

# Doutníková anténa

Ing. M. Procházka, CSc.

Doutníková anténa (cigare - antenne) se v poslední době objevila na řadě objektů jako součást TV převaděče v pásmu 2 GHz (MMDS). Jde o poměrně starý typ antény s povrchovou vlnou, vyvinutý ve Francii v letech 1950 až 1954 [1, 2]. Původně byla anténa určena pro vojenské spojovací služby v pásmu 3 GHz. Později byla zkoušena i pro dálkový příjem TV.

Antény s povrchovou vlnou tvoří samostatný oddíl v teorii antén a v moderních zahraničních souhrnných pracích o anténách jsou také tak prezentovány, např. [3]. V české odborné literatuře najde čtenář informace ve vysokoškolských učebnicích [4, 5], případně v práci [6].

V následujícím bude uvedena základní informace o anténách s povrchovou vlnou a potom bude popsána činnost jedné takové antény - doutníkové antény.

Nejprve, co je to povrchová vlna? Tato vlna je elektromagnetická vlna, která se šíří podél povrchu rozhraní dvou prostředí - obvykle dielektrika a vzduchu nebo dielektrika, vodiče a vzduchu. Každé elektromagnetické vlnění lze charakterizovat tzv. vlnovým číslem  $k$ , což je obecně komplexní číslo. V obecném případě podle obr. 1a platí jednoduchý vztah:

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = k^2.$$

Další případy různých prostředí, na kterých se může šířit povrchová vlna, jsou na obr. 1b, c, d, e.

Vlnové číslo např. ve směru osy  $x$  bude dáno výrazem  $k_x = \beta_x - j\alpha_x$ , kde  $\beta_x$  je tzv. fázová konstanta (radiány na

jednotku délky) a  $\alpha_x$  je útlum v neperech na jednotku délky.

Vlnové číslo  $k$  je určeno prostředím, ve kterém se vlnění šíří, tj.

$$k = \omega \sqrt{\epsilon_r \mu_r},$$

kde  $\omega$  je úhlový kmitočet  $2\pi f$ ,  $\epsilon_r$  je permitivita,  $\mu_r$  je permeabilita prostředí. Ve vzduchu je  $k$  čistě reálné a platí, že  $k = 2\pi/\lambda_0$ , nebo  $k = \omega/c$ , kde  $c$  je rychlost šíření světla a  $\lambda_0$  je vlnová délka ve vzduchu.

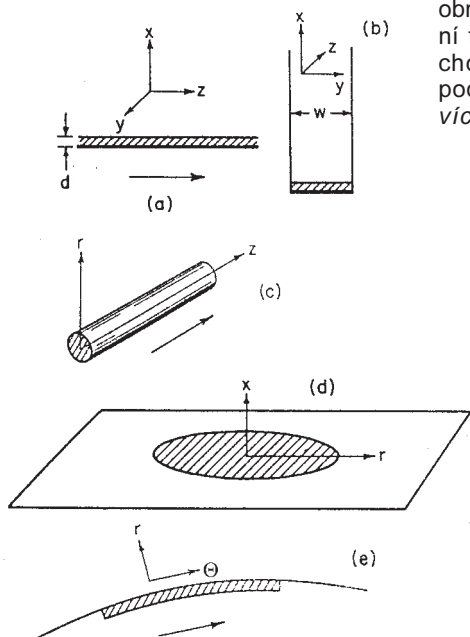
Podobně fázová konstanta  $\beta_z$  se vztahuje k vlnové délce  $\lambda_z$  povrchové vlny šířící se ve směru osy  $z$  vztahem  $\beta_z = 2\pi/\lambda_z$ , nebo k povrchové rychlosti šíření  $v_z$  vztahem  $\beta_z = \omega/v_z$ , takže platí:

