

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

Katedra aplikované elektroniky a telekomunikace

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

**Analýza použití mikropáskových flíčkových antén pro
MIMO**

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2013/2014

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Dominik KRANÁT**
Osobní číslo: **E10B0320P**
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Elektronika a telekomunikace**
Název tématu: **Analýza použití mikropáskových flíčkových antén pro MIMO**
Zadávací katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

Na základě seznámení se s teorií antén (speciálně anténními řadami a mikropáskovými flíčkovými anténami) a diverzitním příjmem posuďte aplikovatelnost flíčků pro MIMO.

1. Seznamte se samostatně s relevantními pojmy z teorie antén a šíření elektromagnetických vln. Nastudujte kapitoly týkající se mikropáskových flíčkových antén.
2. Posuďte možnosti příjmu s ohledem na podobu rádiového sdělovacího kanálu.
3. Analyzujte možnosti zvolené geometrické konfigurace anténních prvků pro použití ve vícebranových systémech.
4. Porovnejte vlastnosti zvoleného řešení s konvenčními řešeními využívajícími monopólové antény.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího
Rozsah pracovní zprávy: 20 - 30 stran
Forma zpracování bakalářské práce: tištěná/elektronická
Seznam odborné literatury:

Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí bakalářské práce: Ing. Jan Mráz, Ph.D.
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Datum zadání bakalářské práce: 14. října 2013
Termín odevzdání bakalářské práce: 9. června 2014


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan




Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

V Plzni dne 14. října 2013

Abstrakt

Obsahem mé bakalářské práce je seznámení s problematikou šíření elektromagnetických vln. Jsou zde popsány mikropáskové antény, jejich vlastnosti, způsoby provedení, druhy napájení a jejich analýza. Další částí je spočtený návrh mikropáskové antény pro frekvenční pásmo 5,5GHz, které je často využíváno pro bezdrátové komunikace Wi-Fi. Následuje výpočet intenzity elektrického pole pro tři různě natočené patch antény a monopóly a následně jejich vzájemná korelace.

Klíčová slova

Elektromagnetické vlny, mikropásková anténa, analýza, elektrické pole, patch anténa, monopól, korelace

Abstract

The content of my work is familiar with the problem of electromagnetic waves. There are described microstrip antenna, properties, methods embodiment, the power modes and their analysis. Another part is counted design microstrip antennas for 5.5 GHz frequency band, which is often used for wireless communication Wi-Fi. The following is the calculation of the electric field intensity for three different orientations of the patch antennas and the monopoles and consequently their reciprocal correlation.

Key words

Electromagnetic wave, microstrip antenna, analysis, electric field, patch antenna, monopole, correlation

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě bakalářskou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této bakalářské práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské práce, je legální.

.....

podpis

V Plzni dne 9.6.2014

Dominik Kranát

Poděkování

Na tomto místě bych chtěl poděkovat vedoucímu mé bakalářské práce, panu Ing Janu Mrázovi, PhD. za jeho odborný dohled, podnětné připomínky a metodické rady poskytnuté při zpracování této bakalářské práce.

Obsah

OBSAH	8
ÚVOD	9
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	10
1 ZÁKLADY ŠÍŘENÍ ELEKTROMAGNETICKÝCH VLN	11
1.1 RAYLEIGHTŮV ROZPTYL	11
1.2 KLASIFIKACE ELEKTROMAGNETICKÝCH VLN Z HLEDISKA ŠÍŘENÍ	12
1.2.1 <i>Povrchová vlna</i>	12
1.2.2 <i>Přímá vlny</i>	12
1.2.3 <i>Odražená a rozptýlená vlna</i>	13
1.2.4 <i>Prostorová vlna</i>	13
1.2.5 <i>Troposférické vlny</i>	13
1.2.6 <i>Ionosférické vlny</i>	14
1.3 SPECIFICKÉ VLASTNOSTI ŠÍŘENÍ ELEKTROMAGNETICKÝCH VLN V JEDNOTLIVÝCH OBLASTECH KMITOČTOVÉHO SPEKTRA	14
1.3.1 <i>Infrazvukové a zvukové radiové vlny</i>	14
1.3.2 <i>Velmi dlouhé a dlouhé vlny</i>	14
1.3.3 <i>Střední vlny</i>	15
1.3.4 <i>Šíření krátkých vln</i>	15
1.3.5 <i>Šíření velmi krátkých vln</i>	16
2 MIKROPÁSKOVÉ ANTÉNY	16
2.1 ZÁKLADNÍ RYSY MIKROPÁSKOVÝCH ANTÉN	17
2.2 NAPÁJENÍ MIKROPÁSKOVÝCH PATCH ANTÉN	18
2.2.1 <i>Mikropáskové napájení</i>	19
2.2.2 <i>Koaxiální napájení</i>	19
2.2.3 <i>Napájení vazební štěrbinou</i>	19
2.2.4 <i>Napájení otevřeným koncem vedení</i>	19
2.3 ANALÝZA PATCH ANTÉN.....	20
2.3.1 <i>Model vedení</i>	20
2.4 VYZÁŘENÉ POLE	23
3 MIMO	27
3.1 PŘEDKÓDOVÁNÍ.....	28
3.2 PROSTOROVÉ MULTIPLEXOVÁNÍ	28
3.3 DIVERZITNÍ KÓDOVÁNÍ.....	28
4 NÁVRH MIKROPÁSKOVÉ ANTÉNY	29
5 ANALÝZA	31
5.1 SMĚROVÁ A VYZAŘOVACÍ CHARAKTERISTIKA	31
5.2 SMĚROVOST.....	32
5.3 VÝKONOVÝ ZISK ANTÉNY	33
SEZNAM OBRÁZKŮ	37
POUŽITÁ LITERATURA	38
PŘÍLOHY	1

Úvod

Tato práce se zabývá šířením elektromagnetických vln, mikropáskovými flíčkovými anténami a vhodností použití těchto antén v technologii MIMO.

Monopólové antény, které se používají, jsou všesměrové na rozdíl od mikropáskových.

Vlivem směrovosti těchto antén, se může signál nasměrovat na určité místo a všechnu energii vyzařovat tímto směrem, tím se zvětší přenosová vzdálenost. Obsahem práce je spočtený návrh pro anténu využitelnou pro bezdrátové komunikace pomocí analytické metody modelu vedení (TLM). Dále je zde uvažována anténní soustava skládající se ze tří flíčkových antén a soustava ze tří monopólových antén. Pro jednotlivé prvky jsou vypočteny výzařená elektrická pole a následně je spočtena jejich vzájemná korelace.

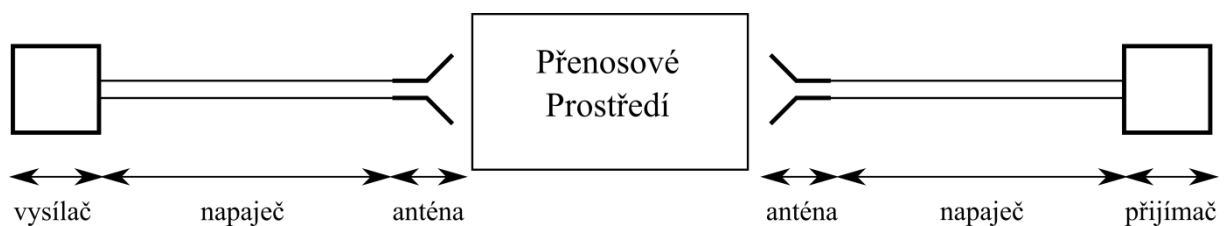
Seznam symbolů a zkratk

B_{\S} [S]	Energie akumulovaná v části vedení dl
c [m/s]	Rychlost šíření světla ve vakuu
dl [m]	Zdánlivé prodloužení
E^{\S} [V/m]	elektrická intenzita pole ve štěrbině
E_x, E_y [V/m]	tečné složky rozptylového pole
$\mathbf{F}(\mathbf{r})$	vektorový elektrický potenciál
f_r [Hz]	Rezonanční frekvence
G_{\S} [S]	Vyzařovací ztráty
H^{\S}	magnetická intenzita pole ve štěrbině
h [m]	Výška substátu
J^{\S} [A/m ²]	náhradní elektrická proudová hustota štěrbině
J^t [A/m ²]	náhradní elektrická proudová hustota
k_0 [rad/m]	fázová rychlost
k [m ⁻¹]	???? činitel krácení ???
L [m]	Rezonanční délka zářiče
$L_1; L_2$ [m]	vzdálenosti napájecího bodu k hranám podle rozměru L
$\mathbf{M}(\mathbf{r}')$	magnetická proudová hustota
M^{\S}	náhraní magnetická proudová hustota štěrbině
TLM	Transmission Line Model – Model vedení
W [m]	Šířka zářiče
X_f [Ω]	Reaktance napájecí sondy
Y_{ch} [S]	Charakteristická admitance
Y_{in} [S]	Vstupní admitance
Y_{\S} [S]	Admitance štěrbině
Z_0 [Ω]	Impedance napájecího vodiče
Z_{ch} [Ω]	Charakteristická impedance
Z_{in} [Ω]	Vstupní impedance
Z_{\S} [Ω]	Impedance štěrbině
β [m ⁻¹]	Fázová konstanta šíření vedení
ϵ_{ef} [-]	Efektivní permitivita
ϵ_r [-]	Relativní permitivita
λ_0 [m]	Délka vlny ve volném prostoru
λ [m]	Délka vlny v materiálu

1 Základy šíření elektromagnetických vln

Obecný radiokomunikační přenosový řetězec je zobrazen na obrázku 1.1 a je složen z následujících bloků:

- Anténa – hraniční prvek, který přeměňuje energii elektromagnetické vlny vedené po vedení na elektromagnetickou vlnu vyzářenou do prostoru a naopak
- Napájecí vedení (napaječ) – zajišťuje napájení antény koncovým stupněm vysílače a nebo napájení vstupu přijímače anténou
- Přenosové prostředí (komunikační kanál)– prostor mezi vysílací a přijímací anténou



Obr 1.1 Obecný radiokomunikační přenosový řetězec, převzato [3]

Šíření elektromagnetických vln je ovlivněno mnoha faktory, které můžeme rozdělit do dvou skupin: na vlastní prostředí šíření a na prostorové uspořádání celé situace. Často se jedná o šíření nad obecným zemským povrchem a pokrytím s proměnlivou vodivostí. Zemská atmosféra je rovněž časově proměnlivým prostředím s různou komplexní permitivitou, která způsobuje např. zakřivování paprsku, odrazy vln atd. Vlivy jako je déšť, sníh atp. způsobují rozptyl a útlum elektromagnetických vln. Šíření elektromagnetické vlny není obecně záležitostí jediného, přímočarého paprsku, ale často jde o součet více takových vln vzniklých různými odrazy. Všechny faktory ovlivňující šíření elektromagnetických vln není možné zohlednit najednou, protože se různým způsobem projevují v celém frekvenčním pásmu v závislosti na čase a poloze.

1.1 Rayleighův rozptyl

Předpokládá, že velikost signálu, který prošel přenosovým prostředím (komunikačním kanálem) se bude lišit náhodně nebo s nějakým útlumem. Rayleighův rozptyl je vnímán jak v ionosféře a troposféře (vlivem mnoha částic v atmosférických vrstvách), tak i v prostorách s vysokým počtem objektů.

