

4

Mobilné antény

4.1 Požiadavky na antény [1]

4.1.1 Mechanické charakteristiky

4.1.1.1 Kompaktnosť a malá hmotnosť

Je samozrejmé že mobilné antény musia byť kompaktné a ľahké. Avšak kompaktná anténa má dve závažné nevýhody, ako nízky zisk a široký vyžarovací diagram. Zisk je úzko spojený s šírkou zväzku. Anténa s nízkym ziskom by mohla mať väčšiu šírku zväzku. Zisk antény je teoreticky určený jej fyzickými rozmermi. Zmenšenie rozmerov antény znamená zmenšenie jej zisku. Kvôli nízkemu zisku a obmedzenému dodávanému výkonu je pre mobilné antény veľmi obtiažne dosiahnuť dostatočnú prijímaciu schopnosť (G/T) a vysielačový výkon (EIRP). Tieto nevýhody mobilných terminálov je možné kompenzovať satelitmi ktoré majú veľkú anténu a vysoko výkonný zosilňovač s dostatočným výkonom. Výkonný satelit s vysokým EIRP a G/T by umožnil výrobu mobilných terminálov vrátane kompaktných a ľahkých antén.

Druhou nevýhodou je to že anténa so širokým zväzkom pravdepodobne vysiela neželané signály a prijíma ich z rôznych smerov. Tie potom spôsobujú interferenciu ktorá pochádza z nej samej, alebo z iných systémov. Široký lúč je tiež zodpovedný za niekoľko „fading“ efektov ako napríklad odraz z povrchu mora v námorných satelitných komunikáciách, alebo viaccestný „fading“ v pozemných mobilných satelitných komunikáciách. Od kompaktného anténneho systému sa požaduje aby zabránil „fadingu“ a interferencii.

4.1.1.2 Inštalácia

Jednoduchá inštalácia a vhodný tvar antény sú veľmi dôležitými požiadavkami v súčinnosti s kompaktnosťou a malou hmotnosťou. Požiadavky na antény, ktoré sú montované na lode, nie sú tak náročné ako požiadavky u lietadiel a áut. Pretože aj malá loď má viac priestoru na inštaláciu anténneho systému. Akokoľvek v prípade automobilov, zvlášť malých osobných automobilov, malý rozmer a malá hmotnosť príslušenstva je veľmi potrebná. Také isté sú aj podmienky v letectve, hoci tu sú prísnejšie požiadavky na uspokojenie leteckých štandardov. Malý odpor vzduchu je jednou z najdôležitejších požiadaviek pre antény v letectve. Anténa s fázovaným poľom je považovaná za najlepšieho kandidáta pre lietadlá a malé autá, lebo má malé rozmery a mechanickú pevnosť.

4.1.2 Elektrické charakteristiky

4.1.2.1 Frekvencia a frekvenčné pásmo

Ako bolo ukázané v Tab. 1.6 typické frekvencie pridelené mobilným satelitným komunikáciám sú: L (1.6/1.5 GHz) a S (2.6/2.4 GHz) pásma, ktoré pracujú v súčasnosti a budú pracovať v budúcich mobilných satelitných komunikačných systémoch. Budúce systémy budú používať Ka (30/20 GHz) a milimetrové vlnové pásma. Požadované frekvenčné pásmo zahrňujúce vysielacie a prijímacie kanály, je vo všeobecnosti okolo 7% v L pásme a 40% v Ka pásme. Je to veľmi náročná požiadavka pre antény, ktoré pracujú v oboch – vysielacom aj prijímacom pásme, dosiahnuť šírku pásma cez 10%.

4.1.2.2 Polarizácia, axiálny pomer a postranné laloky

Aby sme sa vyhli polarizačnému navádzaniu používajú sa v mobilných satelitných komunikačných systémoch kruhovo polarizované vlny. Keď obaja, satelit aj mobilná pozemná stanica, používajú lineárne (vertikálne alebo horizontálne) polarizované vlny, mobilná pozemná stanica musí zachovať anténu v zhode s polarizáciou. Ak je nasmerovanie mobilnej antény otočené o 90° anténa nemôže prijímať signály zo satelitu. Ak sú použité kruhovo polarizované vlny, musíme vziať do úvahy polarizačné neprispôsobenie a straty spôsobené axiálnym pomerom. Týka sa to hlavne antén s fázovaným poľom. To bude podobne opísané v kapitole 4.2.2.

Ako bolo spomenuté v predchádzajúcej kapitole požadujeme, aby veľkosť postranných lalokov bola menšia ako istá maximálna hodnota. To preto aby sme sa vyhli interferencii na a z ostatných satelitných systémov.

4.1.2.3 Zisk a pokrytie lúčom

Požadované anténne zisky sú určované tzv. „linkovým rozpočtom“, ktorý vypočítame ak vezmeme do úvahy schopnosti satelitu a požadovanú kvalitu kanálu. Kvalita kanálu (C/N_0) závisí na G/T a EIRP – hodnôt satelitu a mobilných pozemných staníc. Ako bolo spomenuté v súčasných systémoch, takých ako OPTUS, AMSC a MSAT, stredný zisk od 8 – 15 dBi je požadovaný pre hlasové / veľmi rýchle dátové (okolo 24 Kbps) kanály. V prípade súčasného INMARSAT – A terminálu, je vyžadovaný pomerne „vysoký zisk“ okolo 14 dBi, čo je spôsobené rozdielom v schopnostiach satelitu. Antény s nízkym ziskom okolo 0 až 4 dBi sú použité v INMARSAT – C a iných systémoch poskytujúcich „pomalé dátové“ (nie hlasové) služby, okolo 600- 1200 bps. GPS systém prevzal antény s nízkym ziskom kvôli ich extrémne nízkym dátovým rýchlostiam (50 bps) zo satelitov. Toto nie sú presné definície rozdielov medzi nízkym, stredným a vysokým ziskom. Avšak v súčasnosti a blízkej budúcnosti anténne zisky L – pásmových mobilných satelitných komunikačných systémov budú klasifikované ako opisuje Tab. 4.1.

Od zväzku lúčov mobilných antén požadujeme, aby pokryli vrchnú hemisféru nezávisle od pohybov stanice. Antény s nízkym ziskom majú výhody v zriaďovaní komunikačných kanálov bez sledovania satelitu, kvôli ich všesmerovému zväzku. Antény s vysokým ziskom musia satelit sledovať lebo ich zväzok lúčov je úzko smerový.

4.1.2.4 Sledovanie satelitu

Pre antény so stredným a vysokým ziskom je dôležité aby mali sledovaciu funkciu. Sledovacia schopnosť závisí na šírke zväzku a rýchlosti pohybu antény. Smerové antény s úzkym zväzkom sledujú satelit eleváciou aj azimutom. Vo všeobecnosti je požadovaná presnosť sledovania uvažovaná s toleranciou 1 dB, čo je uhlová presnosť okolo polovice uhla HPBW. Avšak smerové antény s relatívne úzkym zväzkom môžu sledovať satelit iba v azimutálnom smere, pretože elevačné uhly satelitu sú takmer rovnaké, zvlášť v pozemných satelitných komunikáciách.

Poznáme dva typy sledovacích systémov : mechanický a elektrický. Mechanický sledovací systém používa mechanické konštrukcie, aby udržal anténu nasmerovanú na satelit pomocou motora a mechanického riadiaceho systému. Typickými príkladmi sú anténne systémy pre INMARSAT – A a B. Avšak elektrické sledovacie systémy sledujú satelit stálym skenovaním elektrickým lúčom. Tento systém má mnoho výhod, takých ako vysoká rýchlosť

Tabuľka 4.1
Klasifikácia L-pásmových antén pre mobilné satelitné komunikácie

Zisk	Anténa	Typický zisk (dBi)	Typický G/T (dBK)	Typická anténa (rozmer)	Typická služba
Veľký	Smerová	20-24	-4	Parabola (1m)	Hlas/vysoko rýchle dáta
		17-20	-8 do -6	Parabola (1m)	Lode (INMARSAT – A, B)
Stredný	Polosmerová (iba v azimute)	8-16	-18 do -10	SBF (0,4m)	Hlas/vysoko rýchle dáta
				Fázovaná maticová ant. (20 článkov)	Lietadlá (INMARSAT – Aero)
		4-8	-23 do -8	Matica (2-4 články)	Lode (INMARSAT – M)
Nízky	Všesmerová	0-4	-27 do -23	Helical, patch	Pozemné mobilné stanice
				Quadrifilar	Nízko rýchlostné dáta (správy)
				Drooping	Lode (INMARSAT – C)
				Dipól	Lietadlá
				Patch	Pozemné mobilné stanice

Poznámka: SBF = short backfire antenna

navádzania a nenáročnosť na údržbu. Avšak má aj nevýhody ako úzke pokrytie zväzkom a slabý axiálny pomer s širokým skenovacím uhlom.

Z hľadiska navádzacieho algoritmu rozoznávame dva typy. Metódu otvorenej slučky a metódu uzavretej slučky. Rozdiel medzi týmito dvoma metódami je, či použijeme signál zo satelitu alebo nie. Otvorená slučka používa na výpočet nasmerovania na satelit informácie o polohe satelitu a mobilnej stanice bez použitia signálu zo satelitu. Niektoré druhy senzorov sú použité na získanie pozície mobilnej stanice a azimutu satelitu z ohľadom na pohyb stanice. Táto metóda je efektívna za nepriaznivých útlmových podmienok, takých ako majú pozemné mobilné satelitné komunikácie, kde sa zmena prijímaného signálu deje príliš rýchlo a je príliš veľká na to aby mohla byť použitá sledovacia väzba.

Naproti tomu metóda uzavretej slučky využíva signál zo satelitu, aby mohol byť sledovaný. Aby sme mohli použiť metódu uzavretej slučky prijímaný signál musí byť stabilný bez nepriaznivého rušenia, čo sa dá očakávať u leteckých satelitných komunikáciách a námorných satelitných komunikáciách na veľkých lodiach. Je veľmi ťažké osvojiť si túto metódu v pozemných satelitných komunikáciách.

4.2 Základné poznatky o anténach [3 –5]

4.2.1 Zisk

Zisk antény je definovaný porovnaním s ideálnou anténou, ktorá má izotropný vyžarovací uhol a je bezstratová. izotropná anténa ktorá v skutočnosti neexistuje vyžaruje výkon všetkými smermi rovnakou intenzitou. Ak P_{in} je výkon vstupujúci do izotropnej antény, výkonová hustota na jednotku plochy P_{ideal} vo vzdialenosti $r(m)$ od antény je daná vzťahom:

$$P_{ideal} = \frac{P_{in}}{4\pi r^2} \quad (\text{watt/m}^2) \quad (4.1)$$

Avšak ak vysielaná výkonová hustota je $F(\theta, \Phi)/r^2$ v smere (θ, Φ) vo vzdialenosti $r(m)$ od antény, zisk antény môže byť vyjadrený nasledujúcou rovnicou:

$$Ga(\theta, \phi) = \frac{F(\theta, \phi) / r^2}{P_{ideal}} = \frac{F(\theta, \phi) / r^2}{P_{in} / (4\pi r^2)} = \frac{4\pi F(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (4.2)$$

Zisk definovaný vzťahom (4.2) sa nazýva absolútnym ziskom alebo smerovým ziskom, ktorý je definovaný iba smerovosťou (vyžarovacím uhlom) antény bez zohľadnenia strát v anténnom systéme, ako napr. : straty impedančným neprispôbením, napájacie straty, alebo straty rozptylom. Ak nasmerovanie je vymedzené a zisk nie je daný ako funkcia (θ, Φ) , tak je predpokladaný maximálny zisk. Zisk je obvyčajne vyjadrovaný v decibelovej miere (dB) a niekedy je označovaný ako dBi čo znamená, že zisk musí byť definovaný v porovnaní s izotropickou anténou.

