

# Potiskivanje sinusne interferencije u OFDM sistemu primenom antenskih nizova

Mladen Dulanović, Ljubica Pajević

**Sadržaj** — U ovom radu analizirani su efekti potiskivanja interferencije u OFDM sistemu primenom antenskih nizova. Analiziran je slučaj jednokorisničkog OFDM sistema u kanalu sa aditivnim belim šumom i prisustvom jake sinusne interferencije. Efekti potiskivanja interferencije su analizirani na bazi simulacije, merenjem vrednosti bitske verovatnoće greške (BER) za slučajeve kada se primenjuju tehnike za potiskivanje interferencije: prostorno filtriranje sa formiranjem nule u dijagramu usmerenosti prema izvoru interferencije (*Null-steering*) i prostorno filtriranje primenom optimalnog prostornog filtra (*SPNMI beamforming*).

**Ključne reči** — antenski nizovi, *null-steering beamformer*, OFDM, optimalni SPNMI *beamformer*, uskopojasna interferencija.

## I. UVOD

U današnje vreme postavljaju se sve viši zahtevi po pitanju brzina signaliziranja u telekomunikacionim sistemima. OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*) je tehnika koja postaje sve više zastupljena, kako u oblasti bežičnih komunikacija, tako i u žičnim sistemima prenosa, zbog visoke spektralne efikasnosti, velikih bitskih protoka koji se mogu ostvariti njenom primenom, robusnosti u uslovima višestrukog prostiranja, kao i relativno jednostavne implementacije koja se zasniva na primeni FFT algoritma. Neki od standarda koje koriste ovu tehnologiju su: WLAN (*Wireless Local Area Network*) mreže IEEE 802.11a/g, evropski standard HIPERLAN/2 (*High Performance Radio LAN*), mobilne mreže buduće generacije, digitalne pretplatničke linije xDSL (*Digital Subscriber Line*). Jedan od važnih aspekata primene OFDM tehnike je osetljivost na uticaj uskopojasne interferencije.

Predmet ovog rada je analiza efekata potiskivanja uskopojasne interferencije u OFDM sistemu primenom antenskih nizova. Analiziran je slučaj jednokorisničkog OFDM sistema na uplinku, u kanalu sa aditivnim belim Gausovim šumom bez primenjenog cikličnog prefiksa i u prisustvu jake sinusne interferencije. Efekti potiskivanja interferencije su analizirani na bazi simulacije merenjem vrednosti bitske verovatnoće greške (BER) u funkciji odnosa snage OFDM signala i snage uskopojasne sinusne interferencije (*Signal to interference Ratio- SIR*) za zadati

odnos snage OFDM signala i snage šuma.

Rad je organizovan u 4 dela. U drugom delu opisan je matematički model OFDM signala na antenskom nizu. U trećem delu predstavljene su korišćene tehnike filtriranja signala i ukratko je objašnjen postupak proračuna koeficijenata prostornih filtara. U četvrtom delu rada prikazani su rezultati simulacije.

## II. MODEL MULTIKORISNIČKOG OFDM SIGNALA NA ANTENSKOM NIZU NA UPLINKU

Pretpostavimo multikorisnički OFDM sistem bez primenjenog cikličnog prefiksa sa  $K$  asinhronih OFDM korisnika na uplinku u kanalu sa belim Gausovim šumom. Pretpostavimo takođe da OFDM sistem koristi ukupno  $N$  podnosilaca unutar frekvencijskog podopsega  $\Delta\omega_{BW}$  na centralnoj frekvenciji podopsega  $\omega_c$ , pri čemu je  $H_k$  podnosilaca dodeljeno  $k$ -tom korisniku (na FDM principu ili principu interlivinga).

Pretpostavimo da signali od  $K$  aktivnih OFDM korisnika dolaze na antenski niz od  $L$  omnidirekcionih antena neuniformne geometrije, postavljenih na lokacije određene vektorima  $\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2, \dots, \mathbf{z}_L$ ; iz smerova  $\Theta_1, \Theta_2, \dots, \Theta_K$ , gde  $\Theta_k$  predstavlja azimut  $\theta_k$  i elevaciju  $\varphi_k$  smera dolaska signala  $k$ -tog OFDM korisnika.

