

Uticaj različitih modela prenosnog kanala na izlazne karakteristike mobilnog komunikacionog sistema sa adaptivnom antenskom karakteristikom

Ivan P. Pokrajac, dipl.inž.¹⁾
Dr Milan M. Šunjevarić, dipl.inž.²⁾
Mr Bojan Zrnić, dipl.inž.³⁾
Dejan Bačević, dipl.inž.⁴⁾

Razmatrane su performanse više modela kanala koji se koriste u analizama savremenih mobilnih komunikacionih sistema. Simulirana su tri modela kanala pri čemu se koristi dvanaestoelementni antenski niz, kod kojeg je upravljanje antenskom karakteristikom ostvareno pomoću adaptivnih algoritama: LMS, LMF, RLS i SMI. Posmatrana je vrednost izlaznog odnosa signal/(šum + smetnja) u zavisnosti od modela kanala i upotrebljenog adaptivnog algoritma.

Ključne reči: Model kanala, funkcija združene gustine verovatnoće, adaptivni algoritmi (LMS, LMF, RLS i SMI), ulazni i izlazni odnos signal/(šum + smetnja), ugao dolaska signala.

Uvod

UVOĐENJEM adaptivnih antenskih nizova u mobilne komunikacione sisteme radi smanjenja smetnje, povećanja kapaciteta i određivanja prostorne lokacije korisnika u jednoj ćeliji sistema, javlja se i potreba za boljim poznavanjem prostornih osobina prenosnog kanala u mobilnim komunikacionim sistemima. Klasični modeli kanala obezbeđuju informaciju o raspodeli amplitude primljenog signala i Doplerovom pomeraju. Međutim, noviji modeli kanala pored već navedenih informacija obezbeđuju i statističke parametre vremenskog kašnjenja signala (TOA - *Time Of Arrival*), i ugla dolaska signala (AOA - *Angle Of Arrival*). Razvoj ovih modela išao je uporedo sa razvojem ćelijskih sistema. Kod ovih modela kanala potrebno je praviti razliku između okruženja oko bazne stanice i okruženja oko mobilne stanice, jer broj i lokacija objekata na kojima dolazi do refleksije signala zavisi od visine na kojoj se nalaze antenski nizovi.

U ovom radu su razmatrani modeli kanala zasnovani na različitim oblicima refleksione geometrije uz pretpostavku da su komponente prijemnog signala nastale jednostrukom refleksijom (Geometrically Based Single - Bounce (GBSB) Statistical Channel Models), kao što su kružni i eliptični model. Za ova dva modela određena je funkcija združene gustine verovatnoće TOA i AOA: $f(\tau, \theta_b)$. Određena je i korelacija signala na dva elementa antenskog niza za tri različita modela raspodele AOA [1] zavisno od širine ugaone oblasti Θ_{BW} , i određena je vrednost izlaznog odnosa signal/šum + smetnja (SNIR_{iz}) za sva tri modela kanala u zavisnosti od primenjenog adaptivnog algoritma i širine

ugaone oblasti Θ_{BW} .

Model prostornog kanala sa višestrukim prostiranjem

U mobilnim komunikacionim sistemima signal koji se prostire kroz kanal interaguje sa okruženjem na veoma kompleksan način. Dolazi do difrakcije elektromagnetnog talasa, refleksije signala od mnogobrojnih objekata, i zato na baznu stanicu može doći više signala od jedne mobilne stanice, sa različitim kašnjenjem, amplitudom i fazom. Kao što je navedeno u [2], primljeni signal u baznoj stanici se može aproksimirati kao suma konačnog broja L komponenti, pa je impulsni odziv kanala za jednu mobilnu stanicu dat sledećim izrazom:

$$\mathbf{h}(t, \tau) = \sum_{\ell=0}^{L-1} A_{\ell}(t) \cdot e^{j\varphi_{\ell}(t)} \cdot \delta(t - \tau_{\ell}(t)) \quad (1)$$

Amplituda $A_{\ell}(t)$ se modeluje najčešće kao slučajna promenjiva sa Rejljevom raspodelom, $\varphi_{\ell}(t)$ je fazni pomeraj, $\tau_{\ell}(t)$ kašnjenje signala. Model kanala u izrazu (1) ne sadrži AOA svake komponente. Kada se AOA uključi u vektor impulsnog odziva kanala, za uskopojasne signale, on može da se prikaže izrazom:

$$\mathbf{h}(t, \tau) = \sum_{\ell=0}^{L-1} A_{\ell}(t) \cdot e^{j\varphi_{\ell}(t)} \cdot \mathbf{a}(\Theta_{\ell}, \varphi_{\ell}) \cdot \delta(t - \tau_{\ell}(t)) \quad (2)$$

gde je $\mathbf{a}(\Theta_{\ell}, \varphi_{\ell})$ vektor koji predstavlja odziv antenskog

¹⁾ VP 4522, Beograd

²⁾ SMO SVPD VIRP NVO, 11000 Beograd, Katanićeva 15

³⁾ Vojnotehnička akademija VJ, 11000 Beograd, R. Resanovića 1

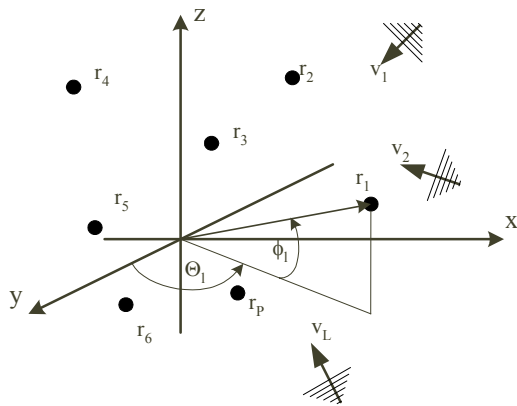
⁴⁾ VP 5542, Beograd

niza na jedinični planarni talas u pravcu ugla $(\Theta_\ell, \varphi_\ell)$ prikazan pomoću:

$$\mathbf{a}(\Theta_\ell, \varphi_\ell) = [\exp(j\omega_c \tau_{1\ell}) \exp(j\omega_c \tau_{2\ell}) \dots \exp(j\omega_c \tau_{P\ell})]^T \quad (3)$$

Veličina $\tau_{p\ell} = \mathbf{v}_\ell \cdot \mathbf{r}_p / c$ predstavlja kašnjenje ℓ -te komponente signala na p -tom elementu antenskog niza u odnosu na referentnu tačku u prostoru, a c je brzina prostiranja svetlosti. Na sl.1 je prikazan antenski niz sa P elemenata slučajno raspoređenih u prostoru. Prostorni položaji antenskih elemenata određeni su skupom vektora $\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_p$, gde je \mathbf{r}_p vektor pozicije p -te antene u 3-D prostoru. Jedinični vektor smera dolaska ℓ -te komponente signala na antenski niz \mathbf{v}_ℓ može da se izrazi u funkciji smera dolaska te komponente (azimuta Θ_ℓ i elevacije φ_ℓ):

$$\mathbf{v}_\ell = [\sin(\Theta_\ell) \cos(\varphi_\ell) \cos(\Theta_\ell) \cos(\varphi_\ell) \sin(\varphi_\ell)]^T \quad (4)$$

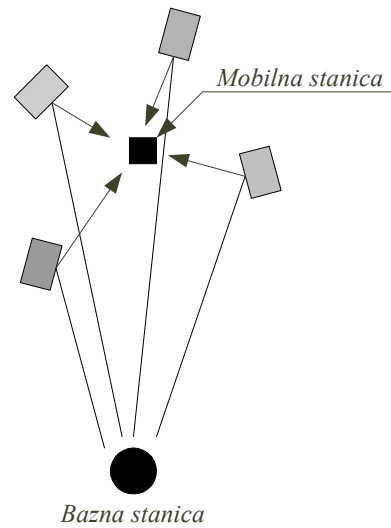


Slika 1. Superpozicija signala na antenskom nizu

Znači impulsni odziv prostornog kanala je suma L komponenti sa različitim amplitudom, fazom, kašnjenjem i AOA. Raspodela ovih parametara zavisi od tipa okruženja u kome se nalaze bazna stanica i mobilna stanica.

