

Univerza v Ljubljani
Fakulteta za elektrotehniko

Sistemi za brezžično komunikacijo z več antenami

Seminarska naloga za predmet Mobilne komunikacije

Srečo Plevel

Institut "Jožef Stefan", Jamova 39, 1000 Ljubljana, Slovenija
tel.: (01) 477-3430, e-pošta: sreco.plevel@ijs.si

Mentor: *prof. dr. Sašo Tomažič*

Ljubljana, maj 2004

Povzetek

V prvem delu seminarske naloge je predstavljena napredna antenska tehnika, imenovana tudi sistemi z več vhodi in več izhodi ali sistemi MIMO (ang. *Multiple Input Multiple Output*). V drugem delu pa je predstavljen adaptivni sistem MIMO, ki smo ga razvili na Institutu Jožef Stefan.

Sistemi MIMO uporabljajo več anten za oddajo in sprejem radijskega signala. Metoda izkorišča sočasno oddajanje informacije z več oddajnih anten in širjenje radijskih signalov po različnih poteh za povečanje zmogljivosti ali zanesljivost prenosa. Povečanje zmogljivosti sistema dosežemo z multipleksiranjem signalov, medtem ko zanesljivost sistema izboljšamo z uporabo prostorskega kodiranja. Opisani so osnovni algoritmi, ki so potrebni za delovanje sistemov MIMO: algoritmi za oceno radijskega kanala, izenačevalne tehnike ter optimalni in neoptimalni sprejemniki.

Učinkovito delovanje sistemov MIMO v časovno spremenljivem mobilnem radijskem kanalu je zagotovljeno z adaptacijo, ki nenehno prilagaja kodno modulacijske postopke trenutnim ali predvidenim razmeram v radijskem kanalu. V prispevku je prikazan in analiziran preprost, a učinkovit algoritem za izbiro oddajnih anten in kodno modulacijskega postopka v sistemih MIMO. Algoritem zagotavlja visoko kapaciteto sistema ter preprosto dekodiranje z verjetnostjo napake pod zahtevano vrednostjo ne glede na razmere v radijskem kanalu. Primerjava kapacitete z optimalnim naborom oddajnih anten ter njihovega načina uporabe pokaže, da je algoritem zanemarljivo slabši od optimalnega izbora, dobljenega s preiskavo vseh možnih kombinacij.

Rezultati, dobljeni s pomočjo računalniških simulacij na intervalu razmerja signal/šum od 0 do 30 dB, dokazujejo učinkovitost algoritma v Rayleighovem presihajočem radijskem kanalu. Za verjetnosti napak pod 10^{-6} pri sistemih MIMO s štirimi oddajnimi in štirimi sprejemnimi antenami dosežemo že samo s prilaganjem QAM modulacije spektralno učinkovitost do 20 bit/s/Hz, pri sistemih z osmimi oddajnimi in osmimi sprejemnimi antenami pa do 35 bit/s/Hz. Simulacije so tudi pokazale, da je sistem mnogo manj občutljiv na hitrost spreminjanja kanala kot do sedaj uporabljeni adaptivni sistemi MIMO, še posebej v kombinaciji z napredno tehniko iterativnega dekodiranja, ki pri določanju vrstnega reda dekodiranja upošteva tako ocenjeno razmerje signal/šum, kot tudi lastnosti uporabljenega kodno-modulacijskega postopka na posamezni oddajni anteni.

Ključne besede: brezžične komunikacije, napredne antenske tehnike, sistemi z več vhodi in več izhodi, sistemi MIMO, adaptivni komunikacijski sistemi, antensko polje

Kazalo

1	UVOD	7
1.1	IZKORIŠČANJE PROSTORSKE RAZNOLIKOSTI.....	8
2	SISTEMI Z VEČ VHODI IN VEČ IZHODI – SISTEMI MIMO.....	9
2.1	DEFINICIJA SISTEMOV MIMO	9
2.2	KAPACITETA KANALA.....	10
2.3	KODIRANJE V SISTEMIH MIMO	12
2.3.1	<i>Prostorsko mrežno kodiranje in modulacija - STC</i>	12
2.3.2	<i>Prostorsko-časovno bločno kodiranje - STBC</i>	13
2.4	OCENA KANALA.....	14
2.5	STANDARDNI DEKODIRNI ALGORITMI	15
2.5.1	<i>PINV – Pseudo Inverse</i>	15
2.5.2	<i>V-BLAST - Zero forcing</i>	15
2.5.3	<i>MMSE – Minimal Mean Square Error</i>	16
2.5.4	<i>ML – Maximum Likelihood</i>	16
2.5.5	<i>Rezultat simulacije zanesljivosti delovanja</i>	17
3	PREDLAGANI PRILAGODLJIVI SISTEM MIMO	18
3.1	UVOD V PRILAGODLJIVE SISTEME MIMO	18
3.2	BLOČNA SHEMA PREDLAGANEGA ADAPTIVNEGA SISTEMA MIMO	18
3.3	ALGORITEM ZA IZBOR ODDAJNE SHEME.....	19
4	REZULTATI SIMULACIJ V NEKORELIRANEM KANALU	23
4.1	OPTIMALNOST IZBORA NAČINA DELOVANJA	24
4.2	IZBOLJŠANJE ZANESLJIVOSTI Z V-BLAST DETEKCIJO	25
4.3	OBČUTLJIVOST NA SPREMEMBE KANALA	26
4.3.1	<i>Primerjava občutljivosti sistema s SVD in predlaganega sistema</i>	28
5	SKLEP	30

Kazalo slik

Slika 1: Shema sistema MIMO. _____	9
Slika 2: Iterativna detekcija oddanih simbolov v V-BLAST sistemih. _____	16
Slika 3: Uspešnost dekodiranja predstavljenih algoritmov. _____	17
Slika 4: Predlagani adaptivni sistem MIMO. _____	19
Slika 5: Bločna shema algoritma za izbor oddajnih anten in njihovega načina delovanja. _____	21
Slika 6: Izbor modulacije pri dani mejni vrednosti napake. _____	22
Slika 7: BER v odvisnosti od razmerja SNR za mejni verjetnosti napake 10^{-3} in 10^{-6} . _____	23
Slika 8: Kapaciteta oziroma spektralna učinkovitost pri mejnih vrednostih napake 10^{-3} in 10^{-6} . _____	24
Slika 9: Pasovna učinkovitost pri $BER=10^{-3}$ za $M_T=M_R=4$. _____	25
Slika 10: Povečanje zanesljivosti z naprednimi tehnikami dekodiranja. _____	26
Slika 11: Verjetnosti napake predlaganega adaptivnega sistema MIMO pri spremembi kanala $\sigma=0.05$. _____	27
Slika 12: Verjetnosti napake predlaganega adaptivnega sistema MIMO pri spremembi kanala $\sigma=0.1$. _____	27
Slika 13: Verjetnosti napake predlaganega adaptivnega sistema MIMO pri spremembi kanala $\sigma=0.2$. _____	28
Slika 14: Občutljivost sistema s SVD na spremembe kanala pri $M_T=M_R=4$ in mejni $BER=10^{-3}$. _____	29
Slika 15: Občutljivost predlaganega sistema na spremembe kanala pri $M_T=M_R=4$ in mejni $BER=10^{-3}$. _____	29

1 UVOD

Sodobni človek želi biti dosegljiv in imeti dostop do najnovejših informacij ne samo doma in za pisalno mizo na delovnem mestu, temveč tudi v avtomobilu, vlaku, letalu, itd. Najnovejši tehnološki dosežki na področju radijskih komunikacij in prenosnih računalnikov omogočajo zanesljiv brezžični prenos govornih in večpredstavnih sporočil med ponudnikom in uporabnikom informacije. Medtem ko so prve digitalne radijske komunikacijske tehnologije (GSM, DECT) omogočale dokaj nizke prenosne hitrosti (nekaj Kbit/s), pa novejša tehnologije, kot so UMTS (do 2Mbit/s) in še posebej tehnologije brezžičnih radijskih mrež, zasnovanih na osnovi standardov IEEE 802.11, omogočajo že zavirljive prenose hitrosti tja do 54Mbit/s.

