

## 4.5 Fličková anténa

### Základní teorie

S mikropáskovou anténou (fličkovou anténou) jsme měli možnost seznámit se již v článku o mikropáskovém dipólu (čl. 4.4). Nicméně, brzy jsme od této antény utekli a věnovali se dále využití jednorozměrné momentové metody na analýzu dipólu. Jelikož dvojrozměrná mikropásková anténa hraje v dnešních systémech bezdrátové komunikace velmi důležitou úlohu, v tomto článku se k ní vracíme.

V úvodní části popisujeme uspořádání mikropáskových antén a jejich vlastnosti. Poté se zabýváme analýzou těchto antén dvěma různými technikami. Závěrem srovnáváme přesnost a výpočetní náročnost uvedených postupů. V dodatku uvádíme přehled a základní vlastnosti komerčních programů pro analýzu mikropáskových antén.

#### I. Úvod

První zmínky o mikropáskových anténách se v literatuře začaly objevovat počátkem 50. let minulého století. Tehdy totiž začala vznikat potřeba vyrobit plošné antény, které by dobře kopírovaly povrch letadel a jiné vojenské techniky. Až později došlo k rozšíření aplikací do oblasti civilní, a to zejména do oblasti komunikací.

V současné době existuje celá řada různých typů mikropáskových antén. Tyto antény se od sebe odlišují tvarem anténního prvku (obdélníkový, kruhový), polarizací, s níž jsou schopny pracovat, způsobem napájení (v čl. 4.4 jsme poznali napájení mikropáskové a koaxiální), atd. My budeme v rámci tohoto článku pracovat s obdélníkovými mikropáskovými anténami, které jsou napájeny mikropáskovým vedením. Antény si rozdělíme do dvou skupin podle toho, zda je napájecí mikropásek umístěn na téže straně substrátu jako anténní prvky (klasická mikropásková anténa, obr. 4.5A.1a) či nikoli. Na druhý (novější) přístup k napájení se podíváme podrobněji.

Mikropáskové anténní zářiče jsou buzeny prostřednictvím štěrbin v zemní ploše. Vlastní napájecí vedení se pak nachází na substrátu, který je umístěn pod substrátem s anténou. Spodní substrát má s horním substrátem společnou zemní plochu se štěrbinou, na lícni (tedy dolní straně spodního substrátu je pak vytvořeno samotné napájecí vedení (obr. 4.5A.1). Tuto skupinu antén budeme pro jednoduchost nazývat mikropáskovými anténami se štěrbinovým buzením.

Obě skupiny antén mají řadu společných vlastností a řadu odlišností (viz tab. 4.4A.1).

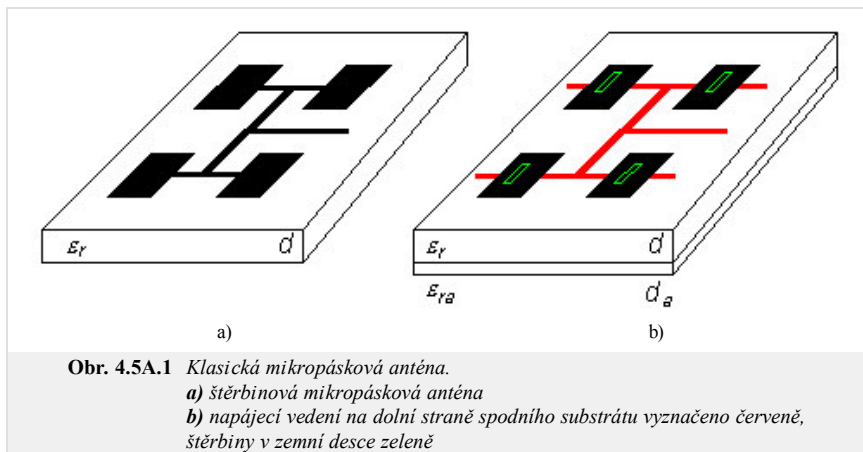
Společnou vlastností je velmi malá impedanční šifka pásma. Ta se u klasických mikropáskových antén pohybuje jen okolo 2 až 3% a u mikropáskových antén se štěrbinovým buzením okolo 4 až 6%. Důvodem malé šířky pásma je vysoký činitel jakosti běžně používaných zářičů. Ty se totiž chovají jako rezonátory s činitelem jakosti v řádu několika desítek.

