

České vysoké učení technické v Praze

Fakulta elektrotechnická

DIPLOMOVÁ PRÁCE

2014

Bc. Adam Žák

# Anotace

Diplomová práce se zabývá problematikou čtyř-prvkových lineárních aktivních fázovaných anténních řad, analyzuje především nejčastější způsoby napájení. Směrové charakteristiky uvedených metod jsou ověřeny měřením, kterému předchází kalibrace anténního systému. Praktická část je věnována konvenčním zaměřovacím technikám Delay & Sum a Caponově metodě minimální variance. Měření probíhají na frekvenci 2,45 GHz, simulace a výpočty byly provedeny pomocí softwarového nástroje MATLAB.

## **Klíčová slova:**

aktivní fázovaná anténní řada, napájení anténní řady, kalibrace anténní řady, radiové zaměřování, metoda Delay & Sum, Caponova metoda minimální variance

# Annotation

This diploma thesis analyses four-element linear active phased antenna arrays, focusing mainly on methods of feeding. Radiation patterns of discussed methods are measured with previous array calibration. Practical part is dedicated to Delay & Sum and Capon's minimum variance radio direction-finding techniques. Measuring frequency is 2,45 GHz, simulations and signal processing were developed by using software tool MATLAB.

## **Keywords:**

active phased antenna array, antenna array feeding, antenna array calibration, radio direction-finding, Delay & Sum method, Capon's minimum variance method

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně s přispěním vedoucího práce a odborného konzultanta a použil při tom pouze literatury a pramenů v práci uvedených. Dále prohlašuji, že nemám námitek proti půjčování nebo zveřejňování mé diplomové práce nebo její části se souhlasem katedry.

V Praze dne 12. 5. 2014

.....

# Obsah

1. Úvod.....	7
2. Teoretický základ.....	10
2.1. Souřadná soustava.....	10
2.2. Charakterizace vlastností anténního elementu.....	12
2.3. Směrová charakteristika antény.....	13
2.3.1. Obecné definice.....	13
2.3.2. Čtvrtvlnný monopól.....	16
2.3.3. Patchová anténa.....	19
2.4. Vyzařování anténní soustavy.....	22
2.4.1. Charakteristická funkce řady.....	22
2.4.2. Parametry řady určující podobu směrové charakteristiky.....	23
3. Napájení prvků soustavy.....	28
3.1. Popis přípravku č. 1.....	29
3.1.1. Obecná charakteristika.....	29
3.1.2. Kvadrurní modulátor.....	30
3.2. Syntéza napájecích koeficientů.....	32
3.2.1. Amplitudové metody proudového rozložení.....	32
3.2.2. Fázové metody proudového rozložení.....	37
3.3. Kalibrace přípravku č. 1.....	40
3.3.1. Popis měřícího pracoviště č. 1.....	40
3.3.2. Ověření vlastností kvadrurních modulátorů.....	41
3.3.3. Ověření vlastností použitých antén.....	43
3.3.4. Návrh kalibračních koeficientů.....	44
3.4. Měření směrových charakteristik.....	46

3.5.	Shrnutí výsledků měření .....	50
4.	Radiové zaměřování .....	51
4.1.	Obecné definice.....	51
4.2.	Metoda Delay & Sum.....	53
4.3.	Caponova metoda minimální variance.....	55
5.	Realizace zaměřovací úlohy .....	57
5.1.	Popis přípravku č. 2.....	57
5.1.1.	Obecná charakteristika.....	57
5.1.2.	Přijímací blok.....	58
5.2.	Zvolený postup implementace .....	59
5.3.	Kalibrační měření.....	60
5.4.	Lokalizace zdroje signálu.....	63
5.5.	Zlepšení rozlišení navrženého systému.....	67
5.6.	Shrnutí .....	70
6.	Závěr .....	71
7.	Zdroje.....	73
8.	Přílohy.....	74

# 1. Úvod

Anténa z obecného pohledu představuje jeden ze základních stavebních kamenů každé radiové aplikace. Jakožto nezbytný prvek řazený na vstupu či výstupu radiového systému z principu vždy zásadním způsobem ovlivňuje jeho výsledné vlastnosti. V tomto kontextu anténu zpravidla definují směrové a frekvenční charakteristiky, v některých případech může být zásadní také polarizace.

Rozmanitost bezdrátových aplikací stála za zrodem mnoha odlišných konstrukčních řešení a dnešní radiová technika disponuje širokou škálou anténních prvků nejrůznějších vlastností. Často však praxe klade požadavky, které nelze pomocí jediného anténního elementu realizovat a problém je pak nutné řešit sloučením více prvků do tzv. anténní řady či anténní soustavy (angl. jednotně *antenna array*). Tento přístup tradičně nacházel své uplatnění především v odvětvích, jakými jsou radiové zaměřování či radarová technika, pro která je zásadní přesná orientace v prostoru. Přirozeně jej pak lze považovat za konstrukčně a cenově náročnější, mnohdy však naopak může být výhodnější nahradit nákladný anténní element řadou zářičů jednodušší konstrukce.

Kromě toho problematika anténních soustav z podstaty zaujímá své pevné místo v teoretické analýze zářičů nejrůznějších druhů, často totiž při popisu výsledného pole prvek nahradíme řadou elementárních antén, jejichž příspěvky integrujeme. Například vyzařování šroubovicové antény v normálovém módu aproximujeme řadou jednotlivých smyček rozmístěných nad sebou, uvedený princip demonstruje též odvození charakteristiky půlvlnného dipólu z vyzařování dipólu elementárního v kapitole 2.3.2.

Anténním řadám a soustavám se však s vývojem technologií dostává stále vyšší pozornosti napříč spektrem radiových oborů, necht' jako příklad slouží mobilní komunikační technika, aplikace s velkou pravděpodobností nejnámější a nejrozšířenější. Volitelných směrových vlastností anténní soustavy lze vhodně využít při návrhu základnové stanice mobilního komunikačního systému a zásadním způsobem tak zlepšit parametry přenosového kanálu mezi základnovou stanicí a jednotlivými uživateli. Směřováním vyzařování se nejenlepší zisk vysílače, ale především potlačí vliv přijímaných parazitních signálů od nežádoucích zdrojů. Použití více prvků pro příjem navíc z principu zaručuje jistý druh prostorové diverzity, čehož lze dále využít ke zlepšení šumových parametrů přijímaného signálu.

Důkladný rozbor problematiky anténních řad se tedy stal naprosto nezbytnou součástí studia bezdrátových technologií a právě zde pramení moje motivace pro volbu této oblasti teorie elektromagnetického pole jakožto náplně mé diplomové práce. Osvojit si vlastnosti aktivních fázovaných anténních řad a prezentovat tuto látku v ucelené podobě případným dalším zájemcům o její studium. Tím je pochopitelně zároveň stanoven i cíl této práce, nastíním tedy nyní základní postup a prostředky, kterými se takto vytyčeného cíle budu snažit dosáhnout.

Text lze principiálně rozdělit na dva celky, každý z nich přitom zahrnuje vlastní teoretickou a praktickou část. První nabízí rozbor směrových vlastností aktivní fázované anténní řady na základě syntézy směrových charakteristik v praxi nejčastěji užívaných podob stěžejních parametrů. Dané směrové charakteristiky budou nejprve počítačově simulovány pomocí softwarového prostředku MATLAB, dále pak proměřeny na anténním přípravku. Smyslem je tedy poukázat na možnosti při tvorbě vyzařovací charakteristiky řady prezentací nejčastěji užívaných konfigurací. Měření samotných směrových charakteristik musí nejprve předcházet kalibrační měření.

Druhá část práce ukazuje, jakým způsobem lze prezentovaných vlastností řady použít v signálovém zpracování pro účely radiového zaměřování. Jsou zde představeny dvě základní tzv. konvenční zaměřovací metody, které z kombinace signálů přijatých jednotlivými prvky soustavy právě na základě formování vyzařovacího svazku určí směr příchodu signálu. Následuje implementace obou metod pomocí měření na anténním přípravku a rozbor dosažených výsledků, opět je nutné předem provést kalibrační měření. Problematice radiového zaměřování jsem se věnoval v bakalářské práci, z pohledu osobní motivace se tedy též ve studiu ubírám dál směrem vytyčeným již v bakalářské etapě.

Vzhledem k rozsahu problematiky se veškeré rozborů v rámci tohoto textu váží na konkrétní základní podobu anténní soustavy; čtyř-prvkovou lineární anténní řadu. Tato volba respektuje použité anténní přípravky, které mám k dispozici. Přihlédněme nyní podrobněji, jakým způsobem je obsah práce strukturován.

Úvodní kapitola se zaměřuje na terminologii a rozbor poznatků teorie pole a anténních řad nutných pro studium zvolené problematiky. Obsahuje definice všech prostředků potřebných pro orientaci v následujících částech práce, jakými jsou zvolená souřadná soustava, základní funkce používané pro popis vyzařování či veličiny ovlivňující jeho charakter. Dále pak poukazuje na důsledky plynoucí z pevné volby některých primárních parametrů řady.

Další kapitola je věnována prvnímu měření. Na základě důkladného popisu použitého anténního přípravku a některých jeho stěžejních komponent, jakými jsou například kvadrurní modulátory, jsou definovány základní konfigurace napájení řady. Následuje kalibrační měření přípravku, měření samotných směrových charakteristik řady a porovnání teoretických a naměřených výsledků.

Třetí kapitola uvozuje druhou část práce popisem teoretických principů radiového zaměrování, přesněji měření úhlu příchodu signálu, založených na využití vlastností anténní řady. Od obecných definic přechází k podrobnému rozboru dvojice vybraných konvenčních zaměřovacích metod, kterými jsou metoda Delay & Sum a Caponova metoda minimální variance. Jsou zde též stručně nastíněny další přístupy ke zvolené problematice, které pro řešení úlohy zaměrování nevyužívají explicitně směrování vyzářovací charakteristiky řady.

Navazující kapitola zastřešuje druhé měření. Jelikož se jedná o jiný anténní přípravek než při prvním měření, úvodem je opět nutný jeho podrobný popis. Vzhledem k povaze úlohy je zvýšená pozornost věnována též vysílacímu bloku měřicího pracoviště. Následuje vytyčení principu a postupu měření. Nejprve je opět nutné provést kalibrační měření, pak se měří obě zvolené metody pro různé kombinace počtu a rozmístění zdrojů vysílání. Výsledné parametry zaměřovačů jsou vzájemně porovnány.

V závěru textu se nachází celkové shrnutí a hodnocení všech dosažených výsledků a vyplývající východiska pro další studium vybrané problematiky.

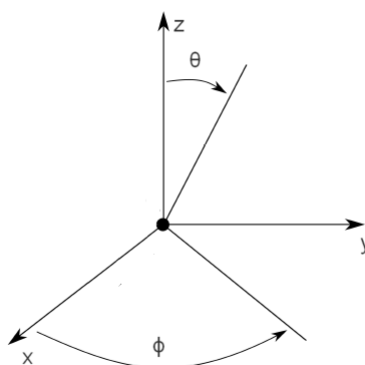


## 2. Teoretický základ

Jak jsem již nastínil v úvodu, nejprve je nutné věnovat pozornost definicím a poznatkům teorie elektromagnetického pole a anténní techniky, které jsou nezbytným základem pro studium zvolené problematiky. Začněme u popisu souřadné soustavy, ve které se budeme pohybovat.

### 2.1. Souřadná soustava

Vycházím z klasické karteziánské soustavy, střed souřadného systému se nachází v průsečíku os  $x$ ,  $y$  a  $z$ . Azimut  $\phi$  definovaný v rovině  $xy$  nabývá hodnot v intervalu  $(-\pi; \pi)$ , kolmý elevační úhel  $\theta$  pak prochází hodnoty v rozmezí  $(0; \pi)$ . Uvedený popis je demonstrován na obrázku 2.1.

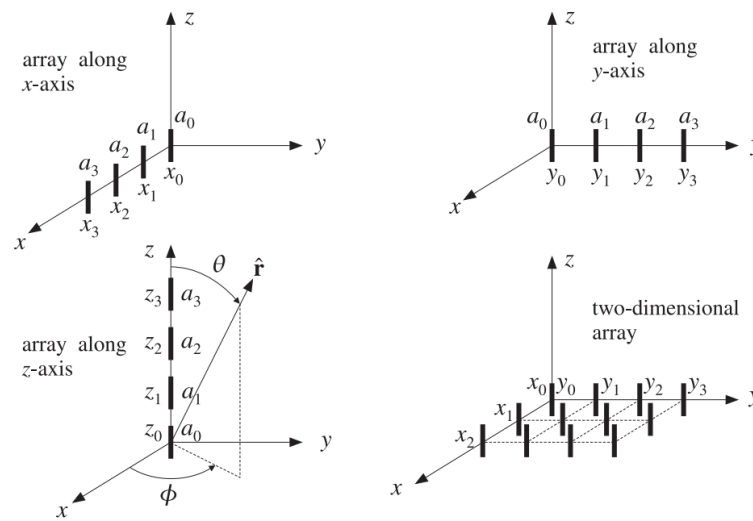


Obr. 2.1 – Obecná souřadná soustava

Anténní řadou či soustavou z obecného pohledu nazýváme každou kombinaci dvou a více záříčů libovolně rozmístěných v prostoru, pokud pro každý prvek známe jeho polohový vektor vzhledem ke středu souřadné soustavy. Střed přitom stanovíme podle konkrétní situace, nejčastěji přirozeně dle geometrie dané konfigurace nebo přímo v pozici některé z antén. V praxi se pak téměř vždy setkáme s řadou uniformní, tedy řadou identických

anténních elementů. Jak bude ukázáno později, vzhledem k principům vyzařování anténní soustavy je taková volba přirozená.

Samotné rozmístění antén může nabývat mnoha podob. Nejjednodušší variantou je rozložit prvky pravidelně podél některé z os, tyto konfigurace lze dále vzájemně kombinovat a vytvářet tak složitější čtvercové struktury v rovině či prostoru. Základní ekvidistanční rozmístění dipólových antén v přímce a rovině zobrazuje schéma 2.2, přejaté ze zdroje [3].



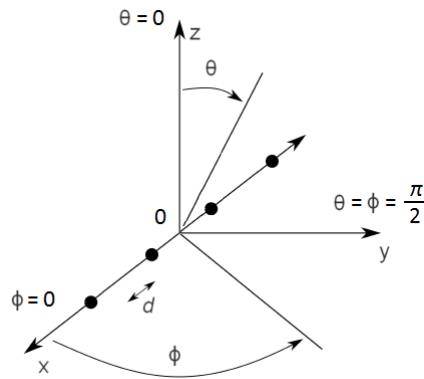
Obr. 2.2 – Ukázky anténních soustav s rovnoměrným rozmístěním prvků, [3]

Pro účely radiového zaměřování se též hojně využívá kruhové konstelace zářičů, jež umožňuje simulovat pohyb přijímače po kružnici, ze kterého vychází systémy Dopplerovského typu, nebo rotaci určité konfigurace zářičů (např. dvojice) kolem středu. Často žádaný výstup z referenční středové antény lze navíc při signálovém zpracování nahradit kombinací výstupů všech prvků rozmístěných na kružnici.

S ohledem na rozsah látky a konstrukci anténních přípravků použitých pro měření se tato práce omezuje pouze na problematiku lineárních anténních řad s rovnoměrným rozmístěním (angl. *linear equally spaced*). Můžeme si proto nyní podrobněji definovat zvolenou podobu souřadné soustavy v tomto konkrétním případě.

Prvky řady jsou rozmístěny na ose  $x$  se vzájemným rozestupem rovným vzdálenosti  $d$ . Střed souřadné soustavy volím shodně se středem soustavy anténní, jedná se tedy o střed

spojnice dvou prostředních zářičů. Směrové vlastnosti řady chceme sledovat v rovině  $xy$ , pro kterou je elevační úhel  $\theta$  roven  $\frac{\pi}{2}$ . Hodnoty azimutu  $\phi$  v ose  $x$  stanovíme 0 resp.  $\pi$ , antény uvažujeme orientované hlavním lalokem ve směru osy  $y$ , kdy je též azimut roven  $\frac{\pi}{2}$ . Danou soustavu popisuje obrázek 2.3.



Obr. 2.3 – Zvolená souřadná soustava

## 2.2. Charakterizace vlastností anténního elementu

Z pohledu návrháře radiového systému anténu zpravidla definují tři základní charakteristiky. V první řadě se jedná o frekvenční závislost reálné a imaginární složky vstupní impedance, na kterou je vázán průběh koeficientu odrazu určující rezonanční kmitočet a šířku pásma antény. Z těchto parametrů pochopitelně musíme vycházet při frekvenčním přizpůsobení. Zatímco spektrální závislost impedance shrnuje vlastnosti antény jakožto prvku elektrického obvodu, zbylé dvě charakteristiky popisují samotné vyzařování.

Pro vyjádření prostorových vlastností antény jako primární funkci definujeme tzv. směrovou nebo též vyzařovací charakteristiku, která sleduje intenzitu vyzařování v závislosti na prostorovém úhlu. Vzhledem ke skutečnosti, že diplomová práce přesahuje do oblasti radiového zaměřování, zaujímá právě směrová charakteristika v rámci tohoto textu stěžejní pozici. Ještě než však přistoupím k jejímu podrobnému rozboru, uveďme pro úplnost i zmiňovanou třetí hlavní charakteristiku.

Povaha elektromagnetického pole v okolí zářiče totiž není plně definována pouhou velikostí složek elektrické a magnetické intenzity  $E$  a  $H$  (či indukce  $D$  a  $B$ ). Vzhledem k vektorové povaze problému potřebujeme znát i prostorovou orientaci uvedených veličin, kterou nazýváme polarizací. Polarizační charakteristika antény tedy představuje popis tvaru obálky, kterou v čase opisuje vektor elektrické intenzity  $E$  vyzářeného pole. Rozlišujeme tři základní typy – lineární, kruhovou a eliptickou, která vznikne kombinací obou předchozích.

Polarizaci použitých anténních elementů je vždy nutné brát v úvahu, jelikož případné polarizační ztráty zásadně ovlivní parametry komunikačního kanálu. Přenosové ztráty při přechodu z lineární polarizace na kruhovou z teorie dosahují jedné poloviny, při použití polarizací ortogonálních – jakými jsou dvojice vzájemně kolmých lineárních vektorů či opačně orientované vektory kruhové (pravotočivý a levotočivý) – dochází k úplné separaci komunikačních kanálů, čehož lze naopak použít pro účely zdvojení přenosové cesty. (V takovém případě se principiálně jedná o polarizační multiplex.)

Jak jsem již uvedl, pro orientaci v rámci této práce je stěžejní směrová charakteristika. Popisy ostatních dvou zmíněných funkcí proto zůstanou pouze v rovině stručné definice, jelikož lze jejich důkladný rozbor nalézt ve většině učebních textů věnovaných anténní technice, jakým je například zdroj [4]. Závěrem snad jen dodám, že spolu všechny uvedené charakteristiky z podstaty vzájemně souvisí.

## **2.3. Směrová charakteristika antény**

### **2.3.1. Obecné definice**

Směrová charakteristika  $F$  znázorňuje, jakým způsobem se energie vyzářená anténou šíří do prostoru. Pro popis pole přirozeně volíme elektrickou intenzitu  $E$ , přičemž sledujeme její průběh v závislosti na prostorovém úhlu. Pohybujeme se tedy po povrchu koule opsané středu s poloměrem rovným vzdálenosti  $r$ , výsledné hodnoty následně normujeme maximem  $E_{max}$ . Hlavní lalok tím umístíme na úroveň 0 dB a můžeme snadno odečíst požadované parametry, jakými jsou šířka svazku, odstupy postranních laloků či předozadní poměr.

$$F(\theta, \phi) = \frac{|E(\theta, \phi)|}{|E_{max}|} \quad (2.1)$$

Stejným způsobem přitom můžeme směrovou charakteristiku zkonstruovat na základě jiné základní veličiny popisující vlastnosti pole, jakými jsou například magnetická intenzita  $H$  či výkonová hustota  $S_r$ .

Grafické znázornění probíhá nejčastěji v podobě dvou vzájemně kolmých rovinných řezů vedených hlavní osou antény, které dohromady poskytují kompletní informaci o tvaru pole ve vzdálené zářivé oblasti. S ohledem na ortogonální orientaci vektorů  $E$ ,  $H$  a směru šíření elektromagnetické vlny nazýváme uvedené roviny řezů  $E$ -rovinou resp.  $H$ -rovinou.

Pro úplné posouzení směrových vlastností antény však potřebujeme zavést novou funkci, totiž směrovost  $D$  (angl. *directive gain*). V tomto případě záření prvku popisuje celkový vyzářený výkon  $P$  pramenící z definice Poyntingova vektoru, nikoliv složka elektrické intenzity  $E$ . Zavádíme přitom veličinu intenzitu vyzářování  $U$ , kdy se výkonová hustota neváže k ploše, ale k prostorovému úhlu  $\Omega$ .

Definice se pak zakládá na představě ideálního izotropního zářiče. Taková (v praxi nerealizovatelná) anténa září rovnoměrně do všech směrů, intenzita  $U$  na povrchu koule opsané středu s poloměrem rovným vzdálenosti  $r$  je proto konstantní. Směrovost jako maximum této funkce (angl. *directivity*) pak značí schopnost antény koncentrovat výkon do daného směru v poměru se zmíněnou pomyslnou anténou všesměrovou. Její hodnotu zpravidla uvádíme v jednotkách dB.

Plošná hustota výkonu elektromagnetického vlnění odpovídá střední hodnotě reálné části Poyntingova vektoru.

$$S_r = \frac{1}{2} \operatorname{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] = \frac{dP}{dS} \quad (2.2)$$

Vyjádříme celkový vyzářený výkon.

$$P = \iint S_r dS = \int_0^{4\pi} U d\Omega \quad (2.3)$$

Matematická formulace uvedených veličin v definované souřadné soustavě má následující podobu.

$$U(\theta, \phi) = \frac{dP}{d\Omega} = S_r r^2 \quad (2.4)$$

$$U_i = \frac{P}{4\pi} \quad (2.5)$$

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_i} \quad (2.6)$$

$$D_{max} = \frac{U_{max}}{U_i} = \frac{4\pi U_{max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \phi) \sin(\theta) d\theta d\phi} \quad (2.7)$$

$$D_{dB} = 10 \log_{10}(D_{max}) \quad (2.8)$$

Následující rovnice ukazuje vztah mezi směrovostí a směrovou charakteristikou definovanou podle 2.1.

$$D_{max} = \frac{4\pi U_{max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \phi) \sin(\theta) d\theta d\phi} = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F^2(\theta, \phi) \sin(\theta) d\theta d\phi} \quad (2.9)$$

Druhou mocninu vyzařovací charakteristiky – funkci  $F^2$  – pak nazýváme výkonovou směrovou charakteristikou. Česká terminologie se může zdát trochu matoucí, od této chvíle však při popisování směrových vlastností téměř vždy hovoříme právě o výkonové směrové charakteristice. Přístupme nyní k prezentaci dvou konkrétních typů antén, které budou v rámci této práce použity pro měření.

### 2.3.2. Čtvrtvlnný monopol

Vyzařování této lineární antény se odvíjí od charakteristiky půlvlnného dipólu. Pro určení směrových vlastností vycházíme z popisu záření elementárního dipólu napájeného proudem  $I$ , vlnové číslo odpovídající dané frekvenci značíme  $k$ , charakteristická impedance  $Z$  v sobě zahrnuje vlastnosti prostředí. Antény umístěné do středu souřadné soustavy uvažujeme orientované rovnoběžně s osou  $z$ , daný směr popisuje jednotkový vektor  $\alpha_0$ .

$$\mathbf{E}(\theta, \phi, r) = jZk \frac{I \, dl}{4\pi r} \alpha_0 \sin(\theta) e^{-jkr} \quad (2.10)$$

Vyjádříme pole vyzářené dipólem konečné délky  $l = 2h$ ,  $I_m$  odpovídá maximální hodnotě proudového rozložení.