Ukupni primljeni signal na  $l$ -toj anteni može se izraziti kao:

$$r_l(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{k=1}^K s_k(t - \tau_k + \tau_k) \sqrt{2P_k} \exp(j(\omega_c t + \omega_{Dk} t + \omega_c \tau_k + \phi_k)) + n_l(t) \right\} \quad (1)$$

gde indeksi  $k$  i  $l$  označavaju  $k$ -tog OFDM korisnika i  $l$ -tu antenu u antenskom nizu.  $s_k(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{h=1}^{H_k} d_k^h(m) b_k^h(t - mT)$  je

kompleksna anvelopa  $k$ -tog OFDM korisnika koja se formira od predajnog niza podataka  $d_k^h(m) \in A_k$ ;  $A_k$  označava alfabet  $k$ -tog korisnika.  $b_k^h(t) = \exp(j\omega_k^h t)$  označava  $h$ -ti podnosilac  $k$ -tog OFDM korisnika, pri čemu je  $b_k^h(t) = 0$  za  $t \notin [0, T]$ ;  $T$  označava trajanje OFDM simbola; sa  $P_k, \omega_c, \omega_{Dk}$  označeni su respektivno snaga  $k$ -tog OFDM korisnika, frekvencija nosioca i frekvencijski pomak  $k$ -tog korisnika koji je posledica Doplerovog pomaka i/ili neusklađenosti oscilatora prijemnika i predajnika.  $\phi_k$  označava slučajnu početnu fazu nosioca koja je uniformno distribuirana u intervalu  $[0, 2\pi)$ .

$n_l(t)$  je aditivni beli Gausov šum sa dvostranom spektralnom gustinom snage  $N_0/2$ .  $\tau_k$  je vremenski pomak početka simbolskog intervala  $k$ -tog korisnika u

Mladen Dulanović, student master studija Elektrotehničkog fakulteta u Beogradu, Srbija (e-mail: [tantuzi@gmail.com](mailto:tantuzi@gmail.com))

Ljubica Pajević, student master studija Elektrotehničkog fakulteta u Beogradu, Srbija (e-mail: [ljpajevic@gmail.com](mailto:ljpajevic@gmail.com))

odnosu na proizvoljno izabranu vremensku referencu. Pretpostavimo da je vremenski pomak isti za sve podnosiocce istog OFDM korisnika.  $\tau_{lk} = \mathbf{a}_k^T \mathbf{z}_l / c$  je vremensko kašnjenje signala  $k$ -tog OFDM korisnika na  $l$ -toj anteni mereno u odnosu na referentnu tačku u prostoru (ishodište koordinatnog sistema).  $\mathbf{z}_l$  je vektor lokacije  $l$ -te antene u realnom 3D prostoru,  $c$  je brzina prostiranja radio talasa, a  $\mathbf{a}_k$  jedinični vektor smera dolaska signala  $k$ -tog OFDM korisnika.

Pretpostavimo da se OFDM signali na antenskom nizu mogu modelirati kao uskopojasni signali tako da vredi aproksimacija  $s_k(t - \tau_k + \tau_{lk}) \approx s_k(t - \tau_k)$  za  $l=1, 2, \dots, L$ ;  $k=1, \dots, K$ , unutar posmatranog vremenskog opservacionog intervala.

Uzimajući u obzir prethodnu aproksimaciju, jednačina (1) se može napisati u sledećem obliku:

$$r_l(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=1}^K s_k(t - \tau_k) \sqrt{2P_k} \exp(j(\omega_c t + \omega_{Dk} t + \omega_c \tau_{lk} + \phi_k)) + n_l(t) \right\} \quad (2)$$

Pretpostavimo da su primljeni vremenski kontinualni signali  $r_l(t)$ ;  $l=1, \dots, L$  na svakoj anteni  $IQ$  demodulisani (down-konvertovani u osnovni opseg) i vremenski diskretizovani na podintervalima  $T_i = T/N$  gde  $N$  predstavlja broj vremenskih uzoraka unutar jednog simbolskog intervala ( $N$  je jednako broju podnosilaca). Za dobijeni vremenski diskretni signal  $r_l(q)$  važi:

$$r_l(q) = n_l(q) + \delta(t - qT_i) \sum_{k=1}^K \sqrt{P_k} s_k(t - \tau_k) \exp(j\omega_{Dk} t) \exp(j\phi_k + j\omega_c \tau_{lk}) \quad (3)$$

gde  $n_l(q)$  predstavlja sekvencu uzoraka belog Gausovog šuma, a  $\delta(t)$  Dirakovu funkciju.