Dalším sledovaným parametrem je účinnost antény. Účinnost vyzářování (počítá se pro případ bezdrátové antény) je dána poměrem výkonu vyzářeného anténou (získá se integrací Poyntingova vektoru v blízké či vzdálené oblasti přes celý poloprostor) a činného výkonu na napájecí svorce zářiče (antény).

Energie, která není anténou vyzářena, je odvedena formou povrchových vln po nekonečně rozlehlém dielektrickém substrátu (i když ve skutečnosti je substrát pochopitelně omezen).

Prakticky je však zajímavá účinnost celková. Na ní se podílí kromě ztrát povrchovými vlnami také ztráty v dielektriku a ztráty, dané stojatými vlnami v substrátu (u substrátu s konečnými rozměry dochází k interferenci povrchových vln, které na okraj substrátu dopadají, s vlnami, které se od okrajů substrátu odrážejí). Celková účinnost mikropáskových antén je asi o 1 až 2 decibely horší nežli účinnost antén reflektorových.

Mikropáskové antény dále vynikají velmi dobrou úrovní křížové polarizace. U mikropáskových antén pracujících pouze s lineární polarizací není většinou tato vlastnost příliš zajímavá. Nabude však na důležitosti, pokud se snažíme navrhnout duální anténu s vysokou polarizační izolací.



Obr. 4.5A.1 Klasická mikropásková anténa.  
a) štěrbinová mikropásková anténa  
b) napájecí vedení na dolní straně spodního substrátu vyznačeno červeně, štěrbiny v zemní desce zeleně

Tab. 4.5A.1 Přehled parametrů mikropáskových antén			
	klasická anténa	štěrbinové buzení	poznámka
impedanč. šifka pásma	2 až 3 %	4 až 6 %	v % rezonančního kmitočtu
účinnost vyzářování	80 %	80 %	pouze ztráty povrch. vlnami
celková účinnost	40 až 60 %		s uvažováním ztrát v dielektriku
křížová polarizace	35 až 40 dB		
vazba mezi zářiči	nezanedbatel.	malá	
vyař. napáj. vedením	střední (*)	malé	(*) lze omezit topologií napájení

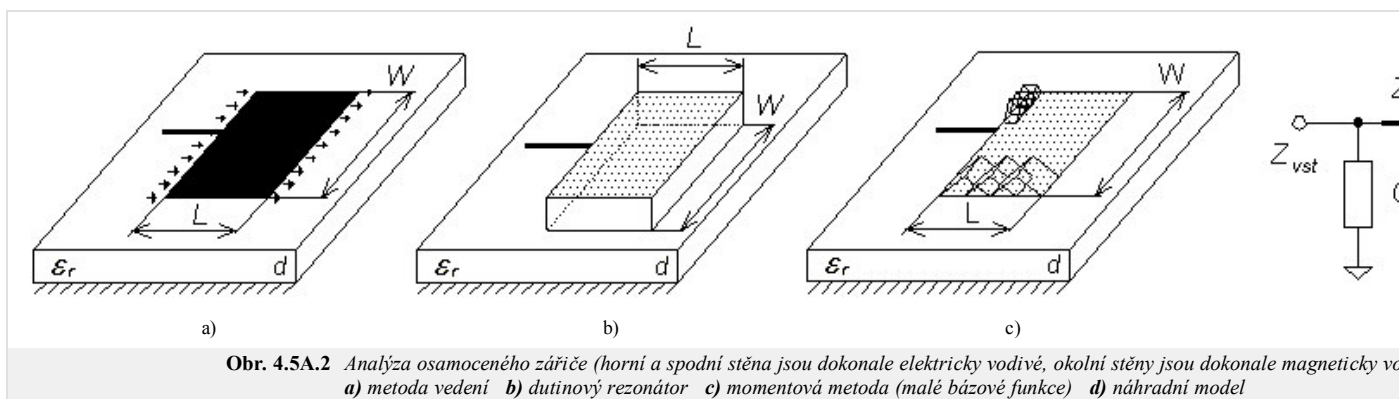
#### II. Analýza osamocené anténního zářiče