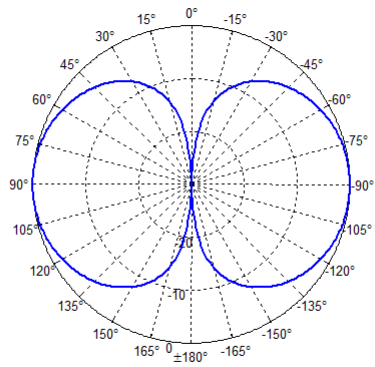
$$\mathbf{E}(\theta, \phi, r) = jZ \frac{I_m}{2\pi r} \alpha_0 e^{-jkr} \frac{\cos(kh \cos(\theta)) - \cos(kh)}{\sin(\theta)} \quad (2.11)$$

$$F(\theta, \phi) = \frac{\cos(kh \cos(\theta)) - \cos(kh)}{\sin(\theta)} \quad (2.12)$$

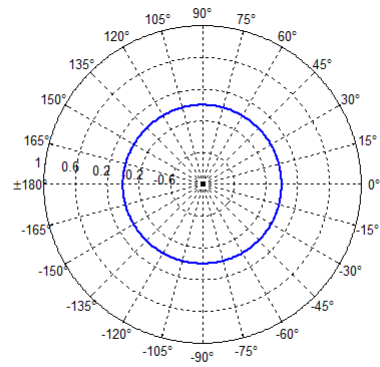
Nyní již získáváme výsledný vztah pro  $l = \frac{\lambda}{2}$ .

$$F_d^2(\theta, \phi) = \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos(\theta)\right)}{\sin^2(\theta)} \quad (2.13)$$

Jak jsem již dříve uvedl, izotropní zářič ve všech směrech z principu nelze reálně implementovat. Uvedená směrová charakteristika půlvlnného dipólu však nezávisí na azimutálním úhlu  $\phi$ , jedná se proto o základní podobu zářiče, který v praxi všesměrovým nazýváme. Zobrazme tedy nyní směrovou charakteristiku dle uvedeného předpisu,  $E$ -rovina odpovídá rovině  $xz$ ,  $H$ -rovina kolmému řezu  $xy$ .



Obr. 2.4a – Vyzařování dipólu; *E*-rovina



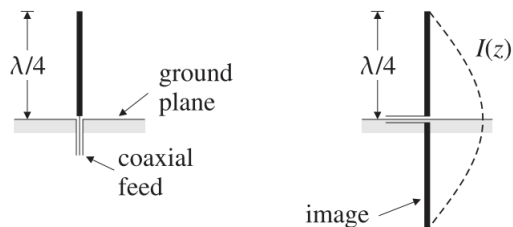
Obr. 2.4b – Vyzařování dipólu; *H*-rovina

Korespondující parametry v číselné podobě uvádí následující tabulka, *HPBW* značí šířku svazku pro pokles výkonu na poloviční úroveň (angl. *half-power beam width*).

$\theta_{max}$	90°
$D_{max}$	1,64
$D_{dB}$	2,15 dB
<b><i>HPBW</i></b>	<b>78°</b>

Tab. 2.1 – Směrové parametry půlvlnného dipólu

Čtvrtvlnný monopól pak vzniká zrcadlením jednoho pólu antény pomocí kolmo orientované vodivé plochy, jak znázorňuje obrázek 2.5, přejatý ze zdroje [3].

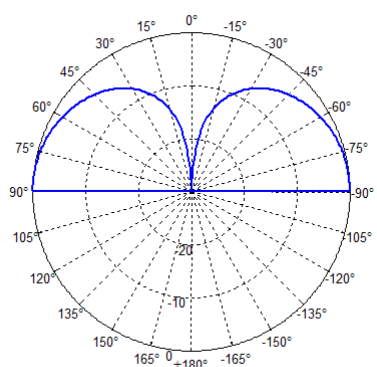


Obr. 2.5 – Princip monopólové antény, [3]

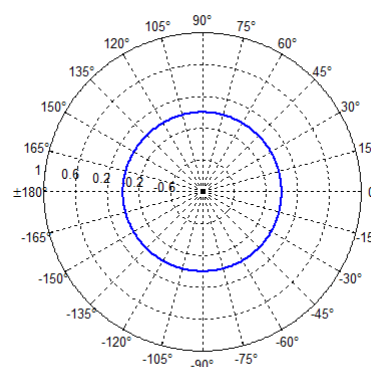


Směrová charakteristika je proto ekvivalentní s vyzařováním půlvlnného dipólu v poloprostoru ohraničeným rovinou  $xy$ , do druhého poloprostoru anténa nezáří.

$$F_m^2(\theta, \phi) = \begin{cases} \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos(\theta)\right)}{\sin^2(\theta)} & \theta \in \left\langle 0; \frac{\pi}{2} \right\rangle \\ 0 & \theta \in \left(\frac{\pi}{2}; \pi\right) \end{cases} \quad (2.14)$$



Obr. 2.6a – Vyzařování monopólu;  $E$ -rovina



Obr. 2.6b – Vyzařování monopólu;  $H$ -rovina

Maximální hodnota směrovosti tak oproti dipólu dosahuje dvojnásobné velikosti, čemuž odpovídá nárůst o 3 dB. Parametry čtvrtvlnného monopólu shrnuje tabulka 2.2. (Menší odchylka mezi hodnotami v jednotkách dB je způsobena zaokrouhlováním.)

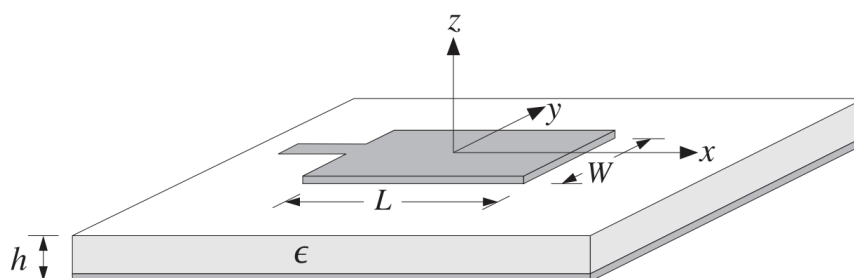
$\theta_{max}$	90°
$D_{max}$	3,28
$D_{dB}$	5,16 dB
<b>HPBW</b>	39°

Tab. 2.2 – Směrové parametry čtvrtvlnného monopólu

V rámci této práce čtvrtvlnný monopól zastupuje kategorii všesměrových zářičů, řadu skládající se z takových prvků použiji pro radiové zaměřování v části 5. Anténa má lineární polarizaci ve směru vlastní orientace, v našem případě tedy rovnoběžně s osou  $z$ .

### 2.3.3. Patchová anténa

Vzhledem ke značné obsáhlosti problematiky patchových (nebo též flíčkových) antén zde zmíním pouze základní souvislosti. Uvažujme nejjednodušší podobu konstrukce, kterou je obdélníková vodivá plocha s podélnými rozměry  $L$  a  $W$ , oddělená od rovnoběžné vodivé roviny dielektrikem o výšce  $h$  a relativní permitivitě  $\epsilon_r$ . Popis situace poskytuje obrázek 2.7, přejatý ze zdroje [3].



Obr. 2.7 – Patchová anténa, [3]

Rozměry plochy pak musí zaručovat vybuzení požadovaného vidu na příslušném kmitočtu. Vyzářovací charakteristika se odvíjí od rozložení pole na vodivé ploše, z tohoto pohledu tedy mluvíme o aperturovém typu zářiče. Rezonanční frekvenci  $f_0$  v praxi zpravidla určuje délka  $L$ , šířkou  $W$  můžeme v omezeném rozsahu měnit vstupní impedanci. Zatímco délka  $L$  odpovídá polovině vlnové délky v použitém dielektriku  $\lambda_r$ , výška  $h$  se tradičně pohybuje v rozmezích desetkrát až stokrát menších. Patchová anténa skýtá možnost realizace přímo na desce plošných spojů pomocí úseku mikropáskového vedení, taková konstrukce ani napájení pomocí daného typu vedení však nejsou podmínkou.

Samotné vyzářování lze aproximovat několika různými metodami, směrové vlastnosti přitom ovlivňují konkrétní hodnoty všech uvedených parametrů. Nenalezneme proto jediné výchozí teoretické hodnoty směrovosti a šířky svazku, jak tomu bylo v případě čtvrtvlnného monopólu. Směrový diagram má však vždy podobný charakter, demonstrujme si ho proto na konkrétním příkladu.

Zdrojem záření je dvojice protějších hran kolmých na osu  $x$ , pro které se vektory elektrické intenzity  $E$  nachází ve fázi. Vyzařování příčné dvojice má vzhledem k vzájemně opačné orientaci polí na výslednou charakteristiku nepatrný vliv a ve většině případů ho proto můžeme zanedbat. Jelikož se hlavní lalok nachází ve směru normály k vyzařující ploše, situované přirozeně do roviny  $xy$ , nedodržíme v rámci této konkrétní kapitoly pravidla pro orientaci antény v souřadné soustavě definovaná v části 2.1.  $E$ -rovina směrové charakteristiky proto odpovídá rovině  $xz$ ,  $H$ -rovina kolmému řezu  $yz$ .

Po zavedení normalizovaných vlnových čísel  $v_x$  a  $v_y$  a pomocné funkce  $V$  vypadá směrová charakteristika patchové antény následovně,  $E_0$  značí zdrojovou veličinu ve smyslu intenzity pole mezi rovinami na okraji podélného rozměru  $L$ . (Taková volba koresponduje s představou napájení mikropáskovým vedením.)

$$v_x = \frac{L}{\lambda} \sin(\theta) \cos(\phi) \quad ; \quad v_y = \frac{W}{\lambda} \sin(\theta) \sin(\phi) \quad (2.15)$$

$$V(\theta, \phi) = \cos(\pi v_x) \frac{\sin(\pi v_y)}{\pi v_y} \quad (2.16)$$

$$\mathbf{E}(\theta, \phi, r) = -jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} 4E_0 hW [\hat{\boldsymbol{\phi}} \cos(\theta) \sin(\phi) - \hat{\boldsymbol{\theta}} \cos(\phi)] V(\theta, \phi) \quad (2.17)$$

$$F_p^2(\theta, \phi) = [\cos^2(\theta) \sin^2(\phi) + \cos^2(\phi)] \cos^2(\pi v_x) \text{sinc}^2(\pi v_x) \quad (2.18)$$

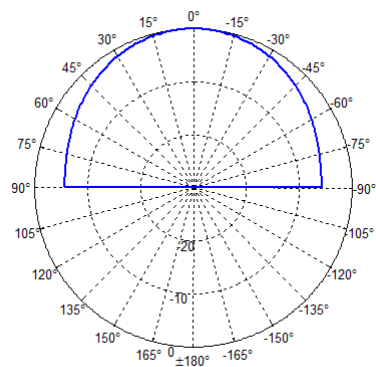
Permitivita substrátu je zohledněna v rezonanční podmínce pro podélný rozměr  $L$ , konstanta  $c_0$  značí rychlost světla ve vakuu.

$$L = \frac{1}{2} \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{1}{2} \frac{c_0}{f_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.19)$$

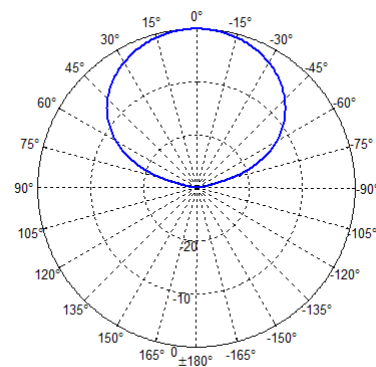
Rozměry zářičů použitých v této práci pro měření směrových charakteristik uvádí tabulka 2.3, dosazením těchto hodnot do uvedené rovnice dostáváme směrové charakteristiky 2.8.

$f_0$	2,45 GHz
$\epsilon_r$	4,2
$L$	29,9 mm
$W$	17,7 mm
$h$	1,66 mm

Tab. 2.3 – Vstupní parametry patchové antény



Obr. 2.8a – Vyzařování patchové antény;  $E$ -rovina



Obr. 2.8b – Vyzařování patchové antény;  $H$ -rovina

Patchová anténa tedy v textu zastupuje kategorii směrových zářičů. Odečtené číselné hodnoty stěžejních směrových parametrů shrnuje následující tabulka, směrové vlastnosti se výrazněji projevují v rovině příčného řezu osou  $y$ .

$\theta_{max}$	$0^\circ$
$D_{max}$	6,10
$D_{dB}$	7,85 dB
$HPBW_E$	$96^\circ$
$HPBW_H$	$64^\circ$

Tab. 2.4 – Výstupní směrové parametry patchové antény

Antény obecně vykazují lineární polarizaci ve směru osy  $x$ . U složitějších konstrukcí lze ovšem pomocí napájení více bodů struktury dosáhnout též polarizace kruhové, mezi jednotlivými vstupy přitom zavádíme odpovídající fázové posuvy.

## 2.4. Vyzařování anténní soustavy

Definoval jsem stěžejní veličiny popisující vyzařování antény do prostoru a zobrazil jejich podobu pro dvojici použitých anténních elementů. Přistupme tedy nyní k vlastní analýze směrových vlastností soustavy většího počtu zářičů.

### 2.4.1. Charakteristická funkce řady

Uvažujme soustavu  $N$  půlvlnných dipólů libovolně rozmístěných v prostoru, každému prvku přiřadíme odpovídající polohový vektor vzhledem ke středu souřadné soustavy  $r_n = (x_n; y_n; z_n)$ . Popis celkového pole můžeme získat superpozicí vyzařování jednotlivých elementů,  $r'_n$  značí vzdálenost vzhledem ke známé pozici  $n$ -té antény.

$$E_{\vartheta_{celk}}(\theta, \phi, r) = \sum_N E_{\vartheta n} = \sum_N \frac{jZ}{2\pi} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos(\theta)\right)}{\sin(\theta)} \left[ I_n \frac{e^{-jkr'_n}}{r'_n} \right] \quad (2.20)$$

Držíme se přitom několika zjednodušení, v první řadě nezohledňujeme vzájemnou vazbu mezi prvky soustavy. V porovnání s poloměrem pozorování se pak jako zanedbatelná jeví též vzájemná vzdálenost zářičů, nezapočítáme proto její vliv na amplitudu zdrojových proudů jednotlivých antén. Takový předpoklad umožňuje zavést substituci 2.22, díky které se veškerá problematika dané konfigurace na příslušné frekvenci přesouvá do oblasti vzájemných fázových posuvů mezi prvky soustavy.

$$\Delta r_n = (x_n \sin \theta \cos \phi + y_n \sin \theta \sin \phi + z_n \cos \theta) \quad (2.21)$$

$$r'_n = r + \Delta r_n \quad (2.22)$$

$$E_{\vartheta_{celk}}(\theta, \phi, r) = \frac{jZI}{2\pi} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos(\theta)\right)}{\sin(\theta)} \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_N a_n e^{-jk\Delta r_n} \quad (2.23)$$

$$AF(\theta, \phi) = \sum_N a_n e^{-jk\Delta r_n} \quad (2.24)$$

$$F_{celk}(\theta, \phi) = F_d(\theta, \phi) AF(\theta, \phi) \quad (2.25)$$

Zde vidíme důsledek volby uniformní soustavy – společně s konstantou můžeme před sumu vytknout i směrovou charakteristiku prvku. Výslednou závislost  $AF$  nazýváme charakteristickou funkcí řady (angl. *array factor*).

Analýza vyzařování anténní řady tedy vychází z rozboru příslušné charakteristické funkce. Pokud ovšem takový systém realizujeme v praxi, jednotlivé antény nikdy nebudou zcela identické konstrukce, což přirozeně platí i pro napájecí vedení a další nedílné součásti praktické implementace problému. Musíme tedy zohlednit individuální směrové vlastnosti prvků a pro každý z nich zavést vlastní charakteristiku  $F_n$ , výsledný popis vyzařování obecné řady pak vypadá následovně.

$$F_{celk}(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^{N-1} F_n(\theta, \phi) a_n e^{-jk\Delta r_n} \quad (2.26)$$

Takové vyjádření zároveň umožňuje eliminovat nepřesnosti vzniklé zanedbáním rozdílů mezi amplitudami zdrojových proudů jednotlivých prvků při předchozím zjednodušení popisu. Pomocí kalibračního měření odchylky zahrneme korigováním hodnot koeficientů  $a_n$ .

### 2.4.2. Parametry řady určující podobu směrové charakteristiky

Opusťme nyní obecnou rovinu a vyjádřeme si podobu charakteristické funkce pro náš případ čtyř-prvkové lineární řady s rovnoměrným rozložením dle schématu 2.3. Započítáváme tedy pouze člen korespondující s posuvem ve směru osy  $x$ , střed souřadné soustavy se nachází mezi dvojicí prostředních zářičů.

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{-jkd\left(\frac{2n-N+1}{2}\right) \sin \theta \cos \phi} \quad (2.27)$$

Z uvedené rovnice můžeme odečíst, které parametry anténní soustavy mají zásadní vliv na její vyzařování.

### a) Směrová charakteristika prvku soustavy

Dle rovnice 2.25 zůstane vlastní směrový charakter prvku zachován, jelikož výslednou charakteristickou funkci řady následně vždy násobíme příslušnou vyzařovací charakteristikou. Pro názornost proto v rámci této kapitoly uvažujme řadu ideálních izotropních zářičů, veškeré hodnoty směrovostí uvedených konfigurací se pak váží pouze na tvar funkce  $AF$ .

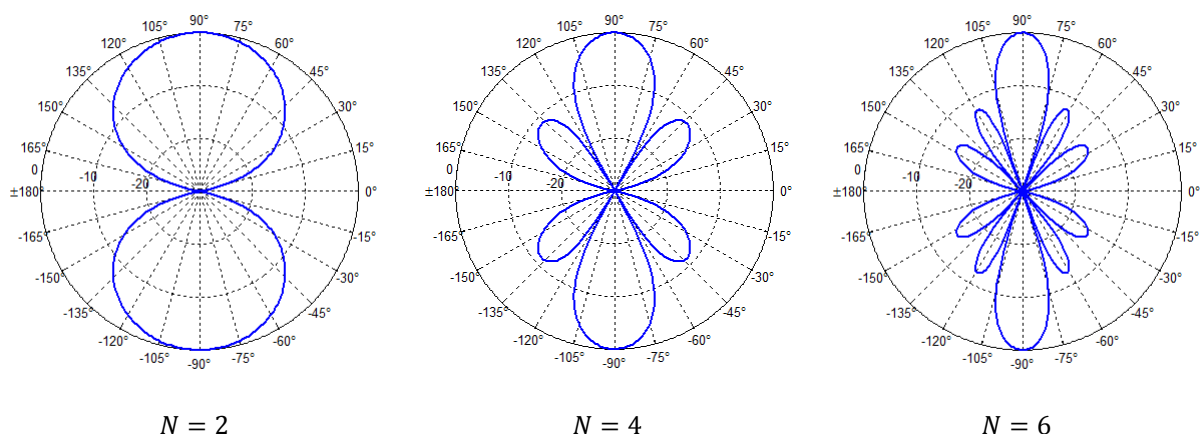
### b) Napájení prvků soustavy

Tato práce se zabývá aktivními fázovanými anténními řadami, jednotlivě pro každý zářič tedy máme možnost měnit jak amplitudu, tak fázi napájecího proudu pomocí váhovacího koeficientu  $a_n$ . Právě vliv různých amplitudových rozložení a způsobů fázování řady na výslednou vyzařovací charakteristiku představuje jedno z hlavních témat práce, podrobný rozbor této problematiky se proto nachází v následující kapitole.

### c) Počet prvků soustavy

Podobu charakteristické funkce přirozeně ovlivňuje samotný počet prvků soustavy  $N$ . Z matematického pohledu každý zářič znamená jeden stupeň volnosti při syntéze celkové vyzařovací charakteristiky. Více elementů proto umožňuje dosáhnout vyšší směrovosti, užšího hlavního svazku, obecně pak lepších výstupních parametrů radiového systému.

Pro demonstraci tohoto principu volím řadu uniformně napájených zářičů se vzájemnou vzdáleností  $d = \frac{\lambda}{2}$ . Schéma 2.9 zobrazuje řez rovinou  $xy$  pro  $N = \{2; 4; 6\}$ .



Obr. 2.9 – Vyzařování řady v závislosti na počtu prvků

Při postupném navyšování počtu zářičů tedy kromě zužování hlavního svazku dochází též ke vzniku stále většího počtu postranních laloků. Číselné hodnoty uvádí tabulka 2.5.

<b><i>N</i></b>	<b>2</b>	<b>4</b>	<b>6</b>
<b><i>D<sub>max</sub></i></b>	2,01	4,03	6,04
<b><i>D<sub>dB</sub></i></b>	3,04 dB	6,05 dB	7,82 dB
<b><i>HPBW</i></b>	60°	26°	17°

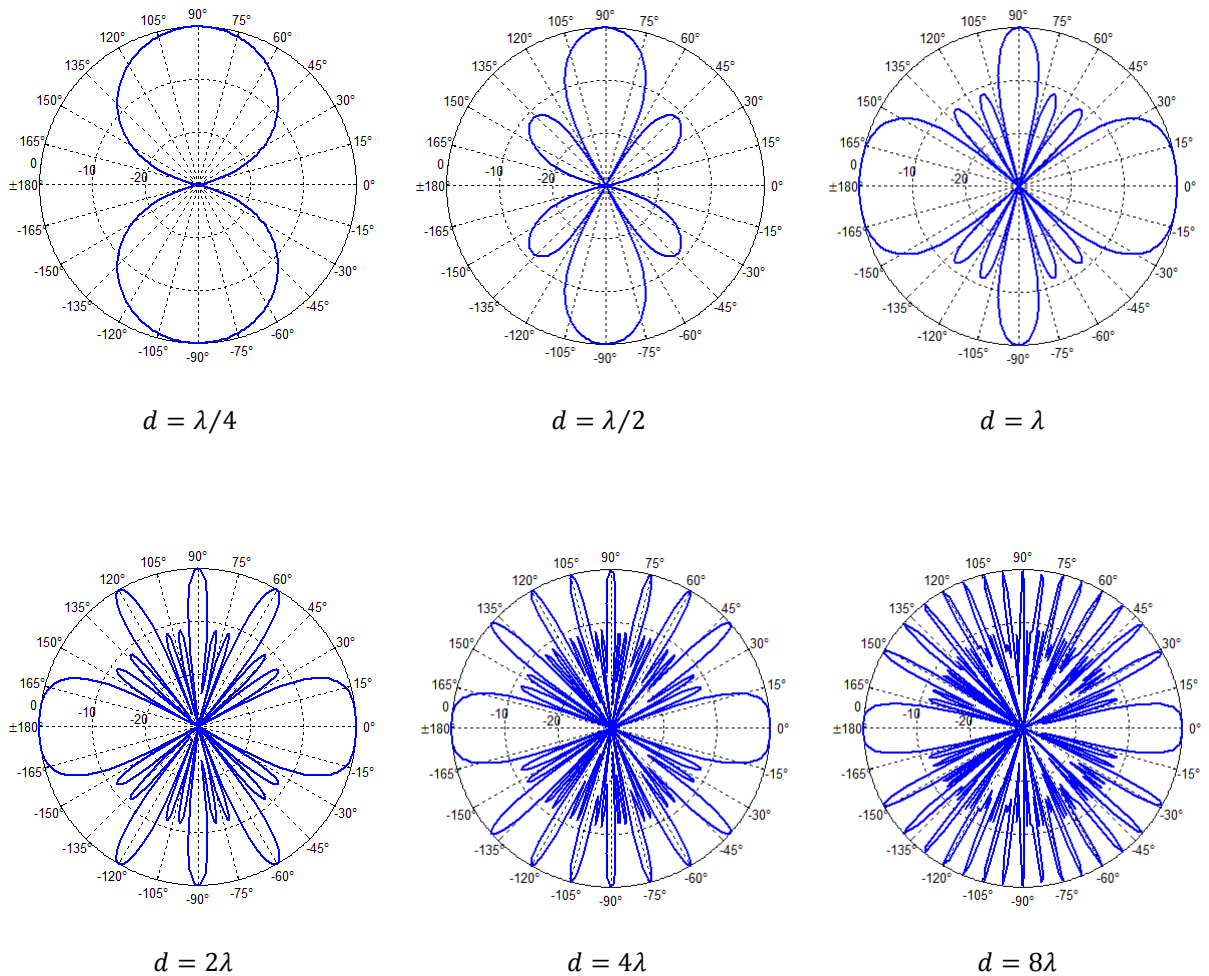
Tab. 2.5 – Směrové parametry řady v závislosti na počtu prvků

#### d) Vzájemná vzdálenost prvků soustavy

Přesněji se jedná o vzájemnou vzdálenost prvků soustavy  $d$  v poměru k vlnovému číslu  $k$  resp. vlnové délce  $\lambda$  v daném prostředí. Tento parametr má na vyzařování soustavy zásadní vliv, praktická analýza v širším rozsahu je však poměrně náročná, jelikož každé měření vyžaduje rozdílné rozměry antén nebo měřícího přípravku. Ukažme si proto základní souvislosti pouze v teoretické rovině.