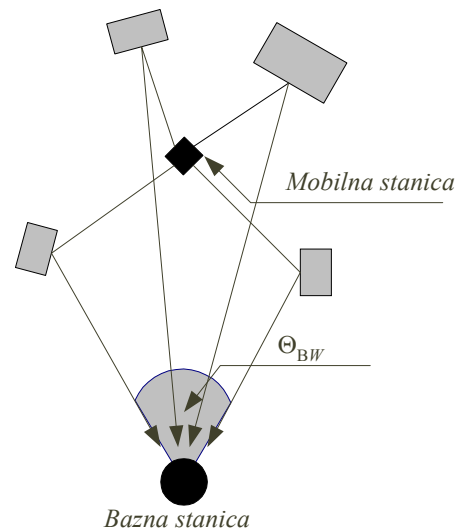
Makro i mikroćelijsko okruženje

Kod *makroćelijskog okruženja* mobilne stanice podrazumeva se da signal koji se indukuje u anteni mobilne stanice dolazi iz svih pravaca, nakon refleksije od raznih objekata, (videti sliku 2).



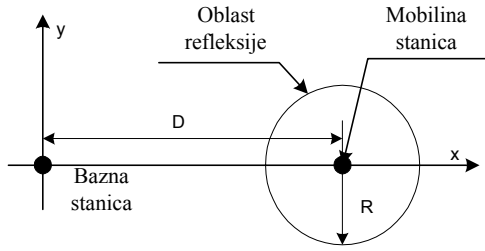
Slika 2. Makroćelijsko okruženje iz perspektive mobilne stanice

Uz ovaj uslov, može se pretpostaviti da AOA ima uniformnu raspodelu u intervalu od $[0, 2\pi]$. Međutim AOA signala pristiglih na baznu stanicu od mobilne stanice je sasvim drugačiji. Komponente višestrukog signala koje se indukuju na antenskom nizu bazne stanice rezultat su refleksije signala u okolini mobilne stanice, tako da ti signali dolaze na baznu stanicu unutar male ugaone oblasti, širine Θ_{BW} , (sl.3). Raspodela AOA nije uvek uniformna, već može da ima i neku drugu raspodelu. O tome će biti više reči u nastavku rada.



Slika 3. Makroćelijsko okruženje iz perspektive bazne stanice

GBSB model kanala je definisan prostornom funkcijom gustine rasejanja signala. Iz ove funkcije moguće je odrediti funkcije združene i marginalne gustine verovatnoće AOA i TOA: $f(\tau, \theta_b)$. Poznavanjem ovih funkcija gustine verovatnoće mogu se predvideti performanse adaptivnog antenskog niza. Kružni model refleksione geometrije opisuje makroćelijsko okruženje i prikazan je na sl.4. Kod ovog modela signal se reflektuje u krugu poluprecnika R_m oko mobilne stanice, gde je $R_m < D$, a D je rastojanje između bazne i mobilne stanice.



Slika 4. Kružni model

Ovaj model je zasnovan na pretpostavci da je makroćelijsko okruženje tako da nema refleksije signala u blizini bazne stanice. Funkcija združene gustine verovatnoće AOA i TOA dobijena za ovaj model obezbeđuje uvid u neke osobine ovog modela. Funkcije združene gustine verovatnoće AOA i TOA na baznoj i mobilnoj stanici, respektivno [1], opisane su izrazima:

$$f_{\tau, \Theta_b}(\tau, \Theta_b) = \frac{(D^2 - \tau^2 c^2)(D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\Theta_b))}{4\pi R_m (D \cos(\Theta_b) - \tau c)^3} \quad (5)$$

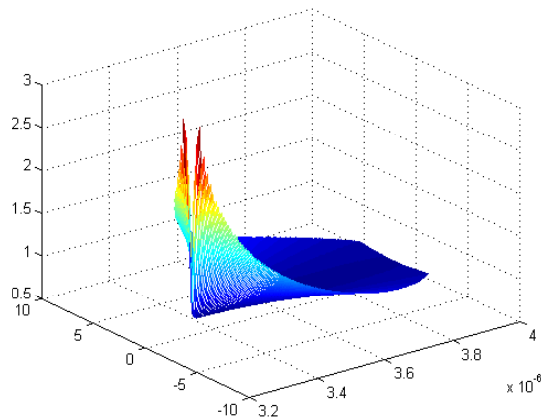
za $\frac{D^2 - 2\tau c D \cos(\Theta_b) + \tau^2 c^2}{\tau c - D \cos(\Theta_b)} \leq 2R_m$, a nula na drugom mestu.

$$f_{\tau, \Theta_m}(\tau, \Theta_m) = \frac{(D^2 - \tau^2 c^2)(D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\Theta_m))}{4\pi R_m (D \cos(\Theta_m) - \tau c)^3} \quad (6)$$

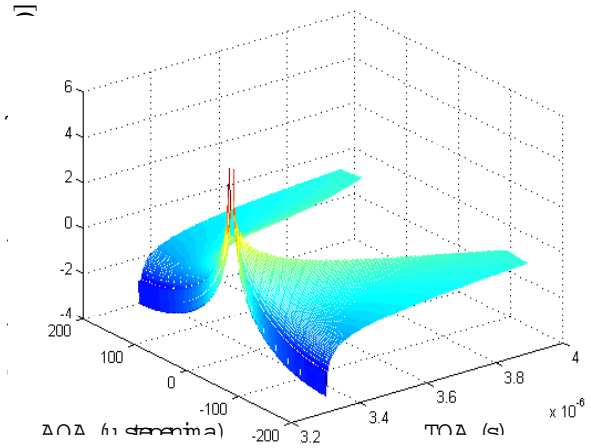
za $\frac{D^2 - \tau^2 c^2}{D \cos(\Theta_m) - \tau c} \leq 2R_m$, a nula na drugom mestu.

Uglovi Θ_b i Θ_m predstavljaju razliku između ugla dolaska reflektovanih signala i signala koji stiže do antene bazne ili mobilne stanice bez refleksije.

Na sl.5 prikazana je funkcija združene gustine verovatnoće AOA i TOA za slučaj da je $R_m=100\text{m}$ i $D=1\text{km}$. Kod ovog modela je relativno velika verovatnoća pojave višestrukih komponenti sa malim kašnjenjem duž linije direktnog prostiranja signala. Na baznoj stanici AOA je ograničen malom ugaonom oblašću, koja je prema rezultatima merenja navedenim u [3], od dva do šest stepeni za $D=1\text{km}$.