Vendar prenosne hitrosti in kakovost storitev, ki jih ponujajo ali bodo ponujale radijske tehnologije, ne bodo nikoli dosegle prenosnih hitrosti in kakovosti storitev, ki jih zagotavlja prenos preko optičnih vodnikov. Razlog tiči v frekvenčno omejenem časovno spremenljivem radijskem kanalu. Radijski kanal si delijo vsi uporabniki na nekem področju, zato hkratno delovanje dveh oddajnikov na istem ali sosednjem frekvenčnem področju povzroča motnje, imenovane sokanalna in medkanalna interferenca. Ovire med sprejemnikom in oddajnikom radijskega signala preprečijo direktno širjenje signala, tako da sprejemnik dosežejo le odbiti radijski žarki. Ti so zaradi odbojev oslabljeni in zakasneni, sprejemnik pa sprejema le vsoto prispelih signalov. Ker se radijski žarki širijo s končno hitrostjo po različnih poteh, so fazni zamiki sprejetih signalov različni, vsota signalov pa je odvisna od mesta opazovanja. Na nekem mestu se žarki seštevajo, na drugem pa odštevajo, kar ima za posledico različno slabljenje radijskega signala v posameznih točkah prostora. Če se sprejemnik ali oddajnik gibljeta, občutita omenjeni pojav kot časovno spreminjanje moči sprejetega signala ali presih radijskega signala. Podoben pojav opazimo tudi v frekvenčnem prostoru zaradi frekvenčno odvisnih časovnih zamikov odbitih žarkov (frekvenčno selektivni presih radijskega signala). Poleg zgoraj opisanih motenj, ki jih vnaša radijski kanal, ne smemo pozabiti še na slabljenje radijskega signala z razdaljo, ki v praznem prostoru (teoretično) upada s kvadratom razdalje. V praksi je zaradi ovir in odštevanja odbitih radijskih signalov potencia upadanja nemalokrat mnogo večja, giblje med 2 in 5.

Proti motnjam, ki jih vnaša radijski kanal, se v sodobnih komunikacijskih sistemih borimo na različne načine ([Proakis, 1995](#)). Protiukrepe v grobem razdelimo v tri skupine: protiukrepi v časovnem prostoru, v frekvenčnem prostoru ter prostorski protiukrepi. Med protiukrepe v časovnem prostoru spadajo različne vrste kodiranja, časovno podvojenega sprejema, prilagajanje kodno modulacijskega postopka trenutnim razmeram v radijskem kanalu in tehnike avtomatskega odpošiljanja napačno sprejetih sporočil. Med protiukrepe v frekvenčnem prostoru štejemo izenačevanje signala (ekvalizacija), podvojeni sprejem v frekvenčnem področju in frekvenčno multipleksiranje signala. Medtem ko so tehnike boja proti motnjam radijskega kanala v frekvenčnem in časovnem prostoru že dolgo poznane, pa so bili prostorski protiukrepi, razen podvojenega prostorskega sprejema, razviti v zadnjih dvajsetih letih. Izraba prostorske raznolikosti je najbolj obetavna, saj ne zahteva dodatne pasovne širine in ne povzroča dodatnih zakasnitev pri oddajanju signalov. Prostorska raznolikost temelji na dejstvu, da dva signala oddana na različnih mestih v prostoru prepotujeta radijski kanal z neodvisnim slabljenjem. Če anteni nista dovolj narazen da bi dosegli neodvisno slabljenje, ima to lahko za posledico izgubo prednosti prostorske raznolikosti ([Lee, 1995](#)).

1.1 Izkoriščanje prostorske raznolikosti

Najprej je bila prostorska raznolikost izkoriščena pri sprejemu. Za mobilne terminale ta pristop ni primeren, saj zahteva določeno velikost terminala, zato je bila množica anten premaknjena na oddajno stran. Primer tega pristopa je tehnologija pametnih anten, ki uporablja digitalno krmiljena antenska polja za prilagajanje sevalnega diagrama antenske skupine v smeri koristnega in motilnih signalov.

Izredno povečanje kapacitete komunikacijskih sistemov in njihovo večjo zanesljivost delovanja pa dosežemo z izkoriščanjem prostorske raznolikosti tako na oddaji kot tudi na sprejemu ([Foschini, 1996](#)). Take sisteme z več antenami na obeh straneh imenujemo sistemi z več vhodi in več izhodi in označujemo s kratico MIMO (ang. *Multiple Input Multiple Output*). Ker imajo ti sistemi več anten na obeh koncih lahko izkoristimo prostorsko multipleksiranje različnih vzporednih vhodnih poti v kanal. Razne ovire v okolju razpršijo signale, tako da se odprejo vzporedni kanali v istem frekvenčnem pasu, kar ima za posledico povečanje kapacitete ([Schlegel, 2002](#)). Če dodamo oddanemu signalu učno zaporedje, lahko sprejemnik izračuna parametre kanala. Oddajnik lahko tudi uporabi povratno informacijo o slabljenju kanala dobljeno od sprejemnika da prilagodi način delovanja (porazdelitev moči, kodiranje, modulacijo, ...) trenutnim razmeram. Take sisteme imenujemo adaptivni ali prilagodljivi sistemi MIMO. Pošiljanje informacije o kanalu je manj primerno za hitro spreminjajoče kanale, zato so razvili razne metode, kjer poznavanje kanala na oddajniku ni potrebno.

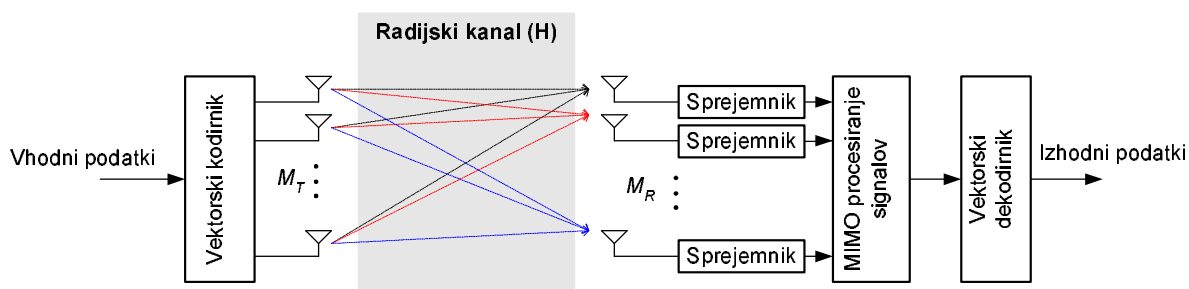
Najbolj kompleksne metode so prostorsko-časovna kodiranja. Obstajata dva pristopa za prostorsko-časovno kodiranje. Prvi je razširitev mrežnega (ang. *trellis*) kodiranja in modulacije (ang. *STCM – space trellis coded modulation*), drugi pa temelji na bločnih kodah (ang. *STBC – space-time block codes*). STCM vnaša v signal časovno in prostorsko korelacijo s čimer omogoča bolj zanesljiv sprejem. Pri STBC kodiranju pa se uporabljajo bločne kode za ortogonalizacijo kanalov, kar omogoča preprostejšo detekcijo.

V drugem delu prispevka se bom osredotočil na adaptivni MIMO sistem, ki smo ga predlagali na Institutu Jožef Stefan ([Plevel, 2004](#)). Predstavil bom hiter in učinkovit algoritem za izbiro oddajnih anten v sistemih MIMO in dodeljevanje kodno modulacijskih postopkov izbranim antenam, ki je ključni del sistema. Algoritem temelji na oceni razmerja signal/šum pri trivialni detekciji s psevdo-inverzno matriko in iterativnim izločanjem prešibkih ali preveč koreliranih oddajnih anten. Analizirani so rezultati računalniških simulacij, v zaključku pa je nakazanih nekaj nerešenih problemov in smernice za nadaljnje delo.

2 SISTEMI Z VEČ VHODI IN VEČ IZHODI – SISTEMI MIMO

2.1 Definicija sistemov MIMO

Sistemi MIMO so brezžični sistemi, ki imajo več kot eno anteno tako na oddajniku kot tudi na sprejemniku ([Gesbert, 2003](#); [Vcelak, 2003](#)). Več anten na oddaji in sprejemu omogoča povečanje spektralne učinkovitosti radijske povezave in posledično tudi kapacitete sistema. Povečanje kapacitete povezave si nazorno predstavimo kot večje število vzporednih in neodvisnih radijskih kanalov med oddajnikom in sprejemnikom. Sistemov MIMO ne smemo mešati s prostorsko porazdeljenim sodostopom (ang. *SDMA - Space Division Multiple Access*), ki se uporablja v mobilnih celičnih omrežjih. Pri prostorsko porazdeljenem sodostopu je prostorska ločitev vnaprej planirana ter kombinirana s frekvenčnim planiranjem celičnih omrežji. Prostorsko porazdeljen sodostop omogoči dostop več mobilnim terminalom do posamezne bazne postaje, ne poveča pa kapacitete posameznega radijskega kanala med bazno in mobilno postajo. Pri sistemih MIMO pa z uporabo več anten povečamo kapaciteto radijske povezave med sprejemnikom in oddajnikom.