Uvažujme opět uniformní napájení uvedené čtyř-prvkové řady dle obr. 2.3. Následující schéma zobrazuje podobu vyzařovacího svazku v rovině  $xy$  při postupném zvyšování vzájemné vzdálenosti antén v rozsahu  $(\frac{1}{4}\lambda; 8\lambda)$ .





Obr. 2.10 – Vyzařování řady v závislosti na vzdálenosti prvků

Jako prvního podstatného poznatku si všimněme vzájemně kolmé orientace hlavních laloků a celkově odlišné povahy diagramu pro vzdálenosti menší a větší než  $\lambda$ .

Při zvyšování vzdálenosti nad velikost  $\lambda$  dochází k zužování hlavních svazků, zároveň však narůstá počet úzkých postranních laloků s maximální hodnotou směrovosti, které prostor mezi oběma hlavními svazky rovnoměrně vyplňují. Přibližováním zářičů pod  $\frac{\lambda}{4}$  se naopak snižuje odstup dvojice minim situovaných na ose x. V obou extrémních případech  $d = 0$  a  $d = \infty$  proto dostáváme výchozí všesměrovou charakteristiku, tedy vyzařování samostatného elementu soustavy. Tabulka 2.6 shrnuje odpovídající hodnoty směrových parametrů uvedených konstelací.

<b><i>d</i></b>	<b><math>\lambda/4</math></b>	<b><math>\lambda/2</math></b>	<b><math>\lambda</math></b>	<b><math>2\lambda</math></b>	<b><math>4\lambda</math></b>	<b><math>8\lambda</math></b>
<b><math>D_{max}</math></b>	2,18	4,03	4,01	4,02	4,02	4,02
<b><math>D_{dB}</math></b>	3,38 dB	6,05 dB	6,03 dB	6,04 dB	6,04 dB	6,04 dB
<b><i>HPBW</i></b>	34°	26°	13° / 56°	40°	28°	20°

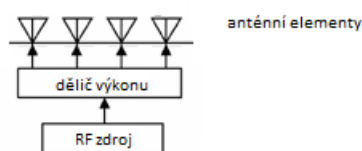
Tab. 2.6 – Směrové parametry řady v závislosti na vzdálenosti prvků

Přestože dochází k výrazné transformaci tvaru vyzařovacího diagramu, v rozsahu vzdáleností  $\langle \frac{1}{2}\lambda; 8\lambda \rangle$  nepozorujeme podstatnou změnu absolutní hodnoty směrovosti. Pro srovnání uvádím šířky obou vzájemně kolmých laloků dosahujících maxima při  $d = \lambda$ , podrobnější rozbor problematiky postranních laloků generovaných zvětšováním vzájemné vzdálenosti prvků řady však není součástí tohoto textu.

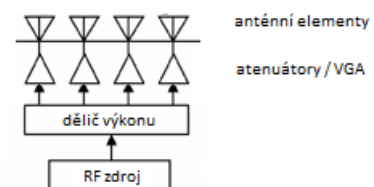
### 3. Napájení prvků soustavy

První část tohoto textu se zabývá především analýzou vlivu napájení prvků řady na výslednou směrovou charakteristiku, jak vychází z obecných vlastností anténní soustavy odvozených v předchozí kapitole. Na úvod věnujme zvýšenou pozornost pojmům *aktivní* a *fázovaná*, které se objevují již v názvu práce.

Rozdíl mezi aktivní a pasivní řadou demonstruje schéma 3.1. Po rozdělení vstupního signálu do čtyř větví máme u aktivní řady možnost jednotlivě pro každou anténu měnit amplitudu napájení. Při praktické realizaci přitom většinou používáme atenuátorů, zesilovač s proměnným ziskem (angl. *variable gain amplifier*) je ovšem též možnou variantou.

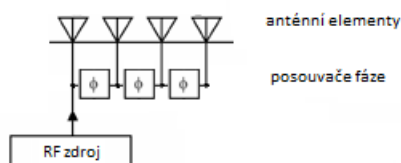


Obr. 3.1a – Pasivní řada

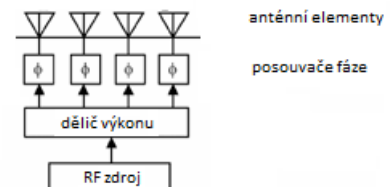


Obr. 3.1b – Aktivní řada

Fázováním řady přirozeně rozumíme zavedení fázových posuvů mezi jednotlivými vstupy, v praxi přitom vzájemný posuv mezi dvěma sousedními prvky téměř vždy volíme konstantní. Z obecného pohledu lze posouvače fáze řadit sériově či paralelně dle následujícího obrázku.



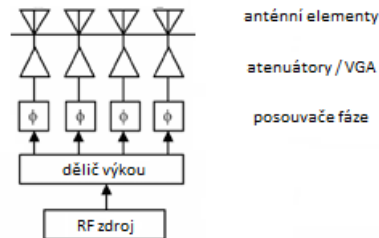
Obr. 3.2a – Sériové řazení posouvačů fáze



Obr. 3.2b – Paralelní řazení posouvačů fáze

Při sériové realizaci ovšem dochází ke sčítání fázových chyb jednotlivých posouvačů, navíc se potýkáme s nerovnoměrným výkonovým zatížením elementů soustavy. Širšího

uplatnění proto nachází řazení paralelní, celkové schéma aktivní fázované řady pak znázorňuje obrázek 3.3.



Obr. 3.3 – Aktivní fázovaná řada

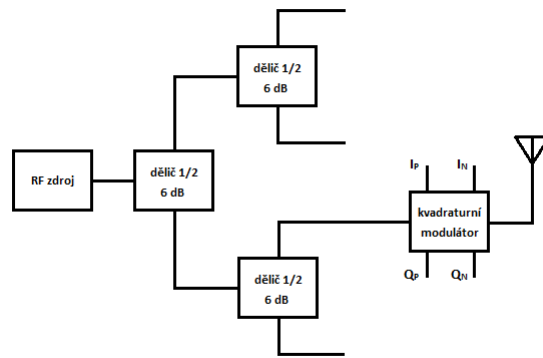
Přístupme nyní k podrobnému popisu přípravku, kterého bude použito pro měření. Jeho konstrukce totiž určuje konkrétní podobu vstupních napájecích koeficientů a stanovuje pevné hodnoty ostatních primárních parametrů řady.

Některé pasáže v rámci této kapitoly přitom přímo přejímám z vlastního identicky pojmenovaného projektu, figurujícího ve studijním plánu fakulty právě jakožto příprava na diplomovou práci. V rámci tohoto projektu jsem též vypracoval skript v softwarovém nástroji MATLAB, který používám pro vykreslení všech zobrazených grafů. Daný skript uvádím v příloze č. 1.

## 3.1. Popis přípravku č. 1

### 3.1.1. Obecná charakteristika

Vstupní signál je pomocí trojice odporových výkonových děličů 6dB – které přídavné vložné ztráty 3 dB kompenzují širokým frekvenčním rozsahem – rozdělen do čtyř větví. V každé z nich se nachází kvadrurní modulátor, který umožňuje měnit amplitudu a fázi signálu. Schéma přípravku se nachází na následujícím obrázku.



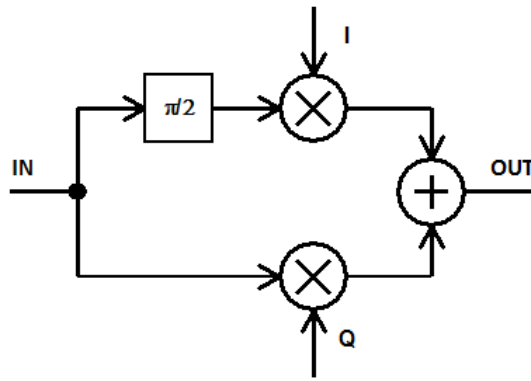
Obr. 3.4 – Schéma přípravku č. 1

Použité kvadrurní modulátory AD8346 od firmy Analog Devices pracují ve frekvenčním rozsahu 0,8 – 2,5 GHz. Vzájemná vzdálenost mezi výstupními konektory  $d = 61,22$  mm je pak zvolena tak, aby umožnila za použití dvou čtveřic antén odpovídajících rozměrů měřit na dvojici frekvencí 1,225 a 2,45 GHz, kdy rozstup elementů odpovídá čtvrtině resp. polovině vlnové délky.

Dostáváme se nyní k volbě samotných elementů anténní soustavy. V rámci této kapitoly bude použito patchových antén podrobně popsanych v kapitole 2.3.3. Z dvojice uvedených frekvencí proto volíme hodnotu 2,45 GHz, veškeré další výpočty a měření se tak váží na pevnou volbu vzájemné vzdálenosti prvků soustavy  $d = \frac{1}{2}\lambda$ .

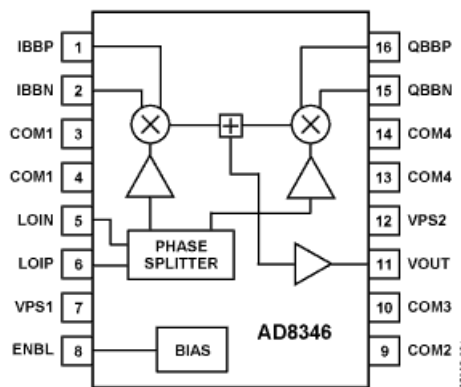
### 3.1.2. Kvadrurní modulátor

Kvadrurní modulátor umožňuje současně měnit amplitudu i fázi vstupního signálu, jak vyjadřuje parametr  $a_n$  v rovnicích 2.23 – 2.27. Vlastní implementace pak spočívá v rozdělení signálu na kvadrurní složky, které následně směšujeme s dvojicí stejnosměrných vstupních kanálů  $I$  a  $Q$ , tedy jimi potažmo oddělené kvadrurní složky váhujeme. Princip demonstruje základní blokové schéma 3.5.



Obr. 3.5 – Obecné blokové schéma kvadrurního modulátoru

U použitého modulátoru AD8346 jsou oba kanály  $I$  a  $Q$  diferenciální, viz oficiální schéma výrobce 3.6.



Obr. 3.6 – Funkční diagram použitého kvadrurního modulátoru

Jako vstupní parametr obvodu proto slouží čtveřice koeficientů  $I_p$ ,  $I_n$ ,  $Q_p$  a  $Q_n$ , splňující následující rovnosti.

$$\text{mod}(a_n) = |a_n| = \sqrt{(I_p - I_n)^2 + (Q_p - Q_n)^2} \quad (3.1)$$

$$\text{arg}(a_n) = \varphi ; \quad \text{tg}(\varphi) = \frac{(Q_p - Q_n)}{(I_p - I_n)} \quad (3.2)$$

Dále musíme vzít na vědomí, že signály vstupních kanálů modulátorů generujeme pomocí D/A převodníků, které kvantují v rozsahu dvanácti bitů (4096 úrovní). Namísto ideálních koeficientů v rozsahu hodnot 0 – 1 tedy jakožto vstupní parametry slouží konkrétní úrovně převodníků v rozmezí 0 – 4095.

V programu, kterým nastavujeme parametry jednotlivých modulátoru, však jako vstupní hodnoty zadáváme přímo normovanou hodnotu amplitudy – s přesností na tisíciný – a absolutní fázi – s přesností na jednotky stupňů – koeficientu  $a_n$ .

Celkem tedy přípravek disponuje třemi vstupy. V první řadě se jedná o vstupní signál, který přivedeme na síť děličů výkonu. Dále potřebujeme datový vstup, jenž slouží k nastavení požadovaných parametrů převodníků generujících signály  $I_p$ ,  $I_n$ ,  $Q_p$  a  $Q_n$  pro kvadraturní modulátory pomocí příručního počítače s příslušným programem. Na poslední vstup pak připojujeme externí zdroj napětí 12 V pro napájení přípravku.

## 3.2. Syntéza napájecích koeficientů

Stanovil jsem pevné hodnoty parametrů  $N$  a  $d$  charakteristické funkce řady dle vztahu 2.27, přistupme proto nyní k základním metodám napájení elementů soustavy. Potažmo se tedy jedná o výpočet hodnot parametrů  $a_n$ .

Amplitudové a fázové metody budou probrány jednotlivě, pro obě veličiny přitom volím čtyři nejčastější a nejpřirozenější typy proudového rozložení. Abych mohl vlastnosti jednotlivých metod prezentovat v plném rozsahu, uvažujme shodně jako v kapitole 2.4 řadu ideálních izotropních zářičů, výsledné charakteristiky pak opět zobrazují řez rovinou  $xy$  v rámci definovaného souřadného systému.

### 3.2.1. Amplitudové metody proudového rozložení

Uvažujme nejprve fázi napájení všech prvků shodnou. Z obecného pohledu můžeme postulovat, že změna amplitud ovlivňuje především absolutní hodnotu směrovosti, šířku hlavního svazku a odstup postranních laloků.

Uvedenou skutečnost demonstruje vybraná čtveřice základních typů amplitudového rozložení.

### a) Uniformní

Přírozně vycházíme z uniformního napájení, kdy volíme též všechny čtyři amplitudy shodné.

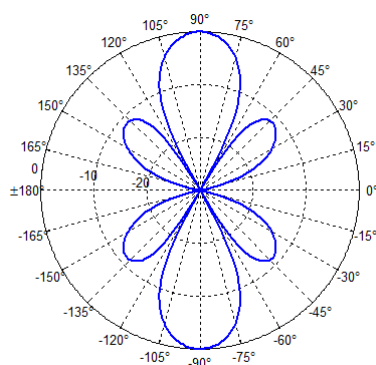
$$\text{mod}(a_n) = x ; n = 1, 2, \dots, N \quad (3.3)$$

Normovanou podobu modulů napájení shrnuje následující tabulka:

<b><math>n</math></b>	<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>
<b><math>\text{mod}(a_n)</math></b>	1	1	1	1

Tab. 3.1 – Hodnoty vstupních koeficientů pro uniformní rozložení

Výsledná směrová charakteristika se pak pochopitelně nachází již na předchozích schématech 2.9 a 2.10, pro úplnost ji však uvádím znovu spolu s číselnými hodnotami stěžejních výstupních parametrů, *SLL* značí odstup postranních laloků (angl. *sidelobe level*).



Obr. 3.7 – Uniformní rozložení

<b><math>D_{max}</math></b>	4,03
<b><math>D_{dB}</math></b>	6,05 dB
<b><i>HPBW</i></b>	26°
<b><i>SLL</i></b>	11,30 dB
<b><math>\phi_{max}</math></b>	$\pm 90^\circ$

Tab. 3.2 – Parametry uniformního rozložení



## b) Binomické

První metodou je volit amplitudové koeficienty dle binomického rozvoje, takové rozložení vychází z požadavku maximálního potlačení postranních laloků.

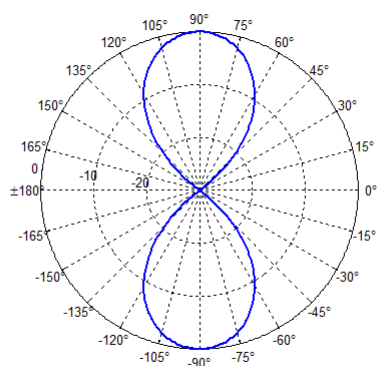
$$\text{mod}(a_n) = \binom{N-1}{n-1} x \quad ; \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (3.4)$$

Normovaná podoba modulů napájení:

$n$	1	2	3	4
$\text{mod}(a_n)$	1/3	1	1	1/3

Tab. 3.3 – Hodnoty vstupních koeficientů pro binomické rozložení

Korespondující vyzářovací charakteristika a výstupní parametry řady:



$D_{max}$	3,23
$D_{dB}$	5,09 dB
$HPBW$	35°
$SLL$	$\infty$
$\phi_{max}$	$\pm 90^\circ$

Obr. 3.8 – Binomické rozložení

Tab. 3.4 – Parametry binomického rozložení

### c) Optimální

Kompletní název by měl znít: „Optimální pro pokles postranních laloků o definovanou hodnotu“. Toto rozložení vychází ze syntézy pomocí Chebyshevových polynomů  $T_M$  řádu  $M$ , za cíl si pak klade shodnou (definovanou) úroveň všech postranních laloků. Konkrétní podoba koeficientů se proto odvíjí od zvolené hodnoty parametru  $r$ , jenž značí poměr hlavního ku vedlejším lalokům. Vzorec 3.5 platí pro sudý počet prvků řady  $N$ , vzhledem k symetrii rozložení vyčíslíme pouze poloviční počet koeficientů  $a_m$ , prvky přitom číslováme od středu směrem k okraji řady.

$$\text{mod}(a_m) = \frac{2}{N} \left[ r + 2 \sum_{s=1}^{\frac{N}{2}-1} T_M \left\{ z_0 \cos \left( \frac{s\pi}{N} \right) \right\} \cos \left( \frac{[2m-1]s\pi}{N} \right) \right]; \quad (3.5)$$

$$m = 1, 2, \dots, \frac{N}{2}$$

Definiční vztahy uvedených funkcí a veličin jsou přitom následující:

$$M = N - 1 ; \quad z_0 = \cosh \left( \frac{1}{M} \cosh^{-1}[r] \right); \quad (3.6)$$

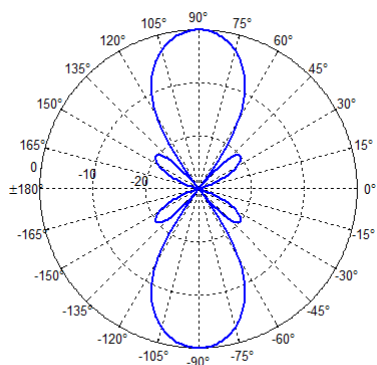
$$T_M(z) = \cos(M \cos^{-1}[z]) \quad \text{pro } |z| \leq 1$$

Normovaná podoba modulů napájení po zpětném vyjádření odpovídajících hodnot  $a_n$ :

$n$	1	2	3	4
$\text{mod}(a_n)$	$1/\sqrt{3}$	1	1	$1/\sqrt{3}$

Tab. 3.5 – Hodnoty vstupních koeficientů pro optimální rozložení

Korespondující vyzářovací charakteristika a výstupní parametry řady:



Obr. 3.9 – Optimální rozložení

$D_{max}$	3,76
$D_{dB}$	5,75 dB
$HPBW$	30°
$SLL$	19,95 dB
$\phi_{max}$	$\pm 90^\circ$

Tab. 3.6 – Parametry optimálního rozložení

#### d) Okrajové

V tomto případě se shodně napájí pouze dvojice krajních prvků řady, hlavní i vedlejší svazek výsledné vyzářovací charakteristiky by pak měl dosahovat stejné úrovně.

$$\text{mod}(a_1) = \text{mod}(a_N) = x$$

(3.7)

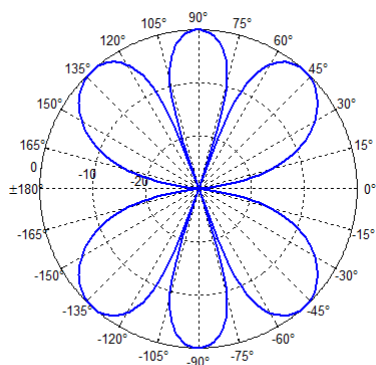
$$\text{mod}(a_n) = 0 \quad ; \quad n = 2, 3, \dots, N - 1$$

Normovaná podoba modulů napájení:

$n$	<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>
$\text{mod}(a_n)$	1	0	0	1

Tab. 3.7 – Hodnoty vstupních koeficientů pro okrajové rozložení

Korespondující vyzářovací charakteristika a výstupní parametry řady:



$D_{max}$	2,01
$D_{dB}$	3,04 dB
$HPBW$	19°
$SLL$	0 dB
$\phi_{max}$	$\pm 90^\circ$

Obr. 3.10 – Okrajové rozložení

Tab. 3.8 – Parametry okrajového rozložení

Jak ukazují výsledky, snižováním úrovně postranních laloků dochází k rozšiřování hlavního svazku doprovázenému poklesem maximální hodnoty směrovosti. Zvýšením úrovně postranních laloků při okrajovém rozložení dostáváme sice nejužší hlavní svazek, na druhou stranu ovšem též nejvyšší absolutní směrovost.

### 3.2.2. Fázové metody proudového rozložení

Fázováním řady obecně měníme polohu hlavního svazku, která je vzhledem k osové souměrnosti systému spojena též s částečným formováním celkového tvaru vyzářovacího diagramu. Hlavní svazek přitom můžeme vychýlit libovolným směrem  $\phi_0$ , pokud zavedeme rovnoměrný vzájemný fázový posuv  $\varphi_0$  mezi každou dvojicí prvků soustavy dle následující rovnosti.

$$\arg(a_n) = \varphi_0(n - 1) ; \quad \varphi_0 = -kd \cos(\phi_0) \quad (3.8)$$

V rámci praktické části tento princip prezentuji pomocí čtyř základních typů fázového rozložení. Opět vycházím z uniformní volby analyzovaných parametrů, tedy uvažuji fázový rozdíl mezi prvky řady nulový. Pro ostatní konfigurace pak vzájemný posuv položím roven základním úhlovým mírám: čtvrtině, polovině a jednotce  $\pi$  ( $45^\circ$ ,  $90^\circ$  a  $180^\circ$ ).

$$\arg(a_n) = \varphi_k(n - 1) ; n = 1, 2, \dots, N$$

(3.9)

$$\varphi_1 = 0 ; \varphi_2 = \frac{\pi}{4} ; \varphi_3 = \frac{\pi}{2} ; \varphi_4 = \pi$$

Vlastnosti uniformního rozložení se přirozeně shodují s amplitudovým uniformním rozložením v předchozí kapitole.

