

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIOELEKTRONIC

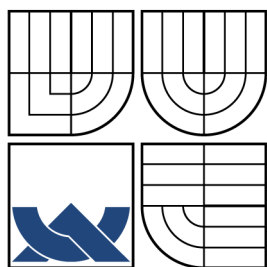
MĚŘENÍ ROZLOŽENÍ POLE V BLÍZKÉ ZÓNĚ

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

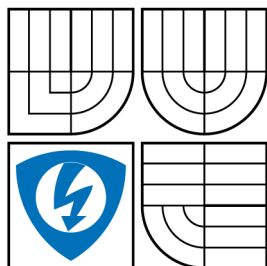
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

IVAN MACHÁČEK

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIOELEKTRONIC

MĚŘENÍ ROZLOŽENÍ POLE V BLÍZKÉ ZÓNĚ MEASUREMENT OF THE NEAR FIELD DISTRIBUTION

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

IVAN MACHÁČEK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

DOC. ING. ZDENĚK NOVÁČEK, CSC.

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Ivan Macháček

ID: 78585

Ročník: 2

Akademický rok: 2009/2010

NÁZEV TÉMATU:

Měření rozložení pole v blízké zóně

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s postupy měření složek pole v blízké oblasti antén a možnostmi využití výsledků měření. Srovnajte provedení a vlastnosti užívaných typů sond a navrhněte vhodné prvky pro ověřovací měření. Navrhněte a realizujte pracoviště pro měření složek intenzit pole na válcové ploše v blízkém poli a funkčně ověřte měřením vybraných antén. Připravte hlavní procedury pro vyhodnocení výsledků měření. Sledujte možnosti potlačení rušivých vlivů dostupné v laboratoři pracoviště.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] SLATTER, D. Near field antenna measurement. Norwood: Artech House, 1991

[2] YAGHJIAN, A.D. An Overview of Near-Field Antenna Measurements. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1986, vol. 34, no. 1, p. 30 - 45

[3] PAPIRNÍK, M. Měření směrových charakteristik antén v blízké oblasti. Diplomová práce. Brno: FEKT VUT v Brně, 1996

Termín zadání: 8.2.2010

Termín odevzdání: 21.5.2010

Vedoucí práce: doc. Ing. Zdeněk Nováček, CSc.

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Tato práce se věnuje měření antén v blízké zóně. Cílem práce bylo připravit měřicí pracoviště a provést ověřovací měření elektrické intenzity včetně fáze na válcové ploše. Naměřená data byla srovnána s teoretickými předpoklady a byla vypočítána jejich směrová charakteristika. Byly navrhnuty a zrealizovány vhodné sondy pro měření v blízké zóně.

KLÍČOVÁ SLOVA

Blízká zóna, Fresnelova zóna, vzdálená zóna, Fraunhoferova zóna, měření antén, válcová plocha.

ABSTRACT

The aim of this work was to prepare measuring workplace, perform the verification measurement, including the measurement phase, on the cylindrical surface. Measured data were compared with theoretical assumptions and were calculated directional patterns. Probes for measurement in the near field were designed and realized.

KEYWORDS

Near field, Fresnel zone, far field, Fraunhofer zone, antenna measurement, cylindrical surface.

MACHÁČEK I. *Měření rozložení pole v blízké zóně*. Brno: Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2010. Počet stran 58. Počet stran příloh 17. Diplomová práce. Vedoucí práce byl Doc. Ing. Zdeněk Nováček, CSc.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Měření rozložení pole v blízké zóně“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu doc. Ing. Zdeňku Nováčkovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

OBSAH

Úvod	12
1 Základní poznatky	13
1.1 Blízká a vzdálená oblast antény	13
1.2 Měření na rovinné ploše	16
1.3 Měření na válcové ploše	18
1.4 Měření na sférické ploše	19
2 Měřicí sondy pro blízkou zónu	20
2.1 Sondy měřící elektrické pole	20
2.2 Sondy měřící magnetické pole	22
2.3 Sondy založené na elektrooptickém jevu	22
3 Teoretická část měření na válcové ploše	23
3.1 Přepočítání blízkého pole do vzdálené oblasti bez kompenzace sondy	23
3.2 Přepočítání pole do vzdálené oblasti s kompenzací sondy	28
3.3 Přepočítání pole do vzdálené oblasti z amplitudového měření	31
4 Implementace výpočtů	33
4.1 Výpočet blízkého a vzdáleného pole dipólových antén	33
4.2 Transformace NF-FF bez kompenzace sondy	35
4.3 Ukázky simulací	36
5 Návrh měřicího pracoviště	41
5.1 Návrh pracoviště	41
5.2 Omezení rušivých vlivů	43
6 Návrh a realizace měřicích sond	44
6.1 Návrh měřicích sond	44
7 Ověřovací měření v blízké zóně	49
7.1 Popis pracoviště	49
7.2 Vyhodnocení měření v blízké zóně	49
8 Závěr	55
Literatura	56
Seznam symbolů, veličin a zkratk	58
Seznam příloh	59
A Vybrané matematické vztahy	60
A.1 Cylindrické funkce	60
A.2 Fourierova transformace	61

B	Naměřené hodnoty	62
B.1	Měření dipólovou sondou	62
B.2	Měření měřičem elektrické intenzity Narda	66
C	Rozměry vytvořených antén	68
D	Směrové diagramy sond	72
E	Obsah přiloženého CD-ROM	74

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Reaktivní, blízká a vzdálená oblast antény	13
1.2	Syntetizovaná apertura	15
1.3	Možnosti rozložení vzorků: a) pravoúhlá soustava, b) polární mříž	16
1.4	Souřadnicová soustava rovinné plochy	17
1.5	Válcové souřadnice a) Místa vzorkování, b) Souřadná soustava	18
1.6	Sférické souřadnice a) Místa vzorkování, b) Souřadná soustava	19
2.1	Kompenzace sondy a) měření bez kompenzace, b) měření s kompenzací	20
2.2	Provedení symetrických dipólů: a) klasické provedení, b) provedení na substrátu	21
2.3	Přechod mikropáskového vedení (MS) na symetrické koplanární vedení (CPS)	21
2.4	Provedení smyčkových antén	22
3.1	Souřadnicová soustava u měření na válcové ploše	23
3.2	Blokové schéma výpočtu vzdáleného pole bez kompenzace sondy	27
3.3	Blokové schéma výpočtu vzdáleného pole s kompenzací sondy	30
3.4	Holografická metoda měření	31
3.5	Amplitudové měření na dvou válcových plochách	32
4.1	Blízké pole elementárního dipólu	33
4.2	Symetrický dipól s reflektorem a) Definice rozměrů, b) Princip zrcadlení	34
4.3	Diskretizace symetrického dipólu	35
4.4	Složky intenzity el. pole v blízké zóně - dipól s reflektorem, 750 MHz	37
4.5	Výsledná intenzita el. pole v blízké zóně - dipól s reflektorem, 750 MHz	37
4.6	Směrová charakteristika - dipól s reflektorem, 750 MHz	38
4.7	Složky intenzity el. pole v blízké zóně - dipól s reflektorem, 900 MHz	38
4.8	Směrová charakteristika - dipól s reflektorem, 900 MHz	39
4.9	Složky intenzity el. pole v blízké zóně - souosé dipóly, 750 MHz	39
4.10	Směrová charakteristika - souosé dipóly, 750 MHz	40
4.11	Směrová char. ze 17 vzorků intenzit v blízké zóně - souosé dipóly, 750 MHz	40
5.1	Návrh měřicího pracoviště	41
5.2	Konstrukce anténní točny	42
6.1	Výpočet parametrů mikropáskového vedení pomocí programu AppCAD	45
6.2	Ukázka modelu antény Vivaldi v programu CST Studio 2008	45
6.3	Naměřená kmitočtová závislost rozptylových parametrů antény Vivaldi	47
6.4	Naměřená kmitočtová závislost rozptylových parametrů motýlkového dipólu	47
6.5	Naměřená kmitočtová závislost rozptylových parametrů symetrického dipólu	48
6.6	Naměřená kmitočtová závislost rozptylových parametrů přechodu MS-CPS-MS	48
7.1	Provedení měřicího pracoviště	50
7.2	Průběh elektrické intenzity v blízké zóně dipólu s reflektorem, 750 MHz	51
7.3	Průběh elektrické intenzity v blízké zóně dipólu s reflektorem, 900 MHz	51
7.4	Průběh elektrické intenzity v blízké zóně rukávového dipólu, 900 MHz	52
7.5	Průběh elektrické intenzity v blízké zóně GSM antény, 900 MHz	52
7.6	Průběh složek elektrické intenzity v blízké zóně dipólu s ref., 750 MHz	53
7.7	Srovnání naměřené a vypočítané hodnoty int. dipólu s ref., 750 MHz	53
7.8	Směrová char. měřeného rukávového dipólu v rovině Θ , 900 MHz	54

7.9	Směrová char. měřené GSM antény v rovině Θ , 900 MHz	54
C.1	Motiv spodní a horní vrstvy Vivaldi antény	68
C.2	Motiv spodní a horní vrstvy motýlkového dipólu	68
C.3	Motiv přechodu MS-CPS	69
C.4	Motiv přechodu MS-CPS-MS	70
C.5	Motiv přechodu MS-CPS	71
D.1	Směrový diagram antény Vivaldi v rovinách E a H	72
D.2	Směrový diagram motýlkového dipólu v rovinách E a H	72
D.3	Směrový diagram symetrického dipólu v rovinách E a H	73

SEZNAM TABULEK

1.1	Srovnání reaktivní, blízké a vzdálené zóny	14
1.2	Charakteristiky skenovacích ploch	15
6.1	Parametry substrátu FR4	44
6.2	Parametry substrátu Arlon 25N[24]	44
6.3	Použité přístroje a pomůcky	46
6.4	Parametry použitých sond	46
7.1	Použité přístroje a antény	49
B.1	Naměřené hodnoty intenzit elektrického dipólu s reflektorem, $f = 900$ MHz	62
B.2	Naměřené hodnoty intenzit elektrického dipólu s reflektorem, $f = 750$ MHz	63
B.3	Naměřené hodnoty intenzit dvoupásmového dipólu, $f = 900$ MHz	64
B.4	Naměřené hodnoty intenzit - GSM anténa, $f = 900$ MHz	65
B.5	Naměřené hodnoty intenzit - GSM anténa, $f = 900$ MHz	66
B.6	Naměřené hodnoty složek intenzit - GSM anténa, $f = 750$ MHz	67

ÚVOD

Vyzařovací charakteristika je jedním z hlavních parametrů každé antény nebo anténních soustav. Měření vyzařovací charakteristiky v blízké zóně přináší mnoho výhod, ale i některé problémy, které jsou rozebrány v této práci. U plošných antén s velkým ziskem nebo velkých anténních soustav je měření v blízké zóně nezastupitelné. Měření v blízké zóně je výhodné pro studium vlivu dielektrických krytů na směrovou charakteristiku.

V následujícím textu je rozebrána základní koncepce měření v blízké zóně. Ve druhé kapitole jsou uvedeny nejčastěji používané typy sond.

Ve třetí kapitole jsou postupy výpočtu intenzity pole do vzdálené oblasti na základě znalosti rozložení pole v blízké zóně na válcové ploše. Některé metody byly naprogramovány a provedeny simulace, viz kapitola 4.

Obsahem páté kapitoly je návrh pracoviště pro měření na válcové ploše.

Šestá kapitola se zabývá návrhem a realizací sond vhodných pro měření v blízké zóně. U navržených sond bylo změřeno činitele odrazu na vstupu a směrová charakteristika v rovině E a H.

V poslední sedmé kapitole bylo provedeno měření několika vybraných typů antén. Naměřené hodnoty byly porovnány s teoretickými předpoklady, dále byly vypočteny směrové charakteristiky.

1 ZÁKLADNÍ POZNATKY

1.1 Blízká a vzdálená oblast antény

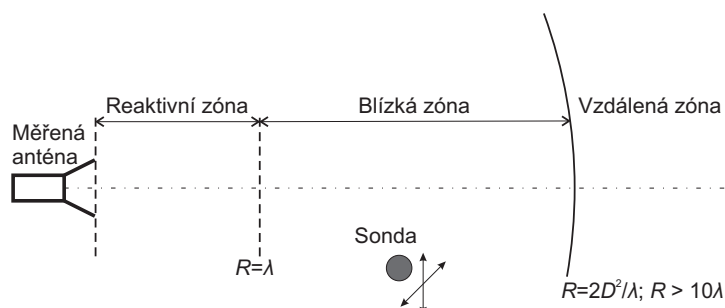
Jedním ze základních parametrů antény je její směrová charakteristika, která je dána strukturou elektromagnetického pole kolem antény. Formování struktury elektromagnetického pole lze rozdělit do tří zón [4], viz obr. 1.1, jejichž hranice závisí na rozměru antény a použité vlnové délce:

1. Reaktivní zóna
2. Blízká (Fresnelova) zóna
3. Vzdálená (Fraunhoferova) zóna

V reaktivní zóně dochází k formování vyzařovaných vln. Zde není vlna transversálně elektromagnetická, intenzita elektrického a magnetického pole rychle klesá se vzdáleností. Reaktivní zóna sahá až do vzdálenosti několika vlnových délek, typicky stačí uvažovat vzdálenost jedné vlnové délky. Hlavním významem této zóny při měření je výrazné ovlivňování impedančních vlastností, a tím i vyzařování antény díky přítomnosti sondy.

Blízká zóna nebo Fresnelova zóna následuje po reaktivní zóně. Elektromagnetické vlny mají již charakter TEM, přítomnost měřicích sond zde zásadně neovlivňuje vyzařování antény.

Vzdálená oblast nebo Fraunhoferova zóna následuje po blízké zóně. Je současně poslední zónou, která sahá až do nekonečné vzdálenosti.



Obr. 1.1: Reaktivní, blízká a vzdálená oblast antény

Spodní hranice blízké zóny je tedy dána hranicí reaktivní zóny, horní hranice je pak dána maximálním dovoleným fázovým rozdílem mezi vlnami přicházejících z okrajů a středu antény. Běžně je dovolený fázový rozdíl těchto vln $22,5^\circ$. Pak lze pro vzdálenost R začátku vzdálené zóny odvodit vztah (1.1)

$$\lambda < R < \frac{2D^2}{\lambda}, \quad (1.1)$$

kde D je maximální rozměr vyzařovací části antény, λ je vlnová délka. V tab. 1.1 jsou shrnuty parametry jednotlivých zón [4]. Začátek vzdálené zóny by měl být je každém případě alespoň ve vzdálenosti $R > 10\lambda$.

Tab. 1.1: Srovnání reaktivní, blízké a vzdálené zóny

Zóna	Reaktivní	Blízká	Vzdálená
Hranice zóny	$(0; \lambda)$	$(\lambda; \frac{2D^2}{\lambda})$	$(\frac{2D^2}{\lambda}; \infty)$
Změna výkonu	$R^{-n}, n \geq 3$	R^{-1}	R^{-2}
Vlna TEM	Ne	Ano	Ano

U parabolických antén nebo u velkých soustav dipólů je obvykle spodní hranice vzdálené zóny několik desítek metrů, u mikrovlnných a ostře směrových parabolických antén může být hranice vzdálené zóny i několik set metrů, což může značně komplikovat měření směrové charakteristiky ve vzdálené zóně. Jednak je potřeba velký měřicí prostor, jednak přístroje pro měření intenzity elektrického nebo magnetického pole musí mít dostatečnou citlivost nebo musí být použit dostatečně výkonný napáječ antény. Proto se tyto antény měří v blízké zóně.

Výhodou měření v blízké zóně je také relativně malý počet hodnot, který je třeba naměřit vzhledem k měření ve vzdálené zóně. Nevýhodou měření v blízké zóně je komplikovaný způsob přepočtu na směrovou charakteristiku (do vzdálené zóny), někdy lze použít pouze globální optimalizační algoritmy. Některé přepočtové metody vyžadují i znalost fáze - nestačí tedy měřit pouze velikost intenzity.

Při pohybu sondy vzhledem k testovací anténě dochází k Dopplerově posuvu. Ačkoliv rychlosti pohybů sond nedosahují velkých hodnot, je nutné s tímto efektem počítat, pokud se při měření používá spektrální analyzátor nebo jsou použity selektivní filtry. Pro Dopplerův posuv Δf platí (1.2):

$$\Delta f = \frac{f \cdot v}{c} \cdot \sin \theta, \quad (1.2)$$

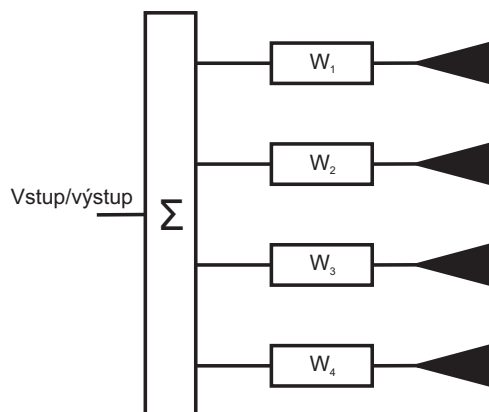
kde θ je úhel, který svírá vektor rychlosti sondy v s tečnou rovinou vlnoplochy v místě sondy. Zde má Dopplerův posuv negativní efekt, ale např. u radionavigace lze ze změny frekvence určit rychlost pohybu objektu.

Velký význam má pro modelování elektromagnetického pole tzv. syntetizovaná apertura, která modeluje skutečnou anténu. Syntetizovaná apertura, viz obr. 1.2, je soubor elementárních prvků vhodně umístěných v prostoru. U každého prvku je definována poloha, amplituda a fáze W_i .

Měření antén v blízké zóně je velmi efektivní způsob stanovení směrové charakteristiky antén. Protože výpočet probíhá z naměřených vzorků, je třeba správně zvolit počet a vzdálenosti měřených vzorků. Pro výpočet je třeba definovat typ měřicí plochy (rovinná, válcová nebo kulová případně jiná plocha), rozmístění vzorků na ploše, specifikace sondy a geometrické uspořádání pracoviště.

Tyto parametry jsou snadno definované daným systémem měření. Pro dosažení správných výsledků je třeba měřit v takovém rozsahu, dokud měřené hodnoty nejsou zanedbatelně malé. Počet vzorků je dán Nyquistovým vzorkovacím teorémem [4], tedy např. vzdálenost měřených bodů v pravouhlé mříži na rovinné ploše musí být menší než polovina vlnové délky:

$$\Delta x < \frac{\lambda}{2}, \quad (1.3)$$



Obr. 1.2: Syntetizovaná apertura

Tab. 1.2: Charakteristiky skenovacích ploch

Plocha	Rovinná	Válcová	Kulová
Ostře směrové antény	Velmi dobrá	Dobrá	Dobrá
Horizontálně vyzařující antény	Nevhodná	Velmi dobrá	Dobrá
Všesměrové antény	Nevhodná	Nevhodná	Velmi dobrá
Pevná poloha měřené antény	Ano	Ano/ne	Ne
Výpočet vyzařovací charakteristiky	Jednoduchý	Složitý	Velmi složitý
Doba měření (počet měřených vzorků)	Krátká	Střední	Dlouhá

Obecně pro každý typ plochy a uspořádání vzorků lze nalézt vztahy popisující maximální vzdálenost vzorků. Pro praktické výpočty a minimalizaci náhodných chyb, které jsou dány přesností nastavení sondy, přesností měřicích přístrojů či působením šumu, je třeba splnit nerovnost (1.3) s dostatečnou rezervou. Kritická jsou místa, kde se rychle mění naměřená amplituda či fáze se změnou souřadnice. Z technického hlediska je vhodné, aby mezi naměřenými hodnotami byly hodnoty lokálních maxim nebo minim. V případě podvzorkování dojde k nežádoucímu aliasingu. Rozlišovací schopnost je dána teorií difrakce (Aeryho kruh).

Typ snímací plochy (syntetizované apertury) se volí podle předpokládaného tvaru vyzařovací charakteristiky. Mezi nejběžnější druhy ploch z technických důvodů patří rovinná, válcová a kulová plocha. Každá z těchto ploch je vhodná pro určitý tvar směrové charakteristiky. Rovinná plocha je užívána pro antény s vysokým ziskem, jako jsou např. parabolické antény. Válcová plocha je vhodná pro antény, které mají např. v horizontální rovině všesměrové vyzařování nebo velmi široký hlavní lalok. Kulová plocha je určena pro antény s všesměrovým vyzařováním. Vhodnost jednotlivých měřicích ploch je uvedena v tab. 1.2.

Rozměr měřicí plochy musí být takový, aby na okrajích měřicí plochy byly zanedbatelné hodnoty naměřené intenzity pole. Výběr sondy má zásadní vliv na dosažené výsledky a rychlost měření. Polohy měřených vzorků musí být rovněž přesně definovány. Nejčastěji se používá pro rovinnou plochu pravoúhlá mříž, z technických důvodů se používají polární a bipolární rozložení vzorků [10]. Bipolární rozložení vzorků je méně citlivé na ne-

přesnosti polohování sondy. V případě, že není možné dodržet přesné nastavování sondy do pravoúhlé či jiné mříže, je možné do výpočtů použít skutečné polohy sondy pro korekci hodnot. Korekce se provádí buď interpolací hodnot do daného bodu nebo se zahrne přímo do výpočtu skutečná poloha sondy [10].

Skenovací plocha musí být větší než je rozměr antény. Pro stanovení rozměrů skenovací plochy lze použít dvě pravidla. První způsob pro určení rozměrů skenovací rovinné plochy h_{\min} je dáno rozměrem antény, sondy a vzdáleností mezi anténou a sondou:

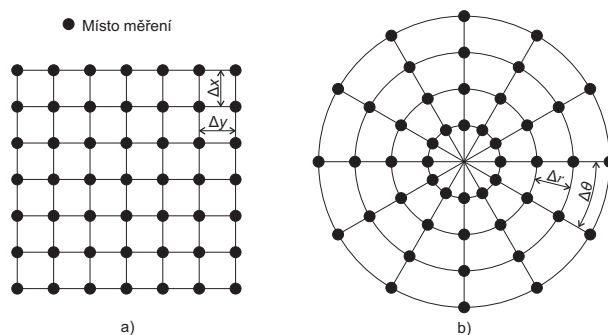
$$h_{\min} = D + P + 2Z \tan \theta, \quad (1.4)$$

kde D je výška resp. šířka měřené antény, P je příčný rozměr sondy, Z je vzájemná vzdálenost antény a sondy a θ je největší vyzařovací úhel antény. Je zřejmé, že tento způsob vyžaduje předběžný odhad vyzařovací charakteristiky. Tento vzorec je platný i pro stanovení výšky válcové plochy.

Další a praktičtější možností je stanovit rozměr na základě měřené hodnoty pole. Pokud je intenzita pole na okrajích menší o 25 dB až 45 dB, pak tyto hodnoty nemají zásadní vliv na formování svazku a měření je možné v těchto místech ukončit, a tím i zrychlit celé měření.

1.2 Měření na rovinné ploše

Měření na rovinné ploše je vhodné pro antény z velkým ziskem, např. parabolické antény. Mezi základní způsoby rozložení vzorků patří pravoúhlá, polární nebo bipolární mříž (Euklidova spirála), viz obr. 1.3. Nevýhodou pravoúhlé mříže je vysoká citlivost na chyby vzniklé nepřesným polohováním sondy a relativně složité polohovací zařízení. U pravoúhlé mříže je postačující přesnost polohování sondy $\pm\lambda/50$ [2].



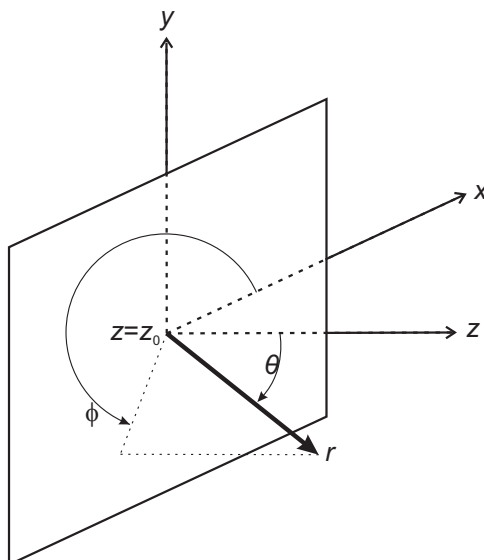
Obr. 1.3: Možnosti rozložení vzorků: a) pravoúhlá soustava, b) polární mříž

Pro výpočet je důležité zavedení souřadného systému, viz obr. 1.4, ke kterému se následně uvedené vzorce budou vztahovat. Pro měření vzorků v blízké zóně je použita kartézská soustava souřadnic (x, y, z) , transformace do vzdálené zóny pro větší přehlednost užívá sférický souřadnicový systém (r, φ, θ) . Pro minimální vzdálenosti bodů nebo největší velikosti úhlů, viz obr. 1.3, platí podle [5] následující vztahy:

$$\Delta x = \Delta y = \frac{\lambda}{2}, \quad (1.5)$$

$$\Delta\rho = \frac{\lambda}{2}; \quad \Delta\theta = \frac{\lambda}{2(\lambda + a)} \quad (\text{rad, m}), \quad (1.6)$$

kde a je poloměr kulové plochy, kterou lze zcela měřenou anténu obklopit a λ je vlnová délka.



