

Univerzitet u Beogradu
Elektrotehnički fakultet
Katedra za Telekomunikacije

ADAPTIVNI SPACE–TIME BLOK KODOVI

Diplomski rad iz predmeta Kodovi za prenos i zapis

Autor: Nikola Milosavljević
Mentor: Prof. Dr. Dušan Drajić

Beograd, 20. maj 2002.

Sadržaj

1	Uvod	2
2	Model MIMO kanala	3
3	Kapacitet MIMO kanala i red diversitija	7
4	Neadaptivni MIMO sistemi	7
4.1	Signaliziranje u odsustvu CSI	8
4.2	Ortogonalni space-time blok kodovi	8
4.2.1	Realne konstelacije signala	10
4.2.2	Kompleksne konstelacije signala	11
4.2.3	Dekodovanje	12
4.2.4	Teorijski informacijski kapacitet	15
4.2.5	Performanse	16
5	Adaptivni MIMO sistemi	19
5.1	Fazno usklađeni antenski nizovi	20
5.2	Sopstveni modovi MIMO kanala	21
5.3	Optimalna adaptacija – water-filling	23
5.3.1	Prostorno bela interferencija	24
5.3.2	Prostorno obojena interferencija	25
5.3.3	Performanse	26
5.4	Hibridna arhitektura	29
5.5	Beamforming	33
5.5.1	Prostorno bela interferencija	33
5.5.2	Prostorno obojena interferencija	36
5.5.3	Performanse	37
5.6	Adaptivni parsing	40
5.6.1	Performanse	41
6	3GPP standard – primer adaptacije u MIMO sistemu	44
6.1	Closed-loop mode 1	46
6.2	Closed-loop mode 2	47
6.3	Performanse	50
7	Zaključak	53

1 Uvod

U poslednjoj deceniji je došlo do spektakularnog porasta korišćenja Interneta i mobilnih komunikacija. Bežični Internet i multimedijalni servisi, čija se delimična pojava očekuje u okviru ćelijskih mobilnih sistema treće generacije, zahtevaju mnogo brži protok podataka od onog koji nude današnji radio sistemi. Imajući u vidu ograničeni radio spektar, jedini način da se poveća protok jeste da se razviju nove tehnike radio komunikacije veće spektralne efikasnosti.

Suštinski izazovi u projektovanju radio sistema nastaju usled veoma nepogodnih uslova propagacije radio talasa; pre svega zbog fedinga, višestruke propagacije determinističkog ili slučajnog tipa, kao i međukanalne interferencije koja nastaje zbog korišćenja istog dela radio spektra na različitim lokacijama.

U takvom okruženju, pouzdanost komunikacije se može povećati upotrebom diversiti tehnika, kod kojih do prijemnika stiže nekoliko kopija emitovanog signala pod različitim uslovima propagacije. Najčešće korišćene tehnike su:

- *frekvencijski diversiti*, kod koga se signal emituje istovremeno preko više radio nosilaca
- *vremenski diversiti*, kod koga se signal ponavlja i distribuira u vremenu, korišćenjem tehnika kanalskog kodovanja i interlivinga
- *antenski ili prostorni diversiti*, kod koga se koristi više predajnih i/ili prijemnih antena kako bi se dobilo nekoliko kopija emitovanog signala sa nekorelisanim karakteristikama fedinga.

Nedavna istraživanja u teoriji informacija su pokazali veliki potencijal sistema sa višestrukim predajnim i prijemnim antenama, u smislu povećanja informacionog kapaciteta. Predložen je veći broj space-time arhitektura, u kojima se prenosi više tokova podataka istovremeno na istoj frekvenciji, tako da sistem ima više ulaza i više izlaza (*multiple input multiple output, MIMO*). Ovi signali se mogu kvalitetno razdvojiti na prijemnoj strani, naročito ako je izražena propagacija radio talasa po višestrukim putanjama, tj. ako su putanje od predajnika do prijemnika u dovoljnoj meri nezavisne (nekorelisane).

Space-time kodovi (space-time codes, STC) [1] su tehnike koje se koriste u praksi, sa nastojanjem da se dostigne spektralna efikasnost MIMO sistema koju predviđa teorija informacija. Oni se zasnivaju na kombinovanju zaštitnog kodovanja sa tehnikama predajnog diversitija. Kodovanje se vrši u vremenskom i prostornom domenu, čime se unosi vremenska i prostorna korelacija u signal koji se emituje sa različitim predajnim antenama, u različitim

vremenskim intervalima. Na ovaj način se koristi feding u kanalu i minimizuje broj grešaka na prijemu. Dobitak u kvalitetu prenosa ne povlači žrtvovanje propusnog opsega, jer se ne zasniva na povećanju brzine signaliziranja, već potiče samo od predajnog diversitija i odgovarajućeg space-time kodovanja.

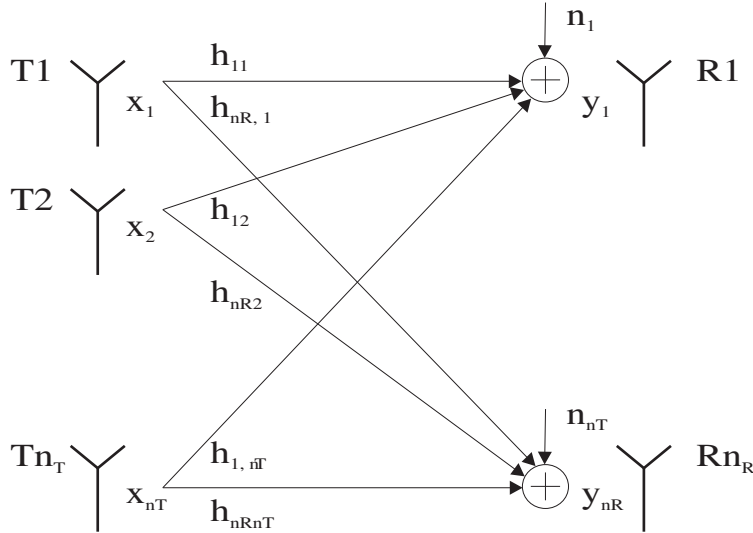
Postavlja se pitanje na koji način treba raspodeliti ukupnu izračenu snagu na raspoloživi broj predajnih antena tako da se postignu najbolje performanse. Jasno je da odgovor na ovo pitanje zavisi od trenutnog stanja prenosnog medijuma, jer u datom trenutku neki parovi predajnih i prijemnih antena mogu biti povoljniji za komunikaciju od drugih. Stoga projektovanje jednog space-time sistema umnogome zavisi od toga da li su predajniku dostupne *informacije o stanju kanala (channel state information, CSI)*. Predložene su MIMO šeme prenosa kod kojih se CSI koristi u predajniku da bi se izvršila adaptacija predajnika na trenutne uslove propagacije i optimalna raspodela emitovane snage na pojedine diversiti grane.

Ovaj rad sadrži prikaz nekoliko načina implementacije adaptivnih space-time sistema i poređenje njihovih performansi. U 2 je predstavljen usvojeni model telekomunikacionog kanala sa odgovarajućim pretpostavkama o prirodi korisnog signala i kanalske interferencije. U 3 je uvedeno uopštenje pojma informacionog kapaciteta za MIMO kanale. Odeljak 4 govori o sistemima kod kojih nema adaptacije predajnika na promenljive uslove propagacije (neadaptivni sistemi), pri čemu je posebna pažnja posvećena ortogonalnim space-time blok kodovima. U odeljku 5 je obrađena osnovna tema izlaganja – adaptivni sistemi sa više predajnih i/ili prijemnih antena. Sa nešto više detalja su predstavljeni sistemi sa elektronskim usmeravanjem antena, optimalni adaptivni sistem (water-filling), kao i tehnike poznate kao beamforming i adaptivni parsing (rašćlanjavanje). Koančno, u 6 je dat primer adaptivnog MIMO sistema koji je definisan 3GPP standardom za mobilne radio sisteme treće generacije.

Pri ocenjivanju performansi posmatranih šema prenosa, kao pokazatelji su korišćeni informacioni kapacitet i verovatnoća greške po bitu, odnosno simbolu. Ove veličine su u manjem broju slučajeva računane teorijski, dok su većinom približno procenjivane na osnovu rezultata računarskih simulacija. U odeljcima koji se odnose na pojedine sisteme, nakon teorijskog dela u kome je obrazložen postupak signaliziranja sledi i deo koji se odnosi na evaluaciju performansi.

2 Model MIMO kanala

Usvojićemo standardni linearni model MIMO telekomunikacionog kanala [3], [4], [5]. Pretpostavimo da je na raspolaganju jednokorisnički uskopojasni link koji se sastoji od predajnika i prijemnika sa n_T i n_R antena, respektivno (slika 1).



Slika 1: Model MIMO kanala

Za n_T i n_R kažemo da predstavljaju *dimenzije* MIMO sistema. Kompleksni faktori pojačanja telekomunikacionog kanala od predajne antene j do prijemne antene i , u oznaci h_{ij} , su elementi $n_R \times n_T$ - dimenzione *kanalne matrice* \mathbf{H} . Matrica \mathbf{H} je vremenski promenljiva.

Vektor primljenih signala \mathbf{y} dimenzije n_R , zavisi od vektora emitovanih signala \mathbf{x} dimenzije n_T prema jednačini

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (1)$$

gde je \mathbf{n} n_R - dimenzioni vektor šuma i interferencije, čija je matrica kovarijanse $\mathbf{R}_{nn} = E\{\mathbf{nn}^H\}$. Sa \mathbf{A}^H je označen hermitijan matrice \mathbf{A} , odnosno njena transponovana i konjugovano-kompleksna matrica. Komponenta \mathbf{R}_{nn} koja potiče od šuma je dijagonalna, sa snagom σ^2 za svaku prijemnu antenu. Ako pretpostavimo da ne postoji interferencija koja bi unosila korelaciju između komponenata vektora \mathbf{n} , tada ostaje samo šum, pa je $\mathbf{R}_{nn} = \sigma^2 \mathbf{I}_{n_R}$. Tada kažemo da je interferencija u kanalu *prostorno bela* (*spatially white*). Ako interferencija postoji, smatraćemo da i ona ima Gausovu raspodelu, ali njene vrednosti na pojedinim antenama prijemnika nisu nezavisne. Stoga je reč o *prostorno obojenoj* (*spatially colored*) interferenciji u kanalu. Ako se drugačije ne napomene, podrazumeva se da je interferencija prostorno bela, i da se *odnos signal-šum* (*signal to noise ratio, SNR*) definiše kao količnik *ukupne* emitovane snage signala i snage šuma *po jednoj prijemnoj anteni*, tj. $\rho = P_T/\sigma^2$.

Kovarijansna matrica emitovanog signala je po definiciji

$$\mathbf{R}_{xx} = E\{\mathbf{xx}^H\} \quad (2)$$

sa ukupnom emitovanom snagom koja je ograničena na P_T , nezavisno od broja predajnih antena. Dakle, važi $\text{tr}(\mathbf{R}_{xx}) = P_T$. Lako se može izvesti da je kovarijansna matrica željenog primljenog signala (bez uticaja šuma)

$$\mathbf{R}_{dd} = \mathbf{H}\mathbf{R}_{xx}\mathbf{H}^H \quad (3)$$

a ukupnog primljenog signala

$$\mathbf{R}_{yy} = E\{\mathbf{y}\mathbf{y}^H\} = \mathbf{R}_{dd} + \mathbf{R}_{nn} \quad (4)$$

Ako posmatramo komunikaciju koja se obavlja korišćenjem paketa podataka dužine L signalizacionih intervala, veza između emitovanog i primljenog signala se izražava jednačinom

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{N} \quad (5)$$

gde su \mathbf{X} , \mathbf{Y} i \mathbf{N} matrice emitovanih signala, primljenih signala i interferencije, respektivno, čije su dimenzije $n_T \times L$, $n_R \times L$ i $n_R \times L$, respektivno.

Pretpostavićemo da je matrica \mathbf{H} , koja ovde ima ulogu CSI, uvek poznata na prijemu (i to sa idealnom tačnošću), ali ne obavezno i na predaji. U praksi, CSI se u prijemniku može estimirati korišćenjem trening sekvence. Estimirani podaci se zatim mogu iz prijemnika poslati predajniku uz pomoć posebnog linka za povratnu spregu, koji treba da ima visoku pouzdanost prenosa. Na taj način CSI postaje dostupan i predajniku. U situacijama kada predajniku nije poznato stanje kanala, podrazumevaćemo da se signali sa svih n_T antena emituju sa jednakim snagama P_T/n_T .

Takođe pretpostavljamo da je kanal kvazistatički, odnosno da je u njemu prisutan *blok fading* (*block fading*). To znači da su elementi \mathbf{H} približno konstantni tokom L intervala koji su potrebni za prenos jednog paketa od L simbola. Pošto je vreme koherencije kanala dovoljno dugo, smanjenje korisnog bitskog protoka usled uvođenja trening sekvence je zanemarljivo.

U svim razmatranjima ćemo smatrati da je propusni opseg signala vrlo uzak. Zbog toga je frekventna karakterisitka kanala u tom frekvencijskom osegu približno ravna, a osobine šuma i intereferencije praktično ne zavise od učestanosti. Drugim rečima, prisutan je *frekvencijski nezavisan* (*flat*) fading.

Da bismo simulirali radio kanal sa različitim udelom slučajno reflektovanih komponenata radio signala, koristićemo poznati Rajsov model. Prema ovom modelu, primljeni radio signal sadrži dve komponente:

- *determinističku komponentu*, koja je ista za sve prijemne antene,
- *slučajnu komponentu* sa Rejljevom raspodelom, koja varira od jedne do druge antene.

U slučaju kada ne postoji optička vidljivost predajnika i prijemnika (*no line of sight, NLOS*), deterministička komponenta se gubi, dok za slučaj dobre optičke vidljivosti (*line of sight, LOS*) ona sačinjava celokupan odziv kanala. Prema tome, Rajsov model kao ekstremne slučajeve sadrži i potpuno deterministički i potpuno slučajni propagacioni scenario. Podrazumeva se da su slučajne komponente pojedinih antena potpuno nekorelisane, tj. jedini izvor korelacije između antena predstavlja deterministička komponenta. U praksi se ovaj zahtev može približno zadovoljiti ako se prijemne antene postavе dovoljno daleko jedna od druge. Zahvaljujući postojanju ove dve komponente, elementi \mathbf{H} su jednako raspodeljeni, ali u opštem slučaju nisu nezavisni, jer ih povezuje deterministička komponenta.

Ako je K odnos snaga determinističke i slučajne komponente, odziv kanala je dat sa

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{H}_{det} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_{sl} \quad (6)$$

Elementi \mathbf{H}_{det} su kompleksne konstante, a elementi \mathbf{H}_{sl} su statistički nezavisne kompleksne Gausove slučajne promenljive, pa stoga njihovi moduli imaju Rejljevsku raspodelu. Radi jednostavnosti ćemo pretpostaviti da svi elementi \mathbf{H}_{det} imaju moduo 1, a svi elementi \mathbf{H}_{sl} jediničnu varijansu. Fizički, to znači ne uzimamo u obzir slabljenja i pojačanja signala pri propagaciji, efekat senke, dobitke antena itd. Iz (6) sledi da će i ukupna kanalna matrica imati jedinično pojačanje snage, što znači da je primljena snaga jednaka emitovanoj snazi, $P_R = P_T$.

Matrica \mathbf{H}_{det} se može predstaviti u obliku

$$\mathbf{H}_{det} = \mathbf{a}(\theta_t) \mathbf{a}(\theta_r)^* \quad (7)$$

gde su $\mathbf{a}(\theta_t)$ i $\mathbf{a}(\theta_r)$ vektori odziva nizova predajnih i prijernih antena, respektivno, na determinističku komponentu. Na primer, vektorski odziv linearnog antenskog niza dužine N je

$$\left[1, e^{j2\pi d \cos(\theta)}, \dots, e^{j2\pi d(N-1) \cos(\theta)} \right] \quad (8)$$

gde je θ upadni, odnosno odlazni ugao determinističke komponente, a d je rastojanje između dve susedne antene u nizu izraženo u talasnim dužinama.

Pošto se vektorski odzivi $\mathbf{a}(\theta_t)$ i $\mathbf{a}(\theta_r)$ mogu kompenzovati prostom unitarnom transformacijom, uglovi θ_t i θ_r zapravo i ne utiču na informacijski kapacitet sistema. Stoga ćemo u nastavku podrazumevati da je $\theta_t = \theta_r = 0$. Primenjena unitarna transformacija je matematička predstava procesa elektronskog usmeravanja predajnika i prijemnika jednog prema drugom.

Ako nije drugačije napomenuto, smatra se da je propagacija Rejljeva ($K = 0$).

3 Kapacitet MIMO kanala i red diversitija

Kapacitet telekomunikacionog kanala se definiše kao maksimalni bitski protok takav da se verovatnoća greške može učiniti proizvoljno malom uz upotrebu zaštitnog koda dovoljne dužine [1], [2].

U prethodno opisanom modelu MIMO kanala, interferencija ima Gausovu raspodelu, pa je po teoriji informacija optimalna raspodela za signal takođe Gausova [2]. Ako sa W označimo širinu propusnog opsega, kapacitet MIMO kanala je dat sledećim izrazima

$$\begin{aligned}
 C &= W \log_2 \det(\mathbf{R}_{dd} + \mathbf{R}_{nn}) - W \log_2 \det(\mathbf{R}_{nn}) = \\
 &= W \log_2 \det((\mathbf{R}_{dd} + \mathbf{R}_{nn})\mathbf{R}_{nn}^{-1}) = \\
 &= W \log_2 \det(\mathbf{R}_{dd}\mathbf{R}_{nn}^{-1} + \mathbf{I}_{n_R}) = \\
 &= W \log_2 \det(\mathbf{H}\mathbf{R}_{xx}\mathbf{H}^H\mathbf{R}_{nn}^{-1} + \mathbf{I}_{n_R}) = \\
 &= W \log_2 \det(\mathbf{H}^H\mathbf{R}_{nn}^{-1}\mathbf{H}\mathbf{R}_{xx} + \mathbf{I}_{n_T})
 \end{aligned} \tag{9}$$

gde je korišćena jednakost

$$\det(\mathbf{I} + \mathbf{A}\mathbf{B}) = \det(\mathbf{I} + \mathbf{B}\mathbf{A}) \tag{10}$$

Kapacitet definisan formulom (9) je *trenutni kapacitet (instantaneous capacity)* ili *uzajamna (preneta) količina informacija (mutual information)*, jer zavisi od trenutne realizacije \mathbf{H} . *Srednji (ergodični) kapacitet (ergodic capacity)* je srednja vrednost trenutnog kapaciteta, pri čemu se usrednjavanje vrši po svim mogućim realizacijama kanala, tj. svim mogućim vrednostima slučajnih promenljivih koje opisuju kanal. Kapacitet C_0 za koji postoji verovatnoća P_0 da u datom sistemu neće biti dostignut naziva se *P_0 -kapacitet (P_0 -outage capacity)*. Normalizovana veličina C/W nosi ime *spektralna efikasnost (spectral efficiency)*. Ona predstavlja kapacitet sistema po jedinici zauzetog radio opsega.

Red diversitija nekog space-time sistema se definiše kao odnos logaritmovanih vrednosti verovatnoće greške za taj sistem i sistem bez diversitija (sa jednom predajnom i jednom prijemnom antenom), pri istom odnosu signal-šum [1]. Ova veličina pokazuje koliko se poboljšavaju performanse povećavanjem broja antena. Red diversitija odgovara nagibu logaritamske krive verovatnoće greške u funkciji odnosa signal-šum.

4 Neadaptivni MIMO sistemi

U ovom delu ćemo kratko predstaviti nekoliko osnovnih implementacija neadaptivnih MIMO sistema. Kod ovih sistema predajnik ne raspolaže nikakvim informacijama o trenutnom stanju kanala ili prirodi interferencije u njemu.