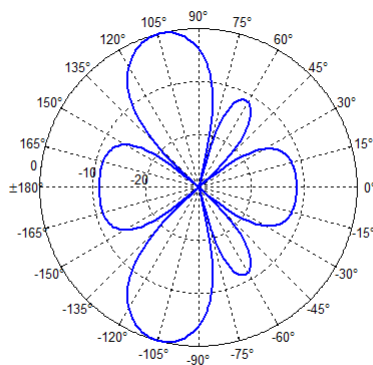
### a) Fázový posuv 45°

Argumenty fázorů napájení:

$n$	1	2	3	4
$\arg(a_n)$	0	$\pi/4$	$\pi/2$	$3\pi/4$

Tab. 3.9 – Hodnoty vstupních koeficientů pro fázový posuv 45°

Korespondující vyzářovací charakteristika a výstupní parametry řady:



Obr. 3.11 – Fázový posuv 45°

$\phi_{max}$	$\pm 104,5^\circ$
$D_{max}$	4,03
$D_{dB}$	6,05 dB
<b>HPBW</b>	28°
<b>SLL</b>	11,30 dB

Tab. 3.10 – Parametry pro fázový posuv 45°

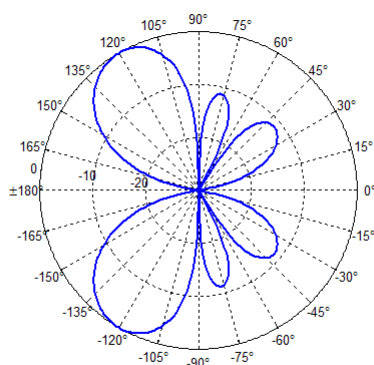
## b) Fázový posuv 90°

Argumenty fázorů napájení:

$n$	1	2	3	4
$\arg(a_n)$	0	$\pi/2$	$\pi$	$3\pi/2$

Tab. 3.11 – Hodnoty vstupních koeficientů pro fázový posuv 90°

Korespondující vyzářovací charakteristika a výstupní parametry řady:



$\phi_{max}$	$\pm 120^\circ$
$D_{max}$	4,03
$D_{dB}$	6,05 dB
<b>HPBW</b>	30°
<b>SLL</b>	11,30 dB

Obr. 3.12 – Fázový posuv 90°

Tab. 3.12 – Parametry pro fázový posuv 90°

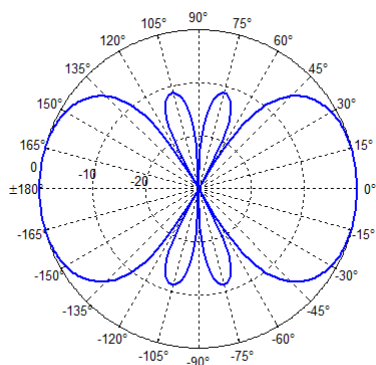
## c) Fázový posuv 180°

Argumenty fázorů napájení:

$n$	1	2	3	4
$\arg(a_n)$	0	$\pi$	0	$\pi$

Tab. 3.13 – Hodnoty vstupních koeficientů pro fázový posuv 180°

Korespondující vyzářovací charakteristika a výstupní parametry řady:



Obr. 3.13 – Fázový posuv 180°

$\phi_{max}$	0° / 180°
$D_{max}$	4,01
$D_{dB}$	6,03 dB
<b>HPBW</b>	80°
<b>SLL</b>	11,31 dB

Tab. 3.14 – Parametry pro fázový posuv 180°

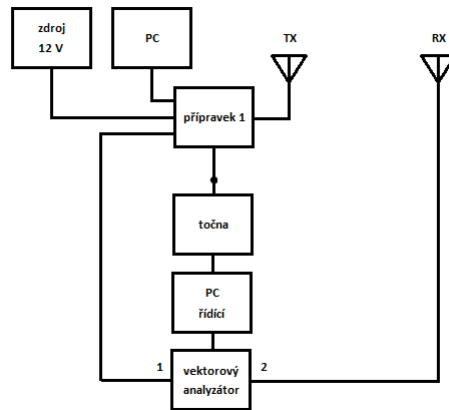
Jak ukazují výsledky simulace, maximální směrovost a odstup postranních laloků se fázováním řady prakticky nemění. Při pohybu hlavního svazku směrem k ose souměrnosti  $x$  pak dochází k jeho rozšiřování, pro  $\varphi_4 = \pi$  šířka pro pokles o 3 dB dosahuje přibližně trojnásobné velikosti oproti uniformnímu napájení.

### 3.3. Kalibrace přípravku č. 1

#### 3.3.1. Popis měřícího pracoviště č. 1

Dostáváme se nyní k první praktické části diplomové práce. Veškerá měření probíhala v bezodrazové anténní komoře, schéma pracoviště znázorňuje obr. 3.14.

Přípravek umístíme na točnu, jejíž pohyb ovládáme pomocí řídicího počítače. Jako přijímací anténa slouží trychtýř s ploutvovým vedením (angl. *double ridged horn*) DRH10, katalogový list výrobce se nachází v příloze č. 2. Přijatý signál přivádíme do vektorového analyzátoru, pomocí kterého generujeme vstupní signál přípravku. Výstupní data následně zasiláme na řídicí počítač, kde dochází k jejich zpracování.



Obr. 3.14 – Schéma měřicího pracoviště č. 1

Vektorovým analyzátozem přitom měříme amplitudu v jednotkách dB a fázi ve stupních přenosového parametru  $S_{21}$ , kde  $U_n$  značí příslušný fázor napětí. Jelikož v následujících částech uvedený parametr prochází dalším indexováním, značím jej dále v rámci zjednodušení pouze jako  $S$ .

$$S_{21} = S = \frac{U_2}{U_1} \quad (3.10)$$

### 3.3.2. Ověření vlastností kvadraturních modulátorů

V první řadě musíme ověřit funkčnost a základní vlastnosti přípravku, začneme přitom u kvadraturních modulátorů. Pro souhrnnou analýzu vlastností všech šestnácti kanálů zvolíme následující postup.

Každý modulátor proměříme jednotlivě při nulovém napájení ostatních tří prvků soustavy. V rámci jednoho takového měření pak budeme lineárně měnit hodnotu amplitudy v rozsahu  $|a_n| = \left\{1, \frac{3}{4}, \frac{1}{2}, \frac{1}{4}\right\}$ , abychom ověřili linearitu modulátoru. Uvedené měření přitom musíme provést pro absolutní hodnoty fáze  $\varphi_n = \left\{0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2}\right\}$ , abychom ověřili vlastnosti všech čtyř diferenciálních kvadraturních vstupů v odpovídajícím pořadí  $I_p, Q_p, I_n$  a  $Q_n$ .

Výsledky měření se nachází v příloze č. 3, zásadní výstupní informací je nefunkčnost kanálu  $I$  na kvadraturním modulátoru č. 4.



Na základě naměřených dat jsem následně ověřoval linearitu všech šestnácti kanálů dle následujícího předpokladu.

$$|S_n(a_1)| - |S_n(a_3)| = \frac{1}{2} (|S_n(a_1)| - |S_n(a_4)|) = 6 \text{ dB}$$

$$|S_n(a_1)| - |S_n(a_2)| = 2,5 \text{ dB};$$

$$n = 1, 2, \dots, N$$
(3.11)

Naměřené hodnoty plně nevyhovují ideálnímu lineárnímu průběhu, modulátory prakticky v celém rozsahu generují vyšší úroveň, absolutní odchylka se pohybuje rozmezí 0,1 – 0,8 dB. Až při nejnižší měřené amplitudě  $|a_4| = \frac{1}{4}$ , z obecného pohledu tedy při hodnotách blízkých nule, se pokles některých kanálů vyrovnává na požadovanou hodnotu 12 dB. Ve třech případech dokonce naopak dostáváme úroveň nižší, jmenovitě se odchylka pohybuje v rozmezí -0,25 – 0,6 dB.

Po domluvě s odborným konzultantem bylo rozhodnuto nelinearitu modulátorů nezahrnovat do plánované kalibrace, odchylky celkově nepřesahují jednotku dB a implementace by danou kalibraci značně zkomplikovala.

Obdobným způsobem jsem následně kontroloval naměřené fáze v rozpětí  $\pm 180^\circ$ . Součet jejich absolutních hodnot by vzhledem k uvedenému rozsahu měl být roven celému úhlu, jak koresponduje se zvoleným fázovým posuvem  $\Delta\varphi = \frac{\pi}{2}$ .

Proměnné  $n$  a  $m$ , které označují číslo vstupu resp. kvadrantu, ve všech zbývajících vzorcích nabývají hodnot 1 – 4. Uvedenou skutečnost proto nebudu dále v rovnicích uvádět.

$$\sum_m |\arg(S_n(\varphi_m))| = 360^\circ$$
(3.12)

Výsledné součty se při snižování amplitudy napájení navyšují o jednotky stupňů, v rámci vyšších třech hodnot přitom absolutní odchylka nepřesahuje  $10^\circ$ . Pro amplitudy  $|a_4| = \frac{1}{4}$  pak

dochází k větším chybám v rozmezí  $17 - 22^\circ$ . V této souvislosti bylo opět rozhodnuto zmíněnou nelinearitu při plánované kalibraci neuvažovat.

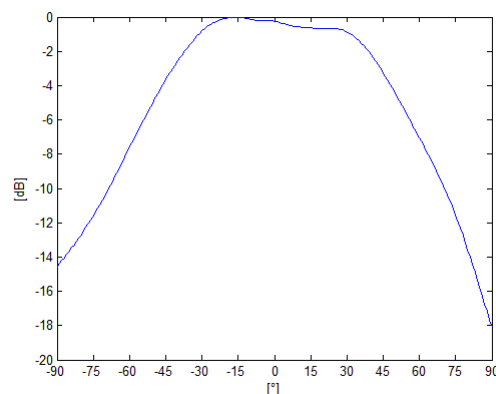
Všechny uvedené vztahy pak přirozeně nevycházejí správně pro jakoukoliv konfiguraci využívající zmíněný vadný kanál  $I$  na modulátoru č. 4.

### 3.3.3. Ověření vlastností použitých antén

Dále potřebujeme naměřit skutečné směrové charakteristiky použitých patchových antén. Elementy, potažmo celá řada, vyzařují pouze do jednoho poloprostoru, nebudeme proto charakteristiky měřit pro všechny rovinné úhly. V takovém případě se pak nabízí pozměnit značení souřadné soustavy. Azimutu ve směru normály k ploše antén, tedy pozici hlavního maxima uniformního napájení, přiřadíme nulovou hodnotu. Charakteristiku následně měříme pro  $\phi$  z rozsahu  $\pm 90^\circ$ . Touto změnou budou dotčeny i následující výstupní grafy, u kterých namísto polárního zobrazení volím klasický kartézský systém.

Jednotlivé směrové charakteristiky v definovaném rozsahu měříme při maximální (jednotkové) amplitudě a nulovém napájení ostatních prvků řady. Fázi vždy volíme  $90^\circ$ , abychom eliminovali problém se zmiňovaným vadným kanálem.

Kompletní soubor naměřených dat uvádím v příloze č. 4, pro názornost předkládám jednu z naměřených charakteristik. Vzhledem k orientaci antén závislost na azimutu odpovídá řezu  $H$ -rovinou. Z přiložených fázových charakteristik přitom můžeme odvodit, který anténám připadají.



Všechny čtyři směrové diagramy přitom mají podobný charakter; průběh v okolí maxima je značně zploštělý a zvlněný, samotné maximum se vždy jemně vychyluje do strany. Takové vlastnosti zapříčiňují především nedokonalé rozměry zemní roviny, která je z pozice každého prvku nesymetrická v jiném poměru. Za významný faktor můžeme považovat též vzájemnou vazbu mezi jednotlivými elementy.

### 3.3.4. Návrh kalibračních koeficientů

Metodiku výpočtu kalibračních koeficientů výrazně ovlivnil nefunkční kanál  $I$  na modulátoru č. 4. Kanál nutně musíme volit jako referenční, v rámci kalibrace pak ovšem postrádáme polovinu hodnot, ke kterým bychom potřebovali ostatní naměřená data vztáhnout. Po diskuzi s odborným konzultantem jsem postupoval následovně.

Jako referenci volím přímo kanál  $Q_p$  (fáze  $90^\circ$ ) modulátoru č. 4. Všechny ostatní kanály kalibruji na základě tohoto konkrétního souboru dat. Vzhledem k výše uvedeným nelinearitám modulátorů přitom koeficienty vypočítávám pouze na základě měření s maximální amplitudou napájení, nikoliv průměru kompletní čtveřice hodnot.

Každému ze vstupů tedy přiřadíme dvě čtveřice kalibračních koeficientů  $b_n^m$  a  $\beta_n^m$ , které odpovídají převrácené resp. záporně hodnotě změny amplitudy resp. fáze vůči referenci v příslušném kvadrantu, zmíněné opačné polaritě odpovídá záměna pořadí menšence a menšitele při výpočtu rozdílu vstupních hodnot. Amplitudu převádíme z logaritmické míry na absolutní hodnotu, u fáze musíme uvažovat posuv odpovídající přechodu do jiného kvadrantu.

$$b_n^m = 10^{\frac{\Delta S_n^m}{20}} ; \quad \Delta S_n^m = |S_4(a_1, \varphi_m)| - |S_n(a_1, \varphi_m)| \quad (3.13)$$

$$\beta_n^m = [\arg(S_4(a_1, \varphi_m)) + 90(m - 2)] - \arg(S_n(a_1, \varphi_m)) \quad (3.14)$$

Pro referenční vstup  $n = 4$  přirozeně vychází podoba kalibračních koeficientů následovně, uvažujeme pouze hodnoty v kvadrantu korespondujícím s kanálem  $Q_p$  pro  $m = 2$ .

$$b_4^2 = 1 ; \beta_4^2 = 0^\circ \quad (3.15)$$

Hodnoty všech vypočtených kalibračních koeficientů pak shrnuje tabulka 3.15.

<b><i>m</i></b>	<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>
<b>kanál</b>	$I_p$	$Q_p$	$I_n$	$Q_n$
$b_1^m$ [-]	0,8128	1,0233	1,0116	0,8710
$\beta_1^m$ [°]	2	7	11	8
$b_2^m$ [-]	0,8511	1,0715	1,0593	0,9016
$\beta_2^m$ [°]	-4	1	4	3
$b_3^m$ [-]	0,8128	1,0000	1,0116	0,8414
$\beta_3^m$ [°]	-8	-3	0	-1
$b_4^m$ [-]	/	1	/	/
$\beta_4^m$ [°]	/	0	/	/

Tab. 3.15 – Navržené hodnoty kalibračních koeficientů

Výsledná kalibrace tedy probíhá v následujícím pořadí. Nejprve dle ideálních koeficientů stanovíme kvadrant, ve kterém se v daném konkrétním případě pohybujeme. Na základě tohoto údaje vybereme příslušnou dvojici kalibračních parametrů, kterými původní ideální koeficienty korigujeme. V případě fázování řady hodnotou  $45^\circ$  koeficienty stanovíme jako průměr hodnot připadajících příslušným dvěma kvadrantům.

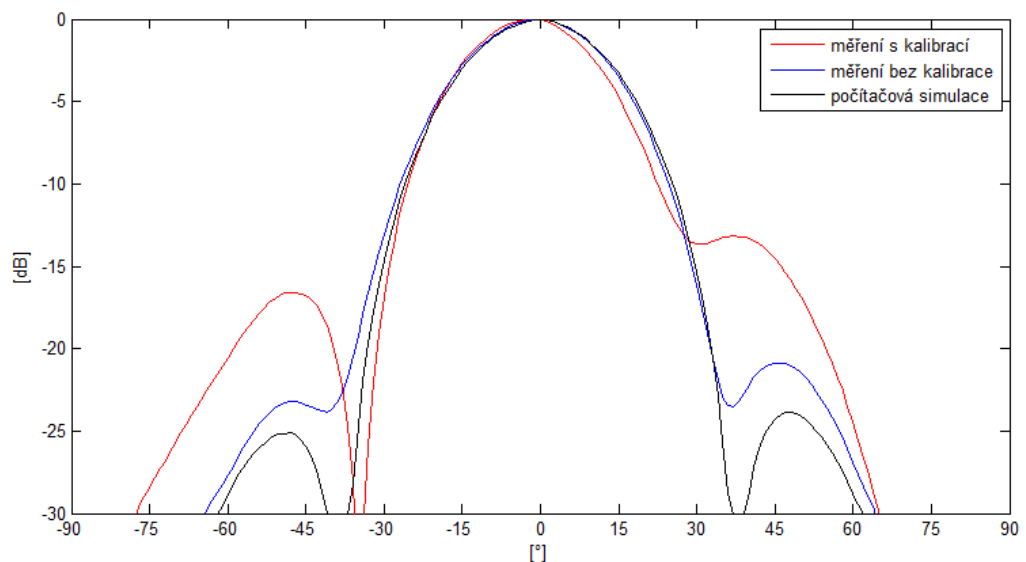
Až následně hodnoty normujeme a kvantujeme, zaručíme tak maximální možnou úroveň amplitudy všech kanálů při dané konfiguraci, což je žádoucí v souvislosti s uvedenými nelinearitami kvadraturních modulátorů. Normováním množiny amplitudových kalibračních koeficientů před započtením výchozích ideálních hodnot daného proudového rozložení by místy docházelo ke zbytečnému snižování úrovní vůči hodnotě, která se v měřené konfiguraci nevyskytuje.

### 3.4. Měření směrových charakteristik

V první řadě musíme na základě individuálních směrových charakteristik jednotlivých patchových antén pozměnit stávající skript v programu MATLAB, aby výpočet celkové vyzařovací charakteristiky probíhal na základě chování obecné řady dle vztahu 2.26. Upravenou podobu skriptu uvádím v příloze č. 5, s výslednými teoretickými hodnotami budeme naměřená data porovnávat.

Schéma měřicího pracoviště se shoduje s předchozím zapojením dle obr. 3.14. Bylo proměřeno všech sedm definovaných proudových rozložení s kalibrováním vstupních koeficientů dle návrhu v předchozí kapitole. Výsledné směrové charakteristiky ovšem při porovnání se simulací nedosahují požadovaných parametrů. Provedl jsem proto všechna měření znovu pro nekalibrovanou podobu vstupních koeficientů kvadrurních modulátorů.

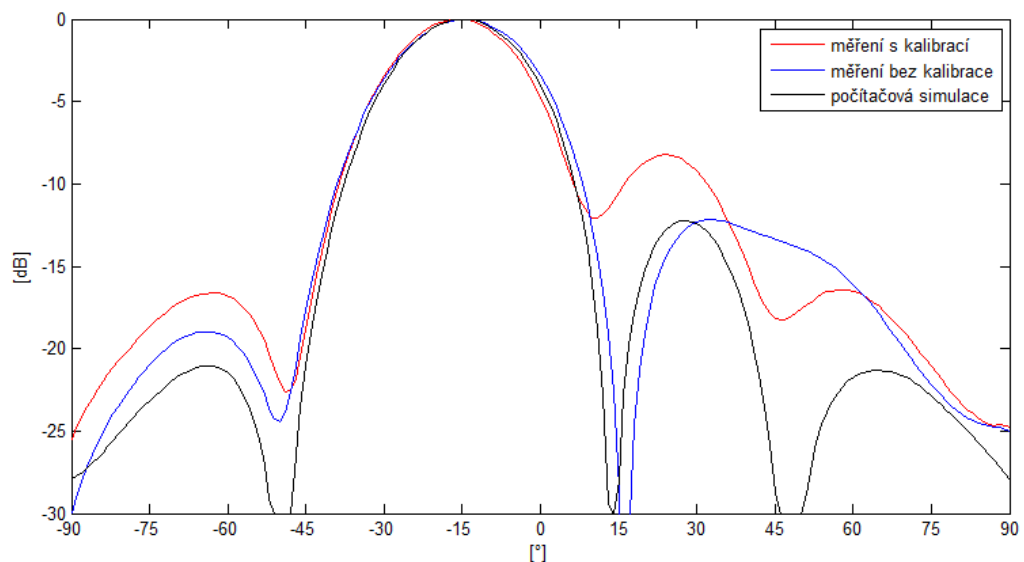
Z naměřených výsledků se jeví jako chybné stanovení fázových koeficientů. Řada je obecně velice náchylná na jakoukoliv změnu vstupních fází, přesnost navržených kalibračních koeficientů v rámci všech předpokládaných chyb a odchylek proto zjevně není dostačující. Povahu problému demonstrují na dvojici vybraných konfigurací napájení.



Obr. 3.16a – Optimální rozložení; měření s plnou kalibrací

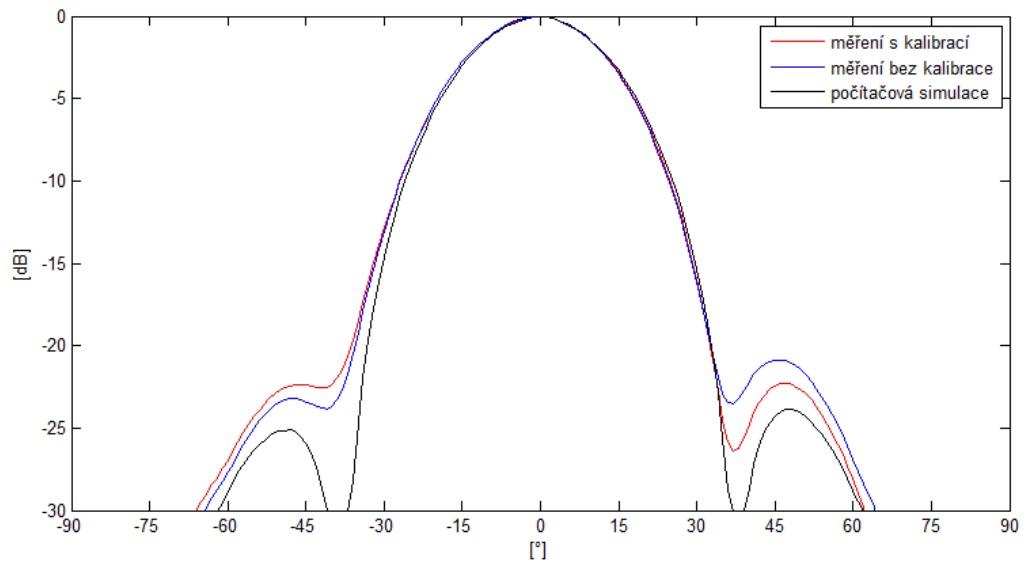
Jak demonstruje předložený graf optimálního amplitudového rozložení, špatné fázování může mít vskutku destruktivní charakter na tvar vyzařovacího svazku. Vždy též dochází k výraznému poklesu odstupu postranních laloků a celkovému natočení (tzn. posunutí) vyzařovacího diagramu směrem doleva. Pro fázový posuv  $180^\circ$  dokonce dochází k záměně úrovní hlavních a vedlejších laloků, jak uvádí dvojice hodnot v tabulce 3.16b.

V jediném případě vyzařování nekalibrované řady nekopíruje zcela přesně podobu svazku při teoretické simulaci, konkrétně se jedná o nulu pro  $\phi = 49^\circ$  u rozložení s fázovým posuvem rovným konstantě  $\frac{\pi}{4}$ . Kalibrovaná řada pak i přes všechny uvedené nedostatky požadovaný charakter dané konfigurace vykazuje.