Rayleighův rozptyl může být užitečný (když není dominantní šíření na přímou viditelnost) např. ve městech, kde je mnoho objektů v přenosovém prostředí, které tlumí, odrážejí, lámou a ohýbají rádiový signál a zároveň je zde přímá viditelnost (není dominantní) mezi

přijímačem a vysílačem. V bezdrátových komunikacích je rozptyl dán jako odchylka útlumu ovlivňující signál v určitém přenosovém prostředí. Rozptyl je závislý na použité frekvenci signálu a dále je ovlivněn časem (změna přenosového prostředí), geografickou polohou a počtem odrazů při šíření signálu.

1.2 Klasifikace elektromagnetických vln z hlediska šíření

1.2.1 Povrchová vlna

Tato vlna se šíří na rozhraní dvou elektricky rozdílných prostředí, mezi vodivou zemí a nevodivým vzduchem (bývá označována jako přízemní). Situaci při šíření v blízkosti zemského povrchu rozděluje hlavně podle elektrické výšky vysílací a přijímací antény. Tuto výšku určujeme z poměru h/λ . Když je tento poměr menší než $\frac{1}{2}$, dochází v reálném případě k zakřivování paprsku (paprsek kopíruje zemský povrch) a ztrácí část své energie (ztráty v polovodivém zemském povrchu). Ztráty jsou tedy závislé na parametrech zemského povrchu podél trasy a vliv atmosféry je možné v tomto případě zanedbat. Povrchová vlna se vybudí zejména vertikálně polarizovanými anténami umístěnými v blízkosti země. Pro spojení využívající povrchovou vlnu jsou typické frekvence do několika MHz, kritériem zde není jen frekvence, ale také vzdálenost.

Mezinárodní Zkratka	Frekvence	Vlnová délka	Anglický název
ELF	3mHz-3kHz	1000 km-100 km	Extremely Low Frequency
VLF	3kHz-30kHz	100 km-10 km	Very Low Frequency
LF	30kHz-300kHz	10 km-1 km	Low Frequency
MF	300kHz-3MHz	1 km-100 m	Medium Frequency
HF	3MHz-30MHz	100 m-10 m	High Frequency
VHF	30MHz-300MHz	10 m-1 m	Very High Frequency
UHF	300MHz-3GHz	1 m-10 cm	Ultra High Frequency
SHF	3GHz-30GHz	10 cm-1 cm	Super High Frequency
EHF	30GHz-300GHz	1 cm-1 mm	Extremely High Frequency

Tab. 1 Dělení elektromagnetických vln dle frekvence, převzato [3]

1.2.2 Přímá vlny

Přímá vlna je vlna, která se šíří prostředím přímočaře. V reálném případě to není možné, protože i zde dochází k zakřivení paprsku (paprsek se šíří opticky nejkratší dráhou). Je to tedy

idealizace a o přímé vlně můžeme mluvit pouze u spojů na velmi krátkou vzdálenost nebo u družicových spojů, kdy je možno vliv atmosféry zanedbat. Přímá vlna je typická pro spojení na velmi vysokých frekvencím s přímou optickou viditelností.

1.2.3 Odražená a rozptýlená vlna

Při šíření z vyvýšených míst je nutné vždy také uvažovat možnost odrazu části energie od zemského povrchu nebo budov atd. Rozlišujeme zde tzv. radioreléový spoj, při kterém se většinou skládá paprsek přímý a jeden paprsek odražený a spoj pohyblivý, kdy je signál přijímán např. v zástavbě a je zde nutné uvažovat velký počet odrazů. Podobně dochází i k prostorovému rozptylu (difrakci) elektromagnetické vlny na překážkách. Často je nutné připustit existenci dostatečné úrovně odražené vlny a potom je nutné výslednou intenzitu pole vyjádřit vektorovým součtem obou složek (vlny přímé a vlny odražené). Zde musíme uvažovat velikost odražené složky a i její fázový posuv při odrazu. Komplexní sčítání vede k interferenčnímu charakteru výsledné vlny. Existenci odražené vlny musíme uvažovat v případě, kde je poměr h/λ mnohem větší než $\frac{1}{2}$.

1.2.4 Prostorová vlna

Prostorová vlna označuje současnou existenci přímé a odražené vlny, kdy výsledná intenzita je dána jejich komplexním součtem. Typicky se uvažuje při šíření na přímou viditelnost mezi vyvýšenými anténami pro frekvenční pásmo nad 30 MHz.

1.2.5 Troposférické vlny

Troposférické šíření elektromagnetických vln se používá hlavně pro spojení na velké vzdálenosti (tisíce km) i za optický horizont. K šíření dochází troposférickým rozptylem a troposférickým vlnovodem. Využívá se rozptylu na nehomogenitách v zemské a atmosféře, které vznikají vlivem turbulentního proudění. Účinnost takového spoje je dána počtem nehomogenit v nižších vrstvách atmosféry, které rozptylují energii. Na přijímač dorazí pouze malá část z vysílané energie. Tento typ šíření se objevuje pouze u kratších elektromagnetických vln (stovky MHz až jednotky GHz). S rozvojem družicových služeb význam spojení troposférickým rozptylem zaniká. Ale troposféra je sama osobě důležitou oblastí, protože podstatným způsobem ovlivňuje šíření elektromagnetických vln a zejména meteorologickou situací v ní.

1.2.6 Ionosférické vlny

Ionosféra se využívá jako odrazový prvek pro elektromagnetické vlny, které se pomocí jednoho (vzdálenost do 4000 km) nebo více odrazů (vzdálenost nad 4000 km) může šířit prostorem. Šíření probíhá tak, že v prostředí ionosféry se dráha paprsku postupně zakřivuje až po jeho zpětné natočení k povrchu Země (můžeme si to představit jako odraz od ionosférické vrstvy, ale tento jev je mnohem složitější, protože ionosféra obsahuje mnoho silně ionizovaných vrstev, které vytvářejí různé podmínky pro postupné otočení (odraz) elektromagnetické vlny v závislosti na frekvenci). Obecně můžeme říci, že od ionosféry se odrážejí vlny delší než 10m.

1.3 Specifické vlastnosti šíření elektromagnetických vln v jednotlivých oblastech kmitočtového spektra

1.3.1 Infrazvukové a zvukové radiové vlny

„Tyto vlny o kmitočtu 3mHz až 10Hz vznikají fluktuací elektronových a protonových toků od Slunce k Zemi. Souvisejí s mechanickými vlnami, které vznikají v ionizované plazmě atmosféry a nazývají se magnetohydrodynamické vlny. Předpokládá se, že tyto vlny způsobují fluktuální pohyb v ionosféře, který má za následek úniky při ionosférickém šíření. Rychlost šíření těchto vln je asi 760 m/s. Hlavním zdrojem radiových vln (10Hz až 3kHz) v troposféře jsou bleskové výboje. Při šíření těchto vln v magnetickém poli Země podél magnetických siločar nepřechází index lomu do nulové hodnoty a takové vlny mohou proniknout hluboko do ionosféry. Radiové vlny zvukových kmitočtu způsobené bleskovými výboji mohou ionosférou pronikat zejména v oblastech magnetických pólů. Mohou se šířit po siločarách ze severní polokoule na jižní přes vzdálenosti až 10 poloměrů Země. Jejich rychlost šíření je závislá na kmitočtu. Při příjmu pak dochází k postupnému příjmu jednotlivých kmitočtových složek, což vyvolá charakteristické hvizdy, jejichž kmitočet se spojitě snižuje.“ [3]

1.3.2 Velmi dlouhé a dlouhé vlny

Dlouhé vlny jsou v pásmu kmitočtů od 30 do 300 kHz a velmi dlouhé vlny od 3 do 30kHz. Využití těchto vln je pro přenos na velké vzdálenosti. Přízemní vlny lze často zanedbat, i když jsou pro ohyb příznivé podmínky. Intenzita prostorové vlny (komplexní součet přímé a odražené vlny) ve vzdálenosti řádově stovek km převyšuje intenzitu povrchové vlny. Prostorové vlny se šíří odrazem od dolní hranice vrstvy D (ve dne) nebo od stabilní vrstvy E (v noci). Můžeme si představit, že dlouhé vlny se šíří v prostoru mezi povrchem Země a

danou ionosférickou vrstvou, intenzita pole se postupně snižuje se vzrůstající vzdáleností od vysílače. Při setkání všech dílčích vln ve středově symetrickém bodě dojde k jejich plnému sečtení. Vlivem útlumu a disperse toto maximum není stejně velké jako vysílaná vlna, ale jednoznačně ji rozeznáme. Intenzita elektrického pole v pásmu dlouhých vln se počítá většinou pomocí různých empirických vzorců (nejpoužívanější je Austinův vzorec).

1.3.3 Střední vlny

Pásmo pro střední vlny se pohybuje od 100 kHz do 1,5 MHz. Mohou se šířit jako přízemní i jako prostorové vlny. Tyto vlny potřebují ke svému odrazu od ionosféry elektronovou koncentraci od 10^8 do $3 \cdot 10^8$ el/m³. Útlum, který nastává ve vrstvě D a v nižší části vrstvy E je poměrně malý. Vysoký útlum nastává při frekvenci 1,4MHz, ve dne je toto pásmo značně tlumeno ionosférickou vrstvou, takže prostorovou vlnu můžeme zanedbat. Po západu Slunce vymizí vrstva D (tím i nežádoucí útlum) a při vyšších vzdálenostech se prostorová vlna stává dominantní. Vlivem fázového posunu mezi těmito složkami dochází ke kolísání síly příjmu. Při komunikaci na krátké vzdálenosti je intenzita pole časově neměnná, protože zde i přes den převládá přízemní vlna.

1.3.4 Šíření krátkých vln

Zde jsou používány frekvence od 1,5 až 30 MHz. Také se mohou šířit jako vlny přízemní i prostorové. Ovšem zde je rozdíl v tom, že útlum přízemních vln je značný a při obvyklých výkonech se uvažuje pouze přízemní složka (do vzdálenosti desítek km). Útlum krátkých vln se snižuje s narůstající frekvencí. I zde jako u středních vln dochází ke kolísání intenzity přímé vlny (zde je mnohem rychlejší). Příčinou úniků jsou interference mezi několika paprsky dopadajícími na přijímací místo, které jsou fázově posunuté. U středních vln docházelo k interferenci mezi prostorovou a přízemní vlnou. Zde se jedná o interferenci mezi několika paprsky prostorové vlny. Různé kmitočty se odrážejí od různých vrstev ionosféry, a proto mají úniky na každém kmitočtu jiný průběh. Tato kmitočtová závislost úniků se označuje jako selektivní únik. Nedochází jenom ke kolísání intenzit, ale i ke zkreslení širokopásmového signálu. Úniky v pásmu krátkých vln můžeme omezit několika různými metodami, nejznámější je výběrový (diverzitní) příjem. Předpokládá se, že únik mezi vzdálenými místy má různou povahu a probíhá nezávisle. Využitím dvou až tří antén s vhodnou sumací přijatých signálů omezíme kolísání příjmu. Omezení se může realizovat také pomocí ostře směrových antén, které přijímají pouze jeden z odražených paprsků. Krátké vlny mají malý útlum na velké vzdálenosti a někdy může dojít k jejich několikanásobnému oběhu okolo

zeměkoule a vzniká ozvěna. Také se můžeme setkat s tzv. pásmem ticha, které je v blízkosti vysílače, v tom to pásmu není možný příjem.

Návrh krátkovlnných spojů je založen na mapách MUF. Tyto mapy se opírají o křivky kritického kmitočtu s tím, že jsou zakresleny kritické kmitočty pro různé délky spoje, pod kterým již je útlum nepřijatelný. Předpokládaná vzdálenost pro přenos pomocí jednoho odrazu je 4000 km. Podobným způsobem se stanovuje také nejnižší možný kmitočet. Mapy se určují pro oblasti dělené podle zeměpisné délky na oblast východní a západní. Tyto mapy se mění také se zeměpisnou délkou, ale vliv je jen částečný. Mnohem větší je závislost na zeměpisné šířce, a proto se definují pro šířky pásů po deseti stupních od rovníku ($+5^\circ$ až -5° , 5° až 15° , pro oblast ČR 45° až 55° atd.).