Obr. 1.4: Souřadnicová soustava rovinné plochy

Transformační rovnice (1.7) až (1.9) uvedené v [5] platí pro ideální sondu, tedy takovou, která je dostatečně všesměrová a má vzhledem k vlnové délce zanedbatelné rozměry.

$$\vec{E}_t(x, y, z) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \vec{T}_t(k_x, k_y) \exp(jk_x x) \exp(jk_y y) dk_x dk_y, \quad (1.7)$$

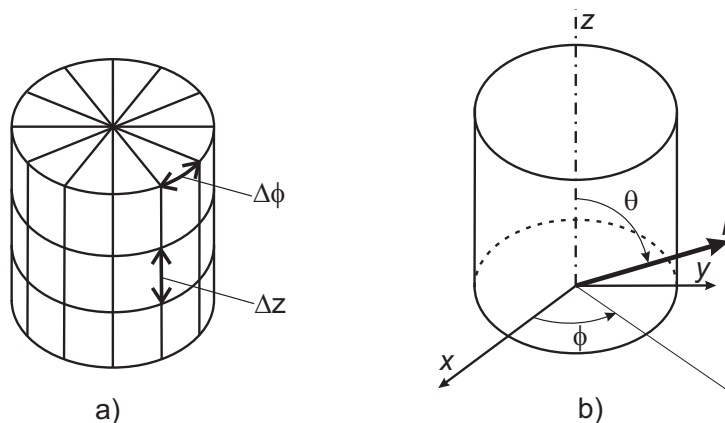
$$\vec{T}_t(k_x, k_y) = \frac{\exp(-j\gamma z_0)}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \vec{E}_t(x, y, z_0) \exp(-jk_x x) \exp(-jk_y y) dx dy, \quad (1.8)$$

$$\vec{E}(r, \phi, \theta) = -\frac{jk \exp(jkr)}{r} \cos(\theta) \vec{T}_t(k \sin \theta \cos \phi, k \sin \theta \sin \phi), \quad (1.9)$$

kde \vec{T}_t je pomocný vektor, \vec{E}_t je vektor intenzit elektrického pole daný sférickými souřadnicemi (r, θ, ϕ) , jejichž význam je patrný z obr. 1.3. Dále k_x resp. k_y jsou prostorové frekvence v ose x resp. y , γ je konstanta šíření, z_0 je vzdálenost skenování plochy od referenčního bodu antény. Naměřené vzorky musí být rozloženy v pravoúhlé mřížce, viz obr. 1.4. Vztahy (1.7) a (1.8) lze snadno vypočítat pomocí dvourozměrné Fourierovy transformace. Podrobný matematický aparát pro měření na rovinné ploše lze nalézt v [2].

1.3 Měření na válcové ploše

Měření na válcové ploše je vhodné pro málo směrové antény v horizontální rovině a směrové ve vertikální rovině. Zařízení pro snímání na válcové ploše se nejčastěji skládá z anténní točny, která měřenou anténou otáčí a sondou, která se pohybuje ve vertikálním směru.



Obr. 1.5: Válcové souřadnice a) Místa vzorkování, b) Souřadná soustava

Pro správný výsledek měření je třeba stanovit minimální vzdálenost Δz a maximální velikost úhlu $\Delta\phi$, viz obr. 1.5, platí vztahy:

$$\Delta z = \frac{\lambda}{2}, \quad (1.10)$$

$$\Delta\phi = \frac{\lambda}{2(\lambda + a)}, \quad (1.11)$$

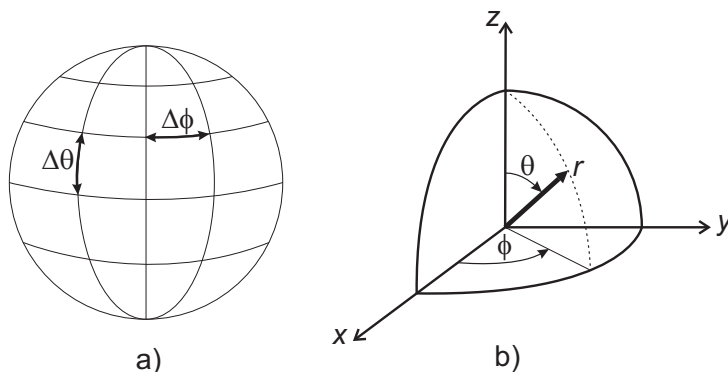
kde a je poloměr oblasti vymezené otáčením antény kolem vertikální osy, λ je vlnová délka. Transformační rovnice pro ideální sondu a válcovou plochu jsou:

$$\vec{E}_t(\rho, \phi, z) = \frac{1}{2\pi} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [\mathbf{H}_m(\gamma, \rho) \cdot \vec{T}_m(\gamma)] \exp(jm\phi) \exp(j\gamma z) d\gamma, \quad (1.12)$$

$$\vec{T}_m(\gamma) = \frac{1}{2\pi} \mathbf{H}_m^{-1}(\gamma, \rho) \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \int_0^{2\pi} \vec{E}_t(\rho_0, \phi, z) \exp(-jm\phi) \exp(-j\gamma z) d\phi dz, \quad (1.13)$$

$$\vec{E}(r, \phi, \theta) = \frac{-2k \exp(jkr)}{r} \sin(\theta) \sum_{m=-\infty}^{\infty} (-j)^m [\vec{T}_m(k \cos \theta)] \exp(jm\phi). \quad (1.14)$$

Ve vztazích 1.12 až 1.14 je $\mathbf{H}_m(\gamma, \rho)$ matice, která obsahuje hodnoty Hankelovy funkce druhého druhu m -tého řádu, ρ je poloměr válcové plochy, $\gamma = k \cos \theta$, význam úhlů je vyznačen na obr. 1.5, \vec{T}_m je pomocný vektor a $\vec{E}(r, \phi, \theta)$ je vektor intenzity elektrického pole v daném místě. Naměřené hodnoty se musí měřit včetně fáze. Podrobněji o měření na válcové ploše bude pojednáno v samostatné kapitole.



Obr. 1.6: Sférické souřadnice a) Místa vzorkování, b) Souřadná soustava

1.4 Měření na sférické ploše

Měření na sférické ploše je vhodné pro málo směrové antény. Zařízení pro snímání na sférické ploše se může skládat pouze z otočného stolu a pohyblivé sondy. Na obr. 1.6 je naznačena souřadná soustava a místa vzorků.

Pro maximální velikosti úhlů $\Delta\phi$ a $\Delta\theta$, viz obr. 1.6 platí podle [2]:

$$\Delta\phi = \Delta\theta = \frac{\lambda}{2(\lambda + a)}, \quad (1.15)$$

kde a je poloměr oblasti, která je vymezena otáčející se anténou. Transformační rovnice pro ideální sondu a sférickou plochu jsou natolik složité, že přesahují rámec této práce. Měření na sférické ploše je včetně matematického aparátu podrobně popsáno v [1]. Níže jsou uvedeny transformační vztahy 1.16 až 1.19 podle [5].

$$\vec{E}_t(r, \phi, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-n}^n \left(\vec{E}_{nm}^E h_n^{(1)}(kr) \mathbf{M}_{nm}(\theta) + \vec{T}_{nm}^M g_n^{(1)}(kr) \mathbf{N}_{nm}(\theta) \right) e^{jm\phi}, \quad (1.16)$$

$$\vec{T}_{mn}^E = -h_n^{(1)}(kr_0)^{-1} \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} \mathbf{N}_{nm}(\theta) \cdot \hat{r} \times \vec{E}(r_0, \phi, \theta) e^{-jm\phi} \sin\phi d\phi d\theta, \quad (1.17)$$

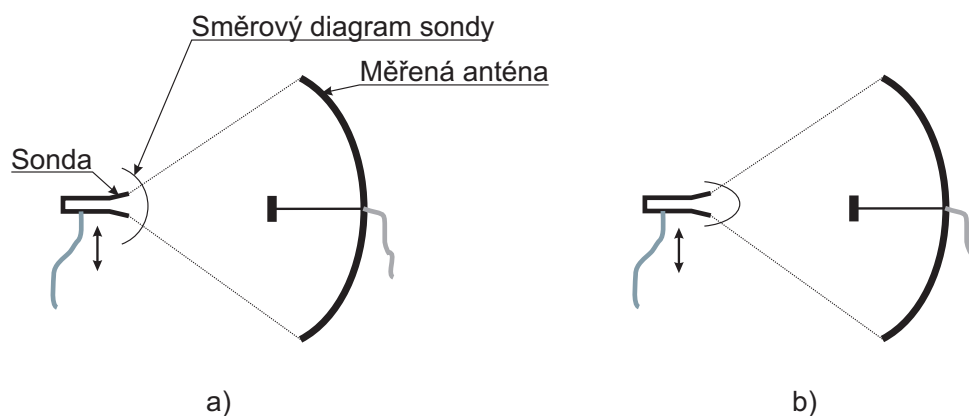
$$\vec{T}_{nm}^M = g_n^{(1)}(kr_0)^{-1} \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} \mathbf{M}_{nm}(\theta) \cdot \hat{r} \times \vec{E}(r_0, \phi, \theta) e^{-jm\phi} \sin\phi d\phi d\theta, \quad (1.18)$$

$$\vec{E}(r, \phi, \theta) = -\frac{j e^{jkr}}{r} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-n}^n (-j)^n \left(\vec{T}_{nm}^E \mathbf{M}_{nm}(\theta) + \vec{T}_{nm}^M \mathbf{N}_{nm}(\theta) \right) e^{jm\phi}. \quad (1.19)$$

2 MĚŘICÍ SONDY PRO BLÍZKOU ZÓNU

Měřicí sondy jsou základním prvkem pro měření vyzařování antén jak v blízké, tak ve vzdálené zóně. Obecně pro měřicí sondy pro blízké pole platí, že sondy musí být malé, svými rozměry nesmí zásadně ovlivňovat impedanci, a tím vyzařovací charakteristiku měřené antény [4]. Musí co nejméně odrážet dopadající vlnu. Volba sondy rovněž záleží na tom, zda chceme měřit elektrické nebo magnetické pole a na rozsahu frekvence. Pro měření elektrického pole se nejčastěji používá v různém provedení symetrický dipól, na mikrovlnných kmitočtech lze použít trychtýřovou anténu nebo pouze otevřené ústí vlnovodu. Důležitou roli hraje polarizace, na kterou je měřicí sonda citlivá [5]. Všechny sondy musí splňovat, aby polarizační diskriminace byla lepší než 15 dB [1].

Na obr. 2.1 a) je naznačena situace, kdy není nutné kompenzovat směrovou charakteristiku sondy. Opačný případ je na obr. 2.1 b), kde je potřeba kompenzovat směrovou charakteristiku sondy.



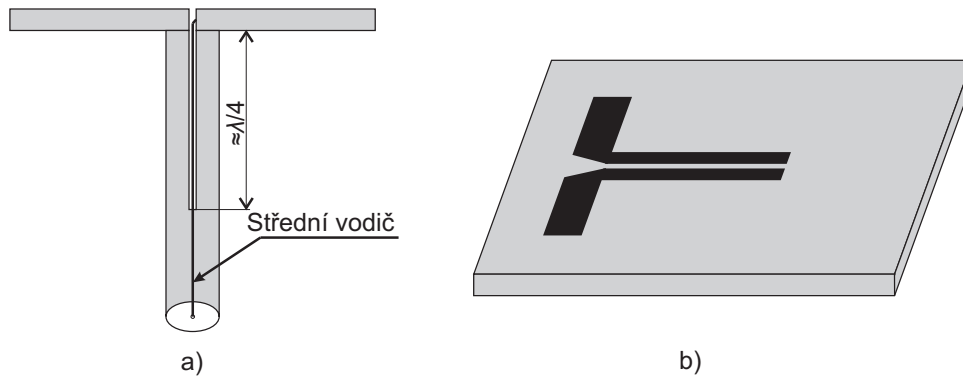
Obr. 2.1: Kompenzace sondy a) měření bez kompenzace, b) měření s kompenzací

V poslední době se prosazují prvky na bázi elektrooptického jevu či sondy vytvořené přímo na polovodičovém substrátu společně s aktivními prvky. Tyto vynikají velmi malými rozměry a velkou šířkou pásma.

2.1 Sondy měřicí elektrické pole

Pro měření antén s malým ziskem na nižším kmitočtu je vhodný krátký symetrický dipól. Délka ramen dipólu by měla být co nejmenší, např. $0,15\lambda$. Samozřejmě s klesající délkou ramen dipólu klesá odpor záření a roste reaktanční složka. Symetrický dipól může být buď klasického drátového provedení nebo jako vodivý motiv na dielektrickém substrátu, viz obr. 2.2. Na vysokých kmitočtech se dipól vytváří na polovodičovém materiálu společně s aktivními a pasivními prvky."

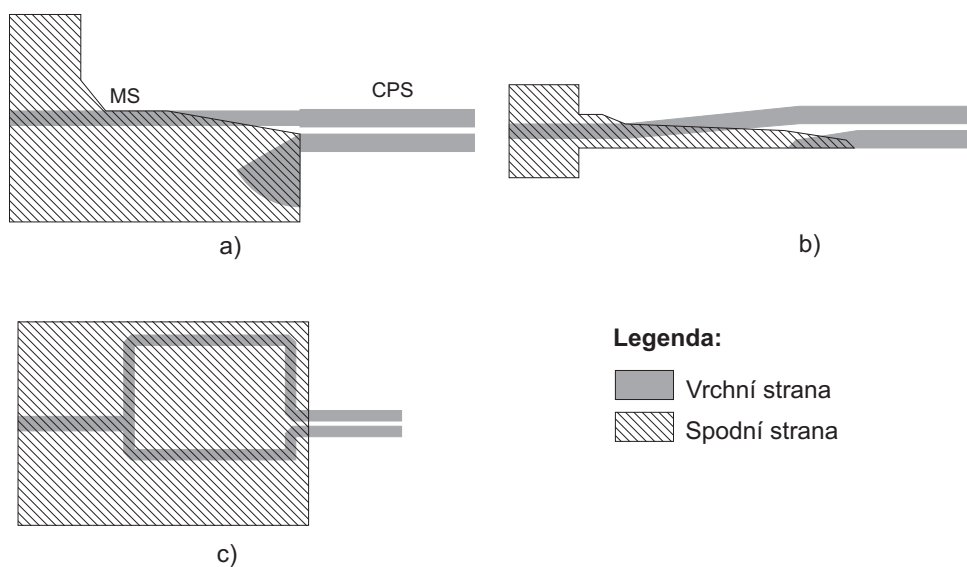
Všesměrové sondy jsou nejčastěji složeny z trojice dipólů vhodně prostorově natočených. Tyto sondy umožňují měřit prostorové složky elektrické intenzity najednou.



Obr. 2.2: Provedení symetrických dipólů: a) klasické provedení, b) provedení na substrátu

Symetrický dipól vyžaduje symetrické napájení. Ukázka symetrizace štěrbinou drátového dipólu je naznačena na obr. 2.2. U dipólů mikropáskového provedení lze symetrizaci provést např.:

1. Diferenčním zesilovačem [13]
2. Pomocí vázaného vedení, viz obr. 2.3a), 2.3b) [14], [16]
3. Prodloužením jednoho úseku vedení o $\lambda_g/2$, viz obr. 2.3c)
4. Dvojitým Y-balunem [17]



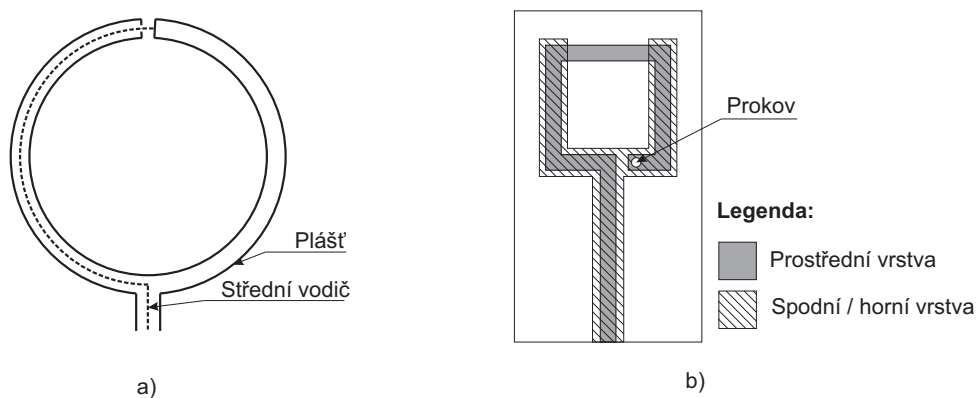
Obr. 2.3: Přejechod mikropáskového vedení (MS) na symetrické koplánární vedení (CPS)

Antény s vyšším ziskem lze měřit např. Yagiho anténou. Provedení antény může být klasické drátové, nebo může být v podobě mikropásků na dielektrickém substrátu.

Na mikrovlnných kmitočtech se používá otevřené ústí vlnovodu nebo trychtýřovité antény. Trychtýřovité antény mohou být provedeny tak, aby současně měřily obě polarizace současně [1].

2.2 Sondy měřící magnetické pole

Typickým představitelem sond měřící magnetické pole je smyčková anténa. Obvod smyčky musí být z principu mnohem menší než je délka vlny. Provedení smyčkových antén může být jak klasické, tak v podobě vodivého motivu vytvořeného v prostřední vrstvě substrátu. Smyčkové antény vytvořené v dielektrickém substrátu lze provozovat do kmitočtů řádu jednotek GHz [18].



Obr. 2.4: Provedení smyčkových antén

2.3 Sondy založené na elektrooptickém jevu

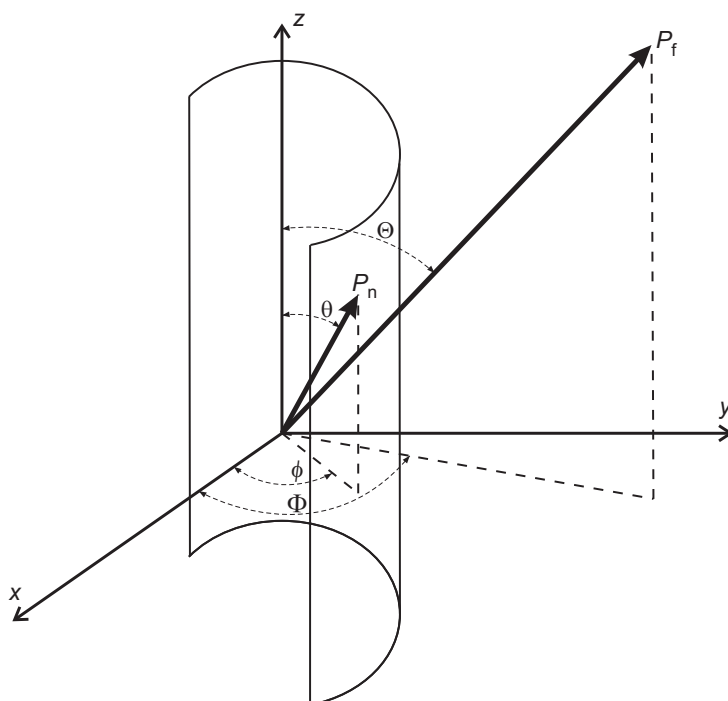
Tyto prvky obsahují elektrooptický měnič, který je vyroben z dielektrického materiálu. Na něm je napařena kovová vrstva, např. ve tvaru dipólu. Okolní elektromagnetické pole pak indukuje na dipólu elektrické napětí, které mění polarizaci optické vlny procházející dielektrickým materiálem. Samotný přenos signálu probíhá po optickém vláknu [11] do přijímače, který vyhodnocuje změnu polarizace. Na základě velikosti změny polarizace se pak určí intenzita pole.

3 TEORETICKÁ ČÁST MĚŘENÍ NA VÁLCOVÉ PLOŠE

V této kapitole je rozebrána transformace blízkého pole do vzdálené zóny bez kompenzace a s kompenzací směrové charakteristiky sondy.

3.1 Přepočítání blízkého pole do vzdálené oblasti bez kompenzace sondy

Text této kapitoly vychází z [6], [8] a [9]. Na obr. 3.1 je znázorněna souřadnicová soustava systému. Válcová plocha má poloměr a . Souřadnicová soustava u měření v blízkém poli je dána $P_n(r, \phi, z)$, souřadnicová soustava ve vzdáleném poli je pak $P_f(R, \Theta, \Phi)$.



Obr. 3.1: Souřadnicová soustava u měření na válcové ploše

Intenzita elektrického pole se měří ve dvou směrech, a to ve směru osy z $E_z(\phi, z)$ a ve vodorovném směru tečně k válcové ploše $E_\phi(\phi, z)$. Tyto složky elektrického pole jsou dány superpozicí elementárních válcových vln, což popisují vztahy (3.1) a (3.2).

$$E_z(\phi, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} b_n(h) \frac{\Lambda^2}{k} H_n^{(2)}(\Lambda a) e^{jn\phi} e^{-jhz} dh, \quad (3.1)$$

$$E_\phi(\phi, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left[b_n(h) \frac{nh}{ka} H_n^{(2)}(\Lambda a) - a_n(h) \frac{\partial H_n^{(2)}}{\partial r}(\Lambda r) \Big|_{r=a} \right] e^{jn\phi} e^{-jhz} dh, \quad (3.2)$$

kde k je vlnové číslo, $\Lambda = \sqrt{k^2 - h^2}$, $H_n^{(2)}$ je Hankelova funkce druhého druhu a n -tého řádu. $h = k \cos \theta$ a a_n a b_n jsou obecně komplexní váhovací koeficienty, které lze určit na základě měření, viz dále.

Složky intenzit elektrického pole ve vzdálené zóně $E_\Theta(R, \Theta, \Phi)$ a $E_\Phi(R, \Theta, \Phi)$ jsou limitním případem vztahů [6] (3.1) a (3.2).

$$E_\theta(R, \Theta, \Phi) = -j2k \sin\left(\Theta \frac{e^{-jkR}}{R}\right) \sum_{n=-\infty}^{\infty} j^n b_n(k \cos \Theta) e^{jn\Phi} \quad (3.3)$$

$$E_\theta(R, \Theta, \Phi) = -2k \sin\left(\Theta \frac{e^{-jkR}}{R}\right) \sum_{n=-\infty}^{\infty} j^n a_n(k \cos \Theta) e^{jn\Phi} \quad (3.4)$$

Vztahy (3.1) a (3.1) jsou formou dvourozměrné Fourierově transformace. Integrál představuje Fourierovu transformaci, suma Fourierovu řadu. Hledané váhovací koeficienty a_n a b_n lze tedy vypočítat řešením rovnic (3.1) a (3.2). Na základě jejich znalosti pak lze vypočítat rozložení intenzity elektrického pole jak v blízké, tak i ve vzdálené zóně.

$$b_n(h) \frac{\Lambda^2}{k} H_n^{(2)}(\Lambda a) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E_z(\phi, z) e^{-jn\phi} e^{jhz} d\phi dz \quad (3.5)$$

$$\left[b_n(h) \frac{nh}{ka} H_n^{(2)}(\Lambda a) - a_n(h) \frac{\partial H_n^{(2)}(\Lambda r)}{\partial r} \Big|_{r=0} \right] = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\pi}^{\pi} E_\phi(\phi, z) e^{-jn\phi} e^{jhz} d\phi dz \quad (3.6)$$

Předpokladem použití Fourierovy transformace je, aby body po rozvinutí válcové plochy ležely na mřížce. Jak bylo zmíněno v kapitole 1.3, je třeba dodržet vzorkovací teorém, který je dán pro válcovou plochu vztahy (3.7)

$$\Delta z \leq \frac{\lambda}{2}, \quad \Delta \phi \leq \frac{\pi}{k\rho} = \frac{\lambda}{2\rho}, \quad (3.7)$$

kde ρ je poloměr nejmenší kulové plochy, kterou lze měřenou anténu obklopit. Je zřejmé, že úhel $\Delta \phi$ se zmenšuje s rostoucí velikostí antény a se zvyšujícím se kmitočtem. Pokud by nebyl splněn vzorkovací teorém, došlo by k antialiasingu, což je nežádoucí. Počátek souřadnicové soustavy je definován nejčastěji ve středu měřené antény.