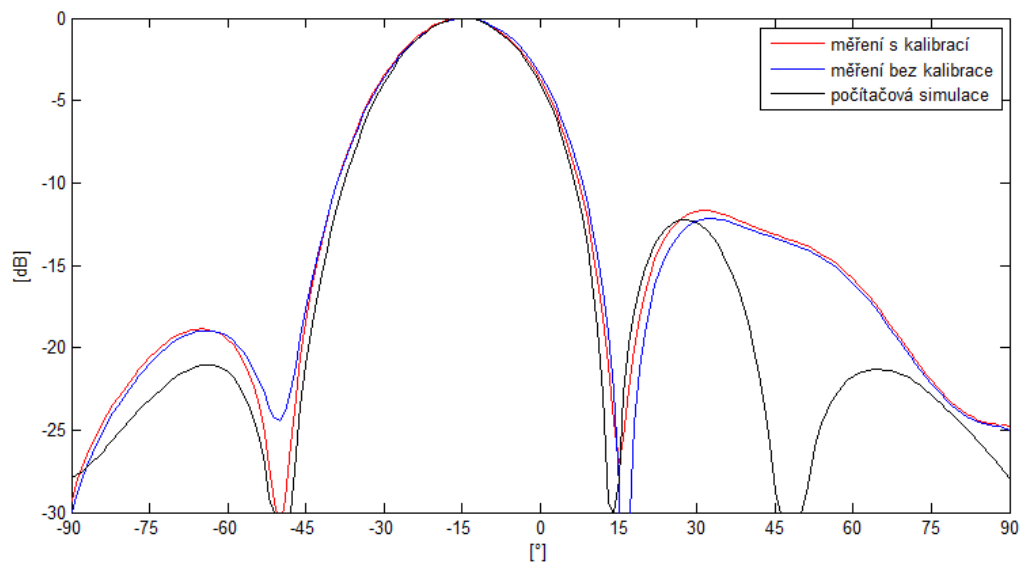


Obr. 3.16b – Fázový posuv  $45^\circ$ ; měření s plnou kalibrací

Na základě předchozího závěru jsem proto všechny charakteristiky změřil potřetí, výchozí teoretické hodnoty modulátorů tentokrát korigoval pouze pomocí navržených amplitudových kalibračních koeficientů  $b_n^m$ . Opět předkládám charakteristiky vybrané dvojice proudových rozložení, všechny výstupní grafy se nachází v příloze č. 7.



Obr. 3.17a – Optimální rozložení; měření s částečnou kalibrací



Obr. 3.17b – Fázový posuv 45°; měření s částečnou kalibrací

V tomto případě je pro některé konfigurace vliv kalibrace téměř zanedbatelný, v průřezu ovšem můžeme postulovat, že dosahujeme nepatrně lepších výsledků. Kromě zpřesnění výstupních parametrů pak především též výraznějších poklesů v nulách.

Číselné hodnoty stěžejních parametrů měřených konfigurací spolu s výsledky počítačové simulace uvádí následující tabulky.

napájení	$\phi_{max}$ [°]	HPBW [°]	SLL [dB]
uniformní	0	26	14,14
binomické	0	34	$\infty$
optimální	0	30	23,86
okrajové	-0,5	19	1,86
posuv 45°	-15	27	12,23
posuv 90°	-28	26	10,82
posuv 180°	-54 / 52	29 / 30	3,91

Tab. 3.16a – Teoretické hodnoty směrových parametrů počítačové simulace

napájení	kalibrace	$\phi_{max}$ [°]	HPBW [°]	SLL [dB]
uniformní	bez	0	26	13,45
uniformní	částečná	0	26	13,91
uniformní	plná	-2	25	9,96

binomické	bez	-1	34	30,86
binomické	částečná	-0,5	35	31,45
binomické	plná	-2	31	28,08
optimální	bez	-1	29	20,87
optimální	částečná	0	30	22,30
optimální	plná	-2	27	13,18
okrajové	bez	0	18	1,85
okrajové	částečná	0	18	1,87
okrajové	plná	-1	20	1,45

posuv 45°	bez	-15	28	12,17
posuv 45°	částečná	-15	28	11,68
posuv 45°	plná	-15	27	8,23
posuv 90°	bez	-29	27	10,24
posuv 90°	částečná	-29	26	9,04
posuv 90°	plná	-30	26	6,08
posuv 180°	bez	-54 / 53	28 / 28	3,90
posuv 180°	částečná	-54 / 53	29 / 28	3,56
posuv 180°	plná	13 / 52	19 / 28	2,22

Tab. 3.16b – Naměřené hodnoty směrových parametrů



### 3.5. Shrnutí výsledků měření

Kalibrace přípravku neproběhla podle očekávání. Nedostatečné vyrovnání fázových rozdílů má na výstupní parametry řady zásadní vliv, dochází především k výraznému poklesu odstupu postranních laloků, dále pak k mírnému vychýlení vyzařovacího svazku. Nepřesná kalibrace přitom vychází ze skutečnosti, že jeden ze vstupů nedisponuje zcela funkčním kvadraturním modulátorem. Kalibraci proto nebylo možné provést v plném rozsahu, což v kombinaci se zanedbáním mírné nelinearity vedlo k nepříznivým výsledkům.

Navržené amplitudové koeficienty se pohybují v malém rozsahu, jejich vliv na vyzařování proto není příliš markantní, přestože má celkově pozitivní charakter. Stanovení koeficientů přitom opět komplikoval zmiňovaný vadný kanál modulátoru.

Při kompletování příloh jsem později objevil ještě jeden možný důvod nevydařené kalibrace. Při kontrolování skriptů pro výpočet koeficientů a písemných materiálů z měření jsem našel pravděpodobný omyl při manuálním zadávání výsledných kalibrovaných hodnot fází, přesněji se jedná o přepočtení na opačnou polaritu dle kapitoly 3.3.4. Před definitivním hodnocením vlastností navržené kalibrace by proto možná bylo vhodné měření ještě jednou opakovat.

## 4. Radiové zaměřování

Dostáváme se nyní do druhé části práce, kde bude odvozených vlastností aktivních fázovaných řad využito pro jednu z nejčastějších aplikací přirozeně provázaných s problematikou anténních soustav, totiž pro radiové zaměřování.

### 4.1. Obecné definice

Radiové zaměřování již bylo stěžejním tématem mé bakalářské práce, v rámci tohoto textu se proto nebudu znovu podrobně zabírat všemi základními teoretickými předpoklady tohoto širokého radiového oboru. Problematika fázovaných anténních řad se pak úzce prolíná s jednou z jeho podkategorií – měřením úhlu příchodu signálu *AOA* (angl. *angle-of-arrival*). (Tato veličina v literatuře často bývá značena též jako *DOA* podle dalšího používaného anglického termínu *direction-of-arrival*).

Jak vychází z pojetí kapitoly č. 3, omezil jsem se v rámci této práce na analýzu směrových vlastností anténních řad v rovině *xy* pro pevnou hodnotu elevačního úhlu  $\theta = 90^\circ$ . Měřením úhlu příchodu signálu proto rozumíme stanovení hodnoty azimutu  $\phi_0$ .

Metody založené na vlastnostech aktivních fázovaných anténních soustav pak z obecného pohledu můžeme rozdělit do čtyř skupin dle zdroje [2].

#### a) Konvenční metody („*conventional techniques*“)

Konvenční zaměřovací metody vycházejí z vlastností fázované anténní řady prezentovaných v předchozí kapitole, přesněji možnosti vychylovat maxima a nuly příslušné vyzářovací charakteristiky do všech směrů.

Jedná se o konstrukčně nejjednodušší přístup, jenž na druhou stranu vykazuje nízké rozlišení, které z principu implikuje špatné výsledky při detekci většího počtu vysílačů. Lepších parametrů pak lze obecně dosáhnout navýšením počtu anténních elementů.

Právě dvojice konvenčních technik – Delay & Sum a Caponova metoda – bude předmětem praktické části práce, podrobný popis obou řešení proto zaujímá samostatnou kapitolu.

#### **b) Podprostorové metody** („*subspace based techniques*“)

Na rozdíl od metod konvenčních využívají tyto techniky matematických vlastností matice vstupních dat, konkrétně její vlastní (angl. *eigen*) struktury. Systémy dosahují vysokého rozlišení, vyžadují ovšem velice přesnou kalibraci anténní soustavy. Základní metodou je tzv. MUSIC algoritmus a jeho nejrůznější variace jako Root-MUSIC či cyklický MUSIC, mezi další významné zástupce pak patří algoritmus ESPRIT a metoda minimální normy (angl. *minimum-norm method*).

#### **c) Věrohodnostní metody** („*maximum likelihood techniques*“)

Jak již napovídá název, jedná se o metody vycházející z pravděpodobnostního počtu, přesněji určení odhadu s maximální věrohodností za pomoci statistického modelu signálu a šumu. Tyto techniky obecně dosahují ještě lepších výsledků než obě předchozí skupiny, především pak vynikají při špatných šumových podmínkách. Jsou ovšem výpočetně velice náročné, často se proto v praxi může jevit jako výhodnější realizace pomocí některé z podprostorových metod.

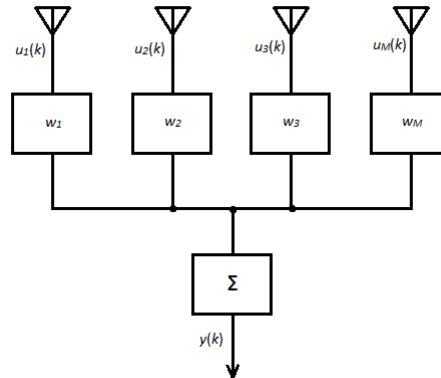
#### **d) Integrované metody** („*integrated techniques*“)

Integrovaným přístupem míníme oddělení příchozích signálů pomocí některého z tzv. *property-restoral* algoritmů a následnou lokalizaci jednotlivých zdrojů za pomoci vhodné podprostorové metody. Tyto techniky nacházejí své uplatnění především v aplikacích, které pracují s vysokým počtem vysílačů, necht' jako příklad slouží základnová stanice mobilního komunikačního systému.

V rámci této práce realizují pouze uvedenou dvojici konvenčních zaměřovacích metod. Podrobný rozbor ostatních technik, jenž se nachází např. ve zdroji [2], proto není její součástí.

## 4.2. Metoda Delay & Sum

Jedná se o nejjednodušší zaměřovací princip, nazývaný též klasickým tvarovačem svazku či Fourierovou metodou. Výstupní signál zaměřovače vyjádříme váhovaným součtem čtveřice přijatých vstupních signálů.



Obr. 4.1 – Obecný princip zaměřovače Delay & Sum

Přijaté signály i váhovací koeficienty přitom v návaznosti na další výpočty sloučíme do sloupcových vektorů, symbol  $H$  značí Hermitovskou (konjugovanou) transpozici.

$$\mathbf{u}(k) = \begin{bmatrix} u_1(k) \\ u_2(k) \\ \vdots \\ u_M(k) \end{bmatrix} ; \quad \mathbf{w} = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_M \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$y(k) = \mathbf{w}^H \mathbf{u}(k) \quad (4.2)$$

Pro celkový výkon pak platí následující rovnost.

$$P_{D\&S} = E[|y(k)|^2] = E[|\mathbf{w}^H \mathbf{u}(k)|^2] = \mathbf{w}^H E[\mathbf{u}(k) \mathbf{u}^H(k)] \mathbf{w} = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w} \quad (4.3)$$

Autokorelační matice vstupních dat  $\mathbf{R}_{uu}$  zaujímá stěžejní pozici v rámci všech zaměřovacích metod uvedených v předchozí kapitole, jedná se o korelaci vstupních dat jednotlivých antén dle vztahu 4.4.

$$\mathbf{R}_{uu} = E[\mathbf{u}(k)\mathbf{u}^H(k)] = \begin{bmatrix} \text{corr}[u_1(k), u_1(k)] & \cdots & \text{corr}[u_1(k), u_M(k)] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \text{corr}[u_M(k), u_1(k)] & \cdots & \text{corr}[u_M(k), u_M(k)] \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Pro naši čtyřprvkovou řadu má tedy uvedená matice rozměr 4x4, prvky na diagonále jsou vždy jednotkové (korelace  $n$ -tého signálu se sebou samým).

Konvenční metody pak zaměřovací úlohu řeší za pomoci souboru tzv. *steering* vektorů  $\mathbf{a}(\theta_0, \phi_0)$  pro všechny požadované úhly detekce. Tento vektor komplexních koeficientů shrnuje parametry signálů přijatých jednotlivými anténami při dopadu rovinné vlny ze směru určeného dvojicí úhlů  $\theta_0$  a  $\phi_0$ . Samotný vektor či kompletní matici hodnot  $\mathbf{a}(\theta, \phi)$  přitom vztahujeme ke zvolenému referenčnímu koeficientu.

$$\mathbf{a}(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} a_1(\theta, \phi) \\ a_2(\theta, \phi) \\ a_3(\theta, \phi) \\ a_4(\theta, \phi) \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$\arg(a_n) = \varphi_n ; \arg(\alpha_n) = \Psi_n$$

$$a_n(\theta, \phi) = |a_n|e^{-j\varphi_n} = \frac{|\alpha_n|}{|\alpha_{ref}|} e^{-j(\Psi_n - \Psi_{ref})} ; \alpha_{ref} = \alpha_{ref}(\theta_{ref}, \phi_{ref}) \quad (4.6)$$

Kompletní soubor *steering* vektoru pro celý prostorový úhel nazýváme *array manifold*, jeho podobu můžeme stanovit měřením nebo výpočtem. Zaměřovací metodou Delay & Sum pak rozumíme nahrazení váhovacích vektorů  $\mathbf{w}$  v rovnici 4.3 právě touto maticí.

$$P_{D\&S}(\phi) = \mathbf{a}^H(\phi)\mathbf{R}_{uu}\mathbf{a}(\phi) \quad (4.7)$$

Dle uvedené rovnice celkový výstupní výkon zaměřovače dosáhne maxima pro hledaný úhel příchodu signálu  $\phi_0$ . Výslednou závislost výkonu na prostorovém úhlu, v našem případě na azimutu, nazýváme prostorovým spektrem (angl. *spatial spectrum*).

### 4.3. Caponova metoda minimální variance

Technika Delay & Sum staví na premise, že namíření maxima svazku daným směrem poskytuje nejlepší odhad výkonu z tohoto směru přijímaného. Využívala tedy všech stupňů volnosti anténní soustavy k vytvoření co nejvýraznějšího maxima vyzařovací charakteristiky požadovaným směrem. Taková teze ovšem selhává, jakmile lokalizujeme větší počet vysílačů.

Caponova metoda minimální variance jakožto variace metody předchází proto některé ze stupňů volnosti soustavy využívá k vytvoření nul ve směrech příjmu interferujících signálů. Implementace pak spočívá v minimalizování celkového přijímaného výkonu při zachování konstantní hodnoty směrovosti v pozorovaném směru  $\phi_0$ . Matematická formulace uvedené definice vypadá následovně.

$$\min_{\mathbf{w}} E[|y(k)|^2] = \min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w} \quad | \quad \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\phi_0) = 1 \quad (4.8)$$

Pomocí metody Lagrangeových násobitelů můžeme odvodit podobu vektoru  $\mathbf{w}$ , která uvedenou rovnost splňuje.

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{R}_{uu}^{-1} \mathbf{a}(\phi)}{\mathbf{a}^H(\phi) \mathbf{R}_{uu}^{-1} \mathbf{a}(\phi)} \quad (4.9)$$

Výsledný vzorec pro prostorové spektrum Caponovy metody minimální variance má pak následující podobu.

$$P_{Capon}(\phi) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\phi) \mathbf{R}_{uu}^{-1} \mathbf{a}(\phi)} \quad (4.10)$$

Zdroje signálu opět lokalizujeme jakožto maxima výsledné funkce 4.10. Oproti předchozí metodě přitom musíme vypočítat inverzní matici k  $\mathbf{R}_{uu}$ , což může být nákladné pro systémy s velkým počtem anténních elementů.

Caponova metoda obecně dosahuje lepšího rozlišení než metoda Delay & Sum, má však samozřejmě též své nevýhody. Za nejvýraznější z nich přitom můžeme považovat destruktivnost algoritmu při přítomnosti většího počtu vzájemně korelovaných signálů. Jelikož u korelovaného signálu nedojde k jeho prostorovému oddělení, bude přijímač neustále snižovat celkový výstupní výkon, jinými slovy se oba signály vzájemně odečtou a hledané maximum výsledné charakteristiky zcela zanikne.

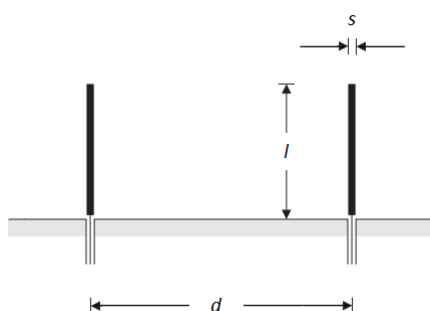
## 5. Realizace zaměřovací úlohy

V poslední části této diplomové práce implementuji definovanou dvojici konvenčních zaměřovacích metod pomocí měření v bezodrazové anténní komoře. Jak jsem již avizoval v předchozích kapitolách, využívám pro tuto úlohu jiného anténního přípravku, začněme proto opět u jeho popisu.

### 5.1. Popis přípravku č. 2

#### 5.1.1. Obecná charakteristika

Přirozeně znovu pracuji se čtyř-prvkovou anténní řadou, v tomto případě se ovšem jedná o soustavu čtvrtvlnných monopólů nad zemní rovinou. Teoretické vlastnosti této elementární lineární antény shrnuje kapitola 2.3.2, rozměry použitých antén spolu s hodnotou jejich vzájemné vzdálenosti uvádí následující tabulka.



Obr. 5.1 – Značení rozměrů přípravku č. 2

<i>l</i>	34,5 mm
<i>s</i>	3 mm
<i>d</i>	75,0 mm

Tab. 5.1 – Rozměry přípravku č. 2

Dosavadní volbě  $d = \frac{\lambda}{2}$  by pak odpovídala frekvence  $f_0 = 2$  GHz, s ohledem na vlastnosti použitých vysílačů však měření realizujeme na kmitočtu  $f_c = 2,45$  GHz. V rámci řešení zaměřovací úlohy nemá konkrétní hodnota vzájemné vzdálenosti prvků řady výraznější vliv.



Jelikož nebudeme měřit žádné vyzařovací charakteristiky, které bychom mohli přímo srovnávat s grafy obsaženými v ostatních kapitolách, není pro nás tato změna podstatná.

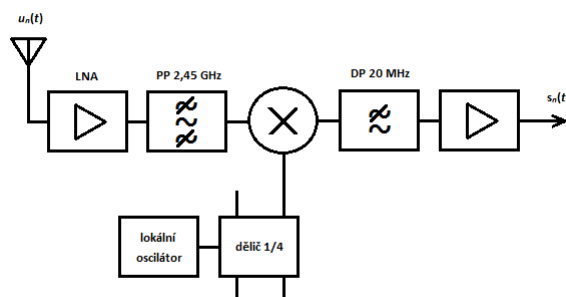
Délce monopólu  $l$  pak odpovídá teoretická rezonanční frekvence  $f_{rez} = 2,17$  GHz, reálná hodnota přirozeně bude o něco nižší. Úmyslně však byl zvolen též velký poloměr potažmo průměr  $s$ , aby anténa dosahovala co největší šířky pásma. Z pohledu prvků soustavy proto zvolený kmitočet  $f_c$  vyhovuje.

### 5.1.2. Přijímací blok

Anténní řada z podstaty zaměřovací úlohy figuruje tentokrát na přijímací straně radiového řetězce, na rozdíl od měření v kapitole 3, konstrukci přijímače pak přirozeně určuje povaha přijímaného signálu. Definice vysílače je však v rámci této úlohy velice strohá, jak koresponduje s povahou oboru radiového zaměřování jako takového. Často totiž přesně neznáme parametry vysílaných signálů, při návrhu zaměřovačů se proto snažíme o co největší variabilitu.

V našem případě budeme lokalizovat RFID tagy vysílající v burstech výše nespécifikovaná data, modulovaná právě na nosné frekvenci  $f_c = 2,45$  GHz. Volba přenositelných tagů malých rozměrů vychází především z absence externího napájení.

Schéma přijímacího bloku měřicího přípravku pak vypadá následovně, jedná se přitom o klasickou strukturu heterodynního radiového přijímače s jednoduchým směšováním.



Obr. 5.2 – Schéma přijímače

Každý ze čtveřice signálů přijatých jednotlivými anténami nejprve zesílíme pomocí nízkošumového zesilovače (angl. *low noise amplifier*), dále filtrujeme pásmovou propustí, jejíž parametry korespondují s frekvencí nosné vlny, a následně směřováním se signálem lokálního oscilátoru převedeme na mezifrekvenci  $f_{IM} = 200$  kHz. Za směšovač řadíme filtr typu dolní propust pro oddělení intermodulačních produktů, celý přijímací řetězec pak uzavírá výstupní zesilovač.

## 5.2. Zvolený postup implementace

V rámci této praktické části diplomové práce byl vytyčen následující postup.

V první řadě potřebujeme provést kalibrační měření, na základě kterého vypočítáme kompletní soubor *steering* vektorů, tedy stanovíme podobu matice  $\mathbf{a}(\phi)$  dle definic v předchozí kapitole. V tomto případě budeme měřit přímo na nosné frekvenci  $f_c$ . Jelikož měření pro jeden úhel znamená velký objem dat, provedeme kalibraci s krokem  $10^\circ$ . Volba kroku přitom zásadně ovlivňuje výstupní přesnost systému.

Po stanovení tvaru uvedené stěžejní matice, nazývané *array manifold*, můžeme přikročit k samotné zaměřovací úloze. V první fázi budeme lokalizovat jediný vysílač ve třech různých pozicích, v každé z nich navíc provedeme trojici měření pro různá natočení přijímací řady. Následně odezvu systému naměříme pro dvojici vysílačů, ty přitom rozmístíme v pozicích shodných s předchozím bodem. Opět provedeme trojí měření pro různá natočení anténní soustavy, které ve všech uvedených případech volíme shodné.

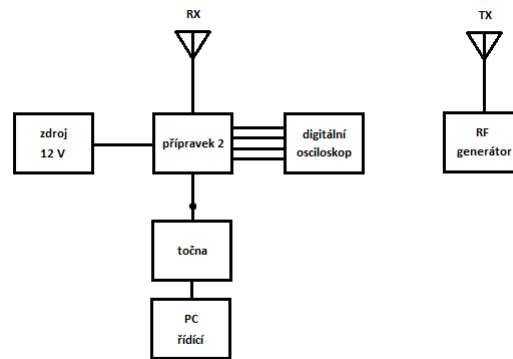
Z výstupních dat se pokusím na základě teoretických předpokladů shrnutých v kapitole 4 zpětně vypočítat známou pozici vysílačů pomocí obou uvedených konvenčních zaměřovacích metod. Přesnost systému koresponduje se zvoleným kalibračním krokem  $10^\circ$ , závěrem se proto pokusím zaměřování zjemnit na jednotky stupňů.

Veškeré signálové zpracování a navazující výpočty přitom opět realizuji pomocí softwarového prostředku MATLAB.

### 5.3. Kalibrační měření

Dle stanoveného postupu kalibraci měříme přímo na nosné frekvenci  $f_c$ , vzhledem k povaze RFID tagů proto musíme použít jiný vysílač. Jelikož obě praktické části měřím na identické frekvenci, použijeme jakožto vysílací anténu již zmiňovaný trychtýř s ploutvovým vedením DRH10, jehož katalogový list uvádím v příloze č. 2.