V skutočných anténach musíme vziať do úvahy vyžiarený výkon P_{out} . Skutočné vyžarovanie z antény tu nie je ekvivalentné vstupnému výkonu P_{in} , ktorý je dodávaný do antény ako vo vzťahu (4.2). Je to preto, že antény vo všeobecnosti majú mnoho strát spôsobených napájacími linkami a ich impedančným neprispôbením. Zisk definovaný pomocou (4.2) kde P_{in} je nahradený P_{out} sa nazýva efektívnym ziskom, alebo pracovným ziskom. Môžeme ľahko pochopiť že absolútny (smerový) zisk je väčší ako efektívny, pretože $P_{in} \geq P_{out}$. Definícia efektívneho zisku nezahŕňa straty spôsobené polarizačným neprispôbením, ako výsledok axiálneho pomeru antén s kruhovou polarizáciou.

Vzťah medzi absolútnym ziskom a fyzickými rozmermi antény je daný nasledovne :

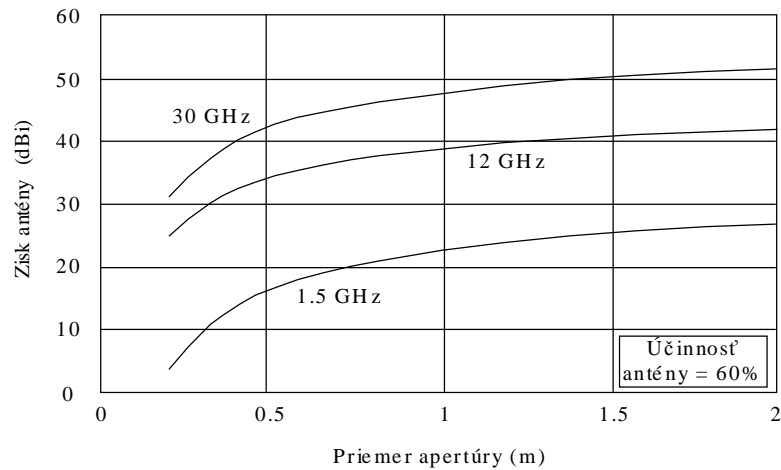
$$G_a = \frac{4\pi}{\lambda^2} \eta A \quad (4.3)$$

kde A a η označujú apertúru a účinnosť antény. Preto $A\eta$ označuje efektívnu vyžarovaciu plochu antény. Použitím (4.3) môžeme vidieť že kompaktné antény s malými apertúrami musia mať malé zisky. Ak apertúrou je parabola s malým priemerom môžeme napísať:

$$G_a = \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \eta \quad (4.4)$$

V decibelovej miere to vyjadríme nasledovne:

$$G_a = 10 \log \left[\left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \eta \right] \quad (\text{dB}) \quad (4.5)$$



Obr. 4.1 Vzťah medzi ziskom a priemerom antény.

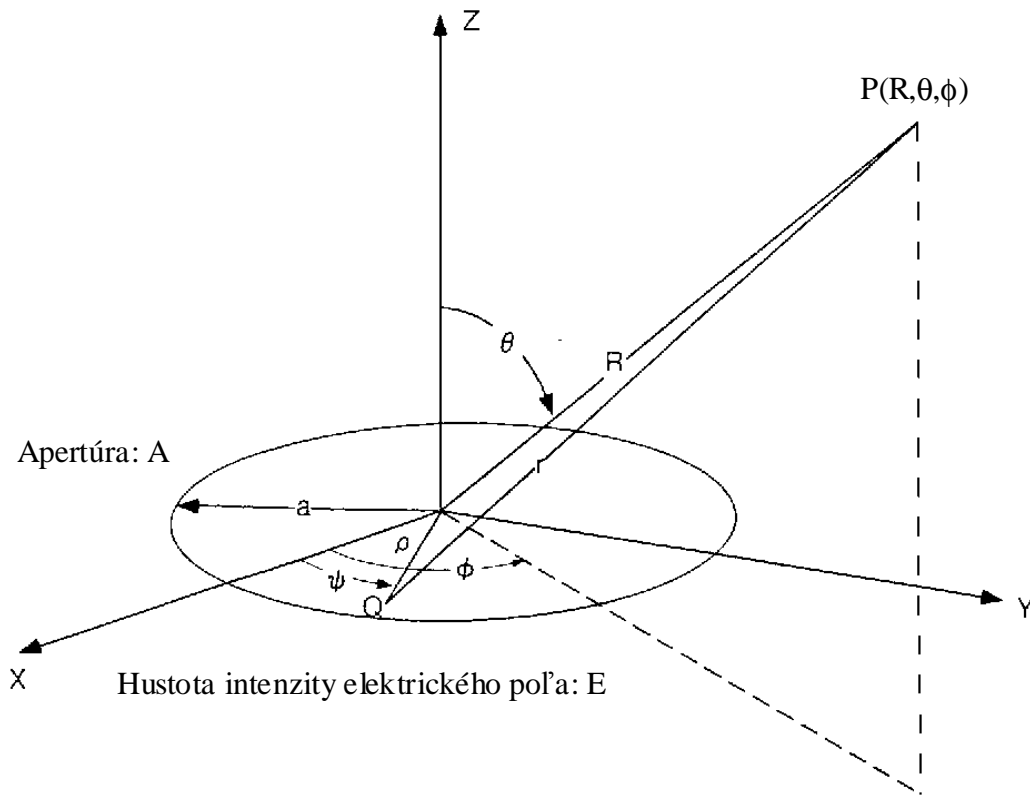
Obr. (4.1) udáva vzťah medzi anténym ziskom a rozmerom antény. S rovnakým rozmerom zisk narastá, keď použijeme vyššie frekvencie, pretože rozmer antény sa stáva väčším v porovnaní s vlnovou dĺžkou rádiových vln.

Na obr. 4.1 máme tri frekvenčné pásma. L – pásmo (1.5 GHz), Ku – pásmo (12 GHz) a Ka – pásmo (30 GHz). Hodnota účinnosti 60% je zovšeobecnená pre antény apertúrového typu, akými sú napríklad parabolické antény. Môžeme nájsť, že zisk antény s priemerom 1 m ktorá pracuje v pásme 1.5 GHz je okolo 21 dBi čo je typická hodnota pre lodné antény v INMARSAT systéme (INMARSAT - A).

4.2.2 Vyžarovací diagram, šírka zväzku a postranný lalok

Výpočet vyžarovania je v princípe možný ak, elektromagnetické pole môže byť kvantitatívne vyčíslené vo všetkých bodoch povrchu antény. V tejto kapitole sa vyžarovací diagram kruhovej apertúry považuje za anténu apertúrneho typu a má byť všeobecne použitý v mobilných satelitných komunikáciách, zvlášť v námorníctve. Tento jednoduchý problém nás bude sprevádzať pochopením charakteristík mobilných antén. Ako ukazuje obr. 4.2, ak apertúra s je budená rovnakou elektrickou intenzitou E na jednotku plochy, o rovnakej fáze a amplitúde, vyžiarené elektrické pole je dané :

$$\begin{aligned}
 E(\theta, \phi) &\propto E \int_0^{2\pi} \int_0^a \rho \cdot jk\rho \sin\theta \cos(\phi-\varphi) d\rho d\varphi \propto 2 \frac{J_1(ka \sin\theta)}{(ka \sin\theta)} \\
 &= 2 \frac{J_1\left(\pi \frac{D}{\lambda} \sin\theta\right)}{\pi \frac{D}{\lambda} \sin\theta} \quad (4.6)
 \end{aligned}$$

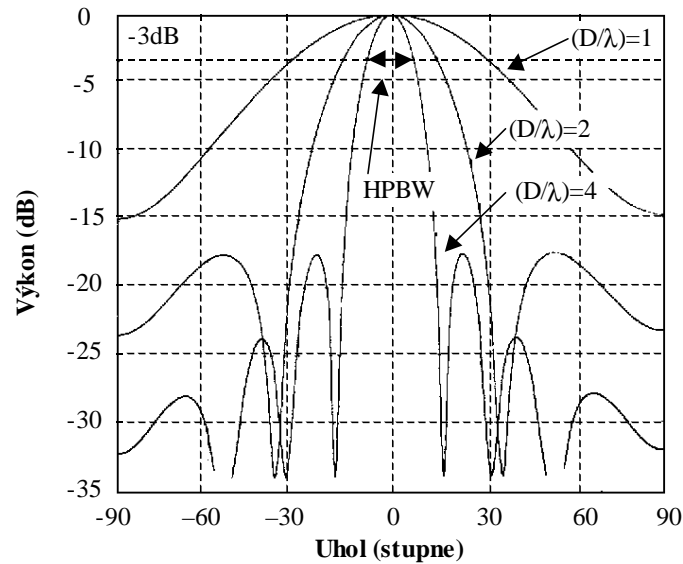


Obr. 4.2 Súradnice vypočítané zo vzorky apertúry zloženej z rovnakej fázy a amplitúdy

kde $J_1(X)$ je 1.rad BESSELOVEJ funkcie [6], a $k(= (2p)/l)$ a $a=(d/2)$ označuje vlnové číslo a množné číslo apertúry. Rad označuje vzdialenosti a uhly v súradniciach zobrazených na obrázku 4.2.

Obrázok 4.3 zobrazuje vyžarovaný výkon vzoriek v dB kruhovej apertúry antén vypočítaných podľa [4.6]. vyžarovaný výkon a fyzikálna apertúra čísiel normalizovaných podľa maximálneho výkonu roviny a vlnovej dĺžky. Čím väčšie antény tým sú užšie lúče a niekoľko postranných lalokov sa objaví v axiálnych uhlových oblastiach s rovnakými vybudenými apertúrami, roviny prvého postranného laloku je teoretická predpoveď okolo – 17.6db. Skutočné prípady, apertúry oblasti rozdeľovania sú zúžené od stredu ku okraju v rade nižšom postranného laloka rovín a zmenšeného výkonu rozprestierajúceho sa mimo elipsy.