Na základě vztahů (3.1) až (3.6) lze přepočítat naměřené hodnoty blízkého pole na jinou válcovou plochu o jiném poloměru, případně pomocí (3.3) a (3.3) vypočítat intenzitu pole ve vzdálené oblasti. Počet hodnot, ve kterých můžeme vypočítat intenzitu je ale dán počtem naměřených hodnot, což je nepraktické. Řešení tohoto problému spočívá v převzorkování naměřených hodnot.

Nejprve je pro převzorkování hodnot nutné vynásobit všechny naměřené vzorky výrazem:

$$E_{z,\phi}(\phi, z) = F_{z,\phi}(\phi, z) e^{-jk\sqrt{a^2+z^2}} = F_{z,\phi}(\phi, z) e^{-jk a\sqrt{1+s^2}}, \quad (3.8)$$

kde $s = z/a$.

Následně se provede standardní převzorkování hodnot bázovou funkcí $\text{sinc}(\cdot)$

$$F_{z,\phi}(\phi, z) = \sum_{m=-M}^M F_{z,\phi}(\phi, z_m) \text{sinc}\left(\frac{Wz}{a} - m\pi\right), \quad (3.9)$$

kde

$$z_m = m\pi a/W \leq m(\lambda/2) \cdot (a/\rho) \quad M = \text{int}(LW/2\pi a). \quad (3.10)$$

$$F_{z,\phi}(\phi, z_m) = \sum_{n=-N_m}^{N_m} F_{z,\phi}^n(z_m) e^{jn\phi}, \quad (3.11)$$

kde

$$N_m \leq \text{int}\left(\frac{k\rho}{\sqrt{1+(m\pi/k\rho)^2}}\right). \quad (3.12)$$

Dosazením vztahu (3.8) do (3.9) a úpravě lze dostat vztah:

$$E_{z,\phi}(\phi, z) = \sum_{m=-M}^M \sum_{n=-N_m}^{N_m} F_{z,\phi}^n(z_m) e^{jn\phi} \text{sinc}\left(\frac{Wz}{a} - m\pi\right) e^{-jk\sqrt{a^2+z^2}} \quad (3.13)$$

Dosazením vztahu (3.13) do (3.5) a (3.6) lze obdržet vztahy, ze kterých lze určit modální koeficienty a_n a b_n jako řešení $(2M+1)$ lineárních rovnic (3.14) a (3.15).

$$\begin{aligned} b_n(h) \frac{\Lambda^2}{k} H_n^{(2)}(\Lambda a) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\sum_{m=-M}^M F_z^n(z_m) \text{sinc}\left(\frac{Wz}{a} - m\pi\right) \right] \\ &\quad \cdot e^{-jk\sqrt{a^2+z^2}} e^{jh z} dz = \sum_{m=-M}^M F_z^n(z_m) g_{mh}, \end{aligned} \quad (3.14)$$

$$\begin{aligned} &\left[b_n(h) \frac{nh}{ka} H_n^{(2)}(\Lambda a) - a_n(h) \frac{\partial H_n^{(2)}}{\partial r}(\Lambda r) \right] \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\sum_{m=-M}^M F_z^n(z_m) \text{sinc}\left(\frac{Wz}{a} - m\pi\right) \right] \cdot e^{-jk\sqrt{a^2+z^2}} e^{jh z} dz \\ &= \sum_{m=-M}^M F_z^n(z_m) g_{mh}, \end{aligned} \quad (3.15)$$

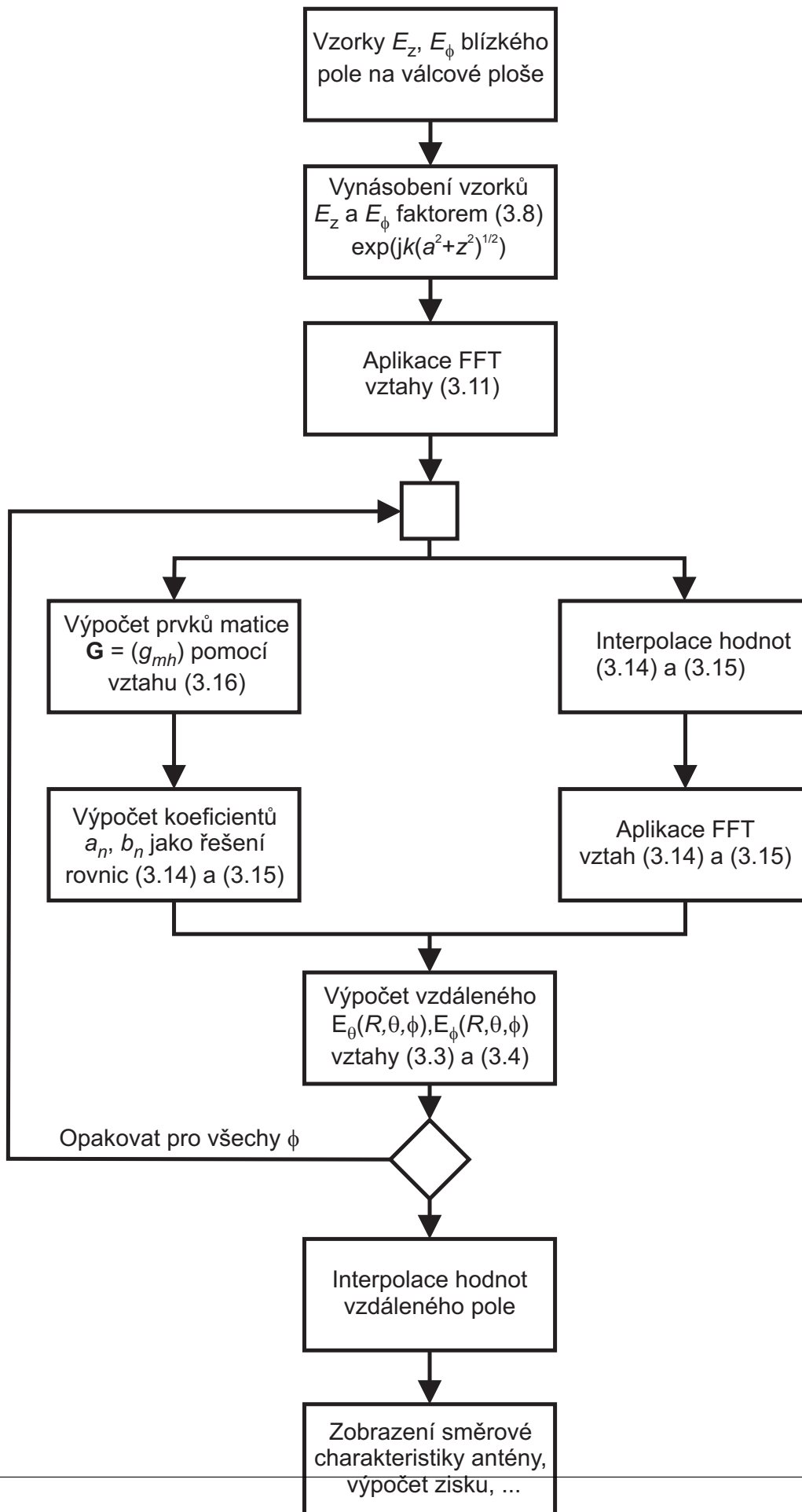
kde

$$g_{mn} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \operatorname{sinc} \left(\frac{Wz}{a} - m\pi \right) \exp \left(-jk\sqrt{a^2 + z^2} \right) \exp(jhz) dz . \quad (3.16)$$

Pravou stranu rovnic (3.15) a (3.16) lze řešit dvěma způsoby. Nejprve lze vypočítat sumu a následně integrovat nebo opačně. Nejprve integrovat a následně vypočítat sumu. Postup přepočtu naměřených hodnot blízkého pole na vzdálené je následující:

1. Naměří se vzorky intenzity elektrického pole (včetně fáze) $E_z(\phi, z)$ a $E_\phi(\phi, z)$. Tyto hodnoty jsou vynásobeny faktorem $\exp(jk\sqrt{a^2 + z^2})$.
2. Výpočet koeficientů $F_{z,\phi}^n(z_m)$ pomocí vztahu (3.11).
3. Výpočet koeficientů $a_n(k \cos \phi)$ resp. $b_n(k \cos \phi)$ řešením soustavy rovnic (3.13) resp. (3.14). Jak již bylo uvedeno, výpočet pravých stran rovnic je možné řešit dvěma způsoby:
 - a) Nejprve vypočítat sumu a následně provést integraci. Integrál lze však efektivně vypočítat FFT. Nevýhodou je, aby naměřené hodnoty v ose z byly ekvidistantní.
 - b) Nejprve vypočítat integrál (3.16) pro $\forall m, n$, až potom vypočítat sumu.
4. Na základě znalosti koeficientů a_n a b_n lze vypočítat složky intenzity elektrického pole ve vzdálené zóně $E_\Theta(R, \Theta, \Phi)$ resp. $E_\Phi(R, \Theta, \Phi)$ dosazením hodnot do vztahů (3.3) resp. (3.4).

Blokové schéma výpočtu je uvedeno na obr. 3.2.



Obr. 3.2: Blokové schéma výpočtu vzdáleného pole bez kompenzace sondy

3.2 Přepočítání pole do vzdálené oblasti s kompenzací sondy

Pokud by použitá sonda neměla konstantní směrovou charakteristiku v potřebném rozsahu, viz obr. 2.1, je nutné uvažovat její směrovou charakteristiku do výpočtů. Níže uvedené vztahy vycházejí z [7], [8] a [9], kde je odvození vzorců podrobně popsáno.

Stejně jako v předchozím případě je cílem vypočítat váhovací koeficienty a_n a b_n , což jsou váhovací koeficienty pro elementární zdroje válcových vln. Vzájemné působení sondy a měřené antény popisuje Lorentzův teorém reciprocity:

$$\oint_{\Sigma_1 + \Sigma_b + \Sigma_\infty} \left((\vec{E}_a + \vec{E}_{bs}) \times (\vec{H}_b + \vec{H}_{as}) - (\vec{E}_b + \vec{E}_{as}) \times (\vec{H}_a + \vec{H}_{bs}) \right) \cdot \hat{n} da. \quad (3.17)$$

Lze odvodit [7], že pro koeficienty a_n a b_n platí:

$$a_n(h) = \frac{k^2}{\Lambda^2 \Delta_n(h)} \left(I_n^V(h) \sum_{m=-\infty}^{\infty} d_m^H(-h) H_{n+m}^{(2)}(\Lambda r_0) - I_n^H(h) \sum_{m=-\infty}^{\infty} d_m^V(-h) H_{n+m}^{(2)}(\Lambda r_0) \right), \quad (3.18)$$

$$b_n(h) = \frac{k^2}{\Lambda^2 \Delta_n(h)} \left(I_n^H(h) \sum_{m=-\infty}^{\infty} c_m^V(-h) H_{n+m}^{(2)}(\Lambda r_0) - I_n^V(h) \sum_{m=-\infty}^{\infty} c_m^H(-h) H_{n+m}^{(2)}(\Lambda r_0) \right). \quad (3.19)$$

Kde

$$\Lambda = \begin{cases} \sqrt{k^2 - h^2}, & h \leq k \\ -j\sqrt{h^2 - k^2}, & h > k \end{cases}, \quad (3.20)$$

$$I_n^V(h) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\pi}^{\pi} v^V(r_0, \phi_0, z_0) \exp(-jn\phi_0) \exp(jhz_0) d\phi_0 dz_0, \quad (3.21)$$

$$I_n^H(h) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\pi}^{\pi} v^H(r_0, \phi_0, z_0) \exp(-jn\phi_0) \exp(jhz_0) d\phi_0 dz_0, \quad (3.22)$$

$$\Delta_n(h) = \left(\sum_{m=-\infty}^{\infty} c_m^V(-h) H_{n+m}^{(2)}(\Lambda r_0) \right) \cdot \left(\sum_{m=-\infty}^{\infty} d_m^H(-h) H_{n+m}^{(2)}(\Lambda r_0) \right) - \left(\sum_{m=-\infty}^{\infty} c_m^H(-h) H_{n+m}^{(2)}(\Lambda r_0) \right) \cdot \left(\sum_{m=-\infty}^{\infty} d_m^V(-h) H_{n+m}^{(2)}(\Lambda r_0) \right). \quad (3.23)$$

Ve vztazích (3.18) až (3.23) jsou a_n a b_n neznámé váhovací koeficienty, k je vlnové číslo, $h = k \cos \theta$, $H_{m+n}^{(2)}(\Lambda r_0)$ je Hankelova funkce druhého druhu $m + n$ -tého řádu argumentu Λr_0 , r_0 je poloměr válcové plochy. Symboly v^V a v^H jsou naměřené vzorky elektrického pole. Konstanty c_m^V , c_m^H , d_m^V a d_m^H charakterizují použitou sondu, viz níže. Symboly označené horním indexem H resp. V označují, že se jedná veličinu vztaženou k horizontální resp. vertikální složce intenzity elektrického pole.

Intenzitu ve vzdálené zóně lze vypočítat podle stejných vztahů jako u měření bez kompenzace směrové charakteristiky sondy. Níže jsou uvedeny vztahy (3.24) a (3.25), tedy bez členu $-2ke^{-jkR}/R$, který pro konstantní vzdálenost R nabývá konstantní hodnoty.

$$E_\theta = j \sin \theta \sum_{n=-\infty}^{\infty} j^n b_n(k \cos \theta) \exp(jn\phi) \quad (3.24)$$

$$E_\phi = \sin \theta \sum_{n=-\infty}^{\infty} j^n a_n(k \cos \theta) \exp(jn\phi) \quad (3.25)$$

Úhly ϕ_n a θ_n mají následující souvislost s indexy m a n .

$$\phi_n = \frac{2n\pi}{N}, \quad 0 \leq n \leq N-1, \quad (3.26)$$

$$\theta_m = \cos^{-1} \left(\frac{m \cos \theta_c}{M/2} \right), \quad -\frac{M}{2} \leq m \leq \frac{M}{2} - 1, \quad (3.27)$$

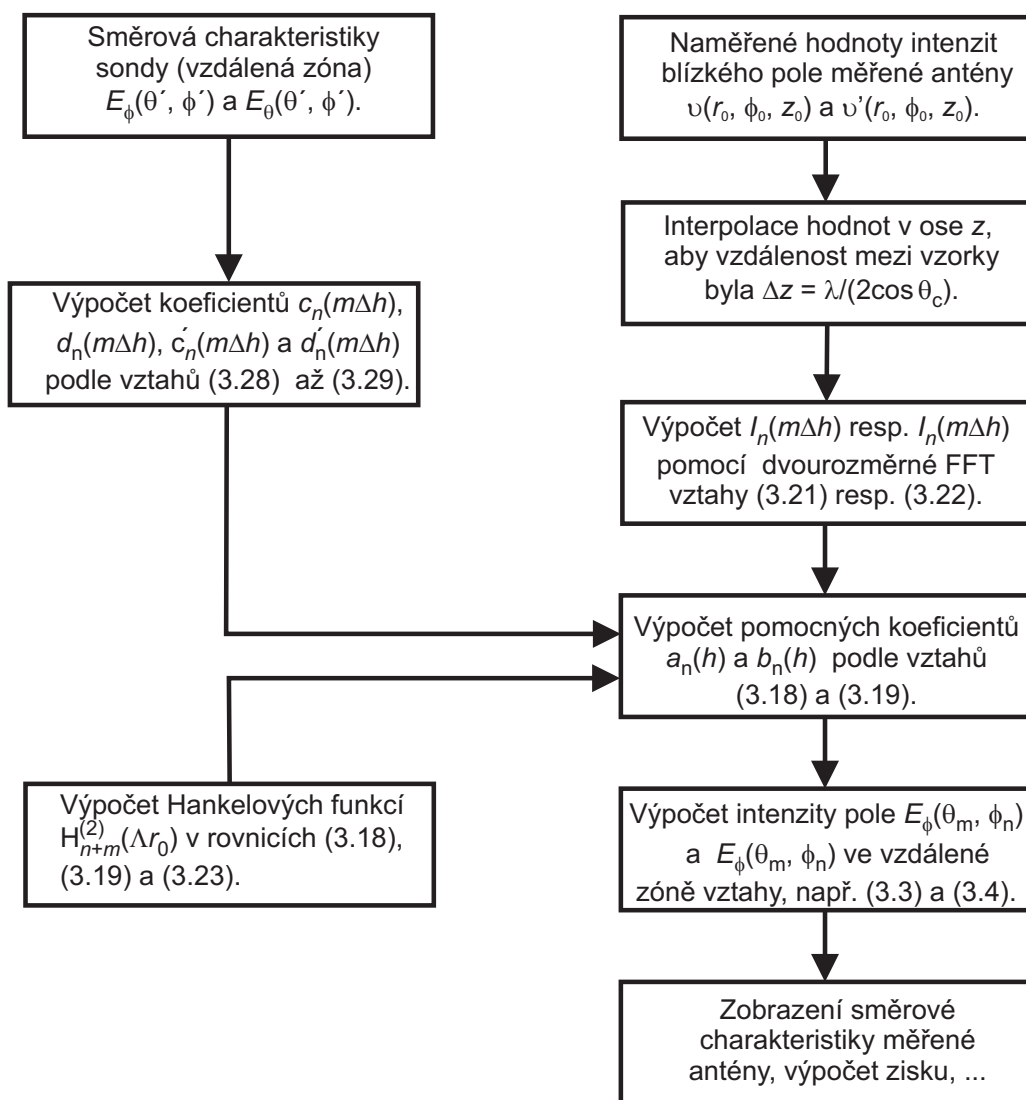
kde M je počet vzorků podél osy z , N je počet vzorků v jedné rovině xy .

Nyní zbývá určit koeficienty c^V , c^H , d^V a d^H , které charakterizují použitou sondu. Koeficienty c^V , c^H pro výchozí polohu sondy, koeficienty d^V , d^H platí pro pozici sondy, která je otočena o 90° vůči výchozí poloze. Koeficienty lze spočítat pomocí vztahů

$$\sum_{n=-N}^N d_n^V(k \cos \theta) \cdot \text{sinc}(m-n)\phi_1 = \frac{1}{2j^{m+1} \sin \theta} \int_{-\phi_1}^{\phi_1} E_\theta(\theta, \phi) e^{-jm\phi} d\phi = 0, \quad (3.28)$$

$$\sum_{n=-N}^N d_n^H(k \cos \theta) \cdot \text{sinc}(m-n)\phi_1 = \frac{1}{2j^{m+1} \sin \theta} \int_{-\phi_1}^{\phi_1} E_\phi(\theta, \phi) e^{-jm\phi} d\phi = 0. \quad (3.29)$$

Koeficienty c^V , c^H , d^V , d^H je třeba znát pro všechny elevační úhly θ , které byly použity při měření vzorků. Na obr. 3.3 je nakresleno blokové schéma transformace blízkého pole z blízké zóny do vzdálené zóny.



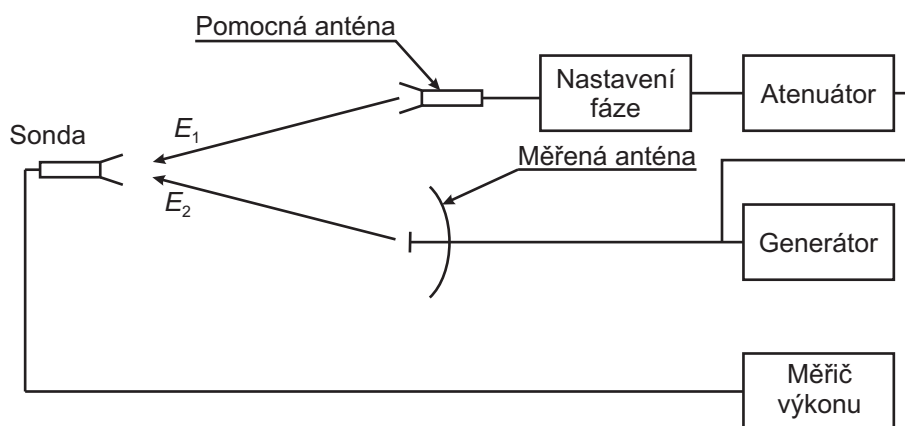
Obr. 3.3: Blokové schéma výpočtu vzdáleného pole s kompenzací sondy

3.3 Přepočítání pole do vzdálené oblasti z amplitudového měření

Amplitudové měření má výhodu, že není nutné měřit fázi. Měření fáze na vysokých kmitočtech komplikované z několika důvodů:

- K posunu fáze dochází ohybem či jinou deformací koaxiálního kabelu. Na nízkých frekvencích řádově jednotky GHz lze tento jev potlačit vhodným uspořádáním pracoviště nebo vhodným vedením koaxiálních kabelů. Na vyšších kmitočtech je velmi obtížné tento jev nějak kompenzovat.
- Fáze měřených hodnot se mění podstatně rychleji než jejich amplituda v závislosti na poloze sondy. Při měření pouze amplitud tedy postačuje méně přesné polohovací zařízení.
- Přístroje měřící jak amplitudu tak i fázi signálů (vektorový voltmetr, vektorový analyzátor) jsou dražší než obdobné přístroje, které měří pouze amplitudu (spektrální analyzátor, měřiče výkonu).

Existují dvě metody, jak se měření fáze vyhnout. První z nich je holografická metoda. Princip holografické metody spočívá v tom, že kromě měřené antény se používá i druhá pomocná anténa, viz obr. 3.4. V místě sondy se sčítají intenzity pole měřené a pomocné



Obr. 3.4: Holografická metoda měření

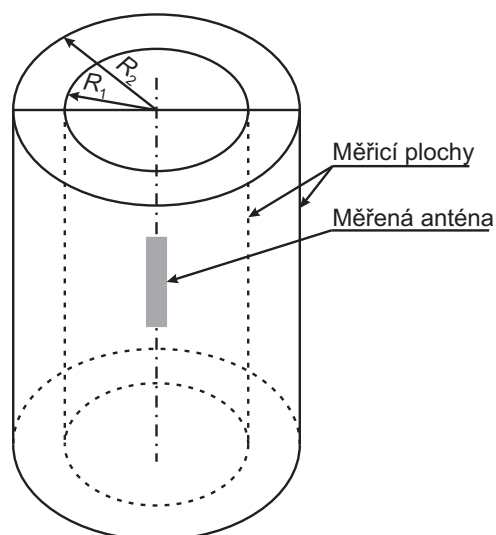
antény, měří se pouze amplituda. Aby bylo možné vypočítat fázi v místě měření, je potřeba znát ještě další hodnotu amplitudy ve stejném místě, např. odpojením měřené antény, nebo definovanou změnou fáze signálu, který jde do pomocné antény. Potom lze podle vztahu 3.30 vypočítat velikost i fázi intenzity v místě měření.

$$E_{\Sigma} = E_1 + E_2 = |E_1| \exp(j\phi_1) + |E_2| \exp(j\phi_2), \quad (3.30)$$

kde E_{Σ} je výsledná intenzita pole, E_1 je příspěvek od pomocné antény, E_2 je příspěvek měřené antény.

Holografická metoda je snadno realizovatelná, pokud se měří na rovinné nebo válcové ploše, na kulové ploše je realizace této metody poměrně komplikovaná [1].

Druhá novější metoda spočívá v měření amplitudy na dvou plochách. Uspořádání měřicího pracoviště je na obr. 3.5. R_1 a R_2 jsou poloměry dvou válcových ploch různých poloměrů.



Obr. 3.5: Amplitudové měření na dvou válcových plochách

Výpočet pole ve vzdálené zóně je podstatně komplikovanější, využívá se buď globální optimalizace nebo se používají iterativní postupy [20], [21], [22]. Složitost překračuje rámec této práce.

