

## Primena četvoelementnog kvadratnog niza antenskih elemenata u mobilnim komunikacijama

Dr Milan M. Šunjevarić, dipl.inž.<sup>1)</sup>  
Ivan P. Pokrajac, dipl.inž.<sup>2)</sup>  
Mr Bojan Zrnić, dipl.inž.<sup>2)</sup>

Razmatrana je primena antenskih nizova u mobilnim komunikacijama. Modelovan je mobilni prenosni kanal karakterističan za urbane sredine koji je zatim korišćen za ispitivanje karakteristika adaptivnog antenskog niza. Simuliran je četvoelementni cirkularni antenski niz kod koga je upravljanje karakteristikom ostvareno primenom LMS algoritma. Ovakva struktura niza može biti podesna za primenu u onim slučajevima gde se antenska karakteristika može podešavati u svim pravcima, kao što je slučaj kod mobilnog učesnika.

*Ključne reči:* Mobilne komunikacije, adaptivni antenski sistemi, LMS algoritam, formiranje antenskog snopa.

### Uvod

ADAPTIVNA obrada signala iz antenskog niza podrazumeva kombinovanje signala sa izlaza antenskih elemenata na način da se sistem adaptira na svoje signalno okruženje radi zadovoljenja nekog unapred određenog uslova, kao npr. maksimizacija odnosa primljeni signal/šum [1].

Mogućnost podešavanja nule u dijagramu usmerenosti radi potiskivanja istokanalnih smetnji i usmeravanja odvojenih snopova prema različitim mobilnim korisnicima, kao i mogućnost određivanja pravca iz koga dolazi signal, čini adaptivne antenske sisteme veoma privlačnim za primenu u mobilnim radio-komunikacijama [2].

U literaturi postoji mnogo objavljenih radova u kojim se razmatraju adaptivni antenski sistemi sa linearnim nizovima, a veoma malo radova sa drugačijom geometrijom. U ovom radu razmatran je četvoelementni cirkularni niz antenskih elemenata (u obliku kvadrata). Izvršena je simulacija formiranja antenskog snopa antenskog niza koji se adaptira na signalno okruženje sastavljeno od  $K$  korisnika, pri čemu je korišćen model prenosnog kanala karakterističan za mobilne komunikacione sisteme. Uobličavanje snopa ostvaruje se primenom LMS (Least mean square) algoritma i referentnog signala. Performanse predloženog sistema analizirane su preko određivanja verovatnoće greške po bitu zavisno od odnosa signal/šum+interferencija (SNIR) sa različitim brojem korisnika u jednom sektoru.

### Primena antenskih nizova u mobilnim komunikacionim sistemima

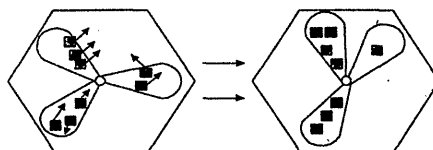
U mobilnim komunikacionim sistemima sa CDMA (Code Division Multiple Access) raspodelom kanala, jedan od bitnih problema je kapacitet CDMA sistema. Kapacitet

CDMA sistema predstavlja maksimalan broj korisnika sistema koji mogu biti istovremeno aktivni, uz pretpostavku da su korisnici asinhroni. Jedan od načina za povećanje kapaciteta zasniva se na sektorizaciji ćelija.

Pod sektorizacijom ćelija podrazumeva se deljenje ćelija u nekoliko sektora, pri čemu svi sektori koriste istu baznu stanicu. Ovo se obično radi korišćenjem usmerenih antena, tj. primenom adaptivnih antenskih nizova. Sektorizacija pomaže u smanjenju istokanalne smetnje, pošto je energija sa antenskih nizova usmerena duž sektora, u suprotnom pravcu sa istokanalnim ćelijama.

Kada je adaptivni antenski niz upotrebljen na baznoj stanici, može se formirati više snopova koji će pokrivati celu ćeliju. Svaki snop se tada može posmatrati kao posebna ćelija. Mobilni korisnik pri kretanju može preći iz jednog sektora u drugi i pri tome dobija novi kanal, kao pri prelasku iz jedne ćelije u drugu.

Adaptivni antenski niz takođe ima i mogućnost formiranja snopova prilagođenih uslovima saobraćaja [2]. U tom slučaju prvo se izvrši lociranje svih mobilnih korisnika, pa se onda formiraju snopovi koji pokrivaju svakog mobilnog korisnika ili grupu mobilnih korisnika. Kako se mobilni korisnici kreću, različiti snopovi pokrivaju različit broj mobilnih uređaja (sl.1). Ovo je korisno u situacijama kada se korisnici mobilnih uređaja kreću u grupama i duž puteva. Adaptivni niz takođe formira u dijagramu zračenja anten-



Slika 1. Pomeranje snopova zavisno od kretanja mobilnih korisnika

<sup>1)</sup> Vojnotehnički institut VJ, 11000 Beograd, Katanićeva 15

<sup>2)</sup> Vojnotehnička akademija, 11000 Beograd, Ratka Resanovića 1

skog niza nulti odziv prema ostalim grupama mobilnih korisnika, tj. umanjuje se odziv niza na neželjene signale.