V zúženej oblasti rozdeľovania sa stáva efektívny priemer D_e menší ako fyzikálny priemer D tak $D_e = \eta_d \cdot D$ kde η_d je účinnosť priemeru výkonnosti. Šírka lúča je hodnotená podľa polovice výkonu šírky lúča (HPBW) $2v_{HP}$ kde v_{HP} je uhol pod ktorým poklesne výkon o 3db. HPBW je udávaný podľa nasledujúcej rovnice polynomickej aproximácie z [4.6] :



Obr. 4.3 Vyžarovacie vzorky z kruhovej apertúry antény

$$\begin{aligned}
 \text{HPBW} &= 2\theta_{\text{HP}} \\
 &\approx 56 \times \frac{\lambda}{\eta_D D} \\
 &\approx 70 \times \frac{\lambda}{D} \quad (\text{stupne})
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

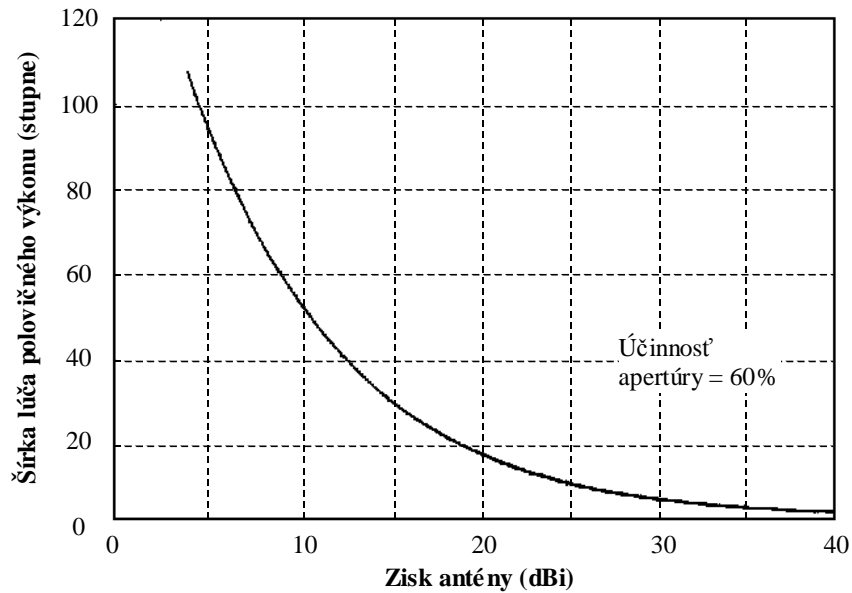
kde $\eta_D=0.8$ bol zvolený ako obyčajná hodnota z terajších antén. Podľa [4.4] a [4.7], relatívnosť medzi ziskom a HPBW je :

$$\text{HPBW} = 70\pi \sqrt{\frac{\eta}{G_a}} \tag{4.8}$$

Obrázok 4.4 zobrazuje relatívnosť medzi polovicou výkonu šírky lúča a zisku z apertúry antény vypočítaných podľa (4.8), v ktorej apertúra výkonosti je 60% ($\eta_D=0.8$).

4.2.3 Polarizácia a axiálny pomer

Ak elektrické a magnetické zložky sú striedavé v rovine niekoľkokrát, toto je nazývané ako rovina polarizovanej vlny, alebo rovinne polarizovaná vlna. Vo vlnovej rovine elektrické a magnetické zložky sú ortogonálne a sú tiež kolmé na smer šírenia vlny. Elektromagnetické vyžarované vlny vedľa antény, ktoré sú umiestnené ďaleko od prijímacej antény, sú



Obr. 4.4 Závislosť medzi ziskom a polovicou výkonu zväzku lúča apertúry antény

považované za rovinné vlny blízko prijímacej antény. Ak rovinná vlna sa šíri pozdĺž z-ovej osi a elektrická zložka E je na $x \rightarrow z$ rovine, E bude mať x-ovú zložku tak platí :

$$E_x = E_a e^{j(\omega t - kz + \phi_a)} \quad (4.9)$$

kde E_a , a , k a ϕ_a označuje maximálnu amplitúdu elektrickej zložky, hraničnú frekvenciu ($=2\pi f$), vlnové číslo a fázový uhol. Táto vlna je nazývaná lineárnou polarizáciou. Iný spôsob lineárnej polarizovanej vlny, ktorej elektrická zložka je na $y \rightarrow z$ rovine, môžeme napísať ako :

$$E_y = E_b e^{j(\omega t - kz + \phi_b)} \quad (4.10)$$

kde E_b a ϕ_b sú maximálna amplitúda a fázový uhol vlny. Považovanú vlnu, ktorá je zložená z E_x a E_y môžeme napísať ako :

$$E(z, t) = xE_x + yE_y \quad (4.11)$$

kde x a y sú vektory na x -ovej a y -ovej osi. Rovnica (4.11) je obyčajný výraz rovinnej vlny šíriacej sa v smere osi z a táto vlna sa nazýva elipticko - polarizovaná vlna.

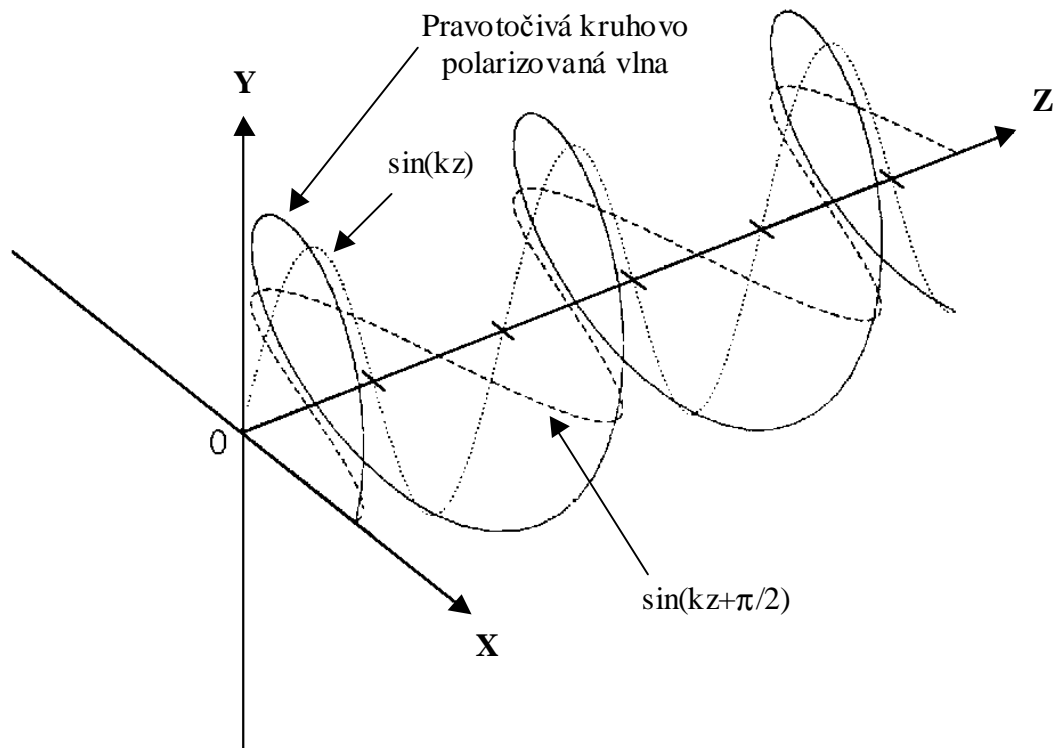
Ak E_x a E_y spĺňajú nasledujúcu podmienku, že amplitúdy sú rovné a uhol je rôzny ako $\pi/2$, potom :

$$E_a = E_b = E, \quad \phi_a = 0, \quad \phi_b = \pi/2 \quad (4.12)$$

$$\begin{aligned} |\mathbf{E}| &= E \left| e^{j(\omega t - kz)} \right| \left| e^{j\pi/2} \right| \\ &= E \end{aligned} \quad (4.13)$$

Rovnica (4.13) ukazuje, že vektor elektrickej zložky rotuje okolo osi z a jeho amplitúda je konštantná. Táto polarizovaná vlna je nazývaná kruhovo polarizovaná vlna, ktorá sa skladá z dvoch ortogonálnych polarizovaných vln s rôznym fázovým uhlom od $\pi/2$.

Obrázok 4.5 zobrazuje kruhovo polarizovanú vlnu tak, aby sa pohybovala v smere osi z . Elektrická zložka y -ovej zložky posunutej o $\pi/2$ do roviny x -ovej zložky ak pozorovateľ na počiatku videl elektrickú vlnu zanechávajúcu pozorovateľa, elektrický vektor rotujúci v smere hodinových ručičiek sa pohybuje v smere šírenia osi z . Musíme brať na vedomie ako zobrazuje 4.9, že elektrická vlna je funkciou času (t) a priestoru (z). Ak pozorovateľ sa zastavil na počiatku a videl šíriť sa vlnu v smere osi z , elektrický vektor rotoval proti smeru



Obr. 4.5 Kruhovo polarizovaná vlna vzhľadom na os z

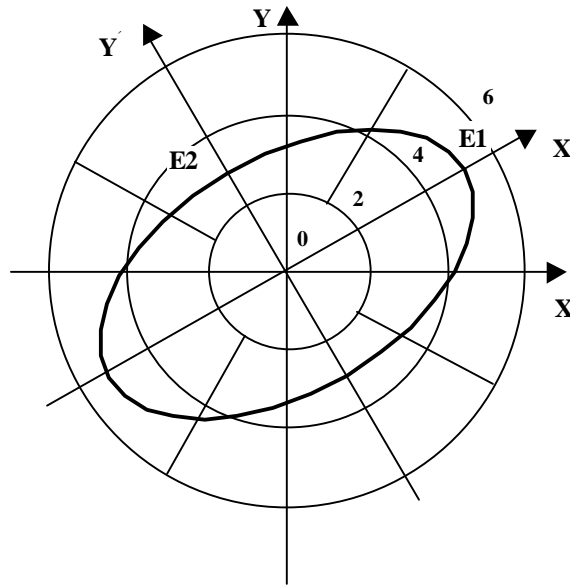
hodinových ručičiek. Táto vlna je nazývaná ľavotočivá kruhovo polarizovaná vlna. To je veľmi dôležité aby smery priestorového otáčania a čas otáčania boli opačné. To korešponduje s faktom, že znamienka pre čas a priestor (z) v obrázku 4.9 sú rôzne. V elektroinžinierstve včítane satelitných komunikácií, rotujúca vlna je iná ako vlna zanechajúca pozorovateľa, totiž aby pozorovateľ videl spätnú vlnu z vysielačnej antény. Ak sa vlna pohybuje ku pozorovateľovi, rotuje opačne. V horných rovniach, ak amplitúdy a fázy medzi dvoma vlnami nie sú rovné a $\pi/2$, tak taká vlna sa nazýva elipticko - polarizovaná vlna.

Obrázok 4.6 zobrazuje typ okamžitej elektrickej zložky vektora obyčajnej eliptickej vlny. X' - Y' osi sú zvolené ako hlavná a vedľajšia os. V obyčajných súradniciach x - y a x' - y' nie sú rovnaké a uhol medzi dvoma súradnicami je funkciou amplitúd a fáz z [4.9] a [4.10]. Axiálny pomer (AR) je iný ako pomer hlavnej osi elektrickej zložky ku vedľajšej osi:

$$|AR| = |E_1 / E_2| \quad (1 \leq |AR| \leq \infty) \quad (4.14)$$

Znamienko AR označuje smer rotácie ale absolútna hodnota je obvykle hodnotená kruhovými polarizovanými vlnami. AR obvyčajne môže byť vyjadrený v dB výrazom :

$$[AR] = 20 \log(|E_1 / E_2|) \quad (\text{dB}) \quad 0 \leq [AR] \leq \infty \quad (4.15)$$



Obr. 4.6 Celková eliptická polarizácia

Napríklad, axiálny pomer lúča zobrazený na obrázku 4.5 je $1.67=5/3$ (4.4dB). Hodnoty $AR=1$ (0dB) a $AR=\infty$ (∞ dB) vyjadrujú kruhovú polarizáciu a lineárnu polarizáciu vln. Axiálny pomer z výkonu antény a tak axiálny pomer je jeden z dôležitých parametrov kruhových polarizovaných antén. Dá sa ľahko pochopiť, že axiálny pomer závisí na smere osi antény. Axiálny pomer je najlepší v strede antény, v smere k okrajom antény sa zhoršuje.