4 IMPLEMENTACE VÝPOČTŮ

4.1 Výpočet blízkého a vzdáleného pole dipólových antén

Pro výpočet vektoru elektrického a magnetického pole okolo elementárního dipólu lze použít vztahy uvedené v [3]:

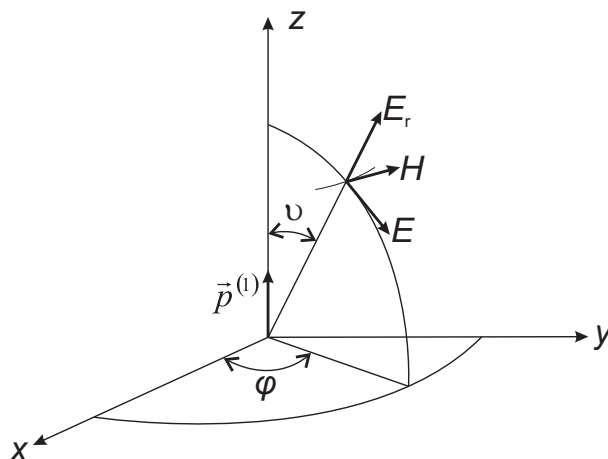
$$\vec{E}_0 = \frac{1}{4\pi\epsilon} e^{-j\omega\hat{t}} \cdot \left\{ \frac{1}{R^3} \left[3\vec{R}_0 \cdot (\vec{R}_0 \cdot \vec{p}^{(1)}) - \vec{p}^{(1)} \right] - \frac{j k}{R^2} \left[3\vec{R}_0 \cdot (\vec{R}_0 \cdot \vec{p}^{(1)}) - \vec{p}^{(1)} \right] - \frac{k^2}{R} \left[\vec{R}_0 \times (\vec{R}_0 \times \vec{p}^{(1)}) \right] \right\} \quad (4.1)$$

$$\vec{H}_0 = -\frac{j\omega}{4\pi} e^{-j\omega\hat{t}} \cdot \left(\frac{1}{R^2} - \frac{j k}{R} \right) \vec{p}^{(1)} \times \vec{R}_0 \quad (4.2)$$

Ve vztazích (4.1) a (4.2) je \vec{E}_0 resp. \vec{H}_0 intenzita elektrického resp. magnetického pole v místě určené vektorem \vec{R}_0 , ϵ je permitivita dielektrického okolí, R je velikost vektoru \vec{R}_0 . Vektor dipólového momentu je $\vec{p}^{(1)}$ a k je vlnové číslo. Pro \hat{t} platí:

$$\hat{t} = t - \frac{R}{v}, \quad (4.3)$$

kde význam v je patrný z obr. 4.1, t je čas. Vektor elektrické intenzity \vec{E} leží v poledníkové oblasti, vektor magnetické intenzity \vec{H} leží na soustředných kružnicích, které mají střed na ose dipólu. Pokud je kmitočet nulový, v rovnici (4.1) zůstane nenulový pouze první člen a kolem dipólu vznikne elektrostatické pole.

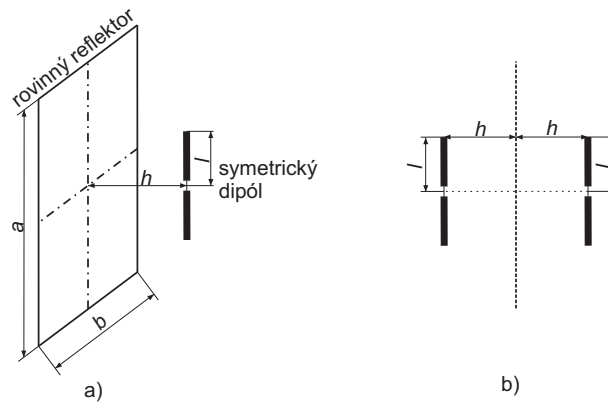


Obr. 4.1: Blízke pole elementárního dipólu

Úpravou rovnice (4.1) a náhradou vektoru dipólového momentu $\vec{p}^{(1)}$ za lineární proudový element $(j/\omega) I ds$, vytknutím k^3 a vynecháním času t lze obdržet pro intenzitu elektrického pole elementárního dipólu vztah (4.4):

$$\vec{E} = \frac{k^3}{4\pi\epsilon} e^{-jkR} \left(-\frac{\vec{r}_0 \times \vec{r}_0 \times d\vec{s}_0}{k^3 R^3} - j \frac{3(\vec{r}_0 \cdot d\vec{s}_0) \vec{r}_0 - d\vec{s}_0}{k^2 R^2} + \frac{3(\vec{r}_0 \cdot d\vec{s}_0) \vec{r}_0 - d\vec{s}_0}{kR} \right) \quad (4.4)$$

Pro výpočet elektrického pole reálného dipólu je nutno provést jeho rozdělení na skupinu elementárních dipólů s příslušnými proudy - proudovou distribucí včetně fází. Proudovou distribucí (včetně fáze proudů) lze vypočítat např. metodou momentů. Pro krátké dipóly lze uvažovat sinusové rozložení proudu s konstantní fází. Na obr. 4.2 je nakreslen měřený dipól s reflektorem. Délka ramene dipólu l , vzdálenost od reflektoru h .



Obr. 4.2: Symetrický dipól s reflektorem a) Definice rozměrů, b) Princip zrcadlení

$$I(z) = \begin{cases} I_m \sin(k(l-z)), & z \geq 0 \\ I_m \sin(k(l+z)), & z < 0 \end{cases} \quad (4.5)$$

kde I_m je proud v kmitně proudu, k je vlnové číslo, l je délka ramene dipólu a z je vzdálenost od středu dipólu. Pro vlastní výpočet není důležitá konkrétní hodnota vstupního proudu, ale pouze vzájemný poměr ke kmitně. V dalších výpočtech se tedy uvažuje jednotková velikost proudu v kmitně.

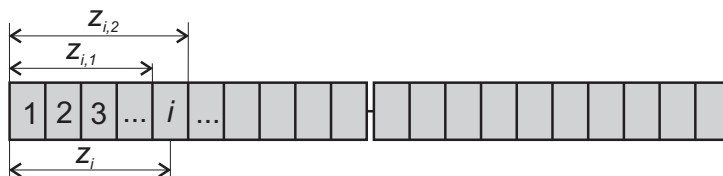
Dipól se tedy rozdělí na krátké elementy s definovaným proudem. Záření všech těchto elementů se využitím principu superpozice následně sečte, a tím se získá výsledné rozložení elektrické a magnetické intenzity pole:

$$\vec{E} = \sum_i \vec{E}_i, \quad (4.6)$$

$$\vec{H} = \sum_i \vec{H}_i. \quad (4.7)$$

Intenzitu elektrického pole ve vzdálené zóně elementárního dipólu lze vypočítat dvěma způsoby. Buď se využije vztah (4.4), přičemž bod v prostoru se umístí dostatečně daleko, nebo lze použít přímo vztah [3]:

$$E = 60jI_m \frac{k}{2} \sin(\nu) \frac{\exp(-jkR)}{R}. \quad (4.8)$$



Obr. 4.3: Diskretizace symetrického dipólu

Na obr. 4.3 je nakreslena diskretizace symetrického dipólu. Pro výpočet elektrické a magnetické intenzity byl vytvořen skript v programovém prostředí Matlab. Vstupem skriptu je matice, ve které jsou uvedeny souřadnice elementárních dipólů a jejich vstupní proudy. Výstupem je vektor intenzity elektromagnetického pole (amplituda a fáze), které jsou vypočítány na přímce podél osy z v zadaných bodech, jejíž polohu lze nastavit podle potřeby. Složky intenzity elektrického pole jsou vykresleny do grafů. Výsledná intenzita je dána součtem složek (4.9):

$$E = \sqrt{|E_x|^2 + |E_y|^2 + |E_z|^2}. \quad (4.9)$$

Dalším je výstupem matice, ve které jsou uloženy zobrazené složky elektrického pole. Program dále vypočítá prostorovou směrovou charakteristiku ve vzdálené zóně, její hlavní řezy θ a ϕ vykreslí do grafů.

4.2 Transformace NF-FF bez kompenzace sondy

S využitím teoretických poznatků z kapitoly 3.1 byl vytvořen skript ve vývojovém prostředí Matlab. Ve skriptu jsou napsány funkce umožňující:

1. Výpočet modálních koeficientů a_n a b_n ze znalosti intenzity elektrického pole v blízké zóně.
2. Výpočet intenzity elektrického pole z modálních koeficientů a_n a b_n do jiného bodu prostoru.
3. Výpočet modálních koeficientů a_n a b_n ze znalosti intenzity elektrického pole ve vzdálené zóně - použití jednodušších vztahů.
4. Výpočet intenzity elektrického pole z modálních koeficientů a_n a b_n do jiného bodu prostoru ve vzdálené zóně.

Výstupem programu jsou rovněž grafické závislosti, a to hodnoty modálních koeficientů, intenzita elektrického pole v blízké a vzdálené zóně. Vytvořený skript je podrobně okomentován. Výpočet derivace Hankelovy funkce, která se vyskytuje např. ve vztahu (3.2) je proveden analyticky na základě vzorců v [12], viz příloha A.1.

Vytvořený program využívá vzorců (3.1) až (3.6).

4.3 Ukázky simulací

Na obr. 4.7 je znázorněno rozložení složek intenzity elektrického pole od $a = 30$ cm od antény (měřeno od dipólu). Simulovaná anténa byla vytvořena ze 40 elementárních dipólů. Proudová distribuce byla vypočtena podle (4.5). Délka ramene symetrického vertikálního dipólu, stejně jako jeho vzdálenost od reflektoru byla 10 cm. Frekvence byla zvolena 900 MHz. Půlvlňná rezonance (délka ramene dipólu je $0,25\lambda$) je při 750 MHz ¹.

Na obr. 4.5 je průběh výsledné intenzity, která je dána součtem složek podle vztahu (4.9). Směrová charakteristika ve vzdálené zóně je uvedena ve dvou hlavních rovinách Θ a Φ na obr. 4.8.

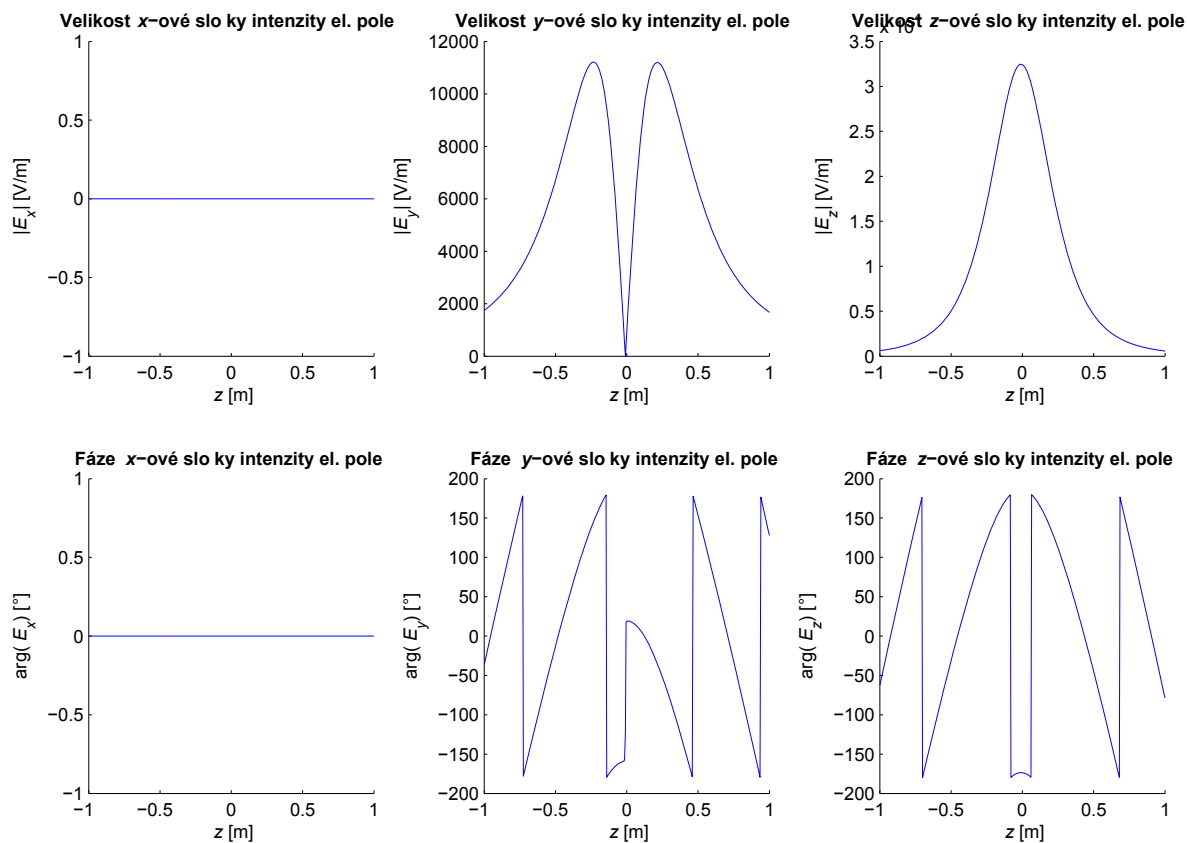
Stejná anténa byla měřena v experimentální části.

Na obr. 4.7 a 4.8 jsou zobrazeny obdobné závislosti, ale pro frekvenci $f = 900$ MHz. Pro ověření přepočtu intenzit elektrického pole do vzdáleného pole byla vytvořena soustava dvou souosých dipólů, jejichž středy jsou od sebe vzdáleny λ . Dipóly jsou buzeny stejně velkými proudy, ale se vzájemným fázovým posuvem 45° . Každý dipól byl pro jednoduchost modelován jen jedním elementárním dipólem, což pro tento účel je dostatečné. Na obr. 4.9 je průběh intenzit v blízké zóně opět ve vzdálenosti $a = 30$ cm.

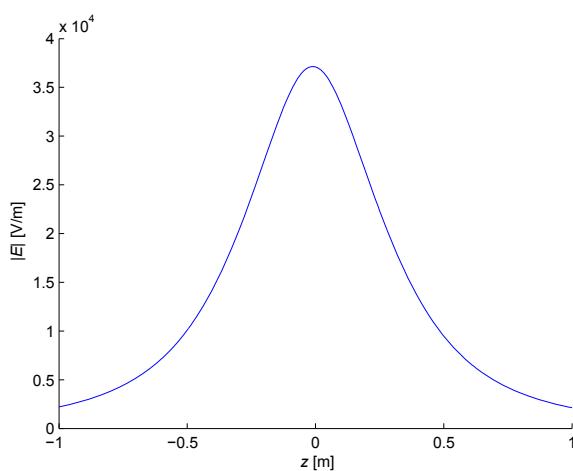
Směrová charakteristika je zobrazena na obr. 4.10. této dvojice dipólů. Je patrné, že kromě hlavního laloku jsou přítomny ještě dva menší laloky. V průběhu intenzit v blízké zóně však jsou patrné pouze 2 laloky.

Ze 17 vzorků intenzity v blízké zóně byla vypočítaná směrová charakteristika, viz obr. 4.11, ve které se vyskytují všechny 3 laloky.

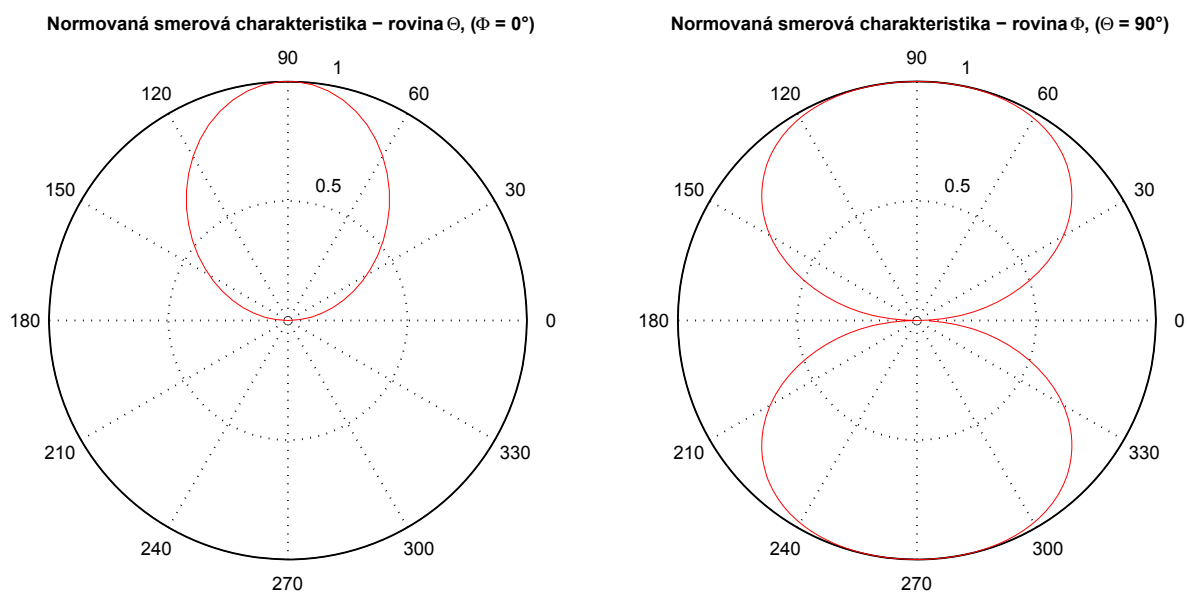
¹Ve skutečnosti nastává půlvlňná rezonance při délce ramena dipólu asi $0,21\lambda$)



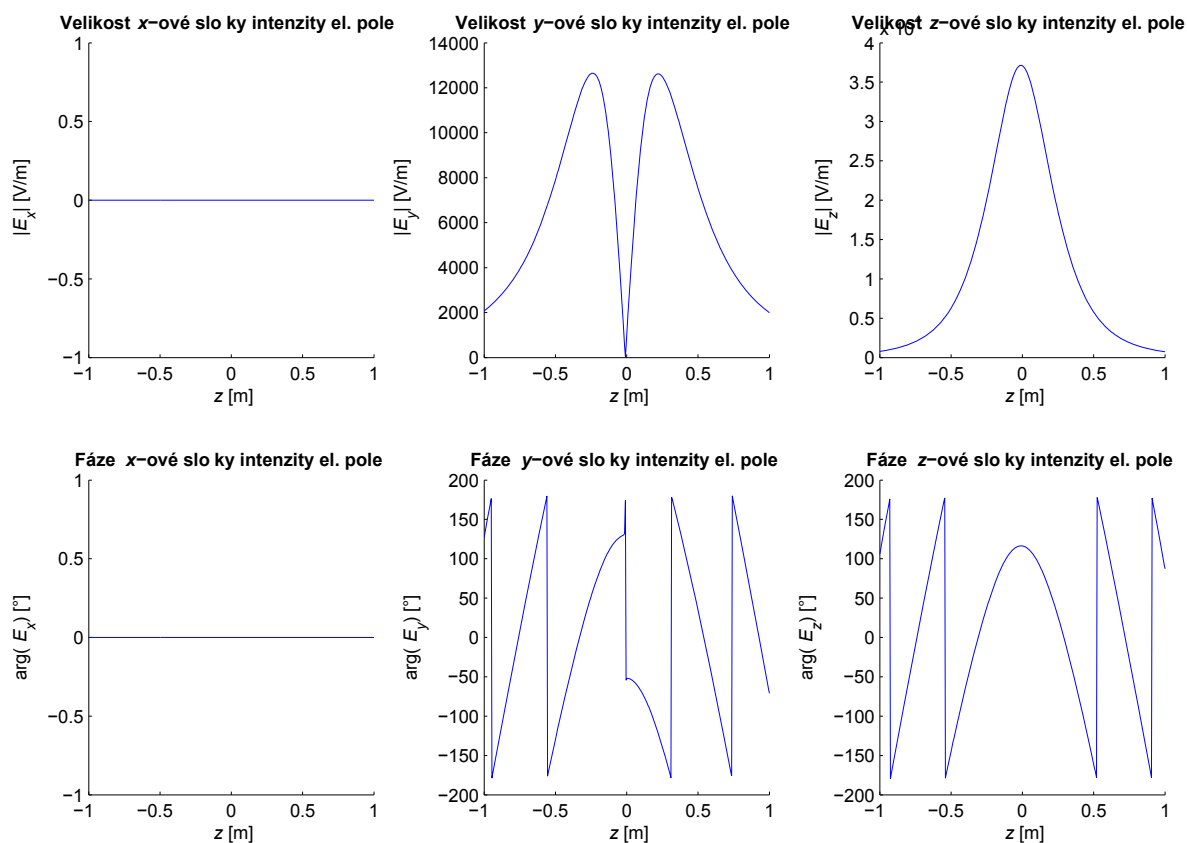
Obr. 4.4: Složky intenzity el. pole v blízké zóně - dipól s reflektorem, 750 MHz



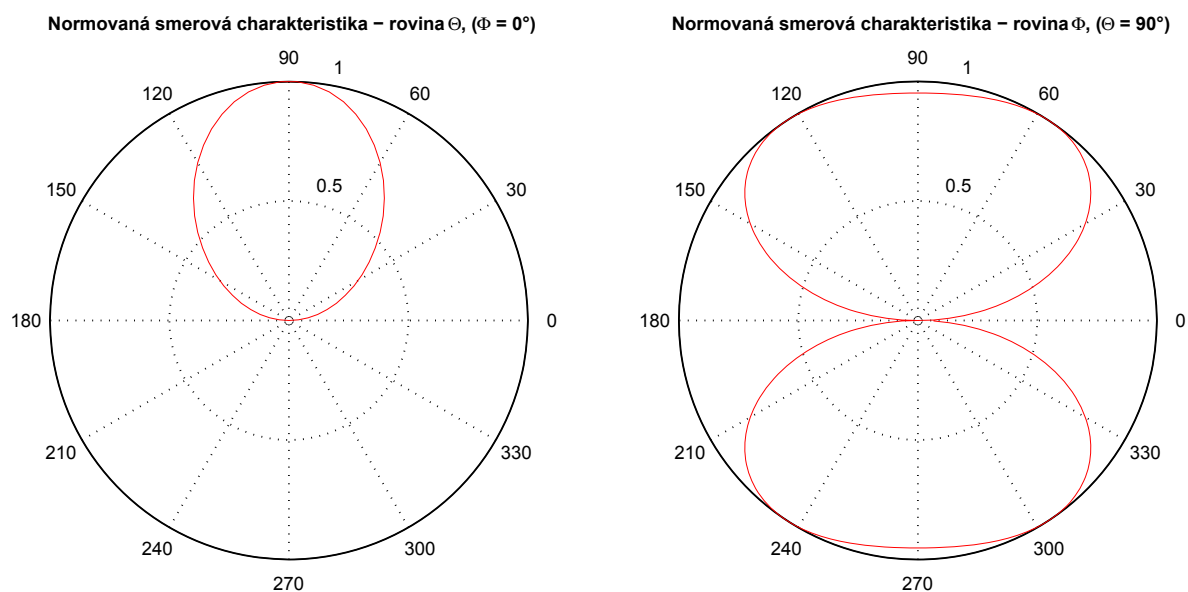
Obr. 4.5: Výsledná intenzita el. pole v blízké zóně - dipól s reflektorem, 750 MHz