1.3.5 Šíření velmi krátkých vln

Jde o pásmo, které obsahuje frekvence nad 30 MHz pokračující do pásem mikrovlnných, infračervených a optických. Výhodou těchto kmitočtů je zejména velká šířka využitelného pásma, velká kapacita spojů a vysoká přenosová rychlost. Pro návrh spojů je třeba vzít v úvahu skutečné poměry pro navrhovaný spoj a použít specifika, která jsou pro daný případ rozhodující. Při vytváření vhodného modelu je třeba zahrnout např.

Existenci přímé a odražené vlny (vznik interference)

Vliv drsnosti povrchu

Vliv zakřivení zemského povrchu

Vliv překážek na trase

Vliv hydrometeorů v zemské atmosféře

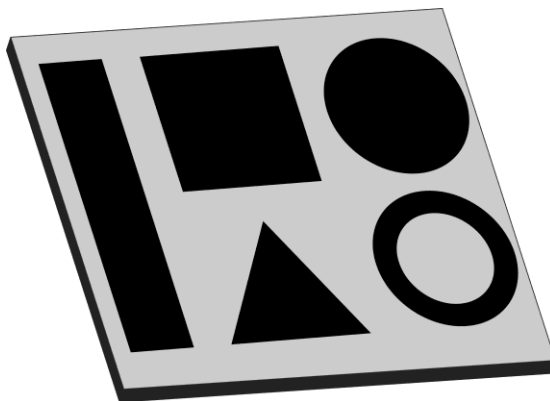
Pochopitelně existuje celá řada dalších vlivů, které mohou podstatně ovlivnit šíření elektromagnetických vln. [3]

2 Mikropáskové antény

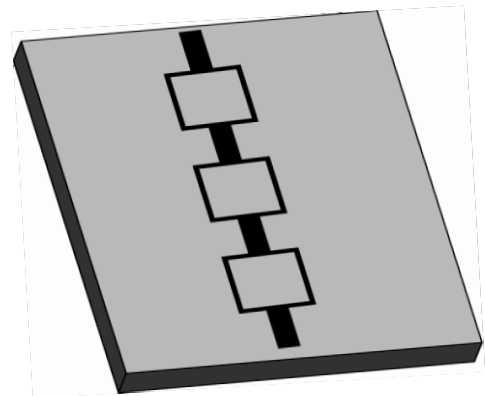
Anténním prvkem v planární struktuře může teoreticky být libovolně tvarovaný kovový útvar (pásek, ploška resp. štěrbina ve vodivé ploše), který bude vytvořený na jedné straně dielektrického substrátu, jehož druhá strana bude zcela pokovena a bude tvořit zemní rovinu. A při vhodném umístění napájení na svém povrchu vytvoří stojatou proudovou vlnu. Tato stojatá proudová vlna (odpovídající tvar rozložení pole se nazývá mód nebo vid elektromagnetického pole) je pak zdrojem vyzařovaného pole. Zářiče mohou být libovolných geometrických tvarů. Z důvodů jednoduché analýzy byly původně zkoumány a popisovány

pouze základní tvary zářičů, jako jsou kruhy, čtverce, obdélníky, trojúhelníky, elipsy či prstence. Mimo antén se stojatou proudovou vlnou lze také vytvořit při vhodně tvarovaném motivu a impedančním zakončení zářiče vybudit postupnou proudovou vlnu podél anténního struktury a vyzařuje elektromagnetickou vlnu do prostoru. Pro vodivý útvar můžeme najít několik označení (fliček, skvrna, ploška). V této literatuře bude dále používáno označení patch.

a)



b)



Obr. 2.1 Základní tvary patchů a) pro stojatou vlnu, b) pro postupnou vlnu

2.1 Základní rysy mikropáskových antén

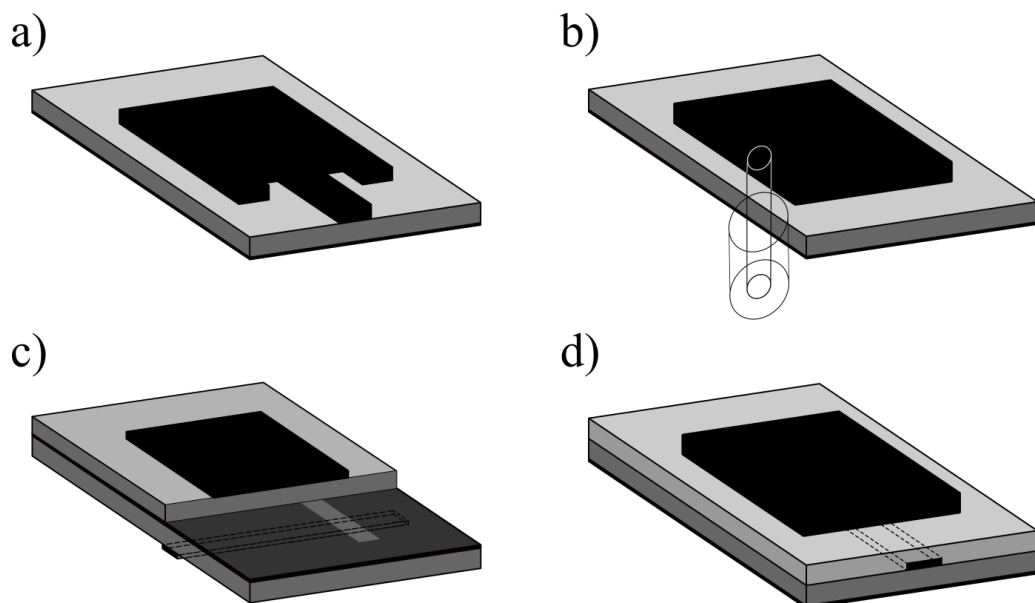
Vzhledem k technologii plošných spojů, kterou jsou vytvářeny, jsou rozměrově omezeny do roviny nebo do několika rovin nad sebou. Oproti klasickým anténám je zde zásadní omezení vlivem přítomnosti vodivých ztrát, které jsou způsobeny použitím tenkých vodivých pásků na dielektrických deskách. Dielektrické ztráty jsou dány ztrátovým činitelem použitého substrátu, zvolením správného substrátu můžeme tyto ztráty zmírnit. Impedanční šířka pásma zářičů elementárních tvarů je vzhledem k činiteli jakosti antény úzká. Směrovost prvku je v rozmezí 5 až 9 dB, pro vyšší substráty s nižší relativní permitivitou dosahuje vyšších hodnot. Účinnost je ovlivněna především ztrátovostí dielektrika použitého materiálu a vybuzením povrchových vln, může dosahovat hodnot v rozsahu cca 40 až téměř 100% (vyšších hodnot dosáhneme použitím nízkoztrátových materiálů např. pěnová nebo vzduchová dielektrika). Vlastnosti nosného dielektrického materiálu (ztrátový činitel tg , výška h a dielektrická konstanta ϵ_r) na kterém je patch vyroben má také velký vliv na impedanční a vyzařovací vlastnosti patche. Vlivem vzniku povrchových vln (což je způsobeno existencí rozhraní dielektrikum/vzduch u antén na substrátech s relativní permitivitou větší než 1) se zvyšuje vazba mezi napájecím vedením a patchem a tím i zhoršení impedančních a vyzařovacích vlastností.

Mezi výhody patchových antén se řadí malé rozměry, nízká hmotnost, vysoká směrovost patche, snadná realizace vhodná pro hromadnou výrobu, možnost umístění napájecího vedení a přizpůsobovacích obvodů na substrát s patchem, což nám umožňuje integraci všech potřebných součástí na jedné desce plošného spoje.

K nevýhodám se řadí úzká šířka pásma, vodivostní a dielektrické ztráty (zejména v rozlehlejších napájecích sítích), omezená výkonová zatížitelnost (~ 100 W).

2.2 Napájení mikropáskových patch antén

Pro napájení patch antény můžeme využít jeden ze čtyř základních způsobů. Tyto čtyři způsoby můžeme rozdělit na kontaktní a bezkontaktní (pomocí elektromagnetické vazby). Mezi kontaktní napájení patří napájení mikropáskovým vedením na hraně patche (microstrip line nebo edge-feed) nebo pomocí koaxiálního kabelu (coaxial nebo probe feed) přivedeným do struktury patche. Do druhé skupiny patří napájení vazební štěrbinou (aperture coupled) či vazbou otevřeným koncem napájecího vedení (proximity coupled). U každého způsobu je nutné určit v jaké vzdálenosti (podél rozměru L) bude napájení připojeno k patchy. Na této vzdálenosti je závislá vstupní impedance antény (velikost odražené energie), která klesá ve směru rezonančního rozměru L podle funkce $\cos^2\left(\frac{\pi x}{L}\right)$ od hodnot v rozsahu $Z_{in} \cong 100\sim 200\Omega$ i více (závislé na parametrech substrátu a šířky patche W) až teoreticky k hodnotě $Z_{in} = 0\Omega$ ve středu zářiče.



Obr 2.2 Způsoby napájení a) mikropáskovým vedením, b) koaxiálně, c) vazební štěrbinou, d) otevřeným koncem vedení

2.2.1 Mikropáskové napájení

Toto napájení je tvořeno mikropáskovým vedením připojeným k hraně patche nebo zanořením do jeho vnitřku, viz obr 2.2a. Právě pomocí zanoření napájecího vedení lze dosáhnout dobrého přizpůsobení. Toho lze také dosáhnout použitím čtvrtvlnného transformačního vedení. Tento způsob je vhodný pro napájení plošných řad. Nevýhodou je nemožnost použití větších elektrických tloušťek a možnost rušivého vyzařování z napájecí sítě (u větších anténních řad).

2.2.2 Koaxiální napájení

Je tvořeno připojením koaxiálního vodiče zespoda k zemní rovině, přičemž střední vodič koaxiálního kabelu je spojen přímo s patchem (prochází otvorem v zemní rovině), viz obr. 2.2b. Musíme dodržet impedanční přizpůsobení (viz kapitola 2.2). U vícevrstvých patchů je napájecí vrstva oddělena od patchů zemní rovinou, čímž je minimalizováno rušivé vyzařování z napájecí sítě. Nevýhodou je komplikovanější výroba ve srovnání s mikropáskovým napájením a při větších elektrických tloušťkách je třeba kapacitně kompenzovat indukčnost tvořenou středním vodičem.

2.2.3 Napájení vazební štěrbinou

Využívá způsob vybuzení patche polem v úzké štěrbině, která je umístěna v zemní rovině pod středem patche a je orientovaná ve směru šířky patche W , viz obr. 2.2c. Mezi výhody patří možnost použití elektricky vyšších substrátů, možnost nezávislé volby tloušťky substrátu patche a napájecího vedení. Velká flexibilita při impedančním přizpůsobování, což umožňuje měnit rozměry, tvar i velikost konců štěrbin. Nevýhodou je nutnost realizace na vícevrstvých deskách a složitější postup při impedančním přizpůsobování.

2.2.4 Napájení otevřeným koncem vedení

Napájecí vedení je přivedeno pod zářič v nižší vrstvě, viz obr. 2.2d. Energie z napájecího vedení je vázána na patch kapacitní vazbou. Musíme ovšem vzít v úvahu, že patch není oddělen zemní rovinou od napájecího vedení, jako je tomu u napájení vazební štěrbinou. Rušivé vyzařování bude tedy větší než u napájení vazební štěrbinou ale zároveň menší než u kontaktního napájení.