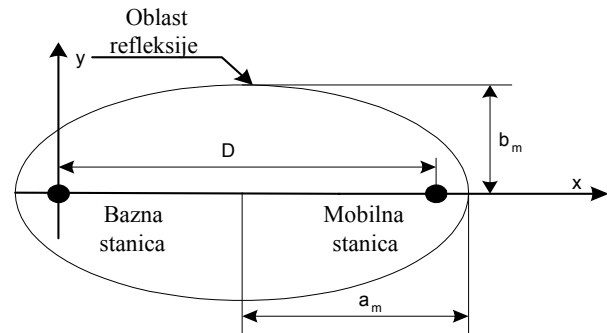
a)



b)

Slika 5. Funkcija združene gustine verovatnoće AOA i TOA za kružni model a) na baznoj stanici, b) na mobilnoj stanici

U mikroćelijskom okruženju, antenski niz na baznoj stanici je obično postavljen na istoj visini kao i objekti koji okružuju tu baznu stanicu. Ovo prouzrokuje veće širenje AOA na baznoj stanici nego u slučaju makroćelijskog okruženja, jer ovde dolazi do refleksije i u blizini bazne stanice. Kod GBSB eliptičnog modela pretpostavka je da se signali reflektuju po uniformnoj raspodeli unutar elipse, kao na sl.6, gde su bazna i mobilna stanica smeštene u žiži elipse [4]. Ovaj model je predložen za opisivanje mikroćelijskog okruženja. Kod ovog modela uzimaju se samo one komponente signala čije je kašnjenje manje od τ_m . Zanimarivanje komponenti sa većim kašnjenjem je moguće jer sa većim kašnjenjem signala dolazi i do većeg gubitka snage signala usled prostiranja, tako da te komponente dolaze na baznu ili mobilnu stanicu sa manjim nivoom snage nego komponente sa manjim kašnjenjem.



Slika 6. Elipsoidni model

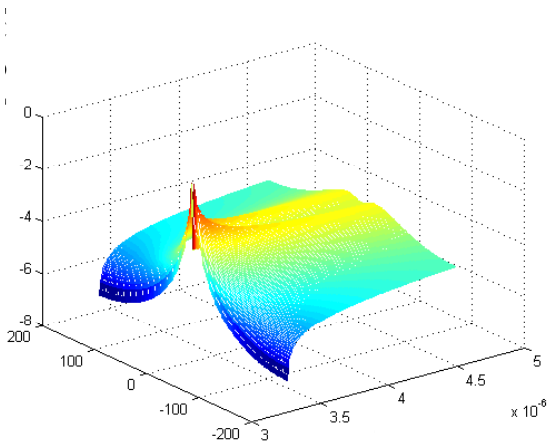
Parametri a_m i b_m su veličine koje predstavljaju veću i manju elipsu, a dobijaju se pomoću sledećih izraza:

$$a_m = \frac{c\tau_m}{2}; \quad b_m = \frac{1}{2}\sqrt{c^2\tau_m^2 - D^2} \quad (7)$$

Funkcija združene gustine verovatnoće AOA i TOA, posmatrano na baznoj stanici ovog modela data je sledećim izrazom [1]:

$$f_{\tau, \Theta_b}(\tau, \Theta_b) = \frac{(D^2 - \tau^2 c^2)(D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\Theta_b))}{4\pi a_m b_m (D \cos(\Theta_b) - \tau c)^3} \quad (8)$$

za $\frac{d}{c} \leq \tau < \tau_m$, a nula na drugom mestu.



Slika 7. Funkcija združene gustine verovatnoće AOA i TOA za elipsoidni model

Na sl.7 prikazana je funkcija združene gustine verovatnoće AOA i TOA pri $D=1\text{km}$ i $R_m=100\text{m}$ i $\tau_m=5\mu\text{s}$. Na slici se vidi da je veća verovatnoća pojave komponenti sa manjim kašnjenjem duž linije direktnog prostiranja signala, kako kod bazne stanice, tako i kod mobilne stanice.

Različiti modeli raspodele AOA

U ovom delu rada opisana su tri različita modela raspodele AOA: Leev model, model sa diskretnom uniformnom raspodelom i model sa Gausovom raspodelom.

Leev model

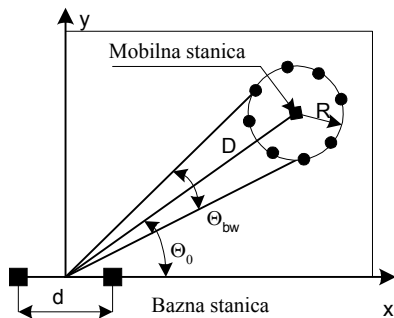
Kod ovog modela [5] pretpostavlja se da postoji L reflektovanih signala, uniformno raspoređenih u krugu poluprečnika R oko mobilnog korisnika (sl.8). Uz pretpostavku da je $D \gg R$, ugao pod kojim dolaze pojedine komponente koje se od istog izvora do antenskog niza prostiru različitim putevima, određen je sledećim izrazom [5]:

$$\Theta_\ell = \Theta_0 + \Theta_i \tag{9}$$

gde je:

$$\Theta_i \approx \frac{1}{2} \Theta_{BW} \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{L} i\right), \quad i = 0, 1, \dots, L-1 \tag{10}$$

$$\frac{1}{2} \Theta_{BW} \approx \frac{R}{D} \tag{11}$$



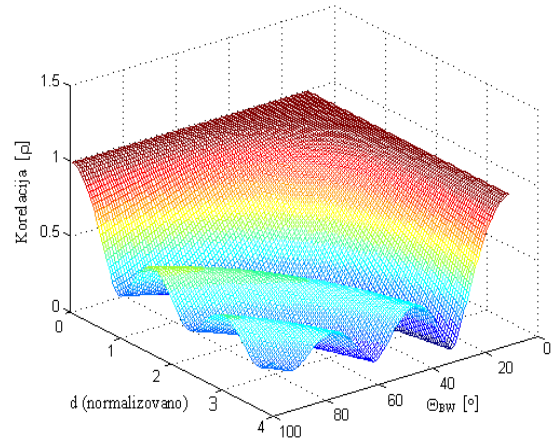
Slika 8. Leev model

Korelacija primljenih signala, između dva elementa na antenskom nizu data je izrazom [5]:

$$\rho(d, \Theta_0, R, D) = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} \exp(-j \cdot 2\pi \cdot d \cdot \cos(\Theta_0 + \Theta_i)) \tag{12}$$

gde je d rastojanje između elemenata na antenskom nizu.

Na sl.9 prikazana je korelacija primljenih signala na dva elementa antenskog niza u zavisnosti od d i Θ_{BW} . Povećanjem rastojanja između elemenata antenskog niza i ugaone oblasti Θ_{BW} dolazi do smanjenja korelacije, što prouzrokuje veće diverziteti pojačanje.