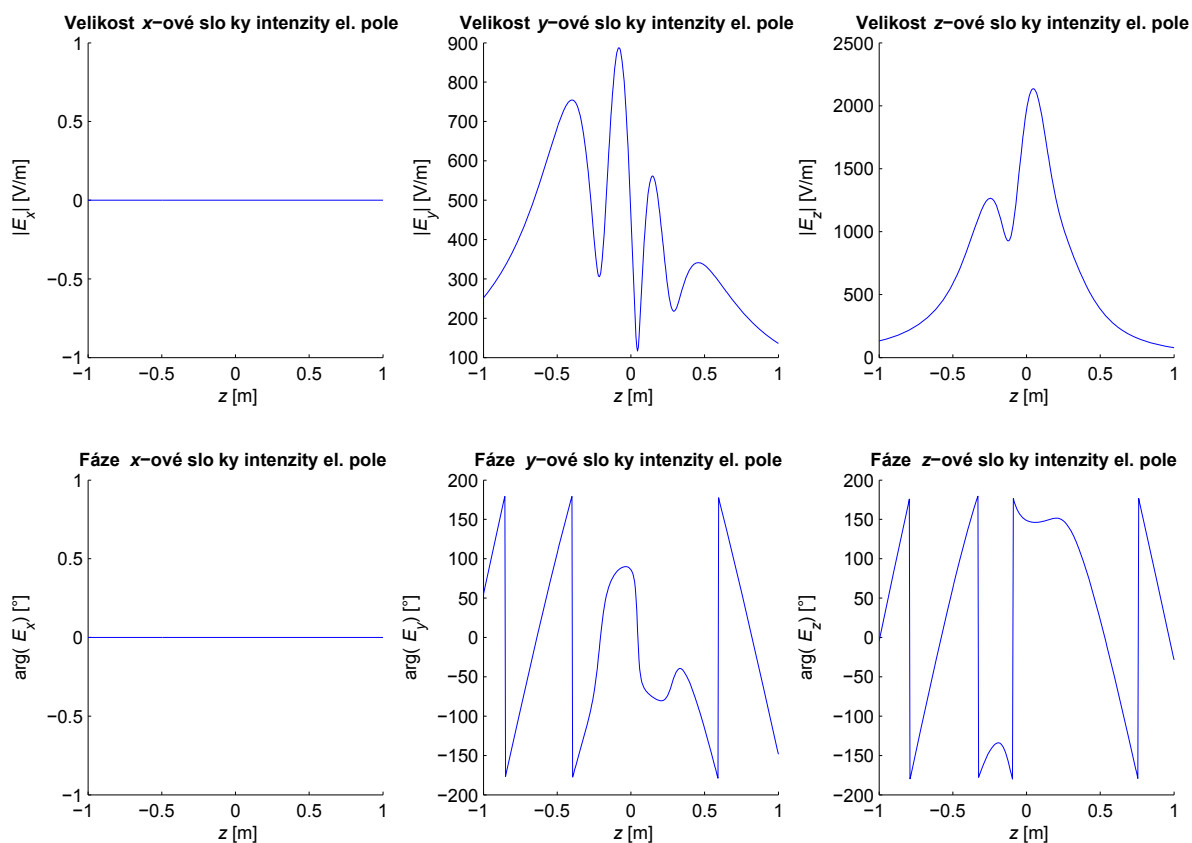
Obr. 4.6: Směrová charakteristika - dipól s reflektorem, 750 MHz



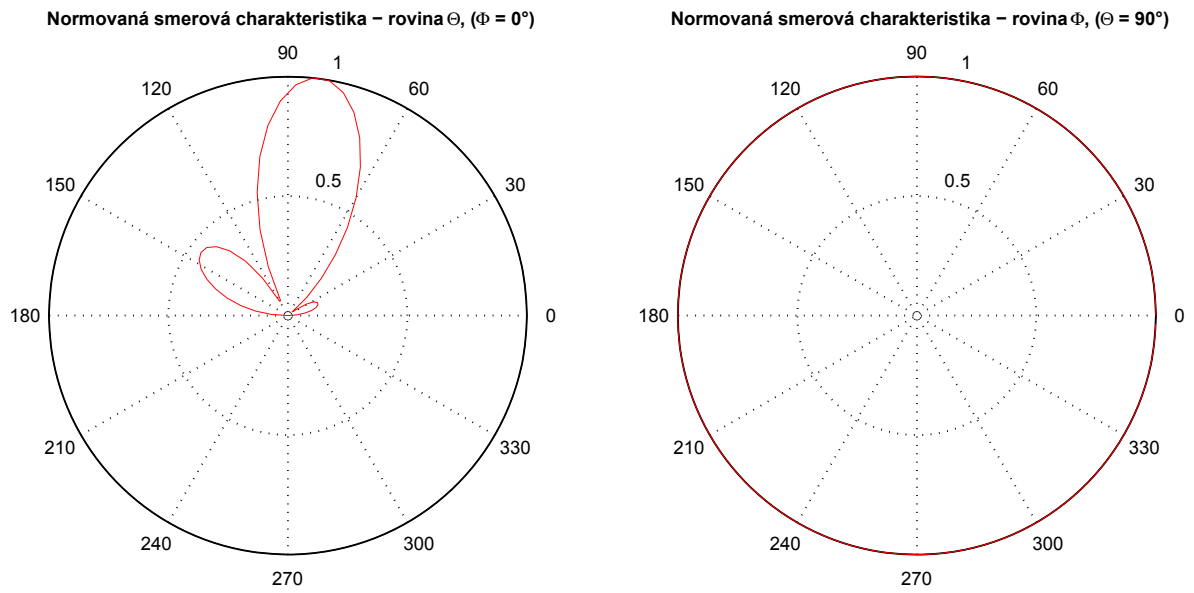
Obr. 4.7: Složky intenzity el. pole v blízké zóně - dipól s reflektorem, 900 MHz



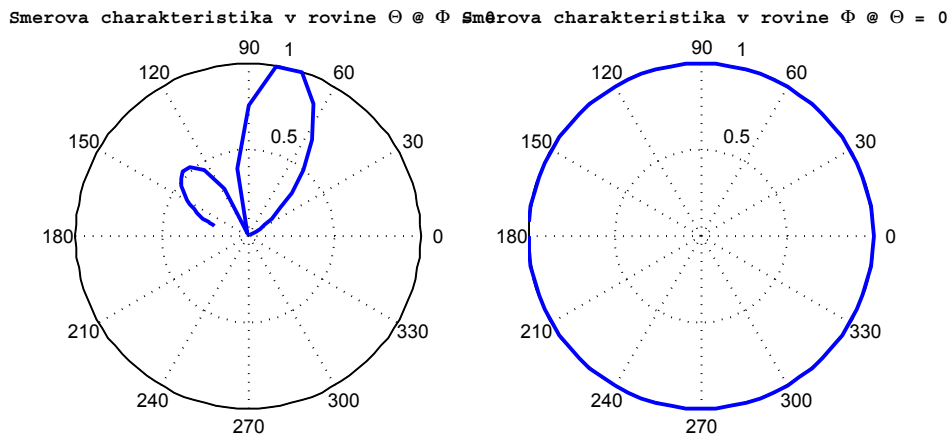
Obr. 4.8: Směrová charakteristika - dipól s reflektorem, 900 MHz



Obr. 4.9: ložky intenzity el. pole v blízké zóně - sousedé dipóly, 750 MHz



Obr. 4.10: Směrová charakteristika - sousé dipóly, 750 MHz

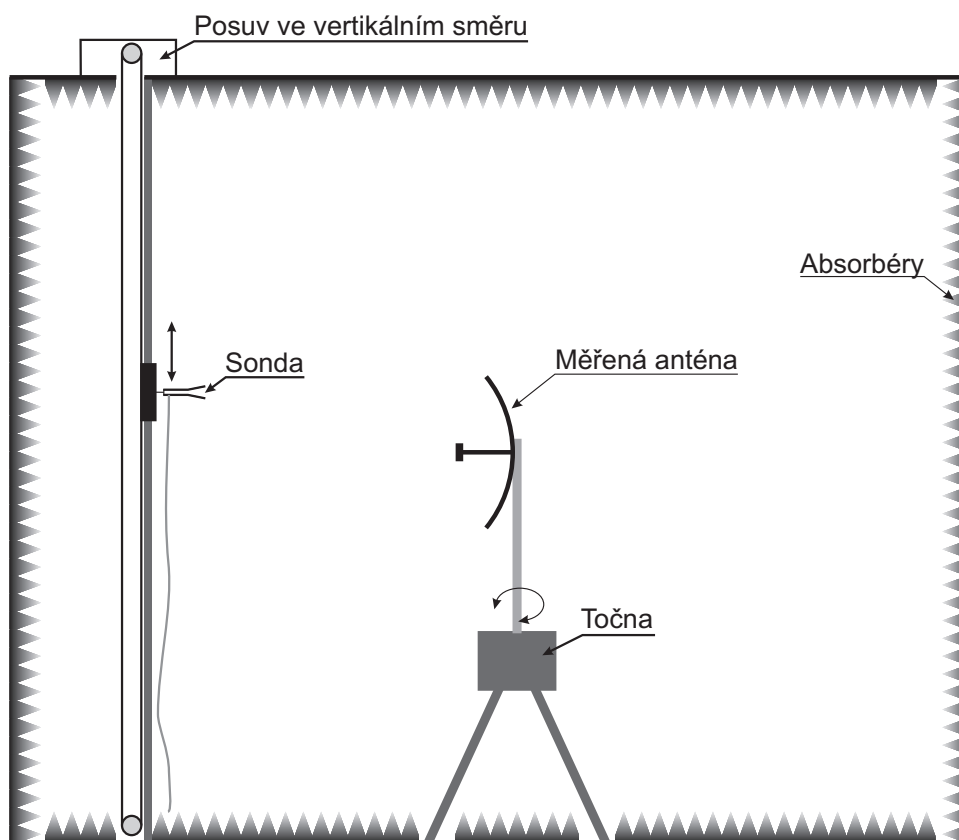


Obr. 4.11: Směrová char. ze 17 vzorků intenzit v blízké zóně - sousé dipóly, 750 MHz

5 NÁVRH MĚŘICÍHO PRACOVISTĚ

5.1 Návrh pracoviště

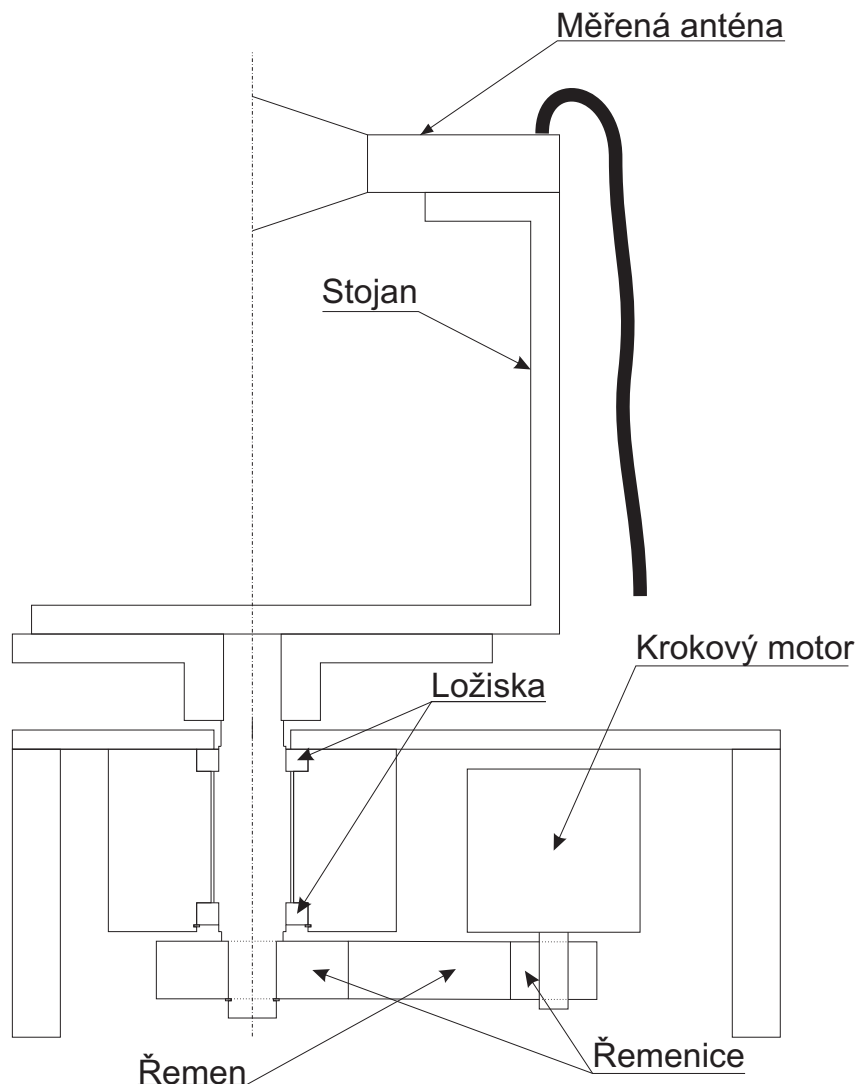
Uspořádání pracoviště pro měření na válcové ploše je uvedeno na obr. 5.1. Pracoviště sestává z bezodrazové komory, točny a polohovacího zařízení, zajišťující pohyb sondy ve vertikálním směru. Měřená anténa je upevněna na točnu, intenzita elektrického pole se měří pomocí vhodné sondy připevněné k polohovacímu zařízení. Vzdálenosti sondy a měřené antény od absorbérů musí být taková, aby absorbéry neovlivňovaly impedanci antén a rozložení pole v blízké zóně. Přesnost polohování podle [2] postačuje $\pm\lambda/50$.



Obr. 5.1: Návrh měřicího pracoviště

Vertikální polohovací zařízení sondy sestává z vodicího prvku, po kterém se volně pohybuje jezdec. K jezdcovi je pevně připevněna sonda. Pohyb jezdcovi se používá speciální šroubovice s maticí. Protože hmotnost sond je obvykle nízká, může být pohyb jezdcovi zajištěn ozubeným řemenem a řemenicí. Relativní poloha řemenice se měří dvoukanalovým optickým snímačem a clonou. Rozlišovací schopnost běžně dostupných optických koleček a snímačů je lepší než $0,2^\circ$.

Anténní točna by měla umožnit připevnit anténu tak, aby její střed byl v ose otáčení. Možná konstrukce točny je naznačena na obr. 5.2. Pohyb je zajištěn krokovým motorem, točivý moment je přenášen pomocí řemene. Anténa je umístěna na pomocném stojanu,



Obr. 5.2: Konstrukce anténní točny

který je pevně připevněn k točně. Stojanů může být několik typů pro různé druhy antén. Anténa by měla být v dostatečné výšce nad zemí, aby byly eliminovány případné odrazy. Pro zabezpečení správného řízení točny lze na hřídel dát senzor polohy, který by eliminoval případné ztráty kroku motoru. Vzhledem k tomu, že vzdálenost točny od řídicího zařízení, které by ovládalo celé měřicí pracoviště může být nad 10 m, je třeba točnu připojit pomocí vhodných sběrnic např. RS232, nebo CAN.

Sběrnice CAN oproti RS232 umožňuje paralelní připojení zařízení, implementuje zabezpečení přenosu a prioritu. Nejvyšší délka sběrnice může být řádově stovky metrů, samozřejmě klesá přenosová rychlost.

5.2 Omezení rušivých vlivů

Jako každé měření je i toto měření zatíženo určitými chybami. Níže je uveden výčet chyb, které při měření v blízké zóně mohou vzniknout [4]:

1. **Vliv okolního rušivého elektromagnetického pole:** Vliv okolního rušivého pole lze minimalizovat použitím stíněné elektromagnetické komory.
2. **Interference odražených vln:** interference odražených vln od různých předmětů, podlahy, stěn atd. lze potlačit použitím absorbérů. Je vhodné absorbéry umístit na všechny části, kde potenciálně může dojít k odrazu vlny, tedy i na pohon točny.
3. **Směrová charakteristika sondy:** u měření s kompenzací sondy je nutné provést měření směrové charakteristiky použité sondy ve vzdálené zóně, nebo použít směrový diagram získaný ze simulace či teoretických poznatků.
4. **Vliv odražených vln od sondy zpět k měřené anténě:** je nutné, aby sonda byla dokonale impedančně přizpůsobena.
5. **Posuv fáze vlivem ohybu koaxiálního kabelu:** ohyb koaxiálního kabelu způsobí změnu fáze. Proto u měření, které vyžadují znalost fáze elektrického pole je nutné omezit ohyby koaxiálního kabelu. Např. u koaxiálního kabelu RG58 způsobí ohyb o 90° (poloměr ohybu 10 cm, frekvence 900 MHz) posun fáze o 5° . Se zvyšující se frekvencí je posun fáze vlivem ohybu kabelu vyšší.
6. **Nepřesnosti polohování sondy a měřené antény:** Jak již bylo uvedeno výše, přesnost polohování sondy vůči měřené anténě dostačuje $\lambda/50$. Sonda musí být nastavena tak, aby měřila buď horizontální, resp. vertikální složku elektrické intenzity.

6 NÁVRH A REALIZACE MĚŘICÍCH SOND

6.1 Návrh měřicích sond

Jak bylo uvedeno v kapitole 2, hlavním požadavkem na sondy pro měření v blízké zóně je co nejmenší příčný rozměr, který by měl být ideálně menší než $\lambda/2$. Byly navrženy celkem tři sondy, všechny byly provedeny na substrátu. S ohledem na úsporu materiálu byl návrh proveden pro kmitočtové pásmo 2,400 až 2,483 GHz. Jako substrát byl použit materiál FR4, resp. Arlon 25N, parametry jsou uvedeny v tab. 6.1, resp. v tab. 6.2. V [23], [24], [25] se uvádí relativní permitivita materiálu FR4 v rozsahu 4,1 až 4,9, pro simulace byla uvažována hodnota relativní permitivity 4,4. Byly realizovány tyto prvky:

- Vivaldi anténa na substrátu Arlon 25N, navržena na frekvenci 2440 MHz podle [15]
- Motýlkový dipól na substrátu Arlon 25N, navržen na frekvenci 2440 MHz podle [19]
- Symetrický dipól včetně přechodu MS-CPS na substrátu FR4, navržen na frekvenci 1800 MHz
- Přechod MS \rightarrow CPS \rightarrow MS na substrátu FR4. Navrženo na frekvenci 2440 MHz.

Tab. 6.1: Parametry substrátu FR4

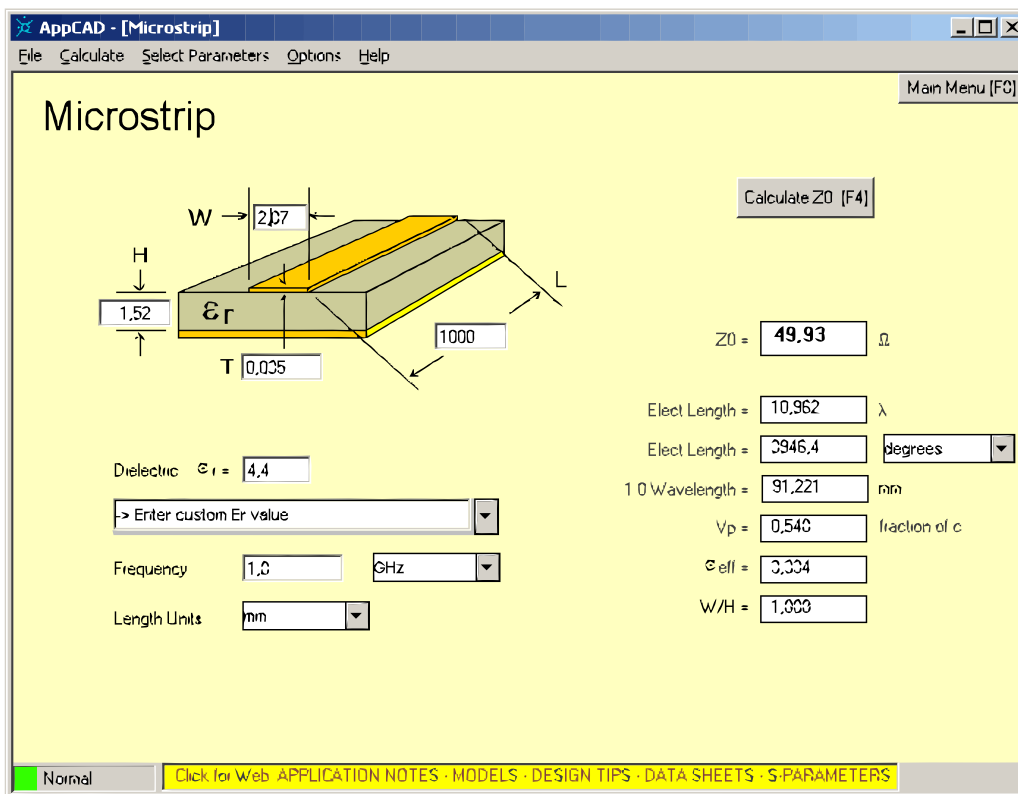
Parametr	Hodnota
Relativní permitivita	4,5 @ 1GHz
Ztrátová činitel $\tan \delta$	0,02 @ 1GHz
Tloušťka substrátu	1,52 mm
tloušťka měděné fólie	35 μm

Tab. 6.2: Parametry substrátu Arlon 25N[24]

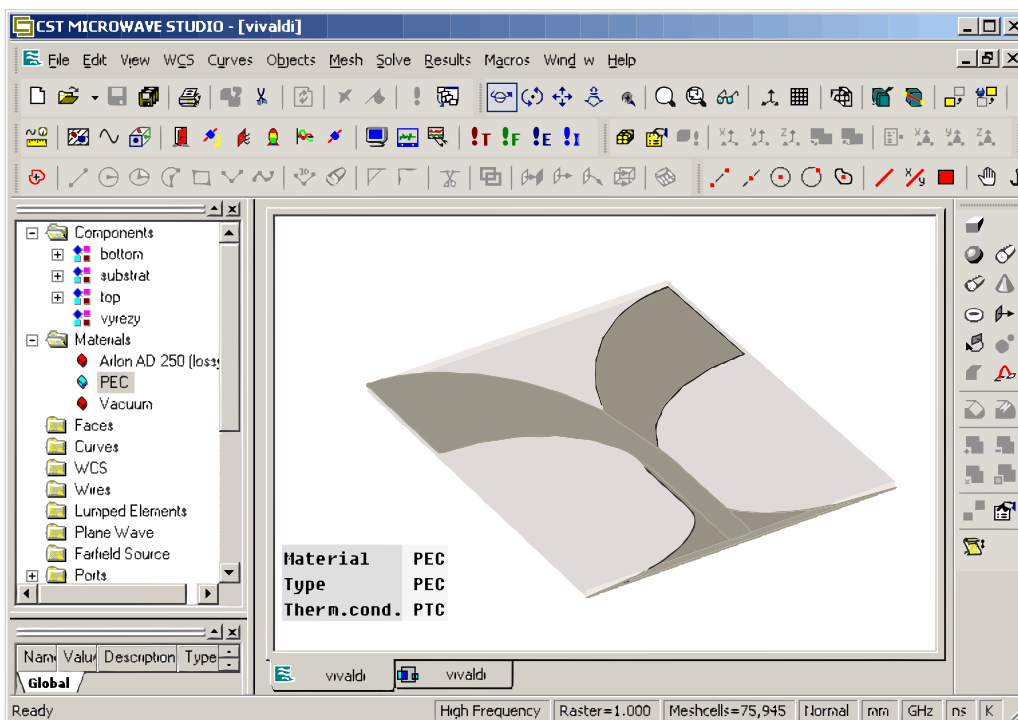
Parametr	Hodnota
Relativní permitivita	3,38 @ 10GHz
Ztrátová činitel $\tan \delta$	0,0025 @ 10GHz
Tloušťka substrátu	0,78 mm
Tloušťka měděné fólie	35 μm

Pro výpočet charakteristické impedance a dalších parametrů mikropáskového a koplánárního symetrického vedení byl použit program AppCAD od společnosti Agilent [23]. Navržené prvky byly odsimulovány a optimalizovány v programu CST Studio 2008[25]. Ukázka modelu antény Vivaldi je uvedena na obr. 6.2. Motivy vodivých ploch jsou uvedeny v příloze C.

Vektorovým analyzátozem byl změřen činitel odrazu na vstupu navržených antén s_{11} , u přechodu MS \rightarrow CPS \rightarrow MS byl dále změřen přenos s_{21} . Naměřené výsledky jsou zobrazeny na obr. 6.3 až obr. 6.6. Dále byly změřeny směrové charakteristiky sond v rovině



Obr. 6.1: Výpočet parametrů mikropáskového vedení pomocí programu AppCAD



Obr. 6.2: Ukázka modelu antény Vivaldi v programu CST Studio 2008

Tab. 6.3: Použité přístroje a pomůcky

Název	Poznámka
Rukávový dipól pro WiFi zařízení	Použit jako měřicí sonda pro měření směrových charakteristik antén.
Koaxiální kabel	Označení LNR240, používaný pro připojení WiFi zařízení k anténě. Útlum cca 0,4 dB/m @ 2,4 GHz. Délka kabelů: 6,6 m a 4 m.
Spektrální analyzátor	Výrobce: Rhode&Schwarz, typ FSL3.
Vektorový analyzátor	Výrobce: Rhode&Schwarz, typ ZVL6.
Kalibrační sada vektorového analyzátoru	Výrobce: Rhode&Schwarz, označení ZVZ-Z132 3.5mm CAL KIT 1164.1092.03 Ser. No. 100206 50 OHM .
Generátor	Generátor HP 8647A, výstupní úroveň 16 dBm.