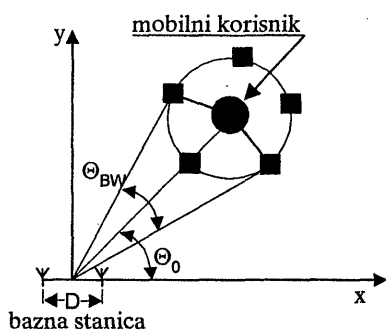
U ovom radu posmatraće se jedan sektor ćelije mobilnog komunikacionog sistema u kome ima  $K$  aktivnih mobilnih korisnika, koji šalju radio-sigale baznoj stanici i razmotriće se njihov uticaj na formiranje dijagrama zračenja antenskog niza.

### Modelovanje mobilnog prenosnog kanala za urbane sredine

Pretpostavka je da signal  $k$ -tog mobilnog korisnika ima sledeći oblik:

$$\xi_k(t) = m_k(t) \cdot c_k(t) \cdot \cos(2\pi ft) \quad (1)$$

gde su  $m_k(t)$  digitalni bipolarni niz podataka koji se prenosi,  $c_k(t)$  je bipolarna kodna sekvenca iz pseudoslučajnog generatora, a  $f$  je noseća frekvencija. Ovaj signal dolazi na antenski niz bazne stanice koji je pridružen jednom sektoru. U urbanim sredinama, zgrade i drugi objekti izazivaju višestruko (*eng. multipath*) prostiranje signala. Zato, na baznu stanicu može doći više signala sa različitim kašnjenjem, amplitudom i fazom [3]. Model višestrukog prostiranja je prikazan na sl.2



Slika 2. Model prijema signala na baznoj stanici

Primljeni signal na baznoj stanici može se aproksimirati kao suma konačnog broja (neka je to broj  $L$ ) reflektovanih talasa sa slučajnom fazom i amplitudom. Neka  $\xi_k(t)$  za  $k=1...K$ , označava originalan oblik signala (posle translacije na noseću učestanost), poslatog sa  $k$ -tog mobilnog korisnika. Ako je  $K$  aktivnih korisnika u isto vreme u jednom sektoru, i ako svaki šalje na  $i$ -tu antenu antenskog niza po  $L$  reflektovanih talasa, tada je izlaz sa  $i$ -te antene dat na sledeći način [3]:

$$x_i(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^L a_i(\theta_{k,j}) \cdot h_{k,j} \otimes \xi_{k,j}(t) + n_i(t) \quad (2)$$

gde je  $\otimes$  konvolucija, a  $a(\theta) = [a_1(\theta), \dots, a_p(\theta)]^T$  označava upravljački vektor antenskog niza sa  $P$  elemenata. Taj vektor predstavlja odziv antenskog niza na jedinični planarni talas u pravcu ugla  $\theta$ .  $h_{k,j}$  predstavlja model Rejljevog kanala kroz koji prolazi signal sa mobilnog uređaja, a  $n_i(t)$  je aditivni beli Gausov šum. Ako je rastojanje između mobilnog korisnika i bazne stanice dovoljno veliko, onda reflektovani talasi od  $k$ -tog korisnika dolaze pod uglovima  $\theta_{k,j}$  iz intervala  $[\theta_k - \theta_{BW}/2, \theta_k + \theta_{BW}/2]$  čije su vrednosti određene izrazom [4]:

$$\theta_{k,j} = \theta_k + \frac{1}{2} \cdot \theta_{BW} \cdot \sin\left(\frac{2\pi(j-1)}{L}\right) \quad (3)$$

za  $k=1...K$ ,  $j=1...L$  gde je  $\theta_{BW}$  ugaona oblast širenja reflektovanih talasa, prikazana na sl.2.

Kanal sa višestrukim prostiranjem se tipično modeluje kao suma velikog broja komponenti, koje se ne mogu odvojeno posmatrati. Zato je korišćen Rejljev model [2], pa se kanal kroz koji prolazi signal sa  $k$ -tog mobilnog uređaja predstavlja izrazom:

$$h_k = \sqrt{r^{-4}} \cdot \zeta \sum_{j=1}^L \alpha_j \cdot e^{j(\phi_j + 2\pi \nu_j t)} \quad (4)$$

gde  $r^{-4}$  predstavlja slabljenje zbog rastojanja mobilni učesnik-bazna stanica (eksponent  $-4$  važi za urbane sredine).  $10 \log(\zeta)$  je Gausova promenljiva i predstavlja slabljenje senke, sa srednjom vrednošću 0 dB i standardnom devijacijom 6-12 dB za gradske sredine,  $\nu_j$  je Doplerova frekvencija,  $\alpha_j$  je slučajna promenljiva sa Rejljevom raspodelom i  $\phi_j$  je uniformno raspodeljena faza od  $0-2\pi$ . Signal na izlazu iz antenskog niza za jednog posmatranog  $k$ -tog korisnika, u matricnom obliku zapisuje se kao:

$$x_k(t) = A(\theta_k) \cdot s_k(t) + n(t)$$

$$x_k(t) = \begin{bmatrix} a_1(\theta_1) & a_1(\theta_2) & \dots & a_1(\theta_L) \\ a_2(\theta_1) & a_2(\theta_2) & \dots & a_2(\theta_L) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_p(\theta_1) & a_p(\theta_2) & \dots & a_p(\theta_L) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_L(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_p(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{k,1}(t) \\ x_{k,2}(t) \\ \vdots \\ x_{k,p}(t) \end{bmatrix} \quad (5)$$

gde su:

$$A(\theta_k) = [a(\theta_{k,1}), \dots, a(\theta_{k,L})]$$

$$a(\theta_{k,j}) = [a_1(\theta_{k,j}), a_2(\theta_{k,j}), \dots, a_p(\theta_{k,j})]^T \quad j=1,2,\dots,L$$

$$s_k(t) = [s_{k,1}(t), \dots, s_{k,L}(t)]^T$$

$n(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_p(t)]^T$  predstavlja aditivni beli Gausov šum.