$$\beta_z/k = \lambda_0/\lambda_z = c/v_z.$$

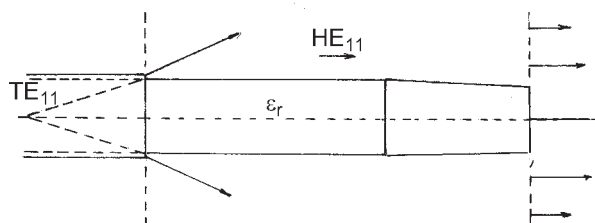
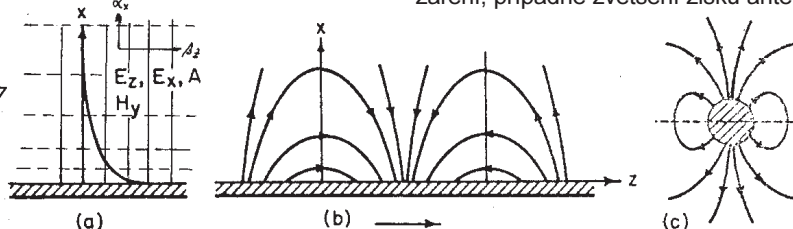
Pokud tento poměr je větší než 1, jde o tzv. „pomalou“ vlnu (pomalejší, než je rychlost světla), pokud je poměr menší než 1, jde o tzv. „rychlou“ vlnu. Délka povrchové vlny  $\lambda_z$  (pomalé vlny) je kratší než vlnová délka ve vzduchu  $\lambda_0$  a naopak, délka rychlé vlny je delší (jak je tomu v kovových dutých vlnovodech).

Základní vlastností povrchové vlny je, že její amplituda se zmenšuje ve směru kolmém k povrchu prostředí, tj. že  $\beta_x = 0$  a  $k_x = -j\alpha_x$  ( $\alpha_x$  je kladné). Na obr. 2a jsou vyznačeny čáry konstantní fáze a konstantní amplitudy povrchové vlny šířící se nad povrchem podle obr. 1a. Připomeňme, že čím více se fázová rychlost povrchové

Obr. 2. Struktura povrchové vlny (a - složky vlny TM na rovinném povrchu, b - elektrické siločáry v intervalu jedné vlnové délky, c - elektrické siločáry vlny HE<sub>11</sub> na dielektrickém roubíku)



Obr. 1. Geometrie šíření povrchové vlny podél dielektrických povrchů (a - nekonečná rovinná deska na kovové desce, b - pravoúhlé korýtko, c - válcový roubík, d - radiální deska na kovové desce, e - válcová nebo kulová čepička)



Obr. 3. Dielektrický roubík buzený kruhovým vlnovodem

vlny přibližuje rychlosti světla, tím menší je útlumová konstanta  $\alpha_x$  a tím více se rozšiřuje pole povrchové vlny kolmo k povrchu prostředí. Na tuto skutečnost je třeba pamatovat při návrhu anténních soustav s povrchovou vlnou, pokud jednotlivé prvky chceme řadit vedle sebe (vzájemná vazba).

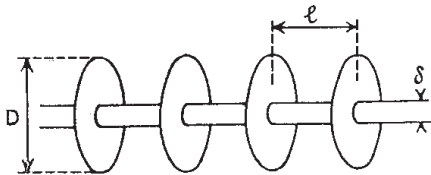
Všechny složky elektromagnetického pole povrchové vlny mají stejné matematické vyjádření. Např. pro složku  $E_z$  platí

$$E_z(x,z,t) = E_z \exp(-\alpha_x x) \exp(-\beta_z z) \exp(j\omega t).$$

Struktura pole dvou případů povrchové vlny je na obr. 2a, b, c. Příklad podle obr. 2a platí pro vlnu typu TM (příčné magnetická,  $H_z = 0$ ). Složky  $E_z$  a  $H_x$  jsou ve fázi a složky  $E_x$  a  $H_z$  jsou fázově posunuty o  $90^\circ$ . Prvé dvě složky přenášejí celý výkon povrchové vlny, zatímco druhé složky představují pulsující pole. Příklad z obr. 2c představuje rozložení pole hybridní vlny HE<sub>11</sub> vytvořené kolem axiálního válcového povrchu - např. dielektrického roubíku nebo doutníkové antény.

Z předešlého je zřejmé, že povrchová vlna šířící se podél homogenního rozhraní přenáší energii bez vyzařování, pokud - jak uvidíme dále - se v její cestě neobjeví nějaká změna prostředí - diskontinuita prostředí.