4.2.4 Polarizačné neprispôsobenie

V mobilných satelitných komunikáciách kruhové polarizované vlny sa vyvarujú sledovaniu polarizácie. Ale v praxi kruhové polarizované antény vysielajú elipticko - polarizované vlny, nie sú ideálne kruhové polarizované vlny s axiálnym pomerom 0dB. Táto charakteristika je rovnaká z oboch vysielacích a prijímacích antén, preto že znížené axiálne pomery, straty z polarizačného neprispôsobenia sa brali do úvahy. Keď sme predpokladali, že axiálne pomery z vysielacích a prijímacích antén sú AR_a a AR_b , minimálny a maximálny výkon zo strát z polarizačného neprispôsobenia sú vypočítané nasledujúcimi rovnicami :

$$P_{\min} = \frac{(1 + AR_a \cdot AR_b)^2}{(1 + AR_a^2) \cdot (1 + AR_b^2)} \quad (4.16)$$

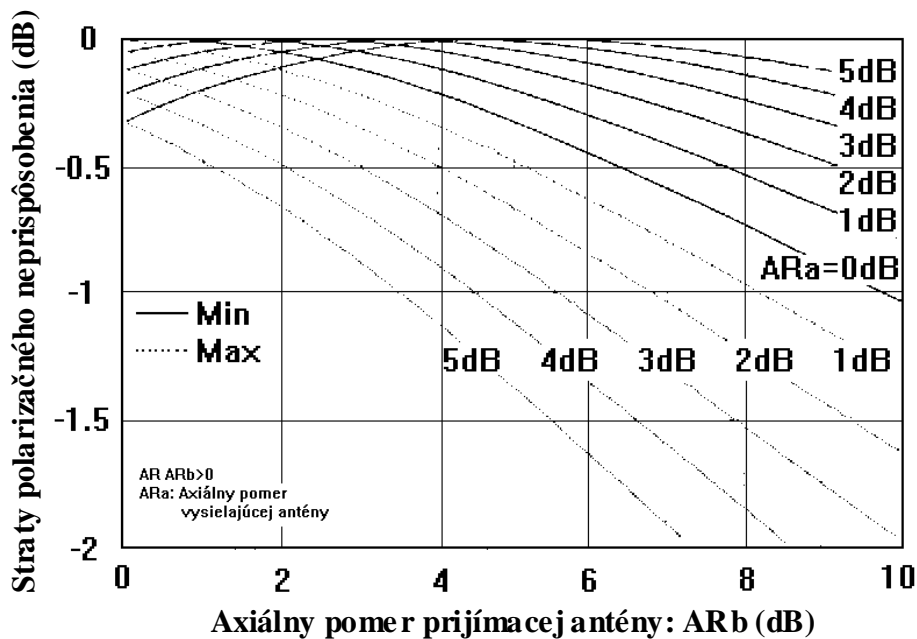
$$P_{\max} = \frac{(AR_a \cdot AR_b)^2}{(1 + AR_a^2) \cdot (1 + AR_b^2)}$$

$$0 \leq P_{\max}, \quad P_{\min} \leq 1 \quad (4.17)$$

kde znamienko AR sme zobrali do úvahy. Ak vysielacie a prijímacie antény vzali rovnako rotujúcu polarizáciu $AR_a \cdot AR_b \geq 0$ a ak vzali opačnú polarizáciu $AR_a \cdot AR_b \leq 0$.

Obrázok 4.7 zobrazuje straty z polarizačného neprispôsobenia vypočítaných podľa (4.16) a (4.17). Úsečky a súradnice označujú axiálne pomery z prijímacej antény a straty z polarizačného neprispôsobenia. Parametre sú axiálne pomery z vysielacej antény, ktoré majú zvolené hodnoty ako 0,1,2,3,4 a 5 dB. Tam sú maximálne a minimálne hodnoty prijímaného výkonu. Toto je fyzikálne vysvetlenie skutočnosti, že prijímaný výkon sa stáva maximálny vtedy, keď hlavná a vedľajšia os je v koincidencii a prijímaný výkon sa stáva minimálny vtedy, keď hlavná a vedľajšia os sú ortogonálne.

Všeobecne, axiálne pomery parabolických antén sú dosť malé ako 2 dB. Antény na plošné satelity sú požadované výkony vykonané v axiálnych pomeroch, lebo obvykle sú



Obr. 4.7 Straty z polarizačného neprispôsobenia medzi vysielacími a prijímacími anténami s axiálnymi pomermi AR_a a AR_b

parabolické a ich sklon k zemi je dostatočne malý okolo 17 stupňov ale v mobilných satelitných komunikáciách fáza antény je požadovaná za lepšieho kandidáta pre mobily ako

pre lietadlo a malé autá. Ak zmeníme nasledujúci úsek, tak antény s fázovým poľom majú nesprávne axiálne pomery výkonu, zatiaľ čo lúč je snímaný väčšími ziskami.

Príklad 4.1

Keď axiálne pomery antén na plošnom satelite a mobile sú 2db a 6db, straty z polarizačného neprispôsobenia môžu byť vypočítané ako výrazy (4.16) a (4.17):

$$[P \min] = 10 \log \left\{ \frac{\left(1 + 10^{\frac{2}{20}} \cdot 10^{\frac{6}{20}} \right)^2}{\left(1 + 10^{\frac{4}{20}} \right) \cdot \left(1 + 10^{\frac{12}{10}} \right)} \right\} = -0.19(dB)$$

$$[P \max] = 10 \log \left\{ \frac{\left(10^{\frac{2}{20}} + 10^{\frac{6}{20}} \right)^2}{\left(1 + 10^{\frac{4}{20}} \right) \cdot \left(1 + 10^{\frac{12}{10}} \right)} \right\} = -0.85(dB)$$

Maximálne straty z polarizačného neprispôsobenia je okolo 0.9dB, ktorý môže byť zanedbaný v terajších komunikáciách. V rade k nižším stratám z polarizačného neprispôsobenia ako 1db, axiálny pomer mobilných antén by mal byť menší ako 7dB.

4.3 Základné antény

4.3.1 Anténa s krížovým dipólom

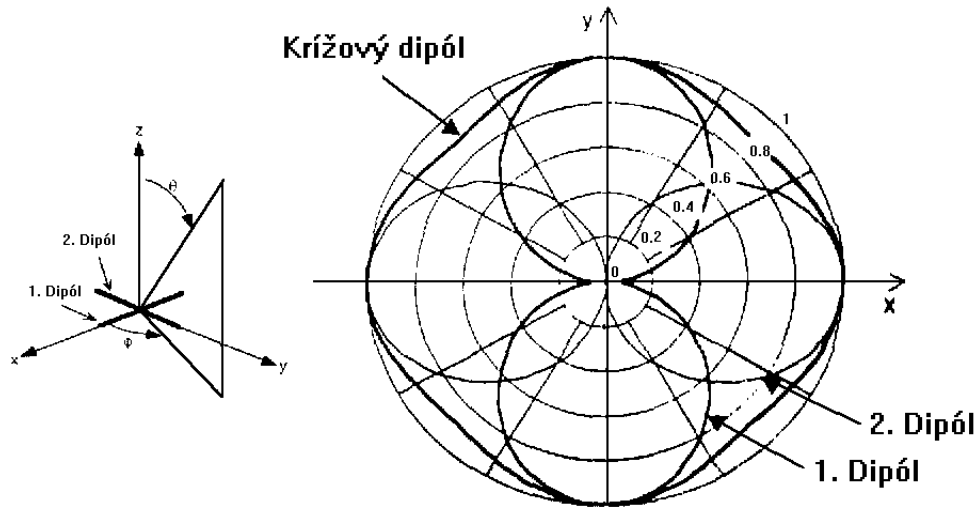
Dipólová anténa s polovicou vlnovej dĺžky ($\lambda/2$) je väčšinou široká a tiež väčšinou populárna v anténových systémoch ako parabolické antény pre mobilné komunikácie. Polovica vlnovej dĺžky dipólu je lineárna anténa, ktorej smer amplitúdy je zmenšený o 1 polovicu sínusovej vlny s maximom v strede. Vyžarovacia vzorka z polovice vlny dipólu #1 zobrazená na obrázku 4.8 je vypočítaná v (7) ako:

$$D1_{\Phi}(\Phi) = \left| \frac{\cos[(p/2)\cos\Phi]}{\sin\Phi} \right| \quad (4.18)$$

Odtiaľ vyžarovacia vzorka dipólu #2 je daná:

$$D_{2\phi}(\Phi) = \left| \frac{\cos[(p/2)\sin\Phi]}{\cos\Phi} \right| \quad (4.19)$$

Vzorky $D_{1\phi}(\phi)$ a $D_{2\phi}(\phi)$ sú ukázané na hrubých a krátkych čiarkach vnútri súradnicového systému.



Obr. 4.8 Vyžarovacie charakteristiky dipólu a křížového dipólu a súradnicový systém

Ak dipólová anténa vyžaruje lineárne polarizované vlny, potom anténa s křížovým dipólom (crossed-dipole antenna) je používaná na generovanie kruhovo polarizovaných vln. Dva dipóly sú geometricky ortogonálne (x a y osi na obrázku 4.8), a signály s rovnakou amplitúdou sú do nich privádzané s fázovým rozdielom $\pi/2$. Vyžarovací diagram antény s křížovým dipólom je tiež znázornený pomocou hrubej čiary na Obrázku 4.8, ktorý je tesne *omnidirectionálny* v horizontálnej rovine. Dipólová anténa potrebuje symetrizačný, prispôsobovací člen pre pripojenie ku koaxiálnemu káblu, ktorý je nesymetrický. Ďalej potrebuje 3dB-ový výkonový delič pre rovnaké budenie výkonov s fázovým rozdielom $\pi/2$ pre každý dipólový element.