Slika 1: Shema sistema MIMO.

Bločni diagram sistema MIMO je prikazan na sliki 1. Število anten na oddajniku označimo z M_T in na sprejemniku z M_R . V sistemu MIMO torej obstaja $M_T M_R$ različnih radijskih podkanalov med oddajnimi in sprejemnimi antenami. Vsak podkanal lahko modeliramo kot linearen diskreten FIR (ang. *Finite Impulse Response*) filter. Sprejeti signal na j -ti sprejemni anteni je tako:

$$y_j(k) = \sum_{i=1}^{M_T} \sum_{l=0}^{L_{ij}} h_{ij}(k, l) x_i(k-l) + n_j(k). \quad (1)$$

Pri tem je $x_i(k)$ signal oddan iz i -te oddajne antene ob času k , $y_j(k)$ pa signal sprejet na j -ti sprejemni anteni ob času k . Spremenljivka $n_j(k)$ predstavlja vzorce krožno simetričnega kompleksnega Gaussovega šuma z varianco σ_n^2 . Presih kanala je podan kot vsota kompleksnih poti med sprejemnimi in oddajnimi antenami. Kompleksni koeficienti $h_{ij}(k, l)$ imajo lastnosti Gaussove porazdelitve. Matrična oblika enačbe (1) je:

$$\mathbf{y}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}(k, l) \mathbf{x}(k-l) + \mathbf{n}(k), \quad (2)$$

kjer je $L = \max \{L_{ij}\}$ maksimalni razpon medsimbolnega motenja (ang. *ISI – Inter Symbol Interference*).

V primeru, ko je frekvenčni pas signala ožji od koherenčne pasovne širine radijskega podkanala, je slabljenje radijskega signala enako za vse uporabljene frekvence. Tedaj govorimo o neselektivnem presihu (ang. *flat fading*). V tem primeru ni intersimbolne interference, kar pomeni, da se enačbi (1) in (2) poenostavita, saj je L enako 0. Če opazujemo v nekem trenutku k , potem lahko enačbo (1) zapišemo kot:

$$y_j = \sum_{i=1}^{M_T} h_{ij} x_i + n_j, \quad (3)$$

oziroma v matrični obliki

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}. \quad (4)$$

V širokopasovnih radijskih sistemih je frekvenčni pas radijskega signala širši od koherenčne pasovne širine radijskega podkanala, zato sta slabljenje in fazni zasuk radijskega signala odvisna od frekvence. Frekvenčno selektivni presih polja običajno moduliramo s transverzalnim filtrom. V nadaljnji obravnavi sistemov MIMO se bomo omejili na sisteme z neselektivnim presihom polja. Omejitev je smiselna, saj se v sodobnih širokopasovnih sistemih uporablja tehnologija komunikacije z več nosilci, oziroma tehnologija ortogonalnega frekvenčnega multipleksiranja OFDM (ang. *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), ki širok frekvenčni pas razdeli na veliko ozkih podpasov. Znotraj vsakega podpasu sistem MIMO modeliramo neodvisno od razmer na ostalih podpasovih ([Wong, 2001](#); [Willing, 2003](#); [Xia, 2004](#)).

Za dekodiranje poznamo več algoritmov, ki se močno razlikujejo po uspešnosti in računski kompleksnosti. Pri vseh mora biti matrika \mathbf{H} poznana na sprejemni strani. Matriko radijskega kanala \mathbf{H} ocenimo s pomočjo učnega niza, ki je dodan informacijskim bitom in je v naprej poznan sprejemniku.

2.2 Kapaciteta kanala

Motivacija za raziskave sistemov MIMO je povečanje kapacitete sistemov. Kapaciteta psevdostatičnih kanalov je odvisna samo od oddane moči, šuma in lastnosti kanala. Kapaciteto kanala za kanal z neselektivnim presihom polja lahko izrazimo kot ([Telatar, 1999](#)):

$$C = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I} + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{H}\mathbf{H}^* \right) \right], \quad (5)$$

kjer je $\rho = P / \sigma_n^2$ razmerje med oddano močjo P in močjo šuma σ_n^2 . \mathbf{H} je matrika, ki opisuje odziv psevdostatičnega kanala, $*$ pa pomeni hermitski operator, torej transponirano in kompleksno konjugirano matriko.

V limitnem primeru lahko pričakujemo kanal z nekoreliranimi potmi, zato ima produkt $\mathbf{H}\mathbf{H}^*$ vse lastne vrednosti neničelne in približno enake. Te lastne vrednosti se imenujejo tudi singularne vrednosti matrike \mathbf{H} . Tako lahko kapaciteto izrazimo kot:

$$C = \sum_{i=1}^M \log_2 \left(1 + \frac{\lambda_i}{M_T} \rho \right) \approx M \log_2 \left(1 + \frac{M_R}{M} \rho \right), \quad (6)$$

pri čemer je $M = \min(M_R, M_T)$.

Enačba nakazuje, da se kapaciteta idealiziranega MIMO kanala veča linearno z M . Če je kanal časovno nespremenljiv, izračunana kapaciteta velja za eno stanje kanala. Telatar je v [\(Telatar, 1999\)](#) razširil enačbo za ergodično (povprečno) kapaciteto naključnega časovno spremenljivega kanala Gaussovega kanala. Ugotovil je, da ergodična kapaciteta v primeru zelo velikega števila oddajnih anten narašča linearno s številom sprejemnih anten. V primeru pa, ko je število oddajnih in sprejemnih anten približno primerljivo, je korist dodajanja ene antene veliko manjše.

Povečanje kapacitete v sistemih MIMO lahko razložimo kot multipleksiranje podatkovnih poti v paralelne podkanale v istem frekvenčnem območju. Stolpčni vektorji matrike kanala \mathbf{H} običajno med seboj niso ortogonalni. Vendar pa lahko s pomočjo dekompozicije singularnih vrednosti (ang. *SVD - Singular Value Decomposition*) dosežemo neodvisnost podkanalov. S SVD lahko matriko sistema \mathbf{H} vedno zapišemo kot:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^*, \quad (7)$$

$M_R \times M_R \quad M_R \times M_T \quad M_T \times M_T$

Pri tem je $\mathbf{\Lambda}$ diagonalna matrika ojačanja, \mathbf{U} in \mathbf{V} sta unitarni matriki, N pa je enak rang matrike \mathbf{H} . Ker sta \mathbf{U} in \mathbf{V} unitarni matriki velja $\mathbf{U}\mathbf{U}^* = \mathbf{U}^*\mathbf{U} = \mathbf{I}$ in $\mathbf{V}\mathbf{V}^* = \mathbf{V}^*\mathbf{V} = \mathbf{I}$. Ortogonalnost podkanalov je dosežena tako, da stolpčni vektor \mathbf{x} na oddaji pomnožimo z unitarno matriko \mathbf{V} , tako da se oddaja vektor $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{V}\mathbf{x}$. Na sprejemu pa se sprejeti signal množi z matriko \mathbf{U}^* :

$$\mathbf{y} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^* \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{n} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{x} + \mathbf{n},$$

$$\mathbf{U}^*\mathbf{y} = \mathbf{\Lambda}\mathbf{x} + \mathbf{U}^*\mathbf{n},$$

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{\Lambda}\mathbf{x} + \tilde{\mathbf{n}}, \quad (8)$$

kjer je $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^*\mathbf{y}$ in $\tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{U}^*\mathbf{n}$. Signal je odvisen samo od ojačanj posameznih podkanalov in dodanega Gaussovega šuma.

Ker sta \mathbf{U} in \mathbf{V} unitarni matriki imata $\tilde{\mathbf{x}}$ in $\tilde{\mathbf{n}}$ enake druge momente kot njuna izvorna vektorja. Število neničelnih lastnih vrednosti $\mathbf{H}\mathbf{H}^*$ je enako rang matrike \mathbf{H} in številu neodvisnih podkanalov. Skupna kapaciteta je enaka vsoti kapacitet podkanalov. Singularne vrednosti matrike kanala določajo slabljenja neodvisnih paralelnih podkanalov.