U slučaju jednokorisničkog OFDM sistema ( $K=1$ ), kada je za vremensku referencu uzet početak simbolskog intervala ( $\tau_k = 0$ ) i kada ne postoji Doplerov pomak ( $\omega_{D1} = 0$ ); i u prisustvu jake sinusne interferencije čija se kompleksna anvelopa na  $l$ -toj anteni može izraziti kao:  $y_l(q) = \sqrt{P_{ln}} \exp(j\Omega_{ln} q) \exp(j\phi_{ln} + j\omega_c \tau_{ln})$ , izraz za prijemni signal u osnovnom opsegu (i u prisustvu sinusne interferencije) može se izraziti kao:

$$r_l(q) = n_l(q) + \sqrt{P_{ln}} \exp(j\Omega_{ln} q) \exp(j\phi_{ln} + j\omega_c \tau_{ln}) + \delta(t - qT_i) \sqrt{P_i} s_i(t) \exp(j\omega_{D1} t) \exp(j\phi_1 + j\omega_c \tau_{1l}) \quad (4)$$

### III. METODE POTISKIVANJA INTERFERENCIJE

#### A. Null-steering beamformer

Ovaj metod prostornog filtriranja koristi se za potiskivanje interferirajućeg signala kada je poznat pravac dolaska tog signala. Prva primenjena varijanta null-steering beamformera je tehnika *DICANNE* kojom se potiskivanje postiže tako što se formiraju dva *beam*-a – jedan u pravcu dolaska željenog signala a drugi u pravcu dolaska interferirajućeg signala; za svaki od signala podešava se odgovarajući konvencionalni beamformer a zatim se na izlazu dobijeni signali oduzimaju. Metod je veoma efikasan u slučaju potiskivanja jednog signala interferencije; primenjiv je i za slučaj postojanja više

interferirajućih signala, ali tada postaje komplikovaniji za primenu jer je potrebno estimirati svaki od prisutnih signala interferencije.

Neka je  $\mathbf{v}_s$  vektor prostiranja u pravcu dolaska željenog signala, a  $\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_K$  vektori prostiranja koji odgovaraju pravcima dolaska interferirajućih signala. Signal iz željenog smera filtrira se sa jediničnim pojačanjem i bez degradacije, a formiraju se nule u pravcima interferirajućih signala. Ovi uslovi se opisuju sledećim jednačinama

$$\mathbf{w}^H \mathbf{v}_s = 1 \quad (5)$$

$$\mathbf{w}^H \mathbf{v}_i = 0; \quad i = 1, 2, \dots, K \quad (6)$$

ili, predstavljeno u matricnom obliku

$$\mathbf{w}^H \mathbf{A} = \mathbf{e}_1^T \quad (7)$$

pri čemu je  $\mathbf{A} \triangleq [\mathbf{v}_s, \mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_K]$  i  $\mathbf{e}_1 = [1, 0, \dots, 0]^T$ . Kada je  $K=L-1$  i vektori prostiranja interferencije su linearno nezavisni, matrica  $\mathbf{A}$  je kvadratna i invertibilna pa je vrednost vektora koeficijenata null-steering beamformera

$$\mathbf{w}^H = \mathbf{e}_1^T \mathbf{A}^{-1} \quad (8)$$

U slučaju da je  $K < L-1$  matrica  $\mathbf{A}$  nije kvadratna pa se koeficijenti vektora  $\mathbf{w}$  izračunavaju prema

$$\mathbf{w}^H = \mathbf{e}_1^T \mathbf{A} (\mathbf{A} \mathbf{A}^H)^{-1} \quad (9)$$

U simulaciji je posmatran uticaj prisustva jednog jakog sinusoidalnog signala, odnosno  $K=1$ .

#### B. Optimalni prostorni filter (SPNMI beamformer)

Prethodno opisani metod filtriranja zahteva poznavanje pravaca izvora interferencije, a nedostatak je i da se na izlazu beamformera ne maksimizira odnos snage korisnog signala i snage SNR. Optimalni beamformer koji će ovde biti prikazan ne zahteva poznavanje pravaca dolaska signala interferencije kao ni nivoa snage tih signala ili snage šuma da bi se ostvario maksimalni odnos SINR na izlazu. Potrebno je poznavati samo pravac dolaska željenog signala.