Príklad 4.2

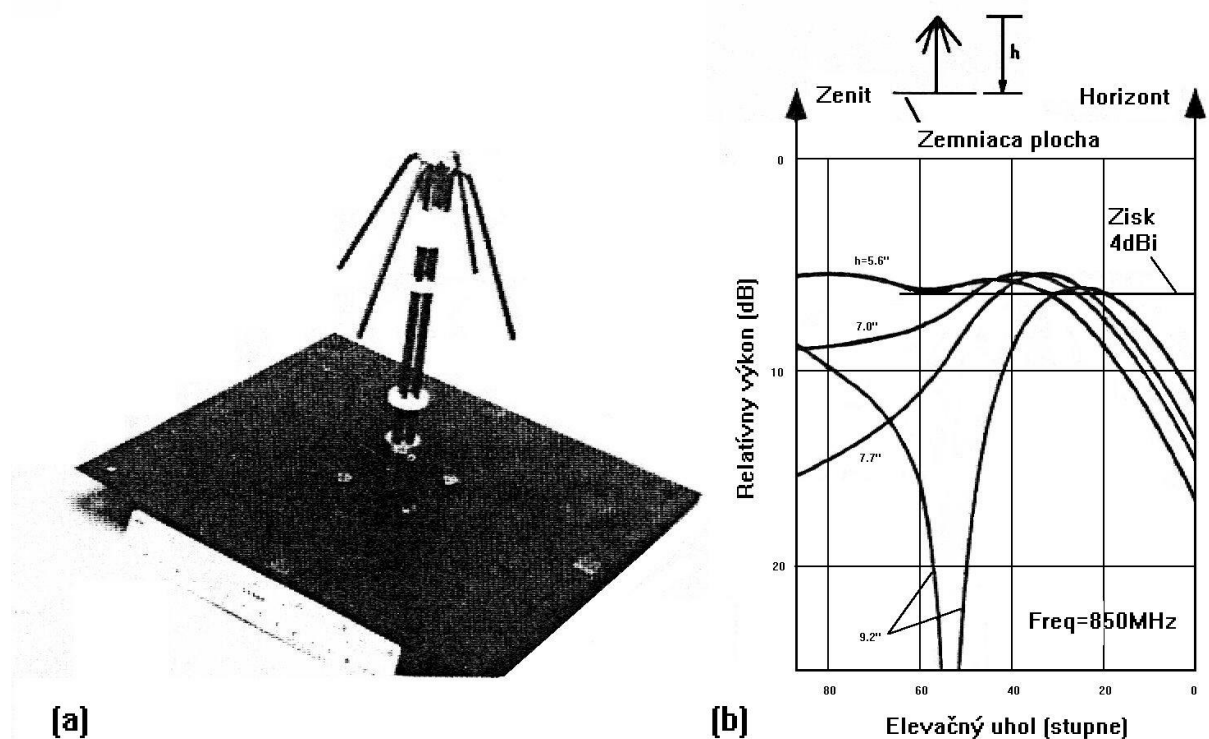
Smerovosť $D_{\text{dipole}}(\Phi)$ antény s křížovým dipólom môže byť získaná zo vzťahov (4.18) a (4.19) nasledovne:

$$D_{\text{dipole}}(\Phi) = \left| \frac{\cos[(\pi/2)\cos\Phi]}{\sin\Phi} + j \frac{\cos[(\pi/2)\sin\Phi]}{\cos\Phi} \right| \quad (4.20)$$

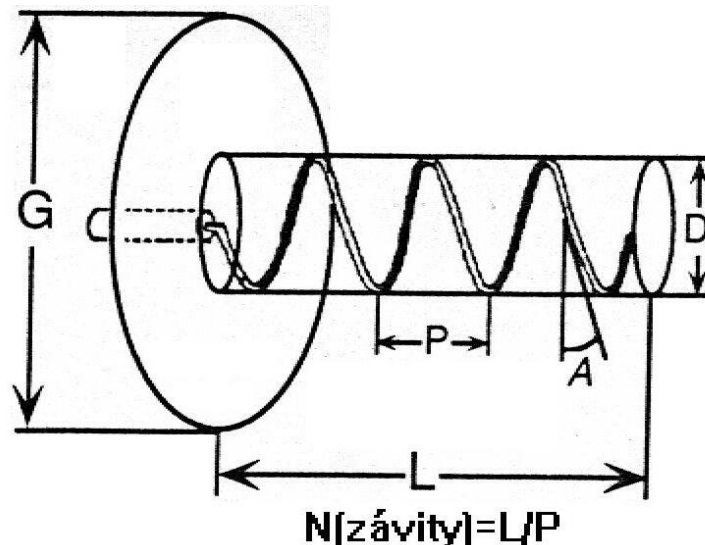
Anténa s krížovým dipólom má maximálny zisk v *boresight* smere (t.j. v smere osi z na Obrázku 4.8.). V mobilných satelitných komunikáciach, najmä v pozemných mobilných komunikáciach, elevačné uhly nie sú 90° okrem miesta presne pod satelitom. Na optimalizovanie vyžarovacieho diagramu, dipóly antény sú ohnuté k zemi, tak ako to ukazuje Obrázok 4.9 a takáto anténa sa nazýva drooping dipole antenna (prekrížená ohnutá anténa). Prekrížená dipólová anténa je jedným z kandidátov pre pozemné mobilné satelitné komunikácie, kde požadované uhlové pokrytie je úzke so skoro konštantnou eleváciou. Pri nastavovaní výšky medzi dipólovými elementami a zemskou rovinou a uhla zkrivenia dipólov, zisk a elevácia môžu byť optimalizované pre daný rozsah pokrytia. Obrázok 4.9. ukazuje vyžarovací diagram pre antény vytvorené Jet Propulsion Laboratory (JPL), ktoré sú použité na celých kontinentálnych Spojených štátoch (CONUS). Majú zisk 4dBi.

4.3.3 Skrutkovicové (Helikálne) antény

Helikálna anténa môže ľahko generovať kruhovo polarizované vlny bez prispôbovacieho člena alebo 3dB-ového výkonového deliča, ktoré sú požadované na budenie súmerne napájaných dipólov alebo kruhovo - polarizovaných prekrížených dipólov. Tiež oni používajú



Obr. 4.9 (a) Anténa s krížovým dipólom a (b) jej vyžarovací diagram [8]



Obr. 4.10 Skrutkovitá anténa so zemniacou rovinou s polomerom G , uhlom sklonu, dĺžkou L a priemerom D

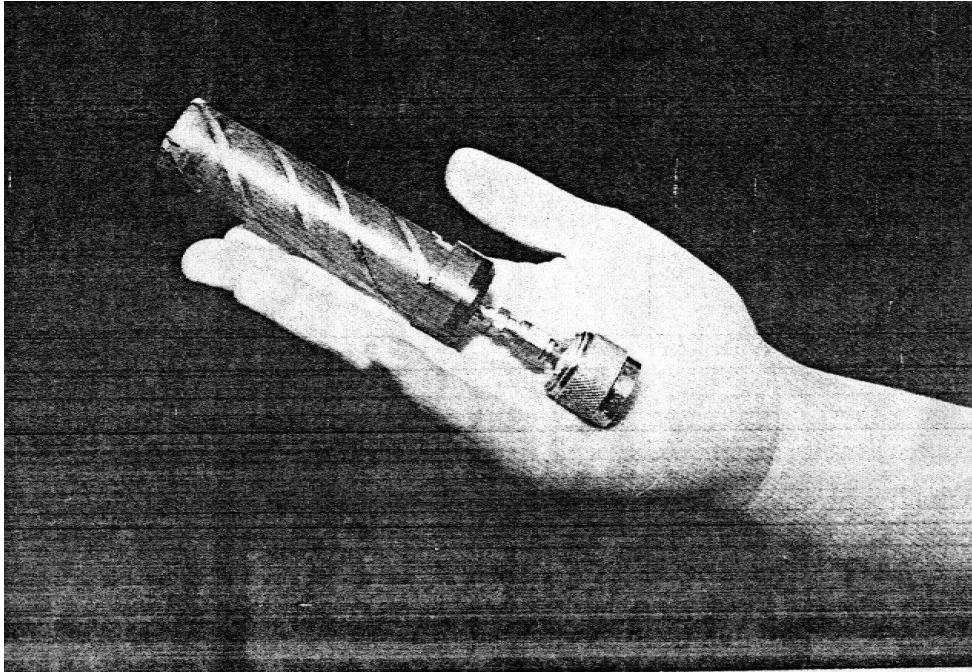
dvojnásobne väčšiu šírku pásma (t.j.nárast o 200%), pretože *to je anténa s traveling-wave--type* (postupujúcou vlnou). Priemer zemniacej platne je obvykle väčší ako jedna vlnová dĺžka. Počet závitov je $N = L/P$. Je známe že parameter A je okolo 12 až 15 a obvod skrutkovice πD je 0.75 až 1,25 z vlnovej dĺžky. Kruhovo polarizované vlny s dobrým osovým pomerom môžu byť vysielané pozdĺž z-ovej osi.(osový model [9]).

Zisk helikálnej antény závisí od počtu závitov N , a typická hodnota zisku je 8 dBi a HPBW je 50° pre $N=10 - 12$.

V mobilných anténach, quadrifilárne antény sú jedným z možných kandidátov. Quadrifilárne helicálne antény sa skladajú zo 4-och ztočených rovnako veľkých skrutkovic na obvode valca, ktoré sú napájané signálmi s rovnakou amplitúdou s fázami 0° , 90° , 180° a 270° . Táto anténa má dve prednosti oproti helikálnym anténam. Prvou je zvýšenie šírky pásma. Môže generovať kruhovo polarizované vlny vo frekvenčnom rozsahu 0.4 až 2.0 vlnovej dĺžky obvodu skrutkovice. Druhou prednosťou je nižšia frekvencia pre osové operácie. Nevýhodou je zvýšenie zložitosti napájacieho systému.

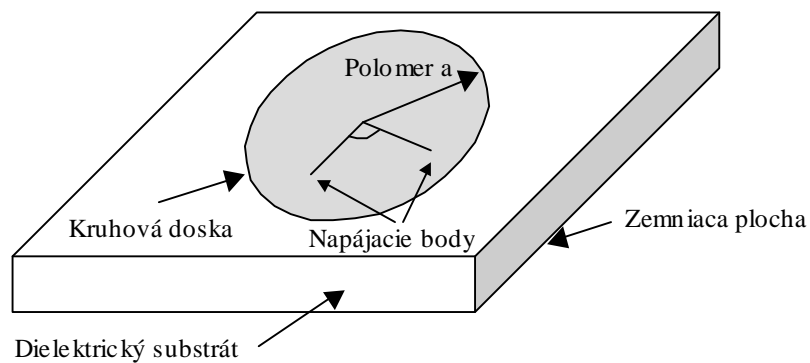
Veľkosť zemskej plochy je 3násobná ako priemer valca. Obrázok 4.11 ukazuje fotografiu quadrifilárnej antény vyrobenej pre GPS systém pracujúcej na frekvencii 1.2 GHz.