Slika 9. Korelacija primljenih signala na dva elementa antenskog niza za Leev model (d je normalizovano sa λ)

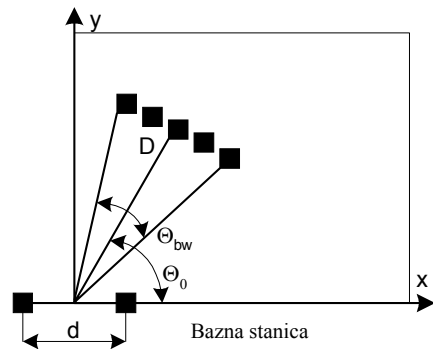
Model sa diskretnom uniformnom raspodelom

Ovaj model je sličan prethodnom modelu. Kod ovog modela takođe ima L refleksija, raspoređenih podjednako sa leve i desne strane od linije direktnog prostiranja signala (sl.10). U ovom slučaju AOA se određuje sledećim izrazom [3]:

$$\Theta_\ell = \Theta_0 + \frac{1}{L-1} \Theta_{BW} \cdot i, \quad i = -\frac{L-1}{2}, \dots, \frac{L-1}{2} \tag{13}$$

Za ovaj model korelacija primljenih signala između dva elementa antenskog niza je data izrazom:

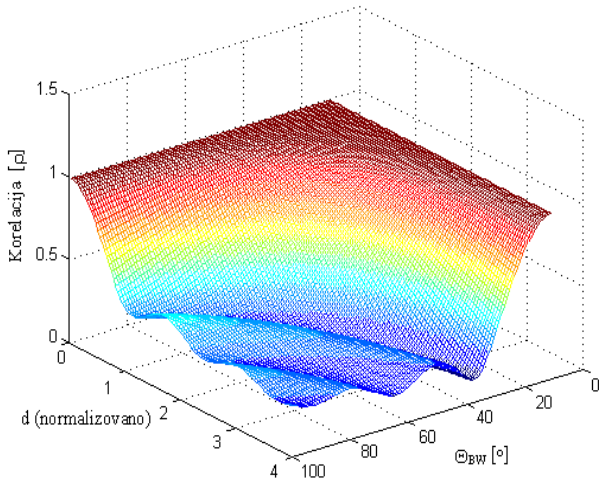
$$\begin{aligned} \rho(d, \Theta_0, \Theta_{BW}) = \\ = \frac{1}{L} \sum_{i=-\frac{L-1}{2}}^{\frac{L-1}{2}} \exp(-j \cdot 2\pi \cdot d \cdot \cos(\Theta_0 + \Theta_i)) \end{aligned} \tag{14}$$



Slika 10. Model sa diskretnom uniformnom raspodelom

Na sl.11 je prikazana korelacija primljenog signala za model sa diskretnom uniformnom raspodelom. Kao i za Leev model može se zaključiti da korelacija opada sa

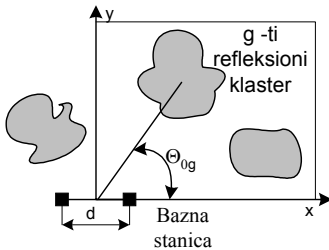
porastom rastojanja između elemenata antenskog niza i širine ugaone oblasti, samo što kod ovog modela korelacija opada brže kod Leevog modela.



Slika 11. Korelacija primljenih signala na dva elementa antenskog niza za model sa diskretnom uniformnom raspodelom (d je normalizovano sa λ)

Model sa Gausovom raspodelom AOA

Model kanala sa Gausovom raspodelom AOA je poseban slučaj (GWSSUS - *Gaussian Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering*) modela kanala sa široko stacionarnim Gausovim nekoreliranim refleksijama [6] koji je prikazan na sl.12. Pretpostavljeno je da se ima $G=3$ refleksiona klastera. Srednja vrednost AOA za g -ti klaster je označena sa Θ_{0g} .



Slika 12. Model sa Gausovom raspodelom AOA

Oblik primljenog signala može da se predstavi sledećim izrazom:

$$\mathbf{x}_b(t) = \sum_{g=1}^G \mathbf{v}_{g,b} \cdot s(t - \tau_g) \quad (15)$$

gde je $s(t - \tau_g)$ originalni signal zakašnjen za τ_g a $\mathbf{v}_{g,b}$ je vektor koji predstavlja sumu odziva antenskog niza za vreme trajanja b podataka koji se prenose u g -tom klasteru, i može da se prikaže izrazom:

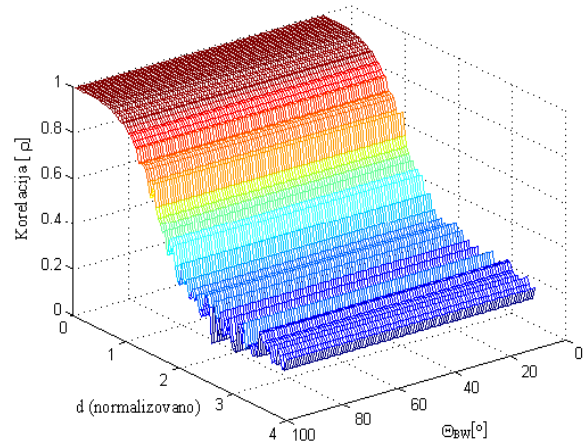
$$\mathbf{v}_{g,b} = \sum_{i=1}^{L_g} \alpha_{g,i} \cdot e^{j\phi_{g,i}} \cdot \mathbf{a}(\Theta_{0g} - \Theta_{gi}), \quad (16)$$

gde je L_g broj refleksija u g -tom klasteru, $\alpha_{g,i}$ je amplituda, $\phi_{g,i}$ je faza a Θ_{gi} je AOA i -te refleksije u g -tom klasteru.

Ako je L_g dovoljno veliko (veće od 10), za svaki klaster se može primeniti centralna granična teorema na element vektora $\mathbf{v}_{g,b}$. Kada je ovaj uslov ispunjen elementi vektora $\mathbf{v}_{g,b}$ imaju Gausovu raspodelu. Pretpostavka je da je τ_g

konstantno za vreme trajanja nekoliko podataka b (koji ovde igra ulogu vremenskog argumenta), dok se faza menja mnogo brže. Kod modela kanala sa Gausovom raspodelom AOA uzimamo u obzir samo jedan klaster $G=1$ a AOA ima Gausovu raspodelu oko srednje vrednosti Θ_0 . Korelacija primljenog signala se može da prikaže izrazom:

$$\rho(d, \Theta_0, \sigma_\theta) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \exp[-j2\pi \cdot d \cdot \cos(\Theta_0 + \Theta_i)] \quad (17)$$



Slika 13. Korelacija primljenih signala na dva elementa antenskog niza za model sa Gausovom raspodelom AOA (d je normalizovano sa λ)

Na sl.13 prikazana je korelacija primljenih signala za ovaj slučaj. Vidi se da korelacija monotono opada sa porastom rastojanja između elemenata antenskog niza i povećanjem širine ugaone oblasti.

Adaptivni algoritmi

U ovom istraživanju korišćena je metoda formiranja snopa antenskog niza primenom referentnog signala. Za dati skup referentnih signala, težinski koeficijenti antenskog niza w_i , $i=1,2,\dots,P$, mogu da se podese tako da se minimizuje greška između izlaza antenskog niza i referentnog signala.

Korišćena su četiri adaptivna algoritma LMS (*Least Mean Square*), LMF (*Least Mean Fourth*), RLS (*Recursive Least Square*) i SMI (*Sample Matrix Inversion*).