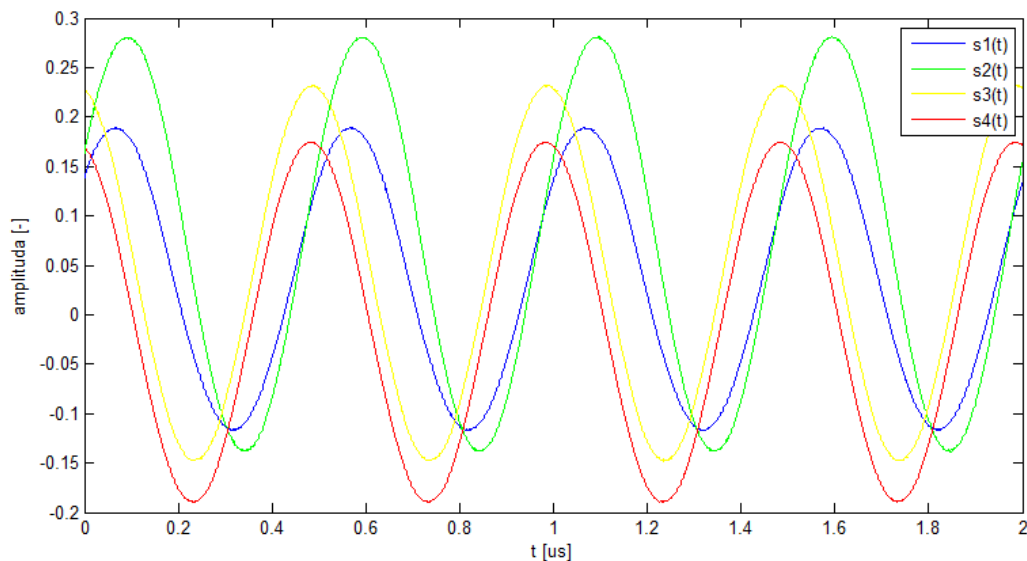
Celkové zapojení měřicího pracoviště zobrazuje schéma 5.3. Vysílací anténu připojíme přímo ke generátoru harmonického signálu, výsledná data shromažďujeme pomocí digitálního osciloskopu, který disponuje vlastní vysokokapacitní paměťovou jednotkou.



Obr. 5.3 – Schéma měřicího pracoviště č. 2

V rámci praktické části se přitom opět budu držet pozměněného souřadného systému dle kapitoly 3.3.3, tentokrát měříme pro  $\phi$  v rozsahu  $\pm 180^\circ$ . Osa  $x$ , podél které jsou rozmístěny prvky řady, tedy odpovídá azimutu  $\pm 90^\circ$ . Taková volba mimo jiné respektuje nastavení měřicího pracoviště v anténní komoře fakulty, naměřená data a výpočetní skripty tak zůstanou lépe přístupné při případném dalším využití na zmíněném pracovišti.

Odezvu systému jsem proměřil se stanoveným krokem  $10^\circ$ , pro ukázkou předkládám graf zobrazující výstupní data všech čtyř kanálů pro jeden z azimutů. Amplitudu značím jako bezrozměrnou, protože pro nás v rámci zpracování její absolutní hodnota není podstatná.



Obr. 5.4 – Ukázka naměřených průběhů při kalibraci;  $\phi = 0^\circ$

Na výsledné podobě signálů  $s(t)$  se podepíší chyby všech komponent přijímacího řetězce, charakteristiky jednotlivých antén a útlumy všech použitých konektorů jsou přitom v každém kanálu rozdílné. V rámci výpočtu výsledné matice  $\mathbf{a}(\phi)$  však potřebujeme charakter všech naměřených dat unifikovat. V první řadě tedy průběhy srovnáme kolem nuly, čemuž odpovídá odečtení střední hodnoty.

Veškeré výpočty v rámci celé úlohy přitom probíhají v diskrétním čase se vzorkovací periodou  $\tau = 0,1$  ns. Pořadí vzorku značím  $q$ , měřenému časovému úseku o délce  $20 \mu\text{s}$  pak odpovídá celkový počet vzorků  $Q = 200\,001$ .

$$\tilde{s}(q) = s(q) - \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} s(q) \quad (5.1)$$

Takto upraveným signálům již můžeme přidělit odpovídající amplitudy a fáze. Samotný výpočet pak spočívá v co nejpřesnějším proložení naměřených dat sinusovým průběhem a následném odečtení jeho parametrů.

Program MATLAB skýtá velice komplexní nástroj pro prokládání, konkrétně se jedná o knihovnu „*cftool*“ (angl. *curve fitting toolbox*). Přestože jsem zkoušel nejrůznější metody implementace, spolu s nastavením přísnějších výstupních tolerancí a vyšších limitů

maximálních délek iteračních algoritmů, nejlepších vlastností dosahuje základní sinusová funkce „sinl“.

Dle její definice má program možnost měnit i frekvenci signálu pomocí koeficientu  $b$ , jehož teoretická hodnota odpovídá úhlové frekvenci dle standardní definice 5.3. Odchytky koeficientů vypočítaných programem jsou však zanedbatelné, návrh pak naopak lépe eliminuje šum, což umožňuje přesnější návrh zbývajících dvou hodnot. Pomocí prokládání tedy vždy stanovíme dvojici koeficientů  $|\dot{\alpha}|$  a  $\Psi$ , které v rámci naměřených souborů dat co nejpřesněji vyhovují následující rovnosti.

$$\tilde{s}(q) = |\dot{\alpha}| \sin(b[q\tau] + \Psi) \quad (5.2)$$

$$b = \omega_{IM} = 2\pi f_{IM} \quad (5.3)$$

Pro každý ze čtyř kanálů tedy dostáváme požadované hodnoty amplitudy a fáze přijatého signálu v závislosti na azimutu. Rozptyl hodnot neměřených amplitud v rámci každého jednoho z nich se ovšem vzájemně liší, jelikož se zde opět projeví zmíněné parazitní vlivy všech komponent přijímacího řetězce. V rámci unifikace proto musíme vždy všechny výsledné moduly v rámci jednoho kanálu normovat maximální hodnotou.

$$|\alpha_n|(\phi) = \frac{|\dot{\alpha}_n|(\phi)}{\max_{\phi} |\dot{\alpha}_n|(\phi)} ; \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (5.4)$$

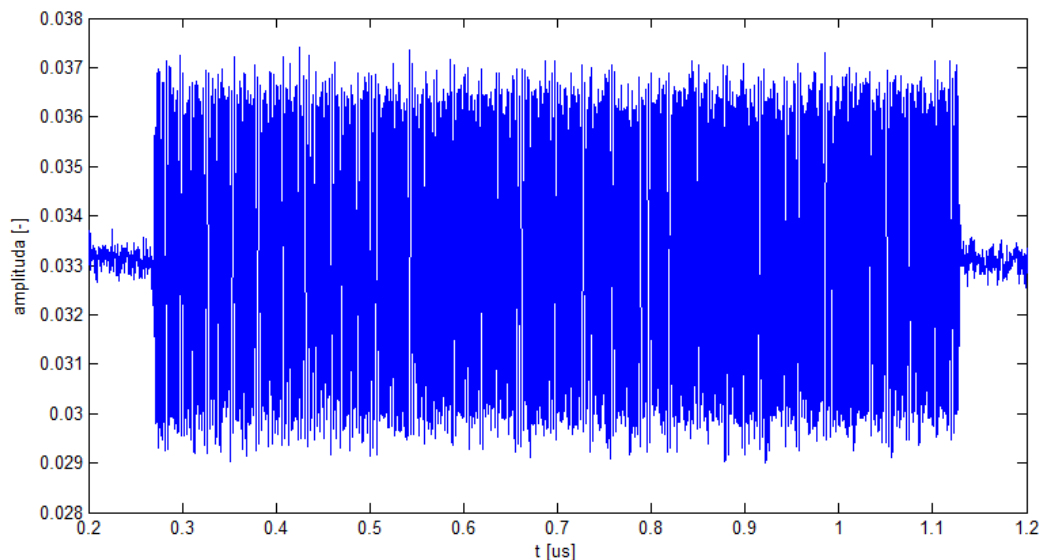
Definovaná dvojice úprav zaručí požadované sjednocení hodnot všech čtyř kanálů zaměřovače na společný tvar.

Nyní již zbývá pouze stanovit referenční dvojici koeficientů a můžeme vypočítat výsledný *array manifold*  $\mathbf{a}(\phi)$  na základě rovnic 4.5 a 4.6. Volbu jsem nekomplikoval a vybral přirozeně hodnoty kanálu  $n = 1$  pro azimut  $\phi_0 = 0^\circ$ , skript pro výpočet spolu s finální podobou matice uvádím v příloze č. 7.

## 5.4. Lokalizace zdroje signálu

Po výpočtu finálního tvaru matice *steering* vektorů již můžeme přistoupit k samotnému zaměřování. Schéma měřícího pracoviště se shoduje s předchozím zapojením dle obr. 5.3, pouze zaměníme vysílací anténu za jeden či více vysílacích RFID tagů, jak jsem předestřel v úvodu kapitoly.

Opět předkládám jednu z naměřených výstupních charakteristik pro přiblížení vlastností přijímaných signálů, pro lepší přehlednost jsem z průběhu vyřízl pouze jeden kompletní burst.



Obr. 5.5 – Ukázka naměřených průběhů při lokalizaci;  $n = 1$ ,  $\phi = 0^\circ$

Na základě vztahu 4.4 následně vypočítáme příslušnou autokorelační matici vstupních dat, vzhledem k povaze operátoru korelace přitom není v tomto případě potřeba vstupní data nijak upravovat.

Následně již snadno vyjádříme odpovídající prostorová spektra obou konvenčních metod dle rovnic 4.7 resp. 4.10, výpočet inverzní matice k  $\mathbf{R}_{uu}$  v rámci Caponovy metody je samozřejmě při zpracovávání pomocí matematického softwaru rutinou. Příslušný skript implementující zaměřování přikládám v příloze č. 8.

Celkem jsem měření provedl pro 12 různých konfigurací, tvořených vzájemnou kombinací pozice vysílače  $\phi_{TX}$  a natočení anténního systému zaměřovače  $\delta_{RX}$ , v poslední sérii měřím při přítomnosti dvojice zdrojů signálu.

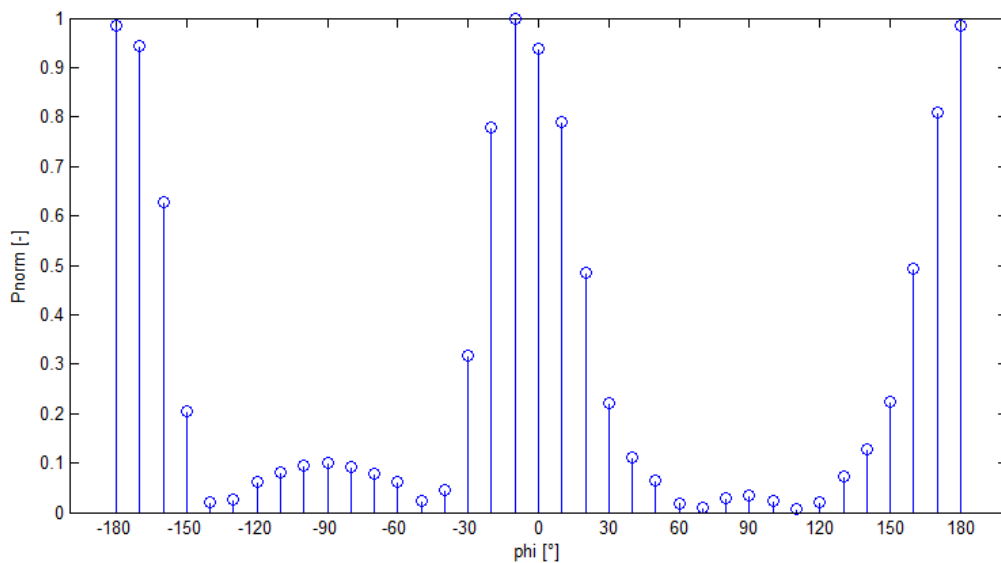
Symetrie vyzařovacího diagramu kolem osy  $x$  pro libovolné napájení anténní řady, kterou dobře prezentuje kapitola 3, v rámci této zaměřovací úlohy zaručí vždy přítomnost dvojice maxim ve výsledném prostorovém spektru. Z jediného měření přitom nedokážeme určit, v jaké ze dvou polorovin se zdroj signálu nachází.

Strukturu souboru naměřených dat shrnuje následující tabulka. Očekávaný výsledek zaměřování značím  $\phi_{max}$ , jenž uvádím spolu s doplňujícím úhlem  $\gamma_{max}$  dle zmíněné symetrie anténní řady.

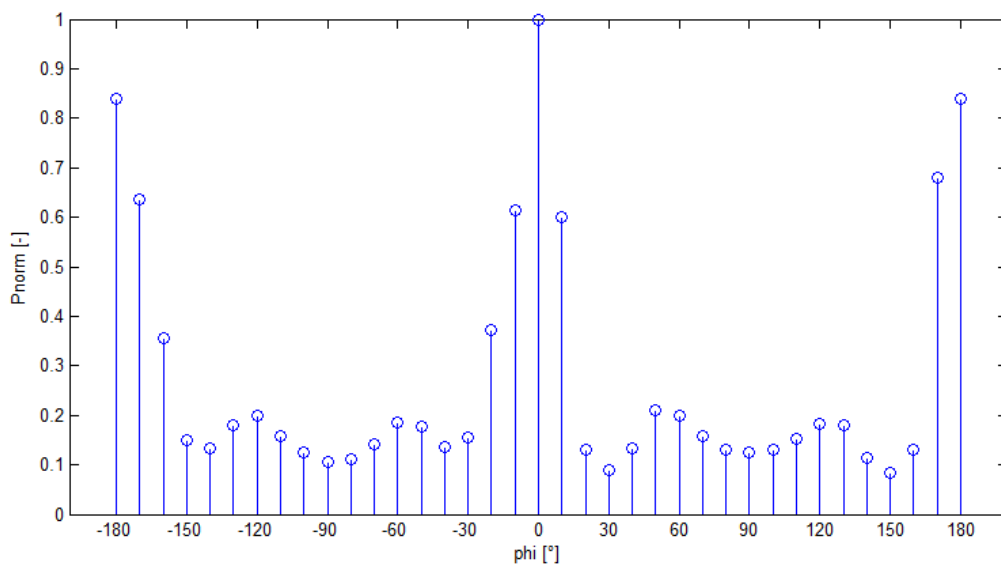
měření	$\phi_{TX}$ [°]	$\delta_{RX}$ [°]	$\phi_{max}$ [°]	$\gamma_{max}$ [°]
1	0	0	0	±180
2	0	30	-30	-150
3	0	-45	45	135
4	10	0	10	170
5	10	30	-20	-160
6	10	-45	55	125
7	30	0	30	150
8	30	30	0	±180
9	30	-45	75	105
10	0	0	0	±180
	30		30	150
11	0	30	-30	-150
	30		0	±180
12	0	-45	45	135
	30		75	105

Tab. 5.2 – Měřené konfigurace zaměřovací úlohy

Vzhledem k rozměrům matice *steering* vektorů, které se odvíjejí od volby kroku při kalibračním měření, jsou i výsledná spektra vyjádřena s krokem 10°. Při jejich prezentaci proto volím diskrétní zobrazení. Všechny výsledné grafy se nachází v příloze č. 9, pro názornost předkládám výsledky prvního měření.



Obr. 5.6a – Lokalizace metodou Delay & Sum; měření 1



Obr. 5.6b – Lokalizace Caponovou metodou; měření 1

Jediný vysílač se podařilo téměř vždy správně lokalizovat jakožto maximum výsledné funkce. Hlavní výjimky tvoří konfigurace 8 a 9, kdy jsou naměřené průběhy značně zašuměné. Tuto skutečnost přitom můžeme odvodit již z podoby autokorelační vstupní matice, kde se některé hodnoty mimo diagonálu výrazně blíží jedničce.



V obou inkriminovaných případech ovšem každá z implementovaných metod dává jiné výsledky. Při realizaci obou technik tedy existuje určitý kontrolní mechanismus, na základě kterého se můžeme rozhodnout, zda jsou výsledky zaměřování směrodatné, či nikoliv.

Při lokalizaci většího počtu vysílačů však obě metody částečně nebo úplně selhávají, správných výsledků dosahuje pouze metoda Delay & Sum v konfiguraci 11. K očekávanému průměrování obou vysílačů na maximum situované uprostřed dochází pouze v jednom případě, v poslední konfiguraci metoda správně lokalizuje jeden z vysílačů.

Caponova metoda pak vykazuje naprosto nevyhovující výsledky, v rámci této úlohy tedy můžeme v praxi pozorovat destruktivnost algoritmu minimální variance při lokalizaci většího počtu vzájemně korelovaných vysílačů. V průřezu všemi měřenými konfiguracemi se však metoda jeví jako spolehlivější, jelikož dochází k výpočtu výraznějších a ostřejších maxim.

Kompletní soubor výsledků zaměřovací úlohy shrnuje následující tabulka.

měření	$\phi_{max}$ [°]	$\gamma_{max}$ [°]	$\phi_{max}$ [°]	$\gamma_{max}$ [°]
	D & S	D & S		
1	-10	-170	0	±180
2	-30	-150	-150	-30
3	140	40	130	50
4	10	170	10	170
5	-20	-160	-20	-160
6	140	40	130	50
7	150	30	150	30
8	-20	-160	130	50
9	-20	-160	60	120
10	-10	-170	40	140
	150	30	-110	-70
11	-20	-160	50	130
	140	40	-120	-60
12	140	40	-110	-70
	-80	-100	40	140

Tab. 5.3 – Výsledky zaměřovací úlohy při původním rozlišení

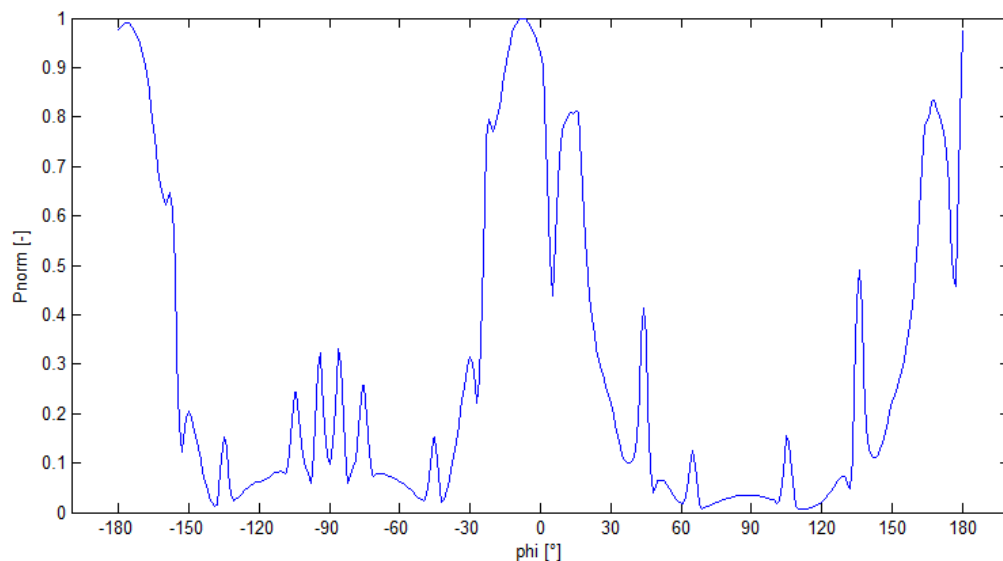
## 5.5. Zlepšení rozlišení navrženého systému

V závěrečné fázi této praktické části se navržený radiový zaměřovač pokusím zdokonalit zjemněním výstupní charakteristiky na jednotky stupňů, tedy navýšením dosahovaného rozlišení systému.

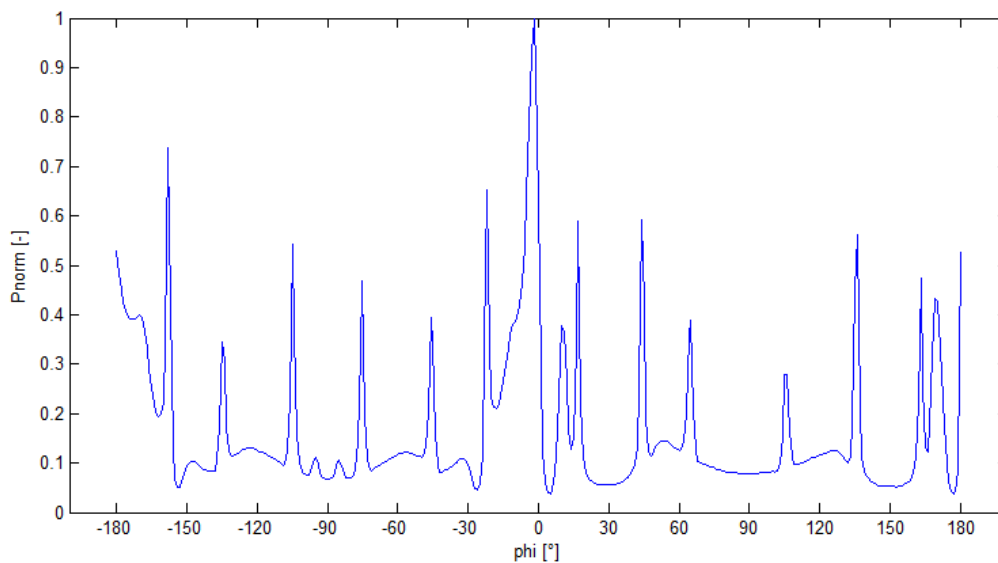
Přirozenou volbou se jeví vhodně upravit vstupní matici *steering* vektorů, konkrétně stávající hodnoty opět proložit pomocí výše používaného nástroje „*cftool*“. Opět jsem vyzkoušel všechny smysluplné kombinace typů proložení, amplitudu a fázi totiž vzhledem k rozdílnému charakteru musíme prokládat jiným způsobem.

Zvolený přístup však bohužel výslednou charakteristiku výrazně zašumí a objevuje se tak velké množství parazitních maxim, jak demonstrují charakteristiky 5.7. Vznikem těchto maxim pak zaměřování v některých případech selhává.

V první polovině realizovaných měření, přesněji především pro konfigurace 4 a 5, ovšem dostáváme velice dobré výsledky, na základě kterých jsem zvolil metody proložení. Jako nejhodnější kombinace se přitom jeví interpolace kubickou křivkou pro amplitudové koeficienty a tzv. *shape-preserving* („*pchip*“) interpolace pro parametry fázové. Upravený skript a všechny výstupní charakteristiky obsahují přílohy č. 10, 11.



Obr. 5.7a – Lokalizace metodou Delay & Sum při proložení vstupní matice; měření 1



Obr. 5.7b – Lokalizace Caponovou metodou při proložení vstupní matice; měření 3

Výsledky při zvýšeném rozlišení zaměřovače proložení vstupní kalibrační matice shrnuje tabulka 5.4. U konfigurací s větším počtem vysílačů vypisují pouze první maximum dle standardní metody, jelikož vzhledem k přítomnému šumu není možné rozumně odečíst větší počet maxim.

měření	$\phi_{max}$ [°]	$\gamma_{max}$ [°]	$\phi_{max}$ [°]	$\gamma_{max}$ [°]
	D & S	D & S		
1	-7	-173	-2	-178
2	-27	-153	-152	-28
3	142	38	131	49
4	10	170	10	170
5	-21	-159	-20	-160
6	-72	-108	49	131
7	4	176	149	31
8	166	14	-116	-64
9	166	14	60	120
10	178	2	43	137
11	15	165	-117	-63
12	15	165	-109	-71

Tab. 5.4 – Výsledky zaměřovací úlohy při rozlišení 1°

Existuje ovšem ještě způsob, jak rozlišení původního systému pomocí jednoduchého algoritmu zlepšit na dvojnásobek.