Kadar so poznana slabljenja neodvisnih podkanalov na oddajniku je mogoče izračunati tako porazdelitev moči za posamezen podkanal, ki omogoča največjo skupno kapaciteto. Tako porazdelitev moči dobimo z »water-filling« algoritmom [\(Gallager, 1968\)](#), kar nam omogoča izračun kapacitete sistemov MIMO v primeru, da je kanal poznan tudi oddajniku:

$$C = \sum_i^N \log_2 \left(1 + \lambda_i \frac{P_i}{\sigma_n^2} \right), \quad (9)$$

kjer je P_i moč dodeljena i -temu podkanalu.

Če pa oddajniku kanal ni poznan, potem je edino kar oddajnik lahko naredi, da dodeli vsem podkanalom enako oddajno moč. Tako pridemo do enačbe za kapaciteto sistemov MIMO v primeru, da je kanal poznan samo sprejemniku, ne pa tudi oddajniku:

$$C = \sum_{i=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{\lambda_i}{M_T} \rho \right). \quad (10)$$

2.3 Kodiranje v sistemih MIMO

Vpeljava sistemov MIMO v komunikacijske sisteme ima dva cilja. Prvi je povečanje kapacitete, drugi pa povečanje zanesljivosti sistemov. Tehnike, ki izkoriščajo antensko raznolikost, imenujemo prostorsko kodiranje. V sistemih MIMO obstajata dve strukturi kodiranja. Prva se imenuje prostorske mrežne kode (STC), uvedel jo je Tarokh ([Tarokh, 1998](#)). Drugi način kodiranja v MIMO sistemih pa so prostorsko-časovne bločne kode (STBC), ([Alamouti, 1998](#); [Tarokh, 1999](#)).

2.3.1 Prostorsko mrežno kodiranje in modulacija - STC

Tarokh ([Tarokh, 1998](#)) je opisal nov razred linearnih mrežnih kod in kriterije njihovih učinkovitosti za psevdo statične Rayleigh in Rician MIMO kanale za neselektivni presih polja. V njegovem modelu prostorsko-časovni koder kodira tok podatkov in ga prevede v paralelne pod-tokove. Kodirani pod-tokovi se istočasno oddajajo na vseh oddajnih antenah. Povprečna moč signala je na vseh antenah enaka. Če se uporablja QPSK signal s konvolucijskim koderjem $r=1/2$, je v sistemih z eno oddajni in eno sprejemno anteno (ang. *SISO – Single Input Single Output*) oddan en bit na simbolni interval. V sistemih MIMO z dvema sprejemnima in dvema oddajnima antenama pa je hitrost oddaje dva bita na simbol. Izpeljal je tudi kriterij konstrukcije za maksimalno izkoriščenost prostorske raznolikosti in dobitka kodiranja v psevdo statičnem hitro presihajočem (ang. *fast fading*) okolju.

Če predpostavimo točno poznavanje stanja kanala (ang. *CSI – Channel State Information*), potem je vzajemna verjetnost napake oddanih časovno-prostorskih kodnih besed \mathbf{c} in napačne detekcije kodnih besed \mathbf{e} omejena po sledeči enačbi:

$$\Pr(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e} | h_{i,j}) \leq \exp \left(-d^2(\mathbf{c}, \mathbf{e}) \frac{E_s}{8N_0} \right), \quad (11)$$

kjer je d evklidska razdalja med kodnimi besedami, $N_0/2$ moč dvostransko porazdeljenega Gaussovega šuma in E_s energija signala.

Kvadrat evklidske razdalje med kodnimi besedami lahko zapišemo:

$$d^2(\mathbf{c}, \mathbf{e}) = \sum_{j=1}^{M_R} \mathbf{h}_j^* \mathbf{A} \mathbf{h}_j \xrightarrow{SVD} \sum_{j=1}^{M_R} \beta_j^* \mathbf{D} \beta_j. \quad (12)$$

Pri tem je $\mathbf{A} = (\mathbf{c} - \mathbf{e})(\mathbf{c} - \mathbf{e})^*$ hermitski kvadrat matrike napake, \mathbf{D} je diagonalna matrike lastnih vrednosti \mathbf{A} , β_j pa vektor zavrtenih kompleksnih ojačanj kanala. V Rayleigh kanalu se izraz poenostavi v:

$$\Pr(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e}) \leq \left(\prod_{i=1}^r a_i \right)^{-M_R} \left(\frac{E_S}{8N_0} \right)^{-rM_R}, \quad (13)$$

kjer so a_1, a_2, \dots, a_r neničelne lastne vrednosti, r pa je rang matrike \mathbf{A} . Vzajemna verjetnost napake je minimizirana, ko sta dosežena maksimuma dobitka raznolikosti in dobitka kodiranja. Maksimalen dobiček raznolikosti je dosežen, kadar ima matrika \mathbf{A} največji rang, maksimalen dobiček kodiranja pa dosežemo, ko je maksimiziran produkt $(a_1 a_2 \dots a_r)^{1/r}$. Tarokh je predlagal kode za sisteme z izkoriščanjem raznolikosti dveh anten.

2.3.2 Prostorsko-časovno bločno kodiranje - STBC

Prostorsko-časovne bločne kode ali STBC uporabljajo bločni koder za doseg raznolikosti in ortogonalizacijo kanala ([Tarokh, 1999](#)). STBC imajo prednosti predvsem zaradi hitrega dekodiranja ter dobitkov raznolikosti in kodiranja. Koda Alamouti ([Alamouti, 1998](#)) je primer uporabe STBC.

Sistem Alamouti sestavljata dve oddajni anteni ter ena sprejemna antena. Izvorni podatki so kodirani v dveh simbolnih intervalih. V prvem intervalu prva antena oddaja simbol x_1 , druga pa simbol x_2 . V drugem intervalu pa anteni oddajata kompleksno konjugirana simbola: prva antena oddaja simbol $-x_2^*$, druga pa x_1^* . To pomeni, da se simbola x_1 in x_2 preslikata po enačbi:

$$(x_1 \ x_2) \xrightarrow{\text{map}} \begin{pmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{pmatrix}. \quad (14)$$

Po prehodu signalov preko kanala z neselektivnim presihom polja, sprejeti signal lahko zapišemo kot:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}. \quad (15)$$

Če sprejemnik točno pozna kanal, lahko sprejeti vektor \mathbf{y} pomnoži s kompleksno konjugirano matriko kanala:

$$\tilde{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix}, \quad (16)$$

$$\tilde{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} x_1 (|h_1|^2 + |h_2|^2) + (h_1^* n_1 + h_2 n_2^*) \\ x_2 (|h_1|^2 + |h_2|^2) + (h_2^* n_1 - h_1 n_2^*) \end{bmatrix}. \quad (17)$$

Šum ostane bel, mehko dekodiranje pa je lahko neodvisno. Na podoben način lahko izraz razširimo na M_R sprejemnih anten.

2.4 Ocena kanala

Stanje kanala in njegove statistične lastnosti lahko ocenimo s slepimi (ang. *blind*) metodami ali z metodami na osnovi učnega zaporedja. Slephe metode izkoriščajo lastnosti sprejetih signalov. Nasprotno pa metode z učnimi zaporedji izkoriščajo vnaprejšnje poznavanje delov oddanih signalov. Slephe metode so običajno počasne in neprimerne za spreminjajoče se radijske kanale. Metode z učnimi zaporedji pa dodajajo učne bite toku podatkov, s čimer zmanjšujejo kapaciteto sistema. Ker je brezžični kanal običajno časovno hitro spreminjajoč, se bomo osredotočili na metode z učnimi zaporedji.