LMS algoritam

LMS algoritam minimizuje srednje kvadratne greške. Ako se u $(n+1)$ trenutku odmeravanja odbirci signala na izlazu elemenata antenskog niza prikažu vektorom $\mathbf{x}(n+1)$ dužine P , tada je izlaz antenskog niza predstavljen na sledeći način:

$$\mathbf{y}(n+1) = \mathbf{w}^H(n) \cdot \mathbf{x}(n+1) \quad (18)$$

gde je $\mathbf{w}(n+1) = [w_1, w_2, \dots, w_P]^T$ vektor čiji su elementi težinski koeficijenti antenskog niza, dok je H -Hermitian. Greška se određuje kao razlika izlaza antenskog niza $\mathbf{y}(n+1)$ i referentnog signala $\mathbf{r}(n+1)$:

$$\varepsilon(\mathbf{w}(n)) = \mathbf{w}^H(n) \cdot \mathbf{x}(n+1) - \mathbf{r}(n+1) \quad (19)$$

a vrednost novih težinskih koeficijenata se određuje prema:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \cdot \mathbf{g}(\mathbf{w}(n)) \quad (20)$$

gde $\mathbf{w}(n+1)$ označava izračunate koeficijente u $(n+1)$ iteraciji. μ je pozitivni skalar, koji reprezentuje korak računanja (*step-size* parametar) za kontrolu brzine konvergencije algoritma, i $\mathbf{g}(\mathbf{w}(n))$ je vrednost nepomerene procene gradijenta srednje kvadratne greške (Mean Squared Error - MSE) u odnosu na $w(n)$.

$$MSE(\mathbf{w}(n)) = \mathbf{E} \left[\mathbf{r}(n+1) \right]^2 + \mathbf{w}^H(n) \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{w}(n) - 2 \cdot \mathbf{w}^H(n) \cdot \mathbf{z} \quad (21)$$

gde je $\mathbf{z} = \mathbf{x}(n+1) \cdot \mathbf{r}(n+1)$, \mathbf{E} je operator matematičkog očekivanja, a \mathbf{R} matrica korelacije izlaza elemenata antenskog niza:

$$\mathbf{R} = \mathbf{E} \left[\mathbf{x}^H(n+1) \mathbf{x}(n+1) \right] \quad (22)$$

Procena gradijenta se ostvaruje prema izrazu:

$$\nabla_{\mathbf{w}} MSE(\mathbf{w}) \Big|_{\mathbf{w}=\mathbf{w}(n)} = 2 \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{w}(n) - 2 \cdot \mathbf{z} \quad (23)$$

odnosno,

$$\mathbf{g}(\mathbf{w}(n)) = 2 \cdot \mathbf{x}(n+1) \cdot \mathbf{x}^H(n+1) \cdot \mathbf{w}(n) - 2 \cdot \mathbf{x}(n+1) \cdot \mathbf{r}(n+1) \quad (24)$$

ili

$$\mathbf{g}(\mathbf{w}(n)) = 2 \cdot \mathbf{x}(n+1) \cdot \varepsilon^*(\mathbf{w}(n)) \quad (25)$$

Konvergencija LMS algoritma zavisi od *step-size* parametra, koji mora da ispunjava sledeći uslov:

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{\max}} \quad (26)$$

gde λ_{\max} predstavlja maksimalnu sopstvenu vrednost matrice \mathbf{R} .

LMF algoritam

LMF spada u modifikovane gradijentne adaptivne algoritme. On se zasniva na proceni gradijenta srednje greške na četvrti stepen (MFE -Mean Fourth Error). Procena gradijenta data je sledećim izrazom [8]:

$$\mathbf{g}(\mathbf{w}(n)) = 4 \cdot \varepsilon^3 \cdot \mathbf{x}(n+1) \quad (27)$$

Vrednosti težinskih koeficijenata u sledećoj iteraciji određene su sledećim izrazom [8]:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - 2\mu \cdot \varepsilon^3 \cdot \mathbf{x}(n+1) \quad (28)$$

Greška ε se dobija primenom izraza (19), μ i ovde ima ulogu *step-size* parametra pomoću koga se podešava brzina konvergencije algoritma. U ovom slučaju on mora da ispuni sledeći uslov:

$$0 < \mu < \frac{1}{3 \cdot \lambda_{\max} \cdot \mathbf{E} \left[N^2(n) \right]} \quad (29)$$

gde je N aditivan beli Gausov šum.

RLS algoritam

Konvergencija LMS i LMF algoritama zavisi od sopstvenih vrednosti matrice \mathbf{R} . U okruženju sa velikim opsegom sopstvenih vrednosti algoritmi konvergiraju sporije. Taj problem je rešen u RLS algoritmu, tako što se *step-size* parametar zamenjuje vektorom pojačanja [9] (*gain vector*) $\mathbf{k}(n)$:

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\lambda^{-1}(n) \cdot \mathbf{P}(n-1) \cdot \mathbf{x}(n)}{1 + \lambda^{-1}(n) \cdot \mathbf{x}^H(n) \cdot \mathbf{P}(n-1) \cdot \mathbf{x}(n)} \quad (30)$$

Matrica $\mathbf{P}(n)$ je matrica koja nosi informaciju o pouzdanosti procene težinskih koeficijenata $\mathbf{w}(n)$ i računa se prema sledećem izrazu:

$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1}(n) \cdot \mathbf{P}(n-1) - \lambda^{-1}(n) \cdot \mathbf{k}(n) \cdot \mathbf{x}^H(n) \cdot \mathbf{P}(n-1) \quad (31)$$

Početna vrednost $\mathbf{P}(0)$ određena je izrazom:

$$\mathbf{P}(0) = \delta \cdot \mathbf{I} \quad (32)$$

gde je δ pozitivna konstanta veća od jedan, \mathbf{I} je jedinična matrica, a λ je *faktor zaboravljanja*, čija je vrednost bliska jedinici i ta vrednost se menja u svakoj iteraciji prema sledećem izrazu:

$$\lambda(n) = \lambda_0 \cdot \lambda(n-1) + (1 - \lambda_0) \quad (33)$$

gde je $\lambda_0 = 0.99$, a $\lambda(0) = 0.96$.

Vrednost novih težinskih koeficijenata dobija se pomoću izraza:

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) + \mathbf{k}(n) \cdot \alpha^*(n) \quad (34)$$

gde je $\alpha(n)$ procena apriorne greške i određena je izrazom:

$$\alpha(n) = \mathbf{r}(n) - \mathbf{w}^H(n-1) \cdot \mathbf{x}(n) \quad (35)$$

SMI algoritam

Kod ovog algoritma vrednost težinskih koeficijenata se dobijaju rešavanjem matrice jednačine [7]:

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}^{-1} \cdot \mathbf{p} \quad (36)$$

Zbog nemogućnosti poznavanja prave vrednosti matrice \mathbf{R} i \mathbf{p} , vrši se njihova procena pomoću sledećih izraza:

$$\mathbf{R}(n) = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} \mathbf{x}(n) \cdot \mathbf{x}^H(n) \quad (37)$$

$$\mathbf{p}(n) = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} \mathbf{x}(n) \cdot \mathbf{r}^*(n) \quad (38)$$

Procena matrice \mathbf{R} može da se ažurira sa novim odbircima signala sa izlaza elemenata antenskog niza $\mathbf{x}(n+1)$ korišćenjem sledećeg izraza:

$$\mathbf{R}(n+1) = \frac{n\mathbf{R}(n) + \mathbf{x}(n+1) \cdot \mathbf{x}^H(n+1)}{n+1} \quad (39)$$

Izraz za određivanje vrednosti težinskih koeficijenata antenskog niza zahteva poznavanje inverzne vrednosti matrice \mathbf{R} i mogućnost ažuriranja procene vrednosti inverzne matrice \mathbf{R} , što je moguće korišćenjem leme o inverziji matrica, tako da korišćenjem izraza (40) dobija se procena vrednosti inverzne matrice \mathbf{R} [9]:

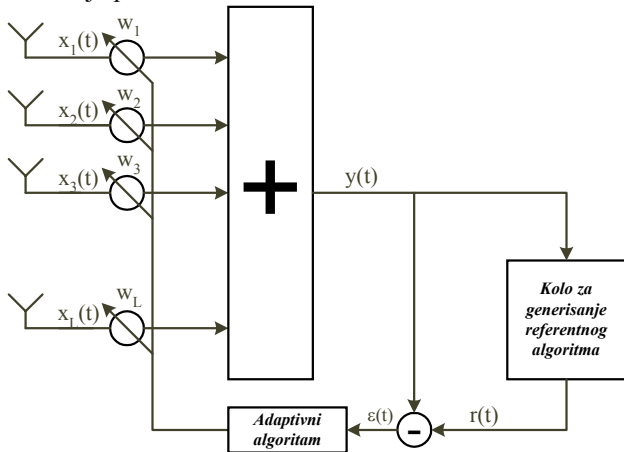
$$\mathbf{R}^{-1}(n+1) = \mathbf{R}^{-1}(n) \frac{\mathbf{R}^{-1}(n) \cdot \mathbf{x}(n+1) \cdot \mathbf{x}^H(n+1) \cdot \mathbf{R}^{-1}(n)}{1 + \mathbf{x}^H(n+1) \cdot \mathbf{R}^{-1}(n) \cdot \mathbf{x}(n+1)} \quad (40)$$

gde je $\mathbf{R}^{-1}(0) = \frac{1}{\beta} \cdot \mathbf{I}$, a $\beta > 0$.

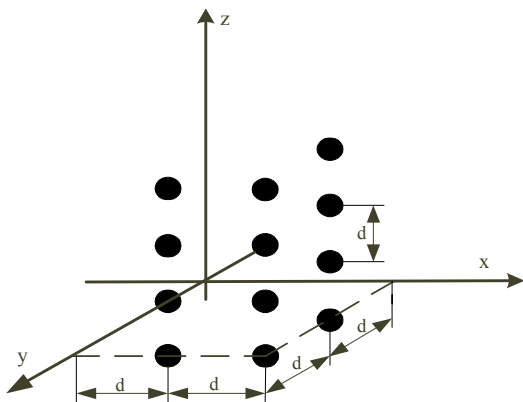
Simulacioni model

U formiranju simulacionog modela pretpostavljeno je da se ima jedna mobilna stanica koja emituje signal prema baznoj stanici i da se taj signal reflektuje od okolnih objekata prema jednom od opisanih modela raspodele AOA. Korišćeni su široko pojasni signali (prenos u proširenom spektru) sa procesnim pojačanjem $G=500$.

Blok šema simulacionog modela adaptivnog antenskog niza zasnovanog na primeni adaptivnih algoritama i referentnog signala prikazana je na sl.14. Na sl.15 je prikazan izgled korišćenog dvanaestoelementnog antenskog niza. Rastojanje između dva elementa antenskog niza d jednako je polovini talasne dužine.



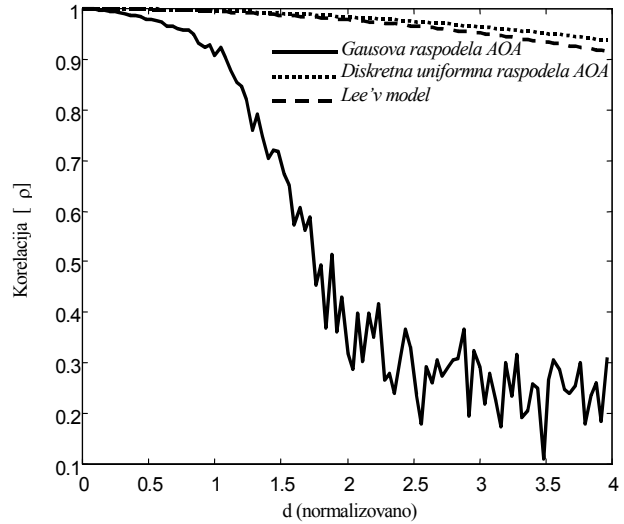
Slika 14. Blok šema simulacionog modela



Slika 15. Dvanaestoelementni antenski niz

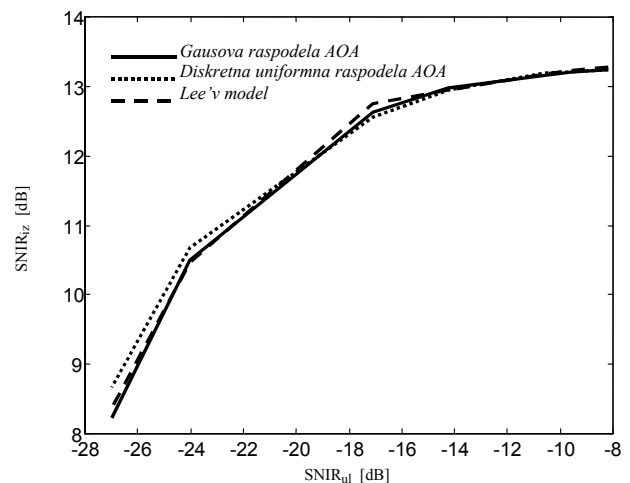
Rezultati simulacije

Prvo je posmatrana vrednost $SNIR_{iz}$, za sva tri modela raspodele AOA podešavanjem težinskih koeficijenata antenskog niza primenom LMS algoritma. U simulaciji su korišćeni sledeći parametri: broj refleksija je $L=21$, vrednost $SNIR_{ul}$ se menja od -8dB do -27dB . Broj iteracija LMS algoritma je 2000, a vrednost širine ugaone oblasti je $\Theta_{BW} = 5^\circ$ u prvom slučaju i $\Theta_{BW} = 70^\circ$ u drugom slučaju.



Slika 16. Vrednost korelacije za sva tri modela raspodele AOA, pri $\Theta_{BW} = 5^\circ$ (d je normalizovano sa λ)

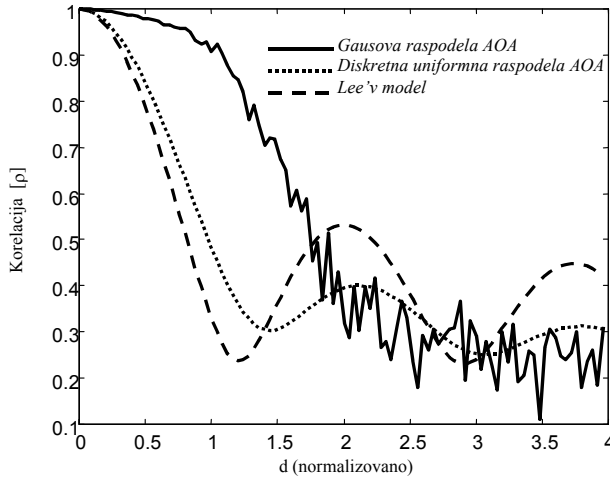
Na sl.16 prikazana je korelacija signala na dva elementa antenskog niza za sva tri modela raspodele AOA za $\Theta_{BW} = 5^\circ$. Na sl.17 prikazana je zavisnost vrednosti $SNIR_{iz}$ od $SNIR_{ul}$ za sva tri modela raspodele AOA pri $\Theta_{BW} = 5^\circ$. Sa sl.17 se vidi da ne postoji razlika između vrednosti parametra $SNIR_{iz}$ za ova tri modela raspodele AOA, iako korelacija za Gausovu raspodelu AOA, prema sl.16 ima malo bolju vrednost od druge dve.