K analýze samotného anténního prvku lze v současnosti využít relativně mnoho rozdílných metod. My se však zmíníme pouze o třech nejčastěji používaných metodách, přičemž dvě z nich budou probrány podrobně.

Jeden z relativně jednoduchých způsobů analýzy mikropáskových antén připodobňuje anténní zářič k širokému mikropáskovému vedení, u něhož jsou za zdroj vyzářování považována okrajová elektrická pole (obr. 4.5A.2a).

Druhý způsob analýzy spočívá v náhradě prostoru pod zářičem ztrátovým rezonátorem. Pak totiž můžeme využít k výpočtu vstupní impedance antény teorii kvádřových dutinových rezonátorů [14].

Třetím způsobem analýzy pak je numerická analýza anténního zářiče *metodou momentů*, formulovaná ve *spektrální oblasti* nebo v oblasti prostorové (s takto formulovanou metodou jsme se již setkali v čl. 4.1, čl. 4.3 a čl. 4.4). V této kapitole se soustředíme na případ metody momentů v prostorové oblasti.



### II.I. Analýza osamocené zářiče metodou vedení

Metoda vedení vyniká jednoduchostí, a přitom umožňuje dosáhnout i poměrně přesných výsledků. Přesnost, s jakou můžeme vypočítat vstupní impedanci zářiče, závisí na volbě modelu zářiče. V tomto odstavci budeme pracovat s nejjednodušším modelem, který uvažuje pouze zářiči štěrbinu mezi dvěma sousedními mikropáskovými anténními prvky (tečná okrajová elektrická pole jsou považována za jediný zdroj záření). Další efekty jako vzájemné vazby mezi zdroji záření či záření zbylých dvou hran zanedbáváme.

Nejprve analyticky odvodíme vztah pro admitanci  $Y_S$  jedné štěrbinu mezi dvěma zářiči (výsledek přebíráme ze [14], kde se lze rovněž dobrat vlastní odvození)

$$Y_S = \frac{\pi W}{\lambda_0 Z_0} \left\{ 1 + j \left[ 1 - \ln(2) \ln(k_0 w) \right] \right\}. \quad (4.5A.1)$$

Zde značí  $W$  délku štěrbinu [m],  $w$  je šířka štěrbinu [m] (je přibližně rovna výšce substrátu  $d$ ),  $\lambda_0$  značí délku vlny ve volném prostoru [m],  $k_0$  je konstanta šíření ve volném prostoru ( $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ ) [ $m^{-1}$ ] a  $Z_0$  je impedance volného prostoru [ $\Omega$ ].

Ve vztahu se neobjevuje vliv permitivity substrátu, neboť předpokládáme konstantní velikost elektrické intenzity po celé délce štěrbinu.

Nyní můžeme přistoupit k návrhu vlastní antény. Délka zářiče se volí asi  $(0.48 \div 0.49) \lambda/2$ , kde  $\lambda = c / [f(\epsilon_{eff})^{1/2}]$  a kde *efektivní permitivitu* substrátu  $\epsilon_{eff}$  stanovíme buď na základě *kvazi-statických vztahů* nebo numericky (při výpočtu efektivních permitivit či *charakteristické impedance* mikropáskového vedení je nutné vybrat vhodný typ kalkulátoru, neboť ne všechny správně modelují *disperzi* vedení na vyšších kmitočtech; vhodný je například Txline od AWR, resp. TRL85 v balíku Serenade 8.5SV).