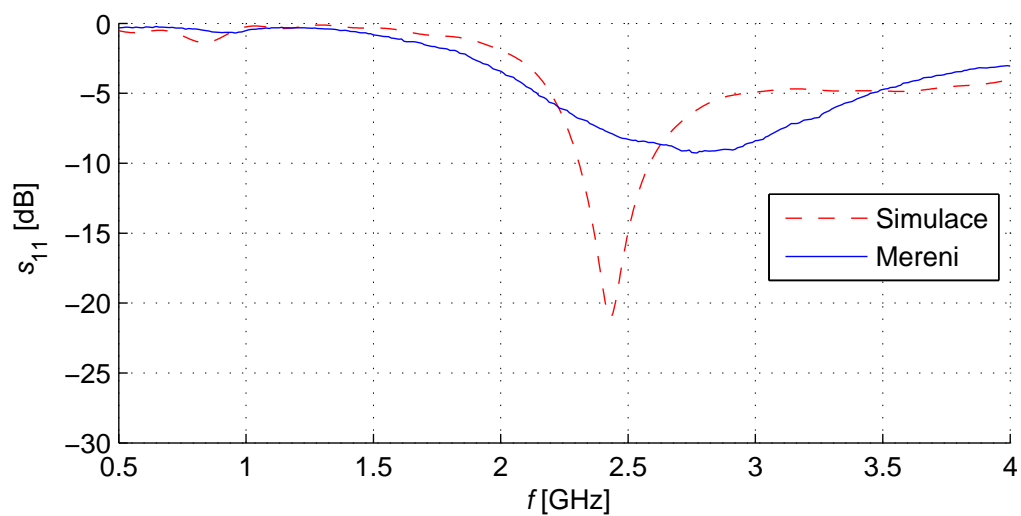
E a H. Grafické závislosti jsou uvedeny v příloze D. Použité přístroje a pomůcky jsou v tab. 6.3.

Realizované prvky byly opatřeny konektory SMA. Směrové charakteristiky byly měřeny na frekvenci 2,65 GHz. Vzdálenost měřené sondy a měřicí antény byla cca 1,3 m. Výkon přijímaný sondou byl měřen spektrálním analyzátozem. Širokopásmovost sond byla hodnocena na základě činitele odrazu s_{11} . Jako nejvyšší možná frekvence použití sond byl uvažována hodnota 3,3 GHz, tj. $\lambda/2 = 45$ mm. Dosažené výsledky jsou uvedeny v tab. 6.4.

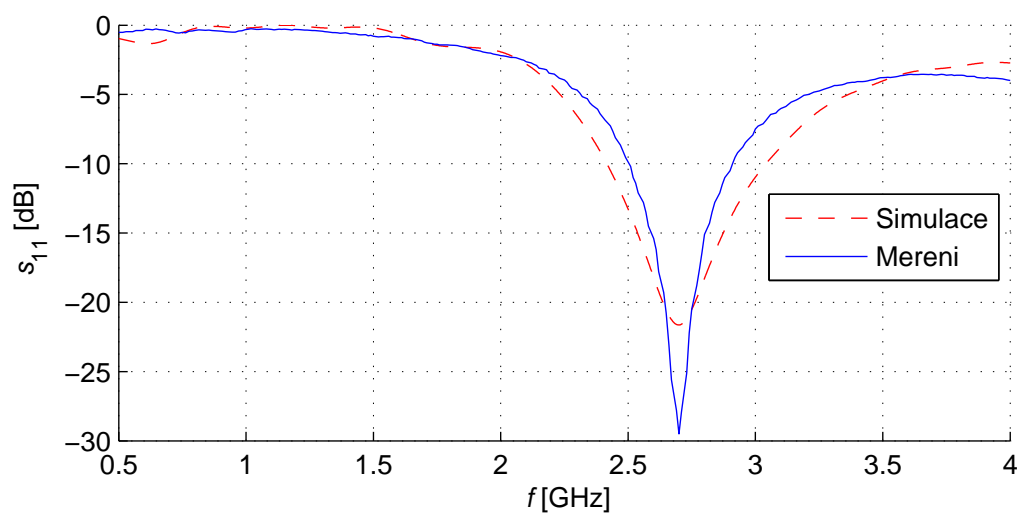
Tab. 6.4: Parametry použitých sond

Sonda	Rozsah frekvence		Polarizační diskriminace
	$s_{11} \leq -6$ dB	$s_{11} \leq -10$ dB	
Motýlkový dipól	2,4 – 3,1 GHz	2,3 – 2,9 GHz	19,6 dB
Anténa Vivaldi	2,2 – 3,3 GHz	neexistuje	17,1 dB
Symetrický dipól	2,2 – 3,3 GHz	2,4 – 3,3 GHz	15,1 dB

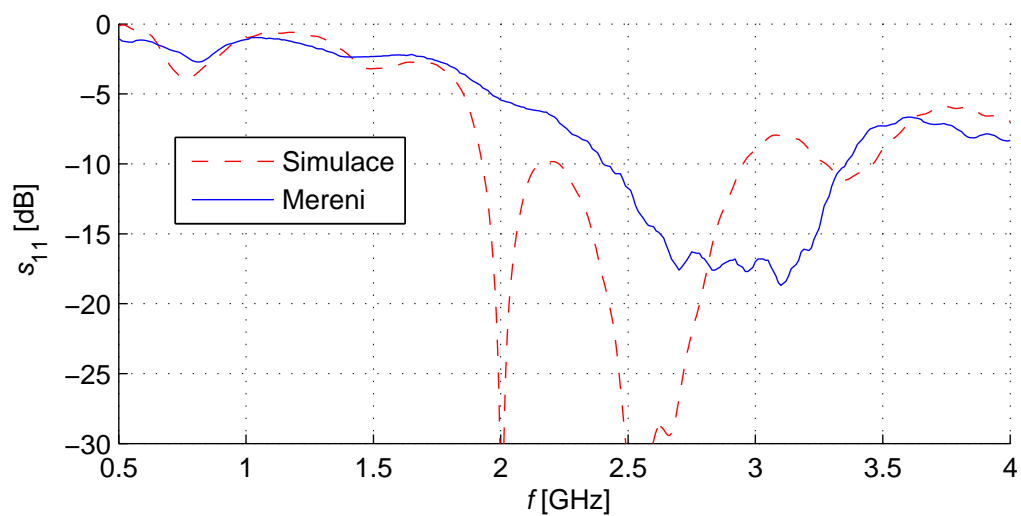
Jako nejvhodnější se jeví motýlkový dipól, anténa Vivaldi nedosahuje tak dobrého impedančního přizpůsobení svého vstupu. Nevýhodou realizovaného symetrického dipólu je nesouměrná vyzářovací charakteristika v rovině E, viz obr. D.3, což je způsobeno přítomností substrátu pouze z jedné strany. Částečným řešením by bylo použití tenčího substrátu s nižší permitivitou. Polarizační diskriminace je u všech typů sond lepší než 15 dB.



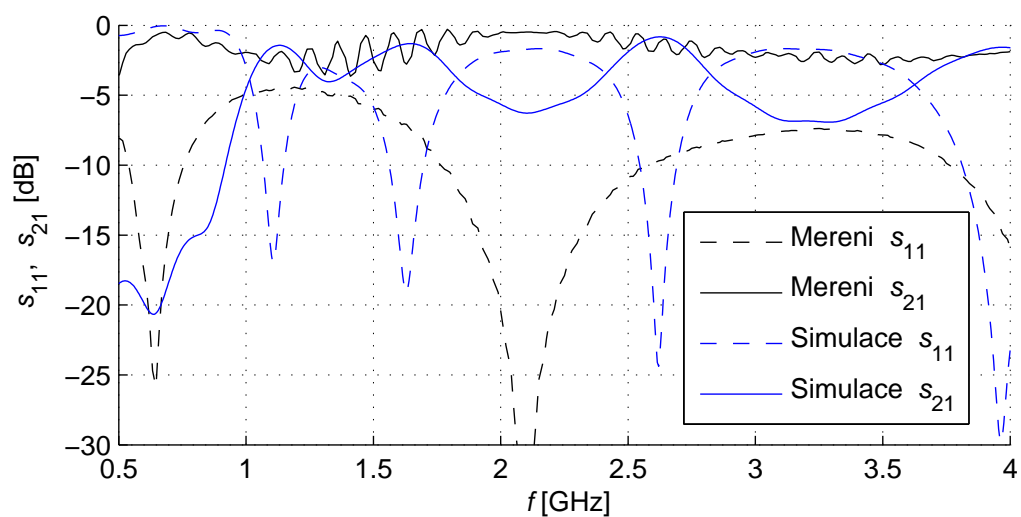
Obr. 6.3: Naměřená kmitočtová závislost rozptylových parametrů antény Vivaldi



Obr. 6.4: Naměřená kmitočtová závislost rozptylových parametrů motýlkového dipólu



Obr. 6.5: Naměřená kmitočtová závislost rozptylových parametrů symetrického dipólu



Obr. 6.6: Naměřená kmitočtová závislost rozptylových parametrů přechodu MS-CPS-MS

7 OVĚŘOVACÍ MĚŘENÍ V BLÍZKÉ ZÓNĚ

7.1 Popis pracoviště

Pro měření byla použita dipólová anténa s reflektorem. Délka ramene dipólu $l = 10$ cm, vzdálenost od reflektoru $h = 10$ cm, velikost plechového reflektoru $a = b = 30$ cm, viz obr. 4.2. Dále byl měřen rukávový dvoupásmový dipól a GSM anténa. GSM anténa byla tvořena sousými dipóly. Jako parametrem pro měření je vzdálenost r sondy od podélné osy dipólu antény. Použité přístroje jsou uvedeny v tab. 7.1

Tab. 7.1: Použité přístroje a antény

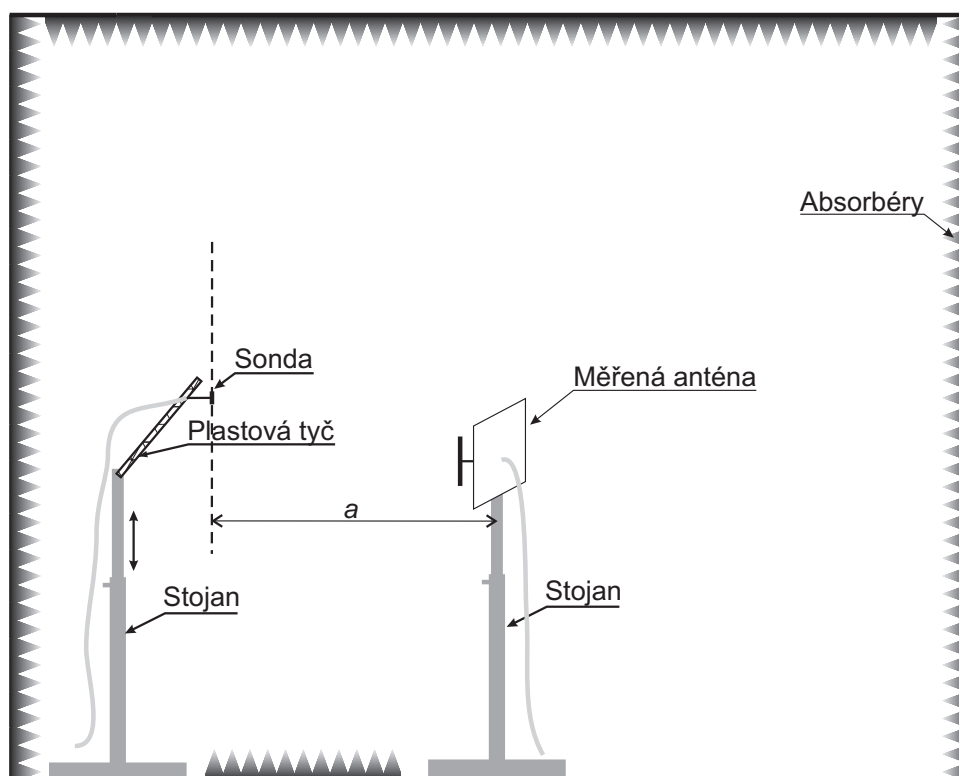
Název	Poznámka
Dipólová anténa s reflektorem	Měřeno na frekvenci $f = 750$ MHz, délka ramene dipólu $l = 10$ cm, vzdálenost od reflektoru $h = 10$ cm, rozměry rovinného plechového reflektoru $a = b = 30$ cm.
Rukávový dipól	Rukávový dvoupásmový dipól (900 MHz + 1800 MHz), označení AD360V00K00.
GSM anténa 900 MHz	Výrobce: LEO ANTENNE, typ GSM/V 900, zisk 6,7 dBi, měřeno na frekvenci 900 MHz
Měřič intenzity elektrického pole	Typ: Narda 550, použitá sonda EF0391, 100 kHz až 3 GHz.
Generátor	Generátor HP 8647A, výstupní úroveň 16 dBm.
Vektorový voltmetr	Typ HP8508A
Dipólová sonda	Symetrický dipól, délka ramene 4 cm.

Měření měření dipólovou sondou probíhalo v bezodrazové komoře, která je k dispozici v laboratoři PA-727. Jehlanovými absorbéry byly pokryty všechny stěny, částečně i podlaha. Sonda byla polohována vůči měřené antény pomocí stojanu a plastového držáku délky 0,5 m. Přesnost polohování sondy byla ± 5 mm ve všech směrech. Uspořádání pracoviště je schématicky naznačeno na obr. 7.1. Umístění koaxiálních kabelů bylo rovněž voleno tak, aby co nejméně ovlivňovaly naměřené hodnoty.

Hodnoty získané měřičem intenzity Narda byly změřeny v době, kdy nebyla bezodrazová komora hotova. Proto naměřené hodnoty mohou být ovlivněny interferencí odražených vln.

7.2 Vyhodnocení měření v blízké zóně

Naměřené hodnoty jsou uvedeny v tabulkách, viz příloha B. Na obr. 7.2 až 7.5. jsou znázorněny průběhy amplitudy a fáze naměřených hodnot dipólovou sondou měřených antén. Parametrem křivek je vzdálenost a , což je poloměr válcové plochy kolem antény. Měřilo se pouze na jedné přímce kolem antény v rovině Θ , pro přepočítání do vzdálené zóny se předpokládalo, že GSM anténa a rukávový dipól jsou v horizontální rovině dokonale všesměrové. Směrová charakteristika rukávového dipólu resp. GSM antény získaná z naměřených hodnot v blízké zóně je uvedena na obr. 7.8, resp. na obr. 7.9.

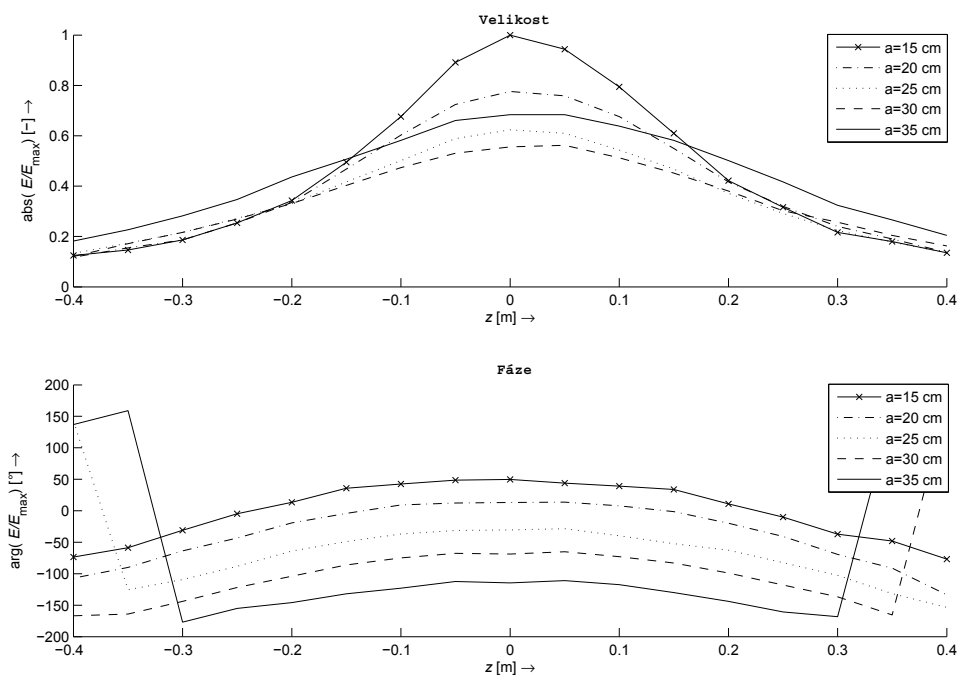


Obr. 7.1: Provedení měřicí pracoviště

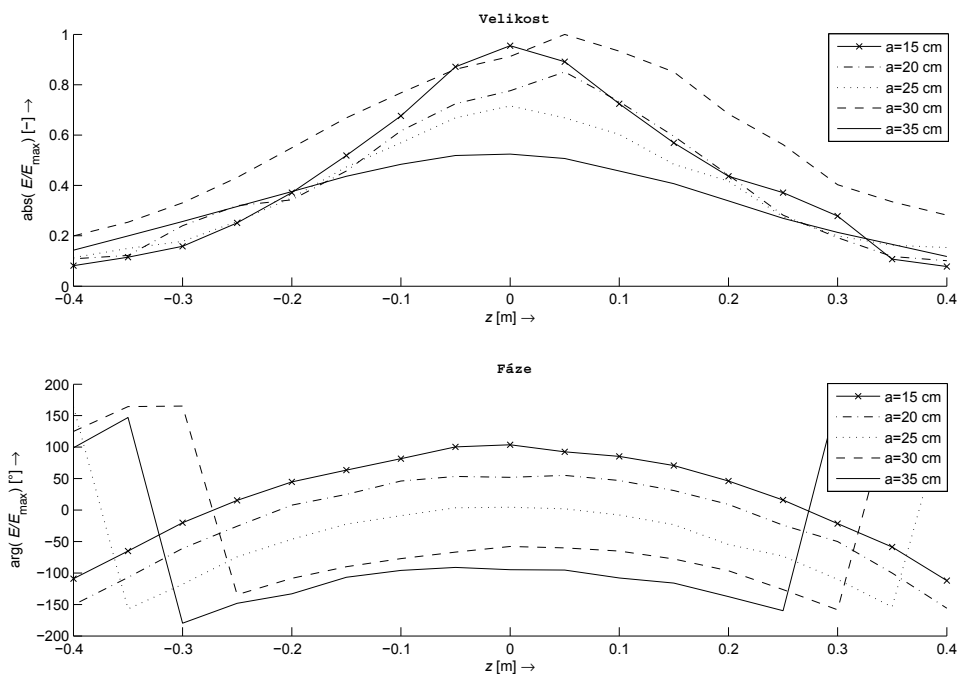
Na obr. 7.6 je ukázka naměřených dat přístrojem Narda 550, který umožňuje současné měření složek intenzit. Je zřejmé, že naměřená data jsou ve shodě s teoretickým předpokladem, viz. průběh na obr. 4.4.

Dále bylo provedeno srovnání naměřených hodnot s vypočtenými teoretickými hodnotami. Srovnání bylo provedeno u dipólu s reflektorem pro $a = 30\text{cm}$ a frekvenci 750 MHz, viz obr. 7.7. Fáze u vypočtených hodnot byla vhodně posunuta, aby bylo možné hodnoty dobře srovnat.

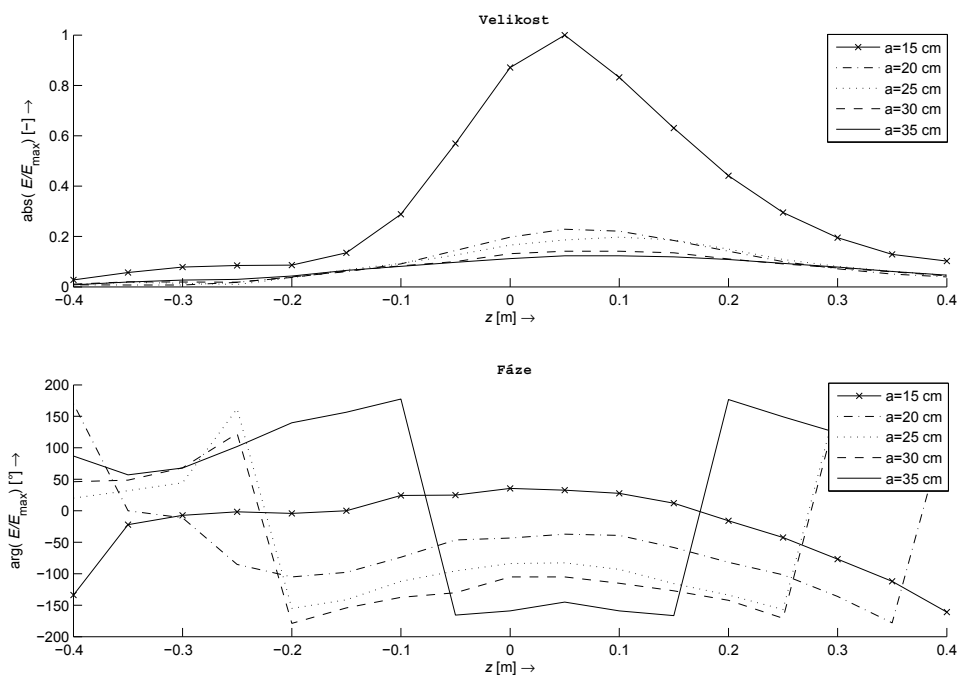
Useknutí směrové charakteristiky na obr. 7.8 a 7.9 je dáno rozsahem naměřených hodnot ve vertikálním směru. Protože nebyla k dispozici funkční točna, nebylo možné změřit antény, které nemají izotropní vyzářování v horizontální rovině.