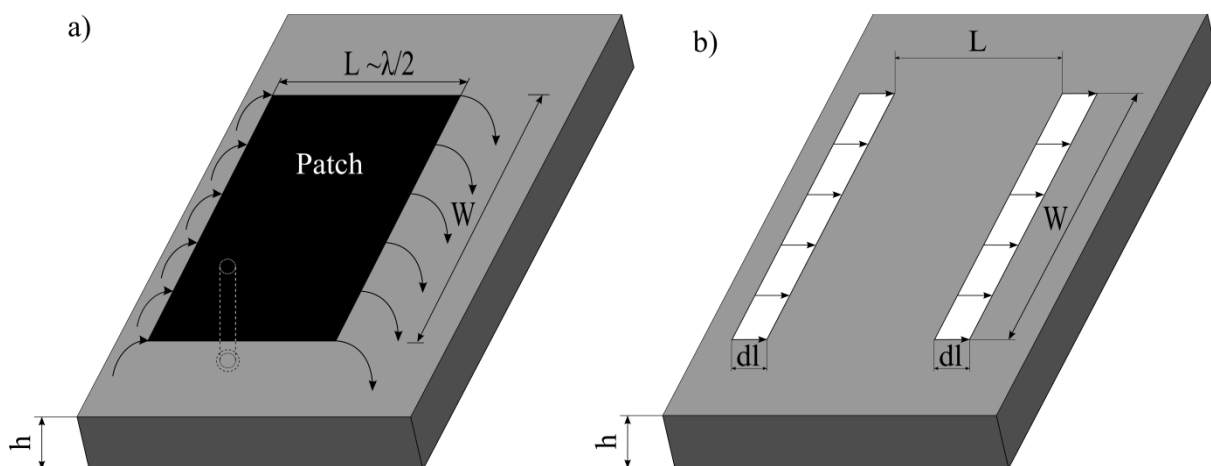
2.3 Analýza patch antén

Analýza patch antén je ztížena několika faktory jako je tvar metalizace, způsob napájení a přítomnost jednoduchého/několikanásobného dielektrického rozhraní. Při analýze antén obecně platí, že je třeba nalézt vyhovující poměr mezi složitostí metody a přesností získaného řešení pro splnění daného účelu. Pro analýzu mikropáskových antén bylo navrženo a rozpracováno mnoho metod.

Analytické metody jsou jednoduché a rychlé díky zjednodušujícím předpokladům, ovšem musíme zde počítat s menší přesností výsledků. Numerické (vlnové) metody analyzují soustavu bez zjednodušujících předpokladů a jsou velice přesné (aplikace výpočtů Greenových funkcí). Modelů použitých k analýze patchových antén je velké množství od těch jednodušších jako je model vedení (transmission line model) a dutinový model (cavity model) přes segmentační techniky až po komplexní přístupy založené na formulaci diferenciálního nebo integrálního tvaru Maxwellových rovnic pro daný problém. V mé práci se budu zabývat modelem vedení.

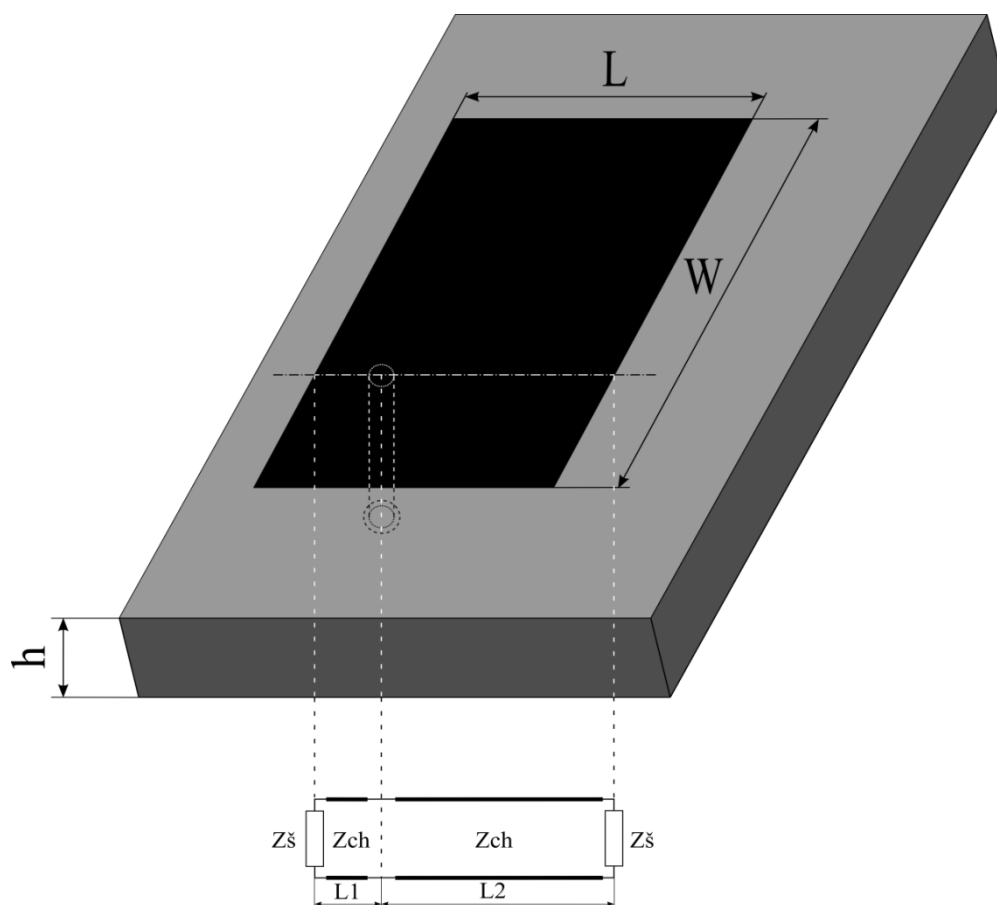
2.3.1 Model vedení

Použití modelu vedení (TLM) vychází z představy zářiče jako širokého úseku mikropáskového vedení o délce $L \sim \lambda/2$ na daném substrátu. V základní půlvlnné rezonanci se mění elektrická intenzita pouze podél rozměru L a to podle funkce $\cos\left(\frac{\pi x}{L}\right)$, ve směru šířky W ani výšky h se nemění. Nejvíce vyzařované energie vzniká na protilehlých okrajích patche vzdálených od sebe o rozměr L , viz obr. 1.3a. Normálové složky pole jsou na okrajích proti sobě fázově posunuty o 180° a tím se navzájem vyruší. Tečné složky jsou ovšem ve fázi a pole jimi vytvořené je maximální s rovinnou patche. Vzhledem k podobnosti rozložení pole na okrajích patche s polem v pravoúhlé štěrbině, můžeme patch reprezentovat dvěma štěrbinami spojenými půlvlnným úsekem mikropáskového vedení o šířce W a charakteristické admitanci Y_{ch} , viz obr. 2.3b.



Obr 2.3 a) Rozložení intenzity elektrického pole mezi patchem a zemí
 b) nahrazení patche pomyslnými štěrbinami

Vedení poměrné šířky W/h je zakončeno otevřenými konci, které jsou reprezentovány impedancemi štěrbin Z_s , viz obr 2.4. Dále musíme uvažovat homogenní substrát s relativní permitivitou ϵ_r a výškou h a ztrátovým činitelem $\tan \delta$.



Obr. 2.4 Náhradní model koaxiálně napájeného pravouhého patche

Vstupní impedanci Z_{IN} je možné dopočítat z náhradního schématu pomocí následujícího výpočtu:

$$Z_{IN} = \frac{1}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2}} + jX_f \quad (2.1)$$

$$Z_1 = \frac{Z_{\S} + jZ_{ch} \operatorname{tg}(\beta L_1)}{Z_{ch} + jZ_{\S} \operatorname{tg}(\beta L_1)} * Z_{ch} \quad (2.2)$$

$$Z_2 = \frac{Z_{\S} + jZ_{ch} \operatorname{tg}(\beta L_2)}{Z_{ch} + jZ_{\S} \operatorname{tg}(\beta L_2)} * Z_{ch} \quad (2.3)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\varepsilon_{ef}} \quad (2.4)$$

$$X_f \approx -\frac{Z_0 kh}{2\pi} \left[\ln\left(\frac{kd}{4}\right) + 0,577 \right] \quad (2.5)$$

kde β je fázová konstanta šíření vedení o charakteristické impedanci Z_{ch} , L_1 a L_2 jsou vzdálenosti napájecího bodu k hranám struktury podél rozměru L , X_f je reaktance napájecí sondy koaxiálního vedení o průměru d .

Impedance šterbiny Z_{\S} je převrácení hodnota admitance Y_{\S} , která je složená ze dvou částí. Realná část je G_{\S} vyjadřující vyzařovací ztráty a imaginární část B_{\S} , což je energie akumulovaná v části vedení dl , o něž je fyzická délka zářiče L zdánlivě větší v důsledku rozptylového pole na hraně.

$$Y_{\S} = G_{\S} + jB_{\S} \quad (2.6)$$

$$G_{\S} = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right] \quad (2.7)$$

$$B_{\S} = \frac{W}{120\lambda_0} \left[(1 - 0,636 \ln(k_0 h)) \right], \frac{h}{\lambda_0} \ll \frac{1}{10} \quad (2.8)$$

Pro výpočet charakteristické impedance Z_{ch} je zapotřebí dopočítat hodnotu efektivní permitivity ε_{ef} , čímž je zahrnuto do výpočtu rozptylové pole ($\varepsilon_{ef} < \varepsilon_r$).

$$Z_{ch} = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{ef}} \left[\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1,444\right) \right]}, \frac{W}{h} \geq 1 \quad (2.9)$$

$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{W} \right)^{-1/2}, \frac{W}{h} > 1 \quad (2.10)$$

Zdánlivé prodloužení dl , které je dáno rozptylovým polem a výslednou délkou pathce L se vyjadřuje z následujícího vztahu:

$$dl = 0,412h \frac{(\varepsilon_{ef} + 0,3) * \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\varepsilon_{ef} - 0,258) * \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \quad (2.11)$$

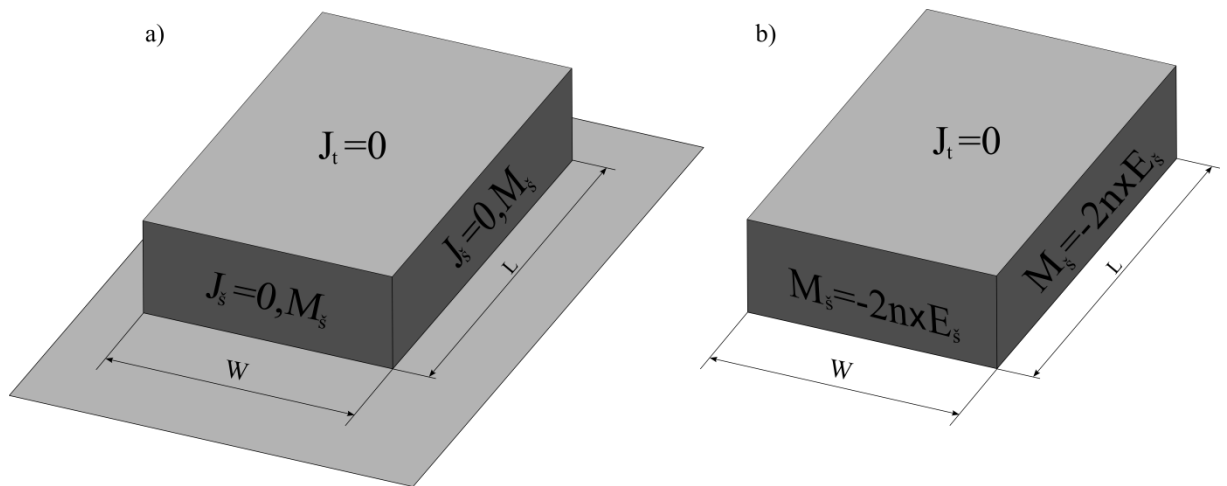
K návrhu konkrétního patche si musíme stanovit rozměry L a W ze vztahů ()

$$L = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_{ef}} * f_r} - 2dl \quad (2.12)$$

$$W = \frac{c}{2 * f_r} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} = \frac{3 * 10^8}{2 * 5,5 * 10^9} \sqrt{\frac{2}{4,8 + 1}} \quad (2.13)$$

2.4 Vyzářené pole

Směrové charakteristiky patche mohou být popsány analytickými vztahy, které vychází z principu ekvivalence pole. Podle tohoto principu lze považovat boční stěny za plochy, ze kterých vychází vyzářování. Poté můžeme definovat na bočních stěnách ekvivalentní proudové hustoty, viz obr 2.5.