Imejmo sistem MIMO z M_T oddajnimi in M_R sprejemnimi antenami. Predpostavimo psevdo statični kanal. Učno zaporedje je dolgo Q simbolov. Signal sprejet na j -ti sprejemni anteni lahko zapišemo:

$$\mathbf{y}_j = \mathbf{X}\mathbf{h}_j + \mathbf{n}_j, \quad (18)$$

kjer je $\mathbf{h}_j = [h_{1,j}, h_{2,j}, \dots, h_{M_T,j}]^T$ vektor koeficientov kanala, $\mathbf{y}_j = [y_j(Q), \dots, y_j(1)]^T$ sprejeti signal in $\mathbf{n}_j = [n_j(Q), \dots, n_j(1)]^T$ vektor šuma. Učni simboli so zloženi v bločno Toeplitz-ovo matriko velikosti $Q \times M_T$:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1(Q) & x_2(Q) & \dots & x_{M_T}(Q) \\ x_1(Q-1) & x_2(Q-1) & \dots & x_{M_T}(Q-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_1(1) & x_2(1) & \dots & x_{M_T}(1) \end{bmatrix}. \quad (19)$$

Vse antene oddajajo hkrati, vendar vsaka svoje učno zaporedje. Preprosta ocena po kriteriju linearnih najmanjših kvadratov (ang. *Least Square*) minimizira kvadrat napake med sprejetim vektorjem in vektorjem, ki bi bil sprejet brez šuma:

$$\tilde{\mathbf{h}}_j = \arg \min_{\mathbf{h}} \|\mathbf{y}_j - \mathbf{X}\mathbf{h}_j\|^2 = (\mathbf{X}^* \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^* \mathbf{y}_j. \quad (20)$$

Ocena najmanjših kvadratov je odvisna od lastnosti avtokorelacije in križne korelacije učnih zaporedij. Generiranje najboljših učnih zaporedij po kriteriju najmanjših kvadratov (LS) ali minimalne srednje kvadratične napake (ang. *MMSE - Minimal Mean Square Error*) je predlagano v ([Balakrishnam, 2000](#)). Dolžina učnih zaporedij ocenjevanja po kriteriju LS je odvisna od lastnosti kanala in števila oddajnih anten: $Q > M_T$. Najosnovnejši pogoj zahteva, da je produkt $\mathbf{X}^* \mathbf{X}$ obrnljiv. Opisane tehnike detekcije kanala lahko uporabimo za prostorsko-časovno kodiranje in modulacijo ([Tarokh, 1999](#)).

Sledeči primer bo prikazal kako oceniti kanala za kodo Alamouti. Za vsako oceno je potrebno oddati dva simbola (x_1, x_2) . Ker je vhodna podatkovna matrika ortogonalna lahko zapišemo rešitev v obliki:

$$\tilde{\mathbf{h}} = \begin{bmatrix} h_1 + (x_1^* n_1 + x_2 n_2) / (|x_1|^2 + |x_2|^2) \\ h_2 + (x_2^* n_1 + x_1 n_2) / (|x_1|^2 + |x_2|^2) \end{bmatrix} = \frac{1}{|x_1|^2 + |x_2|^2} \mathbf{X}^* \mathbf{y}. \quad (21)$$

Ker je učna sekvenca kratka, je ocena kanala slaba, saj se šum ne povpreči. Za počasi spreminjajoče kanale se vpliv šuma lahko zmanjšamo s povprečenjem preko daljših učnih zaporedij na sredini časovnega intervala.

2.5 Standardni dekodirni algoritmi

V tem razdelku bom opisal najbolj osnovne algoritme za detekcijo v sistemih MIMO, kjer se oddaja na vsaki oddajni anteni neodvisne signale.

2.5.1 PINV – Pseudo Inverse

Najbolj preprost algoritem detekcije v sistemih MIMO deluje s pomočjo psevdo-inverzne matrike. Psevdo-inverz se uporablja namesto običajnega, ker matrika \mathbf{H} ni vedno kvadratna in ker je računanje numerično bolj stabilno, če je matrika blizu singularnosti. Žal pa množenje sprejetega signala s psevdo-inverzno matriko \mathbf{H} močno poslabša razmerje signal/šum pri detekciji signala v primeru, ko so antene med seboj korelirane. Je računsko najmanj zahteven, da pa najslabše rezultate. Psevdo-inverz matrike se lahko izračuna kot

$$\mathbf{H}^+ = \text{inv}(\mathbf{H}^* \mathbf{H}) \mathbf{H}^*, \quad (22)$$

ali pa preko SVD (24).

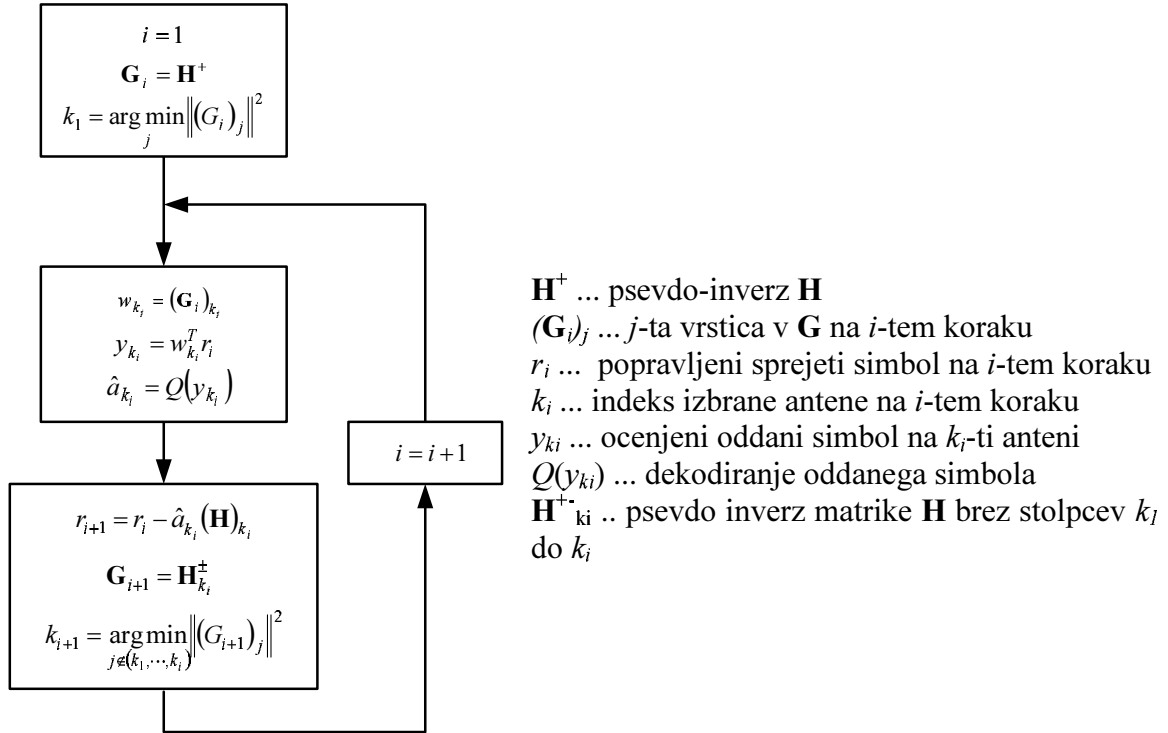
Oddan signal dobimo tako, da direktno rešimo sistem enačb preko inverzne matrike:

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}^+ \mathbf{y}. \quad (23)$$

2.5.2 V-BLAST - Zero forcing

Drugi dobro znan postopek je poznan pod imenom V-BLAST ([Foschini, 96](#)). V-BLAST je iterativna metoda, pri kateri se najprej dekodira simbole oddajnih anten z najboljšim sprejemom. Začne z dekodiranjem znaka iz oddajne antene, ki ima najboljši sprejem. Dekodira iterativno preko \mathbf{H}^+ vsak oddani simbol (M_T korakov), pri dekodiranju naslednjega si že pomaga s predpostavko, da so prejšnji pravilno dekodirani. Na vsakem koraku odšteje vpliv dekodirane oddajne antene na sprejeti simbol in odreže ustrezni stolpec v \mathbf{H} in na novo izračuna \mathbf{H}^+ .

Slika 2 prikazuje iterativno detekcijo v V-BLAST sistemu. Najprej se izračuna psevdo-inverz na i -tem koraku označen $\mathbf{G}_i = \mathbf{H}^+$. Nato se poišče vrstica z najmanjšo vsoto kvadratov $(\mathbf{G}_i)_j$. V drugem koraku se izračuna oddani simbol na k_i -ti anteni. V tretjem koraku se sprejeti znak in matrika kanala popravita tako, kot da ne bi bilo k_i -te oddajne antene.



Slika 2: Iterativna detekcija oddanih simbolov v V-BLAST sistemih.