4.3.3 Mikropásková anténa



Mikropásková patch anténa má veľmi malé rozmery a mechanickú pevnosť, preto je najlepším kandidátom pre malé autá a lietadlá, kde je požadovaná čo najmenšia zmena draka lietadla. Obyčajne anténa tvaru kruhového disku je položená na tenkom dielektrickom substráte položenom na zemniacej doske. Obrázok 4.12. ukazuje základnú konfiguráciu kruhovej patch antény, ktorá má dva napájacie body pre generovanie kruhovo polarizovaných vln. Rezonančná frekvencia vybudená základným módom TM_{11} je daná [11] kde a, c a ϵ_r

Obr. 4.11 Fotografia kvadrifilárnej helikálnej antény pre GPS



Obr. 4.12 Základná konfigurácia mikropáskovej patch antény s dvoma napájacími bodmi pre generovanie kruhovo polarizovaných vln

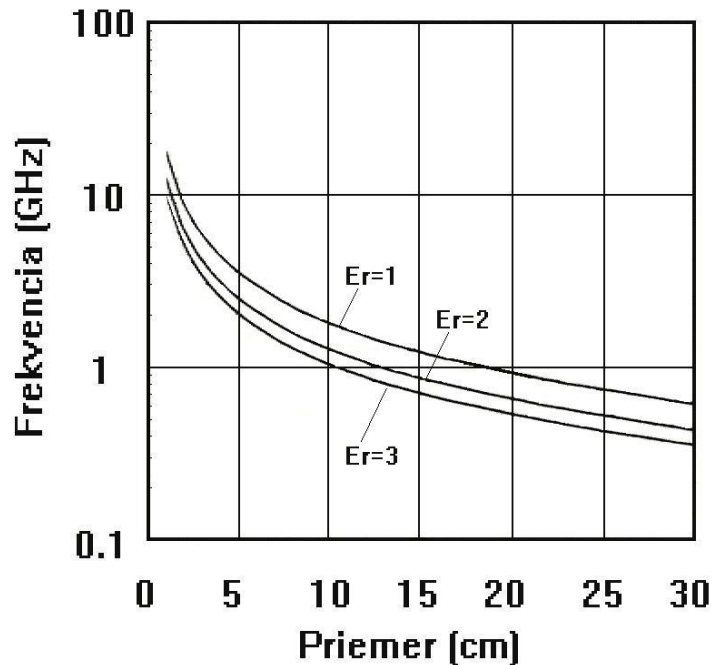
$$f = \frac{1.84 * c}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.21)$$

sú polomer kruhového disku, rýchlosť svetla a relatívna dielektrická konštanta substrátu (permitivita). Obrázok 4.13. ukazuje závislosť medzi frekvenciou a priemerom kruhovej patch antény.

V pozemných mobilných komunikáciach, mikropásková anténa s vysokým buđením TM_{21} je považovaná za lepšiu, pretože môže mať optimalizovaný zisk a elevačný uhol na satelit tak isto ako anténa s krížovým dipólom. Rezonančná frekvencia vyššej kruhovej patch antény je daná tým istým vzorcom len koeficient 1.84 je nahradený 3.05. Preto oblasť vyššieho módu kruhovej patch antény je okolo 1.7 krát väčšia. Napájacie pole TM_{nm} módu budenia kruhovej patch antény v sférických súradniciach môže byť vypočítané z nasledujúcich rovníc:

$$\begin{aligned} E_{\theta} &\propto \cos n\theta [J_{n+1}(k_0 a \sin \theta) - J_{n-1}(k_0 a \sin \theta)] \\ E_{\phi} &\propto \cos \theta \sin n\phi [J_{n+1}(k_0 a \sin \theta) - J_{n-1}(k_0 a \sin \theta)] \end{aligned} \quad (4.22)$$

kde k_0 a $J_n(x)$ označuje číslo vlny v priestore šírenia a n -tú Besselovú funkciu [11]. Obrázok 4.14. ukazuje typický vyžarovací diagram pre základný mód (vľavo) a pre vyšší mód (vpravo) kruhovej patch antény, kde zisk je okolo 6-8 dBi.



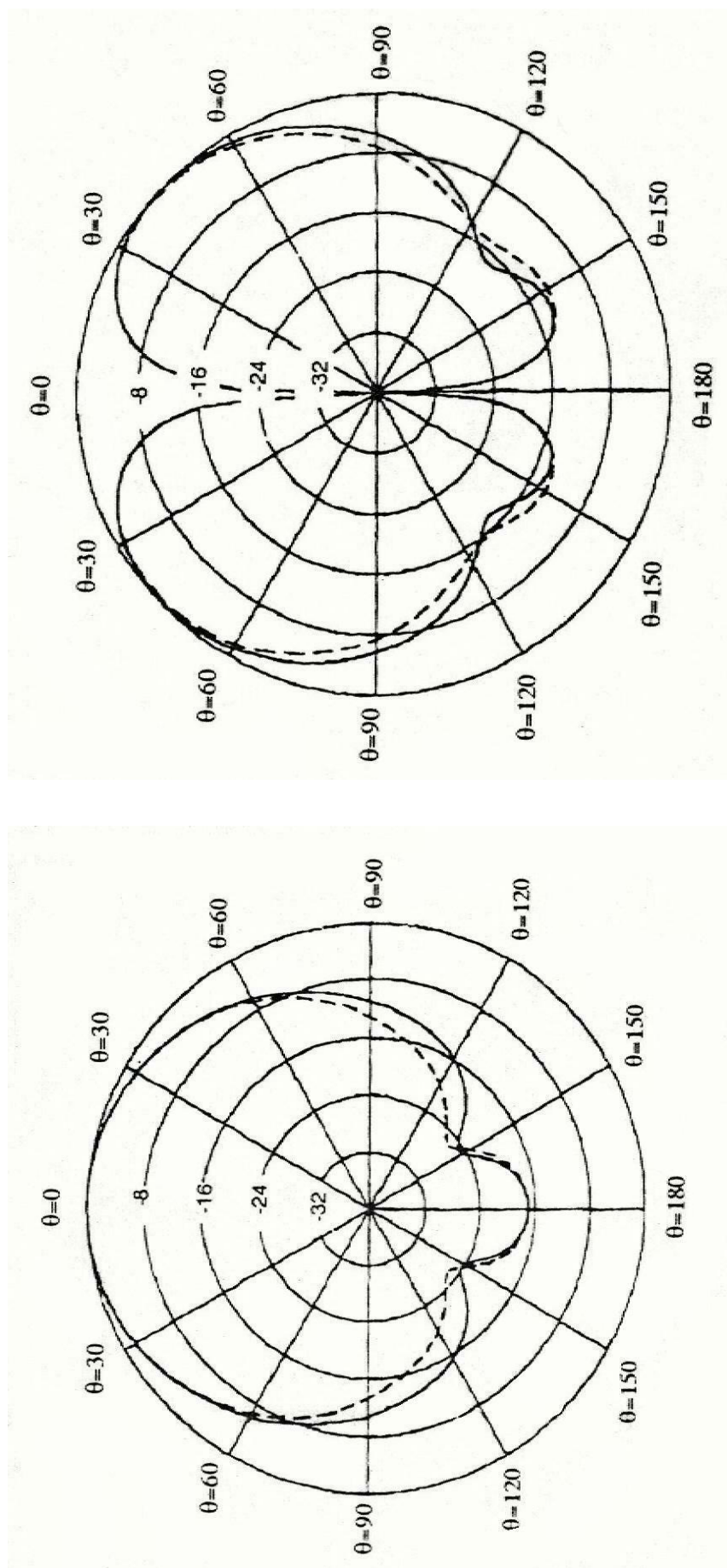
Obr. 4.13 Vzťah medzi frekvenciou a priemerom kruhovej patch antény

4.4 Antény s fázovým poľom

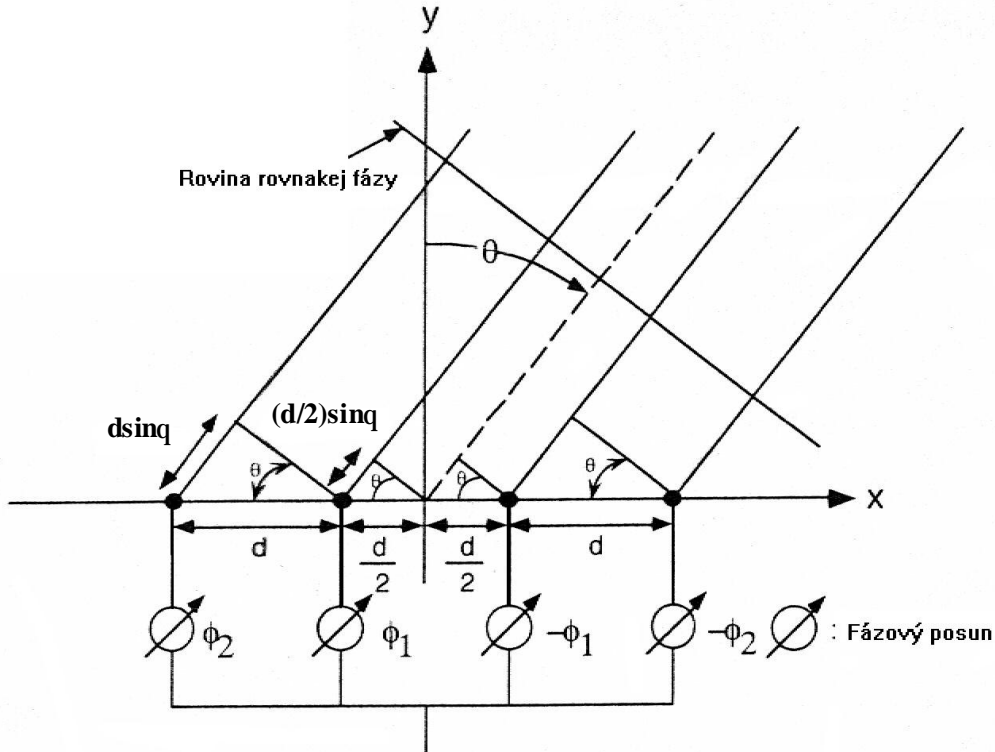
Niekoľko antén môže byť usporiadaných v priestore do matice, poľa na vytvorenie požadovaného smerového diagramu alebo jednej antény s požadovaným vyžarovacím diagramom. Tento typ antény je nazývaný anténa s poľom, ktorá obsahuje viac ako dva elementy. Každý element antény je napájaný rovnakou amplitúdou a fázou a anténa má pevný vyžarovací diagram. Naproti tomu, vyžarovací diagram môže byť menený fázou napájacieho prúdu každého elementu antény. Tento typ antény sa nazýva anténa s fázovými poľami, ktorá má veľa výhod v podmienkach mobilných satelitných komunikácií také ako sú kompaktnosť, ľahká váha, veľmi rýchle sledovacie vlastnosti a relatívne nízka cena.

Polia sú vytvorené v mnohých geometrických konfiguráciách. Veľmi typickou pre mobilné satelitné komunikácie sú planárne polia, v ktorých elementy sú usporiadané v rovine na snímanie zväzku lúčov pomocou azimutu a elevácii na sledovanie satelitu. Obrázok 4.15. ukazuje najjednoduchšiu lineárnu fázovú anténu, ktorá je zložená zo štyroch elementov, ktoré majú rovnaké elektrické vlastnosti a sú vytvorené na rovnakej vzdialenosti d pozdĺž osi x .

Na Obr.4.15., ak každý element je napájaný prúdom s rovnakou amplitúdou a fázou (hodnoty fázových posunov sú rovnaké), potom intenzita el. poľa vo vzdialenosti r , (vzdialené pole) fázovej antény je daná:



Obr. 4.14 Typický vyžarovací diagram pre základný mód (vľavo) a vyšší mód (vpravo) kruhovej patch antény zobrazený v polárných súradniciach.