Obr. 2.5 Zobrazení ekvivalentních proudových hustot na bočních stěnách patche

Náhradní elektrická proudová hustota J^t vzniká vlivem přítomnosti zbytkového elektrického pole nad patchem. Na bočních stěnách jsou náhradní elektrická proudová hustota J^s a náhradní magnetická proudová hustota M^s a můžeme je vypočítat z následujících vztahů:

$$J^s = n \times H^s \quad (2.14)$$

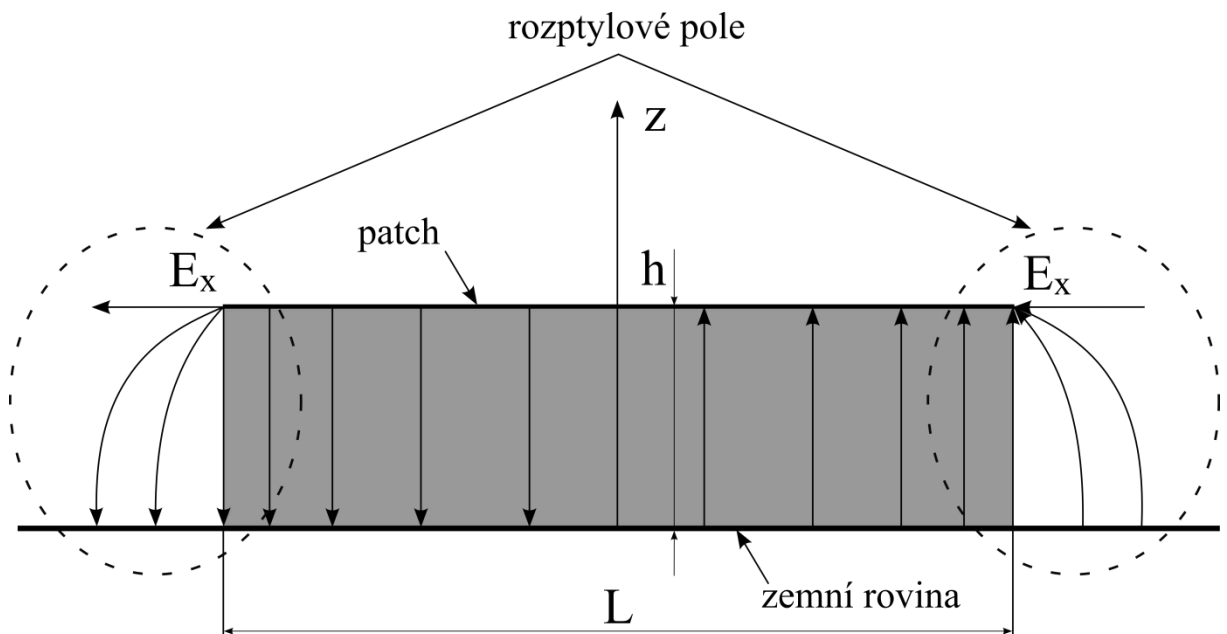
$$M^s = -n \times E^s \quad (2.15)$$

kde E^s je elektrická intenzita pole ve štěrbinách a H^s je magnetická intenzita pole ve štěrbinách-Vzhledem k malému poměru výšky ku šířce W/h (u mikropáskových antén) lze

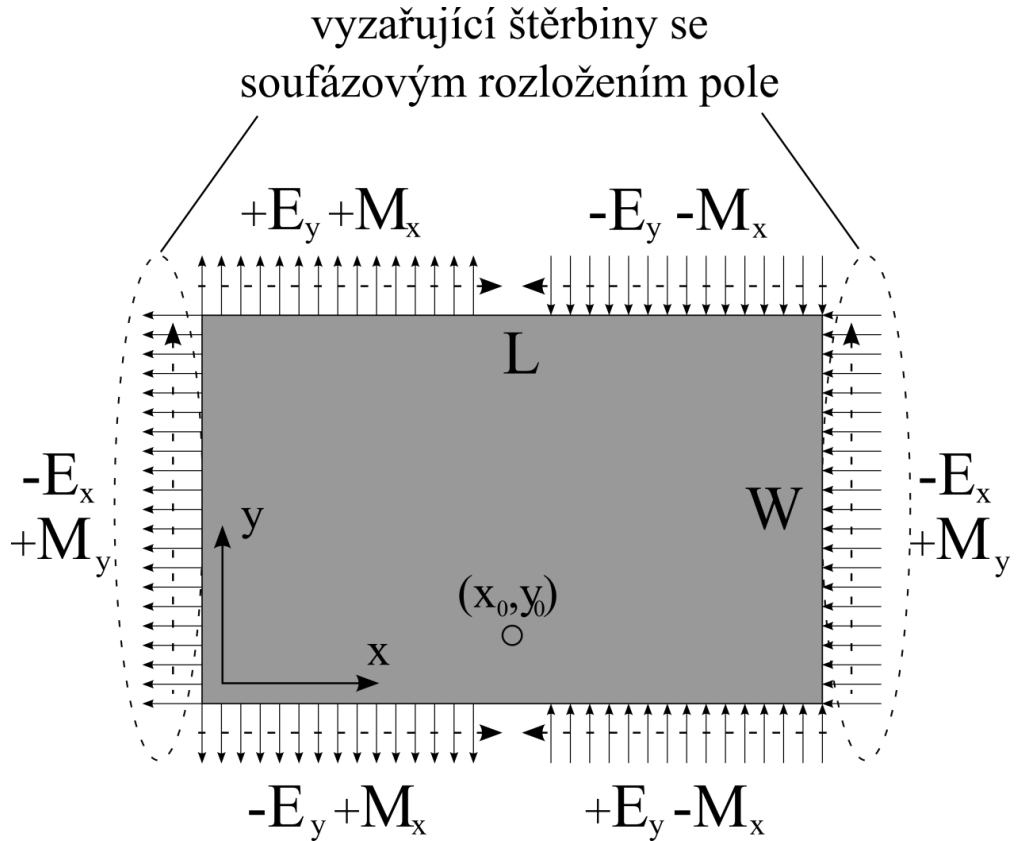
zanedbat náhradní proudovou hustotu J^l a položit ji rovnou 0. Protože tečná složka magnetického pole podél bočních stran je také zanedbatelná můžeme zanedbat i náhradní proudovou hustotu J^s . Jediná nenulová proudová hustota je magnetická proudová hustota M^s podél bočního obvodu, která ale vyzařuje jen v přítomnosti zemní roviny. Zemní rovinu ve vzorci vyjádříme zdvojnásobením náhradní proudové hustoty, což vyplývá z principu zrcadlení. Hodnotu magnetické proudové hustoty můžeme poté spočítat ze vztahu

$$M^s = -2n \times E^s \quad (2.16)$$

Rozložení elektrického pole a magnetické proudové hustoty je pro mód TM_{10} (toto označení je dáno přítomností pouze složek H_x a H_y v prostoru mezi patchem a zemní rovinou) zobrazen na obr. 1.7. Existují zde čtyři vyzařující oblasti, které odpovídají bočním stěnám, ale na vyzařování se podílejí převážně pouze dvě z nich. Štěrbina podél rozměru W má téměř konstantní pole, čímž dochází k vyzařování (označují se jako vyzařující štěrby). Pole podél rozměru L není konstantní na rozdíl od pole podél rozměru W , ale mění se podle funkce \cos , což znamená, že vyzářené pole se v hlavních rovinách vyruší (označují se jako nevyzařující štěrby). Jelikož se vektory elektrického pole snaží být neustále kolmé ke kovovým plochám (zemní rovina a plocha patche) vzniká zde rozptylové pole s tečnými složkami E_x a E_y přesahující fyzické rozměry antény jak je zobrazeno na obr 2.6.