Nejjednodušší anténou s povrchovou vlnou je dielektrický roubík - dielektrická anténa (obr. 3). Hlubší studie mechanismu vyzařování této antény ukázaly, že v případě, kdy dielektrický roubík nemění svůj průměr ani vlastnosti dielektrika, nastává vyzařování pouze na přechodu mezi napájecím vlnovodem a na konci antény. Vyzařování z konce antény pokládáme za základní, neboť postupující povrchová vlna s rovinnými fázoplochami vytváří na konci antény tzv. „efektivní“ ústí s rozložením pole, které vytváří jednosměrný vyzařovací diagram s maximem v ose antény. Vyzařování v místě napájení je více či méně nežádoucí a různě tvarované úpravy tohoto přechodu se snaží toto vyzařování omezit, případně nastavit jeho vhodnou fázi pro výsledný součet obou vyzařování. Výsledkem má být zmenšení úrovně postranních laloků diagramu záření, případně zvětšení zisku antény.



Obr. 4. Schéma dielektrické antény s kovovými disky

O dielektrických anténách existuje velmi rozsáhlá odborná literatura, která se zabývá optimalizací parametrů těchto antén [8].

Homogenní dielektrický roubík slouží tedy jako vedení povrchové vlny od napáječe ke konci antény. Část energie se na konci odrazí zpět a způsobí impedanční nepřizpůsobení antény.

Přítomnost směrovosti (neboli zisk) antény nezávisí teoreticky na délce antény. Při šíření povrchové vlny podél dielektrika vznikají určité ztráty v materiálu, takže délka roubíku nemůže být nekonečná. Navíc existuje určitý vztah mezi šířením povrchové vlny a vlny ve volném prostoru, jejíž původ je v místě napájení antény. Tento rozdíl by neměl být na konci antény větší než 180° (Hansen-Woodyardova podmínka).

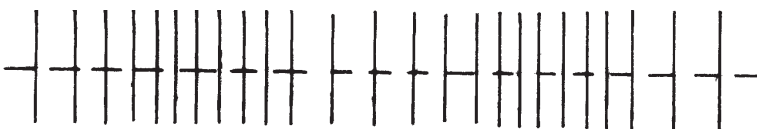
Pokud bychom zavedli na toto vedení určité diskontinuity, dá se předpokládat, že budou vyzařovat elektromagnetickou energii a na konec vedení se dostane pouze zlomek celkové energie z napáječe. Celou anténu můžeme považovat za lineární soustavu izolovaných zářičů napájených postupnou vlnou (end-fire). Potom ovšem bude celkový zisk antény závislý na její délce, takže můžeme zisk antény její délkou do určité míry ovlivňovat. Na tomto principu byla realizována řada antén tohoto typu (např. i šroubovicová anténa viz PE 2/98) a také doutníková anténa.

Činnost doutníkové antény je založena na změně vlnové délky  $\lambda_z$  podél vedení. Její změna je ovlivněna změnou permitivity (dielektrické konstanty) vedení - platí že  $\lambda_z = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}$ . Pokud bude změna permitivity periodická, vytvoří se soustava fiktivních zdrojů záření podél osy vedení.

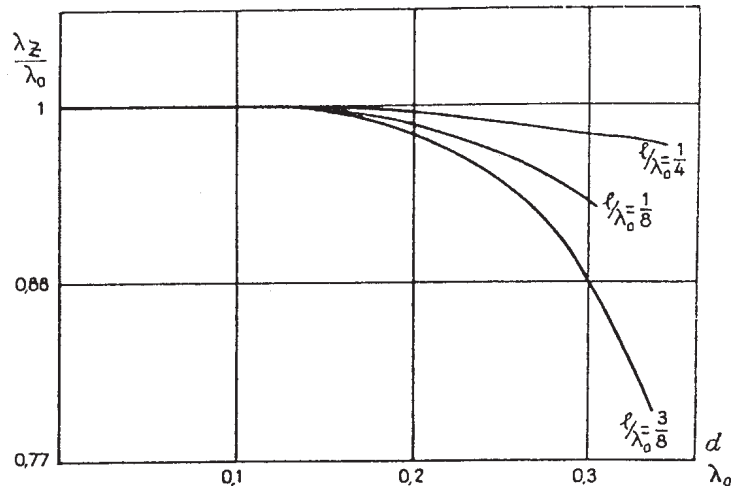
Měnit permitivitu v daném prostředí lze různě. Skokové změny bychom dosáhli např. řazením malých disků



Obr. 5. Schéma dielektrické antény se dvěma doutníkovými sekcemi



Obr. 6. Schéma dielektrické antény s proměnnou vzájemnou vzdáleností disků



Obr. 7. Vzájemný vztah mezi parametry

s různou permitivitou za sebou. Výhodnější je však využít možnosti realizovat tzv. umělé dielektrikum.