Obr. 4.15 Samostatné lineárne fázové pole v ktorom každý element je budený rovnakou amplitúdou a rozdielnou fázou. Keď fázy budiacich prúdov elementov sú konštantne riadené, takáto anténa sa nazýva fázová anténa

$$\begin{aligned}
 E(\theta) &\propto \frac{e^{-jkr}}{r} D(\theta) \left[e^{-j\left(\frac{3kd}{2} \sin \theta - \phi_2\right)} + e^{-j\left(\frac{kd}{2} \sin \theta - \phi_1\right)} \right. \\
 &\quad \left. + e^{j\left(\frac{kd}{2} \sin \theta - \phi_1\right)} + e^{j\left(\frac{3kd}{2} \sin \theta - \phi_2\right)} \right] \\
 &= \frac{e^{-jkr}}{r} 2D(\theta) \left[\cos\left(\frac{kd}{2} \sin \theta - \phi_1\right) + \cos\left(\frac{3kd}{2} \sin \theta - \phi_2\right) \right] \\
 &= \frac{e^{-jkr}}{r} D(\theta) AF
 \end{aligned} \tag{4.23}$$

kde nulová fáza je v počiatku súradnicového systému a $D(\phi)$ je vyžarovací diagram jedného elementu, prvku antény. ϕ_1, ϕ_2 aj s ich znamienkami sú hodnoty fázových posunov, tak ako to ukazuje obrázok 4.15. Koeficient AF je nazývaný *array factor* činiteľ poľa. Vyžarovací diagram pre fázovanú anténu sa nájde tak, že sa násobí vyžarovací diagram jedného prvku antény činiteľom poľa.

Príklad 4.3

Činitele poľa AF_2 a AF_4 pre lineárne pole s dvoma alebo štyrmi elementmi, napájaných prúdom s rovnakou fázou $\phi_1 = \phi_2 = 0$, kde vzdialenosť medzi dvoma elementmi je polovica vlnovej dĺžky $d=l/2$ sú vypočítané ako:

$$AF_2 = \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right) \quad AF_4 = \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right) + \cos\left(\frac{3\pi}{2} \sin \theta\right) \quad (4.24)$$

Obrázok 4.16. ukazuje diagrany fázových antén pre lineárne pole s (a) dvoma elementmi a (b) štyrmi elementmi.

Vzdialenosť medzi elementmi je polovica vlnovej dĺžky. Maximálna hodnota bola získaná v y-ovej osi. (*boresight*).

Vo vzťahu 4.21., činiteľ poľa dáva maximum ak sú nasledujúce vzťahy splnené. Toto môže byť fyzikálne vysvetlené tak, že fázy čela vlny sú rovnaké, tak ako to ukazuje obrázok 4.15.

$$\frac{kd}{2} \sin \theta_0 - \phi_1 = \frac{3kd}{2} \sin \theta_0 - \phi_2 = n\pi \quad \text{pre } n=0, \pm 1, \pm 2. \quad (4.25)$$

V prípade že $n=0$

$$\phi_1 = \frac{kd}{2} \sin \theta_0 \quad \text{a} \quad \phi_2 = \frac{3kd}{2} \sin \theta_0 \quad (4.26)$$

To znamená, že maximálny zisk je získaný v požadovanom smere a zväzok lúčov môže byť skenovaný v požadovanom uhle od priameho smeru y-ovej osi.

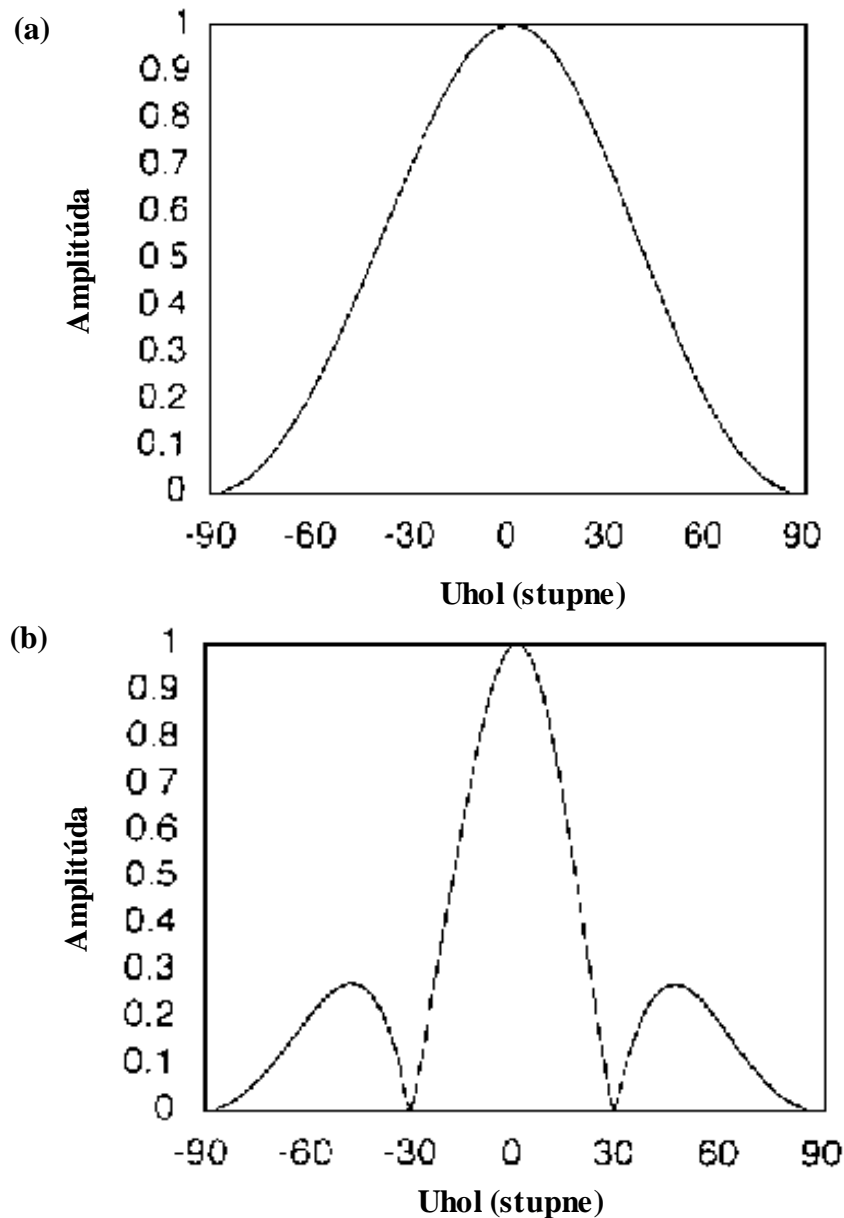
Príklad 4.4

Vyžarovací diagram antény s fázovanými poliami s dvoma alebo štyrmi elementmi môže byť vypočítaný pomocou nasledujúcich rovníc:

$$D_2(\theta) = \cos\left[\frac{\pi}{2}(\sin \theta - \sin \theta_0)\right]$$

$$D_4(\theta) = \cos\left[\frac{\pi}{2}(\sin \theta - \sin \theta_0)\right] + \cos\left[\frac{3\pi}{2}(\sin \theta - \sin \theta_0)\right] \quad (4.27)$$

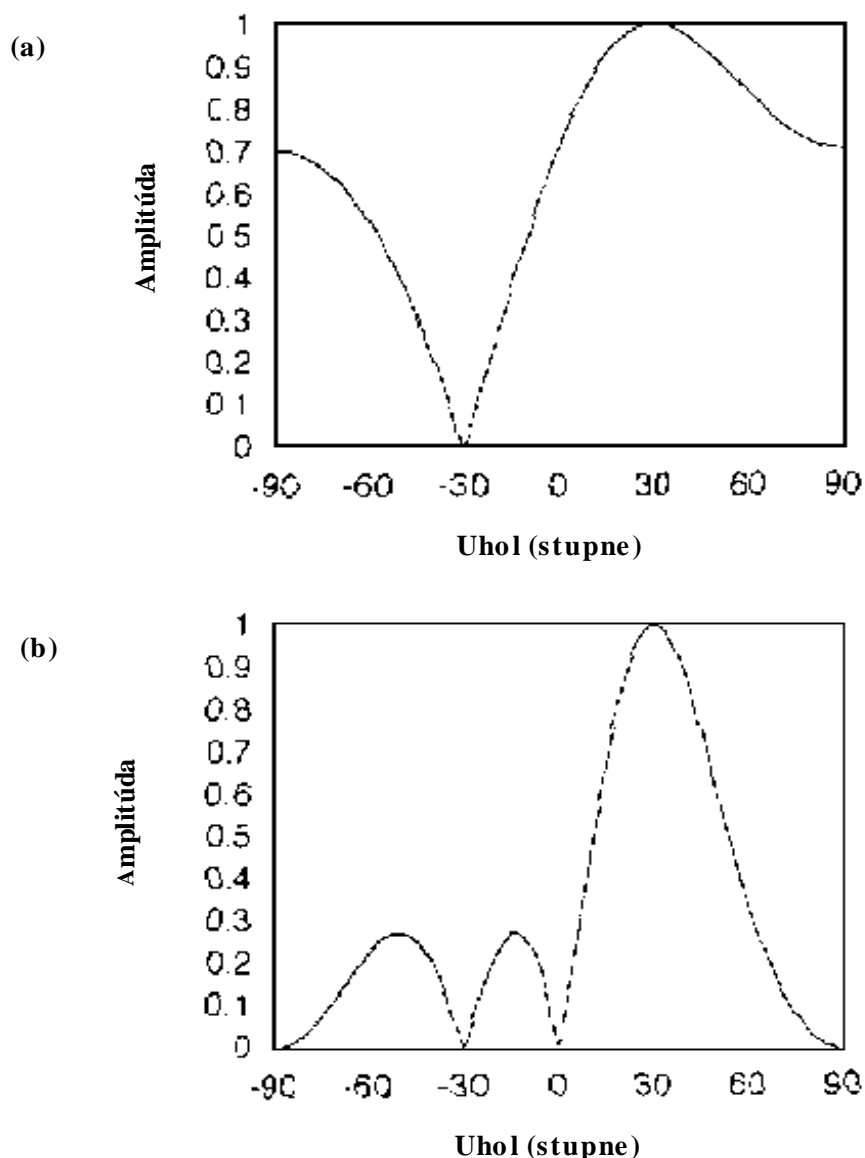
kde θ_0 znamená uhol skenovacieho smeru. Každý element je predpokladajme nesmerový a elementárna dĺžka je polovicou z vlnovej dĺžky $d=l/2$.



Obr. 4.16 Usporiadanie činiteľov pre (a) dva prvky a (b) štyri prvky lineárnej anténovej sústavy s odstupom prvkov o polovicu vlnovej dĺžky

Obrázok 4.17 zobrazuje vyžarovaciu charakteristiku postupného poľa antény pre (a) dva prvky a (b) štyri prvky lineárnej anténovej sústavy. Zväzok elektromagnetických vln je snímaný pod uhlom 30 stupňov.

Pomocou riadenia budiaceho prúdu každého prvku môžeme meniť tvar vyžarovacej charakteristiky pre špeciálne aplikácie. Za účelom potlačenia postranných lalokov pri požadovanej úrovni, sa používa budenie s malou amplitúdou. Avšak, potlačenie úrovne postranných lalokov nemôže byť vykonané bez straty výkonu antény a to zisku a polovice energie zo šírky zväzku. Istá cesta k optimalizácii nízkej úrovne postranných lalokov a charakteristík antény je Dolph – Čebyševova distribúcia [14].