Obr. 2.6 Rozložení pole základního módu s rozptylovým polem na hranách patche

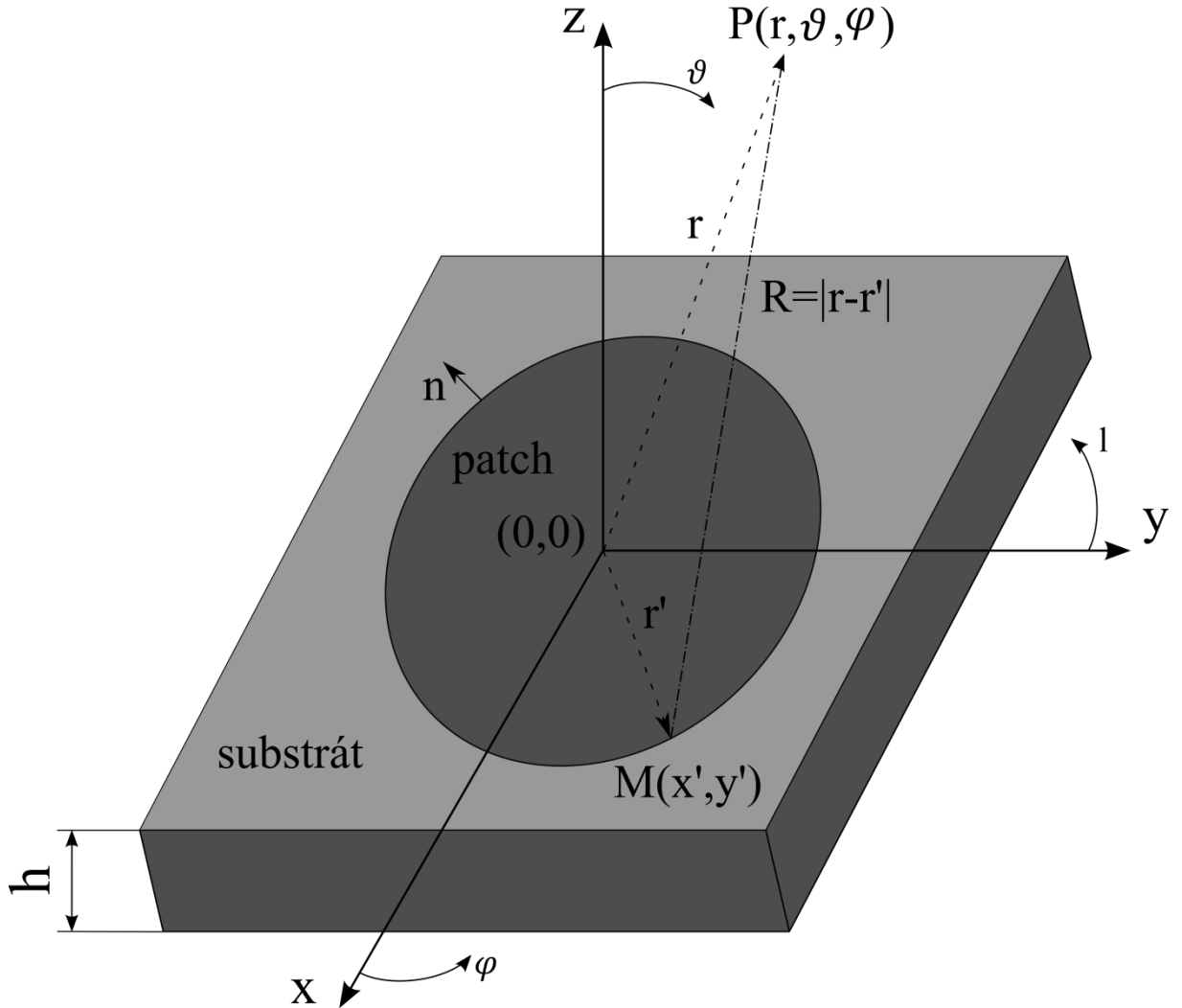


Obr. 2.7 Znárodnění magnetických proudových hustot na obvodu dutiny

Pomocí vektorového potenciálu z náhradních povrchových hustot proudů můžeme pak určit vyzářené pole. Použitím Greenovy funkce pro volný prostor $\frac{e^{-jk_0 r}}{r}$ (která charakterizuje šíření kulové vlny z elementárního zdroje vyzářování) získáme vztah pro elektrický vektorový potenciál $\mathbf{F}(\mathbf{r})$ v libovolném bodě, jehož zdrojem je magnetická proudová hustota $\mathbf{M}(\mathbf{r}')$:

$$\begin{aligned} \mathbf{F}(\mathbf{r}) &= \frac{\varepsilon_0 h}{4\pi} \oint_l \mathbf{M}(\mathbf{r}') \frac{e^{-jk_0 r}}{R} dl = \\ &= \frac{\varepsilon_0 h}{4\pi} \oint_l M(x', y') \frac{e^{-jk_0 \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + z^2}}}{\sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + z^2}} \end{aligned} \quad (2.17)$$

Integrace se provádí po obvodu patche, \mathbf{r} je vektor z počátku souřadného systému do místa výpočtu pole, \mathbf{r}' je vektor z počátku souřadného systému do místa zdroje, viz obr. 2.8.



Obr. 2.8 Poloha patchové antény ve sférickém souřadném systému

Přítomnost zemní roviny lze do výpočtu přesněji zahrnout dosazením za činitele 2 ve vztahu 2.16. Výsledný vztah pak bude:

$$\mathbf{M}^{\text{š}} = -2 \cos \frac{k_0 h \cos \vartheta}{2} \times \mathbf{E}^{\text{š}} \quad (2.18)$$

Intenzitu elektrického pole pro základní roviny (pro malé výšky substrátu $k_0 h \ll l$) lze odvodit v následujícím tvaru:

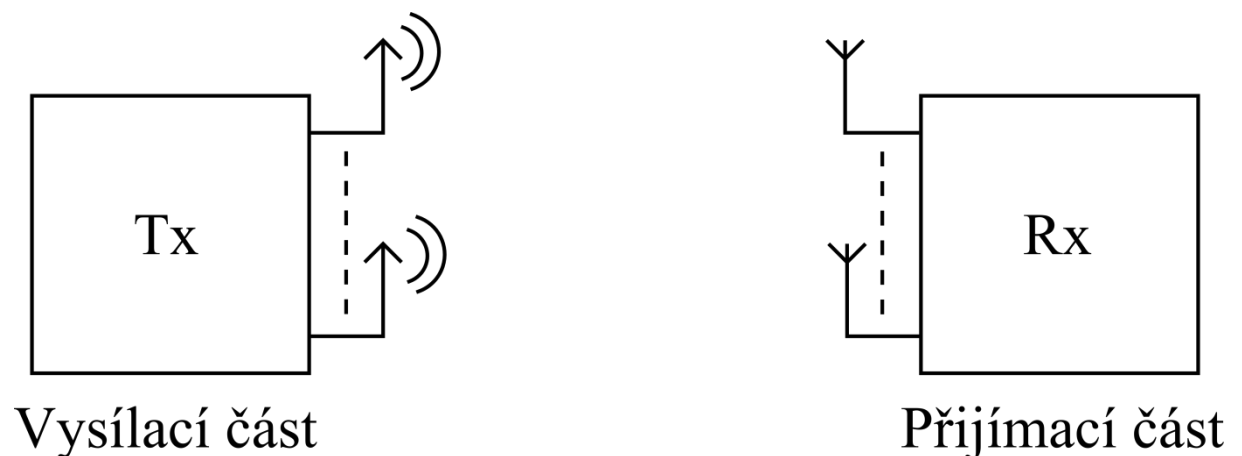
$$E_{\vartheta} = j \frac{k_0 W U_0 e^{-jkr}}{\pi r} \frac{\sin \left(k_0 \frac{h}{2} \cos(\varphi) \right)}{k_0 \frac{h}{2} \cos(\varphi)} \cos \left(k_0 \frac{L}{2} \sin(\varphi) \right) \quad (2.19)$$

$$E_{\varphi} = j \frac{k_0 W U_0 e^{-jkr}}{\pi r} \cos(\vartheta) \frac{\sin\left(k_0 \frac{h}{2} \cos(\vartheta)\right)}{k_0 \frac{h}{2} \cos(\vartheta)} \frac{\sin\left(k_0 \frac{W}{2} \cos(\vartheta)\right)}{k_0 \frac{W}{2} \cos(\vartheta)} \quad (2.20)$$

kde U_0 je napětí ve štěrbině, $U_0 = hE_a$.

3 MIMO

V radiotechnice se pod tímto označením rozumí **Multiple-Input and Multiple-Output**, doslovně přeloženo vícenásobný vstup a vícenásobný výstup. Pod tímto označením bychom si měli představit anténní systémy, které se skládají z několika vysílacích a z několika přijímacích antén (obr.3.1), což vede ke zlepšení výkonu při komunikaci. Tato technologie se řadí mezi tzv. technologie chytrých antén.[3]



Obr. 3.3.1 Blokové schéma technologie MIMO

Využití MIMO se promítá hlavně v bezdrátové komunikaci, jelikož nabízí výrazné zvýšení datové propustnosti a dosahu bez navýšení šířky pásma nebo zvýšení vysílacího výkonu. To nám umožňuje při stejném vysílacím výkonu zvýšit zisk antény, který zlepšuje spektrální účinnost (přenesení více bitů za sekundu na 1Hz šířky pásma, bit/s/Hz), a nebo dosažení diverzitního zisku (zvýšení spolehlivosti připojení). Díky těmto vlastnostem je MIMO důležitou součástí moderních bezdrátových komunikačních standardů.

Technologie MIMO může být rozdělena do tří hlavních skupin předkódování, prostorové multiplexování a diverzitní kódování

3.1 Předkódování

Je to vícesměrové vytváření svazků. Obecněji řečeno je to prostorové zpracování signálu ve vysílači. Při jednosměrovém vyzařování se z každé vysílací antény vysílá stejný signál s příslušnou fází a příslušnou výkonovou úrovní tak, že na přijímací straně se tyto výkony do jisté míry sčítají. Výhodou směrového vyzařování je zvýšený výkon přijatého signálu tím, že signály vysílané z různých antén se konstruktivně sčítají a zároveň se snižuje únik v důsledku mnohacestného šíření. Konvenční svazky nejsou dobrou analogií v rámci buňkových sítí, které se vyznačují mnohacestným šířením signálu. Když má přijímač více antén, vysílací strana nedokáže současně zajistit maximální úroveň signálu na všech přijímacích anténách, proto je předkódování do více směrů často výhodné. Je nutné si uvědomit, že předkódování vyžaduje znalost informací o stavu kanálu (channel state information – CSI) na vysílací i přijímací straně.

3.2 Prostorové multiplexování

V tomto multiplexování (vyžaduje MIMO anténní systém) se signál s velkou rychlostí rozdělí do několika pomalých toků a každý tok je vysílán z jiné antény ovšem ve stejném frekvenčním pásmu. Pokud tyto signály dorazí na přijímací anténu s dostatečně odlišnými prostorovými signaturami a přijímač zná přesnou CSI mohou se oddělit přenášené toky do (téměř) paralelních kanálů. Prostorové multiplexování je velmi výhodné pro zvýšení kapacity kanálů při vyšších poměrech výkonu signálu ku šumu (Signal to Noise Rate - SNR). Počet prostorových kanálů je omezen počtem přijímacích a vysílacích antén. Prostorové multiplexování může být použito i bez CSI ve vysílací části, může být zkombinováno s překódováním (nutno CSI) a také může být využito pro simultánní přenos do více přijímačů, známý jako **space-division multiple access** (nutno CSI ve vysílací části).

3.3 Diverzitní kódování

Toto kódování se využívá tam, kde nejsou známy informace o kanálu CSI ve vysílací části. V této metodě se využívá právě diverzita signálu, což znamená, že se přenáší jen jeden tok, ale několika různými cestami v prostoru a signál je kódován pomocí časoprostorového kódování. Diverzita přenesených signálů spoléhá na to, že alespoň některé z nich dorazí na přijímač

dostatečně silné a budou spolehlivě dekodovány (využívá se pro zvýšení spolehlivosti přenosu). Diverzitivní kódování může být kombinováno s prostorovým multiplexováním, jsou-li k dispozici ve vysílači informace o kanálu.

4 Návrh mikropáskové antény

Návrh byl realizován dle kapitoly 1.3.1 pro frekvenci $f_r=5,5\text{GHz}$, pásmo 5GHz se často používá pro bezdrátový přenos signálu např. Wi-Fi. V návrhu je uvažován běžně dostupný materiál FR4 s tloušťkou 1,5 mm.

$$\epsilon_r = 4,8 \quad h = 1,5\text{mm} \quad f_r = 5,5\text{GHz}$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_r} = \frac{3 * 10^8}{5,5 * 10^9} = 54,5 \text{ mm} \quad (4.1)$$

$$W = \frac{c}{2 * f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{3 * 10^8}{2 * 5,5 * 10^9} \sqrt{\frac{2}{4,8 + 1}} = 15,84 \text{ mm} \quad (4.2)$$