Slika 17. Zavisnost parametra $SNIR_{iz}$ od parametra $SNIR_{ul}$ za sva tri modela raspodele AOA, pri $L=21$ i $\Theta_{BW} = 5^\circ$

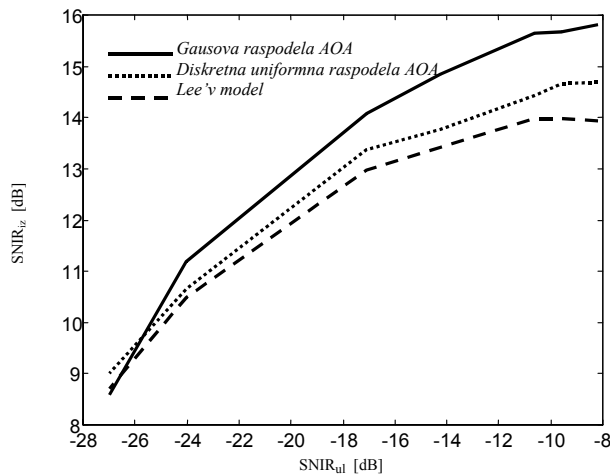
Na sl.18 prikazana je korelacija signala na dva elementa antenskog niza za sva tri modela raspodele AOA pri $\Theta_{BW} = 70^\circ$. Na ovoj slici može se videti da pri $d=0.5$ najmanju vrednost korelacije ima Leev model, a zatim dolazi model sa pa diskretnom uniformnom raspodelom

AOA i na kraju Gausov model.



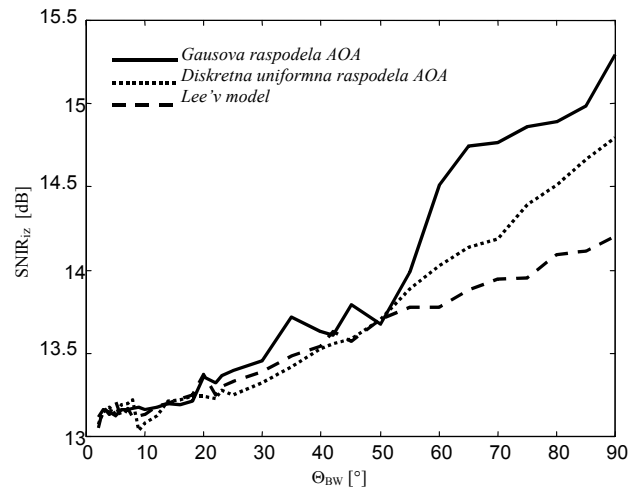
Slika 18. Vrednost korelacije za sva tri modela raspodele AOA, pri $\Theta_{BW} = 70^\circ$

Na sl.19 prikazana je zavisnost parametra $SNIR_{iz}$ od parametra $SNIR_{ul}$, za sva tri modela raspodele AOA pri $\Theta_{BW} = 70^\circ$ i broju refleksija $L=21$. Sa sl.19 može se videti da pri manjim vrednostima parametra $SNIR_{ul}$ najbolju vrednost parametra $SNIR_{iz}$ ima Gausova raspodela AOA, a zatim diskretna uniformna raspodela i na kraju Leev model, što je obrnut redosled od vrednosti korelacije pri $\Theta_{BW} = 70^\circ$ sa sl.18.



Slika 19. Zavisnost parametra $SNIR_{iz}$ od parametra $SNIR_{ul}$ za sva tri modela raspodele AOA, pri $L=21$ i $\Theta_{BW} = 70^\circ$

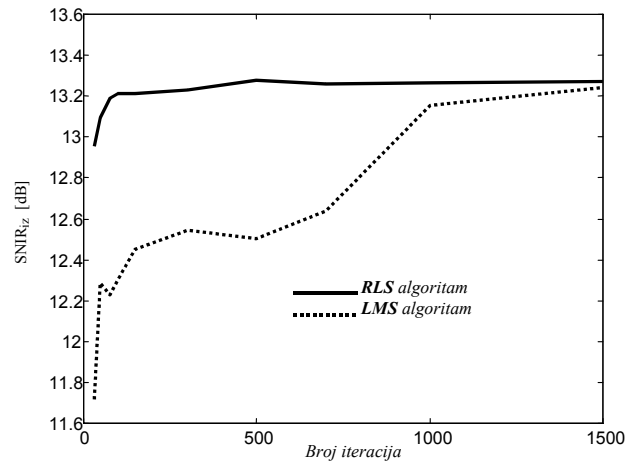
Takođe simulirana je i zavisnost parametra $SNIR_{iz}$ od širine ugaone oblasti Θ_{BW} za sva tri modela raspodele AOA, (videti sliku 20), pri vrednosti parametra $SNIR_{ul} = -8$ dB, broju refleksija $L=21$ i broju iteracija LMS algoritma 2000. Sa slike se može videti, da pri malim vrednostima širine ugaone oblasti Θ_{BW} , vrednost parametra $SNIR_{iz}$ za sva tri modela raspodele AOA približno su jednake, dok za veće širine ugaone oblasti najbolji rezultati se dobijaju za Gausovu raspodelu AOA, a zatim diskretnu uniformnu raspodelu AOA i na kraju za Leev model.



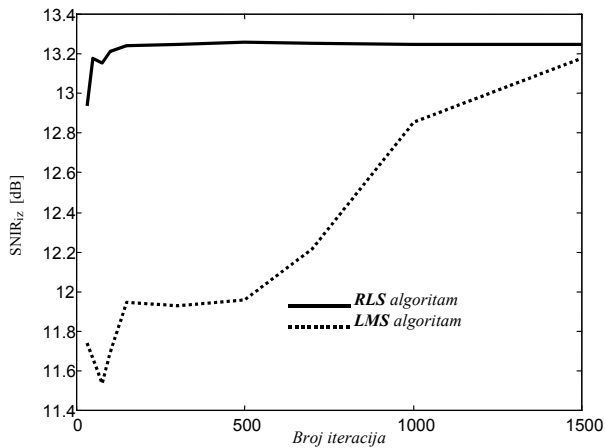
Slika 20. Zavisnost parametra $SNIR_{iz}$ od širine ugaone oblasti Θ_{BW} , za sva tri modela raspodele AOA

Dalje je posmatrano kako različiti adaptivni algoritmi utiču na parametar $SNIR_{iz}$, odnosno kako se menja parametar $SNIR_{iz}$ u zavisnosti od broja iteracija adaptivnog algoritma pri jednakoj vrednosti parametra $SNIR_{ul}$.

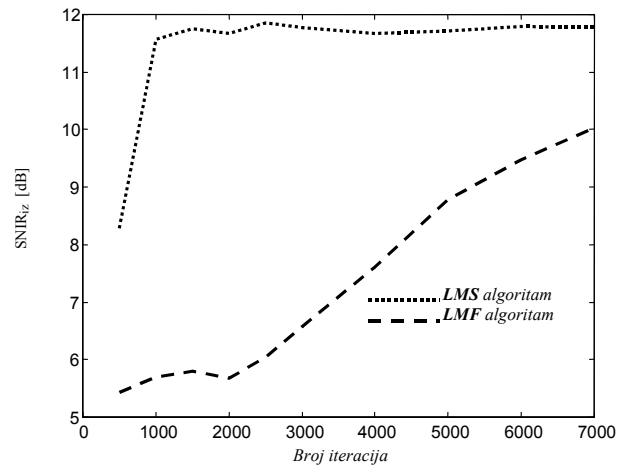
Na sl.21 je prikazana zavisnost parametra $SNIR_{iz}$ od broja iteracija LMS i RLS algoritma za određivanje težinskih koeficijenata antenskog niza za model sa Gausovom raspodelom AOA, pri vrednosti $SNIR_{iz} = -11$ dB, broju refleksija $L=21$, $\Theta_{BW} = 5^\circ$. Sa slike se može videti da RLS daje bolje rezultate nego LMS algoritam. Isti rezultat je dobijen i za druga dva modela raspodele AOA, pri istim parametrima (videti sl.22 i sl.23).



