“ všechny znaky, které vysílá vysílač. To by způsobovalo problémy při ISP, které bude popsáno dále. Proto je v převodníku signál povolující činnost vysílače. Při aktivním ISP je vysílač CI-V odpojen.

Převodník pro RS232 je běžný typ od firmy Sipex SP208, který je standardem a vyrábí se u řady dalších firem, například Analog Devices nebo Maxim. Z obvodu je použita pouze jedna dvojice vodičů - přijímač, ostatní jsou nepoužity, jejich stav je definován vnitřními rezistory. Obvod má nízkou spotřebu a velkou odolnost, pro kterou byl také zvolen.

Klávesnice je připojena na port P0 mikroprocesoru. Tento port nemá, shodně s dalšími porty vstupní pullup rezistory, proto jsou v zapojení použity externí součástky spolu s EMC filtrem pro dosažení vysoké odolnosti vůči rušení.

Výstupní signály pro reléový přepínač jsou vyvedeny na port P2 mikroprocesoru. Tento port je typ s otevřenými kolektory, proto je doplněn o externí pullup rezistory a oddělovač HCT244 pro dosažení větší zatížitelnosti. Výstupní vodič relé je běžný typ ULN2803, 8x otevřený kolektor 0,5 A/40 V s ochrannými prvky proti přepětí od indukční zátěže (relé). Signály pro relé jsou vyvedeny na společný konektor Cannon, kde je k dispozici jeden společný signál. Pomocí jumperů J4 a J5 lze zvolit, zda je vyvedena společná zem nebo +13,8 V. Společně s výstupním vodičem je k HCT244 připojen také displej složený z osmi nízkospotřebných LED.

Na desce kontroléru je také umístěn jumper J3, který slouží k aktivaci speciálního režimu mikroprocesoru ADUC812, ve kterém lze obvod naprogramovat - tj. ISP (in system programming).

Mikrokonvertor ADuC812BS

Srdcem kontroléru je tento mikroprocesor, označení z nadpisu je podle názoru výrobce Analog Devices [1] podle hlavní cílové skupiny použití - inteligentní senzory. Procesor je v tomto ohledu velmi dobře vybaven. Obsahuje:

- osmikanálový dvanáctibitový ADC s postupnou aproximací 200 ks/s s DMA
- dvoukanálový dvanáctibitový DAC
- vestavěný přesný zdroj referenčního napětí
- vestavěný teplotní senzor
- paměť FLASH 8 KB (oblast CODE)
- paměť E2PROM 640 B (registrovaná oblast - vhodná pro konstanty a uložení nastavení)
- paměť SRAM 256 B (oblast IRAM)
- širokou externí adresovatelnost - 16 MB XDATA, 64 KB CODE
- 16 MHz taktovací kmitočet (1,3 Mips), jádro 8052
- 3 šestnáctibitové čítače/časovače
- UART, SPI, I2C
- watchdog, PSM
- napájení 5 nebo 3 V

Při činnosti na běžné frekvenci 11,0592 MHz odebrá procesor při plné funkčnosti 25 mA, spotřebu lze dále snížit použitím speciálních šetřících režimů nebo vypnutím periférií. Velká vnitřní FLASH paměť pro kód procesoru je velmi vhodná pro použití vyššího programovacího jazyka. Značně to urychlí vývoj aplikace a zřehlední zdrojovou dokumentaci. Vlastní vývoj aplikace a další osud aplikace je také usnadněn díky možnosti vícenásobného programování, a to přímo v aplikaci (ISP). Procesor lze přepnout do ISP režimu připojením rezistoru 1 kΩ na signál /PSEN proti zemi. Po provedení RESETu procesor detekuje ISP režim a přejde do speciálního debug módu, kdy lze pomocí sady příkazů přes sériové rozhraní ovládat procesor a programovat všechny paměťové oblasti. Na webu výrobce je k dispozici podrobný popis spolu se software. Další informace lze získat na zastoupení firmy, viz [4].

Schéma zapojení Kontroléru

Napájení kontroléru je z konektoru ACC J6 nebo J7, kde je k dispozici signál +13,8 V. Napájení je vedeno přes diodu D2, která chrání kontrolér před náhodným přepólováním, které by zničilo operační zesilovač a stabilizátor. Vstupní napětí je přímo použito pro napájení operačního zesilovače U5, TLC274 a dále stabilizováno obvodem U4, 78L05 na hodnotu 5 V pro napájení mikroprocesoru.

Na konektorech ACC J6 a J7 je signál BAND, který je dále zpracován v zesilovačích s obvody U5A a U5B. Vstupní obvod s U5A sníží vstupní úroveň do rozsahu A/D převodníku (ADC), $A_u = 0,5$. Zesilovač obsahuje účinný filtr potlačující vstupní rušivé signály. Na výstupu zesilovače je jednoduchý obvod pro limitaci výstupního signálu R29/D4/C23, který nesmí překročit povolené hodnoty pro ADC. Tento obvod dále slouží pro filtraci a zabezpečení konstantní hodnoty napětí v průběhu přechodu signálu z analogové na digitální podobu aproximačním převodníkem v U1. Výstupní zesilovač s U5B zesiluje signál z D/A převodníku (DAC), má $A_u = 2$ pro dosažení plného rozsahu BAND signálu. Výstupní filtr R30/C24 slouží k zlepšení čistoty signálu a k větší spolehlivosti výstupního obvodu.

Operační zesilovače U5C a U5D spolu s T1 tvoří CI-V převodník. DS1 je přepětíová ochrana SMBJ15CA v pouzdru SMB. Tyto ochrany jsou dnes standardem proti vzniku přepětí ve sdělovací technice. Pojmou špičkově na krátkou dobu až 500 W ztráty, použitý typ má spínací hranici nad 16 V. Při dobře navržené desce plošných spojů a použití těchto přepětíových ochran máte velkou naději, že zařízení „přežije“ nepřímý zásah bleskem, popřípadě škody nebudou příliš velké.

Rezistor R38 neodpovídá přesně specifikaci CI-V, ale dle praktických zkušeností je nutný pro správnou funkci některých starších zařízení. Pokud bude kontrolér používán s moderními zařízeními (např. IC-756), nemá R38 vliv na správnou funkci převodníku. Pro převod signálu sběrnice CI-V na signál RXD je vstupní úroveň filtrována pomocí R33/C27 a dále zkomparována na úrovni 2,5 V. Klidový stav sběrnice CI-V je +5 V, ten je také na výstupu U5C, ovšem hodnota odpovídá napájení operačního zesilovače. Tento problém je vyřešen převodníkem úroveň s D3 a R27, který dále slouží k sloučení signálů ze sběrnice CI-V a RS232 pomocí další diody D1.

Ve výstupním obvodu převodníku CI-V je použito zapojení odporové matice R41, R42 a R43, připojené na referenční napětí 2,5 V. Signál pro druhý vstup operačního zesilovače U5D je vytvořen na odporovém děliči R39/R40. U5D tvoří invertor signálu