2.5.3 MMSE – Minimal Mean Square Error

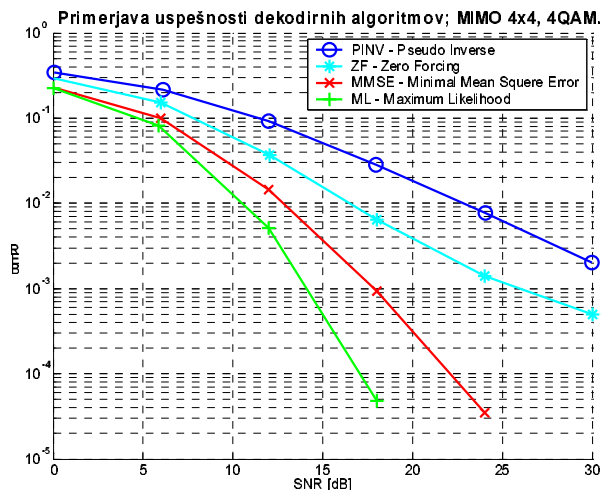
Deluje enako kot »Zero forcing« algoritem, le da upošteva še pričakovano razmerje moči signala in šuma. Namesto $H^+ = \text{inv}(H'H)H'$ uporablja $\text{inv}(H'H + D)H'$, kjer je D diagonalna matrika, ki ima po diagonali razmerje moči šuma in signala. S tem se minimizira srednja kvadratična napaka. Deluje bolje kot **Zero Forcing**, s približno isto računsko kompleksnostjo.

2.5.4 ML – Maximum Likelihood

Optimalna metoda dekodiranja pregleda vse možne kombinacije oddanih bitov, žal pa je njena časovna zahtevnost eksponentno odvisna od spektralne učinkovitosti, tako da je za praktične sisteme z večjo spektralno učinkovitostjo neuporabna. Poišče minimum izraza $\mathbf{H}\mathbf{x}-\mathbf{y}$ za vse možne oddane simbole. Slabost metode je velika računsko kompleksnost, daje pa najboljše rezultati, saj je to tudi teoretično optimalno dekodiranje.

2.5.5 Rezultat simulacije zanesljivosti delovanja

Na sliki 3 vidimo primerjavo uspešnosti dekodiranja opisanih postopkov v nekoreliranem Rayleigh MIMO kanalu s štirimi oddajnimi in štirimi sprejemnimi antenami in QPSK modulacijo. Slika prikazuje verjetnost napake (ang. *BER – Bit Error Rate*) dekodiranja v odvisnosti od povprečnega razmerja signal/šum (ang. *Signal to Noise Ratio*). Vidimo, da daje najboljše rezultate ML dekodiranje, ki pa je žal časovno zelo zahtevno.



Slika 3: Uspešnost dekodiranja predstavljenih algoritmov.

Trivialna detekcija s psevdo-inverzno matriko daje najslabše rezultate, saj v primeru koreliranosti dveh anten pride do močnega ojačanja šuma pri detekciji, kar močno pokvari rezultate. V nadaljevanju bom predstavil prilagodljiv sistem MIMO, ki takšne situacije v naprej prepreči, tako da postane tudi preprosto dekodiranje uporabno.

3 PREDLAGANI PRILAGODLJIV SISTEM MIMO

3.1 Uvod v prilagodljive sisteme MIMO

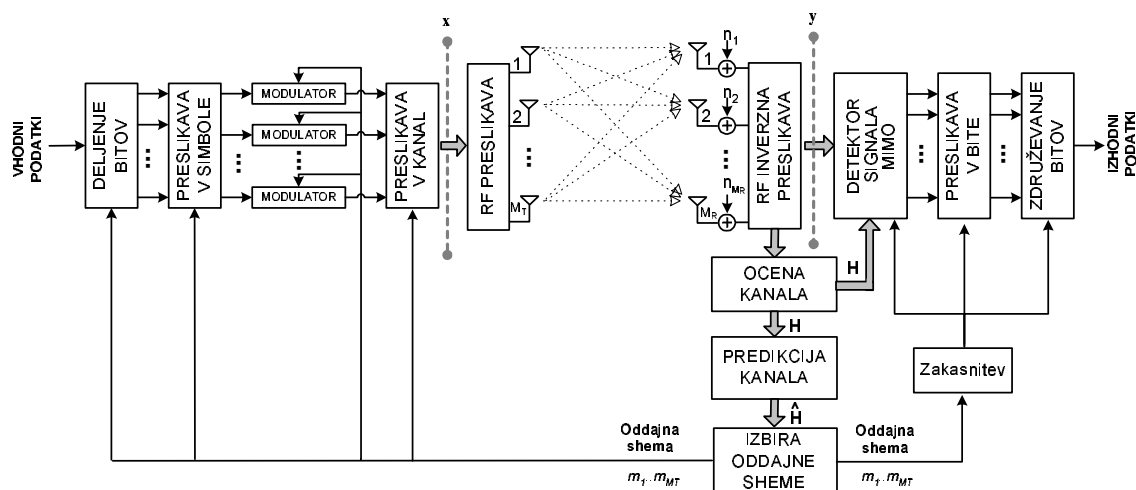
Pri opisanih postopkih detekcije so razmere v radijskem kanalu poznane sprejemniku, ne pa tudi oddajniku. Če oddajnik pozna razmere v radijskem kanalu, se lahko prilagodi trenutnemu stanju radijskega kanala in ga zato bolje izkoristi. Take sisteme imenujemo adaptivni sistemi. Ob ugodnih razmerah adaptivni sistemi povečajo pretok informacije, ob slabih pa zmanjšajo. S tem zagotavljajo približno konstantno zanesljivost delovanja. Zato so adaptivni komunikacijski sistemi zaželeni v aplikacijah, ki ne potrebujejo konstantne hitrosti prenosa podatkov, zahtevajo pa veliko zanesljivost in kapaciteto prenosa.

Ker so dobljeni podkanali med seboj ortogonalni, se kodno modulacijski postopek izbira neodvisno za vsak podkanal. Teoretična kapaciteta sistema MIMO je enaka vsoti kapacitet N podkanalov, ki so določeni z diagonalnimi elementi matrike Λ (6). Opisana metoda ima tudi nekaj pomanjkljivosti, ki otežijo praktično izvedbo:

- Oddajnik mora poznati matriko \mathbf{V} in ojačanja podkanalov, kar predstavlja $M_T^2 + N$ kompleksnih vrednosti. S tem se izgublja del kapacitete sistema, saj so vrednosti ocenjene na sprejemniku in morajo biti prenesene nazaj na oddajnik. Vsaka napaka pri prenosu teh vrednosti pokvari prenos podatkov.
- Množenje oddajnega vektorja \mathbf{x} z matriko \mathbf{V} poveča razmerje med maksimalno in povprečno oddajno močjo (ang. *PAPR-Peak to Average Power Ratio*) oddanega signala. Nelinearni ojačevalniki v končnih stopnjah komunikacijskih sistemov oddanim signalom z visoko vrednostjo PAPR razširijo frekvenčni spekter ter povečajo verjetnost bitne napake pri izbranem razmerju signal šum.
- Oddajnik dobi podatke o kanalu z zamudo. Za oddajo v najboljšem primeru uporablja matriko prejšnjih ocenjenih vrednosti za matriki \mathbf{V} in Λ , oziroma pričakovanih vrednosti, če je uporabljen linearni prediktor. Sprejemnik mora uporabiti matriki \mathbf{U} in Λ , dobljeni iz iste matrike \mathbf{H} , čeprav je v času sprejetja signala poznana že nova matrika \mathbf{H} (Javornik, 2003). Tukaj bi lahko rekli, da se sistem preveč prilagodi na ocenjeno stanje kanala. Če je kanal resnično tak ob oddaji deluje zelo dobro, saj so podkanali po transformaciji neodvisni, ob malo spremenjenem stanju kanala pa se zanesljivost hitro slabša, kot bo pokazano v nadaljevanju.

3.2 Bločna shema predlaganega adaptivnega sistema MIMO

Zaradi opisanih pomanjkljivosti sem predlagal nov adaptivni sistem (Plevel, 2004), ki odpravlja opisane pomanjkljivosti.



Slika 4: Predlagani adaptivni sistem MIMO.

Slika 4 prikazuje delovanje novega adaptivnega sistema MIMO. Sistem izbira oddajne antene in prilagaja način njihovega delovanja stanju kanala. Izbor anten in načina njihovega delovanja se vrši na sprejemniku, saj ta vedno pozna stanje kanala. Na oddajno stran je potrebno prenesti le nekaj bitov podatkov za vsako oddajno anteno, s katerimi sprejemnik naroči oddajniku ali naj bo antena uporabljena in kodno modulacijski postopek za uporabljene antene. Te podatke o načinu delovanja bomo imenovali oddajna shema. Na podlagi izbrane oddajne sheme oddajnik združi podatkovne bite za oddajo v simbole, na katerih izvede enega izmed izbranih kodno modulacijskih postopkov. Nato porazdeli oddajno moč med uporabljene antene, ostale pa izklopi. V naslednjem razdelku bomo opisali algoritem za izbiro oddajne sheme, saj le ta določa kako uspešno se bo sistem prilagajal stanju kanala.