U 4.1 se uvodi „slepo“ signaliziranje, koje će biti razmatrano samo na nivou izraza za informacijski kapacitet. Neće biti udubljanja u detalje praktičnih realizacija, jer one podrazumevaju korišćenje *slojevitih (layered)* space-time kodova [1], koji izlaze van okvira izlaganja. U 4.2 se govori o ortogonalnim space-time blok kodovima. Oni su neadaptivni, ali su osnova nekih adaptivnih space-time blok kodova koji će biti prikazani. Takođe, mogu služiti i kao referenca za poređenje performansi adaptivnih i neadaptivnih sistema. Iz ovih razloga, njihovoj konstrukciji i performansama će biti posvećena znatno veća pažnja.

4.1 Signaliziranje u odsustvu CSI

Pretpostavimo da predajnik nema informacije o stanju kanala, kao ni o prirodi interferencije. Pošto se ne zna koji parovi predajnih i prijemnih antena imaju najbolje uslove za komunikaciju, nameće se logičan zaključak da sa n_T predajnih antena treba emitovati signale koji su statistički nezavisni i jednake snage P_T/n_T . Ova strategija se naziva i *optimalno „slepo“ signaliziranje (optimal blind signaling)* [1], [3], [4], [5].

Matrica kovarijanse signala na predaji je

$$\mathbf{R}_{xx} = \frac{P_T}{n_T} \mathbf{I}_{n_T} \quad (11)$$

a odgovarajući kapacitet se dobija zamenom u opštu formulu (9)

$$C = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{n_T} + \frac{P_T}{n_T} \mathbf{H}^H \mathbf{R}_{nn}^{-1} \mathbf{H} \right) \quad (12)$$

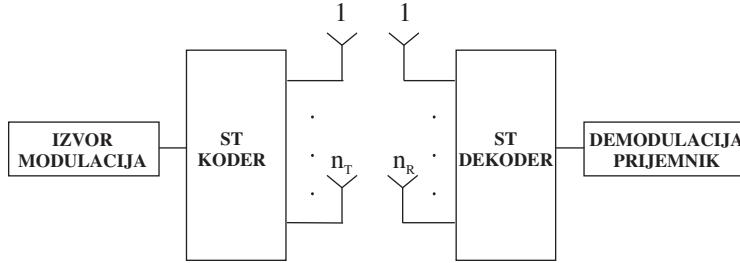
Ako komponente šuma modelujemo kao nekorelisane Gausove slučajne promenljive srednje vrednosti nula varijanse σ^2 (prostorno bela interferencija), izraz za kapacitet postaje

$$C = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{n_T} + \frac{P_T}{n_T \sigma^2} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \right) \quad (13)$$

4.2 Ortogonalni space-time blok kodovi

Kao što je rečeno u odeljku 1, *space-time kodovi (space-time codes, STC)* su u najširem smislu svi kodovi koji se koriste za prenos kroz MIMO kanal. *Space-time blok kodovi (space-time block codes, STBC)* [1], slično klasičnim blok kodovima, imaju konstantnu dužinu kako izvornih (informacionih), tako i kodnih reči.

Pretpostavimo da se signalizacija u osnovnom opsegu obavlja uz pomoć konstelacije od 2^m signala. U svakoj operaciji kodovanja, blok od km informacionih bita se preslikava u grupu od k moduliranih signala x_1, x_2, \dots, x_k iz ove konstelacije. Svaka grupa od m bita određuje jedan modulirani signal. Ovih k moduliranih signala se koduju u space-time blok koderu u skladu sa



Slika 2: Blok šema space-time kodovanog sistema

sadržajem transmisionne matrice \mathbf{G} . Na izlazu kodera se dobija n_T paralelnih sekvenci signala dužine L , koje se emituju simultano preko n_T predajnih antena u toku L vremenskih perioda (signalizacionih intervala).

Blok šema space-time kodovanog prenosa prikazana je na slici 2.

Generalno, space-time blok kod je definisan transmisionom matricom \mathbf{G} , dimenzija $n_T \times L$, koja određuje način formiranja jedne space-time kodne reči. Element matrice \mathbf{G} u i -tom redu i j -toj koloni, g_{ij} , $i = 1, 2, \dots, n_T$, $j = 1, 2, \dots, L$, predstavlja signal koji se emituje sa antene i u intervalu j . Članovi transmisionne matrice su u opštem slučaju linearne kombinacije modulisanih simbola x_1, x_2, \dots, x_k i njihovih konjugovano kompleksnih vrednosti $x_1^*, x_2^*, \dots, x_k^*$.

Dakle, dužina izvornih reči je k (dužina niza modulisanih simbola koji se koduju u jednom koraku), a kodnih reči $n_T \times L$ (dimenzije matrice kodovanih simbola koja se dobija na izlazu kodera). Dužina kodne reči se izražava sa dve dimenzije, jer se kodovanje obavlja u vremenskom i prostornom domenu. Stoga je jedna dimenzija „vremenska“, a druga „prostorna“. Spektralna efikasnost space-time blok koda je očigledno km/L bit/s/Hz.

Posebnu klasu space-time blok kodova čine *ortogonalni space-time blok kodovi*, *OSTBC* [1], kod kojih su vrste transmisionne matrice \mathbf{G} , odnosno sekvence signala emitovanih sa predjnih antena, ortogonalne. Drugim rečima, važi

$$\mathbf{G} \cdot \mathbf{G}^H = (|x_1|^2 + |x_2|^2 + \dots + |x_k|^2) \mathbf{I}_{n_T} \quad (14)$$

Iza ove grupe kodova stoji posebna matematička disciplina – teorija *ortogonalnog projektovanja* (*orthogonal designs*).

Može se pokazati da za bilo koji broj predajnih antena n_T postoji ortogonalni STBC čiji je red predajnog diversitija maksimalan (jednak n_T). Pored toga, dekodovanje ortogonalnih STBC je izuzetno jednostavno i sprovodi se posebno za svaki od k izvornih signala, kao da se oni prenose po kanalima koji ne utiču jedan na drugi.

Kodni količnik (*code rate*) space-time blok koda se definiše kao odnos između broja simbola koji dolaze na ulaz kodera i broja transmisionih intervala

$$R = k/L \quad (15)$$

Kodni količnik space-time blok koda sa punim predajnim diversitijem nije veći od 1. Kod sa maksimalnim količnikom $R = 1$ ne zahteva proširenje propusnog opsega kodovanog signala u odnosu na izvorni. Ako je $R < 1$, propusni opseg treba proširiti $1/R$ puta.

Za space-time blok kodove sa n_T predajnih antena, transmisiona matrica se obično označava sa \mathbf{G}_{n_T} . Ovakav kod se naziva space-time blok kod veličine n_T . Postoje STBC za realne i kompleksne konstelacije signala.

4.2.1 Realne konstelacije signala

Generalno, ako $n_T \times L$ realna transmisiona matrica \mathbf{G}_{n_T} sa promenljivama x_1, x_2, \dots, x_k zadovoljava uslov

$$\mathbf{G}_{n_T} \cdot \mathbf{G}_{n_T}^T = (|x_1|^2 + |x_2|^2 + \dots + |x_k|^2) \mathbf{I}_{n_T} \quad (16)$$

odgovarajući space-time blok kod daje potpun diversiti na predaji, n_T , uz kodni količnik $R = k/L$.

Za proizvoljnu realnu konstelaciju signala, kao što je M-ASK, space-time blok kodovi sa $n_T \times n_T$ kvadratnom transmisionom matricom \mathbf{G}_{n_T} postoje ako i samo ako je $n_T = 2, 4, 8$. Njihove transmisionne matrice su

$$\mathbf{G}_2 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 \\ x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (17)$$

za $n_T = 2$ predajne antene,

$$\mathbf{G}_4 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (18)$$

za $n_T = 4$ predajne antene i

$$\mathbf{G}_8 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & -x_6 & x_5 & x_8 & -x_7 \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & -x_7 & -x_8 & x_5 & x_6 \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & -x_8 & x_7 & -x_6 & x_5 \\ x_5 & x_6 & x_7 & x_8 & x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_6 & -x_5 & x_8 & -x_7 & x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_7 & -x_8 & -x_5 & x_6 & x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \\ x_8 & x_7 & -x_6 & -x_5 & x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (19)$$

za $n_T = 8$ predajnih antena.

Kvadratne transmisionne matrice imaju ortogonalne vrste sa članovima $\pm x_1, \pm x_2, \dots, \pm x_k$. Očigledno je da su i broj predajnih antena n_T i broj

vremenskih perioda L potrebnih za prenos blok koda jednaki dužini bloka izvornih simbola k . Prema tome, ovi kodovi imaju maksimalni kodni količnik $R = 1$ i maksimalni red diversitija n_T .

Ako je $n_T \neq 2, 4, 8$, moguće je generalisati postupak ortogonalnog projektovanja u cilju konstrukcije space-time blok kodova sa nekvadratnim transmisionim matricama, koje takođe imaju puni količnik $R = 1$ i maksimalan diversiti. Nekvadratne transmisionne matrice $\mathbf{G}_3, \mathbf{G}_5, \mathbf{G}_6$ i \mathbf{G}_7 za kodove dužine 3, 5, 6 i 7, respektivno su

$$\mathbf{G}_3 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\mathbf{G}_5 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & -x_6 & x_5 & x_8 & -x_7 \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & -x_7 & -x_8 & x_5 & x_6 \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & -x_8 & x_7 & -x_6 & x_5 \\ x_5 & x_6 & x_7 & x_8 & x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$\mathbf{G}_6 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 \\ x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 & -x_6 & x_5 & x_8 & -x_7 \\ x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 & -x_7 & -x_8 & x_5 & x_6 \\ x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 & -x_8 & x_7 & -x_6 & x_5 \\ x_5 & x_6 & x_7 & x_8 & x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_6 & -x_5 & x_8 & -x_7 & x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\mathbf{G}_7 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 \\ x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 & -x_6 & x_5 & x_8 & -x_7 \\ x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 & -x_7 & -x_8 & x_5 & x_6 \\ x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 & -x_8 & x_7 & -x_6 & x_5 \\ x_5 & x_6 & x_7 & x_8 & x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_6 & -x_5 & x_8 & -x_7 & x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_7 & -x_8 & -x_5 & x_6 & x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \end{bmatrix} \quad (23)$$

4.2.2 Kompleksne konstelacije signala

Ako kompleksna $n_T \times L$ transmisiona matrica \mathbf{G}_{n_T} sa promenljivama x_1, x_2, \dots, x_k zadovoljava uslov

$$\mathbf{G}_{n_T} \cdot \mathbf{G}_{n_T}^H = (|x_1|^2 + |x_2|^2 + \dots + |x_k|^2) \mathbf{I}_{n_T} \quad (24)$$

tada odogovarajući STBC obezbeđuje puni predajni diversiti jednak n_T , sa kodnim količnikom $R = k/L$.

Jedini ortogonalni STBC sa kvadratnom $n_T \times n_T$ kompleksnom transmisionom matricom koji dostiže puni kodni količnik poznat je pod imenom *Alamouti šema* [1]. U pitanju je kod veličine 2, čija je transmisiona matrica

$$\mathbf{G}_2^c = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (25)$$

Ako je broj predajnih antena $n_T > 2$, cilj konstrukcije koda je dobijanje kompleksnih transmisionih matrica $\mathbf{G}_{n_T}^c$ sa velikim vrednostima kodnog količnika, potpunim diversitijem i malom kompleksnošću dekodovanja. Uz to, vrednost L treba da bude što manja, da bi se smanjilo kašnjenje pri dekodovanju.

Za proizvoljnu kompleksnu konstelaciju signala, postoje space-time blok kodovi koji mogu da postignu količnik od $1/2$ za bilo koji broj predajnih antena. Na primer, kompleksne transmisione matrice \mathbf{G}_3^c i \mathbf{G}_4^c odgovaraju space-time blok kodovima sa tri i četiri predajne antene, respektivno. Ovi kodovi imaju kodni količnik $1/2$.

$$\mathbf{G}_3^c = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$\mathbf{G}_4^c = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (27)$$

Uz pomoć nešto složenijeg linearnog procesiranja može se postići veća vrednost količnika za space-time blok kodove sa kompleksnom konstelacijom i više od dve predajne antene. Matrice \mathbf{G}_3^h i \mathbf{G}_4^h definišu generalizovane space-time blok kodove sa količnikom $3/4$.

$$\mathbf{G}_3^h = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} \\ x_2 & x_1^* & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{-x_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*}{2} & \frac{x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*}{2} \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$\mathbf{G}_4^h = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} \\ x_2 & x_1^* & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{-x_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*}{2} & \frac{x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*}{2} \\ \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{-x_3}{\sqrt{2}} & \frac{-x_2 - x_2^* + x_1 - x_1^*}{2} & \frac{-(x_1 + x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} \end{bmatrix} \quad (29)$$

4.2.3 Dekodovanje

Razmotrimo sada algoritam dekodovanja. Radi jednostavnosti, posmatrajmo najpre STBC sa kvadratnim transmisionim matricama za realne konstelacije signala, kao što su \mathbf{G}_2 , \mathbf{G}_4 i \mathbf{G}_8 . U ovom slučaju, prva kolona

transmisione matrice je vektor $[x_1, x_2, \dots, x_{n_T}]^T$. Ostale kolone \mathbf{G}_{n_T} su permutacije prve kolone sa eventualno promenjenim znacima.

Neka je sa ϵ_t označena permutacija prve kolone na t -tu kolonu. Indeks vrste promenljive x_i u t -toj koloni je označen sa $\epsilon_t(i)$, a predznak promenljive x_i u t -toj koloni je označen sa $\text{sgn}_t(i)$.

Pretpostavlja se da su elementi kanalne matrice konstantni za svih L primljenih simbola. Da bismo izveli pravilo dekodovanja na osnovu maksimalne verodostojnosti, konstruisaćemo kombinovane promenljive

$$\tilde{s}_i = \sum_{t=1}^{n_T} \sum_{j=1}^{n_R} \text{sgn}_t(i) \cdot y_{j,t} \cdot h_{j,\epsilon_t(i)}^* \quad (30)$$

gde je $i = 1, 2, \dots, n_T$, a $y_{j,t}$ je primljeni signal na j -toj prijemnoj anteni u signalizacionom intervalu t . Vrednost \tilde{s}_i zavisi samo od simbola x_i , zahvaljujući činjenici da je transmisiona matrica koda ortogonalna.

$$\tilde{s}_i = \sum_{t=1}^{n_T} \sum_{j=1}^{n_R} |h_{j,t}|^2 \cdot x_i + \sum_{t=1}^{n_T} \sum_{j=1}^{n_R} h_{j,\epsilon_t(i)}^* n_{j,t} \quad (31)$$

Drugim rečima, ako se primeni ortogonalno space-time blok kodovanje, MIMO kanal se pretvara u prosti jednostruki kanal sa stanovišta svakog prenetog izvornog simbola x_i , $i = 1, 2, \dots, k$. Stoga se može primeniti standardno dekodovanje *maksimalne verodostojnosti (maximum likelihood, ML)*, kao za slučaj kada i predajnik i prijemnik imaju samo po jednu antenu.

ML dekođer za svaki emitovani signal x_i pronalazi tačku u skupu signala \tilde{x}_i koja minimizuje euklidsko rastojanje

$$d^2(\tilde{s}_i, \tilde{x}_i) \quad (32)$$

Signal \tilde{x}_i je estimacija emitovanog signala x_i .

Zahvaljujući ortogonalnosti, dekodovanje je izuzetno jednostavno, jer se svaki od k simbola izvorne reči dekoduje nezavisno od drugih, a kompleksnost dekodovanja raste samo linearno sa brojem predajnih antena.

Za space-time blok kod sa nekvadratnom transmisionom matricom i realnom konstelacijom signala, kao što su \mathbf{G}_3 , \mathbf{G}_5 , \mathbf{G}_6 i \mathbf{G}_7 , kombinovani signali u prijemniku se formiraju kao

$$\tilde{s}_i = \sum_{t \in \eta(i)} \sum_{j=1}^{n_R} \text{sgn}_t(i) \cdot y_{j,t} \cdot h_{j,\epsilon_t(i)}^* \quad (33)$$

gde je $i = 1, 2, \dots, L$, a $\eta(i)$ je skup kolona transmisione matrice u kojima se pojavljuje x_i . Na primer, za transmisionu matricu \mathbf{G}_3 (tri predajne antene) je

$$\begin{aligned} \eta(1) &= 1, 2, 3 & \eta(2) &= 1, 2, 4 \\ \eta(3) &= 1, 3, 4 & \eta(4) &= 2, 3, 4 \end{aligned} \quad (34)$$

Slični algoritmi dekodovanja se mogu izvesti za STBC sa kompleksnim konstelacijama signala. Za kodove sa kodnim količnikom 1/2, \mathbf{G}_3^c i \mathbf{G}_4^c , kombinovani signali su

$$\tilde{s}_i = \sum_{t \in \eta(i)} \sum_{j=1}^{n_R} \text{sgn}_t(i) \cdot \tilde{r}_{j,t}(i) \cdot \tilde{h}_{j,\epsilon_t}^*(i) \quad (35)$$

gde je

$$\tilde{y}_{j,t}(i) = \begin{cases} r_t^j & \text{ako } x_i \text{ pripada } t\text{-toj koloni } \mathbf{G}_{n_T}^c \\ (r_t^j)^* & \text{ako } x_i^* \text{ pripada } t\text{-toj koloni } \mathbf{G}_{n_T}^c \end{cases} \quad (36)$$

i

$$\tilde{h}_{j,\epsilon_t}(i) = \begin{cases} h_{j,\epsilon_t}^*(i) & \text{ako } x_i \text{ pripada } t\text{-toj koloni } \mathbf{G}_{n_T}^c \\ h_{j,\epsilon_t}(i) & \text{ako } x_i^* \text{ pripada } t\text{-toj koloni } \mathbf{G}_{n_T}^c \end{cases} \quad (37)$$

Za dekodovanje koda \mathbf{G}_3^h sa količnikom 3/4, prijemnik formira kombinovane signale na sledeći način

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 &= \sum_{j=1}^{n_R} \left(y_{j,1} h_{1,j}^* + (y_{j,2})^* h_{2,j} + \frac{(y_{j,4} - y_{j,3}) h_{3,j}^*}{2} - \right. \\ &\quad \left. - \frac{(y_{j,4} - y_{j,3}) h_{3,j}}{2} \right) \\ \tilde{x}_2 &= \sum_{j=1}^{n_R} \left(y_{j,1} h_{2,j}^* + (y_{j,2})^* h_{1,j} + \frac{(y_{j,4} + y_{j,3}) h_{3,j}^*}{2} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{(-y_{j,3} + y_{j,4})^* h_{3,j}}{2} \right) \\ \tilde{x}_3 &= \sum_{j=1}^{n_R} \left(\frac{(y_{j,1} + y_{j,2}) h_{3,j}^*}{\sqrt{2}} + \frac{(y_{j,3})^* (h_{1,j} + h_{2,j})}{\sqrt{2}} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{(y_{j,4})^* (h_{1,j} - h_{2,j})}{\sqrt{2}} \right) \end{aligned} \quad (38)$$

Slično, za dekodovanje koda \mathbf{G}_4^h kombinovani signali su

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 &= \sum_{j=1}^{n_R} \left(y_{j,1} h_{1,j}^* + (y_{j,2})^* h_{2,j} + \frac{(y_{j,4} - y_{j,3})(h_{3,j} - h_{4,j})^*}{2} - \right. \\ &\quad \left. - \frac{(y_{j,3} + y_{j,4})^* (h_{3,j} + h_{4,j})}{2} \right) \\ \tilde{x}_2 &= \sum_{j=1}^{n_R} \left(y_{j,1} h_{2,j}^* - (y_{j,2})^* h_{1,j} + \frac{(y_{j,4} + y_{j,3})(h_{3,j} - h_{4,j})^*}{2} + \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{(-y_{j,3} + y_{j,4})^*(h_{3,j} + h_{4,j})}{2} \\
\tilde{x}_3 = & \sum_{j=1}^{n_R} \left(\frac{(y_{j,1} + y_{j,2})h_{3,j}^*}{\sqrt{2}} + \frac{(y_{j,1} - y_{j,2})h_{4,j}^*}{\sqrt{2}} + \right. \\
& \left. + \frac{(y_{j,3})^*(h_{1,j} + h_{2,j})}{\sqrt{2}} + \frac{(y_{j,4})^*(h_{1,j} - h_{2,j})}{\sqrt{2}} \right)
\end{aligned} \tag{39}$$

4.2.4 Teorijski informacijski kapacitet

Standardno ćemo pretpostaviti da je interferencija prostorno bela, što znači da je $\mathbf{R}_{nn} = \sigma^2 \mathbf{I}_{n_R}$.