Umělé dielektrikum je prostředí sestavené např. z kovových prvků, mezi nimiž se šíří rovinná vlna s fázovou rychlostí rozdílnou od rychlosti ve vzduchu. Použití takových prostředí je dobře známo např. při konstrukci elektromagnetických čoček - čočkových antén v pásmu cm vln [7]. Při realizaci čoček s umělým dielektrikem platí pro umělou permitivitu vztah:

$$\epsilon = \epsilon_0 + N\alpha \frac{f_0^2}{f_0^2 - f^2},$$

kde  $\epsilon_0$  je permitivita volného prostoru,  $N$  je počet prvků na jednotku objemu,  $\alpha$  je koeficient tvaru daného vodivého prvku,  $f_0$  je rezonanční kmitočet prvku a  $f$  je pracovní kmitočet čočky. Vidíme, že umělá permitivita závisí do určité míry na použitém kmitočtu a rezonančním kmitočtu prvku daného prostředí. Připomeňme, že umělé dielektrikum poskytuje řadu výhod oproti běžným pevným dielektrickým materiálům, tj. tuhost, malé ztráty, malou hmotnost a cenu. Tyto výhody se uplatní zejména při nižších kmitočtech, při kterých by dielektrické antény byly rozměrné a tedy těžké.

Realizujeme tedy vedení tvořené umělým dielektrikem sestaveným z kovových disků rovnoměrně rozložených podél nosné kovové tyče (obr. 4). Délka povrchové vlny postupující podél takovéto struktury je v prvním přiblíže-

ní funkcí vzájemné vzdálenosti disků  $l$  a „plnění“  $d = (D - \delta)$ . Jestliže je poměr  $l/\lambda_0$  malý, je vlnová délka  $\lambda_z$  podstatně menší než  $\lambda_0$  a vedení je jako směrová anténa nepoužitelné, protože maximum záření není v ose struktury. Pro antény s postupnou vlnou je výhodné, aby pracovní vlnová délka  $\lambda_z$  se blížila vlnové délce ve vzduchu  $\lambda_0$ , avšak při tom byla vždy menší.

Pro správnou činnost antény platí:  $l > 0,1 \lambda_0$ .

Je-li poměr  $d/\lambda_0$  malý, délka  $\lambda_z$  se velmi málo odlišuje od délky  $\lambda_0$ , avšak je vždy menší. Jestliže je jako poměr  $d/\lambda_0$  zvětšuje, poměr  $\lambda_z/\lambda_0$  se zmenšuje.

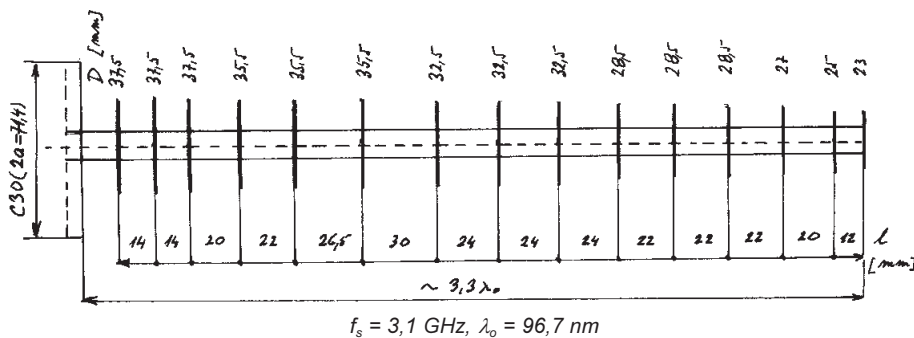
Předešlé vztahy znázorňuje obr. 7. Jak uvidíme dále, budící systém antény tvoří kruhový vlnovod s videm  $TE_{11}$ , pro který platí, že vnitřní průměr vlnovodu by měl být kolem  $0,7\lambda p$  ( $p$  - pracovní vlnová délka). Průměr disků  $D$  pak musí být menší než průměr ústí vlnovodu  $2a$  a tedy  $D < 0,7\lambda p$ , obvykle  $D = 0,35\lambda p$ . Průměr nosné tyče volíme potom tak, abychom dodrželi poměr  $\lambda_z/\lambda p$  blízko 1.