3.3 Algoritem za izbor oddajne sheme

Algoritem za izbiro uporabljenih anten in načina delovanja (kodno modulacijskega postopka) se nahaja v bloku, označenem z "izbira oddajne sheme" na sprejemni strani komunikacijskega sistema slike 4. Cilj algoritma je prenesti čim več bitov informacije, pri tem pa zagotoviti verjetnost napake prenosa, manjšo od zahtevane mejne vrednosti. Optimalna oddajna shema je odvisna od izbranega dekodirnega postopka. V našem primeru smo izbrali preprost dekodirni postopek, ki uporablja detekcijo signala s pomočjo psevdoinverzne matrike. Pri detekciji signala MIMO s pomočjo psevdo-inverzne matrike je mogoče analitično izraziti razmerje signal/šum (SNR) na posameznem detektorju signala ter tako določiti pričakovano verjetnost napake pri detekciji ter na osnovi tega izbrati kodno modulacijski postopek.

Shema celotnega algoritma za izbiro oddajne sheme je prikazana na sliki 5. Vhod v algoritem je trenutno ali pričakovano prihodnje stanje kanala, ki je opisano z matriko \mathbf{H} . Izhod iz algoritma je izbrana oddajna shema, torej izbor enega izmed možnih načinov delovanja θ do L za vsako oddajno anteno. Izbor načina delovanja za i -to oddajno anteno bomo imenovali m_i , količino prenesene informacije v bitih za i -ti način delovanja pa b_i . Način θ pomeni, da je oddajna antena izklopljena, torej ne prenaša informacije in ne povzroča motenj ostalim antenam.

Algoritem najprej izračuna psevdo-inverz matrike \mathbf{H} , ki ga označimo z \mathbf{G} :

$$\mathbf{G} = \mathbf{V} \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{U}^*. \quad (24)$$

Uporabljene matrike \mathbf{U} in \mathbf{V} so dobljene z dekompozicijo matrike \mathbf{H} preko SVD (7), $\mathbf{\Lambda}^{-1}$ pa je diagonalna matrika, dobljena iz diagonalnih vrednosti matrike $\mathbf{\Lambda}$ po enačbi:

$$\lambda_i^{-1} = \begin{cases} \frac{1}{\lambda_i}, & \lambda_i > \varepsilon \\ \frac{1}{\varepsilon}, & \lambda_i \leq \varepsilon \end{cases}. \quad (25)$$

Vrednost ε je poljubno dovolj majhno realno število. Opisana metoda izračuna psevdo-inverzno matriko na nestandarden način. Pri standardnem načinu izračuna se vrednostim $\lambda_i \leq \varepsilon$ dodeli vrednost $\lambda_i^{-1} = 0$. Majhne vrednosti λ_i pomenijo, da so kanali močno korelirani, torej močno motijo drug drugega. Če postavimo $\lambda_i^{-1} = 0$, ne moremo pravilno oceniti razmerja signal/šum na detektorju, saj smo s tem zanemarili največji prispevek šuma na detektorju.

Nato izračunamo razmerje signal/šum pri detektiranju za vsako posamezno anteno. Oddani simboli se na sprejemu izračunajo tako, da se stolpčni vektor sprejetih simbolov \mathbf{y} pomnoži z matriko \mathbf{G} , nato pa se sprejeti signal demodulira:

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathcal{Q}(\mathbf{G} \mathbf{y}) = \mathcal{Q}(\mathbf{G}(\mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n})) = \mathcal{Q}(\mathbf{x} + \mathbf{G} \mathbf{n}), \quad (26)$$

kjer je \mathcal{Q} proces demodulacije, $\hat{\mathbf{x}}$ pa dekodirana vrednost oddanega signala \mathbf{x} . Izvor napak pri dekodiranju je aditivni Gaussov šum. Detektiran signal za i -to oddajno anteno je popačen z Gaussovim šumom iz vseh M_R sprejemnih anten, kot je razvidno iz enačbe (27):

$$\hat{x}_i = \mathcal{Q}(x_i + g_{i1}n_1 + g_{i2}n_2 + \dots + g_{iM_R}n_{M_R}). \quad (27)$$

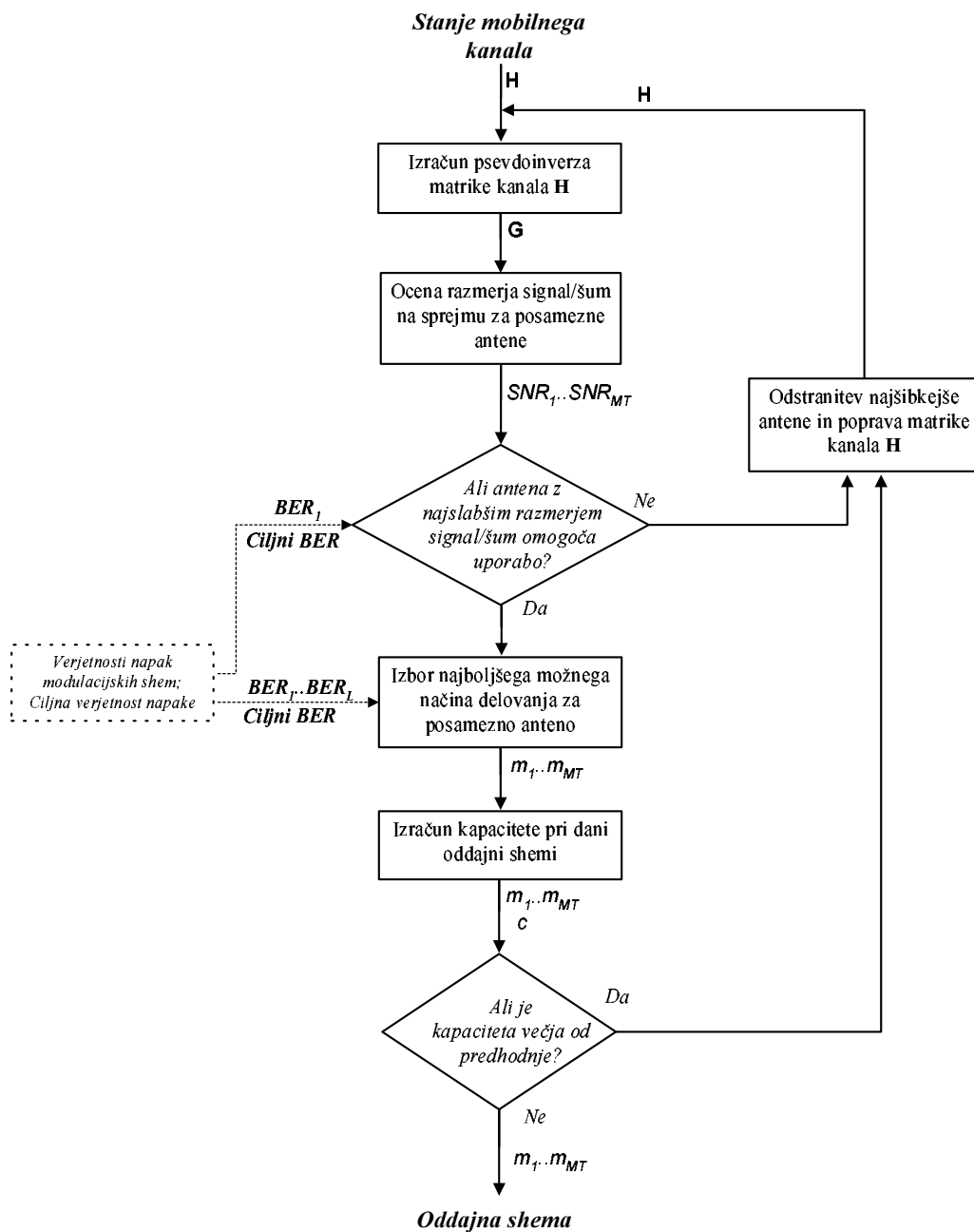
Če predpostavljamo enako povprečno velikost šuma N_0 na vseh sprejemnih antenah, potem je razmerje signal/šum za i -to oddajno anteno SNR_i po dekodiranju enako:

$$SNR_i = \frac{P_i}{N_0} \frac{1}{\sum_{j=1}^{M_R} |g_{ij}|^2}. \quad (28)$$

Vrednost P_i je povprečna oddana moč na i -ti anteni. Izraz (P_i/N_0) v enačbi (28) je odvisen od oddane moči na posamezni anteni in izvedbe sprejemnika, medtem ko je drugi člen odvisen od lastnosti kanala. Iz enačbe (28) vidimo, da je vsota kvadratov absolutnih vrednosti v i -ti vrstici matrike \mathbf{G} enaka slabljenju razmerja signal/šum za i -to oddajno anteno. Z opisanim postopkom smo vsaki oddajni anteni izračunali razmerje signal/šum, ki ga dobimo pri opisani detekciji oddanega signala.