Jednačina (31) pokazuje da se nakon space-time dekodovanja, a pre ML dekodovanja, dobijaju estimacije \tilde{s}_i emitovanih signala x_i koje se sastoje iz korisnog dela i dela koji potiče od interferencije u kanalu. Odnos snaga korisnog i nekorisnog dela je zapravo ekvivalentni odnos signal-šum nakon space-time dekodovanja ρ_{STBC} , koji se može koristiti za proračun kapaciteta. Polazeći od (31), lako je pokazati da je

$$\rho_{STBC} = \frac{P_T}{n_T \sigma^2} \sum_{i=1}^{n_R} \sum_{j=1}^{n_T} |h_{ij}|^2 = \frac{P_T}{n_T \sigma^2} \|\mathbf{H}\|_F^2 = \frac{P_T}{n_T \sigma^2} \gamma_H \tag{40}$$

Veličina γ_H je kvadrat *Frobenijusove (Frobenius) norme* matrice \mathbf{H} , koja se definiše sa

$$\|\mathbf{H}\|_F = \sqrt{\sum_{i=1}^{n_R} \sum_{j=1}^{n_T} |h_{ij}|^2} = \sqrt{\text{tr}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)} \tag{41}$$

Trenutni kapacitet je

$$C = W \frac{k}{L} \log_2(1 + \rho_{STBC}) \tag{42}$$

Kapacitet C_0 za verovatnoću P_0 se dobija kada se reši po C_0 jednačina

$$\begin{aligned}
P_0 &= \Pr\{C < C_0\} = \\
&= \Pr\left\{W \frac{k}{L} \log_2\left(1 + \frac{P_T}{n_T \sigma^2} \gamma_H\right) < C_0\right\} = \\
&= \int_0^{\frac{n_T \sigma^2}{P_T} (2^{C_0/W \cdot L/k} - 1)} p_H(\gamma) d\gamma
\end{aligned} \tag{43}$$

gde je $p_H(\gamma)$ funkcija gustine verovatnoće za veličinu γ_H . Pod pretpostavkom da je fading Rejljev ($K = 0$), γ_H se može predstaviti kao suma

$2n_T n_R$ nezavisnih slučajnih promenljivih sa χ^2 raspodelom. Zbog toga je $p_H(\gamma)$ takođe χ^2 raspodela.

$$p_H(\gamma) = \frac{1}{\Gamma(n_R n_T)} \gamma^{n_R n_T - 1} e^{-\gamma} \quad (44)$$

Ako je feding Rajsov ($0 < K < \infty$), dobija se necentralna χ^2 raspodela. Matematičko očekivanje za γ_H je $E(\gamma_H) = n_R n_T$. Zamenom (44) u (43) dobijamo

$$P_0 = \Gamma\left(n_R n_T, \frac{n_T \sigma^2}{P_T} (2^{C_0 L/k} - 1)\right) \quad (45)$$

gde je $\Gamma(a, x) = \int_0^x t^{a-1} e^{-t} dt / (a-1)!$ nepotpuna gama-funkcija.

Srednji (ergodični) kapacitet je srednja vrednost trenutnog kapaciteta. Pošto je logaritamska funkcija konkavna, možemo iskoristiti Jensenovu nejednakost za nalaženje gornje granice srednjeg kapaciteta.

$$\begin{aligned} C_{STBC} &= E\{C\} = E\left\{W \frac{k}{L} \log_2\left(1 + \frac{P_T}{n_T \sigma^2} \gamma_H\right)\right\} \leq \\ &\leq W \frac{k}{L} \log_2\left(1 + \frac{P_T}{n_T \sigma^2} E\{\gamma_H\}\right) = W \frac{k}{L} \log_2\left(1 + \frac{P_T}{\sigma^2} n_R\right) \end{aligned} \quad (46)$$

Dakle, kod STBC sistema gornja granica srednjeg kapaciteta raste logaritamski sa porastom broja prijemnih antena.

Verovatnoća greške po bitu se može izvesti, na primer, u slučaju koherentne BPSK modulacije, nalaženjem sledećeg integrala

$$P_{STBC, BPSK} = \int_0^\infty Q\left(\sqrt{2 \frac{P_T}{n_T \sigma^2} \gamma_H}\right) p_H(\gamma) d\gamma \quad (47)$$

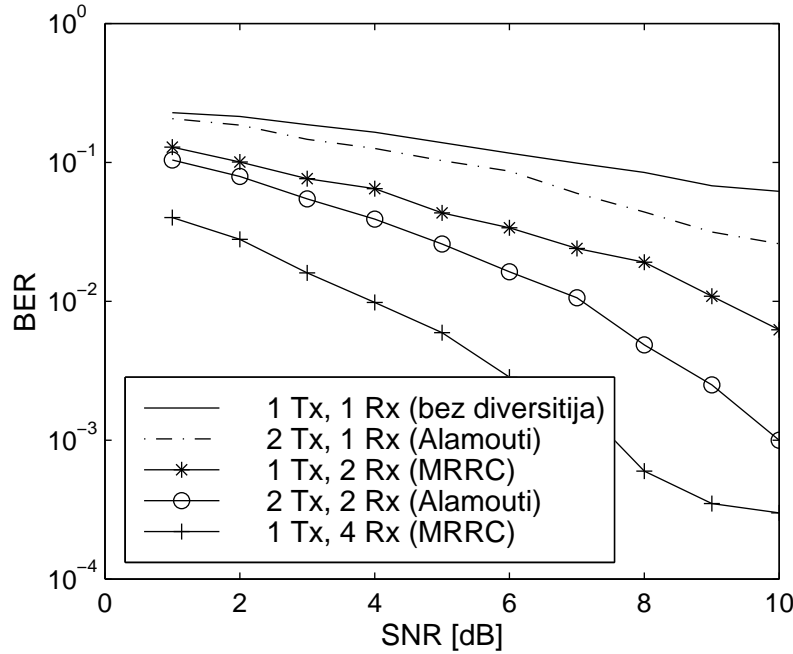
U literaturi postoji rešenje prethodnog integrala u zatvorenom obliku.

4.2.5 Performanse

U ovom delu prikazujemo rezultate simulacija u vezi sa performansama space-time blok kodova pri prenosu kroz kanale sa Rejljevom fedingom. U pitanju su provere rezultata navedenih u literaturi [1], dobijene na osnovu nezavisno sprovedenih simulacija u MATLAB-u.

U svim slučajevima se podrazumeva Rejljev blok feding ($K = 0$).

Na slici 3 je prikazana *verovatnoća greske po bitu (bit error rate, BER)* za Alamouti šemu u funkciji odnosa signal-šum za dve predajne i jednu, odnosno dve prijemne antene. Primenjena modulacija je QPSK. Radi poređenja, na istoj slici su prikazani i rezultati za sistem sa jednom predajnom i dve,



Slika 3: Performanse Alamouti šeme

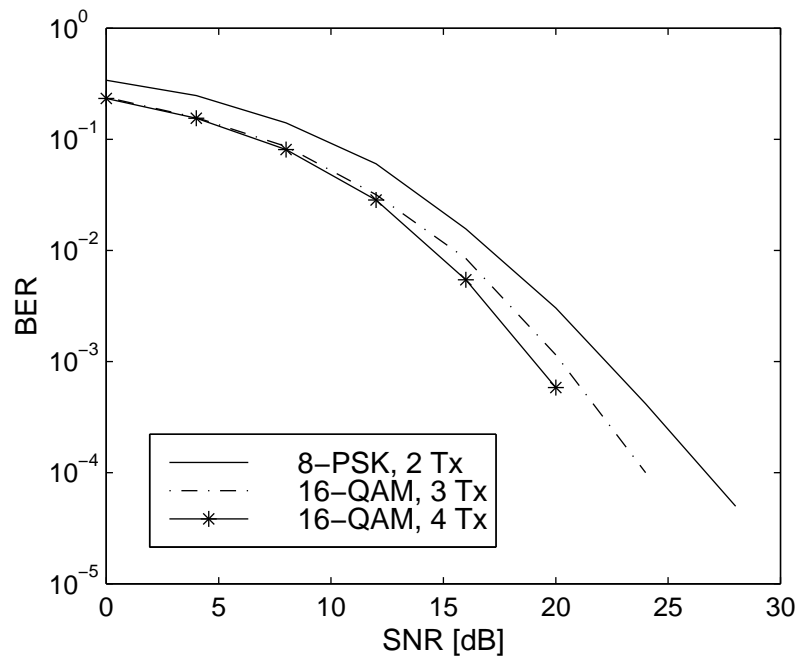
odnosno četiri prijemne antene koji umesto STBC koristi optimalno kombinovanje prijemnih signala, u smislu maksimiziranja odnosa signal-šum (*maximum ratio receiver combining, MRRC*). Ukupna emitovana snaga je ista za slučajeve sa jednom i sa dve predajne antene.

Sa slike se vidi da Alamouti sistem sa $n_T = 2$, $n_R = 1$ ima isti red diversitija (isti nagib krive) kao i MRRC sistem sa $n_T = 1$ i $n_R = 2$, ali kod njega postoji gubitak u snazi od 3 dB za istu verovatnoću greške, koji potiče od pretpostavke o jednakosti emitovanih snaga. Dve predajne antene kod Alamouti sistema emituju signale dvostruko manje snage u odnosu na jednu predajnu antenu MRRC sistema.

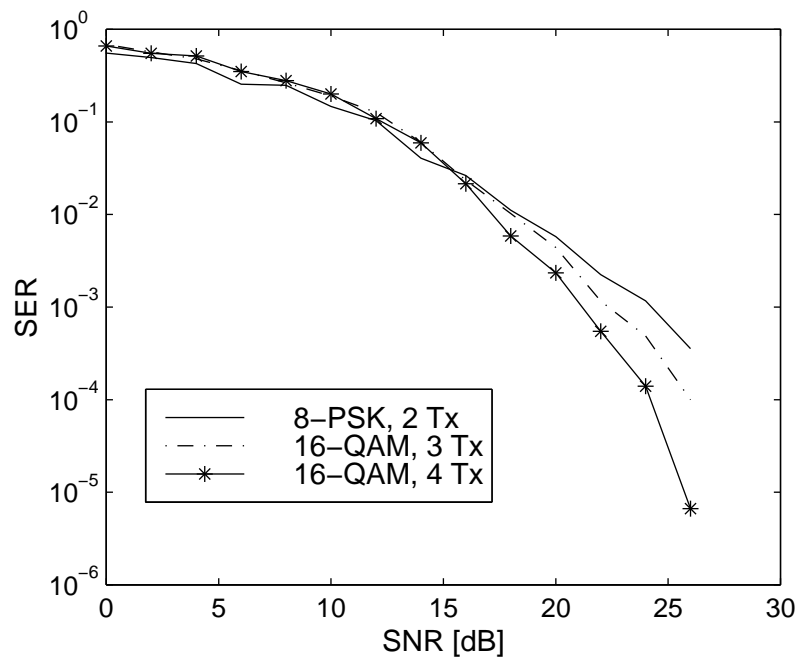
Ista relacija važi i za Alamouti sistem sa $n_T = 2$, $n_R = 2$ i odgovarajući MRRC sistem sa $n_T = 1$ i $n_R = 4$. Ovaj rezultat se može uopštiti za bilo koji broj prijemnih antena. Generalno, Alamouti sistem sa $n_T = 2$ predajnih i n_R prijemnih antena odgovara MRRC sistemu sa $n_T = 1$ predajnih i $2n_R$ prijemnih antena.

Verovatnoća greške po bitu (BER) i po simbolu (SER) za STBC sa 3 bit/s/Hz i različitim brojem predajnih antena prikazana je na slikama 4 i 5, respektivno. Za prenos sa dve predajne antene korišćena je 8-PSK modulacija i kod \mathbf{G}_2^c sa kodnim količnikom 1. Za prenos sa tri i četiri predajne antene korišćena je 16-QAM modulacija i kodovi \mathbf{G}_3^h i \mathbf{G}_4^h , respektivno.

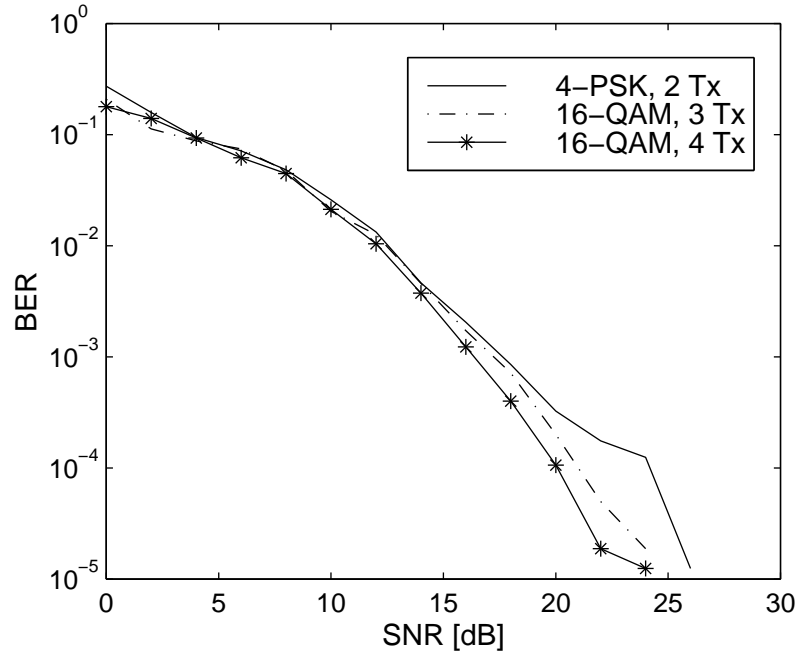
Sa slike 4 vidi se da je za BER od 10^{-3} kod \mathbf{G}_4^h oko 1 dB bolji od \mathbf{G}_3^h , a za oko 3 dB od koda \mathbf{G}_2^c .



Slika 4: Verovatnoća greške po bitu pri prenosu kroz Rejlijev kanal za STBC sa 3 bit/s/Hz i jednom prijemnom antenom



Slika 5: Verovatnoća greške po simbolu pri prenosu kroz Rejlijev kanal za STBC sa 3 bit/s/Hz i jednom prijemnom antenom



Slika 6: Verovatnoća greške po bitu pri prenosu kroz Rejlijev kanal za STBC sa 2/bit/s/Hz i jednom prijemnom antenom

Slike 6 i 7 pokazuju BER i SER, respektivno, za STBC sa 2 bit/s/Hz. Predajnik ima dve, tri, odnosno četiri antene, a prijemnik jednu antenu.

Kod prenosa sa dve predajne antene korišćen je kod \mathbf{G}_2^c sa 4-PSK modulacijom, a za prenos sa tri i četiri predajne antene kodovi su \mathbf{G}_3^c i \mathbf{G}_4^c , respektivno, a modulacija je 16-QAM.

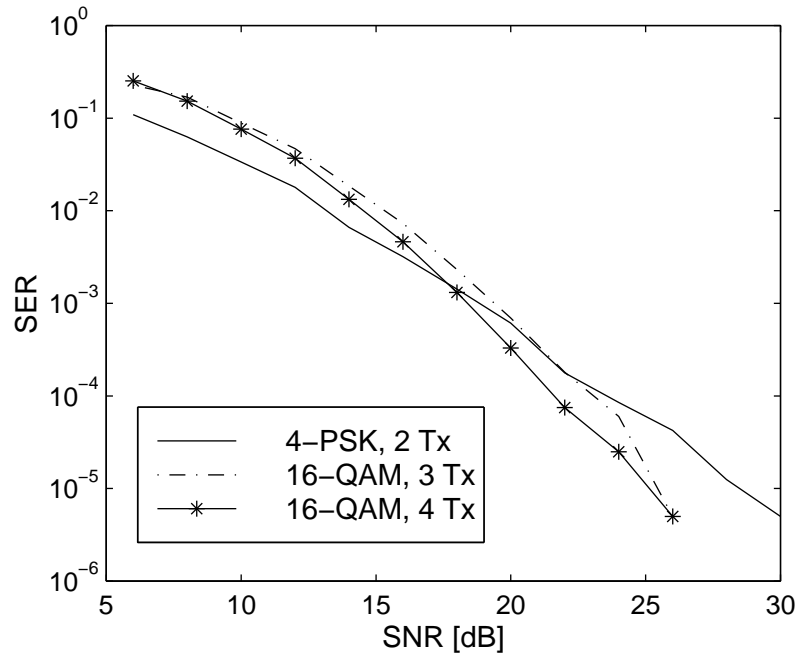
Za BER od 10^{-5} , kod sa četiri antene ima dobitak od 5 dB i 3 dB u odnosu na kodove sa dve i tri predajne antene, respektivno. Može se zaključiti da povećanje broja predajnih antena donosi značajno poboljšanje performansi, dok je povećanje složenosti dekodovanja vrlo malo, jer se koristi samo linearno procesiranje.

5 Adaptivni MIMO sistemi

Kao što je rečeno u odeljku 1, MIMO sistem je adaptivan ako vrši raspodelu snage (ili promenu korelacije) između emitovanih signala u skladu sa promenama stanja kanala. Da bi sistem bio adaptivan, neophodno je da predajnik poseduje podatke o stanju kanala.

Adaptivni sistemi se razlikuju po primenjenom algoritmu adaptacije, kao i tipu i osobinama (količini, učestanosti promene) informacija koje zahtevaju.

U 5.1 je prikazan prilično trivijalan način adaptacije usklađivanjem faza



Slika 7: Verovatnoća greške po simbolu pri prenosu kroz Rejljev kanal za STBC sa 2/bit/s/Hz i jednom prijemnom antenom

emitovanih signala, koji zahteva samo informaciju o prostornoj poziciji prijemnika, ali ipak daje dobre rezultate za specifične uslove propagacije. Odeljak 5.2 uvodi pojam sopstvenih modova, suštinskih obeležja MIMO kanala. Ovi parametri direktno ukazuju na to kako treba izvršiti optimalnu adaptaciju predajnika. Odgovarajući algoritam adaptacije, water-filling, je opisan u 5.3. U nastavku su predstavljeni drugi algoritmi adaptacije koji su suboptimalni, ali imaju manju računsku kompleksnost ili koriste manje podataka o stanju kanala, što olakšava realizaciju mehanizma povratne sprege od prijemnika ka predajniku.

5.1 Fazno usklađeni antenski nizovi

Posmatrajmo situaciju kada su antenski nizovi predajnika i prijemnika usmereni jedan prema drugom, pri čemu predajnik sa svih antena emituje *identične* signale. Za razliku od „slepog“ signaliziranja koje ne zahteva nikakve informacije na strani predajnika, u ovom slučaju je potrebno da predajnik zna položaj prijemnika i obrnuto, zbog usmeravanja antenskih nizova. To su najčešće podaci koji se sporo menjaju u vremenu, pa stoga nije potreban veliki kapacitet linka povratne sprege. Usmeravanje se vrši elektronskim putem, tj. faznim pomeranjem emitovanih signala, koje ima isti efekat kao i fizičko okretanje antene. Naime, emitovani signali se transliraju

u vremenu tako da budu u fazi upravo na pravcu predajnik–prijemnik. Zato se ova arhitektura naziva i *sistem sa fazno usklađenim antenskim nizovima* (*phased array system*) [4]. U slučaju idealno usklađenih faza na predaji, matrica kovarijanse je

$$\mathbf{R}_{xx} = \frac{P_T}{n_T} \mathbf{u}_{n_T} \mathbf{u}_{n_T}^T \quad (48)$$

gde je $\mathbf{u}_{n_T} = [11 \cdots 1]^T$ vektor kolona dimenzije n_T . Prijemnik računa skalarni izlaz na osnovu n_R primljenih signala y_i , $i = 1, 2, \dots, n_R$, prema izrazu

$$y = \frac{1}{\sqrt{n_R}} \sum_{i=1}^{n_R} y_i = \frac{1}{\sqrt{n_R}} \mathbf{u}_{n_R}^T \mathbf{y} \quad (49)$$

gde je $\mathbf{u}_{n_R} = [11 \cdots 1]^T$ vektor kolona dimenzije n_R . Pri tome se podrazumeva da su i faze prijemnih antena idealno usklađene pogodnim vremenskim pomeranjem primljenih signala.