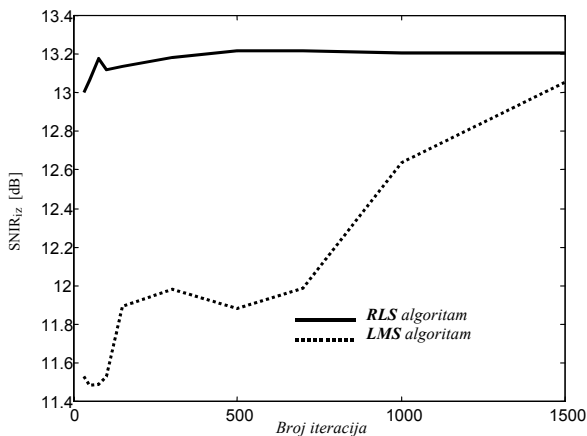
Slika 21. Zavisnost parametra $SNIR_{iz}$ od broja iteracija, pri korišćenju RLS i LMS adaptivnih algoritama i modelu kanala sa Gausovom raspodelom AOA



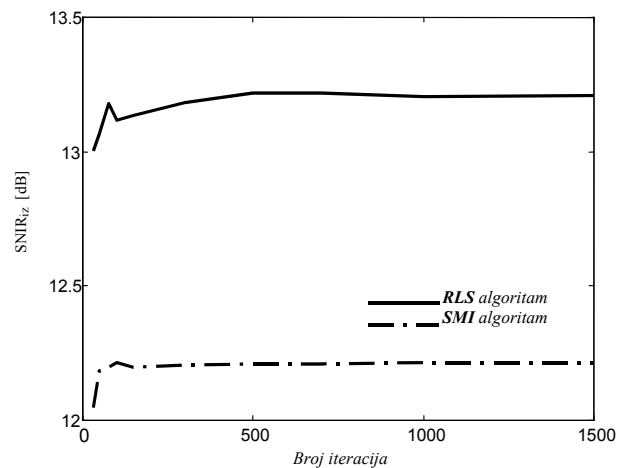
Slika 22. Zavisnost parametra $SNIR_{iz}$ od broja iteracija, pri korišćenju RLS i LMS adaptivnih algoritama i modelu kanala sa diskretnom uniformnom raspodelom AOA



Slika 24. Poređenje LMS i LMF algoritma, pri korišćenju modela sa Gausovom raspodelom AOA



Slika 23. Zavisnost parametra $SNIR_{iz}$ od broja iteracija, pri korišćenju RLS i LMS adaptivnih algoritama i Lee-evog modela kanala



Slika 25. Poređenje RLS i SMI algoritma, pri korišćenju modela sa Gausovom raspodelom AOA

Na sl.24 prikazana je zavisnost $SNIR_{iz}$ od broja iteracija za LMS i LMF algoritam pri korišćenju modela sa Gausovom raspodelom AOA, vrednosti parametra $SNIR_{ul} = -20$ dB širini ugaone oblasti $\Theta_{BW} = 5^\circ$ i broju refleksija $L=21$. Na sl.24 vidi se da LMS daje bolje rezultate od LMF algoritma, jer LMF algoritmu treba mnogo više vremena, odnosno iteracija, da bi težinski koeficijenti dostigli svoju optimalnu vrednost.

Na sl.25 prikazani su isti rezultati za RLS i SMI algoritam. Korišćen je model sa Gausovom raspodelom AOA, vrednost parametra $SNIR_{ul} = -11$ dB, širina ugaone oblasti $\Theta_{BW} = 5^\circ$ i broj refleksija $L=21$. Vidi se da RLS algoritam daje, za 1dB, bolju vrednost parametra $SNIR_{iz}$ od SMI algoritma, nezavisno od broja iteracija.

Treba napomenuti, da je u svim simulacijama broj reflektovanih talasa bio isti i suma snaga svih reflektovanih talasa je bila 150% veća od snage signala koji na antenski niz bazne stanice dolazi direktno od mobilne stanice, odnosno bez refleksije. Ugao dolaska direktnog talasa iznosio je $\frac{\pi}{6}$.

Zaključak

U ovom radu su razmatrana tri različita modela prenosnog kanala u mobilnim komunikacionim sistemima sa adaptivnim podešavanjem antenskih karakteristika bazne stanice. Kanali su modelovani preko tri različite raspodele AOA. Kao ocena kvaliteta modela raspodele AOA korišćen je parametar $SNIR_{iz}$ koji je određen u zavisnosti od širine ugaone oblasti Θ_{BW} , vrednosti parametra $SNIR_{ul}$ ili u zavisnosti od primenjenog adaptivnog algoritma. Uočeno je da model sa Gausovom raspodelom daje najbolju vrednost parametra $SNIR_{iz}$ korišćenjem RLS adaptivnog algoritma, a takođe daje i najbolje rezultate pri većim vrednostima širine ugaone oblasti. Pri manjim vrednostima Θ_{BW} sve tri raspodele daju približno istu vrednost parametra $SNIR_{iz}$.

Takođe može se zaključiti da se u CDMA sistemima, najbolja vrednost parametra $SNIR_{iz}$ najbrže se dostiže primenom RLS algoritma (u odnosu na LMS, LMF i SMI).

Literatura

- [1] ERTEL,R., CARDIER,P. Overview of Spatial Channel Models for Antenna Array Communications Systems. *IEEE Personal Communications*, february 1998, vol.5.
- [2] ŠUNJEVARIĆ,M., POKRAJAC,I., ZRNIĆ,B. *Analiza performansi različitih antenskih nizova u mobilnim komunikacijama*. VII telekomunikacionog foruma - TELFOR 99, zbornik radova, 1999, p.178-181.
- [3] ASYETLY,D. *On Antenna Arrays in Mobile Communication Systems: Fast Fading and GSM Base Station Receiver algorithms*. Ph.D.dissertation, Royal Inst. Technology, mar. 1996.
- [4] LIBERTI,J.C. *Analysis of CDMA Cellular Radio Systems Employing Adaptive Antennas*. Ph.D.dissertation, Virginia Polytechnic Inst. and State Univ., sept. 1995.
- [5] POKRAJAC,I., ŠUNJEVARIĆ,M., ZRNIĆ,B., BAČEVIĆ,D. *Analiza različitih modela kanala u mobilnim komunikacijama*. VIII telekomunikacioni forum-TELFOR 2000, zbornik radova, p.187-190.
- [6] ZETTERBERG,P. *Mobile Communication with Base Station Antenna Arrays: Propagation Modeling and system Capacity*. *Tech.rep.*, Royal Inst. Technology, jan.1995.
- [7] GODARA,L.C. Applications of Antenna Arrays Mobile Communications. *Proc. IEEE*, july 1997, vol.88, p.1029-1060.
- [8] WALACH,E., WIDROW,B. The Least Mean Fourth (LMF) Adaptive algorithm and Its Family. *IEEE Trans.on IT*, mar. 1984, vol.IT-30.
- [9] HAYKIN,S. *Adaptive filter Theory*. Prentice Hall, New Jersey, 1986.

Rad primljen: 10.1.2000.god.