$s_k(t)$  predstavlja signal na izlazu iz Rejljevog kanala,  $s_{k,j}(t) = h_{k,j}(t) \otimes \xi_{k,j}(t)$ .

### Formiranje snopa

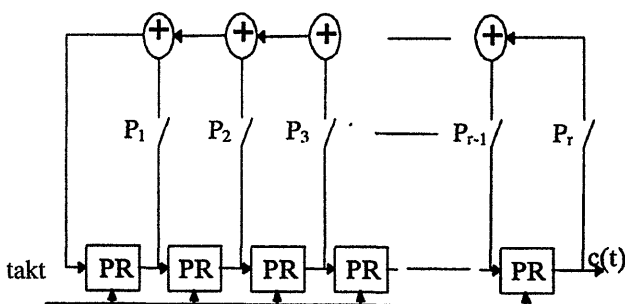
Većina metoda za formiranje snopa zahteva poznavanje smera dolaska signala DOA (Direction-Of-Arrival), odnosno ugla  $\theta_k$ ,  $k=1,2,\dots,K$  (ugao pod kojim dolazi signal na antenski niz). Druga grupa metoda zasniva se na primeni referentnih signala [3], po jednog za svakog mobilnog korisnika. Formiranje snopa se ostvaruje na osnovu korelacije svakog referentnog signala sa izlazom antenskog niza. Za dati skup referentnih signala, težinski koeficijenti antenskog niza mogu se izabrati tako da minimiziraju srednju kvadrat-

nu grešku između referentnog signala i izlaza antenskog niza. Na ovom mestu dat je postupak za generisanje referentnog signala, a u nastavku rada LMS algoritam.

Jedna od mogućih realizacija sistema sa prenosom u proširenom spektru (PPS) ostvaruje se primenom digitalne binarne fazne modulacije [1], koja je iskorišćena u ovom radu. Signal definisan izrazom (1) biće prikazan u sledećem obliku:

$$\xi(t) = \text{Re}\{A \cdot e^{j(\omega t + \Phi(t) + \Psi)}\} \quad (6)$$

gde je  $A$  amplituda signala,  $\omega$  je noseća frekvencija,  $\Phi(t)$  je binarni niz faznih pomeraja čije su vrednosti 0 ili  $\pi$ ,  $\Psi$  je početna faza nosioca. Binarni niz  $\Phi(t)$  je suma po modulu  $2\pi$  dva različita binarna niza  $\Phi_{data}(t) \in \{0, \pi\}$  i  $\Phi_{code}(t) \in \{0, \pi\}$ .  $\Phi_{data}(t)$  je binarni niz faznih pomeraja koji potiče od podataka koje treba poslati radio-vezom, a  $\Phi_{code}(t)$  je fazni niz koji potiče od pseudoslučajne sekvence (PS kod), maksimalne dužine. Generator PS koda je prikazan na sl.3. On se sastoji od pomeračkih registara, od čijeg broja zavisi i maksimalna dužina PS koda, XOR logičkih kola i prekidača. Maksimalna dužina PS koda je  $2^r - 1$ , gde je  $r$  broj pomeračkih registara, ali uz tačno definisani položaj svih prekidača.

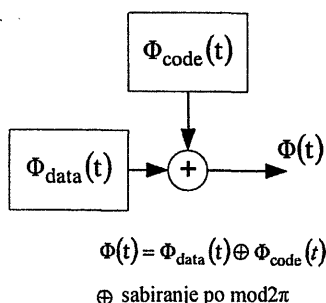


Slika 3. Šema generatora PS sekvence (PR - pomerački registar)