Délka zářiče nemůže být přesně rovna polovině délky vlny, neboť přibližně půlvlnný úsek musí kapacitní impedanci pravé štěrbinu transformovat na impedanci induktivní, aby došlo ke vzájemné kompenzaci induktivní impedance s kapacitní impedancí první štěrbinu právě na kmitočtu  $f$ , na kterém anténu navrhujeme.

Druhý krok návrhu spočívá v takové volbě šířky zářiče  $W$ , která zaručí požadovanou hodnotu *rezonančního odporu* zářiče. Tento odpor můžeme vyjádřit jako  $R_{rez} = (2 G_S)^{-1}$ , kde  $G_S$  je reálná část admitance štěrbinu.

$$G_S = \text{Re}\{Y_S\} = \frac{\pi W}{\lambda_0 Z_0} \quad (4.5A.2)$$

Po dosažení za vlnovou délku  $\lambda_0$  a za charakteristickou impedanci mikropáskového vedení  $Z_0$  dostaneme

$$R_{rez} = 120 \frac{\lambda_0}{2W}. \quad (4.5A.3)$$

Zvolíme-li  $W = \lambda_0/2$ , dostaneme *rezonanční odpor* roven právě 120  $\Omega$ .

Popsaný model anténního zářiče je platný pouze pro elektricky tenký substrát (tj. musí platit  $d/\lambda \approx 0.01$ , kde  $d$  značí výšku substrátu).

Pokud požadujeme, aby byl rezonanční odpor větší jak 120  $\Omega$ , musí být délka zářiče  $W$  menší než polovina vlnové délky. Resonanční odpor však nelze příliš zvětšovat, protože maximální hodnota odporu záření může být (s ohledem na realizovatelnost napájecího mikropáskového vedení) nejvýše 150  $\Omega$ . Pokud se rozhodneme připojit na vstup zářiče *impedanční transformátor*, lze navrhnout zářič s impedancí asi 240  $\Omega$ .

Postupovat při návrhu šířky zářiče opačným způsobem (tj. prodlužovat šířku anténního prvku) je krajně nevhodné z prostorových i funkčních důvodů (mohou se objevit parazitní rezonance a parazitní laloky).

V praxi se pro dosažení potřebně malého odporu záření používá místo napájení na hraně anténního prvku napájení blíže jeho středu.

Příklad návrhu jednoho anténního zářiče pomocí popsané metody uvádíme spolu s uživatelským popisem odpovídajícího matlabovského programu ve *vrstvě C*.

### II.II. Analýza osamocené zářiče metodou vedení

Výrazná nevýhoda *metody vedení* spočívá v tom, že ji lze použít jen pro omezený počet tvarů anténního zářiče a jen pro *elektricky tenké substráty*. Aby bylo možné analyzovat elementy obecnějšího tvaru a elementy na elektricky tlustých substrátech, je nutné použít numerické postupy založené na *metodě momentů*.

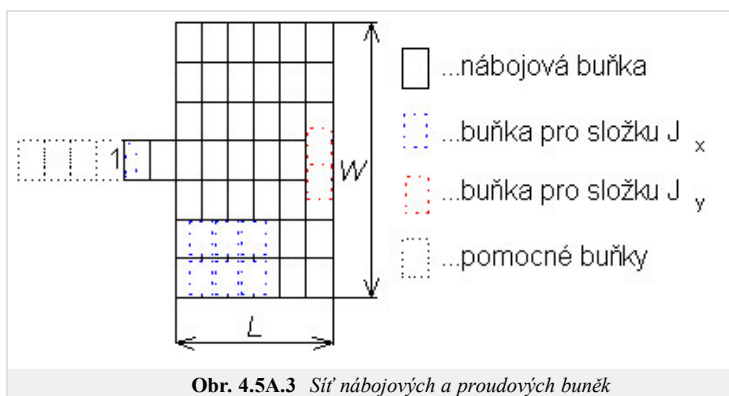
Budeme předpokládat, že máme planární anténní zářič (oproti čl. 4.4 dvojrozměrný), který je buzen *mikropáskovým vedením*. Cílem je spočítat vstupní impedanci

antény v místě mikropáskového vstupu.