Obr. 4.17 Vyžarovanie pre fázované anténové polia s (a) dvomi a (b) štyrmi prvkami pri snímaní hlavného zväzku pod 30 stupňovým uhlom. Odstup prvkov je polovica vlnovej dĺžky a každý prvok je pokladaný za nesmerový

Príklad 4.5

Fázovaná anténová sústava so štyrmi prvkami, ktoré sú budené neuniformnou prúdovou vlnou s amplitúdami 0.7 (-3dB), 1 (0dB), 1 (0dB) a 0.7 (-3dB), z ľava do prava pozdĺž osi x, ktoré sú zobrazené na obrázku 4.16. Smernica je daná vzťahom

$$D_4(\theta) = 1 \cdot \cos\left[\frac{\pi}{2}(\sin \theta - \sin \theta_0)\right] + 0.7 \cos\left[\frac{3\pi}{2}(\sin \theta - \sin \theta_0)\right]$$

Obrázok 4.18 porovnáva vyžarovací diagram uniformného a neuniformného fázovo budeneho poľa antén. V neuniformne budenej anténe pomer amplitúd prúdov napájajúcich každý prvok je 0.7 (-3dB) , 1 (0dB) , 1 (0dB) a 0.7 (-3dB) z ľava do prava pozdĺž osi x ako je ukázané na obrázku 4.15. To znamená, že pri znižovaní budiaceho prúdu sa postranné laloky znižujú, avšak šírka zväzku sa zväčšuje. Z (4.24), požadovaný medziprvkový fázový rozdiel Φ pre snímanie zväzku je daný uhlom Θ_0 a platí :

$$\phi = \phi_1 - \phi_2 = -\frac{2\pi d}{c} f \sin \theta_0 \quad (4.28)$$

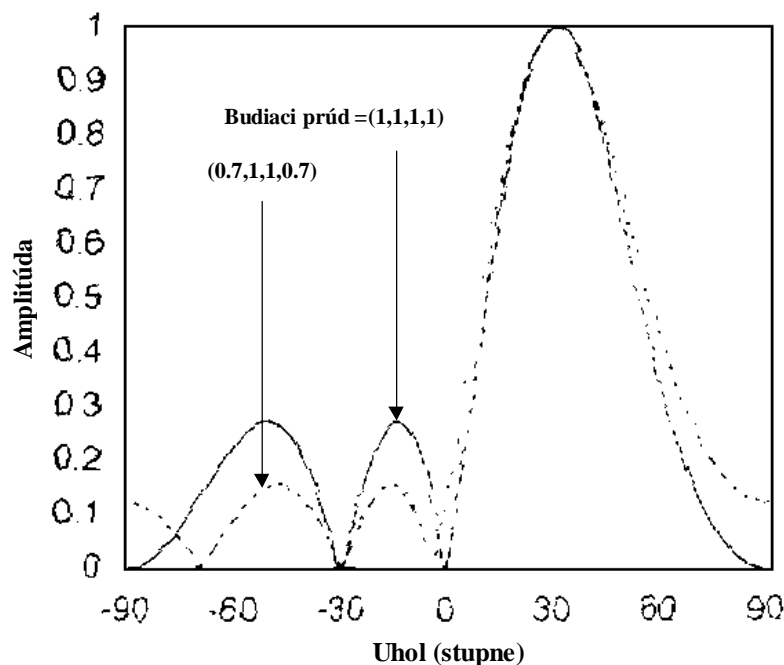
pričom c a f znamenajú rýchlosť svetla a frekvenciu.

Keď sa frekvencia zmení o Δf , snímaného zväzku lúčov a fázová odchýlka uhla $\Delta\theta_0$ a $\Delta\Phi$ sú dané

$$(\phi + \Delta\phi) = -\frac{2\pi d}{c} (f + \Delta f) \sin(\theta_0 + \Delta\theta_0) \quad (4.29)$$

Keď veľkosť fázy je pokladaná za konštantnú, alebo je závislá na frekvencii a $\Delta\Phi$ je nulové, potom ľavá strana (4.28) a (4.29) môžu byť porovnané nasledujúcim spôsobom :

$$f \sin \theta_0 = (f + \Delta f) \sin(\theta_0 + \Delta\theta_0) \quad (4.30)$$

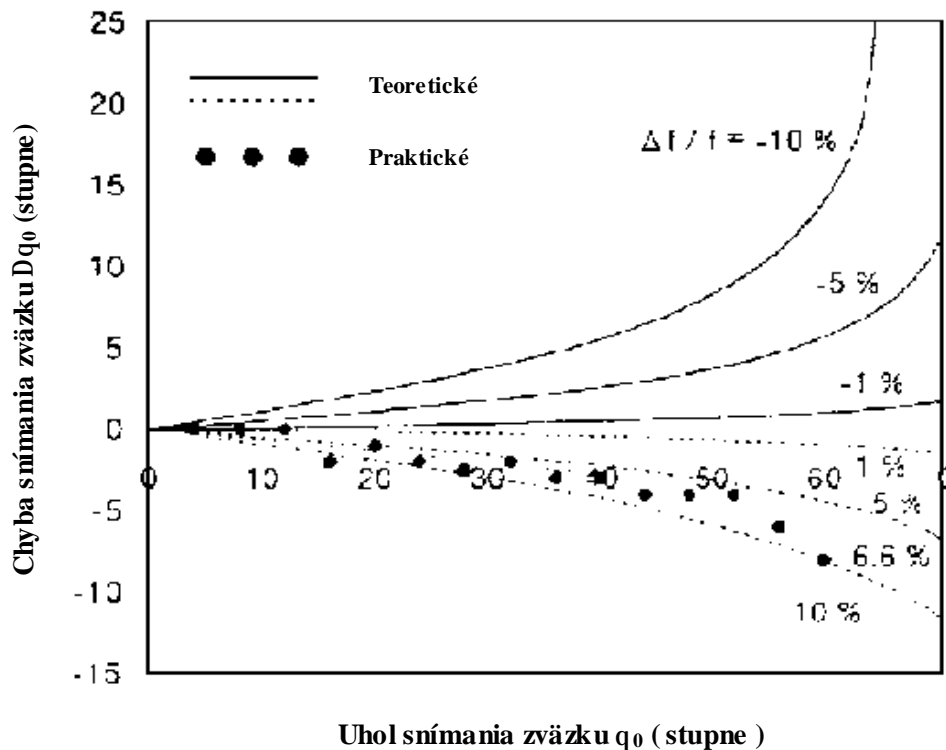


Obr. 4.18 Vyžarovací diagram uniformne budeneho (plná čiara) a neuniformne budeneho (bodkovaná čiara) fázového anténového poľa so štyrmi prvkami

Z (4.30), hodnota $\Delta\theta_0$ je daná

$$\Delta\theta_0 = -\theta_0 + \sin^{-1} \left[\frac{\sin \theta_0}{1 + \frac{\Delta f}{f}} \right] \quad (4.31)$$

Obrázok 4.19 zobrazuje teoreticky vypočítané výsledky z (4.31). Teoretická analýza ukazuje absolútnu hodnotu pre chybu snímania zväzku ako snímanie uhla zväzku a rozdielu frekvencie. To je aj dôvod, že ak $\Delta f \geq 0$, potom snímanie uhla vyžarovania sa posúva k menším uhlom a ak $\Delta f \leq 0$, potom sa posúva k väčším uhlom v porovnaní s požadovaným snímaným uhlom Θ_0 pri frekvencii f . Ďalším snímaním sa budú chyby znižovať, keď $\Delta f \geq 0$ než $\Delta f \leq 0$. Snímanie zväzku lúčov v uzavretých priestoroch môže spôsobiť nepresnosti, to je vážnym problémom pri prenose dát cez satelit v mobilných systémoch, pretože vysielacia frekvencia f_T a prijímacia frekvencia f_R sú rôzne (pre pohybujúce sa stanice, $f_T \geq f_R$), a $|(f_T - f_R) / f_R|$ je okolo 7% v L pásme (1.6 / 1.5 – GHz frekvenčného pásma), a okolo 50% v Ka pásme (30/20 – GHz frekvenčného pásma). Na obrázku 4.19, experimentálne údaje odmerané v ETS-V pokusoch [15], tiež ukazujú uzavreté krivky, kde hodnota $\Delta f / f \cong 0.066$



Obr. 4.19 Teoretická prognóza a experimentálne výsledky snímania chýb spôsobených rozdielom frekvencie

($f_R = 1.545$ MHz, $f_T = 1.647$ MHz). Tam je dobrá zhoda medzi teoretickými výpočtami a experimentálnymi výsledkami.

Príčinou snímania zväzku je pozorovanie chýb uprostred vysielacích a prijímacích frekvencií je ,že stupeň meniča používa naraz dve frekvencie. Na elimináciu chýb snímania sa používa nasledujúca rovnica ,kde Θ_R a Θ_T znamenajú hodnoty fázového posunu pri f_R a f_T .

$$\frac{\Phi_R}{f_R} = \frac{\Phi_T}{f_T} \quad (4.32)$$

Z (4.32), je vidieť ,že pri príjme určitej frekvencie vzniká útlm ,ktorý spôsobuje chyby pri snímaní zväzku medzi vysielanou a prijatou frekvenciou [15].

4.5 Sledovanie satelitov

4.5.1 Rozdelenie sledovania satelitov

Na sledovanie stacionárnych satelitov je dôležitá činnosť systémov smerových antén počas prenosu dát cez satelit. Obyčajne je požadovaná presnosť sledovania na 1dB ,ktorá korešponduje s uhlovou presnosťou okolo polovice uhla HPBW. Funkcia sledovania zahrňuje dve potreby a to riadenie smeru vyžarovania a riadenie sledovania. Existujú dve typy metód riadenia zväzku. Prvé je mechanické riadenie ,ktoré priamo fyzicky natáča anténu k satelitu. Druhé je elektronické riadenie ,ktoré priamo elektronicky riadi tvar laloku antény. Typickým príkladom je elektronické riadenie dosahované prostredníctvom fázových anténnych polí. To sú vlastne dve metódy sledovania. Prvá je metóda uzavretej slučky ,ktorá používa signály z družice pre vyhľadávanie a udržuje satelit v danej polohe. Metóda „ step-track “, ktorá je tiež ako metóda „ hill-climb “ je typickým príkladom metódy uzavretej slučky. To sa obyčajne používa v anténových systémoch pre INMARSAT-A , stanice umiestnené na lodiach. Súmerná je metóda uzavretej slučky ,na stabilizáciu antény sú potrebné senzory ako je krúživý kompas a akcelerometer. Avšak ,k využívaniu signálov satelitu je hlavný faktor v metóde uzavretej slučky. Druhá metóda je metóda otvorenej slučky ,ktorá nepoužíva signály zo satelitu. Metóda otvorenej slučky používa iba senzory ako je geomagnetický kompas a snímač rýchlosti, pri ktorých je výstupná informácia uhol pohľadu k satelitu, z ktorého sa priamo vypočítava zväzok antény. Táto metóda je niekedy nazývaná ako metóda programového riadenia.