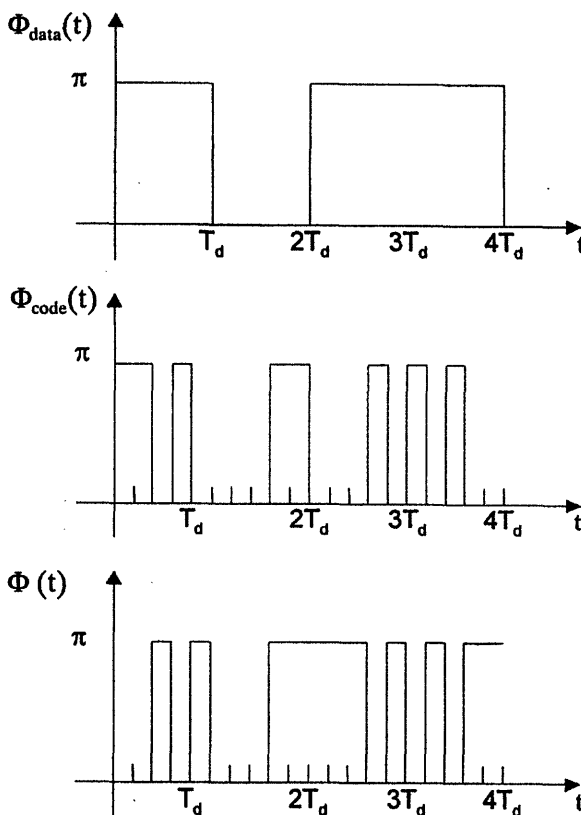
Neka je  $f_b$  ( $f_b = 1/T_b$ ) frekvencija niza  $\Phi_{data}(t)$ , a  $f_c$  ( $f_c = 1/T_c$ ) frekvencija niza  $\Phi_{code}(t)$ , gde su  $T_b$  i  $T_c$  trajanje bita i trajanje čipa (interval PS sekvence) respektivno. Odnos ove dve frekvencije predstavlja faktor proširenja spektra, odnosno procesno pojačanje:

$$G = \frac{f_c}{f_b} \quad (7)$$

Generisanje binarnog niza  $\Phi(t)$  ostvaruje se prema šemi prikazanoj na sl.4a. Na sl.4b je prikazan tipičan oblik signala  $\Phi_{data}(t)$  i  $\Phi_{code}(t)$ , pri  $G=5$  i njihova suma po modulu  $2\pi$ ,  $\Phi(t)$ .



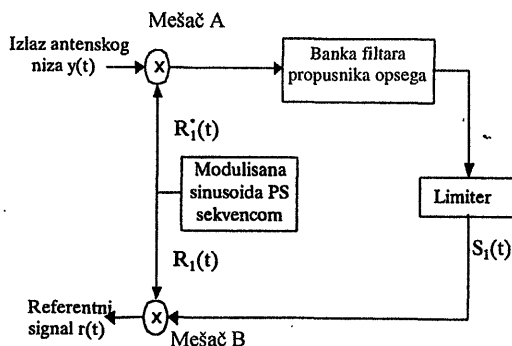
Slika 4. a) Generisanje ukupnog faznog pomeraja predajnog signala



Slika 4. b) Tipičan oblik signala  $\Phi_{data}(t)$ ,  $\Phi_{code}(t)$  i  $\Phi(t)$

### Generisanje referentnog signala

Na sl.5 je prikazano kolo za generisanje referentnog signala.



Slika 5. Kolo za generisanje referentnog signala

Na osnovu signala sa izlaza antenskog niza lokalno generisani signal  $R_1(t)$  je binarno modulisan sa istim PS kodom kao dolazeći signal:

$$R_1(t) = \text{Re}\{A_1 \cdot e^{j(\omega_1 t + \Phi_{code}(t) + \Psi_1)}\} \quad (8)$$

gde su:  $A_1$ ,  $\omega_1$  i  $\Psi_1$  amplituda, frekvencija i faza lokalno generisanog nosioca. Šta se dešava kad signal sa izlaza antenskog niza prolazi kroz dato kolo? Pretpostavljajući da je PS sekvencna lokalno generisanog signala  $R_1(t)$  sinhronizovana sa sekvencom primanog željenog signala, na izlazu mešača A imamo sledeći signal:

$$\xi(t) \cdot R_1^*(t) = \text{Re}\{A \cdot A_1 \cdot e^{j[(\omega - \omega_1)t + \Phi_{data}(t) + \Psi - \Psi_1]}\} \quad (9)$$

Izlazni signal ne sadrži  $\Phi_{code}(t)$ , tako da produkt meša- nja sadrži samo  $\Phi_{data}(t)$ . Ovaj produkt se može selektovati filtrom propusnikom opsega, čija je centralna učestanost  $(\omega - \omega_1)$ . S obzirom da je  $f_b < f_c$ , frekvencijski opseg koji treba da propusti filter je redukovano za  $G$  u odnosu na izlazni signal antenskog niza. Signal sa izlaza filtra ide na limiter, koji kontroliše veličinu amplitude referentnog signala, tako da na njegovom izlazu važi jednakost:

$$s_1(t) = \text{Re}\{A_e \cdot e^{j[(\omega - \omega_1)t + \Phi_{data}(t) + \Psi - \Psi_1 + \Psi_2]}\} \quad (10)$$

gde je  $A_e$  amplituda na izlazu iz limitera i  $\Psi_2$  predstavlja fazni pomeraj u kolu limitera.

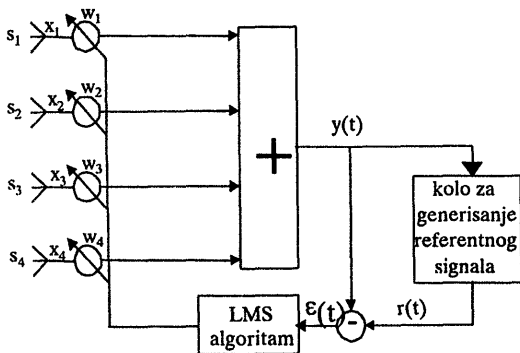
U mešaču  $B$  signal  $S_1(t)$  se množi sa signalom  $R_1(t)$ , tako da se dobija na izlazu iz kola referentni signal  $r(t)$ :