Na anténním prvku existuje určité rozložení náboje a proudu (ve skutečnosti jde o proudovou hustotu; pro zkrácení budeme používat pojem proud). Abychom mohli spočítat vstupní impedanci, musíme nejprve určit tyto proudy a náboje. Poté bude možné vypočítat libovolnou další veličinu (např. intenzitu elektrického či magnetického pole, vstupní impedanci atd.).

Postup analýzy antény momentovou metodou byl již detailně popsán ve čl. 4.1, čl. 4.3 a čl. 4.4, a proto uvádíme jen stručnou rekapitulaci:

1. Analyzovanou strukturu rozdělíme na **nábojové buňky** a na **buňky proudové**. Tvar buněk volíme co nejjednodušší (obdélníkový). Dále předpokládáme, že náboj i proud budou na ploše jednotlivých buněk konstantní (ale na různých buňkách různé). Hlavní oblast našeho zájmu přitom budou proudové buňky, neboť náboj lze na základě proudu stanovit z rovnic kontinuity. Síť proudových buněk je od sítě buněk nábojových posunuta o polovinu buňky.
2. Vyjádříme vztah mezi elektrickou intenzitou ve středu  $i$ -té proudové buňky a mezi proudy na všech buňkách (včetně  $i$ -té). Budeme požadovat, aby byly tečné složky elektrické intenzity ve středech všech buněk nulové vyjma buněk zdrojových (budeme předpokládat, že struktura bude buzena plovoucími ideálními napěťovými zdroji v horizontální rovině).
3. Jako výsledek dostáváme soustavu lineárních rovnic, jejímž řešením jsou hledané hodnoty proudů na všech buňkách.
4. Z nalezeného rozložení proudu na anténním prvku můžeme vypočítat hledanou **vstupní impedanci**. Vstupní impedanci však nelze vypočítat přímo, protože struktura je buzena napěťovým zdrojem umístěným v horizontálním směru, který se jedním pólem dotýká přívodního mikropásku a druhým pólem mikropásku pomocného (anglicky *stub*). Proto je třeba aplikovat celou řadu kroků, kterou označujeme jako **de-embedding**.



Obr. 4.5A.3 Síť nábojových a proudových buněk

Podrobnější pohled na celou analýzu je relativně náročný, a proto jej celý uvádíme ve **vrstvě B**. Další informace může čtenář nalézt v knize [15]. Příklad výpočtu je popsán ve **vrstvě C**.

Závěrem ještě uvedme přehled komerčně vyráběných programů, založených na **metodě momentů**.

Tab. 4.5A.2 Komerční programy využívající momentovou metodu

Produkt	IE3D	Ensemble	Momentum	Sonnet	Microwave Office
Výrobce	Zeland Software	Ansoft	Agilent Technologies	Sonnet	Applied Wave Research
Verze	v. 7 (2000)	v.7 (2000)	ADS (1999)	v. 6	v. 3.22 (1999)
Doména <sup>2)</sup>	3D/prostor.	2.5D/prostor.	2.5D/prostor.	2.5D/spektrál.	2.5D/spektrál.
Buňky	Trojúhelník/obdélník	Trojúhelník	Trojúhelník/obdélník	Obdélník	Obdélník
Rovnoměr. síť	NE	?	?	ANO	ANO
Aproximace proudu	Lineární	Lineární (RWG funkce)	Lineární (rooftops)	Lineární (rooftops)	Lineární (rooftops)
G. funkce pro PEC krabici	NE (v. 8 už ano)	NE	NE	ANO	ANO
Greenovy fee	přesné	přesné	přesné	přibližné	přibližné
Buzení štěrbinou	ANO	ANO	ANO	NE	NE
Tloušťka vodičů	ANO	NE	NE	ANO	ANO
Omezení	---	---	---	1)	1)

<sup>1)</sup> Přečhod mezi vrstvami může být modelován pouze jednou proudovou buňkou (tj. musí být mnohem kratší než délka vlny)

<sup>2)</sup> Určit, zda je daný program 2.5-rozměrný nebo 3-rozměrný, je obtížné. Proto zde uplatňujeme zjednodušené kritérium: pokud může mít analyzovaná struktura vodiče orientované pod obecným úhlem vzhledem k zemní rovině, hodnotíme program jako 3D.