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{W}\right)^{-1/2}, \frac{W}{h} > 1 \quad (4.3)$$

$$\epsilon_{ef} = \frac{4,8 + 1}{2} + \frac{4,8 - 1}{2} * \left(1 + 10 \frac{1,5 * 10^{-3}}{15,84 * 10^{-3}}\right)^{-1/2} = 4,26$$

$$dl = 0,412h \frac{(\epsilon_{ef} + 0,3) * \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{ef} - 0,258) * \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \quad (4.4)$$

$$dl = 0,412 * 1,5 * 10^{-3} \frac{(4,26 + 0,3) \left(\frac{15,84 * 10^{-3}}{1,5 * 10^{-3}} + 0,264\right)}{(4,26 - 0,258) \left(\frac{15,84 * 10^{-3}}{1,5 * 10^{-3}} + 0,8\right)} = 0,671 \text{ mm}$$

$$L = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{ef}} * f_r} - 2dl = \frac{3 * 10^8}{2\sqrt{4,26} * 5,5 * 10^9} - 2 * 0,671 * 10^{-3} = 11,86 \text{ mm} \quad (4.5)$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \frac{2\pi}{54,5 * 10^{-3}} = 115,29 \text{ m}^{-1} \quad (4.6)$$

$$G_s = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2\right] = 2,41 * 10^{-3} \text{ S} \quad (4.7)$$

$$G_{\xi} = \frac{54,5 * 10^{-3}}{120 * 54,5 * 10^{-3}} \left[1 - \frac{1}{24} (115,29 * 1,5 * 10^{-3})^2 \right] = 2,41 * 10^{-3} S$$

$$B_{\xi} = \frac{W}{120\lambda_0} [(1 - 0,636 \ln(k_0 h))] , \frac{h}{\lambda_0} \ll \frac{1}{10} \quad (4.8)$$

$$B_{\xi} = \frac{15,84 * 10^{-3}}{120 * 54,5 * 10^{-3}} [1 - 0,636 \ln(115,29 * 1,5 * 10^{-3})] = 5,14 * 10^{-3} S$$

$$Y_{\xi} = G_{\xi} + jB_{\xi} \quad (4.9)$$

$$Y_{\xi} = (2,41 + j5,16) * 10^{-3} \Rightarrow Y_{\xi} = 5,67 * 10^{-3} \angle 64,88 S$$

$$Z_{\xi} = \frac{1}{Y_{\xi}} = \frac{1}{5,67 * 10^{-3} \angle 64,88} = 176 \angle -64,88 \Omega \quad (4.10)$$

$$Z_{\xi} = 74,87 - j159,67 \Omega$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\varepsilon_{ef}} = 115,29 * \sqrt{4,26} = 237,95 m^{-1} \quad (4.11)$$

$$k = k_0 \sqrt{\varepsilon_r} = 115,29 * \sqrt{4,8} = 252,59 m^{-1} \quad (4.12)$$

$$X_f \approx -\frac{Z_0 kh}{2\pi} \left[\ln\left(\frac{kd}{4}\right) + 0,577 \right] \quad (4.13)$$

$$X_f \approx -\frac{50 * 252,59 * 1,5 * 10^{-3}}{2\pi} \left[\ln\left(\frac{252,59 * 1,05 * 10^{-3}}{4}\right) + 0,577 \right] = 6,43 \Omega$$

$$Z_{ch} = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{ef}} \left[\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1,444\right) \right]} , \frac{W}{h} \geq 1 \quad (4.14)$$

$$Z_{ch} = \frac{120\pi}{\sqrt{4,26} \left[\frac{15,84 * 10^{-3}}{1,5 * 10^{-3}} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{15,84 * 10^{-3}}{1,5 * 10^{-3}} + 1,444\right) \right]} = 13,37 \Omega$$

$$Y_{ch} = \frac{1}{Z_{ch}} = 0,075 S \quad (4.15)$$

Výpočet rozměrů L_1 a L_2 pro hodnotu vstupní impedance $Z_{in}=50\Omega$

$$Z_{IN} = \frac{1}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2}} + jX_f \quad (4.16)$$

$$Z_1 = \frac{Z_{\xi} + jZ_{ch} \operatorname{tg}(\beta L_1)}{Z_{ch} + jZ_{\xi} \operatorname{tg}(\beta L_1)} * Z_{ch} = 1,5575 - j21,6676 \Omega \quad (4.17)$$

$$Z_2 = \frac{Z_{\text{s}} + jZ_{\text{ch}} \operatorname{tg}(\beta L_2)}{Z_{\text{ch}} + jZ_{\text{s}} \operatorname{tg}(\beta L_2)} * Z_{\text{ch}} = 0,95604 + j14,8235\Omega \quad (4.18)$$

5 Analýza

Pro pokračování je nutno zmínit se o vlastnostech antén, které budeme využívat pro další postup.

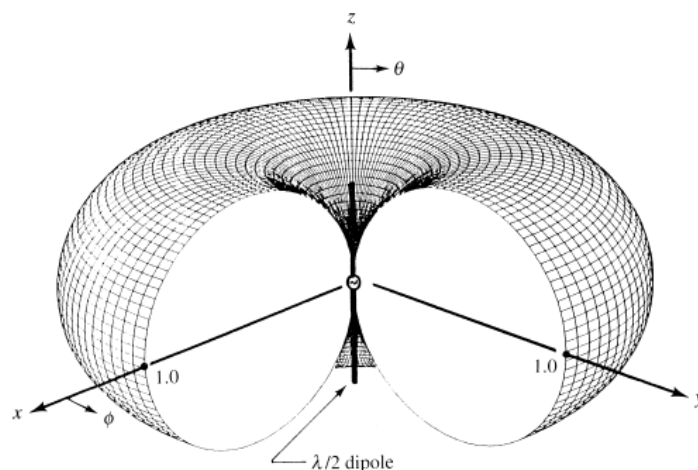
5.1 Směrová a vyzařovací charakteristika

Pojem směrová charakteristika se používá u přijímacích antén a vyzařovací charakteristika u antén vysílacích. V podstatě se jedná o stejnou veličinu, která popisuje směrové vlastnosti antén. Anténou vyzařované elektromagnetické pole lze obecně vystihnout vztahem:

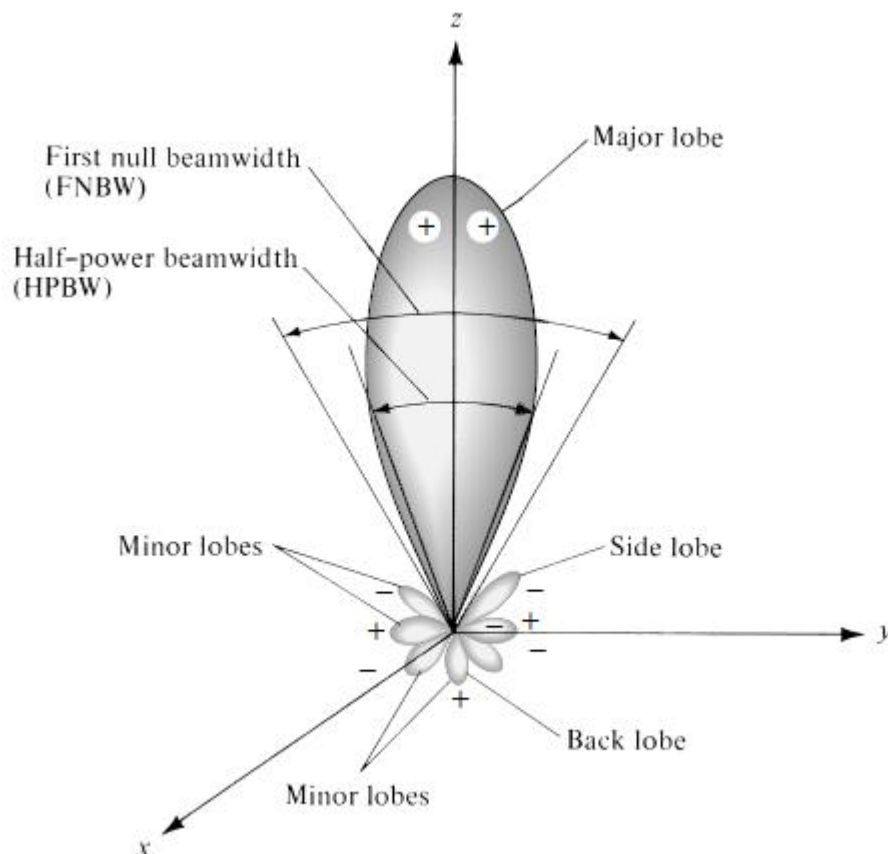
$$\mathbf{E} = C * Ae^{j\psi} \mathbf{a}_0 F(\vartheta, \varphi) \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (5.1)$$

kde C jsou konstanty prostředí, $Ae^{j\psi} \mathbf{a}_0$ je funkce buzení (vektorový charakter), $F(\vartheta, \varphi)$ je vyzařovací charakteristika, $\frac{e^{-jkr}}{r}$ je závislost amplitudy a fáze pole na vzdálenosti.

Obecná všesměrová anténa se vyznačuje tím, že velikost vysílané / přijímané elektromagnetické energie je různá v různých směrech. Pokud zobrazujeme přijímaný výkon jedná se o směrovou výkonovou charakteristiku. Zobrazujeme-li intenzitu pole, nazýváme tuto charakteristiku pouze směrová charakteristika. Toto rozlišení má zásadní význam pro výpočet směrovosti a je proto nutné znát, jakou veličinu máme k dispozici (v této práci se pracuje s intenzitou pole). V praxi se měří a zaznamenává třírozměrná směrová charakteristika a poté pro názornost se zobrazují jednotlivé řezy v dvourozměrném souřadném systému.



Obr. 5.1 Prostorová směrová charakteristika půlvlnného dipólu, převzato [1]



Obr. 5.2 Prostorová směrová charakteristika antény, převzato [1]

5.2 Směrnost

Značí D (z anglického slova Directivity) a je to poměr intenzity vyzařování U v daném směru k referenční hodnotě U_0 . Jako referenční hodnota se často používá izotropický zářič, může se však použít elementární dipól nebo půlvlnný dipól. Je nutné, abychom věděli, k jaké referenční hodnotě směrovost vztahujeme (vždy při výpočtu uvádět) a případně ji přepočítat. Pro přepočítání z izotropického zářiče k elementárnímu dipólu musíme odečíst hodnotu 1,76 dB, pro přepočítání vztahující k půlvlnnému dipólu odečítáme hodnotu 2,15 dB. Směrnost daného zářiče je funkcí prostorových souřadnic a můžeme ji vypočítat ze vztahu:

$$P_{vyz} = \oint_{\Omega} U(\vartheta, \varphi) d\Omega = B_0 \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F(\vartheta, \varphi) \sin(\vartheta) d\vartheta d\varphi \quad (5.2)$$

$$D(\vartheta, \varphi) = 4\pi \frac{F(\vartheta, \varphi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F(\vartheta, \varphi) \sin(\vartheta) d\vartheta d\varphi} \quad (5.3)$$

A její maximum:

$$D_{max} = 4\pi \frac{F(\vartheta, \varphi)_{max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F(\vartheta, \varphi) \sin(\vartheta) d\vartheta d\varphi} \quad (5.4)$$

Vztah 5.4 můžeme přepsat do následující podoby:

$$D_{max} = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F_n(\vartheta, \varphi) \sin(\vartheta) d\vartheta d\varphi} = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (5.5)$$

kde Ω_A (vztah 5.6) označuje prostorový úhel, ve kterém by byl soustředěn veškerý tok výkonu od antény (za předpokladu, že v tomto úhlu by byla konstantní a maximální intenzita vyzařování):

$$\Omega_A = \frac{1}{F(\vartheta, \varphi)_{max}} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi F^2(\vartheta, \varphi) \sin(\vartheta) d\vartheta d\varphi = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi F_n^2(\vartheta, \varphi) \sin(\vartheta) d\vartheta d\varphi \quad (5.6)$$

a $F_n^2(\vartheta, \varphi)$ (vztah 5.7) je normovaná směrová výkonová charakteristika

$$F_n^2 = \frac{F^2(\vartheta, \varphi)}{F_{max}^2(\vartheta, \varphi)} \quad (5.7)$$

5.3 Výkonový zisk antény

Výkonový zisk antény (antenna power gain) je dán poměrem výkonů, vysílaný výkon ku výkonu dodávanému na vstup antény. Často se definuje jako 4π krát poměr intenzity vyzařování v daném směru k výkonu přiváděnému na vstup antény viz vztah 5.8

$$G(\vartheta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\vartheta, \varphi)}{P_{vst}} \quad (5.8)$$