*SPNMI (Signal Plus Noise Matrix Inverse)* beamformer predstavlja optimalni prostorni filter sa ograničenjem čiji koeficijenti zadovoljavaju uslove (5) i (10)

$$\text{minimizirati } \{\mathbf{P} = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}\} \quad (10)$$

uz zadržane oznake iz prethodnog odeljka.

U prethodnom izrazu  $\mathbf{P}$  predstavlja srednju snagu na izlazu optimalnog prostornog filtra, a  $\mathbf{R}$  korelaciju matricu signala na antenskom nizu u slučaju prisustva željenog signala, signala neželjene interferencije i šuma.

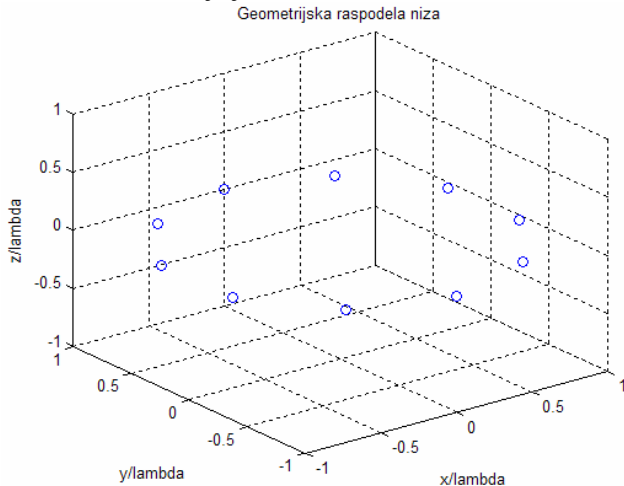
Postupkom proračuna koeficijenata SPNMI beamformera koji je detaljno izložen u [3], dobija se sledeći izraz za koeficijente optimalnog prostornog filtra

$$\hat{\mathbf{w}} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}_s}{\mathbf{v}_s^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}_s} \quad (11)$$

Ograničenje osigurava da se korisni signal prolaskom kroz filter ne degradira. Proces minimizacije ukupne snage na izlazu deluje na minimiziranje ukupnog šuma, u koji ulaze interferencija i nekorelisani šum. Kako se minimizira snaga šuma, a snaga korisnog signala ostaje nepromenjena, na izlazu procesora dobija se maksimalan odnos SNR.

#### IV. REZULTATI SIMULACIJE

Simulacija datog matematičkog modela urađena je u programskom paketu MATLAB. Na kružni antenski niz od 10 antena, prikazan na Sl.1, dolazi koristan jednokorisnički OFDM signal sa 64 podnosioca, modulisan 4-QAM modulacijom. Azimut i elevacija dolaznog OFDM signala jednaki su  $45^\circ$ . Normalizovana spektralna širina signala je  $25/8000$ , a normalizovana centralna frekvencija je 1.

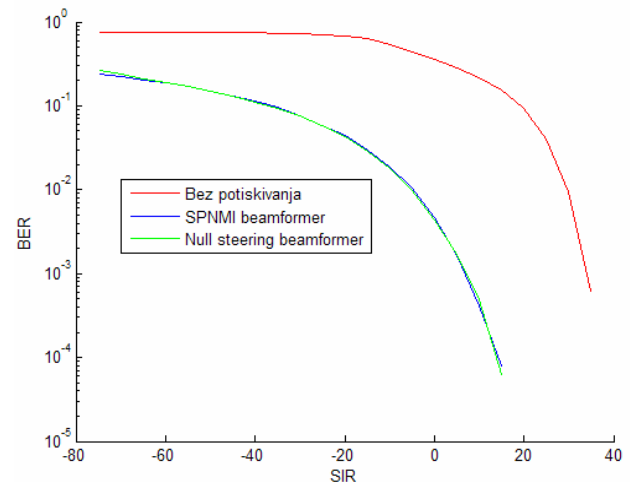


Sl. 1. Geometrija kružnog antenskog niza od 10 antena.