V některých ohledech jsou si výše uvedené programy podobné, v jiných se zásadně liší. Společnou vlastností uvedených programů je to, že používají tzv. plošnou formulaci metody momentů (tj. diskretizují se pouze elektricky či magneticky vodivé plošky), a to v kmitočtové oblasti. Zásadní rozdíl však spočívá v otevřenosti či uzavřenosti formulace. Formulace uzavřeného problému je jednodušší, neboť pro elektricky vodivou krabici vyplněnou vrstevnatým dielektrikem lze **Greenovy funkce** sestavit jednodušejší než pro otevřené vrstevnaté problémy.

Dalším společným rysem je to, že všechny tyto programy používají bázové funkce, které jsou několikrát menší než je délka vlny. Pro představu toho, jak rostou paměťové nároky [MB] na uchování matice koeficientů, slouží následující tabulka:

Tab. 4.5A.3 Paměťová náročnost [MB] pro jednotlivé počty neznámých

Počet neznámých	100	1000	10000
IE3D, Ensemble, Momentum	0,16	16	1600
Sonnet, Microwave Office	0,16 (0,08)*	16 (8)*	1600 (800)*

\* bezeztrátová struktura

Podstatný rozdíl mezi programy spočívá v typu domény, ve které je problém formulován. Zatímco programy založené na prostorové verzi momentové metody mohou

používat čtyřúhelníkové buňky (ty dobře kopírují reálné tvary kovových částí struktury), u programů pracujících ve spektrální oblasti je přípustná pouze rovnoměrná síť elementárních pravoúhlých buněk. Čistě rovnoměrná síť vede k neúměrné velikosti výsledných matic, a proto je u programů *Sonnet* a *Microwave Office* aplikována technika podoblastí, které se vytvářejí sčítáním příspěvků elementárních buněk. Programy *Sonnet* a *Microwave Office* využívají dále algoritmus FFT k akceleraci dvojnásobných sumací, které ve spektrální momentové metodě nahrazují výpočet dvojnásobného nevlastního integrálu. Rozdíl mezi programy *Sonnet* a *Microwave Office* je však v typu použité FFT: *Microwave Office* připouští, aby celkový počet buněk byl součinem prvočísel, *Sonnet* je díky standardní FFT omezen na mocniny dvou.

Programy *Sonnet* a *Microwave Office* mají oproti programům, pracujícím v prostorové doméně, tu výhodu, že pro bezeztrátové struktury jsou matice koeficientů v soustavě rovnic čistě reálné (při dané velikosti paměti můžeme dvakrát větší problémy, a navíc, stejně velký problém je díky reálné aritmetice řešen rychleji).

Závěrem je účelné provést krátké zhodnocení programů. Především lze říci, že všechny programy poskytují z hlediska [vlnové analýzy](#) běžnému uživateli přibližně totéž. Pochopitelně existují rozdíly v rychlosti a v jednoduchosti ovládní uživatelem. Pro celkové rychlostní srovnání by však bylo nutné vlastnit plné verze všech zmiňovaných programů. Lze však prohlásit, že programy založené na [prostorové metodě momentů](#) jsou rychlejší programy založené na [spektrální verzi](#) této metody. Cenou za větší rychlost programů založených na prostorové metodě momentů je větší náročnost při psaní softwaru.

Velmi důležitou stránkou věci je snadnost a promyšlenost ovládní. Z tohoto hlediska se např. *Microwave Office* těší velké oblibě.