Kapacitet se može izraziti u obliku

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{n_T} \mathbf{u}_{n_T}^T \mathbf{H}^H \mathbf{u}_{n_R} \mathbf{R}_{nn}^{-1} \mathbf{u}_{n_R}^T \mathbf{H} \mathbf{u}_{n_T} \right) \quad (50)$$

ili za slučaj nekorelisanog šuma

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{n_T \sigma^2} \mathbf{u}_{n_T}^T \mathbf{H}^H \mathbf{u}_{n_R} \mathbf{u}_{n_R}^T \mathbf{H} \mathbf{u}_{n_T} \right) \quad (51)$$

Izloženi metod je veoma jednostavan i baziran na maloj količini informacija. Sistem se ne adaptira na promene parametara kanala, već samo prostornog položaja prijemnika, zbog čega daje dobre rezultate samo kada je propagacija pretežno deterministička (Gausova), sa malim udelom slučajno reflektovanih komponenti. Ova tvrdnja će kasnije biti potkrepljena rezultatima simulacija.

5.2 Sopstveni modovi MIMO kanala

Prema teoremi o dekompoziciji po singularnim vrednostima, bilo koja matrica \mathbf{H} dimenzija $n_R \times n_T$ može da se napiše u obliku

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{D} \mathbf{V}^H \quad (52)$$

gde je \mathbf{D} $n_R \times n_T$ - dimenziona nenegativna dijagonalna matrica, a \mathbf{U} i \mathbf{V} su unitarne matrice dimenzija $n_R \times n_R$ i $n_T \times n_T$, respektivno. To znači da za njih važi $\mathbf{U} \mathbf{U}^H = \mathbf{I}_{n_R}$ i $\mathbf{V} \mathbf{V}^H = \mathbf{I}_{n_T}$, gde su \mathbf{I}_{n_R} i \mathbf{I}_{n_T} jedinične matrice dimenzija $n_R \times n_R$ i $n_T \times n_T$, respektivno.

Dijagonalni elementi matrice \mathbf{D} su nenegativni kvadratni koreni sopstvenih vrednosti matrice $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$. Sopstvene vrednosti matrice $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ su svi brojevi λ koji zadovoljavaju jednačinu

$$\mathbf{H}\mathbf{H}^H \mathbf{y} = \lambda \mathbf{y} \quad \mathbf{y} \neq 0 \quad (53)$$

pri čemu je \mathbf{y} n_R - dimenzioni kolona-vektor, pridružen sopstvenoj vrednosti λ , koji se naziva sopstveni vektor matrice.

Ako je $m = \min(n_T, n_R)$, jednačina (53) se može napisati u obliku

$$(\lambda \mathbf{I}_m - \mathbf{Q})\mathbf{y} = 0 \quad \mathbf{y} \neq 0 \quad (54)$$

gde je \mathbf{Q} *Višhartova (Wishart) matrica*, definisana kao

$$\mathbf{Q} = \begin{cases} \mathbf{H}\mathbf{H}^H & n_R < n_T \\ \mathbf{H}^H\mathbf{H} & n_R \geq n_T \end{cases} \quad (55)$$

To znači da je λ sopstvena vrednost matrice \mathbf{Q} ako i samo ako je $\lambda \mathbf{I}_m - \mathbf{Q}$ singularna matrica, odnosno

$$\det(\lambda \mathbf{I}_m - \mathbf{Q}) = 0 \quad (56)$$

Sopstvene vrednosti \mathbf{Q} se mogu izračunati nalaženjem korena jednačine (56). Nenegativni kvadratni koreni sopstvenih vrednosti se još nazivaju i singularne vrednosti matrice \mathbf{H} .

Osim toga, kolone matrice \mathbf{U} su sopstveni vektori $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$, dok su kolone matrice \mathbf{V} sopstveni vektori $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$.

Zamenjujući (52) u (1) možemo napisati sledeći izraz za primljene signale

$$\mathbf{y} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (57)$$

Uvedimo sledeće transformacije

$$\begin{aligned} \mathbf{y}' &= \mathbf{U}^H \mathbf{y} \\ \mathbf{x}' &= \mathbf{V}^H \mathbf{x} \\ \mathbf{n}' &= \mathbf{U}^H \mathbf{n} \end{aligned} \quad (58)$$

Elementi \mathbf{n}' su Gausove slučajne promenljive sa nezavisnim i jednako raspodeljenim realnim i imaginarnim delom koje, kao i kod \mathbf{n} , imaju srednju vrednost nula i varijansu σ^2 . Polazni MIMO kanal se može prikazati u ekvivalentnom obliku

$$\mathbf{y}' = \mathbf{D}\mathbf{x}' + \mathbf{n}' \quad (59)$$

Broj nenultih sopstvenih vrednosti matrice $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ jednak je rangu matrice \mathbf{H} , koji ćemo označiti sa r . Kako je matrica \mathbf{H} dimenzija $n_R \times n_T$,

njen maksimalan rang može biti $m = \min(n_T, n_R)$, što znači da je najviše m sopstvenih vrednosti različito od nule. Označimo singularne vrednosti matrice \mathbf{H} sa $\sqrt{\lambda_i}$, $i = 1, 2, \dots, r$. Zamenjujući dijagonalne članove $\sqrt{\lambda_i}$ u (59) i zapisujući jednačine u skalarnom obliku, imamo

$$\begin{aligned} r'_i &= \sqrt{\lambda_i} x'_i + n'_i, & i &= 1, 2, \dots, r \\ r'_i &= n'_i, & i &= r + 1, r + 2, \dots, n_R \end{aligned} \quad (60)$$

Kao što se vidi iz (60), primljene komponente r'_i , $i = r + 1, r + 2, \dots, n_R$ ne zavise od emitovanog signala, tj. za njih je faktor pojačanja kanala jednak nuli. Sa druge strane, primljene komponente r'_i , $i = 1, 2, \dots, r$ zavise samo od emitovane komponente x'_i . Prema tome, može se smatrati da je ekvivalentni MIMO kanal opisan u (59) sastavljen od r razdvojenih, nezavisnih i paralelnih kanala, koji se nazivaju *sopstveni modovi* (*eigenmodes*) kanala. Svaki potkanal je pridružen jednoj singularnoj vrednosti matrice \mathbf{H} , koja odgovara pojačanju amplitude signala. Pojačanje snage je prema tome jednako odgovarajućoj sopstvenoj vrednosti matrice \mathbf{Q} .

Spektar modova je ekvivalentna predstava kanala (kanalne matrice) koja je pogodna za identifikaciju najboljih puteva prenosa kroz taj kanal. Kao što će kasnije biti pokazano, modovi kanala su ključni parametri na osnovu kojih predajnik može da izvrši optimalnu adaptaciju emitovanog signala.

Iz (58) se lako se izvodi

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{y'y'} &= \mathbf{U}^H \mathbf{R}_{yy} \mathbf{U} & \text{tr}(\mathbf{R}_{y'y'}) &= \text{tr}(\mathbf{R}_{yy}) \\ \mathbf{R}_{x'x'} &= \mathbf{V}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{V} & \text{tr}(\mathbf{R}_{x'x'}) &= \text{tr}(\mathbf{R}_{xx}) \\ \mathbf{R}_{n'n'} &= \mathbf{U}^H \mathbf{R}_{nn} \mathbf{U} & \text{tr}(\mathbf{R}_{n'n'}) &= \text{tr}(\mathbf{R}_{nn}) \end{aligned} \quad (61)$$

Iz prethodnih relacija sledi da kovarijansne matrice posle transformacije imaju isti zbir dijagonalnih elemenata, odnosno istu ukupnu snagu kao i originalne matrice. Pored toga, ako su originalne matrice dijagonalne, i transformisane matrice će takođe biti dijagonalne, ali sa drugim vrednostima dijagonalnih elemenata u opštem slučaju. Dakle, transformacijom se ukupna emitovana snaga predajnih antena preraspodeljuje na pojedine sopstvene modove zavisno od sadržaja unitarnih matrica \mathbf{U} i \mathbf{V} , odnosno od osobina kanala.

Primenjujući iste transformacije (58) u opštoj formuli (9) za kapacitet, dolazimo do analognog izraza u kome figurišu parametri razdvojenih kanala.

$$C = W \log_2 \det(\mathbf{D}^H \mathbf{R}_{n'n'}^{-1} \mathbf{D} \mathbf{R}_{x'x'} + \mathbf{I}_{n_T}) \quad (62)$$

5.3 Optimalna adaptacija – water-filling

Maksimalni kapacitet za date uslove propagacije se može postići kada su u prijemniku poznate kanalna matrica \mathbf{H} i kovarijansna matrica šuma i interferencije \mathbf{R}_{nn} . Tada treba podesiti kovarijansnu matricu emitovanog signala u skladu sa poznatim parametrima kanala (CSI). Postupak se sastoji

u nalaženju svojstvenih modova kanala i emitovanju višestrukih nezavisnih tokova podataka preko tih modova. Da bi se dobio maksimalan kapacitet, ukupnu raspoloživu snagu P_T treba rasporediti prema *water-filling* pravilu [1], [3], [4].

5.3.1 Prostorno bela interferencija

Ako predajnik ima tačne informacije o pojačanjima u kanalu, ali ne i informacije o prostornoj strukturi interferencije, signaliziranje se obavlja pod pretpostavkom da je interferencija prostorno bela, tj. da je njena matrica kovarijanse dijagonalna, sa snagom σ^2 po prijemnoj anteni,

$$\mathbf{R}_{nn} = \sigma^2 \mathbf{I}_{n_R} \quad (63)$$

Takva pretpostavka se najčešće čini u praksi.

Pođimo od najopštije formule za kapacitet (9). Nadovezujući se na izlaganje o modovima, izvršimo dekompoziciju matrice $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ po njenim sopstvenim vrednostima λ_i , $i = 1, 2, \dots, n_T$.

$$\mathbf{H}^H \mathbf{H} = \mathbf{V} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^H \quad (64)$$

gde je $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_{n_T})$. Uz uslove (63) i (64), formulu (9) možemo napisati u obliku

$$\begin{aligned} C &= W \log_2 \det(\mathbf{I}_{n_T} + \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{R}_{xx} \mathbf{V} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^H) \\ &= W \log_2 \det(\mathbf{I}_{n_T} + \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{\Lambda}^{1/2} \mathbf{V}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{V} \mathbf{\Lambda}^{1/2}) \end{aligned} \quad (65)$$

Poslednji izraz dostiže maksimum kada je matrica $\mathbf{V}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{V}$ dijagonalna

$$\mathbf{V}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{V} = \text{diag}(P_1, \dots, P_{n_T}) \quad (66)$$

pri čemu je P_i snaga dodeljena i -tom modu, koja se računa u skladu sa water-fill procedurom

$$P_i = \left(\mu - \frac{\sigma^2}{\lambda_i} \right)^+ \quad i = 1, 2, \dots, n_T \quad (67)$$

gde je $(x)^+ = \max(0, x)$, a μ se određuje tako da bude zadovoljeno ograničenje

$$\sum_{i=1}^{n_T} P_i = P_T \quad (68)$$

Ovaj uslov je logična posledica činjenice da unitarna transformacija ne menja zbir snaga, već ih samo preraspodeljuje sa pojedinih predajnih antena (pre transformacije) na pojedine modove (posle transformacije). Zbog toga ukupna snaga svih modova mora biti jednaka ukupnoj snazi svih predajnih antena, odnosno P_T .

Odgovarajući maksimalni kapacitet je

$$C = W \sum_{i=1}^{n_T} \log_2 \left(1 + \frac{P_i \lambda_i}{\sigma^2} \right) \quad (69)$$

Iz (66) sledi izraz za kovarijansnu matricu emitovanog signala kojim se dostiže maksimalni kapacitet

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{V} \text{diag}(P_1, P_2, \dots, P_{n_T}) \mathbf{V}^H \quad (70)$$

Primetimo da članovi sume u (69) odgovaraju kapacitetima jednostrukih kanala u prisustvu aditivnog Gausovog šuma, računatim prema poznatoj Šenonovoj teoremi [2]. Stoga je ovaj rezultat zapravo očekivan, jer je logično da ukupan kapacitet n_T nezavisnih kanala bude jednak sumi pojedinačnih kapaciteta. Pri tome je od presudnog značaja činjenica da je šum nekorelisan u prostoru. Kada bi postojala korelacija šuma, kapacitet složenog kanala bi za istu raspodelu snaga pojedinih modova bio manji od zbira kapaciteta prostih potkanala.

Iz izraza (67) sledi da će veća snaga biti dodeljena onom modu koji ima veće pojačanje snage, tj. koji je karakterisan većom sopstvenom vrednošću. Takođe, pokazuje se da je optimalna matrica kovarijanse emitovanih signala upravo dijagonalna matrica, koja odgovara situaciji kada se sa predajnih antena emituju međusobno nekorelisani signali. I taj rezultat je intuitivno jasan, jer smanjenje korelacije generalno povećava informacioni kapacitet [2].

5.3.2 Prostorno obojena interferencija

Postoji i uopštenje water-filling postupka za situaciju kada je interferencija u kanalu prostorno obojena, tj. kada matrica kovarijanse \mathbf{R}_{nn} nije dijagonalna [5]. Pokazuje se da tada treba poći od dekompozicije matrice $\mathbf{H}^H \mathbf{R}_{nn}^{-1} \mathbf{H}$, čije sopstvene vrednosti δ_i , $i = 1, 2, \dots, n_T$ zavise i od statističkih osobina interferencije u kanalu

$$\mathbf{H}^H \mathbf{R}_{nn}^{-1} \mathbf{H} = \mathbf{J} \mathbf{\Delta} \mathbf{J}^H \quad (71)$$

gde je $\mathbf{\Delta} = \text{diag}(\delta_1, \dots, \delta_{n_T})$. Sprovodeći sličan postupak kao za prostorno belu interferenciju, dolazimo do modifikovanog izraza za raspodelu snage

$$P_i = \left(\mu - \frac{1}{\delta_i} \right)^+ \quad i = 1, 2, \dots, n_T \quad (72)$$

pri čemu važi isto ograničenje (68). Odgovarajući maksimalni kapacitet je

$$C = W \sum_{i=1}^{n_T} \log_2(1 + P_i \delta_i) \quad (73)$$

a optimalna kovarijansna matrica na strani predajnika

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{J} \text{diag}(P_1, P_2, \dots, P_{n_T}) \mathbf{J}^H \quad (74)$$

Primetimo da se svojstveni modovi δ_i u opštem slučaju ne podudaraju sa modovima λ_i , jer su dobijeni dekompozicijom matrice koja zavisi i od interferencije, a ne samo od feding koeficijenata kanala. Ovo je očekivano ako se ima u vidu da se maksimalan kapacitet dobija onda kada se izvrši maksimalna moguća dekorelacija primljenih signala. Naime, pri dekompoziciji kanala na osnovu sopstvenih vrednosti λ_i , čak i ako su emitovani signali nezavisni, primljeni signali i dalje ostaju delimično korelisani zahvaljujući zavisnosti između komponenta vektora prostorno obojene interferencije. Sa druge strane, dekompozicija na modove određene sa δ_i uzima u obzir i korelaciona svojstva interferencije, tako da se u potpunosti eliminiše korelacija izlaznih signala.

Naravno, u specijalnom slučaju prostorno bele interferencije dobija se

$$\begin{aligned} \delta_i &= \frac{\lambda_i}{\sigma^2} \\ \mathbf{J} &= \mathbf{V} \end{aligned} \quad (75)$$

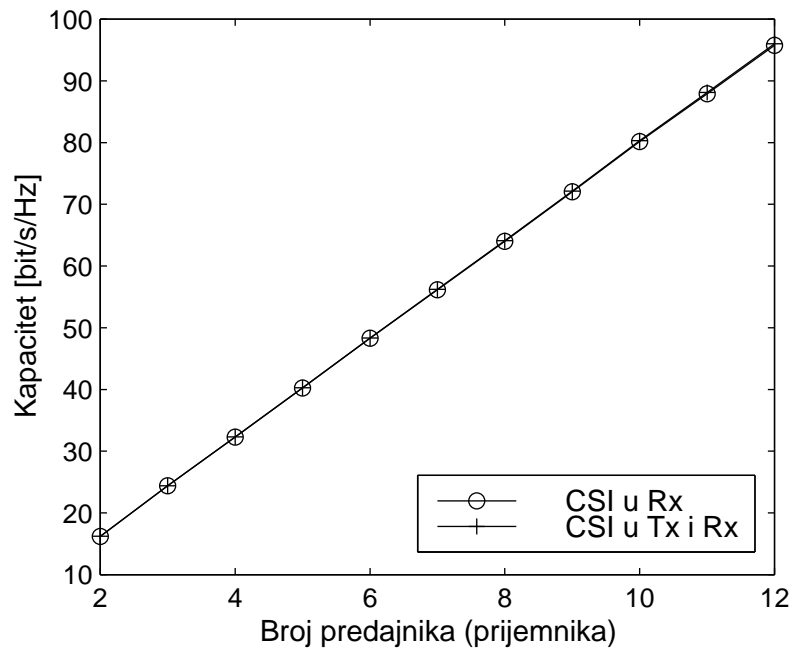
tako da se formule (72), (73) i (74) svode na (67), (69) i (70), respektivno. Sopstvene vrednosti δ_i i λ_i tada opisuju iste modove.

5.3.3 Performanse

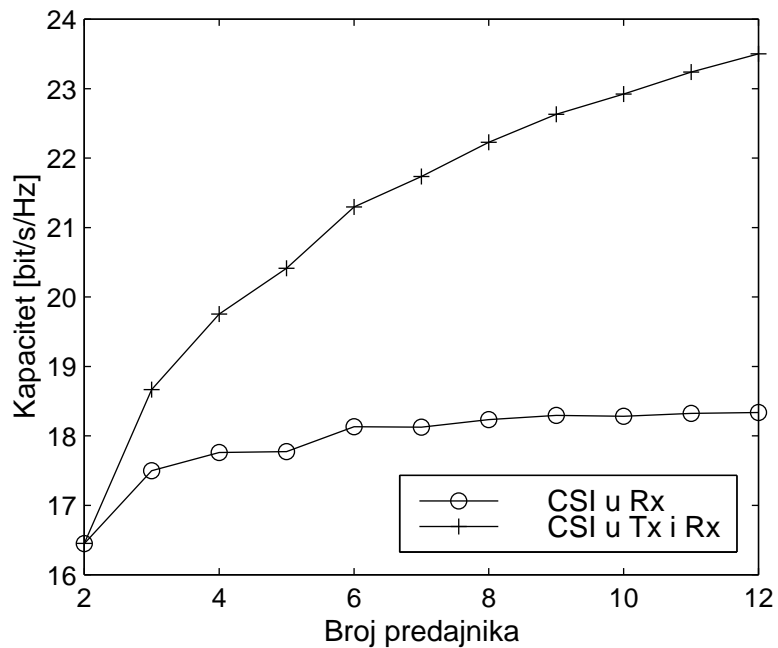
U nastavku je dato nekoliko dijagrama koji ilustruju performanse optimalnog adaptivnog sistema. Dijagrami su dobijeni na osnovu simulacija u MATLAB-u, i dobro se slažu sa rezultatima merenja ili simulacija iz drugih izvora [3], [4].

Postavlja se pitanje koliko se zapravo dobija optimalnom adaptacijom na predajnoj strani. Sa slika 8 i 9 se vidi da je za simetrične konfiguracije ($n_T = n_R$) dobitak zanemarljiv (barem sa stanovišta teorije informacija, tj. kapaciteta), dok za fiksno n_R raste sa porastom n_T . Prema tome, uvođenje povratne sprege ima smisla samo u asimetričnim konfiguracijama.