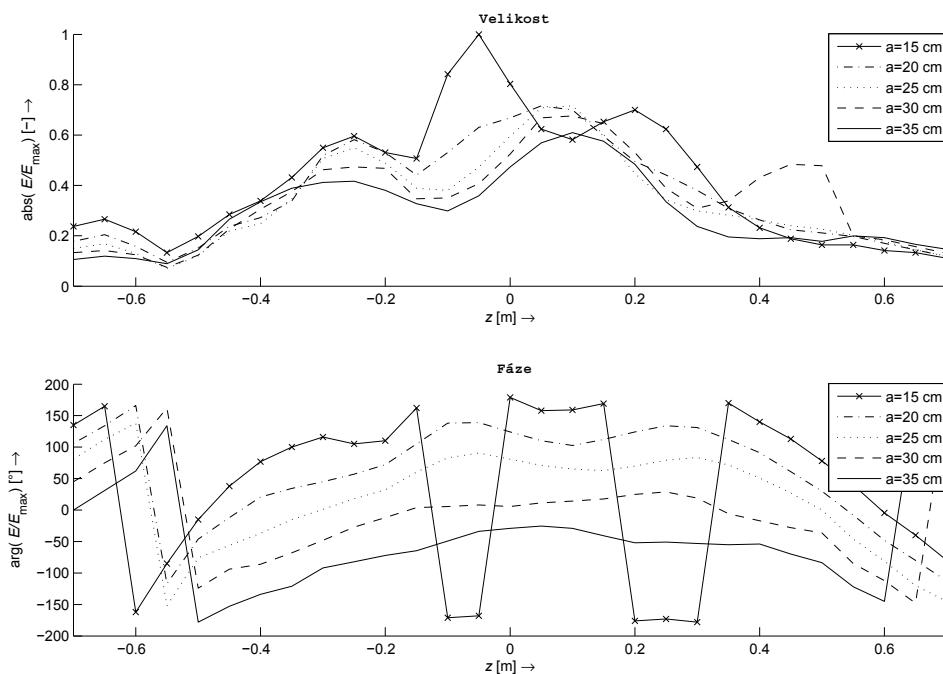
Obr. 7.2: Průběh elektrické intenzity v blízké zóně dipólu s reflektorem, 750 MHz



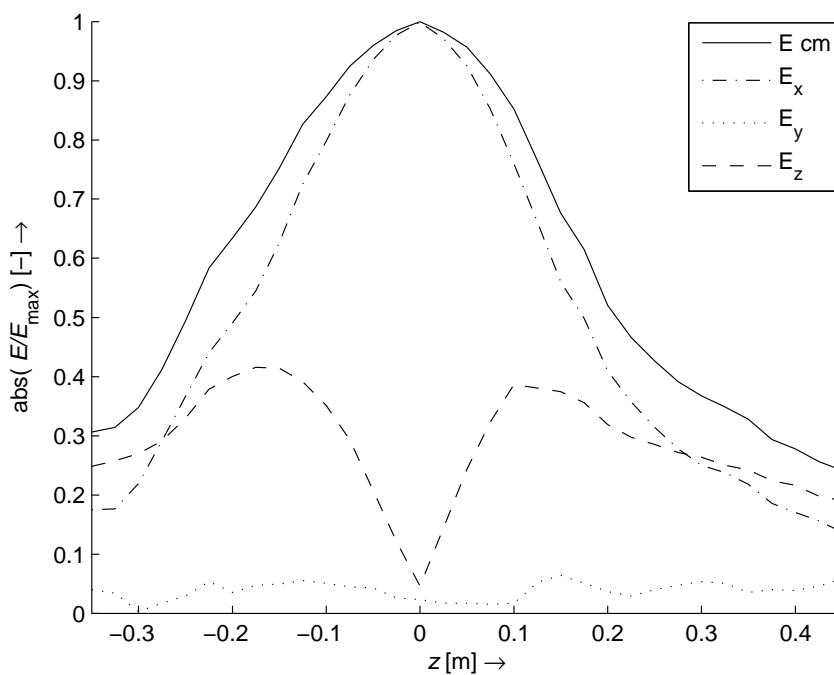
Obr. 7.3: Průběh elektrické intenzity v blízké zóně dipólu s reflektorem, 900 MHz



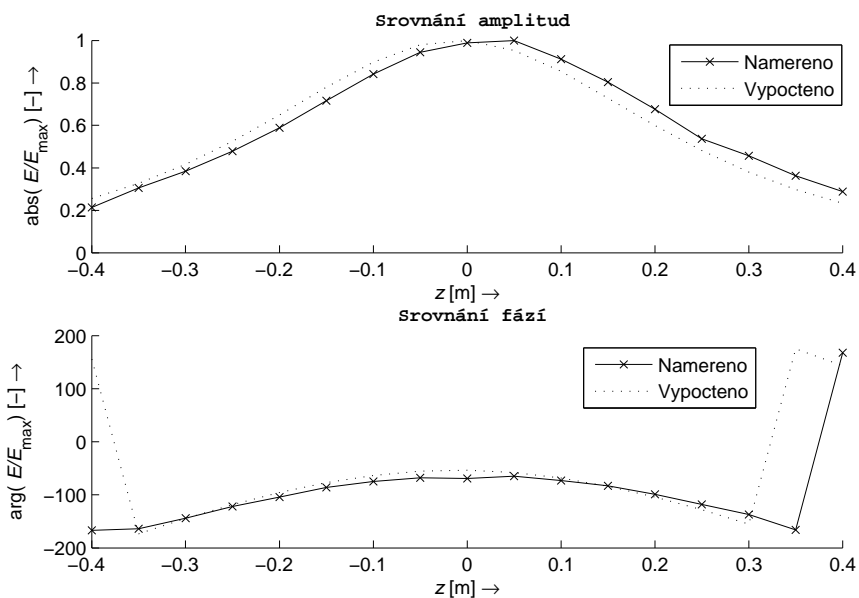
Obr. 7.4: Průběh elektrické intenzity v blízké zóně rukávového dipólu, 900 MHz



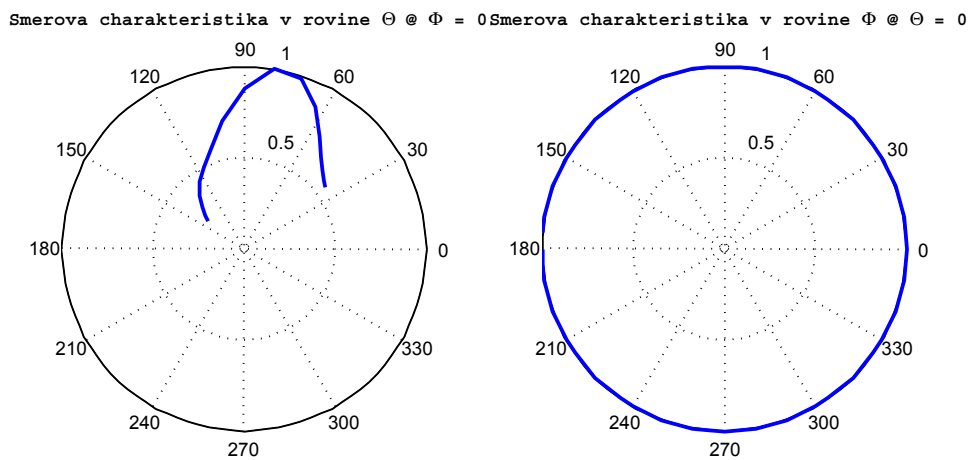
Obr. 7.5: Průběh elektrické intenzity v blízké zóně GSM antény, 900 MHz



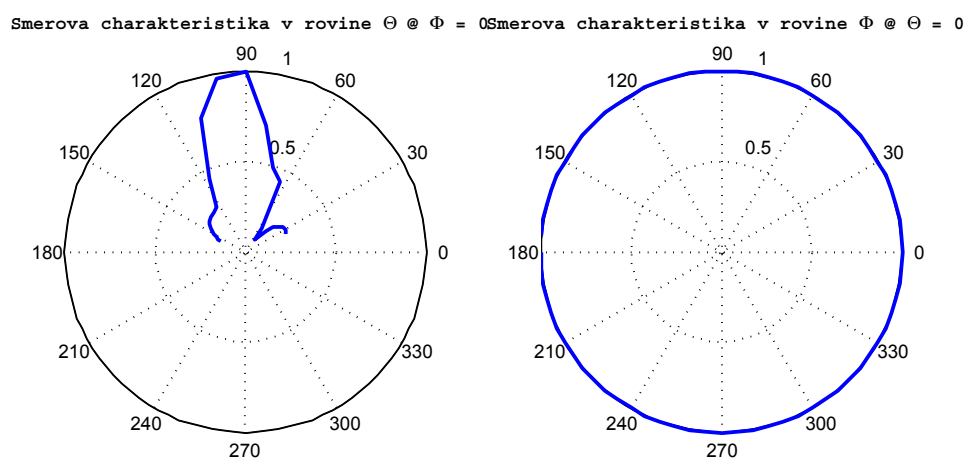
Obr. 7.6: Průběh složek elektrické intenzity v blízké zóně dipólu s ref., 750 MHz



Obr. 7.7: Srovnání naměřené a vypočítané hodnoty int. dipólu s ref., 750 MHz



Obr. 7.8: Směrová char. měřeného rukávového dipólu v rovině Θ , 900 MHz



Obr. 7.9: Směrová char. měřené GSM antény v rovině Θ , 900 MHz

8 ZÁVĚR

Cílem této diplomové bylo provést ověřovací měření v blízké zóně na válcové ploše vybraných antén. Vzhledem k časové náročnosti měření byly přednostně voleny antény, které jsou v horizontální rovině všesměrové, neboť u těchto antén stačí měřit hodnoty pouze v jednom řezu φ .

Pro ověření naměřených hodnot byly vytvořeny dva hlavní programy ve vývojovém prostředí Matlab. První program vypočítá intenzitu elektrického pole v zadaných bodech libovolné anténní soustavy tvořené elementárními dipóly. Součástí programu je rovněž výpočet směrové charakteristiky anténní soustavy.

Druhý program provádí transformace vzorků elektrických intenzit z blízké zóny do vzdálené zóny a opačně. Součástí programu je zobrazení komplexních modálních koeficientů a_n, b_n a zobrazení směrové charakteristiky.

Jak již bylo řečeno, hlavní náplní práce bylo provést ověřovací měření. Jako sonda byl použit symetrický dipól, délka ramene $0,12\lambda$ (při $f = 900$ MHz). Vektorovým voltmetrem byla měřena amplituda i fáze signálu z dipólové sondy. Měření probíhalo v bezodrazové komoře, která je na ústavu radioelektroniky k dispozici. Dále kromě dipólové sondy byl použit měřič intenzity elektrického pole Narda 550, který umožňuje současně zaznamenat složky intenzity, bohužel bez fáze.

Naměřené hodnoty byly následně vyhodnoceny. U dipólu s reflektorem a dvoupásmového rukávového dipólu byly naměřené hodnoty v naprostém souladu s teoretickými předpoklady – souhlasily jak amplitudy, tak i fáze naměřených hodnot, viz obr. 7.7. To znamená, že použitá dipólová sonda byla pro měření zcela vyhovující. Není třeba dělat korekci hodnot kvůli směrové charakteristice sondy.

Směrová charakteristika GSM antény měla jeden hlavní úzký lalok. Současně lze u GSM antény vidět, že průběh intenzity změřený v blízké zóně je zcela jiný od směrové charakteristiky. Více antén nebylo možné změřit, protože na ústavu nebyla k dispozici zcela funkční anténní točna.

Součástí zadání práce byl návrh a realizace vhodných sond pro měření elektrické intenzity v blízké zóně. Byly navrženy, odsimulovány a realizovány celkem tři sondy na dielektrickém substrátu. Jako nejvhodnější se jeví motýlkový dipól. Hlavní parametry sond jsou uvedeny v tab. 6.4.

LITERATURA

- [1] HANSEN, J.E. *Spherical Near-field antenna measurement* Electromagnetic Waves Series 26. London: IET 1998.
- [2] GREGSON, S. CORMICK, J. PARINI, C. *Principles of Planar Near-Field Antenna Measurements*. London: IET, 2007.
- [3] STRATTON, J. A. *Teorie elektromagnetického pole*. Praha : STNL, 1961. 424 s.
- [4] SLATTER, D. *Near field antenna measurement*. Norwood: Artech House, 1991.
- [5] YAGHJIAN, A. D. *An Overview of Near-Field Antenna Measurements*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1986, vol. 34, no. 1, p. 30 - 45.
- [6] BUCCI, O. GENNARELLI, C. *Use of Sampling Expansion in Near-Field-Far-Field Transformation: The Cylindrical Case* IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1988, vol. 36, no. 6, p. 830 - 835.
- [7] LEACH, W. PARIS, D. *Probe compensated near-field measurements on a cylinder*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1973, vol. 21, no. 4, p. 435 - 445.
- [8] LEACH, W. PARIS, D. JOY, E. *Basic Theory of Probe-Compensated Near-Field Measurements*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1986, vol. 26, no. 3, p. 373 - 379.
- [9] LEACH, W. PARIS, D. JOY, E. RODRIGUE, G. *Applications of Probe-Compensated Near-Field Measurements*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1986, vol. 26, no. 3, p. 379 - 389.
- [10] GREGSON, S. F., PARINI, C.G., DUPUY, J. M. *Probe corrected plane bi-polar near field antenna measurements*. Antennas and Propagation, 2007. Eucap 2007.
- [11] TRZASKA, H. *Electromagnetic field measurements in the near field*. Atlanta: Noble Publishing. 2001. ISBN 10884932-10-X.
- [12] REKTORYS, K. *Přehled užití matematiky I*. Praha: Prometheus, 2000. 874 s.
- [13] HEES, A., FRIESE, M., HASCH, M., DETLEFSEN, J. *Ultra Broadband Dipole based Near Field Probe with Integrated Amplifier* 3rd European Conference on Antennas and Propagation. EuCAP 2009.
- [14] SUH, Y., CHANG, K. *A Wideband Coplanar Stripline to Microstrip Transition*. IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2001, vol. 11, no. 1, p. 28 - 29.
- [15] ABBOSH, A. M. *Directive Antenna for Ultrawideband Medical Imaging Systems*. International Journal of Antennas and Propagation. Hindawi Publishing Corporation. 2008.
- [16] TSCHENCHIEH, C., SHEN, Y. *A Broadband Transition Between Microstrip and Coplanar Stripline*. IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2003, vol. 13, no. 2, p. 66 - 68.

- [17] VENKATESAN, J. *Novel Version of the Double-Y Balun: Microstrip to Coplanar Strip Transition*. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2006, vol. 5, no. 2, p. 172 - 174.
- [18] FUNAKO, H., SUGA, T. *Magnetic Near-field Probe for GHz band and Spatial Resolution Improvement Technique*. Electromagnetic Compatibility, 2006. EMC-Zurich 2006, p. 284 - 287.
- [19] ČERNÝ, P., MAZÁNEK, M. *Optimized Ultra Wideband Dipole Antenna*. Applied Electromagnetics and Communications, 2005. ICECom 2005, p. 1 - 4.
- [20] BUCCI, O. M., D'ELIA, G., LEONE, G., PIERRI, R. *Far-Field Pattern Determination from the Near-Field Amplitude on Two Surfaces*. Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings-H. 1992, vol. 38, no. 11, p. 1772 - 1779.
- [21] BUCCI, O. M., D'ELIA, G., LEONE, G., PIERRI, R. *Far-field computation from amplitude near-field data on two surfaces: cylindrical case*. Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings-H. 1992, vol. 139, no. 2, p. 143 - 148.
- [22] ISERNIA, T. LEONE, G. PIERRI, R. *Antenna testing from phaseless measurements: probe compensation and experimental results in the cylindrical case*. Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings H. 1993, vol. 139, no. 5, p. 395 - 400.
- [23] *Webové stránky společnosti Agilent Technologies* [online]. 2010. Dostupné z URL: <<http://www.agilent.com>>.
- [24] *Webové stránky společnosti Arlon* [online]. 2010. Dostupné z URL: <<http://www.arlon-med.com>>.
- [25] *Webové stránky společnosti CST - Computer Simulation Technology* [online]. 2010. Dostupné z URL: <<http://www.cst.com>>.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

AUT	Měřená anténa – Antenna Under Test
CAN	Sériová sběrnice, umožňuje připojení více zařízení, implementuje zabezpečení a prioritu.
CPS	Koplanární vedení – Coplanar Strip line
FF	Vzdálená zóna – Far Field
FFT	Rychlá Fourierova transformace – Fast Fourier Transform
MS	Mikropáskové vedení – Micro Strip line
NF	Blízká zóna – Near Field
RS232	Sériová sběrnice, zajišťuje spojení typu Bod-Bod
a_n	Modální koeficienty
b_n	Modální koeficienty
c	Rychlost světla ve vakuu
E	Intenzita elektrického pole
E_z	z -ová složka intenzity elektrického pole
E_ϕ	Intenzita elektrického pole tečná k válcové ploše ležící v rovině bxz
f	Frekvence
H	Intenzita magnetického pole
$H_n^{(2)}$	Hankelova funkce druhého druhu n -tého řádu
j	Imaginární jednotka $j = \sqrt{-1}$
k	Vlnové číslo
λ	Vlnová délka

SEZNAM PŘÍLOH

A	Vybrané matematické vztahy	60
A.1	Cylindrické funkce	60
A.2	Fourierova transformace	61
B	Naměřené hodnoty	62
B.1	Měření dipólovou sondou	62
B.2	Měření měřičem elektrické intenzity Narda	66
C	Rozměry vytvořených antén	68
D	Směrové diagramy sond	72
E	Obsah příloženého CD-ROM	74

A VYBRANÉ MATEMATICKÉ VZTAHY

Zde jsou uvedeny pouze vybrané matematické vztahy, které se v textu této práce vyskytovaly. Úplný popis cylindrických funkcí a integrálních transformací včetně všech jejich vlastností lze nalézt v [12] nebo v jiné obdobné literatuře.

A.1 Cylindrické funkce

Besselova funkce

$$J_\nu(z) = \left(\frac{z}{2}\right)^\nu \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k! \Gamma(\nu + k + 1)} \left(\frac{z}{2}\right)^{2k}. \quad (\text{A.1})$$

Neumanova funkce

$$N_n(z) = \lim_{\nu \rightarrow n} \frac{J_\nu(z) \cos \nu\pi - J_{-\nu}(z)}{\sin \nu\pi} \quad (\text{A.2})$$

Hankelovy funkce

$$H_\nu^{(1)}(z) = J_\nu(z) + jN_\nu(z) \quad (\text{A.3})$$

$$H_\nu^{(2)}(z) = J_\nu(z) - jN_\nu(z) \quad (\text{A.4})$$

Derivace cylindrických funkcí

$$J'_\nu = \frac{1}{2} (J_{n-1}(z) - J_{n+1}(z)) \quad (\text{A.5})$$

$$N'_\nu = \frac{1}{2} (N_{n-1}(z) - H_{n+1}(z)) \quad (\text{A.6})$$

$$H_\nu'^{(1)} = J'_\nu(z) + jN'_\nu(z) \quad (\text{A.7})$$

$$H_\nu'^{(2)} = J'_\nu(z) - jN'_\nu(z) \quad (\text{A.8})$$

A.2 Fourierova transformace

Jednorozměrné Fourierova transformace je definována

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt \quad (\text{A.9})$$

Zpětná jednorozměrná Fourierova transformace je dána vztahem:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (\text{A.10})$$

Dopředná dvourozměrná Fourierova transformace

$$S(\omega_x, \omega_y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} s(x, y) e^{-j\omega_x x} e^{-j\omega_y y} dx dy \quad (\text{A.11})$$

Zpětná dvourozměrná Fourierova transformace

$$s(x, y) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega_x, \omega_y) e^{j\omega_x x} e^{j\omega_y y} d\omega_x d\omega_y \quad (\text{A.12})$$

B NAMĚŘENÉ HODNOTY

B.1 Měření dipólovou sondou

V tab. B.1 jsou uvedeny hodnoty naměřené vektorovým voltmetrem. Jako sonda byl použit symetrický dipól. Měřenou anténou byl symetrický dipól s reflektorem, dipól byl ve vertikální poloze, frekvence 900 MHz. E vyjadřuje poměr napětí na vstupu B vektorového voltmetru k referenční hodnotě na vstupu A. Měřená fáze E je označena zkráceně φ . a je poloměr válcové plochy. Toto označení je použito i tab. B.2 až B.4.

Tab. B.1: Naměřené hodnoty intenzit elektrického dipólu s reflektorem, $f = 900$ MHz

z [cm]	$a = 15$ cm		$a = 20$ cm		$a = 25$ cm		$a = 30$ cm		$a = 35$ cm	
	E [dB]	φ [°]	E [dB]	φ [°]	E [dB]	φ [°]	E [dB]	φ [°]	E [dB]	φ [°]
-40	-70,0	-109	-67,5	-151	-67,1	164	-62,2	125	-65,1	99
-35	-67,0	-65	-66,5	-107	-64,7	-157	-60,1	164	-62,2	147
-30	-64,2	-20	-60,6	-61	-63,2	-118	-57,8	165	-60,0	-180
-25	-60,2	16	-58,1	-26	-60,0	-74	-55,5	-134	-58,2	-148
-20	-56,8	45	-57,5	8	-57,3	-46	-53,4	-108	-56,7	-133
-15	-53,9	63	-55,0	25	-54,7	-23	-51,7	-90	-55,4	-107
-10	-51,6	82	-52,4	46	-53,1	-9	-50,5	-77	-54,5	-96
-5	-49,4	100	-51,0	53	-51,7	4	-49,5	-67	-53,9	-91
0	-48,6	104	-50,4	52	-51,1	5	-49,0	-58	-53,8	-95
5	-49,2	93	-49,6	55	-51,7	2	-48,2	-60	-54,1	-95
10	-51,0	85	-50,9	47	-52,6	-8	-48,8	-65	-55,0	-108
15	-53,1	71	-52,7	31	-54,5	-23	-49,6	-78	-56,0	-116
20	-55,4	46	-55,3	9	-55,8	-55	-51,5	-97	-57,6	-138
25	-56,8	16	-59,2	-24	-59,4	-73	-53,2	-126	-59,6	-160
30	-59,3	-22	-62,5	-50	-62,2	-110	-56,1	-159	-61,6	177
35	-67,6	-59	-66,8	-100	-64,0	-154	-57,7	167	-63,8	138
40	-70,4	-112	-68,1	-156	-64,5	159	-59,2	124	-66,8	102

V tab. B.2 jsou uvedeny hodnoty naměřené vektorovým voltmetrem. Měřenou anténou byl symetrický dipól s reflektorem, dipól byl ve vertikální poloze, frekvence 750 MHz, při které je dipól v půlplnné rezonanci.

Tab. B.2: Naměřené hodnoty intenzit elektrického dipólu s reflektorem, $f = 750$ MHz

z [cm]	$a = 15$ cm		$a = 20$ cm		$a = 25$ cm		$a = 30$ cm		$a = 35$ cm	
	E [dB]	φ [°]	E [dB]	φ [°]	E [dB]	φ [°]	E [dB]	φ [°]	E [dB]	φ [°]
-40	-65,5	-74	-66,0	-107	-64,9	143	-65,8	-167	-62,2	137
-35	-64,1	-59	-63,6	-90	-62,6	-126	-62,7	-164	-60,3	159
-30	-62,0	-31	-62,0	-64	-60,7	-109	-60,7	-144	-58,4	-177
-25	-59,3	-5	-59,3	-43	-58,7	-88	-58,8	-122	-56,6	-155
-20	-56,7	13	-56,9	-19	-57,0	-64	-57,0	-104	-54,6	-146
-15	-53,5	36	-54,0	-4	-55,0	-49	-55,3	-86	-53,3	-132
-10	-50,8	43	-51,8	9	-53,4	-37	-53,9	-75	-52,1	-123
-5	-48,4	49	-50,2	12	-52,0	-31	-52,9	-68	-51,0	-113
0	-47,4	50	-49,6	13	-51,5	-31	-52,5	-69	-50,7	-115
5	-47,9	44	-49,8	14	-51,7	-29	-52,4	-65	-50,7	-111
10	-49,4	39	-50,8	8	-52,7	-40	-53,2	-73	-51,3	-117
15	-51,7	34	-52,6	-2	-54,0	-52	-54,3	-83	-52,1	-130
20	-54,9	11	-55,0	-20	-56,0	-63	-55,8	-99	-53,4	-144
25	-57,4	-10	-57,3	-41	-58,1	-83	-57,8	-118	-55,0	-161
30	-60,7	-37	-59,8	-69	-60,4	-103	-59,2	-137	-57,2	-168
35	-62,3	-48	-61,8	-91	-62,4	-132	-61,2	-166	-58,9	157
40	-64,8	-77	-64,7	-134	-64,8	-154	-63,2	168	-61,2	137

Další měřenou anténou byl vertikální rukávový dvoupásmový dipól, tedy v horizontálním směru všesměrová anténa. Dipól byl ve vertikální poloze. Dipól je určen pro pásma 900 MHz a 1800 MHz, měření probíhalo pouze na frekvenci 900 MHz. Naměřené hodnoty jsou uvedeny v tab. B.3.

Tab. B.3: Naměřené hodnoty intenzit dvoupásmového dipólu, $f = 900$ MHz

z [cm]	$a = 15$ cm		$a = 20$ cm		$a = 25$ cm		$a = 30$ cm		$a = 35$ cm	
	E [dB]	φ [°]	E [dB]	φ [°]	E [dB]	φ [°]	E [dB]	φ [°]	E [dB]	φ [°]
-40	-73,3	-134	-84,0	170	-83,0	20	-81,6	46	-84,0	87
-35	-67,1	-22	-84,6	0	-77,1	32	-76,2	49	-76,6	57
-30	-64,3	-7	-85,1	-11	-79,0	44	-76,5	68	-73,5	68
-25	-63,6	-2	-77,2	-85	-82,8	162	-77,0	123	-72,7	102
-20	-63,5	-4	-70,3	-105	-71,0	-155	-70,8	-179	-69,5	140
-15	-59,6	0	-66,6	-98	-65,5	-142	-66,2	-154	-65,9	157
-10	-53,0	24	-63,0	-74	-62,8	-112	-63,8	-138	-64,0	178
-5	-47,1	25	-59,0	-47	-60,2	-96	-62,2	-130	-62,4	-166
0	-43,4	36	-56,3	-43	-57,8	-84	-59,8	-105	-61,2	-159
5	-42,2	33	-55,0	-37	-56,8	-83	-59,2	-105	-60,4	-145
10	-43,8	28	-55,3	-39	-56,3	-93	-59,2	-115	-60,4	-159
15	-46,2	12	-56,9	-59	-56,8	-116	-59,6	-127	-60,7	-167
20	-49,3	-16	-59,2	-82	-58,7	-134	-61,3	-142	-61,5	177
25	-52,8	-43	-62,2	-102	-61,5	-157	-63,0	-171	-62,8	149
30	-56,4	-77	-65,1	-136	-64,0	176	-64,7	162	-64,3	124
35	-60,0	-112	-68,1	-178	-66,4	137	-66,7	128	-66,5	87
40	-62,0	-161	-70,2	140	-69,0	104	-69,4	83	-68,8	42

V tab. B.4 jsou uvedeny hodnoty naměřené vektorovým voltmetrem. Měřenou anténou byla GSM anténa sestávající se sousých dipólů, tedy v horizontálním směru všesměrová anténa. Anténa byla ve vertikální poloze. Měření probíhalo pouze na frekvenci 900 MHz.