$$r(t) = s_1(t) \cdot R_1(t) = \text{Re}\{A_e \cdot A_1 \cdot e^{j[\omega t + \Phi_{data}(t) + \Phi_{code}(t) + \Psi + \Psi_0]}\} \quad (11)$$

gde je  $\Psi_0$  ukupni fazni pomeraj u kolu za generisanje referentnog signala i on mora biti jednak nuli. Prednost ovakvog načina za generisanje referentnog signala je u tome što ne mora da se vrši procena frekvencija željenog signala, ali se mora sinhronizovati PS generator sa dolazećom sekvencom. Osnovna razlika između ovako dobijenog referentnog signala i signala emitovanog sa mobilnog uređaja je u tome što referentni signal pored željenog signala sadrži i komponente signala smetnje i šuma. Naime, na izlazu antenskog niza, prikazanog na sl.6, pored korisnog signala  $\xi(t)$ , postoje smetnje i šum tako da je:

$$y(t) = \xi(t) + y_i(t) + y_n(t) \quad (12)$$

gde su:  $\xi(t)$ - željeni signal;  $y_i(t)$ - komponenta koja potiče od signala smetnje i  $y_n(t)$ -deo koji potiče od šuma.



Slika 6. Adaptivni antenski niz

Kada ovaj signal prođe kroz kolo za generisanje referentnog signala, kao na sl.5, dobija se referentni signal  $r(t)$ :

$$r(t) = g \cdot \xi(t) + g_i \cdot y_i(t) + g_n \cdot y_n(t) \quad (13)$$

gde  $g$  predstavlja pojačanje signala  $\xi(t)$  u kolu za generisanje referentnog signala, a  $g_i$  pojačanje za signal smetnje  $y_i(t)$  i  $g_n$  pojačanje šuma  $y_n(t)$ . Može se obezbediti da nam je uvek  $|g| > 1$  a  $|g_i| < 1$  i  $|g_n| < 1$  [1], čime se postiže potiskivanje smetnje i šuma iz referentnog signala. Ovako dobijeni referentni signal se koristi pri određivanju težinskih koeficijenata primenom LMS algoritma.

### LMS algoritam

U realnom vremenu LMS algoritam bez uslovljavanja (eng. *unconstrained*) [5] određuje težinske koeficijente an-

tenskog niza  $w$ , koristeći referentni signal. Ako je u  $(n+1)$ -om trenutku odmeravanja odbrak signala na izlazu elemenata antenskog niza  $x(n+1)$ , tada je izlaz iz antenskog niza predstavljen na sledeći način:

$$y(n+1) = w^H(n) \cdot x(n+1) \quad (14)$$

gde je  $w(n) = [w_1, w_2, \dots, w_P]^T$  vektor čiji su elementi težinski koeficijenti antenskog niza, H-Hermitian. Greška se određuje kao razlika izlaza antenskog niza  $y(t)$  i referentnog signala  $r(t)$ :

$$\varepsilon(w(n)) = w^H(n) \cdot x(n+1) - r(n+1) \quad (15)$$

a vrednosti novih težinskih koeficijenata određuju se prema izrazu:

$$w(n+1) = w(n) - \mu \cdot g(w(n)) \quad (16)$$

gde  $w(n+1)$  označava izračunate koeficijente u  $n+1$  iteraciji. U  $n+1$  iteraciji koriste se težinski koeficijenti određeni u  $n$ -toj iteraciji  $w(n)$ ;  $\mu$  je pozitivni skalar, koji reprezentuje korak računanja (step-size parametar) za kontrolu brzine konvergencije algoritma, odnosno brzine približavanja težinskih koeficijenata njihovim optimalnim vrednostima, i  $g(w(n))$  nepomerena procena gradijenta srednje kvadratne greške (Mean Squared Error-MSE), u odnosu na  $w(n)$ :

$$MSE(w(n)) = E[|r(n+1)|^2] + w^H(n) \cdot R \cdot w(n) - 2 \cdot w^H(n) \cdot z \quad (17)$$

gde je  $z = x(n+1) \cdot r(n+1)$ , a  $R$  matrica korelacije izlaza elemenata antenskog niza,  $R = E[x(n+1) \cdot x^H(n+1)]$ .

Procena gradijenta se ostvaruje prema formuli:

$$\nabla_w MSE(w)|_{w=w(n)} = 2 \cdot R \cdot w(n) - 2 \cdot z \quad (18)$$

odnosno,

$$g(w(n)) = 2 \cdot x(n+1) \cdot x^H(n+1) \cdot w(n) - 2 \cdot x(n+1) \cdot r(n+1) \quad (19)$$

$$g(w(n)) = 2 \cdot x(n+1) \cdot \varepsilon^*(w(n)) \quad (20)$$

Konvergencija LMS algoritma zavisi od step-size parametra, koji mora ispunjavati sledeći uslov :

$$0 < \mu < 1/\lambda_{\max} \quad (21)$$

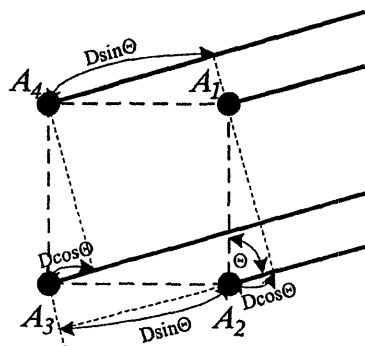
gde  $\lambda_{\max}$  predstavlja maksimalnu sopstvenu vrednost matrice  $R$ .