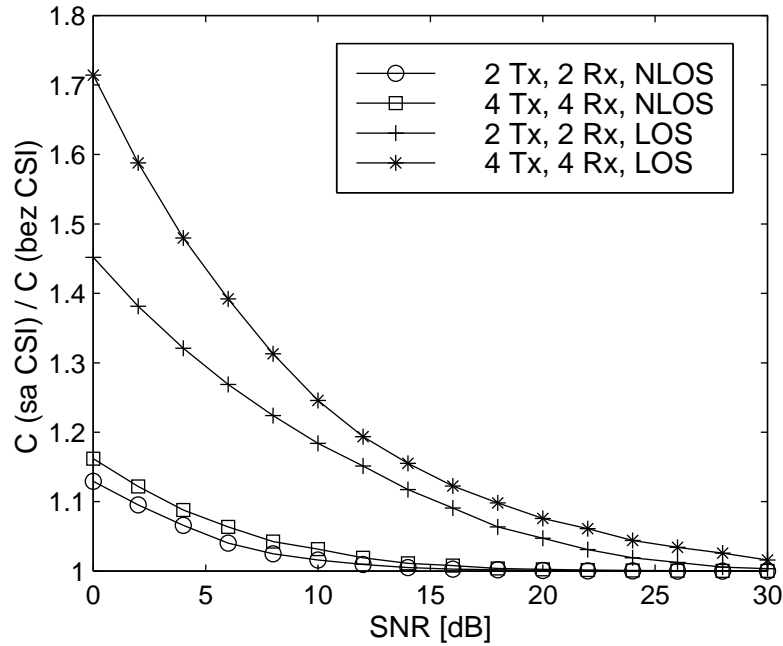
Na slici 10 je prikazan odnos srednjih kapaciteta za water-filling sistem i sistem koji koristi „slepo“ signaliziranje u odsustvu CSI, u funkciji odnosa signal-šum. Posmatrani su simetrični sistemi dimenzija 2×2 i 4×4 , i to za slučaj kada je optička vidljivost predajnika i prijemnika idealna (LOS kanal,



Slika 8: Dobitak koji donosi optimalna adaptacija za simetrični scenario



Slika 9: Dobitak koji donosi optimalna adaptacija za asimetrični scenario



Slika 10: Odnos srednjih kapaciteta za water-filling i „slepo“ signaliziranje, kao funkcija odnosa signal-šum

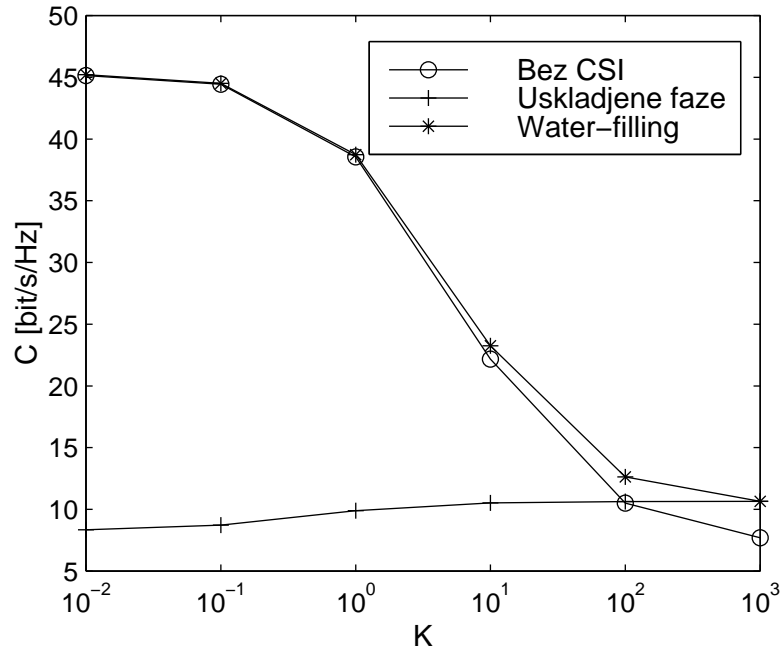
modelovan parametrom $K_{LOS} = 100$), kao i kada je uopšte nema (NLOS kanal, $K_{NLOS} = 0$).

Vidimo da korist od uvođenja CSI na predajnoj strani opada sa porastom odnosa signal-šum. Pored toga, CSI daje veći doprinos u slučaju determinističke propagacije, jer tada postoji „snažan“ sopstveni mod koji se efikasnije koristi u water-filling postupku.

Poređenje srednjih kapaciteta u sistemu bez CSI („slepo“ signaliziranje), sa CSI (water-filling), i sa fazno usklađenim nizovima, prikazano je na slici 11 kao funkcija faktora K . Rezultat je dobijen za $n_T = 10$ i $n_R = 16$ uz odnos signal-šum 10 dB.

Prema očekivanju, za slučaj pretežno slučajne (Rejljeve) propagacije (male vrednosti K), kapaciteti sa i bez CSI su skoro identični. Sa druge strane, za pretežno determinističku (Gausovu) propagaciju, (velike vrednosti K), postojanje trenutnog CSI donosi značajno poboljšanje, kao što je zaključeno i u prethodnom primeru. Za veliko K , fazno usklađeni nizovi, koji koriste samo informacije o položaju, postižu iste performanse kao i sistem sa CSI. Ovo potvrđuje da u tim okolnostima prosto usmeravanje antena takođe predstavlja optimalno rešenje. Međutim, ako K opadne ispod približno 10 dB, kapacitet sistema sa fazno usklađenim nizovima je daleko od optimalnog.

Water-filling postupak, naravno, daje najbolje rezultate, ali zato zahteva



Slika 11: Srednji kapacitet adaptivnih i neadaptivnih sistema u funkciji faktora K

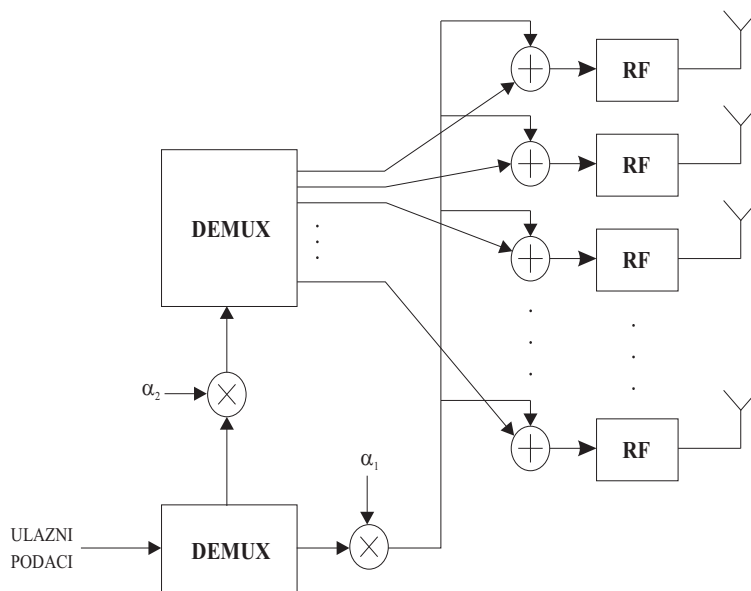
da predajnik poseduje tačne informacije o parametrima kanala i interferencije u kanalu. Ovo u praksi povlači potrebu za brzim linkom povratne sprege, što nije poželjno.

5.4 Hibridna arhitektura

U svetlu rezultata iz prethodnog odeljka, može se zaključiti da za malo K sa predajnih antena treba emitovati nezavisne signale, a za veliko K zajedničke (identične) signale, pri čemu su antene pogodno elektronski usmerene, na način koji je opisan u 5.1. Ovo navodi na zaključak da bi u opštem slučaju bilo pogodno istovremeno emitovati nezavisne i zajedničke signale. Upravo to je osnova koncepta *hibridne arhitekture* [4], koja se ponaša kao slojeviti space-time sistem za malo K , a kao sistem sa fazno usklađenim nizovima za veliko K , postepeno prelazeći iz jednog načina rada u drugi sa povećanjem K . Što je najvažnije, za sve ovo nije potreban trenutni, već samo „dugotrajni“ CSI – informacije koje se ne menjaju brzo u vremenu, pa ih zbog toga ne treba često ažurirati.

Princip rada sistema je prikazan na slici 12.

Ulazni podaci se najpre demultipleksiraju na dva u opštem slučaju ne-jednaka toka signala, koje ćemo nazvati *zajedničkim* i *nezavisnim* signalima. Svako izlaznoj povorci se dodeljuje jedan deo ukupne snage, posredstvom koeficijenta α_1 i α_2 . Nezavisni signal se zatim deli na n_T signala jednakih



Slika 12: Princip rada hibridnog sistema

snaga. Konačno, zajednički i jedan od nezavisnih signala se dovode na ulaz radio-frekvencijskog (RF) lanca koji vodi do odgovarajuće predajne antene. Na ovaj način se kombinuju dva skupa signala:

- Zajednički signal, koji se emituje sa svih n_T antena istovremeno, koristi determinističku komponentu signala tako što šalje svu raspoloživu energiju koristeći ceo antenski niz kao jednu veću antenu. Drugim rečima, ovaj signal pobuđuje deterministički sopstveni mod kanala. Vektor zajedničkog signala označavamo sa \mathbf{x}_1 . Svi njegovi elementi su jednaki, osim što se mogu razlikovati u fazi, kao posledica elektronskog usmeravanja antene.
- n_T nezavisnih signala, koji se emituju sa različitih antena, koriste slučajnu (Rejljevu) komponentu kanala. Drugim rečima, oni uniformno pobuđuju sve sopstvene modove kanala. Ovih n_T signala predstavljamo pomoću vektora \mathbf{x}_2 .

Ukupni signal na predaji je $\alpha_1 \mathbf{x}_1 + \alpha_2 \mathbf{x}_2$. Pod pretpostavkom da su \mathbf{x}_1 i \mathbf{x}_2 nezavisni, odgovarajuća kovarijansna matrica je

$$\mathbf{R}_{xx} = \alpha_1^2 \mathbf{R}_{x_1 x_1} + \alpha_2^2 \mathbf{R}_{x_2 x_2} \quad (76)$$

gde su

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{x_1 x_1} &= \mathbf{u}_{n_T} \mathbf{u}_{n_T}^T \\ \mathbf{R}_{x_2 x_2} &= \mathbf{I}_{n_T} \end{aligned} \quad (77)$$

Očigledno, ukupnu raspoloživu snagu treba rasporediti na \mathbf{x}_1 i \mathbf{x}_2 tako da bude

$$\text{tr}(\mathbf{R}_{xx}) = n_T(\alpha_1^2 + \alpha_2^2) = P_T \quad (78)$$

Postavlja se pitanje izbora optimalnih vrednosti α_1 i α_2 za datu arhitekturu sistema. Intuitivno, sa povećanjem K , α_1 treba da raste, a α_2 da opada. Ovi koeficijenti se mogu numerički optimizovati tako da kapacitet u funkciji K što bolje aproksimira maksimum krivih sa slike 11. Međutim, ove vrednosti bi trebalo posebno računati za sve moguće kombinacije n_T , n_R i ρ . Umesto toga, mi želimo da steknemo nešto opštiji uvid u to kako treba vršiti raspodelu snage.

Najpre primetimo da su sopstvene vrednosti matrice \mathbf{R}_{xx} , odnosno snage pojedinih modova kanala

$$\begin{aligned} P_1 &= \alpha_2^2 + n_T \alpha_1^2 \\ P_i &= \alpha_2^2 \quad i = 2, \dots, n_T \end{aligned} \quad (79)$$

što se za veliko n_T i n_R svodi na

$$\begin{aligned} P_1 &\approx n_T \alpha_1^2 \\ P_i &= \alpha_2^2 \quad i = 2, \dots, n_T \end{aligned} \quad (80)$$

Na ovaj način se „razdvajaju“ veličine koje se odnose na signale \mathbf{x}_1 i \mathbf{x}_2 . U tom slučaju, \mathbf{x}_1 se može emitovati kroz deterministički mod prostim usmeravanjem u odgovarajućem pravcu. Sa druge strane, slučajni modovi se ne mogu optimalno iskoristiti bez trenutnog CSI. Ali, ranije je pokazano da se prilično dobri rezultati dobijaju ako se kroz te modove emituju signali jednake snage.

Pošto nam je cilj da problem rešimo analitički, na osnovu prethodnih zapažanja ćemo izvesti asimptotsko rešenje za slučaj velikog broja antena. Stoga pretpostavljamo da su i komponente kanala razdvojene, tako da važi

$$\mathbf{H}^H \mathbf{H} = \frac{K}{K+1} \mathbf{H}_{det}^H \mathbf{H}_{det} + \frac{1}{K+1} \mathbf{H}_{sl}^H \mathbf{H}_{sl} \quad (81)$$

Osim toga, neka je i

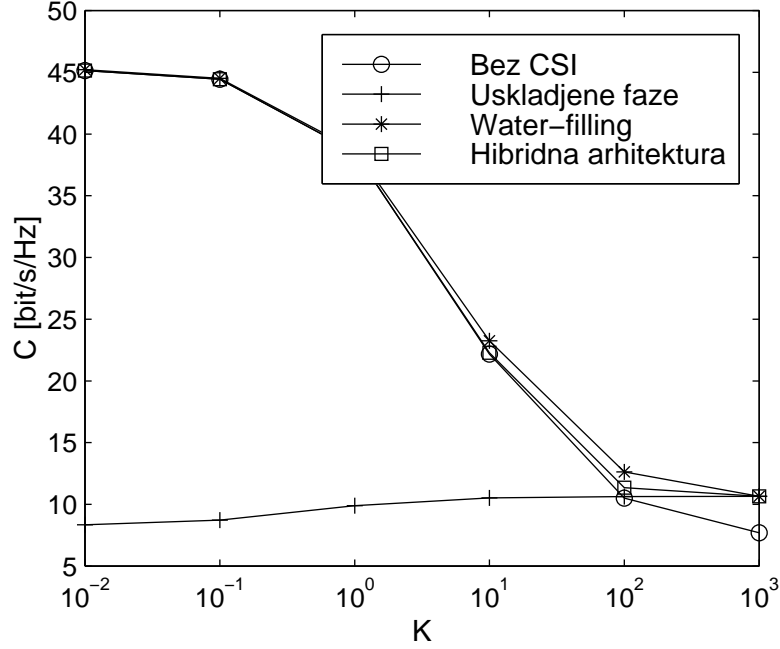
$$\mathbf{H}_{sl}^H \mathbf{H}_{sl} \approx \mathbf{I}_{n_T} \quad (82)$$

što je jedino tačno ako je $n_T \gg n_R$ ili $n_R \gg n_T$.

Uz gornje pretpostavke, sopstvene vrednosti $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ su

$$\begin{aligned} \lambda_1 &\approx \frac{n_R(n_T K + 1)}{K + 1} \\ \lambda_i &\approx \frac{n_R}{K + 1} \quad i = 2, \dots, n_T \end{aligned} \quad (83)$$

Očigledno je da P_1 odgovara determinističkoj komponenti kanala, dok ostale sopstvene vrednosti karakterišu slučajnu komponentu. Sada se lako može izračunati odgovarajuće water-filling rešenje na osnovu kog se dobija



Slika 13: Srednji kapacitet hibridnog sistema u funkciji faktora K

$$\alpha_1^2 = \frac{PK(K+1)}{\rho n_R(n_T K + 1)}$$

$$\alpha_2^2 = \frac{P_T}{n_T} - \alpha_1^2 \quad (84)$$

Za uslove Rejljeve propagacije ($K=0$), rešenje se svodi na $\alpha_1^2 = 0$ i $\alpha_2^2 = P_T/n_T$. Ovo znači da u tim uslovima, prema očekivanju, sistem treba da radi kao slojevita space-time arhitektura. Sa druge strane, kada je K dovoljno veliko ($K > N\rho$), rešenje se svodi na $\alpha_1^2 = P_T/n_T$ i $\alpha_2^2 = 0$. U tom slučaju, sistem samo vrši elektronsko usmeravanje emitovanog snopa.

Dakle, u prikazanom sistemu je moguće podesiti α_1 i α_2 samo na osnovu poznavanja faktora K , broja antena i odnosa signal-šum, bez potrebe da predajnik zna trenutni sadržaj kanalne matrice. Međutim, pošto je izvođenje zasnovano na nekoliko idealizujućih pretpostavki, rešenje neće važiti za svaki proizvoljan konačan broj antena. Prema tome, treba proveriti mogućnosti opisane hibridne arhitekture pri istim realnim propagacionim uslovima na osnovu kojih je dobijena i slika 11. Računarskom simulacijom u MATLAB-u dobija se grafik sa slike 13. Kao što se može videti, performanse predloženog sistema su veoma dobre i u skladu sa očekivanjem, kao i sa rezultatima koji su predstavljeni u [4].

5.5 Beamforming

Postavlja se pitanje kako treba dizajnirati odgovarajući space-time kod tako da kovarijansna matrica kodovanih signala bude što bliža optimalnoj water-filling matrici. Jedan od mogućih subotimalnih adaptivnih načina kodovanja je *beamforming* [3], [6].

Za beamforming je karakteristično to što se signali predajnih antena formiraju množenjem signala koji je na trenutno na ulazu space-time kodera određenim težinskim koeficijentima. Koeficijenti se biraju tako da trenutni SNR na prijemu (trenutni kapacitet) bude maksimalan. Relacija ulaz-izlaz glasi

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{w}x + \mathbf{n} \quad (85)$$

gde je \mathbf{w} n_T - dimenzioni vektor težinskih koeficijenata predajnika (*beamformer*). Dokazano je da se optimalan space-time kod dobija spajanjem kodne reči optimalnog koda za kanal sa aditivnim belim Gausovim šumom i adaptivnog beamformer-a.

Primetimo da je ulazni signal skalarna veličina, što znači da se space-time kodna reč formira samo na osnovu jednog informacionog podatka. Zbog toga je $\mathbf{R}_{xx} = P_T$, a zbog uslova konzervacije ukupne snage, za težinske koeficijente važi ograničenje

$$\mathbf{w}^H \mathbf{w} = \sum_{i=1}^{n_T} |w_i|^2 = 1 \quad (86)$$

Prednost ovog postupka je jednostavnost kodovanja (prosto množenje vektora skalarom), a mana je, kao i kod optimalne adaptacije, potreba za prenošenjem svih koeficijenata kanala.

5.5.1 Prostorno bela interferencija

Ako u predajniku ne postoje informacije o osobinama interferencije, već samo o parametrima kanala, uvodimo pretpostavku o prostorno beloj interferenciji, $\mathbf{R}_{nn} = \sigma^2 \mathbf{I}_{n_R}$.

Poređenjem (85) sa (1) nalazimo da je ekvivalentna kanalna matrica $\mathbf{H}\mathbf{w}$. Njenom zamenom u opšti izraz (9), za kapacitet dobijamo

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{\sigma^2} \mathbf{w}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w} \right) \quad (87)$$

pri čemu se podrazumeva optimalno procesiranje u prijemniku. Optimalan vektor \mathbf{w} je onaj koji maksimizuje odnos signal-šum na prijemnim antenama

$$\frac{P_T}{\sigma^2} \mathbf{w}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w} \quad (88)$$

uz ograničenje (86).

Rešenje po \mathbf{w} ovog optimizacionog problema je sopstveni vektor matrice $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ koji odgovara njenoj najvećoj sopstvenoj vrednosti λ_{max} , skaliran tako da zadovolji uslov (86).

Maksimalni kapacitet je

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{\sigma^2} \lambda_{max} \right) \quad (89)$$

Poredeći (89) sa (69) zaključujemo da beamforming postupak koristi samo jedan od modova, i to onaj koji je određen sa λ_{max} . Preko ovog moda se prenosi celokupna emitovana snaga P_T .

Može se teorijski izvesti i izraz za P_0 -kapacitet. Verovatnoća da će kapacitet sistema biti manji od neke zadate vrednosti C_0 je

$$\begin{aligned} P_0 &= \Pr\{C < C_0\} = \\ &= \Pr\left\{W \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{\sigma^2} \lambda_{max} \right) < C_0\right\} = \\ &= \int_0^{\frac{\sigma^2}{P_T} (2^{C_0/W} - 1)} p_\lambda(\lambda_{max}) d\lambda_{max} \end{aligned} \quad (90)$$

gde je $p_\lambda(\lambda_{max})$ funkcija gustine verovatnoće za maksimalnu sopstvenu vrednost λ_{max} . Ovu raspodelu treba odrediti.