Tab. B.4: Naměřené hodnoty intenzit - GSM anténa, $f = 900$ MHz

z [cm]	$a = 15$ cm		$a = 20$ cm		$a = 25$ cm		$a = 30$ cm		$a = 35$ cm	
	E [dB]	φ [°]	E [dB]	φ [°]	E [dB]	φ [°]	E [dB]	φ [°]	E [dB]	φ [°]
-60	-47,8	-162	-50,5	166	-52,2	138	-52,6	102	-53,7	62
-55	-52,0	-85	-55,0	-117	-57,6	-152	-57,1	162	-55,5	134
-50	-48,6	-15	-50,9	-46	-52,9	-76	-52,7	-124	-51,3	-178
-45	-45,4	38	-47,0	-12	-47,7	-56	-47,4	-94	-46,0	-153
-40	-43,9	77	-45,8	21	-46,6	-37	-44,8	-86	-44,0	-134
-35	-41,8	100	-43,9	35	-43,7	-15	-43,0	-68	-42,7	-121
-30	-39,7	116	-40,2	45	-40,4	1	-41,2	-48	-42,2	-92
-25	-39,0	105	-39,2	57	-39,7	18	-41,0	-27	-42,1	-82
-20	-40,0	110	-40,0	72	-40,7	32	-41,1	-12	-42,9	-72
-15	-40,4	162	-41,6	105	-42,7	60	-43,7	4	-44,2	-65
-10	-36,0	-171	-40,0	138	-42,9	83	-43,6	6	-45,0	-49
-5	-34,5	-168	-38,5	139	-41,0	91	-42,3	8	-43,4	-34
0	-36,4	179	-38,0	124	-39,0	81	-40,1	6	-41,0	-29
5	-38,6	158	-37,4	110	-37,5	71	-38,0	12	-39,4	-26
10	-39,2	159	-37,6	103	-37,4	65	-37,9	14	-38,8	-29
15	-38,2	169	-39,0	112	-38,9	63	-38,3	18	-39,3	-41
20	-37,6	-176	-40,6	124	-41,5	70	-40,0	25	-40,8	-52
25	-38,6	-173	-41,6	134	-43,8	79	-42,7	29	-44,0	-51
30	-41,0	-178	-42,9	131	-45,0	84	-44,7	19	-47,0	-53
35	-44,6	170	-44,7	112	-45,5	72	-43,9	-6	-48,7	-55
40	-47,2	140	-46,1	91	-46,1	51	-41,8	-17	-49,0	-54
45	-49,0	113	-47,5	61	-46,9	27	-40,8	-28	-48,8	-70
50	-50,2	78	-48,0	30	-47,4	0	-40,9	-36	-49,5	-84
55	-50,2	40	-48,6	-8	-48,4	-46	-48,5	-85	-48,5	-122
60	-51,5	-4	-49,9	-48	-49,5	-81	-49,2	-112	-48,8	-145

B.2 Měření měřičem elektrické intenzity Narda

Další měření byla prováděna měřičem elektrické intenzity Narda 550 se sondou EF0391 (100 kHz až 3 GHz). Sonda umožňuje současně měřit x -ovou, y -ovou a z -ovou složku elektrické intenzity. Fázi neumožňuje měřit. V tab. B.5 a B.6 jsou uvedeny hodnoty naměřených intenzit. E_x , E_y , E_z jsou velikosti intenzit elektrického pole v ose x , y , z .

V tab. B.5 jsou naměřené hodnoty složek intenzit elektrického pole pro GSM anténu při použité frekvenci 900 MHz.

Tab. B.5: Naměřené hodnoty intenzit - GSM anténa, $f = 900$ MHz

z [cm]	$a = 20$ cm			$a = 40$ cm		
	E_x [V/m]	E_y [V/m]	E_z [V/m]	E_x [V/m]	E_y [V/m]	E_z [V/m]
-40,0	0,81	0,27	0,33	0,76	0,07	0,16
-35,0	1,04	0,40	0,54	0,81	0,00	0,36
-30,0	1,32	0,58	0,67	0,89	0,12	0,52
-25,0	1,58	0,26	0,62	1,20	0,29	0,27
-20,0	1,82	0,16	0,50	1,14	0,24	0,08
-15,0	1,91	0,18	0,41	1,04	0,20	0,20
-10,0	1,74	0,13	0,59	0,92	0,20	0,18
-5,0	1,29	0,11	0,86	0,83	0,24	0,05
0,0	0,84	0,09	0,75	0,81	0,26	0,23
5,0	0,66	0,10	0,36	0,78	0,28	0,32
10,0	0,96	0,14	0,70	0,90	0,27	0,26
15,0	1,34	0,29	0,86	1,03	0,18	0,03
20,0	1,56	0,41	0,58	1,04	0,16	0,20
25,0	1,59	0,34	0,32	0,92	0,13	0,37
30,0	1,49	0,26	0,75	0,82	0,13	0,37
35,0	1,19	0,18	0,75	0,75	0,14	0,30
40,0	0,77	0,06	0,30	0,60	0,20	0,23

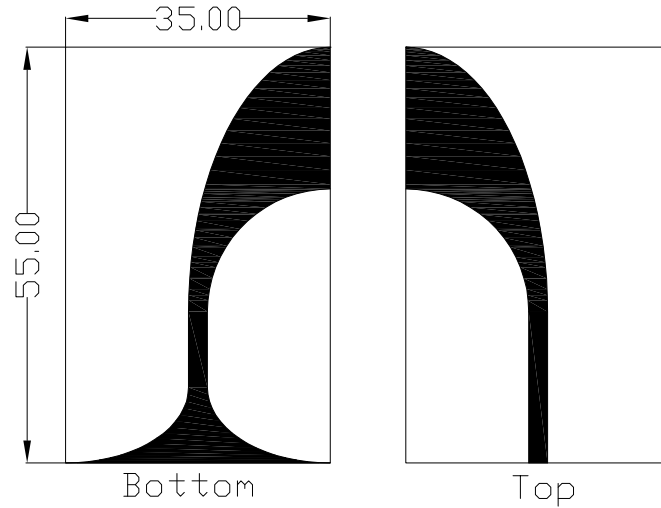
V tab. B.6 jsou uvedeny naměřené hodnoty složek intenzity elektrického pole dipólu s reflektorem. Frekvence 750 MHz.

Tab. B.6: Naměřené hodnoty složek intenzit - GSM anténa, $f = 750$ MHz

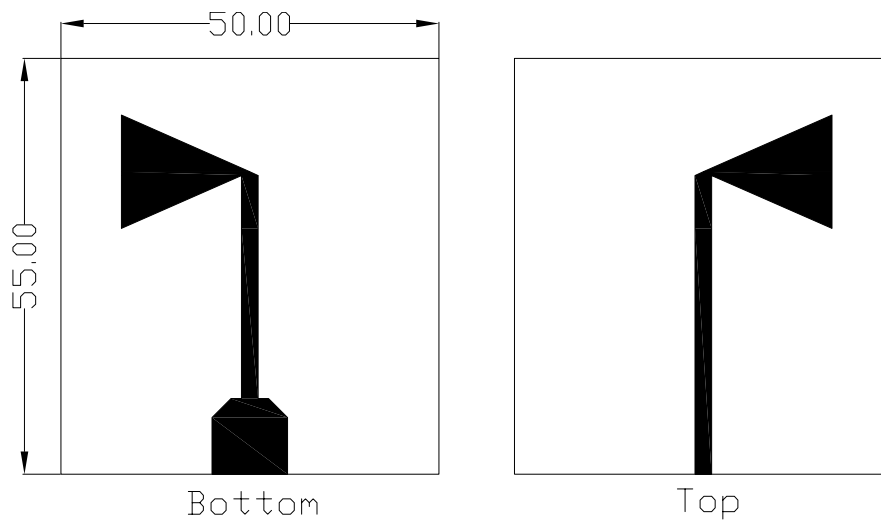
z [cm]	$a = 15$ cm		
	E_x [V/m]	E_y [V/m]	E_z [V/m]
-35,0	1,14	0,26	1,62
-32,5	1,15	0,22	1,68
-30,0	1,43	0,02	1,76
-27,5	1,90	0,11	1,90
-25,0	2,39	0,19	2,15
-22,5	2,87	0,35	2,47
-20,0	3,20	0,23	2,61
-17,5	3,55	0,31	2,71
-15,0	4,08	0,32	2,70
-12,5	4,73	0,36	2,55
-10,0	5,20	0,33	2,29
-7,5	5,71	0,29	1,91
-5,0	6,10	0,28	1,35
-2,5	6,37	0,17	0,79
0,0	6,51	0,15	0,30
2,5	6,33	0,11	0,94
5,0	6,03	0,11	1,59
7,5	5,55	0,10	2,11
10,0	4,95	0,11	2,52
12,5	4,31	0,34	2,48
15,0	3,65	0,42	2,44
17,5	3,25	0,33	2,32
20,0	2,67	0,24	2,08
22,5	2,33	0,19	1,94
25,0	2,05	0,26	1,86
27,5	1,81	0,31	1,77
30,0	1,63	0,35	1,72
32,5	1,55	0,33	1,63
35,0	1,42	0,23	1,58
37,5	1,21	0,26	1,46
40,0	1,11	0,25	1,41
42,5	1,02	0,30	1,29
45,0	0,89	0,38	1,24

C ROZMĚRY VYTVOŘENÝCH ANTÉN

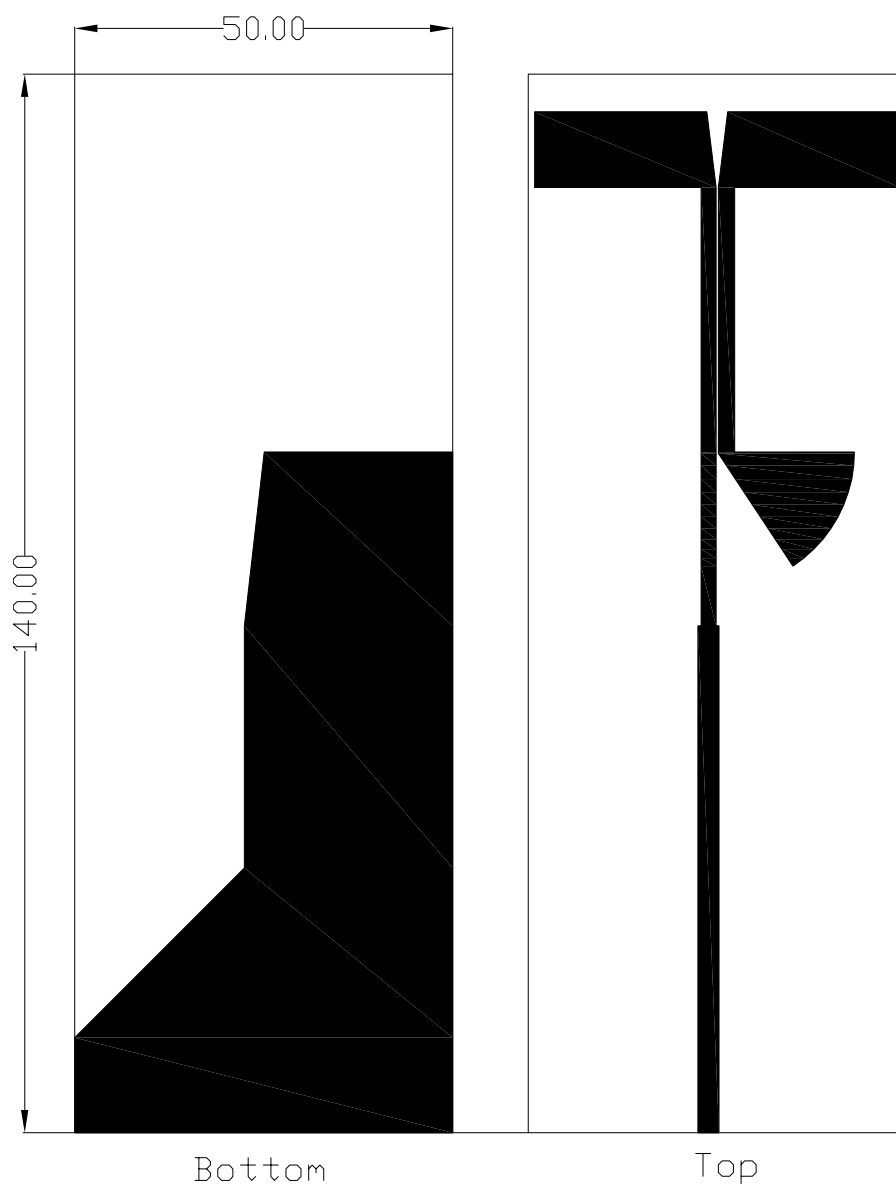
Kóty jsou uvedeny v milimetrech. Černé plochy jsou vodivé, bílé plochy jsou nevodivé, tj. odleptané. Spodní strana (bottom) je zrcadlena.



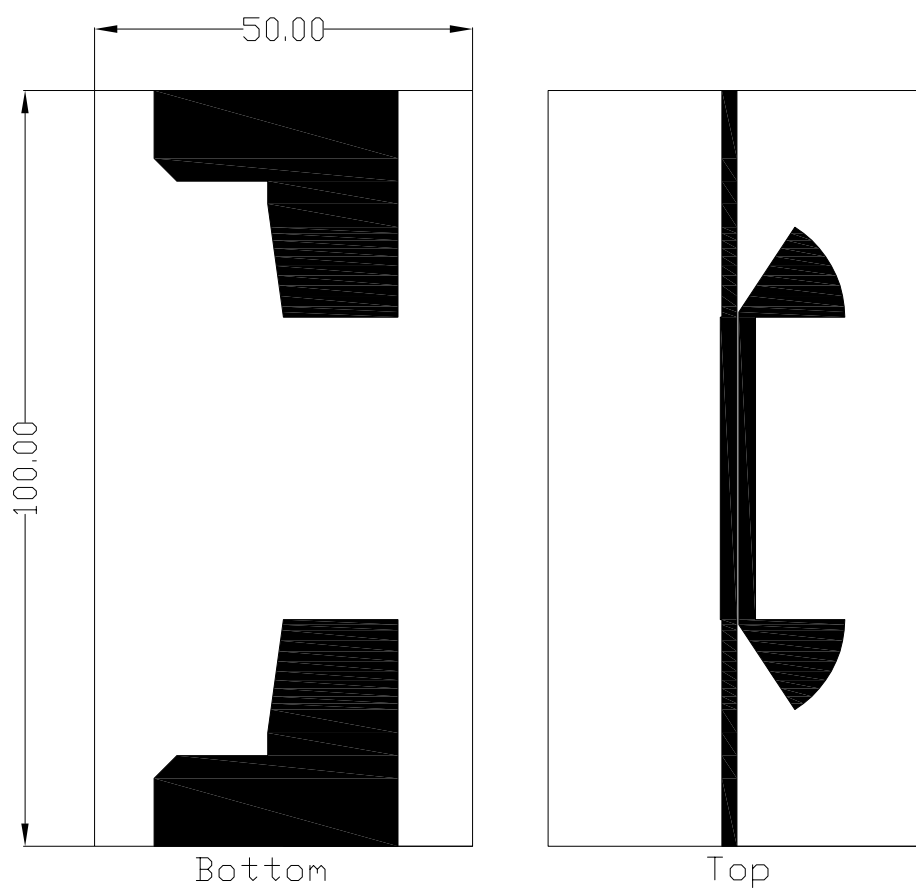
Obr. C.1: Motiv spodní a horní vrstvy Vivaldi antény



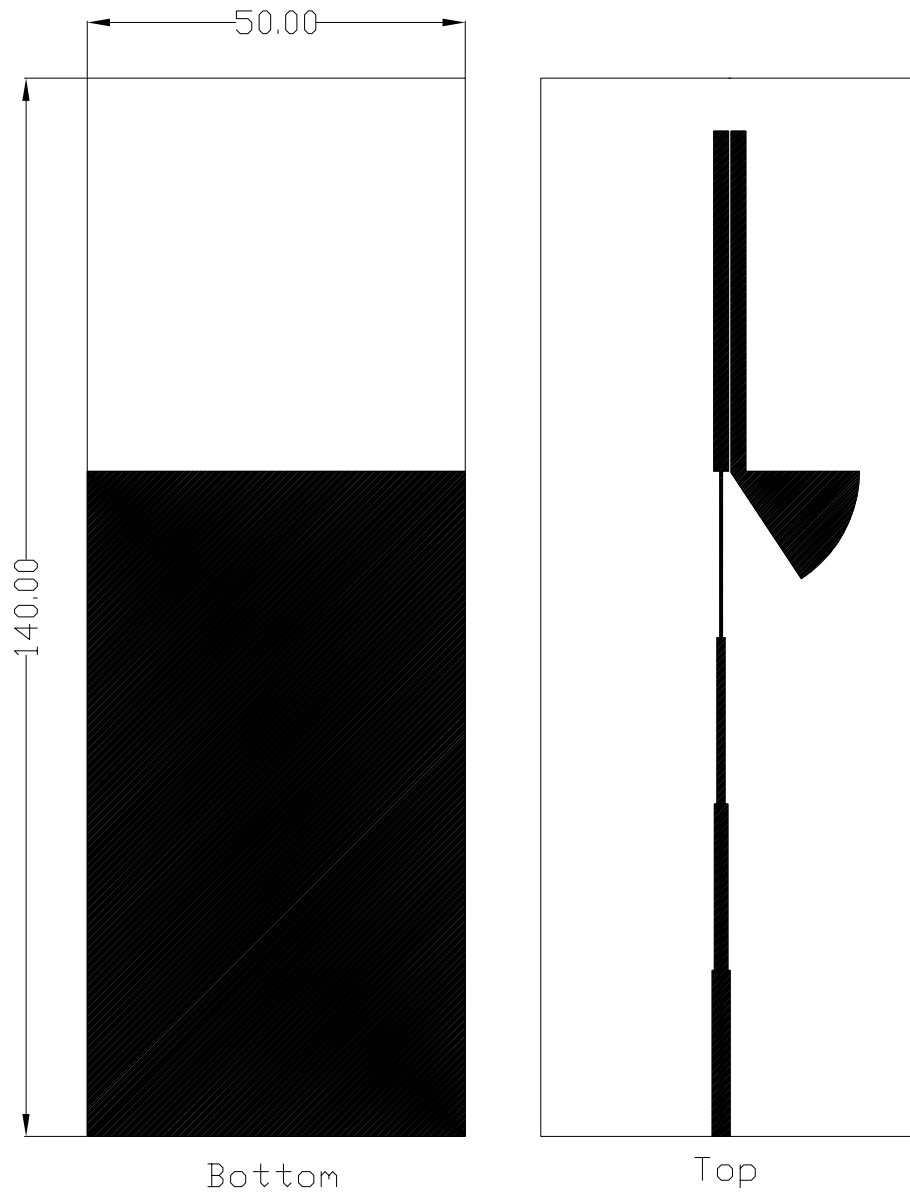
Obr. C.2: Motiv spodní a horní vrstvy motýlkového dipólu



Obr. C.3: Motiv přechodu MS-CPS



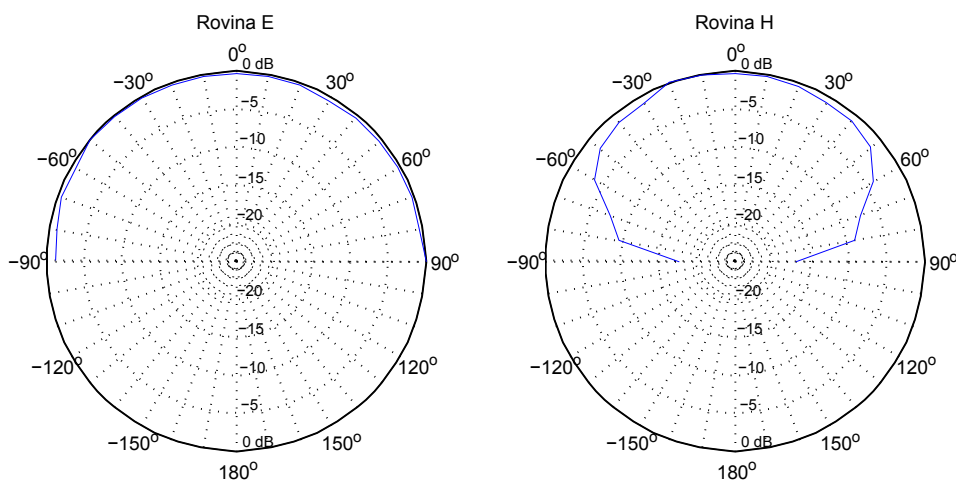
Obr. C.4: Motiv přechodu MS-CPS-MS



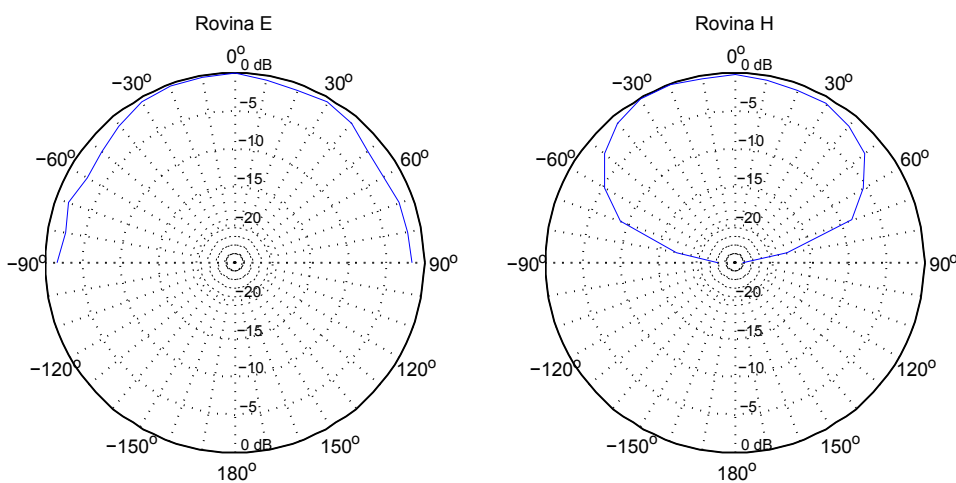
Obr. C.5: Motiv přechodu MS-CPS

D SMĚROVÉ DIAGRAMY SOND

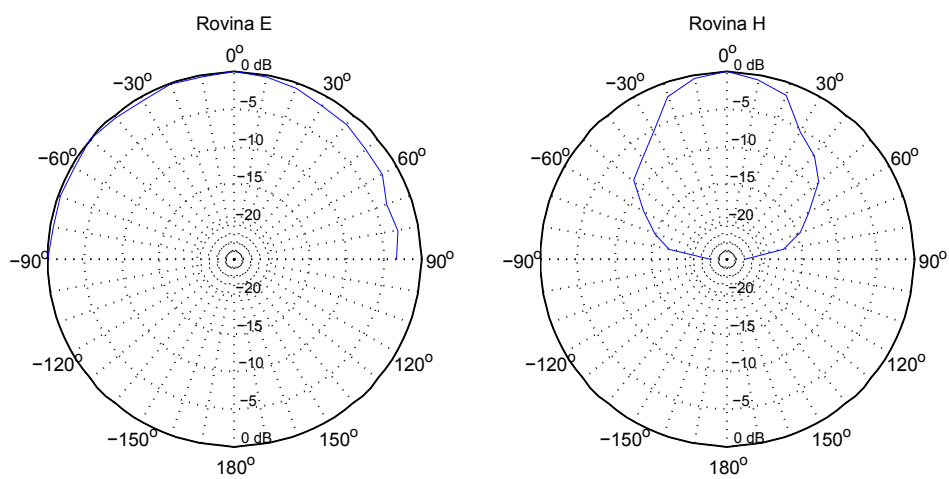
Kóty jsou uvedeny v milimetrech. Černé plochy jsou vodivé, bílé plochy jsou nevodivé, tj. odleptané. Spodní strana (bottom) je zrcadlena.



Obr. D.1: Směrový diagram antény Vivaldi v rovinách E a H



Obr. D.2: Směrový diagram motýlkového dipólu v rovinách E a H



Obr. D.3: Směrový diagram symetrického dipólu v rovinách E a H

E OBSAH PŘILOŽENÉHO CD-ROM

Na přiloženém disku CD-ROM jsou obsaženy následující soubory:

- Elektronická verze práce ve formátu PDF
- Naměřené a simulované hodnoty ve formátu *.xls a csv
- Programy v Matlabu 7.1 realizující výpočty a vykreslující grafické závislosti
- Simulace v programu CST Microwave Studio 2008
- Fotodokumentace realizovaných sond a měření