Využijeme přitom výše zmiňované symetrie charakteristické funkce přijímací anténní řady. Zpracováním hodnot obou maxim, nikoliv pouze výraznějšího z nich, můžeme pozici vysílače stanovit s přesností 5° prostým průměrováním. Potřebujeme pouze provést správný přepočítání hodnot vzhledem k ose symetrie dle následujícího předpisu.

$$\phi_{max} = \frac{\phi_{max1} + (180 - \phi_{max2})}{2} \quad | \quad \phi_{max1} > 0$$

$$\phi_{max} = \frac{\phi_{max1} - (180 + \phi_{max2})}{2} \quad | \quad \phi_{max1} \leq 0$$
(5.5)

Druhé maximum přitom vždy hledáme pouze ve stejném tedy kladném či záporném intervalu, ve kterém se nachází hlavní maximum. Omezíme tím vliv případných parazitních maxim.

Výsledky lokalizace na základě zpřesnění definovanou technikou shrnuje následující tabulka, vzhledem k povaze algoritmu jsem výpočet prováděl pouze pro měření s jediným vysílačem. Výstupní data se téměř shodují s původními hodnotami dle prostého hledání maxima, bohužel nedošlo k dopočítání přesnější pozice vysílače při natočení -45°, kdy by se rozlišení 5° mělo projevit.

měření	$\phi_{max}$ [°] D & S	$\gamma_{max}$ [°] D & S	$\phi_{max}$ [°] Capon	$\gamma_{max}$ [°] Capon
1	-5	-175	0	±180
2	-30	-150	-145	-35
3	140	40	130	50
4	10	170	10	170
5	-20	-160	-20	-160
6	140	40	130	50
7	150	30	150	30
8	-15	-165	130	50
9	-20	-160	60	120

Tab. 5.5 – Výsledky zaměřovací úlohy při rozlišení 5°

## 5.6. Shrnutí

Úlohu se podařilo řešit úspěšně při zaměřování jediného zdroje signálu, kdy výchozí metoda i obou prezentované modifikace dávají vesměs velice dobré výsledky. Výjimku tvoří měření 8 a 9, kdy byla vstupní data výrazně ovlivněna šumem.

Caponova metoda minimální variance se oproti technice Delay & Sum vyznačuje výraznějšími a ostřejšími maximy a v průřezu dosahuje o něco přesnějších výsledků, při úspěšné lokalizaci ovšem nepozorujeme výraznější rozdíly mezi výstupy obou metod. Z jejich porovnání naopak můžeme těžit v případech, kdy zaměřování selhává, téměř vždy totiž každá vykazuje jiné výstupní hodnoty.

Zaměřovače ovšem nedosahují požadovaných vlastností při lokalizaci dvojice vysílačů. V takovém případě se navíc zlepšení rozlišení systému pomocí proložení kalibrační matice jeví jako silně destruktivní. Druhou navrženou metodu v tomto případě z principu nelze rozumným způsobem implementovat.

Přirozeným řešením by bylo naměřit kalibrační matici  $\mathbf{a}(\phi)$  přímo s krokem  $1^\circ$ . V takovém případě bychom se však potýkali s velkým množstvím dat, implikujícím vysokou výpočetní náročnost celé úlohy. Vzhledem k počtu měřených průběhů a velikosti každého z nich – ukládal jsem výše zmiňovaných 200001 dvojic hodnot – byl již v našem případě celkový objem naměřených dat značný. Soubor veškerých výsledků, uložených jako text v ASCII formátu, bez komprimace zaujímal více než 1,2 GB, data z kalibrace přitom tvořila více než polovinu.

## 6. Závěr

V první části práce jsem provedl komplexní rozbor vyzařování čtyř-prvkové lineární anténní soustavy při změně všech stěžejních parametrů, které mají na výslednou směrovou charakteristiku vliv.

Uvedené souvislosti jsem se následně pokusil prezentovat měřením, hlavní těžiště této části práce spočívalo v kalibraci daného anténního přípravku. Jeden z použitých kvadraturních modulátorů, které používám pro snadnou implementaci definovaných metod napájení soustavy, je však částečně nefunkční, což plánovanou kalibraci zkomplikovalo. Návrh kalibračních koeficientů pak v důsledku kombinace faktorů podrobněji popsanych v příslušné kapitole neproběhl podle představ.

V této souvislosti jsem proto měření opakoval, tentokrát pouze s částečnou kalibrací, přesněji se zahrnutím stanovených amplitudových koeficientů, nikoliv však koeficientů fázových. Celkově vzato však bohužel tato praktická část práce plně neobjasňuje principy kalibrace, vzhledem ke zmíněnému vadnému modulátoru totiž nebylo možné realizovat větší počet různých metod výpočtu výstupních koeficientů.

Stěžejní praktická část, jež spadá do oblasti radiového zaměrování, již však proběhla bez problémů. Provedl jsem kalibrační měření, na základě kterého jsem následně realizoval dvojici konvenčních zaměřovacích metod. Výsledky obou zaměřovačů při výchozím rozlišení stanoveným krokem zmíněné kalibrace jsou přitom vyhovující. Problém nastává při přítomnosti více vysílačů, jelikož jsou signály použitých tagů silně korelované.

Dále jsem se pokusil výsledné charakteristiky zjemnit a zvýšit tak rozlišení obou systémů, v takovém případě ovšem často dochází k zásadním chybám. Vzhledem k jednoduchosti implementace obou zaměřovačů jsou ovšem dosažené výsledky uspokojivé. Podrobnější rozbor výstupních dat obou praktických částí se pak nachází na konci příslušných kapitol.

Důkladnější analýzu zvolené problematiky by pak bylo možné provést při přesnějším kalibračním měření, např. s krokem o velikosti  $1^\circ$ . Takový zaměřovací systém by měl být odolnější vůči parazitním maximům výsledných funkcí, zároveň by umožňoval realizovat i náročnější zaměřovací metody, jež byly letmo nastíněny v teoretické části věnované této

problematicke. Největší překážkou při uvedené jemnější kalibraci přípravku pak zřejmě bude velký objem dat, který implikuje vysokou výpočetní náročnost jejich následného zpracování.

Z obecného pohledu pak lepších výstupních parametrů konvenčních radiových zaměřovačů dosáhneme především navýšením počtu prvků anténní soustavy. Na druhou stranu tím ovšem dále navýšíme již tak značný objem zpracovávaných dat.

## 7. Zdroje

[1] – MAILLOUX, R. J., *Phased Array Antenna Handbook*. [s.l.] : Artech House Publishing, 2005.

[2] – LIBERTI, J. C., *Smart Antennas for Wireless Communication*. [s.l.] : Prentice Hall, 2001.

[3] – ORFANIDIS, S. J., *Electromagnetic Waves and Antennas* [online]. [s.l.] : [s.n.], 2002, 2013-08-25 [cit. 2014-05-12]. Dostupné z WWW: <[www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa](http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa)>

[4] – VOKURKA, Jaroslav, *Antény*. [s.l.] : Vydavatelství ČVUT, 1980.



## 8. Přílohy

### Seznam příloh:

1. Skript pro simulaci vyzařování čtyř-prvkové řady
2. Katalogový list antény DRH10
3. Naměřené parametry kvadraturních modulátorů
4. Naměřené parametry patchových antén
5. Upravený skript pro simulaci vyzařování
6. Naměřené směrové charakteristiky anténní řady při kalibraci
7. Výpočet a finální podoba matice *array manifold*
8. Skript pro výpočet zaměřovací úlohy
9. Výstupní grafy zaměřovací úlohy při původním rozlišení
10. Úprava skriptu pro výpočet zaměřovací úlohy s rozlišením  $1^\circ$
11. Výstupní grafy zaměřovací úlohy při rozlišení  $1^\circ$

## Příloha 1 - Skript pro simulaci vyzařování čtyř-prvkové řady

```
clear all; close all; clc;

% definice amplitudoveho oblozeni prvku rady
modul_uni = [1 1 1 1]'; % uniformni
modul_bin = [(1/3) 1 1 (1/3)]'; % binomicke
modul_opt = [(1/sqrt(3)) 1 1 (1/sqrt(3))]' ; % optimalni
modul_krj = [1 0 0 1]'; % okrajove

% definice podoby koeficientu modulatoru vyhledem k fazi napajeni
faze_0 = [1 0 0 0];
faze_90 = [0 0 1 0];
faze_180 = [0 1 0 0];
faze_270 = [0 0 0 1];
faze_45 = [(1/sqrt(2)) 0 (1/sqrt(2)) 0];
faze_135 = [0 (1/sqrt(2)) (1/sqrt(2)) 0];

% definice fazoveho rozlozeni pro jednotny posuv mezi sousednimi prvky
posuv_uni = [faze_0; faze_0; faze_0; faze_0]; % zadny posuv
posuv_45 = [faze_0; faze_45; faze_90; faze_135]; % posuv 45°
posuv_90 = [faze_0; faze_90; faze_180; faze_270]; % posuv 90°
posuv_180 = [faze_0; faze_180; faze_0; faze_180]; % posuv 180°

% vypocet koeficientu

% Ctvrtice koeficientu kazdeho z modulatoru je umistena v jednom radku
% vysledne matice 4x4. Koeficienty pro jednotlivé anteny prvky jsou
% serazeny v radcich pod sebou.

mm = modul_uni; % volba amplitudoveho oblozeni napajeni
ff = posuv_uni; % volba fazoveho rozlozeni napajeni

koef = (mm*ones(1,4)).*ff; % koeficienty idealni
koeficienty = round(4095*koef) % kvantizace a vypis koeficientu

% konstrukce fazoru napajeni z koeficientu
a = zeros(1,4);
for i=1:4
    a(1,i) = (koeficienty(i,1)-koeficienty(i,2))/4095 +
    1i*(koeficienty(i,3)-koeficienty(i,4))/4095;
end

% nastaveni a vypis vzdalenosti prvku rady
dl = 0.25
% dl = 0.5
d = [(-1.5*dl) (-0.5*dl) (0.5*dl) (1.5*dl)];

% vytvoreni os

Nthe = 180;
Nphi = 360;

the = linspace(0,pi,Nthe);
phi = linspace(0,2*pi,Nphi);
```

```

% vypocet AF
AF = zeros(Nthe,Nphi);
for ithe=1:Nthe

    for iphi=1:Nphi

        xthe = the(ithe);
        xphi = phi(iphi);

        AF(ithe,iphi) = sum(a.*exp(1j*2*pi*d*sin(xthe)*cos(xphi)));

    end
end

% nastaveni vyzarovani elementu rady
F = ones(Nthe,Nphi); % izotropicky zaric
% F = zeros(Nthe,Nphi); % smerovy zaric
%
% for ithe=1:Nthe
%
%     for iphi=1:Nphi/2
%
%         xthe = the(ithe);
%         xphi = phi(iphi);
%
%         F(ithe,iphi) = sin(xthe)*sin(xphi);
%
%     end
% end

% celkova vyzarovaci charakteristika
Fcelk = AF.*F;

% smerovost
U = abs(Fcelk).^2;

dthe = (the(1,end)-the(1,1))/Nthe;
dphi = (phi(1,end)-phi(1,1))/Nphi;

P = sum(sum(U.*sin(the'*ones(1,Nphi))))*dthe*dphi;
D = 4*pi*U/P;
Dmax_abs = max(max(D)) % vypis maximum D absolutni
Dmax_dB = 10*log10(Dmax_abs) % vypis maximum D v dB
Dnorm = D/Dmax_abs; % normovani hodnot
Ddb = 10*log10(Dnorm); % vysledna normovana vyzarovaci charakteristika v dB

% zobrazeni

theta = 90; % rez rovinou xy
limit = (-20); % volba limitu Dmin

Ddb(Ddb < limit) = limit;
show = Ddb(theta,:);

figure(1)

h = mmpolar(phi,show,'TZeroDirection','East');
set(h,'linewidth',1.5,'color','b')

```

## Příloha 2 - Katalogový list antény DRH10

Katalogový list je volně dostupný na internetových stránkách výrobce na adrese:

- <http://www.rfspin.cz/en/antennas/drh10.php>

Vybrané charakteristiky:

### ELECTRICAL SPECIFICATIONS

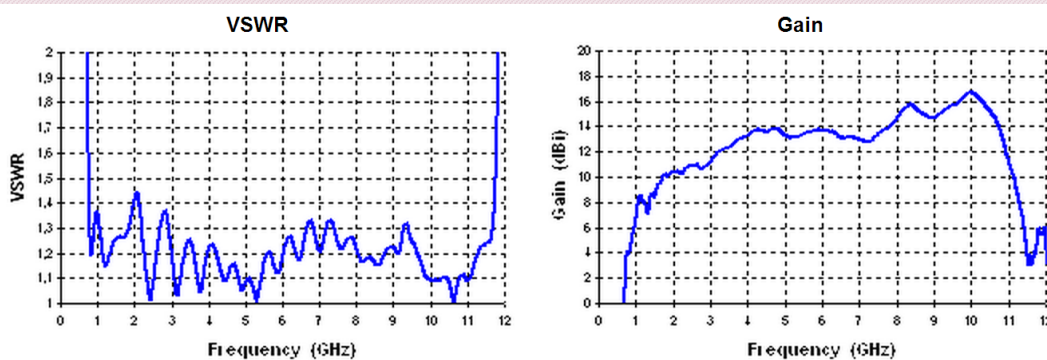
Frequency range:	740 MHz – 10.5 GHz
VSWR (MAX):	< 1.8:1
Impedance:	50 $\Omega$ (Ohm)
Connector:	N female
Power (CW / Peak):	100 W / 200 W

### PHYSICAL SPECIFICATIONS

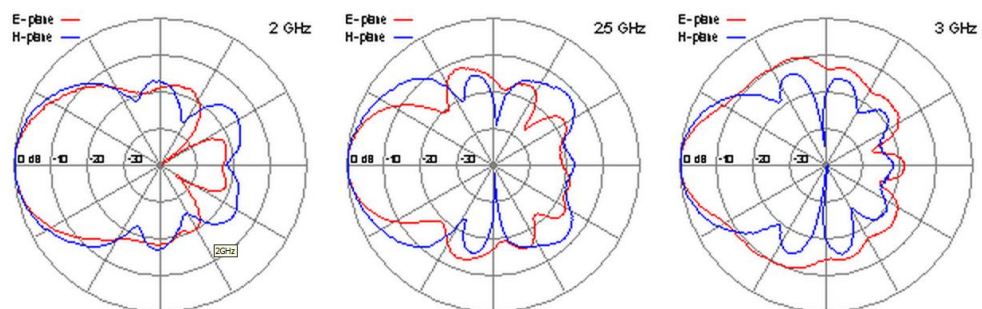
Width:	204 mm (8.03 in)
Depth:	242 mm (9.53 in)
Height:	148 mm (5.83 in)
Weight:	1.24 kg (2.73 lb)



### TYPICAL PARAMETERS



### RADIATION PATTERNS



### Příloha 3 - Naměřené parametry kvadraturních modulátorů

```
modul_nuly = -84.1; faze_nuly = -137;

% radky odpovidaji amplitude napajeni v poradí:
% modul = 1000 , 750 , 500 , 250

% sloupce odpovidaji fazi napajeni v poradí:
% faze = 0° , 90° , 180° , 270°

modul_A1 = (-1)*[
    57.3 59.3 59.2 57.9;
    59.4 61.4 61.4 60.2;
    62.7 64.6 64.9 63.8;
    68.1 70.2 71.5 69.8;
];

faze_A1 = [
    -130 -45 41 134;
    -133 -50 39 133;
    -135 -54 38 136;
    -135 -63 36 143;
];

modul_A2 = (-1)*[
    57.7 59.7 59.6 58.2;
    59.8 61.8 61.9 60.6;
    63.1 64.9 65.5 64.1;
    68.5 70.5 72.1 70.0;
];

faze_A2 = [
    -124 -39 48 139;
    -127 -44 46 139;
    -129 -49 45 142;
    -130 -58 44 150;
];

modul_A3 = (-1)*[
    57.3 59.1 59.2 57.6;
    59.3 61.2 61.4 59.9;
    62.7 64.5 64.9 63.3;
    68.2 70.2 71.5 69.2;
];

faze_A3 = [
    -120 -35 52 143;
    -123 -39 50 144;
    -124 -43 50 147;
    -125 -52 49 154;
];
```

```

modul_A4 = (-1)*[
    57.4 59.1 84.1 57.8;
    57.5 61.3 68.2 60.0;
    57.8 64.5 63.4 63.5;
    58.3 70.3 60.8 69.3;
];

faze_A4 = [
    -124 -38 -136 140;
    -122 -43 -107 140;
    -120 -47 -108 141;
    -117 -56 -111 149;
];

%% kontrola linearity

linearita_A1 = sum(diff([
    modul_A1(1,:);
    modul_A1(2,:);
    modul_A1(3,:);
    modul_A1(4,:);
]))

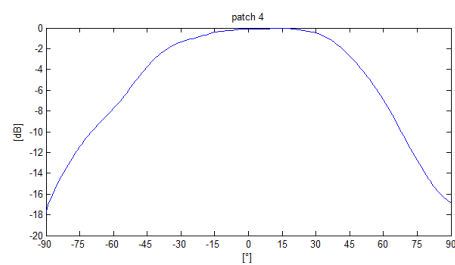
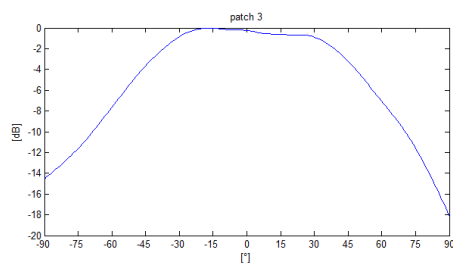
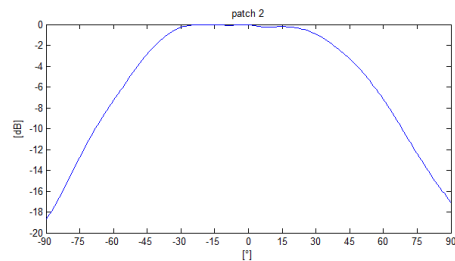
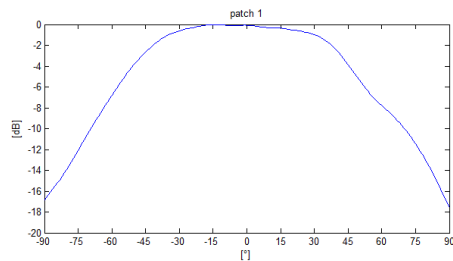
%% kontrola namerenych fazi

soucet_A1 = sum(abs(faze_A1),2)

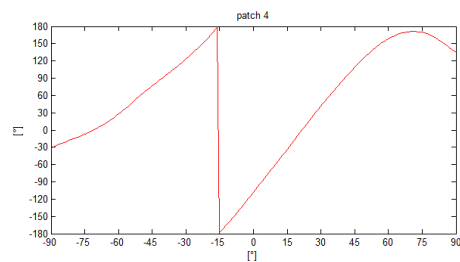
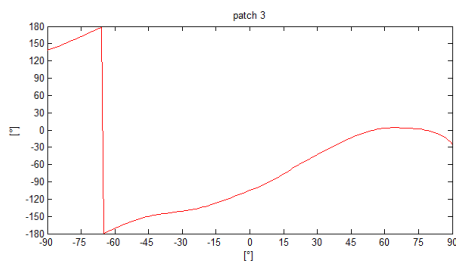
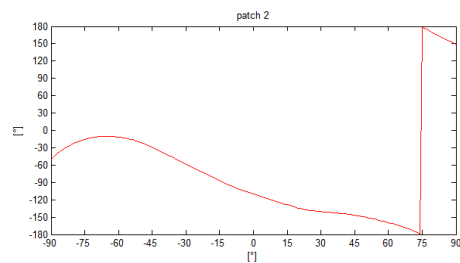
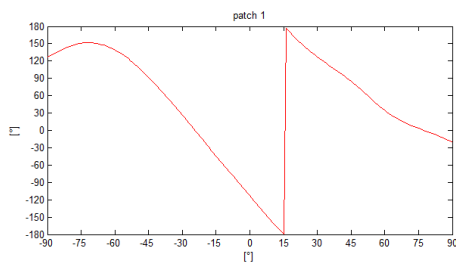
```

## Příloha 4 - Naměřené parametry patchových antén

### Závislost amplitudy



### Závislost fáze:



## Příloha 5 - Upravený skript pro simulaci vyzařování

```
% smerova charakteristika v absolutni hodnote

nactil = load('patch1.txt');
ampl1 = flipud(nactil(:,3));
fazel = flipud(nactil(:,4));
F1 = (10.^(ampl1/20))';

% vypocet Fcelk

Fcelk = zeros(Nthe,Nphi);
for ithe=1:Nthe
    for iphi=1:Nphi/2

        xthe = the(ithe);
        xphi = phi(iphi);

        vektor = [F1(1,iphi+1) F2(1,iphi+1) F3(1,iphi+1) F4(1,iphi+1)];

        Fcelk(ithe,iphi) =
sum((a.*exp(1j*2*pi*d*sin(xthe)*cos(xphi))).*vektor);

    end

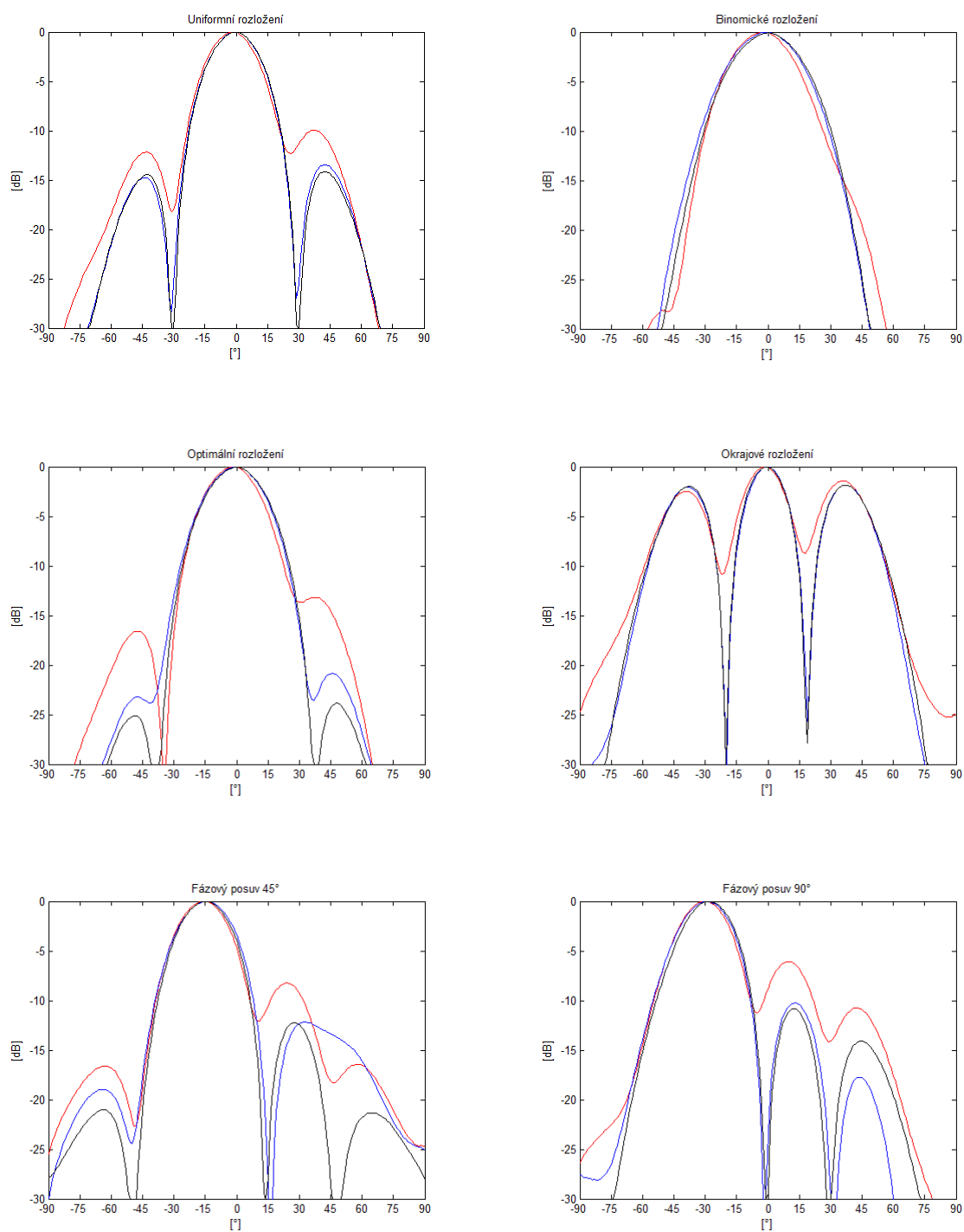
    Fcelk(ithe,360) = sum((a.*exp(1j*2*pi*d*sin(xthe)*cos(xphi))).*[F1(1,1)
F2(1,1) F3(1,1) F4(1,1)]);

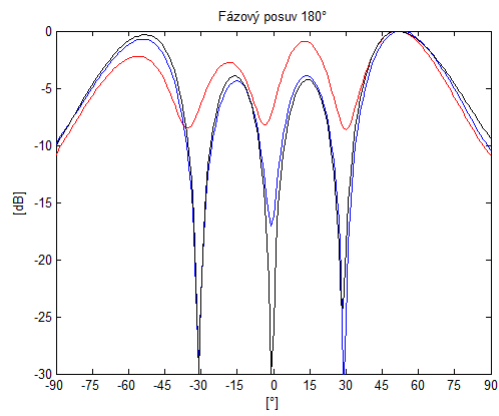
end
```