Na osnovu rezultata teorije slučajnih matrica, poznata je združena gustina raspodele verovatnoće za $m = \min(n_T, n_R)$ sopstvenih vrednosti matrice \mathbf{Q} .

$$p(\lambda_1, \dots, \lambda_m) = K_{m,n} \prod_{i=1}^m \lambda_i^{n-m} e^{-\lambda_i} \prod_{1 \leq i < j \leq m} (\lambda_i - \lambda_j)^2 \quad (91)$$

gde je $K_{m,n}$ normalizaciona konstanta koja zavisi od $n = \max(n_T, n_R)$ i m . Sada možemo izvesti gustinu raspodele za najveću sopstvenu vrednost. Najpre nađimo kumulativnu funkciju raspodele

$$\Pr\{\lambda_{max} < t\} = \int_0^t \cdots \int_0^t p(\lambda_1, \dots, \lambda_m) d\lambda_1 \cdots d\lambda_m \quad (92)$$

a zatim i funkciju gustine raspodele za λ_{max}

$$p_\lambda(\lambda_{max}) = \frac{d}{dt} \Pr\{\lambda_{max} < t\} |_{t=\lambda_{max}} \quad (93)$$

Nakon zamene (91) i (92) u (93), lako se pokazuje da se tražena gustina raspodele može napisati u obliku

$$p_\lambda(\lambda_{max}) = \sum_{k=1}^m \phi_k(\lambda_{max}) e^{-k\lambda_{max}} \quad (94)$$

gde je $\phi_k(x)$ polinom. Konkretni oblici polinoma za vrednosti $m, n = 2, 3$ su

m=2,n=2

$$\begin{aligned}\phi_1(x) &= 2 - 2x + x^2 \\ \phi_2(s) &= -2\end{aligned}$$

m=2,n=3

$$\begin{aligned}\phi_1(x) &= 3x - 2x^2 + x^3/2 \\ \phi_2(x) &= -3x - x^2\end{aligned}$$

m=3,n=3

$$\begin{aligned}\phi_1(x) &= 3 - 6x + 6x^2 - 2x^3 + x^4/4 \\ \phi_2(x) &= -6 + 6x - 3x^2 - x^3 - x^4/2 \\ \phi_3(x) &= 3\end{aligned}$$

Gustinu raspodele $p(\lambda_{max})$ je komplikovano izračunati u opštem slučaju, za proizvoljno n_T i n_R . Međutim, u graničnom procesu $n_T, n_R \rightarrow \infty$, uz uslov $n_R/n_T \rightarrow \kappa \geq 1$, matematičko očekivanje λ_{max} konvergira ka $(\sqrt{n_T} + \sqrt{n_R})^2$.

Zamenom (94) u (90) nalazimo vezu između P_0 i C_0 . Rešavanjem dobijene jednačine po C_0 dobijamo izraz za kapacitet sistema koji neće biti dostignut sa verovatnoćom P_0 . Ovaj kapacitet zavisi od n_T i n_R . Koristeći Jensenovu nejednakost i prethodno izvedenu asimptotsku vrednost za matematičko očekivanje λ_{max} , dobijamo gornju granicu ergodičnog kapaciteta kanala

$$\begin{aligned}C_{BF} &= E\{C\} \leq W \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{\sigma^2} E\{\lambda_{max}\} \right) \rightarrow \\ &\rightarrow W \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{\sigma^2} (\sqrt{n_T} + \sqrt{n_R})^2 \right)\end{aligned}\quad (95)$$

Sada ćemo izvesti izraz za verovatnoću greške kod beamforming sistema koji koristi koherentnu BPSK modulaciju.

$$P_{BF} = \int_0^\infty Q \left(\sqrt{2 \frac{P_T}{\sigma^2} \lambda_{max}} \right) p_\lambda(\lambda_{max}) d\lambda_{max}\quad (96)$$

Posle integracije se dobija

$$P_{BF} = \frac{1}{2} \left(1 - \sum_{k=1}^m \sqrt{\frac{P_T/\sigma^2}{P_T/\sigma^2 + k}} \varphi_k^{(m,n)}(P_T/\sigma^2) \right)\quad (97)$$

gde je $\varphi_k^{(m,n)}(x)$ racionalna funkcija, čiji su oblici za $m, n = 1, 2, 3$

m=1,n=1

$$\varphi_1^{(1,1)}(x) = 1$$

m=1,n=2

$$\varphi_1^{(1,2)}(x) = \frac{x+3/2}{x+1}$$

m=1,n=3

$$\varphi_1^{(1,3)}(x) = \frac{x^2+5x/2+15/8}{(x+1)^2}$$

m=2,n=2

$$\varphi_1^{(2,2)}(x) = \frac{2x^2+4x+11/4}{(x+1)^2}$$

$$\varphi_2^{(2,2)}(x) = -1$$

m=2,n=3

$$\varphi_1^{(2,3)}(x) = \frac{2x^3+7x^2+61x/8+57/16}{(x+1)^3}$$

$$\varphi_2^{(2,3)}(x) = -\frac{x^2+5x+51/8}{(x+2)^2}$$

m=3,n=3

$$\varphi_1^{(3,3)}(x) = \frac{3x^4+12x^3+81x^2/4+117x/8+321/64}{(x+1)^4}$$

$$\varphi_2^{(3,3)}(x) = -\frac{3x^4+24x^3+297x^2/4+855x/8+3993/64}{(x+2)^4}$$

$$\varphi_3^{(1,3)}(x) = 1$$

Primetimo da se za slučaj sistema sa $n_T = n_R = 1$ izraz (97) svodi na poznatu formulu za verovatnoću greške za koherentnu BPSK modulaciju u kanalu sa Rejljevom fadingom

$$P_{BF} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{P_T/\sigma^2}{P_T/\sigma^2 + 1}} \right) \quad (98)$$

Lako se pokazuje da u graničnom slučaju velikih vrednosti odnosa signal-šum, $P_T/\sigma^2 \gg 1$, verovatnoću greške (97) možemo aproksimirati sa

$$P_{BF} \approx \frac{K_C}{(P_T/\sigma^2)^{mn}} \quad (99)$$

gde je K_C konstanta. Prema tome, ostvareni red diversitija je mn .

5.5.2 Prostorno obojena interferencija

Ako su poznati dodatni podaci o osobinama interferencije u kanalu (u obliku matrice \mathbf{R}_{mn}), težinski vektor \mathbf{w} se može odrediti tako da se i ti podaci iskoriste.

Izraz za kapacitet sada ima opštiji oblik

$$C = W \log_2(1 + P_T \mathbf{w}^H \mathbf{H}^H \mathbf{R}_{mn}^{-1} \mathbf{H} \mathbf{w}) \quad (100)$$

pri čemu treba maksimizirati vrednost odnosa signal-šum

$$P_T \mathbf{w}^H \mathbf{H}^H \mathbf{R}_{nn}^{-1} \mathbf{H} \mathbf{w} \quad (101)$$

To se postiže ako se za \mathbf{w} odabere sopstveni vektor matrice $\mathbf{H}^H \mathbf{R}_{nn}^{-1} \mathbf{H}$ koji odgovara njenoj najvećoj sopstvenoj vrednosti δ_{max} , skaliran tako da zadovoljava (86).

Odgovarajući maksimalni kapacitet je

$$C = W \log_2(1 + P_T \delta_{max}) \quad (102)$$

5.5.3 Performanse

Interesantno je uporediti kapacitet za slučaj beamforming-a sa optimalnom vrednošću koju daje water-filling. Poređenje ćemo izvršiti za slučaj prostorno belog šuma, sa kovarijansnom matricom $\mathbf{R}_{nn} = \sigma^2 \mathbf{I}_{n_R}$. Kada je „nivo vode“ μ u formuli (67) manji od σ^2/λ_2 , beamforming, koji koristi samo mod određen sa λ_{max} , postaje ekvivalentan water-filling rešenju. Pošto μ takođe zavisi od λ_{max} , to će se dogoditi ako je

$$\frac{1}{\lambda_2} - \frac{1}{\lambda_1} < \frac{P_T}{\sigma^2} \quad (103)$$

pa je

$$C_{WF} = C_{BF} = W \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{\sigma^2} \lambda_{max} \right) \quad (104)$$

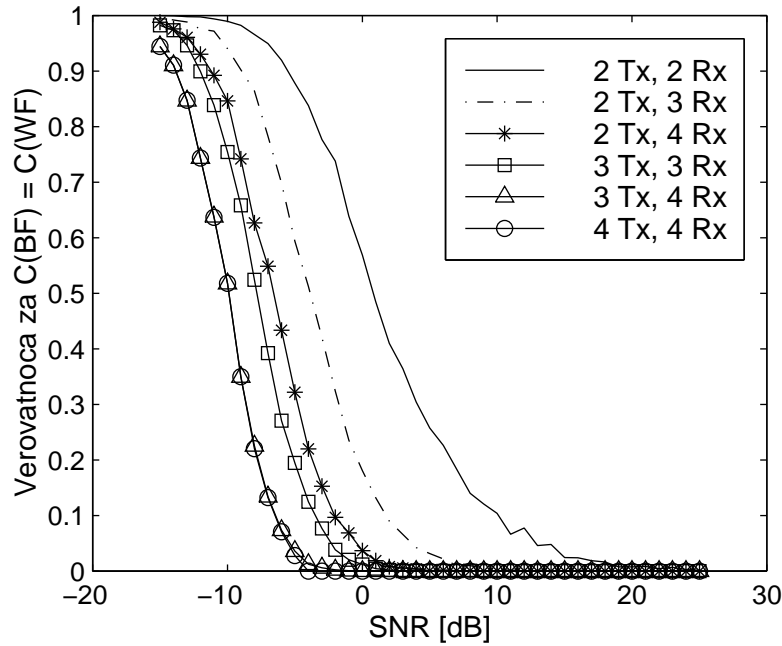
Samo jedan mod je „popunjen vodom“, ili matematički izraženo $P_i = 0$ za $i = 2, 3, \dots, m$. Verovatnoća da uslov (103) bude ispunjen je

$$\Pr \left(\frac{1}{\lambda_2} - \frac{1}{\lambda_1} < \frac{P_T}{\sigma^2} \right) = \int_0^{+\infty} \int_0^{\frac{\lambda_{max}}{P_T \lambda_1 / \sigma^2 + 1}} p_0(\lambda_1, \lambda_2) d\lambda_1 d\lambda_2 \quad (105)$$

gde je $p_0(\lambda_1, \lambda_2)$ marginalna gustina raspodele dve najveće sopstvene vrednosti koju nalazimo integracijom (91) po preostalim $m - 2$ manjih sopstvenih vrednosti. Znatno je jednostavnije računarskom simulacijom doći do približnog rezultata. Rezultat jedne takve simulacije se može videti na slici 14, za različite vrednosti n_T i n_R , i prenosni kanal sa Rejljevom fadingom.

Primetimo da samo najmanji 2×2 beamforming sistem ima nezamisljivu verovatnoću dostizanja kapaciteta water-filling sistema, pri realnim vrednostima odnosa signal-šum.

Slika 15 takođe ilustruje suboptimalnost beamforming-a, odnosno njegovu inferiornost u odnosu na water-filling kada je u pitanju srednji kapacitet. Krive su dobijene na osnovu kapaciteta procenjenih pomoću računara, za vrednosti parametara $K_{LOS} = 10$ i $K_{NLOS} = 0$. Pokazalo se da ove vrednosti daju najbolje slaganje sa dijagramom predstavljenim u [3]. Kao što je



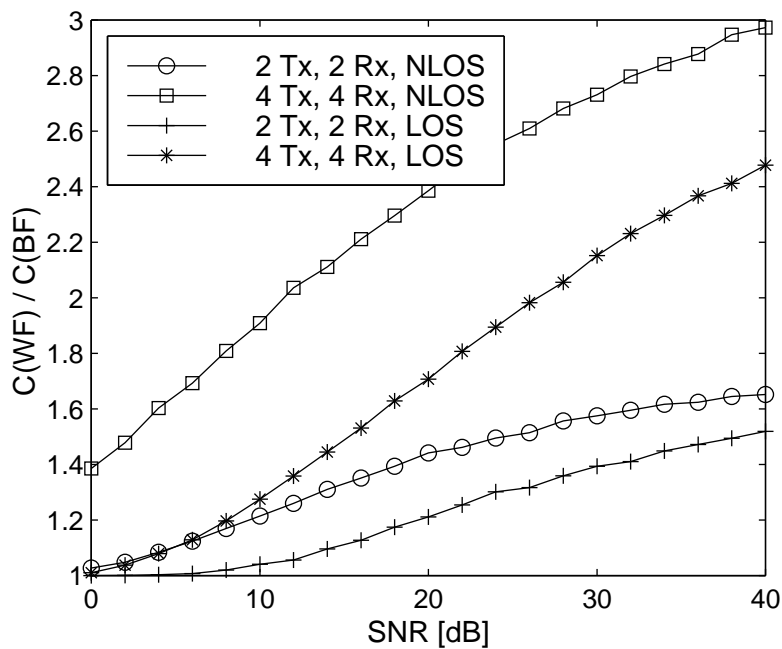
Slika 14: Verovatnoća da beamforming bude ekvivalentan optimalnom rešenju

ranije zaključeno sa slike 14, samo za sisteme sa $n_T = n_R = 2$, i to pri malo vrednosti odnosa signal-šum, beamforming i water-filling pristup postaju približno ekvivalentni. Takođe se može zaključiti da je razlika između water-filling i beamforming postupka manja za LOS slučaj, jer tada postoji jedan jako izražen sopstveni mod kanala, $\lambda_1 \gg \lambda_2 > \lambda_3 > \dots$

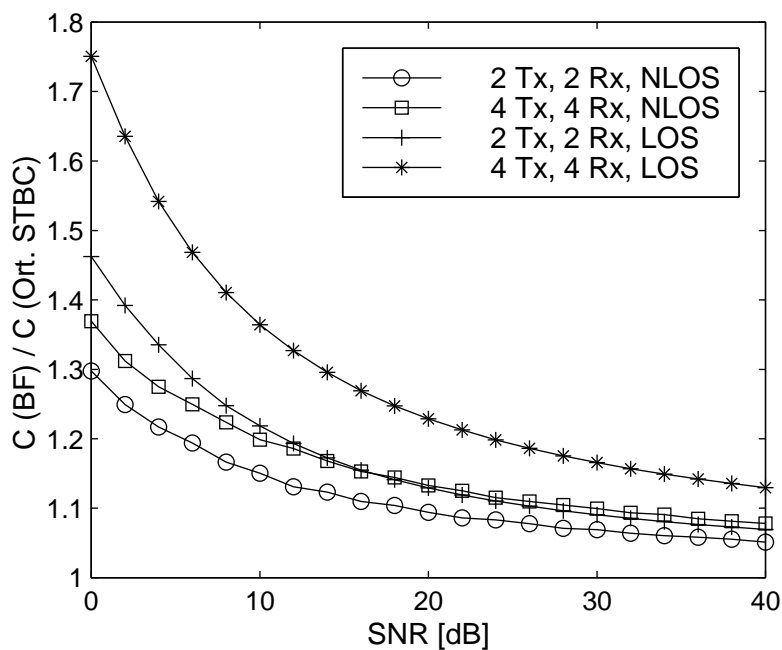
Slika 16 pokazuje koliko se povećava srednji kapacitet kada se umesto neadaptivnog ortogonalnog space-time kodovanja sa kvadratnom transmission matricom primeni beamforming kodovanje. Feding u NLOS kanalu je u simulaciji modelovan kao Rejljev ($K_{NLOS} = 0$), a u LOS kanalu kao Rajsov ($K_{LOS} = 100$).

Sa slike se vidi da je za slučaj dvoantenskih nizova, razlika između LOS i NLOS propagacije mala.

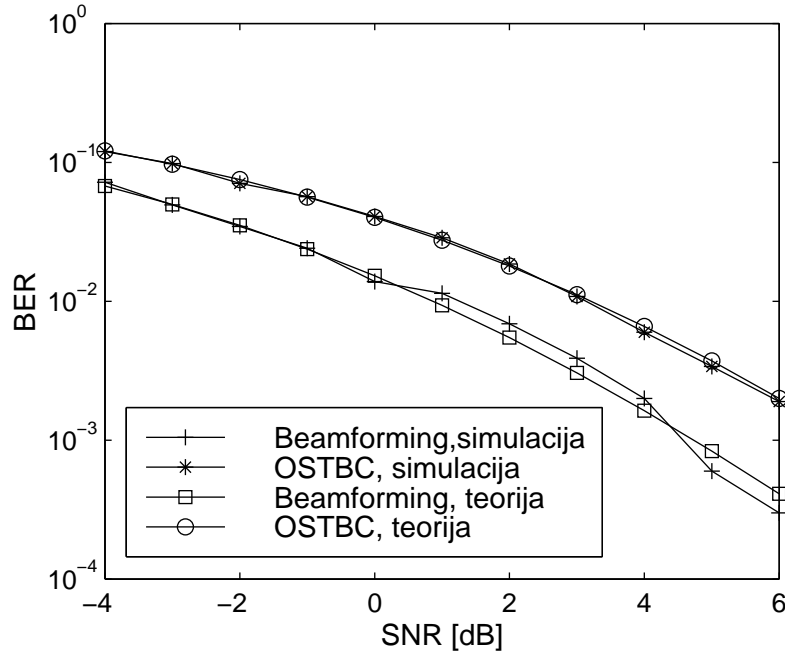
Na slici 17 je prikazana verovatnoće greske za beamforming i ortogonalni STBC, estimirane na osnovu simulacija, kao i teorijski dobijene iz formula (47) i (96), za OSTBC i beamforming respektivno. U pitanju je sistem sa $n_T = n_R = 2$, modulacija je BPSK, a korišćeni OSTBC kod je \mathbf{G}_2 . Zbog nedovoljne dužine povorke bita, estimacija nije precizna ako su verovatnoće previše male. Usled toga se pri većem odnosu signal-šum javljaju odstupanja od teorijskih krivih. Ako je odnos signal-šum nizak, sekvenca bita zadate dužine generiše dovoljno grešaka, pa je procena greške pouzdana i slaže se sa teorijom. U literaturi [3] su dobijeni identični rezultati simulacija.



Slika 15: Odnos srednjih kapaciteta za water-filling i beamforming u funkciji odnosa signal-šum



Slika 16: Faktor povećanja srednjeg kapaciteta za beamforming u odnosu na ortogonalne „kvadratne“ STBC, kao funkcija odnosa signal-šum



Slika 17: Verovatnoća greške za beamforming i ortogonalni STBC u funkciji odnosa signal-šum

5.6 Adaptivni parsing

Obe prethodno navedene strategije (water-filling i beamforming) imaju izvesne nedostatke u praktičnoj primeni. Naime, one zahtevaju da predajnik dobija od prijemnika putem povratne sprege *svih* $n_T n_R$ koeficijenata fedinga u kanalu, koji su pored toga i *kompleksni*. Prikupljanje ovih informacija nije jednostavno, naročito kada se ima u vidu da faze kompleksnih koeficijenata fedinga zavise od elektronskih kola u prijemniku, što može prouzrokovati nevaženje osobine reciprociteta u kanalu. Zadatak postaje još komplikovaniji ako je vreme koherencije kanala malo. Osim toga, za pomenute tehnike se pretpostavlja da su veoma osetljive na greške i nepreciznosti u procenjenim parametrima kanala. Konačno, one sadrže i primenu operacije dekompozicije po singularnim vrednostima matrice, koja može biti suviše računski kompleksna za neke primene. Ova ograničenja su podstakla potragu za adaptivnim strategijama koje zahtevaju samo *delimične* informacije o stanju kanala.