Při volbě rozteče disků nesmíme překročit poměr  $l/\lambda_0 = 0,5$ , protože potom vedení již nepřenáší energii.

Podle obr. 7 je zřejmé, že při konstrukci antény existuje dostatečná vůle ve volbě parametrů. Je větší experimentální práce, abychom nastavili takové rozměry, které splní buď požadavek na maximální zisk, nebo naopak požadavek na malé postranní laloky diagramu.

V předešlém jsme uvedli, že homogenní vedení s povrchovou vlnou vyzařuje na diskontinuitách, tj. na konci a na přechodu mezi budícím zařízením a vlastním vedením. V dalším si ukážeme, jak realizovat diskontinuity podél vedení a vytvořit tak lineární řadu zdrojů s podélným vyzařováním. Tohoto efektu dosáhneme, budeme-li např. měnit podél vedení délku vlny  $\lambda_z$ . Toho můžeme dosáhnout dvěma způsoby:

- Změna  $\lambda_z$  při pevné rozteči  $l$  změnou parametru  $d$ . Tehdy obdržíme anténu tvořenou rovnoměrně rozloženými disky, avšak s rozdílnými průměry  $D$  (obr. 5).
- Dodržet pevný parametr  $d$  a měnit vzájemnou rozteč disků  $l$ . Tehdy je an-



Obr. 8. Schéma praktického provedení dielektrické doutníkové antény pro pásmo 3 GHz (vlnovod C 35 viz tab. 3.)

téna tvořena disky se stejným průměrem, avšak s rozdílnou roztečí  $l$  (obr. 6). Pozn.: V prvním případě obrys disků je podobný doutníku, odtud také název doutníková anténa. Oběma strukturám se také říká struktury s modulací tvaru, případně dielektrického prostředí.

Druhé řešení podle obr. 6 má někdy přednost před řešením prvním, protože jeho provedení je snadnější. Přitom je však úroveň postranních laloků diagramu záření poněkud větší. Aby se tento jev omezil, je třeba aby se průměr disků postupně zmenšoval směrem ke konci antény - říkáme, že je třeba vytvořit „taper“ rozměrů.

Uvedme příklad antény [1] sestavený z 15 disků, která pracuje v pásmu 10 cm (obr. 8). Napájení antény, jak bylo uvedeno, je vhodné pomocí kruhového vlnovodu (vid  $TE_{11}$ ). Polarizace pole je lineární podle orientace elektrických siločar ve vlnovodu. Pokud požadujeme kruhovou polarizaci, je třeba použít k vybuzení kruhového

vlnovodu např. dvě sondy s fázovým posuvem  $90^\circ$ . Je možné též použít vlnovod pravouhlý, což je však méně obvyklé. Celková délka antény může být od několika vlnových délek  $\lambda_0$  až k desítkám. Tím je možné řídit celkový zisk antény.

Jak bylo již uvedeno, optimální nastavení rozměrů je empirické, zejména pokud jde o rozložení disků. Maximum zisku je dáno přibližně:

$$G = 10(1 + \log L/\lambda_0) \quad [\text{dB}],$$

kde  $L$  je celková délka antény. V tomto případě je širší 3 dB diagramu dána přibližně:

$$\Theta_{3\text{dB}} = 57,3 \sqrt{\lambda_0/L} \quad [^\circ].$$

Pokud zmenšujeme experimentálně úroveň postranních laloků diagramu, musíme počítat s malým zmenšením zisku. Impedanční přizpůsobení závisí na způsobu napájení kruhového vlnovodu. Dá se částečně ovlivnit polohou dvou prvních disků. Přenáše-

né pracovní kmitočtové pásmo můžeme očekávat v okolí  $\pm 8\%$  s přizpůsobením na ČSV  $\leq 1,5$ .