### Rezultati simulacije

U ovom delu prikazani su rezultati dobijeni simulacijom. Prvo je prikazana zavisnost dijagrama zračenja antenskog niza od rastojanja elemenata niza, a posle toga verovatnoća greške po bitu zavisno od SNIR, sa fiksnim rastojanjem između elemenata niza.

Izvršena je simulacija antenskog niza od četiri antene čiji se dijagram zračenja adaptira na određeni signal. Adaptacija se vrši pomoću LMS algoritma. Šema, na osnovu koje je napravljena simulacija, prikazana je na sl.6.

Za simulaciju je korišćen antenski niz čiji elementi su postavljeni u temenima kvadrata, dužine stranice  $D$  (vidi sl.7).

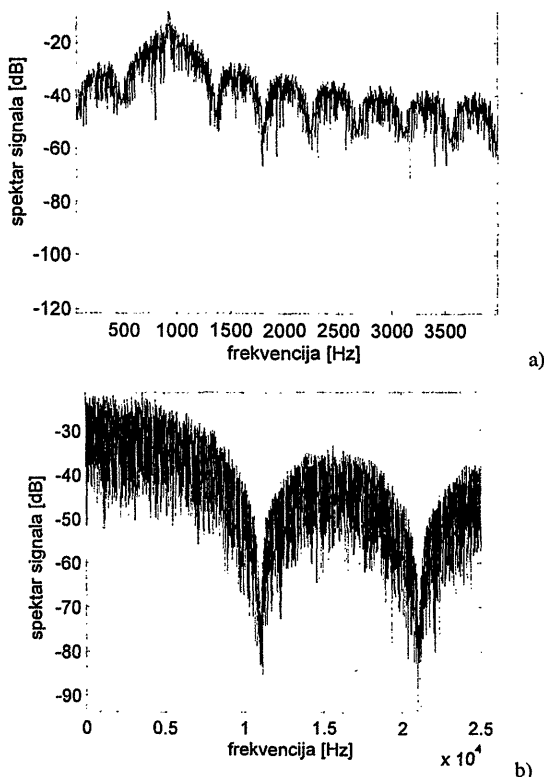


Slika 7. Oblik antenskog niza

Upravljački vektor ovog antenskog niza je [6]:

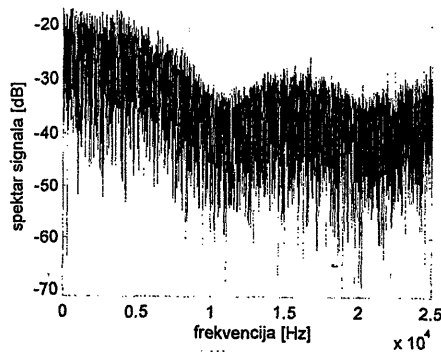
$$a(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-2\pi \cdot \frac{D}{\lambda} \cos(\theta)) \\ \exp(-2\pi \cdot \frac{D}{\lambda} \cdot (\cos(\theta) + \sin(\theta))) \\ \exp(-2\pi \cdot \frac{D}{\lambda} \sin(\theta)) \end{bmatrix} \quad (22)$$

Kako u CDMA sistemima svi korisnici istovremeno emituju signale unutar istog frekvencijskog opsega, a na prijemnoj strani se korisni signal izdvaja korelisanjem sa PS sekvencom koja je primenjena na korisnom signalu u predaji, može se zaključiti da je nivo neželjenih signala na izlazu iz prijemnika određen kroskorelacijom ove PS sekvence i PS sekvenci ostalih korisnika. U projektovanju ovakvih sistema prenosa jedan od problema je i generisanje što većeg skupa PS sekvenci sa što manjom kroskorelacijom. Goldove sekvence, koje su ovde korišćene, razvijene su upravo za primenu u CDMA sistemima. Na sl.8a je prikazan spektar signala koji bi emitovao mobilni korisnik, kada ne bi vršili prenos u proširenom spektru.



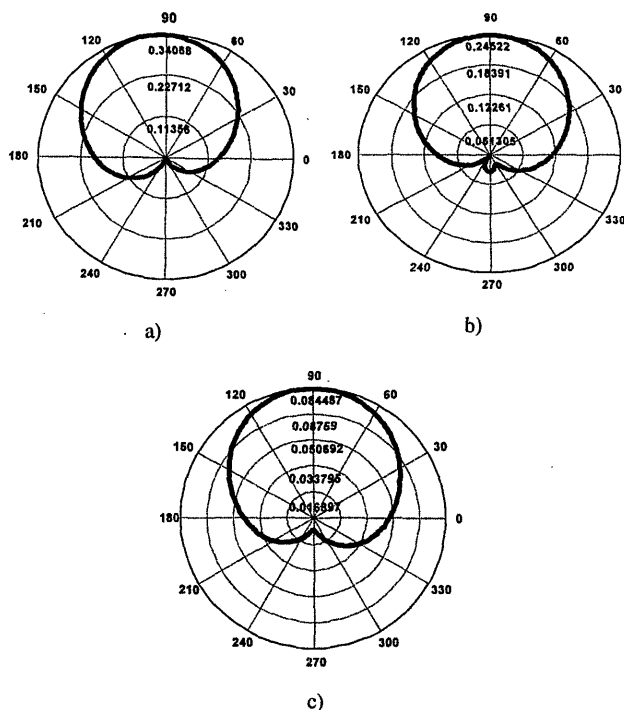
Slika 8. Spektar emitovanog signala sa mobilnog korisnika: a) bez proširenja spektra, b) sa proširenim spektrom