Jedno od rešenja je poznato pod imenom *adaptivni parsing* [6]. Kod ovog postupka, u svakom trenutku vremena aktivan je samo jedan podskup predajnih antena, a emitovana snaga se podjednako distribuira na antene koje su aktivne. Ovaj podskup antena se bira tako da se maksimizira prosečan kapacitet, pri čemu u obzir dolaze svi mogući podskupovi aktivnih

antena. Prijemnik određuje najbolju kombinaciju i ka predajniku šalje samo komandnu poruku dužine n_T bita. Ako je komandni bit jednak jedinici, odgovarajuća antena treba da emituje signal, u suprotnom treba da bude neaktivna. Odmah pada u oči da je potreban kanal povratne sprege znatno manjeg kapaciteta, u poređenju sa tehnikama koje koriste kompletan CSI, i zahtevaju prenošenje $n_T n_R$ kompleksnih koeficijenata.

Međutim, prethodno opisani *optimalni* adaptivni parsing ima veliku računsku složenost koja raste eksponencijalno sa brojem predajnih antena, zbog toga što prijemnik treba da izrečuna potencijalni kapacitet za sve kombinacije aktivnih predajnih antena. U cilju pojednostavljenja postupka, razmotrićemo suboptimalni algoritam koji uzima u obzir samo one podskupove koji sadrže neki fiksirani broj od n antena. Lako se pokazuje da je u ovom slučaju računaska složenost srazmerna n^n . Prijemnik određuje n predajnih antena za koje je kapacitet maksimalan za trenutne parametre kanala.

Postavlja se pitanje optimalnog izbora n za dati sistem sa n_T predajnih i n_R prijemnih antena. Sa stanovišta računске složenosti, pogodno je da n bude što manje. Prema tome, treba pronaći minimalno n koje postiže performanse bliske optimalnom slučaju adaptivnog parsiranja. Pošto kanal ima $m = \min(n_T, n_R)$ stepeni slobode, prirodno je očekivati da će se najbolji rezultati dobiti za $n = n_R$.

Aktivne antene se mogu odrediti trivijalno – probanjem svih kombinacija od n antena i biranjem najbolje. Međutim, postoji jedan jednostavniji način, koji se bazira na nalaženju najmanje sopstvene vrednosti kanala. Složenost ovog postupka raste linearno sa brojem predajnih antena. Takođe je pokazano da složenost koda zavisi samo od n_R i ne povećava se sa porastom n_T .

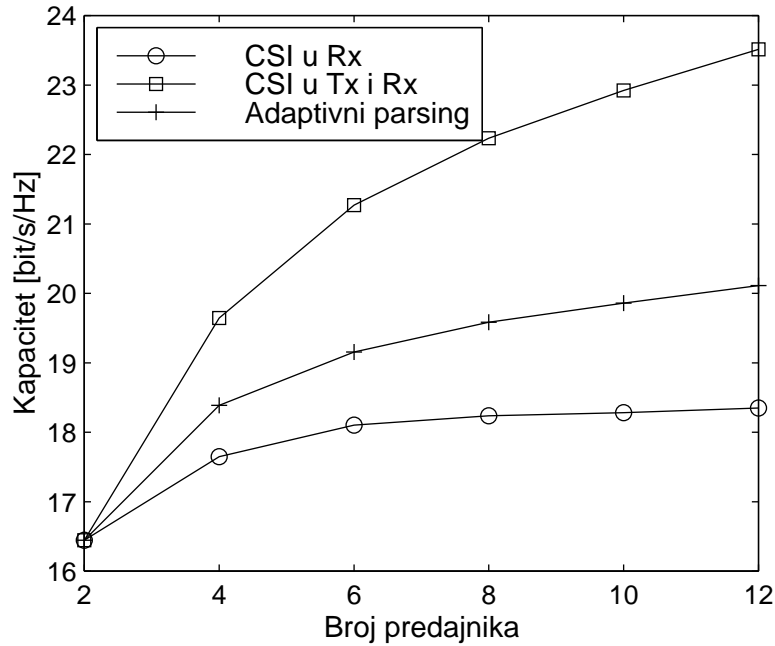
Za scenario adaptivnog parsiranja razvijeni su space-time kodovi koji imaju maksimalan red diversitija za sistem sa n predajnih antena. Oni koriste delimični CSI ako je dostupan, a u isto vreme omogućavaju robusno ponašanje sistema u odsustvu CSI.

5.6.1 Performanse

Sledeći rezultati predstavljaju verifikacije zaključaka iz [6].

Na slici 18 je prikazano poređenje preformansi adaptivnog parsinga sa tehnikama koje koriste kompletni idealno precizni CSI u predajniku i prijemniku, i tehnikama koje koriste samo CSI u prijemniku. Dijagram je dobijen računarskom simulacijom. Sa slike se vidi da se korist od adaptivnog parsiranja povećava sa porastom n_T za fiksno n_R , slično kao u slučaju optimalne (water-filling) adaptacije (slika 9).

Simulacijom na računaru su izračunate procene srednjih kapaciteta za sistem sa $n_R = 3$ prijemne antene i promenljivim brojem predajnih antena, za slučajeve sa $n = 1, 2, 3$ aktivnih antena, kao i za optimalan broj aktivnih antena. Sa slike 19 se vidi da je razlika u kapacitetu za slučaj optimalnog



Slika 18: Performanse adaptivnog parsinga u poredenju sa neadaptivnim i idealno adaptivnim sistemom

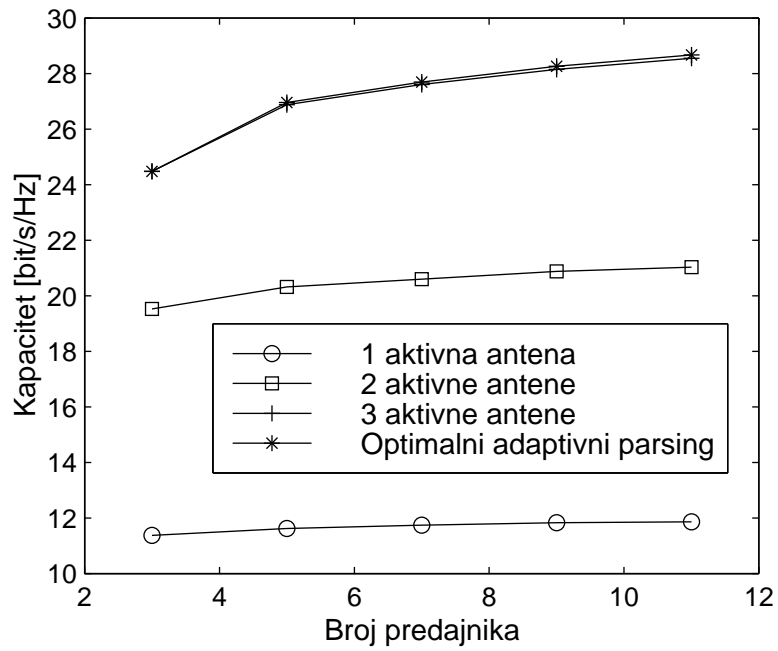
adaptivnog parsinga i slučaj $n = 3$ zanemarljiva, što znači da optimalno rešenje sa velikom verovatnoćom ima upravo $n = n_R$ antena.

Dakle, fiksiranje $n = n_R$ dovodi do zanemarljivog pogoršanja performansi, dok se računaska složenost znatno smanjuje (sa 2^{n_T} na n_T^n).

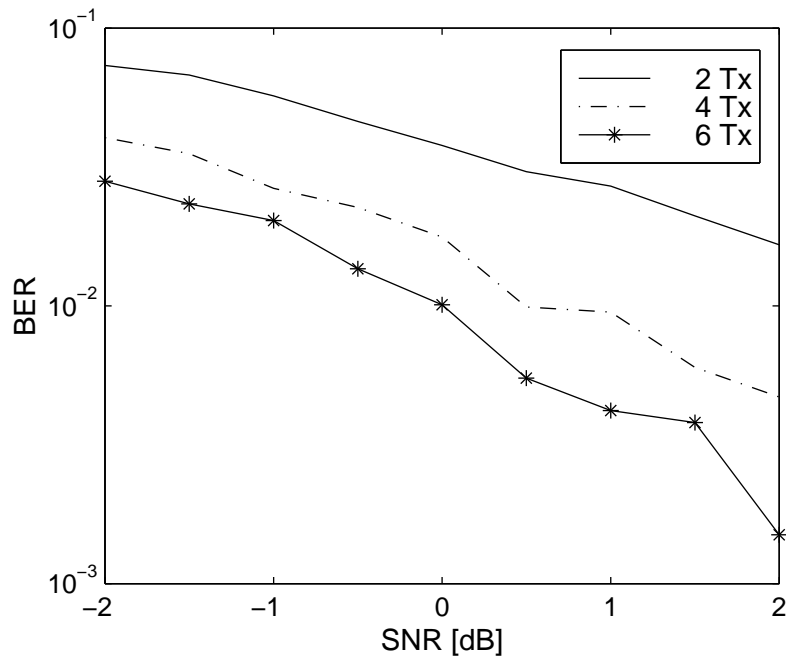
Na slici 20 je prikazana verovatnoća greške za postupak adaptivnog parsiranja sa $n = 2$ u sistemima sa dve prijemne antene i $n_T = 2, 4, 6$ predajnih antena. U svim slučajevima je korišćen Alamouti kod \mathbf{G}_2 (sa maksimalnim redom diversitija) i BPSK modulacija.

Očigledno je da adaptivno parsiranje donosi značajna poboljšanja kada se povećava broj predajnih antena. Što je još zanimljivije, ova poboljšanja ne uslovljavaju nikakvo povećanje složenosti dekodovanja, za razliku od slučaja sa CSI samo na prijemnoj strani, za koji je pokazano da se složenost trellis dijagrama za kodove maksimalnog diversitija povećava kada raste broj predajnih antena.

Simulacijama je potvrđeno da je adaptivni parsing znatno manje osetljiv na netačne informacije u okviru CSI.



Slika 19: Uticaj fiksiranja broja predajnih antena na performanse adaptivnog parsinga



Slika 20: Verovatnoća greške za adaptivni parsing sa fiksiranim brojem predajnih antena

6 3GPP standard – primer adaptacije u MIMO sistemu

U ovom delu ćemo predstaviti standard 3GPP za celularne radio sisteme treće generacije, i to one njegove delove koji se odnose na diversiti na predaji. Prikaz će biti dat samo na osnovnom nivou, bez preteranog udubljanja u detalje. Osnovni cilj je da se u standardu identifikuju neki od ranije pomenutih koncepata i da se uporede različite implementacije predajnog diversitija koje su standardom predviđene.

Predajnik se nalazi na baznoj stanici i sastoji se od dve predajne antene, a prijemnik ima samo jednu antenu i smešten je na mobilnom korisničkom terminalu.

Prva mogućnost je *predajni diversiti u otvorenoj petlji (open-loop transmit diversity)* [7]. Ona podrazumeva korišćenje neadaptivnog 2×4 ortogonalnog space-time blok koda za realnu konstelaciju signala, sa transmissionom matricom,

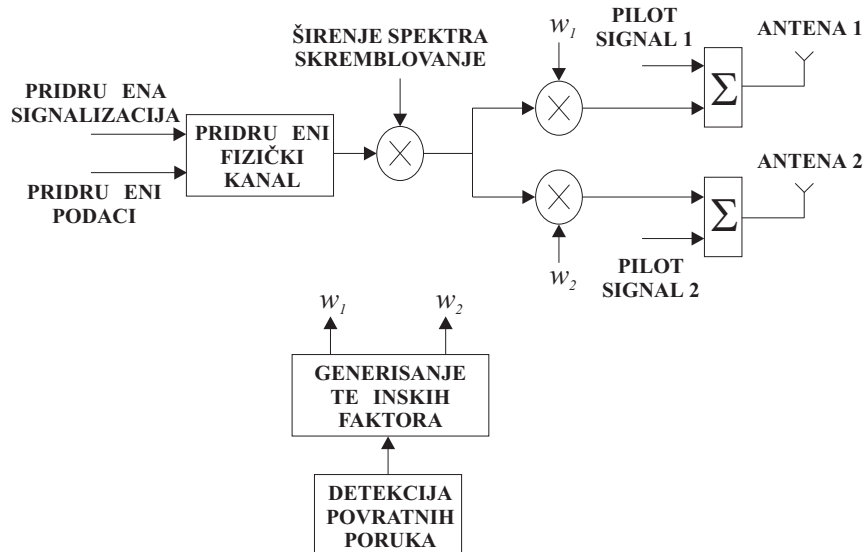
$$\begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \end{bmatrix} \quad (106)$$

pri čemu se signali sa oba predajnika emituju sa jednakim snagama, bez obzira na stanje kanala. Dakle, na predajnoj strani se ne vrše nikakve adaptacije. Na prijemnoj strani su adaptacije neophodne, zbog prirode postupka dekodovanja kod ortogonalnih space-time blok kodova. Očigledno, kodni količnik ovog koda je 1. U standardu je predviđeno da simboli x_1, x_2, x_3 i x_4 budu BPSK modulisani, tj. da imaju vrednosti ± 1 . Kaže se da je u pitanju *otvorena petlja* zbog toga što predajnik šalje prijemniku trening sekvencu koja služi za procenu stanja kanala, ali ne dobija nazad nikakvu informaciju o procenjenim fading koeficijentima.

Predajni diversiti u zatvorenoj petlji (closed-loop transmit diversity) [8] se odnosi na metode kod kojih se i predajnik adaptira na trenutno stanje kanala, zahvaljujući povratnim informacijama koje dobija od prijemnika. Uopštena struktura predajnika za ovaj tip diversitija je data na slici 21.

Signali koji se emituju sa dve predajne antene dobijaju se množenjem kompleksnog signala, dobijenog posle kanalskog kodovanja, interlivinga i širenja spektra, težinskim faktorima w_1 i w_2 . U opštem slučaju, težinski faktori su kompleksni brojevi, $w_i = a_i + jb_i$.

Kod diversitija u zatvorenoj petlji postoje dva načina rada, *mode 1* i *mode 2*. U prvom načinu rada, težinski koeficijenti unose samo fazne pomeraje između dva signala na predaji, dok u drugom načinu rada postoji i preraspodela snaga na antenama, odnosno promene u amplitudi signala. Takođe, trening (pilot) sekvence koje emituju dve predajne antene su kod prvog načina rada ortogonalne, a kod drugog identične. Osnovne karakteristike oba načina rada su date u Tabeli 1.



Slika 21: Uopštena struktura predajnika bazne stanice koji podržava adaptivni diversiti na predaji

Način rada – mod	1	2
Broj bita povratnih informacija po slotu	1	1
Dužina povratne poruke u slotovima	1	4
Učestanost ažuriranja	1500 Hz	1500 Hz
Bitska brzina povratnih informacija	1500 b/s	1500 b/s
Broj faznih bita u povratnoj poruci	1	3
Broj amplitudskih bita u povratnoj poruci	0	1
Rotacija konstelacije	$\pi/2$	—

Tabela 1: Karakteristike dva načina rada kod predajnog diversitija u zatvorenoj petlji

Intreval prenošenja jednog modulisanog signala se naziva *vremenski slot*. *Ram (frame)* se sastoji iz petnaest slotova koji nose oznake $0, 1, \dots, 14$. Iz tabele 1 sledi da se u svakom slotu prenosi po jedan bit povratnih informacija.

6.1 Closed-loop mode 1

Mobilna stanica uz pomoć nezavisnih pilot signala emitovanih sa dve predajne antene računa fazni pomak koji bi trebalo da postoji između emitovanih signala da bi snaga prijemne antene bila maksimalna. Određivanje faznog pomaka se vrši na nivou jednog vremenskog slota. Izračunata vrednost se zatim kvantuje na ϕ_Q prema pravilu

$$\phi_Q = \begin{cases} \pi & , \text{ ako je } \pi/2 < \phi - \phi_r(i) \leq 3\pi/2 \\ 0 & , \text{ u suprotnom slučaju} \end{cases} \quad (107)$$

gde je

$$\phi_r(i) = \begin{cases} 0 & , \quad i = 0, 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14 \\ \pi/2 & , \quad i = 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13 \end{cases} \quad (108)$$

Ako je $\phi_Q = 0$, predajniku se šalje komanda „0“, a za $\phi_Q = \pi$ se šalje komanda „1“. Zbog rotacije konstelacije u prijemniku, predajnik interpretira primljene komande prema tabeli 2. Tabela pokazuje kako se u predajniku na osnovu primljene jednobitne komande u svakom vremenskom slotu određuje optimalni fazni pomeraj ϕ_i .

Težinski faktor w_2 se zatim računa kao srednja vrednost dva poslednja primljena fazna ugla

$$w_2 = \frac{\sum_{i=n-1}^n \cos(\phi_i)}{2} + j \frac{\sum_{i=n-1}^n \sin(\phi_i)}{2} \quad (109)$$

gde je $\phi_i = \{0, \pi, \pi/2, -\pi/2\}$. Faktor w_1 je konstantan, $w_1 = 1/\sqrt{2}$.

Kod moda 1, operacija usrednjavanja je neznatno izmenjena na krajevima ramova. Nakon prijema komande za slot 0 u ramu, srednja vrednost se računa na osnovu slota 13 prethodnog rama i komande za slot 0 tekućeg rama, tj. ϕ_i iz slota 14 se ne koristi.

$$w_2 = \frac{\cos(\phi_{13}^{j-1}) + \cos(\phi_0^j)}{2} + j \frac{\sin(\phi_{13}^{j-1}) + \sin(\phi_0^j)}{2} \quad (110)$$

gde je ϕ_{13}^{j-1} fazni pomak za slot 13 rama $j-1$, a ϕ_0^j fazni pomak za slot 0 rama j .

Za prvi ram po početku prenosa, prijemnik određuje povratnu komandu na isti način i šalje je nazad prema predajniku. Sa druge strane, pre nego što primi prvu povratnu komandu, predajnik postavlja inicijalnu vrednost težinskog faktora

Slot	Povratna poruka	
	0	1
0	0	π
1	$\pi/2$	$-\pi/2$
2	0	π
3	$\pi/2$	$-\pi/2$
4	0	π
5	$\pi/2$	$-\pi/2$
6	0	π
7	$\pi/2$	$-\pi/2$
8	0	π
9	$\pi/2$	$-\pi/2$
10	0	π
11	$\pi/2$	$-\pi/2$
12	0	π
13	$\pi/2$	$-\pi/2$
14	0	π

Tabela 2: Fazni pomeraji u zavisnosti od primljenih povratnih komandi

Amplitudski deo poruke	Snaga antene 1	Snaga antene 2
0	0.2	0.8
1	0.8	0.2

Tabela 3: Amplitudski deo povratnih poruka kod adaptivnog predajnog diversitija u modu 2

$$w_2 = \frac{1}{2}(1 + j) \quad (111)$$

Nakon prijema prve komande, predajnik računa w_2 prema formuli

$$w_2 = \frac{\cos(\pi/2) + \cos(\phi_0)}{2} + j \frac{\sin(\pi/2) + \sin(\phi_0)}{2} \quad (112)$$

gde je ϕ_0 fazni pomak za slot 0 prvog rama.

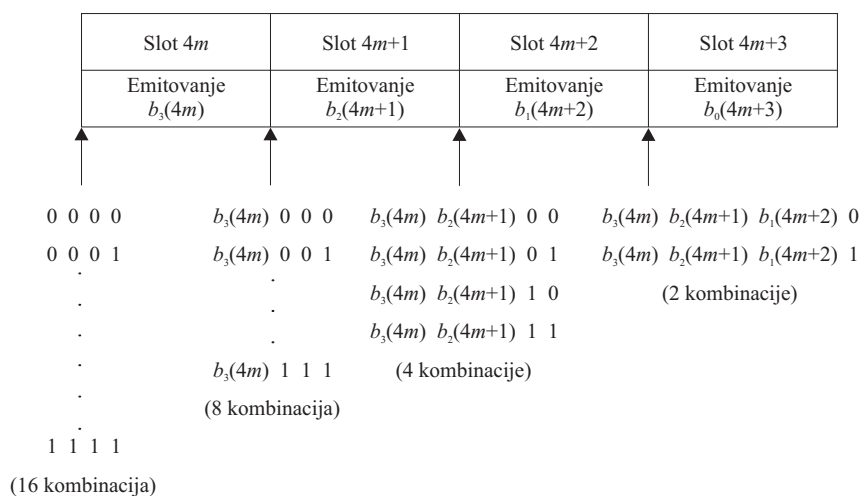
6.2 Closed-loop mode 2

U drugom načinu rada postoji 16 mogućih adaptacija faze i amplitude signala, od kojih prijemnik bira najbolju i šalje odgovarajuću komandu predajniku, prema tabelama 3 i 4. Za razliku od moda 1, kod moda 2 nema rotacije konstelacije u prijemniku, kao ni usrednjavanja primljenih podataka u predajniku.