V tabulce 1 jsou uvedeny výsledky měření čtyř antén s různou délkou  $L$  (seřazené na maximální zisk). Anténa podle obr. 8 byla nastavena na minimální postranní laloky a dosažení maximálního pracovního pásma. Výsledky měření jsou v tab. 2.

## Závěr

Doutníková anténa tvoří pouze jednu anténu z celé řady antén s povrchovou vlnou a nelze o ní říci, že má podstatně lepší elektrické parametry než ostatní antény. Její zásadní výhodou je snadná konstrukce a značná vůle při experimentální práci s nastavením parametrů.

Uvedený příklad řešení antény pro pásmo v okolí 3 GHz je výsledkem experimentálního nastavení rozměrů a poněkud stírá základní tvar doutníku jednoho prvku antény. Ten, kdo by se chtěl pustit do návrhu této antény, by měl pamatovat na dobré vybavení laboratoře, nejlépe by měl mít k dispozici útlumovou komoru.

Na konec je třeba připomenout, že činnost antény s povrchovou vlnou je závislá na počasí - rozuměj sníh a námraza, které ohrozí správnou činnost antén tohoto typu. Po této stránce dlouhé antény typu Yagi-Uda, které je možné též považovat za antény s povrchovou vlnou, jsou rozhodně odolnější vůči uvedenému vlivu extrémního počasí.

Ostatně antény, které lze spatřit u nás, mají většinou stejnou rozteč disků a tedy patří spíše mezi klasické antény s povrchovou vlnou s umělým dielektrikem, vyzařující prostřednictvím efektivního ústí na konci antény, než mezi antény s diskretními zářiči, tj. anténní řady s podélným vyzařováním.

## Literatura

- [1] Simon, G.; Weill, G.: Un nouveau type d'aérien à rayonnement longitudinal. Annales de Radioélectricité, sv. 8. Červenec 1953.
- [2] Simon, G.; Biggi, V.: Un nouveau type d'aérien ces application à la télévision à grande distances. Onde électrique, sv. 34. Listopad 1954.
- [3] Zucker, F. J.: Surface-Wave antenna in Antenna Theory, část 2. McGraw-Hill Co. New York 1968.
- [4] Čaha, V.; Procházka, M.: Antény. SNTL 1956.
- [5] Prokop, J.; Vokurka, J.: Šíření elektromagnetických vln a antény. SNTL 1980.
- [6] Procházka, M.: Die Dielektrische Horantenne, Hochfr. und Elastik 3, 1959.
- [7] Reynolds, D. K.; Lucke, W. S.: Corrugated and-fire antennas. PROC. NAT. ELEC. CONF. sv. 6. Září 1950.
- [8] Johnson, R. C.; Jasik, H.: Antenna Handbook, Mc Graw-Hill Co. 1984.

Tab. 1.

$L/\lambda_0$	4	16	20	80
zisk [dB]	16	17,5	22	28
$\Theta_{3\text{dB}}$ [°]	27	23	10	7
Úroveň 1. postr. laloku [dB]	12	12	15	17
Útlum zadního záření [dB]	30	30	30	30

Tab. 2.

Kmitočet [MHz]	$l/\lambda_0$	$\Theta_{3\text{dB}}$		ČSV	zisk [dB]
		E-rovina	H-rovina		
2850	3.15	27	33	1,28	15,1
3050	3.35	30	33	1,36	15,0
3250	3.55	30	30	1,36	15,4
3350	3.69	31	28	3,2	14,1

Tab. 3. Rozměry kruhových vlnovodů pro některé kmitočty kolem 3 GHz

Typ	$2a$ [mm]	$f_p$ [GHz]	$f_{\text{kit}} TE_{11}$ [GHz]	$f_{\text{kit}} TM_{01}$ [GHz]
C22	97,87	2,06	1,79	2,34
C25	83,62	2,42	2,10	2,74
C30	71,42	2,83	2,46	3,21
C35	61,04	3,32	2,88	3,76
C40	51,99	3,89	3,38	4,41