U ovom slučaju noseća frekvencija je na 1000 Hz, a spektar podataka zauzima opseg od 500 Hz. Kada se izvrši proširivanje spektra, pri procesnom pojačanju  $G=20$ , dobija se izgled spektra (u osnovnom opsegu) kao na sl.8b. Komponenta noseće frekvencije je potpuno potisnuta, a spektar je proširen 20 puta. Ako se želi da se proširi spektar više od toga, mora se uzeti veće procesno pojačanje  $G$ . Na sl.9 je prikazan spektar signala na izlazu iz jednog elementa antenskog niza, posle prolaska kroz Rejljev kanal, pri  $L=3$  reflektovana talasa i  $\theta_{BW}=5^\circ$ . Primećuje se znatna razlika između izgleda spektra na sl.8b i sl.9.



Slika 9. Spektar signala na izlazu jednog elementa antenskog niza

Ova razlika je posledica prolaska signala kroz Rejljev kanal i dodavanja aditivnog šuma na svakom antenskom elementu. Na sl.10 je prikazan dijagram usmerenosti antenskog niza za  $D=\lambda/4$ , pri različitim odnosima signal-šum, i  $\theta_{BW}=5^\circ$ . Ovi dijagrami su određeni primenom LMS algoritma za procenu optimalnih težinskih koeficijenata u slučaju da je aktivan samo jedan učesnik i da postoji  $L=3$  reflektovanih signala.

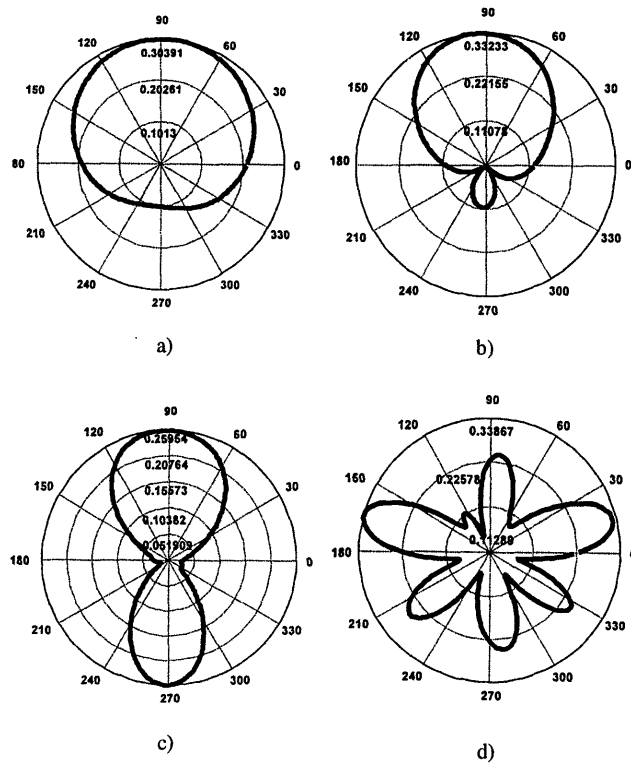


Slika 10. Dijagram usmerenosti niza sa sl.7 pri  $D=\lambda/4$  i  $\theta_{BW}=5^\circ$ : a)  $S/N=0$  dB, b)  $S/N=-10$  dB, c)  $S/N=-20$  dB

Sa dijagrama prikazanih na sl.10 vidi se da algoritam dobro radi kako za  $S/N=0$  dB tako i za  $S/N=-20$  dB.

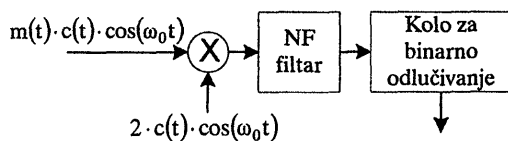
Na sl.11 su prikazani dijagrami usmerenosti antenskog niza za različita rastojanja antena u nizu,  $D$ , pri odnosu

$S/N=0$  dB i  $\Theta_{BW}=5^\circ$ . Kao što se može primetiti, rastojanje između antena utiče na oblik dijagrama usmerenosti zbog čega je veoma bitno da se izbor rastojanja dobro izvrši.



Slika 11. Dijagram usmerenosti niza sa sl.7 pri  $S/N=0$  dB i  $\Theta_{BW} = 5^\circ$  za različite vrednosti rastojanja između elemenata niza: a)  $D=\lambda/8$ , b)  $D=\lambda/2$ , c)  $D=\lambda/3$ , d)  $D=\lambda$

Ispitivanje performansi predloženog sistema ostvareno je određivanje verovatnoće greške po bitu zavisno od SNIR sa različitim brojem korisnika u jednom sektoru. Određivanje verovatnoće greške po bitu vrši se demodulacijom signala pomoću demodulatora, prikazanog na sl.12.