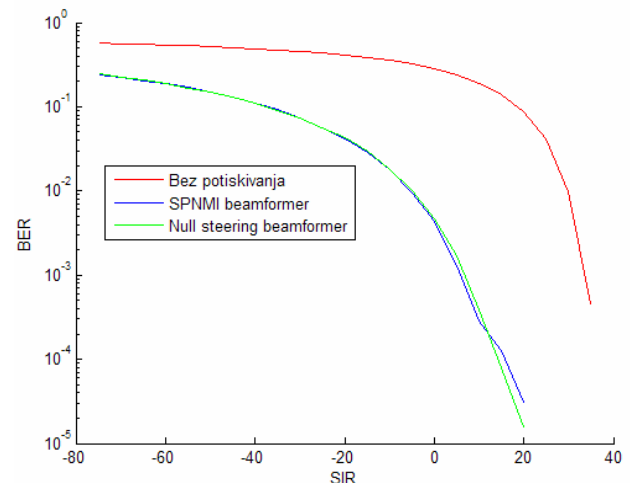
Analiziran je slučaj kanala sa aditivnim belim Gausovim šumom i sinusnom interferencijom čija je frekvencija tačno između 4. i 5. podnosioca OFDM signala koja dolazi na antenski niz pod azimutom i elevacijom od 30 stepeni. Ovaj slučaj je izabran jer se očekuje da je najnepovoljniji u pogledu uticaja interferencije na više podnosilaca OFDM signala. Odnos snage OFDM signala i snage aditivnog šuma je (SNR) je fiksiran i iznosi 20dB. Ideja je da se menja snaga interferencije odnosno odnos nage OFDM signala i snage interferencije (SIR) za zadati odnos SNR i da se u zavisnosti od te promene posmatra ponašanje bitske greške (BER). SIR se menja u rasponu od -70 do 30 dB. Kada je SIR manje od nule, to znači da je snaga signala manja od snage interferencije iz čega proizilazi da će se smanjivanjem SIR-a BER povećavati. Simulirana su 3 slučaja: kada nema potiskivanja interferencije i kada se to potiskivanje vrši pomoću SPNMI, odnosno *null-steering* beamformera. Rezultujući grafik je prikazan na Sl. 2. Sa njega se jasno vidi koliki je dobitak prilikom korišćenja neke od tehnika potiskivanja interferencije na antenskom nizu. Kada ne primenjujemo ni jednu od tehnika potiskivanja interferencije, prve greške u prenosu se pojavljuju za SIR oko 20dB (SNR je konstantan i iznosi 20dB), dok u slučaju korišćenja neke od tehnika potiskivanja prve greške se javljaju za SIR oko -20dB. Iz čega direktno sledi da u slučaju kada koristimo neku od tehnika potiskivanja u odnosu kada se ne koristi imamo dobitak od oko 40dB. Dalje treba primetiti da broj grešaka po bitu sa smanjenjem SIR-a osetnije raste kada ne koristimo potiskivanje. Zaključak je da potiskivanje interferencije značajno utiče na kvalitet OFDM signala na prijemu. Sa Sl. 2 možemo uporediti i dve tehnike

potiskivanja interferencije. Obe imaju sličnu krivu, ali za izuzetno niske vrednosti SIR-a (tj. veliku snagu interferencije) primećujemo da korišćenje SPNMI beamformera daje manju grešku po bitu (BER).

Takođe, simuliran je i slučaj potpuno istih ulaznih podataka, broja podnosilaca, antenskog niza, primenjenih tehnika potiskivanja, snage signala, snage interferencije itd. u prisustvu jake sinusne interferencije, ovoga puta generisane tačno na jednom od podnosioca OFDM signala (tačnije 4. podnosiocu). Teoretski, ovaj slučaj bi trebalo da unosi značajno manju smetnju u sistem nego prethodni ali rezultati simulacije pokazuju da ne postoji bitnija razlika u dobijenim rezultatima. Sl.3 prikazuje odnos SIR i BER za slučaj kada je sinusna interferencija tačno na jednom od podnosioca OFDM signala.



Sl. 2. Uporedni prikaz krivulja odnosa SIR [dB] i BER, za slučaj sinusne interferencije generisane između 4. i 5. podnosioca OFDM signala.



Sl. 3. Uporedni prikaz krivulja odnosa SIR [dB] i BER, za slučaj sinusne interferencije generisane tačno na 4. podnosiocu OFDM signala.

Sa Sl. 3 primećuje se da je greška po bitu (BER) za slučaj kada nema potiskivanja interferencije smanjena tj. za iste vrednosti SIR, crvena krivulja na Sl. 3 ima manje vrednosti BER nego na Sl. 2. Za ostala dva slučaja gde se koristi potiskivanje krive su poprilično slične i u ne možemo govoriti o manjem uticaju interferencije jer je ona svedeno potisnuta nekom od tehnika.