I zde je nutné znát, k jakému typu referenčního zdroje tento parametr určujeme, Většinou se jako referenční anténa uvažuje bezeztrátový všesměrový zářič. Pod pojmem zisk se většinou rozumí jeho maximální hodnota a většinou se vyjadřuje v decibelech (dB):

$$G(\vartheta, \varphi)_{dB} = 10 \log G(\vartheta, \varphi) \quad (5.9)$$

Zisk G zahrnuje kromě směrových vlastností D také účinnost antény, která je závislá na ztrátách, odrazech atd. To je dáno následujícím vztahem (η je celková účinnost antény):

$$G = \eta D \quad (5.10)$$

Dalším krokem je výpočet intenzity elektrického pole vyzářeného flíčkovou anténou, který byl proveden dle vztahu 2.19 a 2.20. Poté byla vypočtena intenzita elektrického pole pro monopól dle vztahu uvedeného níže (tento vztah platí jak pro dipól, tak pro monopól nad dokonale vodivou plochou, která ovšem v reálném případě neexistuje, i přes to je možné tento vztah pro naše potřeby použít).

$$E_{\vartheta} = j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\vartheta\right)}{\sin\vartheta} \right] \quad (5.11)$$

Následně byly tyto výpočty provedeny pro další dva flíčky / monopóly, které byly různě prostorově pootočené a poté byla spočtena vzájemná korelace signálů dle vztahu 5.12 a výsledky jsou uvedeny v Tab. Z.

$$\rho = \frac{\iint_{4\pi} G^{(1)} * G^{(2)} d\Omega}{\sqrt{\iint_{4\pi} G^{(1)} * G^{(2)} d\Omega \iint_{4\pi} G^{(2)} * G^{(2)} d\Omega}} \quad (5.12)$$

Kde $G^{(1)}(\vartheta, \varphi)$ je výkonový zisk prvního signálu

$$G^{(1)}(\vartheta, \varphi) = \sum_i^n I^{(1)} G(\vartheta, \varphi) e^{jkr} \quad (5.13)$$

a $G^{(2)}(\vartheta, \varphi)$ je výkonový zisk druhého signálu.

$$G^{(2)}(\vartheta, \varphi) = \sum_i^n I^{(2)} G(\vartheta, \varphi) e^{jkr} \quad (5.14)$$

Závěr

Cílem této bakalářské práce je zjistit, zda mohou být flíčkové antény využity v technologii MIMO. Obsahem této práce je spočtený návrh takovéto flíčkové antény a zařazení tří těchto antén (prostorově natočených) do jedné anténní soustavy. Stejně tak je tomu i pro soustavu z monopólů. Následující tabulka ukazuje hodnoty úhlů natočení, hodnoty korelací signálů patch antén a hodnoty korelací signálů monopólů.

Úhel natočení [°]			Korelace patch antén			Korelace monopólů		
Úhel 1-2	Úhel 1-3	Úhel 2-3	Ka 1-2	Ka 1-3	Ka 2-3	Km 1-2	Km 1-3	Km 2-3
30	60	30	0,9121	0,6924	0,9111	0,7413	0,2405	0,744
60	120	60	0,6924	0,2419	0,6849	0,2405	0,2405	0,2542
90	180	90	0,4393	0,1027	0,4393	0	1	0
120	240	120	0,2419	0,2419	0,2499	0,2405	0,2405	0,2542
150	300	150	0,1342	0,6924	0,1372	0,7413	0,2405	0,744
180	360	180	0,1027	1	0,1027	1	1	1

Tab. Z. Výsledné hodnoty analýzy, úhel 1-2 udává hodnotu úhlu natočení mezi prvkem 1a 2 ve stupních, Ka 1-2 udává hodnotu korelace mezi flíčkem 1 a 2, Km 1-2 udává hodnotu korelace mezi monopólem 1-2

Je nutné si uvědomit, že flíčková anténa je směrová, a proto je pro nízké úhly natočení hodnota korelace vysoká, což znamená, že signály se šíří velmi podobnou trasou, v případě, že by na trase došlo k nějakému problému, je zde velká pravděpodobnost, že na přijímací anténní systém nedorazí ani jeden signál při dostatečném výkonu k dalšímu zpracování. Nejvhodnějším úhlem natočení se zdá být úhel 120°, při kterém jsou hodnoty korelace relativně nízké, čili diverzitní příjem je zde vysoký (vysoká spolehlivost přenosu). Hodnoty korelací při úhlu natočení 120° pro patch antény jsou skoro stejné jako hodnoty pro monopólové antény. Při dalším zvýšení úhlu natočení se hodnoty korelace u dvou flíčků stále snižují, ale u monopólů tomu tak není, což je způsobeno všesměrovým vyzařováním. Pro hodnotu natočení o 180° se monopóly chovají totožně a proto je jejich korelace rovna jedné, zatímco u flíčků se signály z flíčků 1 a 2 a z flíčků 2 a 3 budou šířit odlišnými cestami. A z flíčků 1 a 3, které jsou vzájemně posunuty o 360° (0°) se budou signály šířit stejnou cestou, proto je korelace rovna jedné.

Pro dosažení prostorové diverzity je nutné dosáhnout určité vzdálenosti, což v některých případech nemusí být realizovatelné (např. uvnitř budov). Tento problém lze řešit použitím flíčkových antén. Při přenosu, kde není přímá viditelnost mezi vysílačem a přijímačem se signál šíří několika různými cestami pomocí odrazů, každý tento odraz způsobuje fázový

posuv, zeslabení a časové zpoždění, což může destruktivně ovlivnit přenášený signál.

Využitím dvou a více antén zlepšujeme kvalitu a spolehlivost bezdrátového spojení. Přijímací strana má k dispozici jen jeden tok, který je přenášen různými prostorovými cestami.

V případě že jedna z cest je silně rušena, je pravděpodobné, že u zbylých cest tomu tak není a přijímač zpracuje signál s nejvyšším výkonem. Kolektivně tento systém může poskytnout velmi spolehlivé bezdrátové spojení.

Seznam obrázků

Obr. 1.1 Obecný radiokomunikační přenosový řetězec	11
Obr. 2.1 Základní tvary patchů a) pro stojatou vlnu, b)pro postupnou vlnu	17
Obr. 2.2 Způsoby napájení a) mikropáskovým vedením, b) koaxiálně, c) vazební štěrbinou, d) otevřeným koncem vedení	18
Obr. 2.3 a) Rozložení intenzity elektrického pole mezi patchem a zemí	21
Obr. 2.4 Náhradní model koaxiálně napájeného pravoúhlého patche	21
Obr. 2.5 Zobrazení ekvivalentních proudových hustot na bočních stěnách patche.....	23
Obr. 2.6 Rozložení pole základního módu s rozptylovým polem na hranách patche.....	24
Obr. 2.7 Znázornění magnetických proudových hustot na obvodu dutiny.....	25
Obr. 2.8 Poloha patchové antény ve sférickém souřadném systému	26
Obr. 3.3.1 Blokové schéma technologie MIMO.....	27
Obr. 5.1 Prostorová směrová charakteristika půlvlnného dipólu.....	31
Obr. 5.2 Prostorová směrová charakteristika antény	32

Použitá literatura

- [1] BALANIS, Constantine A. *Antenna Theory Analysis and Design*. 3rd Edition. Canada: John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005. ISBN 0-471-66782-X
- [2] ČESKÝ, Tomáš. *Antény pro příjem televize*. 1. vyd. Praha: SNTL, 1985. ISBN 80-03-00615-5.
- [3] MAZÁNEK, Miloš a Pavel PECHAČ. *Šíření elektromagnetických vln a antény*. 2., přeprac. vyd. Praha: ČVUT, 2005. ISBN 978-80-01-03032-5.
- [4] MIMO. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2013, 2.6.2014 [cit. 2014-06-08]. Dostupné z: <http://en.wikipedia.org/wiki/Mimo>

Přílohy

Příloha A – Skript ze softwaru Matlab pro výpočet intenzity elektrického pole a korelace signálů

```

h=0.0015;
L=0.01186;
k0=115.29;
W=0.01584;
THETA=0:0.0785398/2:pi;
FI=-pi:0.0785398:pi;
a= pi;    % uhel natoceni 1-2
b= 2*a;   % uhel natoceni 2-3
[X,Y]=meshgrid(FI,THETA);

% patch 1
Etheta1=(((sin(k0*(h/2)*cos(X)))/(k0*(h/2)*cos(X)))*(cos(k0*(L/2)*sin(X))));
Efi1=cos(Y).*((sin(k0*(h/2)*cos(Y)))/(k0*(h/2)*cos(Y)))*(sin(k0*(W/2)*cos(Y)))/(k0*(W/2)*cos(Y)));
E1=(sqrt(Etheta1.^2+Efi1.^2));
mesh(X,Y,E1);

% patch 2
Etheta2=(((sin(k0*(h/2)*cos(X)))/(k0*(h/2)*cos(X)))*(cos(k0*(L/2)*sin(X))));
Efi2=cos(Y+a).*((sin(k0*(h/2)*cos(Y+a)))/(k0*(h/2)*cos(Y+a)))*(sin(k0*(W/2)*cos(Y+a)))/(k0*(W/2)*cos(Y+a)));
E2=(sqrt(Etheta2.^2+Efi2.^2));
mesh(X,Y,E2);

% patch 3
Etheta3=(((sin(k0*(h/2)*cos(X)))/(k0*(h/2)*cos(X)))*(cos(k0*(L/2)*sin(X))));
Efi3=cos(Y+b).*((sin(k0*(h/2)*cos(Y+b)))/(k0*(h/2)*cos(Y+b)))*(sin(k0*(W/2)*cos(Y+b)))/(k0*(W/2)*cos(Y+b)));
E3=(sqrt(Etheta3.^2+Efi3.^2));
mesh(X,Y,E3);

%korelace patchů
Ka12=(abs(sum(sum(Etheta1.*conj(Etheta2)+Efi1.*conj(Efi2))))).^2/(sum(sum(Etheta1.*conj(Etheta1)+Efi1.*conj(Efi1)))*sum(sum(Etheta2.*conj(Etheta2)+Efi2.*conj(Efi2))))
Ka13=(abs(sum(sum(Etheta1.*conj(Etheta3)+Efi1.*conj(Efi3))))).^2/(sum(sum(Etheta1.*conj(Etheta1)+Efi1.*conj(Efi1)))*sum(sum(Etheta3.*conj(Etheta3)+Efi3.*conj(Efi3))))
Ka23=(abs(sum(sum(Etheta2.*conj(Etheta3)+Efi2.*conj(Efi3))))).^2/(sum(sum(Etheta2.*conj(Etheta2)+Efi2.*conj(Efi2)))*sum(sum(Etheta3.*conj(Etheta3)+Efi3.*conj(Efi3))))

%monopól 1
Em1=((cos((pi/2)*cos(Y)))/(sin(Y)));
Em1(isinf(Em1)) = 0;
%monopól 2
Em2=((cos((pi/2)*cos(Y+a)))/(sin(Y+a)));

```

```
%monopól 3
```

```
Em3=((cos((pi/2)*cos(Y+b)))/(sin(Y+b)));
```

```
%korelace monopólů
```

```
Km12=(abs(sum(sum(Em1.*conj(Em2)))))^2/(sum(sum(Em1.*conj(Em1)))*sum(sum(Em2.*conj(Em2))))
```

```
Km13=(abs(sum(sum(Em1.*conj(Em3)))))^2/(sum(sum(Em1.*conj(Em1)))*sum(sum(Em3.*conj(Em3))))
```

```
Km23=(abs(sum(sum(Em2.*conj(Em3)))))^2/(sum(sum(Em2.*conj(Em2)))*sum(sum(Em3.*conj(Em3))))
```