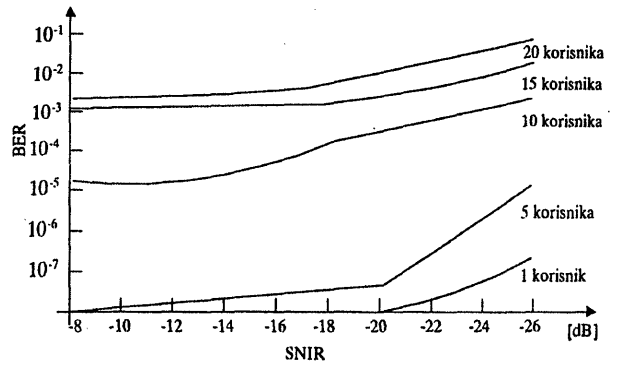


Slika 12. Demodulator DS-BPSK signala

Izračunavanje verovatnoće greške po bitu ostvareno je prema izrazu:

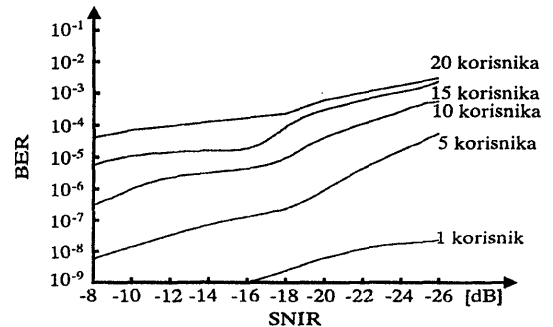
$$p(e) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_b}) \tag{23}$$

gde  $\gamma_b = \alpha^2 \frac{E_b}{N}$  označava odnos signal/šum po informacionom bitu na izlazu NF filtra,  $\alpha$  je amplitudsko pojačanje. Pretpostavljeno je da ukupni šum  $N$  sadrži dve komponente: komponentu belog Gausovog šuma  $N_0$  i komponentu smetnje  $I$  za koju se takođe može pretpostaviti da ima ravan spektar unutar opsega NF filtra. Pri tome izraz (23) može da se koristi za proračun verovatnoće greške po bitu (Bit Error Rate-BER) na izlazu demodulatora zavisno od odnosa  $S/(N_0+I)$ . Na sl.13 je prikazana verovatnoća greške po bitu zavisno od odnosa  $S/(N_0+I)$ , pri različitom broju aktivnih korisnika u jednom sektoru i ako je  $\Theta_{BW}=5^\circ$  i broj reflektovanih talasa  $L=3$  i pri tome srednje snage reflektovanih signala imaju isti iznos kao originalni signal.



Slika 13. Verovatnoća greške po bitu za  $G=20$ , iste su snage originalnog i reflektovanih signala

Povećanjem broja aktivnih korisnika u jednom sektoru dolazi do povećanja verovatnoće greške. Na sl.14 je takođe prikazana verovatnoća greške po bitu, pri istim uslovima, samo što sada srednje snage reflektovanih signala nemaju iste vrednosti. Srednje snage reflektovanih signala su 0.25 W, 0.5 W i 1 W, a srednja snaga originalnog signala je 1 W. Može se primetiti da se u ovom slučaju poboljšava, tj. smanjuje verovatnoća greške po bitu u odnosu na prvi slučaj.



Slika 14. Verovatnoća greške po bitu, za snage tri reflektovana signala: 25%, 50% i 100% od snage originalnog signala

### Zaključak

U ovom radu razmatran je antenski niz čije su antene postavljene u temenima kvadrata. Pokazano je kako rastojanje između elemenata antenskog niza utiče na dijagram usmerenosti niza. Zavisno od željenog oblika dijagrama usmerenosti, bira se rastojanje između elemenata antenskog niza. Sagledane su mogućnosti primene ovakvog antenskog niza u CDMA ćelijskim sistemima. Za sisteme sa malim niza-nim pojačanjem, kao što je slučaj u ovom radu, ( $G=20$ ), nivo smetnje od svih aktivnih korisnika u sistemu je velik, što bitno utiče na SNIR naročito pri velikom broju korisnika. Da bi se ostvarila manja verovatnoća greške po bitu na prijemu, odnosno povećao odnos SNIR, korišćen je adaptivni antenski sistem, pomoću kojeg se smanjuje nivo smetnji na prijemu.

### Literatura

- [1] COMPTON,R.T. *Adaptive Antenas, concepts and performance*. Prentice Hall, New Jersey, 1988.
- [2] GODARA,L.C. Applications of Antena Arrays to Mobile Communications. *Proc. IEEE*, July 1997, vol.88, p.1029-1060.
- [3] GRANT,P.M.J., THOMPSON,S., MULGREW,B. Antena Arrays for cellular CDMA systems. *Proc. IEEE*, 1998.
- [4] ANDERSON,S. et all. A Study of Adaptive Arrays for Mobile Communication Systems. *Proc. IEEE*, 1991, p.3289- 3292.
- [5] HAYKIN,S. *Adaptive Filter Theory*. Prentice Hall,New Jersey, 1986.
- [6] ŠUNJEVARIĆ,M.M. *Radiogoniometrija*. Beograd, VINC, 1991.