U cilju dobijanja što boljih rezultata, i predajnik i prijemnik koriste tehniku progresivnog ažuriranja. Na slici 22 je prikazan primer određivanja

Fazni deo poruke	Fazna razlika između antena (u radijanima)
0 0 0	π
0 0 1	$-3\pi/4$
0 1 1	$-\pi/2$
0 1 0	$-\pi/4$
1 1 0	0
1 1 1	$\pi/4$
1 0 1	$\pi/2$
1 0 0	$3\pi/4$

Tabela 4: Fazni deo povratnih poruka kod adaptivnog predajnog diversitija u modu 2



Slika 22: Progressivno ažuriranje u prijemniku kod drugog načina rada

povratne poruke u prijemniku. Standard dozvoljava i drugačije realizacije. Iako kompletna poruka ima 4 bita, u okviru jednog slota se može preneti samo jedan bit.

U svakom slotu, prijemnik ima mogućnost da promeni izabranu kombinaciju bita, ali samo tako da već poslani biti ostanu nepromenjeni. Na slici 22, $b_i(0 \leq i \leq 3)$ su biti povratne poruke, prema tabelama 3 i 4, od bita najveće težine (MSB) ka bitu najmanje težine (LSB), a $m = 0, 1, 2, 3$.

Pre početka prenosa svake četvorobitne poruke, prijemnik bira najbolju od svih 16 kombinacija. Zatim započinje slanje bita poruke od MSB prema LSB tokom četiri slota. U toku prenosa poruke, prijemnik može da modifikuje svoj izbor, što je definisano sledećim pravilima:

- Definišu se 4 bita poruke. Oni se prenose u slotovima k do $k + 3$ i to kao $\{b_3(k)b_2(k+1)b_1(k+2)b_0(k+3)\}$, gde je $k = 0, 4, 8, 12$. Takođe se definiše i kriterijumska funkcija $P(\{x_3, x_2, x_1, x_0\})$ proporcionalna

snazi prijemne antene. $\{x_3, x_2, x_1, x_0\}$ je jedna od 16 mogućih poruka koja određuje adaptaciju faze i amplitude na predajnoj strani, prema tabelama 3 i 4. Moguće vrednosti $b_i()$ i x_i su 0 ili 1.

- Bitovi koji se prenose u okviru m -te povratne poruke u jednom ramu, $m = 0, 1, 2, 3$, dati su sa:
 - $b_3(4m) = X_3$ iz četvorke $\{X_3, X_2, X_1, X_0\}$ koja maksimizira vrednost funkcije $P(\{x_3, x_2, x_1, x_0\})$ na skupu od svih 16 kombinacija $\{x_3, x_2, x_1, x_0\}$
 - $b_2(4m + 1) = X_2$ iz četvorke $\{b_3(4m), X_2, X_1, X_0\}$ koja maksimizira vrednost funkcije $P(\{b_3(4m), x_2, x_1, x_0\})$ na skupu od 8 kombinacija $\{x_2, x_1, x_0\}$
 - $b_1(4m + 2) = X_1$ iz četvorke $\{b_3(4m), b_2(4m + 1), X_1, X_0\}$ koja maksimizira vrednost funkcije $P(\{b_3(4m), b_2(4m + 1), x_1, x_0\})$ na skupu od 4 kombinacije $\{x_1, x_0\}$
 - $b_0(4m + 3) = X_0$ iz četvorke $\{b_3(4m), b_2(4m + 1), b_1(4m + 2), X_0\}$ koja maksimizira funkciju $P(\{b_3(4m), b_2(4m + 1), b_1(4m + 2), x_0\})$ na skupu od 2 kombinacije $\{x_0\}$

Za svaki slot, predajnik konstruiše povratnu komandu od poslednjih primljenih bitova za svaku poziciju u četvorobitnoj reči, i vrši adaptaciju faze i amplitude. Preciznije, u predajniku postoji registar $\mathbf{z} = \{z_3, z_2, z_1, z_0\}$, koji se ažurira na nivou jednog slota prema pravilu $z_i = b_i(ns)$, gde je $i = 0, 1, 2, 3$, a $ns = 0, 1, \dots, 14$. Za svaki slot se na osnovu sadržaja registra \mathbf{z} utvrđuje korekcija faze i amplitude, pri čemu z_3, z_2 i z_1 određuju fazu, a z_0 amplitudu. Konačno, težinski vektor \mathbf{w} se računa prema izrazu

$$\mathbf{w} = \left[\begin{array}{c} \sqrt{\text{snaga antene 1}} \\ \sqrt{\text{snaga antene 2}} \exp(j \cdot \text{fazna razlika}) \end{array} \right] \quad (113)$$

Sva četiri bita povratne poruke moraju biti u istom ramu. Pošto broj slotova u ramu nije deljiv sa 4, poslednja (četvrta) povratna poruka jednog rama se formira nešto drugačije. Naime, prijemnik formira i šalje samo deo poruke koji određuje faznu korekciju (tri bita najveće težine). Za korekciju snage (amplitude) predajnik koristi LSB bit iz prethodne poruke.

Za prenos prvog rama po početku transmisije primenjuje se sledeći postupak. Prijemnik počinje da šalje prvu poruku počev od slota 0 na uobičajen način. U slotovima 1 do 3 pojedini bitovi poruke se mogu modifikovati za slučaj da već nisu poslali. Sa druge strane, predajnik emituje signale jedankih snaga (po 50% ukupne snage), sve do prijema prve komande o adaptaciji amplitude. Takođe, fazna razlika između dva emitovana signala iznosi π radijana sve dok predajnik ne primi prvi bit poruke o adaptaciji faze. Nakon toga, po prijemu svakog sledećeg bita koji modifikuje fazu, vrši se odgovarajuća korekcija fazne razlike, prema tabeli 5.

Povratna poruka (fazni deo)	Fazna razlika između predajnih antena
- - -	π
0 - -	π
1 - -	0
0 0 -	π
0 1 -	$-\pi/2$
1 1 -	0
1 0 -	$\pi/2$
0 0 0	π
0 0 1	$-3\pi/4$
0 1 1	$-\pi/2$
0 1 0	$-\pi/4$
1 1 0	0
1 1 1	$\pi/4$
1 0 1	$\pi/2$
1 0 0	$3\pi/4$

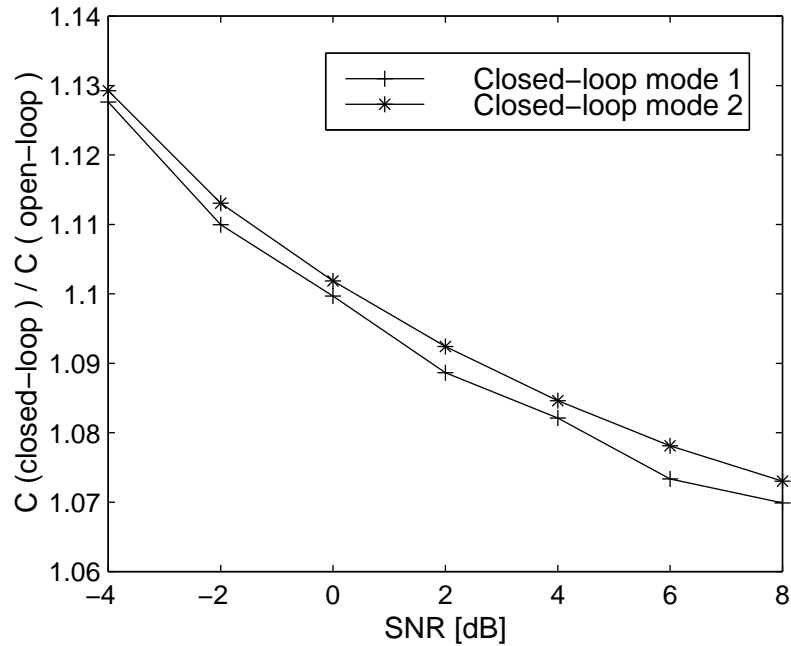
Tabela 5: Inicijalizacija fazne razlike u predajniku, closed-loop mode 2

6.3 Performanse

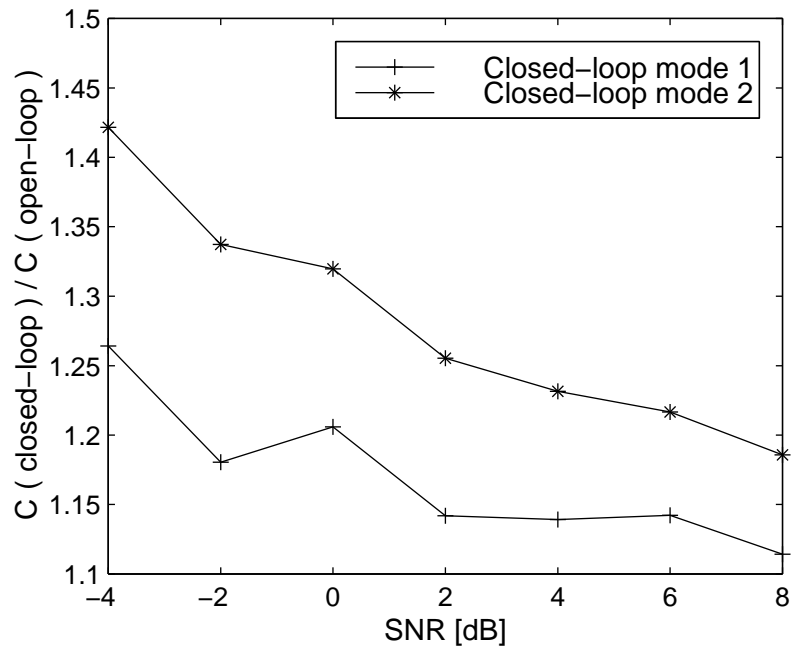
U nastavku su dati dijagrami koji ilustruju performanse diversiti sistema (open-loop i closed-loop) koji je predviđen 3GPP standardom. Dijagrami nisu deo standarda, već su rezultat simulacija koje je sproveo autor.

Na slikama 23 i 24 je dat srednji kapacitet sistema sa closed-loop mode 1 i mode 2 adaptacijom u funkciji SNR, i to za slučaj sporog i brzog fedinga. Referentna vrednost je kapacitet open-loop sistema. Posmatrani sistem ima dve predajne i dve prijemne antene. U simulacijama je usvojeno da se kod brzog fedinga sadržaj kanalne matrice menja u svakom slotu, a kod sporog fedinga svakih 20 slotova.

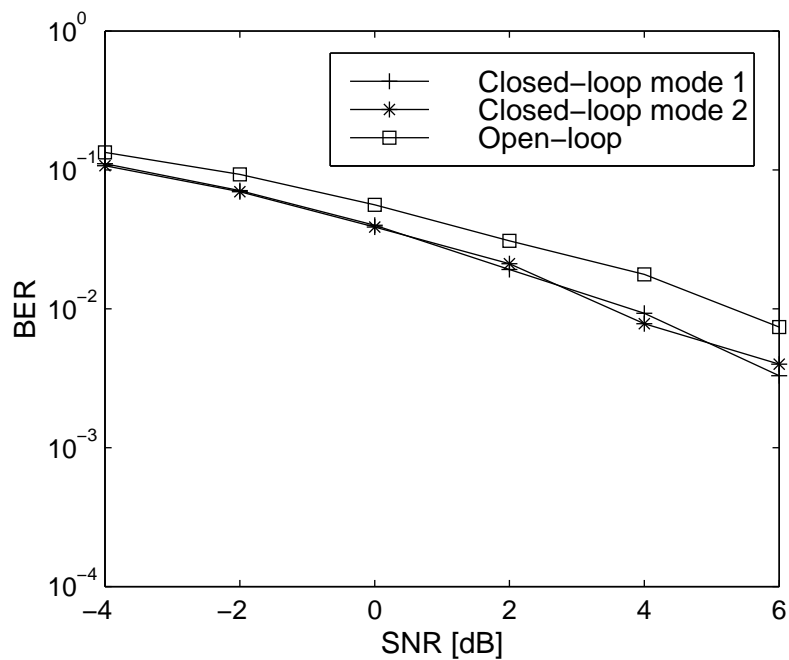
Kao i ranije, može se zaključiti da korist od uvođenja povratne sprege opada sa porastom SNR. U uslovima brzog fedinga, drugi način rada daje bolje rezultate, ali je razlika zanemarljiva. U modu 2 sistem se bolje adaptira (po fazi i amplitudi), ali je adaptacija previše spora u odnosu na vreme koherencije (u jednom slotu se prenosi samo četvrtina povratne informacije). Zbog toga prednosti moda 2 dolaze do punog izražaja tek u uslovima sporog fedinga. Do istog zaključka se dolazi i posmatranjem odgovarajućih dijagrama BER u funkciji SNR za prethodno opisani sistem i BPSK modulirani signal (slike 25 i 26).



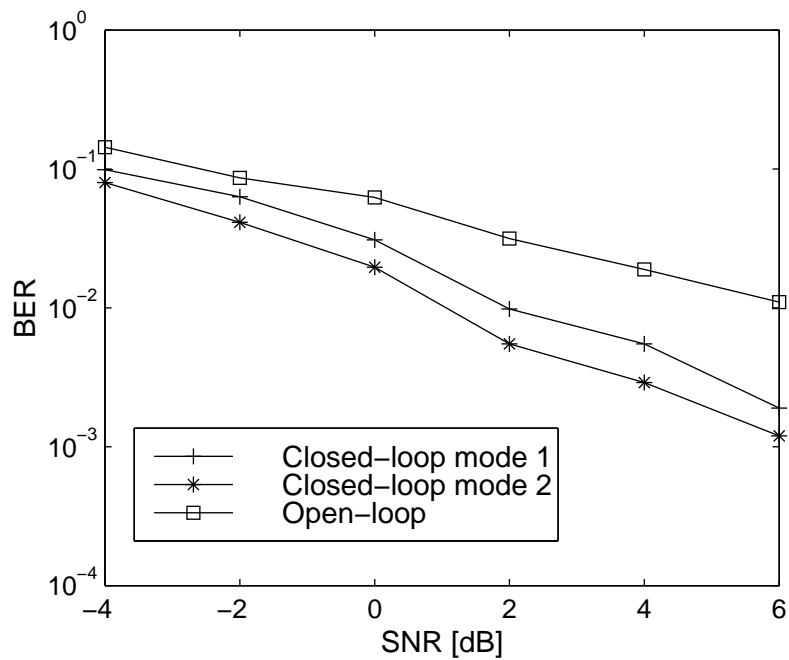
Slika 23: Faktor povećanja srednjeg kapaciteta closed-loop sistema u odnosu na open-loop sistem, slučaj brzog fedinga



Slika 24: Faktor povećanja srednjeg kapaciteta closed-loop sistema u odnosu na open-loop sistem, slučaj sporog fedinga



Slika 25: Verovatnoća greške za open-loop i closed-loop sistem, slučaj brzog fedinga



Slika 26: Verovatnoća greške za open-loop i closed-loop sistem, slučaj sprog fedinga

7 Zaključak

Iz svega napred rečenog može se zaključiti da postojanje CSI u predajniku doprinosi manjem ili većem poboljšanju performansi sistema, u zavisnosti od propagacionih uslova.

Water-filling postupak donosi najveći dobitak u uslovima dobre optičke vidljivosti (LOS), u asimetričnim konfiguracijama i pri maloj vrednosti SNR. Pomoću njega se dostiže maksimalni kapacitet u datim uslovima propagacije, ali je potrebno da predajnik ima potpune i tačne informacije o fading faktorima kanala.

Elektronsko usmeravanje antena (antenski nizovi sa usklađenim fazama) je jednostavan postupak koji koristi samo sporo promenljive podatke o položaju predajnika i prijemnika, ali su zato njegove performanse daleko lošije u odnosu na ostale metode, ako udeo determinističke komponente signala nije veoma veliki.

Predloženi hibridni sistem postiže rezultate koji su vrlo bliski optimalnim, ali na znatno jednostavniji način i sa manje potrebnih informacija. Sve se zasniva na činjenici da se water-filling može zameniti neadaptivnim signaliziranjem pri NLOS propagaciji, odnosno elektronskim usmeravanjem antena pri LOS propagaciji. Naime, optimalnim signaliziranjem bi se u oba pomenuta slučaja vrlo malo dobilo u performansama, a bilo bi potrebno znati kompletan CSI.

Beamforming je postupak kod koga se sva snaga signala emituje preko jednog sopstvenog moda, onog sa najvećim pojačanjem, odnosno najmanjim slabljenjem. Ekvivalentan je water-fillingu samo pri idealnoj LOS propagaciji. Za slučaj realnih uslova propagacije, približno optimalne performanse se postižu samo za mali broj predajnih i prijernih antena, pri niskom odnosu signal-šum. Najveći dobitak u odnosu na neadaptivne sisteme se dobija za male vrednosti SNR, i to pri LOS propagaciji.

Adaptivni parsing takođe zahteva samo parcijalni CSI i ima suboptimalne performanse. Pored toga, odlikuje se robusnošću i otpornošću na nepreciznosti u CSI.

Svi dobijeni rezultati simulacija su u skladu sa očekivanjima. Jedini problem je to što su krive koje predstavljaju verovatnoću greške neprirnodno skokovite, tj. menjaju se naglo i u manje-više nepredvidivom smeru za susedne vrednosti SNR. Razlog za to su nedovoljno precizne procene prikazanih verovatnoća, usled usrednjavanja na previše kratkoj test sekvenci. Zbog toga je ovaj efekat odstupanja od glatke krive izraženiji što je verovatnoća greške manje, odnosno odnos signal-šum veći. Povećanje dužine test sekvence nije bilo moguće, jer bi tada simulacije trajale neprihvatljivo dugo. Naravno, takvi problemi bi se mogli prevazići upotrebom efikasnijih i brzih programerskih alata umesto MATLAB-a.

Dalja istraživanja u ovoj oblasti će svakako ići u pravcu iznalaženja novih načina adaptacije koji će koristiti samo parcijalni CSI. Cilj je sa što manje

podataka o kanalu ostvariti što bolju adaptaciju. Takođe, nije u potpunosti rešen ni problem strukture optimalnih povratnih poruka preko kojih prijemnik komunicira sa predajnikom u sistemu sa više antena.

Literatura

- [1] B. Vučetić, „Space-time codes for high speed wireless communication systems“, short course
- [2] D. Drajić, „Uvod u teoriju informacija i kodovanje“, Akademska misao, Beograd 2000.
- [3] M. Wennström, M. Helin, A. Rydberg, T. Öberg, „On the optimality and performance of transmit and receive diversity in MIMO channels“, IEE Technical Seminar on MIMO Communication Systems: From Concept to Implementation, London, December 12, 2001.
- [4] A. Lozano, F. R. Farrokhi, R. A. Valenzuela, „Asymptotically optimal open-loop space-time architecture adaptive to scattering conditions“, Proc. IEEE Veh. Techn. Conf. VTC 2001, Rhodes, Greece, May 2001.
- [5] F. R. Farrokhi, G. J. Foschini, A. Lozano, R. A. Valenzuela, „Link-optimal space-time processing with multiple transmit and receive antennas“, IEEE Communications Letters, vol. 5, no. 3, Mar. 2001.
- [6] H. El Gamal, Marie-Helene Bourles, „Adaptive space-time parsing“, CISS 2002, 36th Annual Conference on Information Sciences and Systems, Princeton University, Princeton, NJ, March 2002.
- [7] ETSI 125 211 v4.3.0 (2001-12) technical specification, Universal mobile telecommunications system (UMTS): Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD)
(3GPP TS 25.211 version 4.3.0 release 4)
- [8] ETSI 125 211 v4.3.0 (2001-12) technical specification, Universal mobile telecommunications system (UMTS): Physical layer procedures (FDD)
(3GPP TS 25.214 version 4.3.0 release 4)