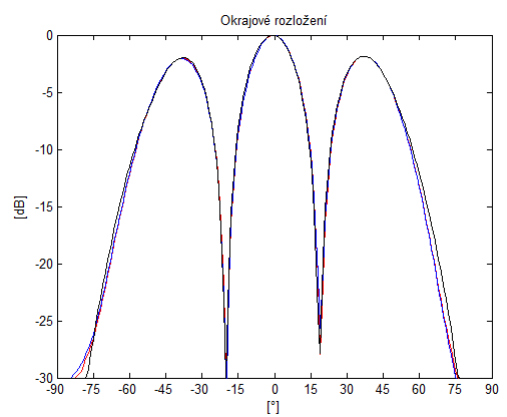
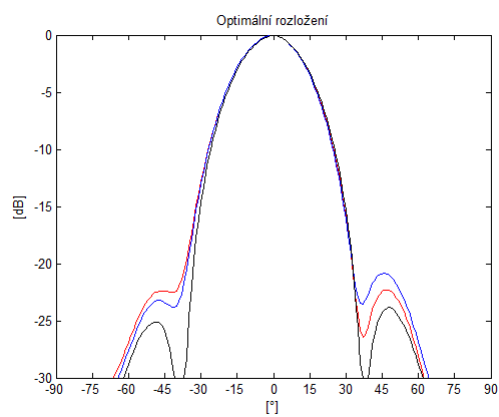
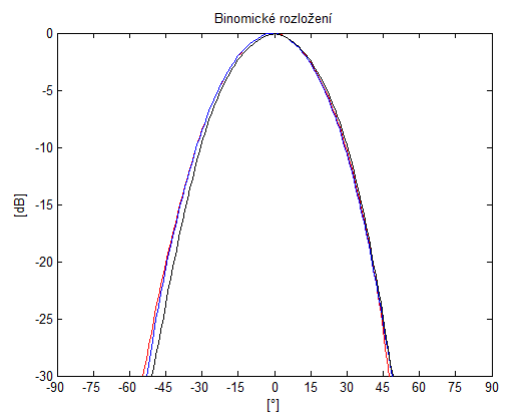
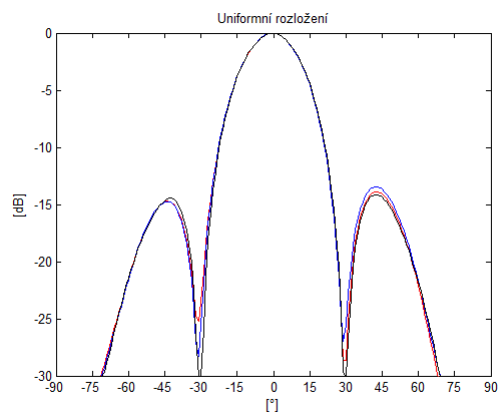
## Příloha 6 - Naměřené směrové charakteristiky anténní řady při kalibraci

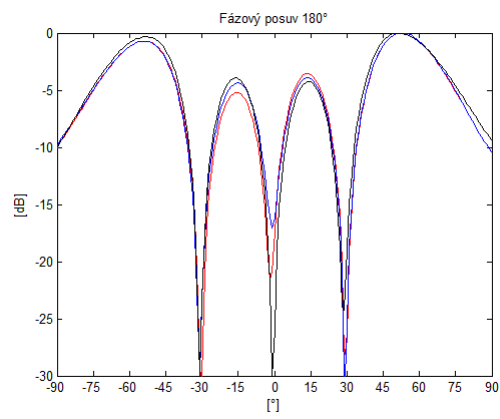
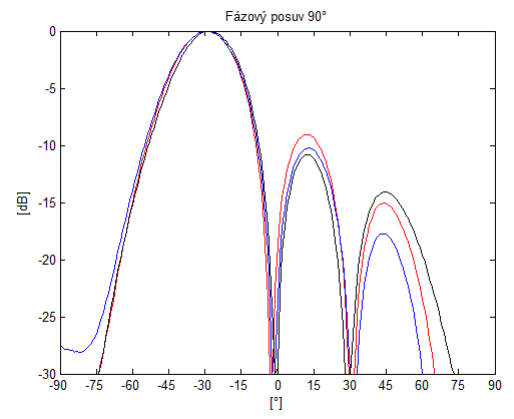
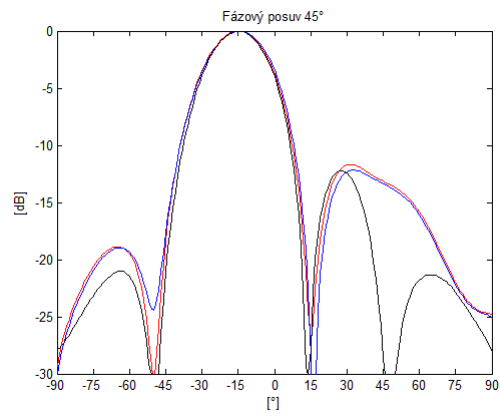
Měření s plnou kalibrací, značení koresponduje s grafem 3.16.





Měření s částečnou kalibrací, značení koresponduje s grafem 3.17.





## Příloha 7 - Výpočet a finální podoba matice *array manifold*

```
%% nacteni namerenych prubehu
nacti = load('C1Trace000001.txt');
prubeh(:,1) = nacti(2:200002,2);
osa = nacti(2:200002,1);

%% odedteni stredni hodnoty a vypocteni koeficientu
posuv = zeros(1,10);
koeficienty = zeros(3,10);

for i=1:10

    posuv(1,i) = mean(prubeh(:,i));
    prubeh(:,i) = prubeh(:,i)-posuv(1,i);

    [krivka,gof(i),output(i)] = fit(osa, prubeh(:,i), 'sin1');
    koeficienty(:,i) = coeffvalues(krivka)';

end

% do teto matice nactu osu a vsechny vypoctene koeficienty
komplet = zeros(37,9);

%% normovani jednotlivych kanalu a vztazeni ke zvolene referenci

for i=1:4
    komplet(:,2*i) = komplet(:,2*i)/max(komplet(:,2*i));
end

norm(:,2) = komplet(:,2)/komplet(19,2);
norm(:,3) = komplet(:,3)-komplet(19,3);
norm(:,4) = komplet(:,4)/komplet(19,2);
norm(:,5) = komplet(:,5)-komplet(19,3);
norm(:,6) = komplet(:,6)/komplet(19,2);
norm(:,7) = komplet(:,7)-komplet(19,3);
norm(:,8) = komplet(:,8)/komplet(19,2);
norm(:,9) = komplet(:,9)-komplet(19,3);

%% vysledna matice array manifold a jeji hermitovsky transponovana podoba

fold = zeros(37,4);

for i=1:37
    for j=1:4
        fold(i,j) = norm(i,2*j)*exp(-1i*norm(i,2*j+1));
    end
end

fold_hermit = fold';
```

## Finální podoba matice:

```
fold = [  
  1.0882 + 0.0878i    1.0078 + 0.5214i    0.8044 - 0.8024i    0.7390 - 0.7221i  
  0.9664 - 0.0280i    0.7099 + 0.7310i    1.0959 + 0.3944i    0.6302 + 0.9397i  
  0.8264 - 0.1567i    0.2623 + 0.8911i    0.1061 + 1.0582i   -1.0527 + 0.5286i  
  0.8862 - 0.1069i   -0.3809 + 0.7101i   -0.7456 + 0.3325i   -0.1958 - 0.9882i  
  0.8894 - 0.0942i   -0.5768 + 0.3716i   -0.5186 - 0.2721i    0.8082 - 0.1330i  
  0.6695 - 0.2771i   -0.5769 + 0.2129i   -0.2066 - 0.4348i    0.3749 + 0.7016i  
  0.3972 - 0.4698i   -0.5649 + 0.1979i    0.0815 - 0.4976i   -0.3340 + 0.7754i  
  0.5648 - 0.3627i   -0.5498 - 0.1920i    0.5945 - 0.1719i   -0.8659 - 0.1984i  
  0.7180 - 0.2389i   -0.4496 - 0.3856i    0.6666 + 0.2771i   -0.4210 - 0.8394i  
  0.7405 - 0.2261i   -0.4653 - 0.4072i    0.6663 + 0.3908i   -0.2572 - 0.9848i  
  0.6912 - 0.2582i   -0.5162 - 0.3714i    0.6719 + 0.2547i   -0.5163 - 0.8831i  
  0.5690 - 0.3565i   -0.6026 - 0.1195i    0.5941 - 0.1815i   -0.9472 - 0.1693i  
  0.5628 - 0.3590i   -0.5686 + 0.0688i    0.2516 - 0.4849i   -0.5367 + 0.6716i  
  0.6340 - 0.3087i   -0.5503 + 0.2244i   -0.2299 - 0.4935i    0.4922 + 0.5839i  
  0.7381 - 0.2241i   -0.5317 + 0.5173i   -0.6571 - 0.0974i    0.6679 - 0.5483i  
  0.8652 - 0.1163i   -0.2741 + 0.8959i   -0.6528 + 0.6457i   -0.6152 - 0.8846i  
  1.0037 - 0.0012i    0.2049 + 1.0144i    0.1275 + 1.1335i   -1.0374 + 0.5802i  
  1.0035 - 0.0042i    0.6850 + 0.8217i    1.1153 + 0.4111i    0.7135 + 0.9143i  
  1.0000                1.0651 + 0.3376i    0.5706 - 0.9477i    0.5289 - 0.9686i  
  1.1723 + 0.1580i    1.1549 - 0.1570i   -0.6871 - 0.7630i   -0.9822 - 0.2760i  
  1.1775 + 0.1622i    0.8598 - 0.5992i   -0.9244 + 0.2412i   -0.0981 + 0.9649i  
  0.9641 - 0.0262i    0.2248 - 0.8157i   -0.1724 + 0.8425i    1.0241 - 0.0742i  
  0.6919 - 0.2550i   -0.4370 - 0.4588i    0.6347 + 0.1881i   -0.4606 - 0.8348i  
  0.6520 - 0.2904i   -0.5733 - 0.0459i    0.3281 - 0.4454i   -0.6372 + 0.4326i  
  0.6883 - 0.2596i   -0.6076 + 0.2028i   -0.1655 - 0.4749i    0.2971 + 0.6140i  
  0.7759 - 0.1873i   -0.6192 + 0.3732i   -0.4458 - 0.2684i    0.7449 + 0.1031i  
  0.8605 - 0.1221i   -0.6487 + 0.4943i   -0.5727 - 0.0631i    0.7867 - 0.2954i  
  0.9101 - 0.0837i   -0.6782 + 0.4994i   -0.6044 - 0.0339i    0.7615 - 0.3664i  
  0.9100 - 0.0750i   -0.6729 + 0.4259i   -0.5501 - 0.1665i    0.7900 - 0.1892i  
  0.8597 - 0.1224i   -0.6286 + 0.3217i   -0.3793 - 0.3647i    0.6886 + 0.2366i  
  0.7616 - 0.1977i   -0.6157 + 0.1546i   -0.0421 - 0.5265i    0.1887 + 0.6928i  
  0.7132 - 0.2448i   -0.6031 - 0.1263i    0.4471 - 0.3964i   -0.7415 + 0.3725i  
  0.8244 - 0.1575i   -0.3522 - 0.5738i    0.6556 + 0.3843i   -0.2848 - 0.9138i  
  1.0097 + 0.0083i    0.2026 - 0.8342i   -0.1917 + 0.9106i    1.0151 - 0.0631i  
  1.1196 + 0.0948i    0.8460 - 0.6756i   -0.9962 + 0.2221i   -0.1511 + 0.9913i  
  1.1294 + 0.1283i    1.1879 - 0.0439i   -0.5181 - 0.9155i   -0.8950 - 0.4403i  
  1.0882 + 0.0878i    1.0078 + 0.5214i    0.8044 - 0.8024i    0.7390 - 0.7221i  
];
```

## Příloha 8 - Skript pro výpočet zaměřovací úlohy

```
%% nacteni hodnot a vypocet vstupni autokorelacni matice

nacti = load('C1Tagstred0o00000.txt');
prubeh(:,1) = nacti(:,2);
osa = nacti(:,1);
nacti = load('C2Tagstred0o00000.txt');
prubeh(:,2) = nacti(:,2);
nacti = load('C3Tagstred0o00000.txt');
prubeh(:,3) = nacti(:,2);
nacti = load('C4Tagstred0o00000.txt');
prubeh(:,4) = nacti(:,2);

R_stred_0 = zeros(4,4);

for i=1:4
    for j=1:4
        R_stred_0(i,j) = corr(prubeh(:,i),prubeh(:,j));
    end
end

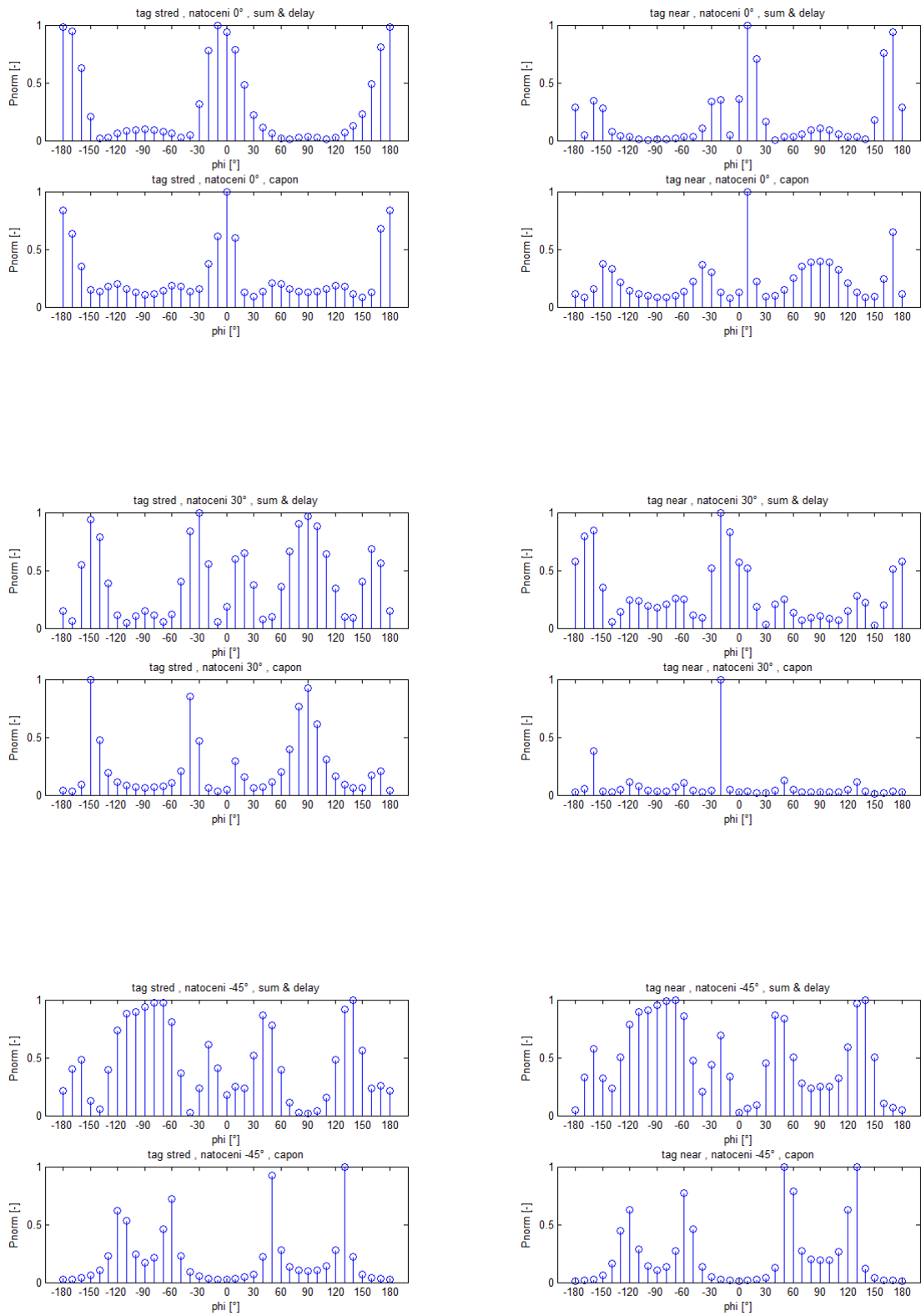
%% vypocet prostorového spektra

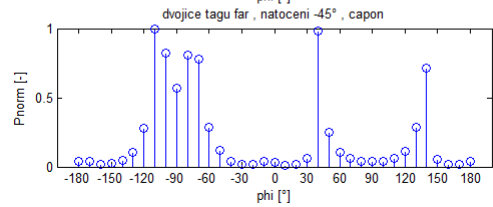
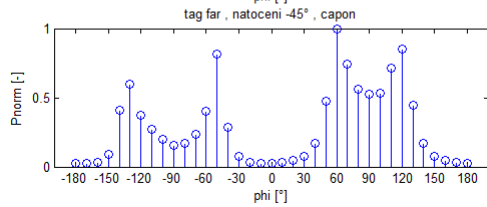
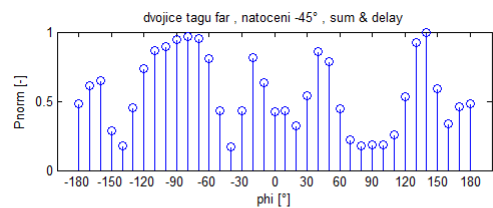
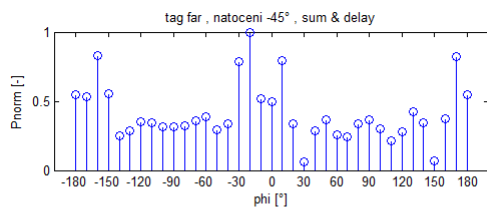
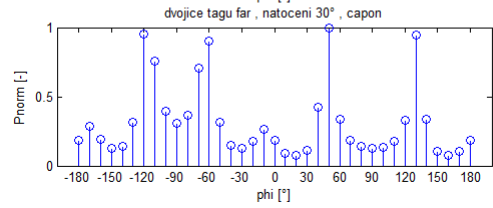
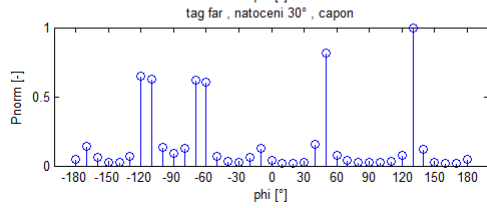
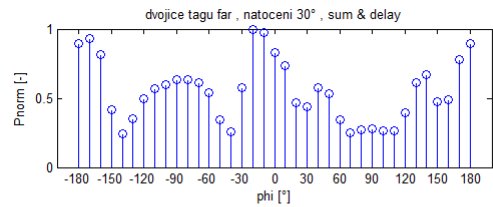
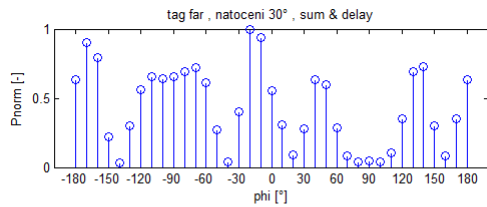
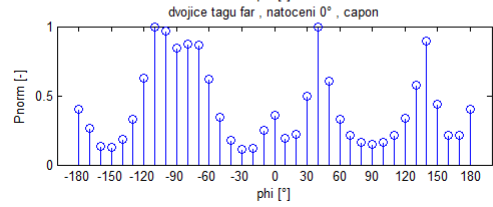
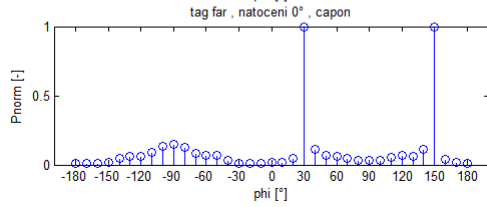
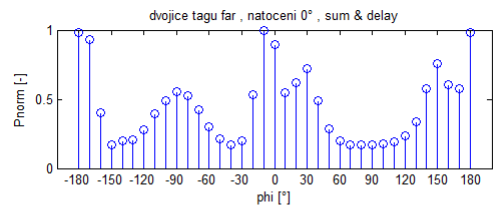
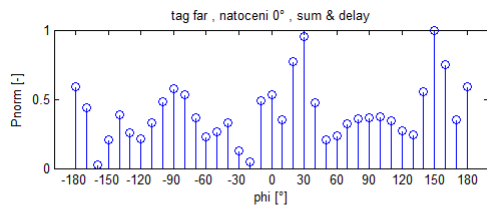
for i=1:37

    s_delaysum_0(1,i) = fold(i,:)*R_stred_0*fold_hermit(:,i);
    s_capon_0(1,i) = 1/(fold(i,:)/R_stred_0*fold_hermit(:,i));

end
```

## Příloha 9 - Výstupní grafy zaměřovací úlohy při původním rozlišení







## Příloha 10 - Úprava skriptu pro výpočet zaměřovací úlohy s rozlišením 1°

```
%% proloženi hodnot vystupni kalibracni matice

osa1 = -180:10:180;
osa2 = -180:1:180;

proloženo = zeros(361,9);
proloženo(:,1) = osa2';

for i=1:4
    krivka = fit(osa1', komplet(:,2*i), 'cubicinterp');
    proloženo(:,2*i) = feval(krivka, osa2);
end

for i=1:4
    krivka = fit(osa1', komplet(:,2*i+1), 'pchipinterp');
    proloženo(:,2*i+1) = feval(krivka, osa2);
end
```

## Příloha 11 - Výstupní grafy zaměřovací úlohy při rozlišení 1°