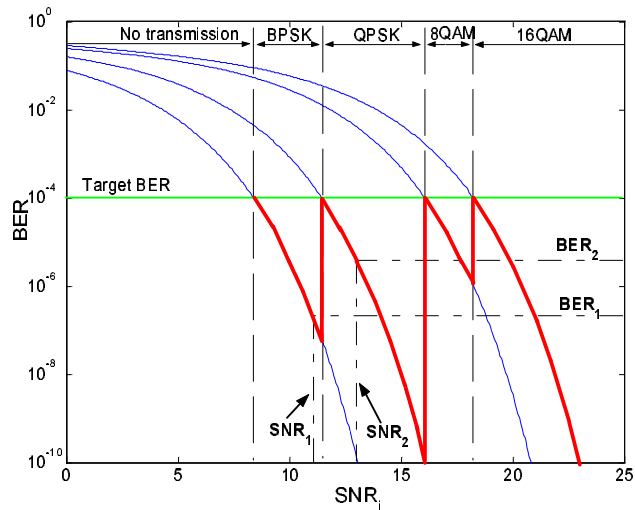
V naslednjem koraku algoritem preveri, če oddajna antena z najmanjšim razmerjem signal/šum omogoča delovanje z verjetnostjo napake, manjšo od dane mejne vrednosti. Če najšibkejša antena ne omogoča dovolj zanesljivega delovanja, potem to anteno algoritem odstrani iz nabora anten ter izbriše ustrezni stolpec v matriki kanala \mathbf{H} . S tem preostale antene dobijo večji del oddajne moči, vrednosti v matriki \mathbf{G} pa postanejo manjše, kar ima za posledico izboljšanje razmerja signal/šum pri detekciji. Zato se algoritem vrne na začetek in

izračuna razmerja signal/šum z novo spremenjeno matriko kanala. Postopek ponavljamo toliko časa, dokler z vsemi preostalimi antenami ne dosežemo vsaj predpisane verjetnosti bitne napake.



Slika 5: Bločna shema algoritma za izbor oddajnih anten in njihovega načina delovanja.

V naslednjem koraku glede na izračunano razmerje signal/šum vsaki oddajni anteni določimo način delovanja (kodno modulačijski postopek) tako, da verjetnost napake pri prenosu ne bo presegala mejne vrednosti, kot prikazuje slika 6. Podrobnosti so opisane v (Webb, 1994) in (Javornik, 2001).



Slika 6: Izbor modulacije pri dani mejni vrednosti napake.

Z opisanim postopkom dobimo oddajno shemo, ki zagotavlja, da verjetnost napake za podatke, oddane na poljubni anteni, ne bo večja od predpisane mejne vrednosti. Zatem algoritem poskuša še povečati kapaciteto sistema. Najprej izračuna kapaciteto sistema z dobljeno oddajno shemo. Ta je enaka vsoti kapacitet posameznih oddajnih anten:

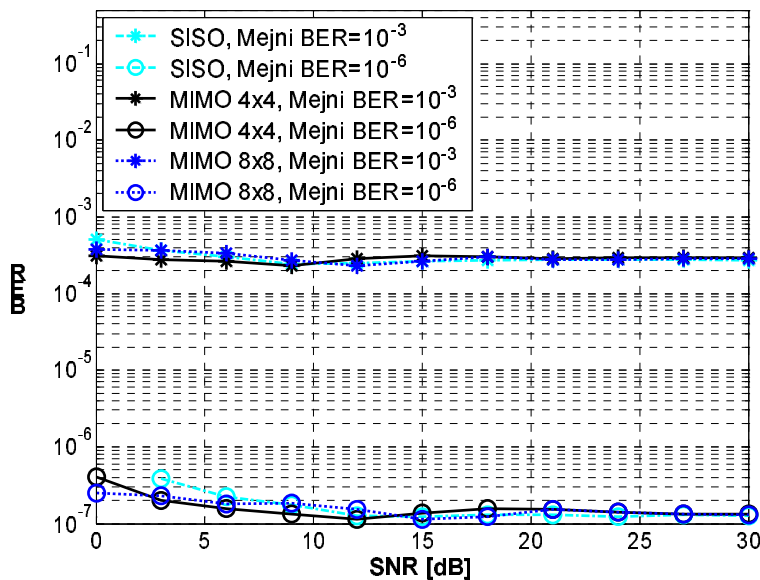
$$c = \sum_{i=1}^{M_T} b_{mi} . \quad (29)$$

Nato poskuša znova odstraniti najšibkejšo oddajno anteno in izračunati novo kapaciteto. Nova kapaciteta je lahko večja, saj se s tem razmere za ostale antene izboljšajo in se na njih lahko prenaša več bitov. Iterativni postopek ponavljamo, dokler se izračunana kapaciteta povečuje.

Končni rezultat algoritma je nabor kodno modulačijskih postopkov, ki zagotavlja prenos podatkov pod predpisano verjetnostjo bitne napake in kapaciteto prenosa, ki je zelo blizu maksimalni, kot bo pokazano v nadaljevanju.

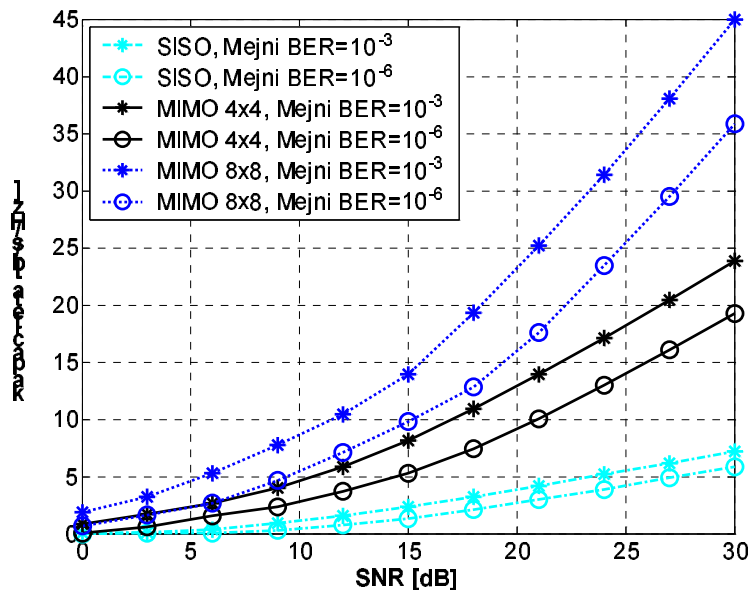
4 REZULTATI SIMULACIJ V NEKORELIRANEM KANALU

Opisani adaptivni sistem MIMO sem simuliral v nekoreliranem Rayleighovem mobilnem kanalu. Vse simulacije so izvedene v Matlab okolju. Izbral sem dva sistema in sicer sistem MIMO s štirimi oddajnimi in štirimi sprejemnimi antenami ($M_T=M_R=4$) ter sistem MIMO z osmimi oddajnimi in osmimi sprejemnimi antenami ($M_T=M_R=8$). Za nabor možnih načinov oddaje uporabljenih anten sem vzel deset različnih stopenj modulacije in sicer *BPSK*, *QPSK*, *8QAM*, *16QAM*, *32QAM*, ... , *1024QAM*, ki omogočajo kapacitete od 1 do 10 bitov na oddajno anteno. Vzeli smo dve mejni vrednosti napake 10^{-3} in 10^{-6} . Oddajna moč se porazdeli enakomerno med uporabljene antene. Oba sistema sem primerjal z običajnim sistemom z eno sprejemno in eno oddajno anteno, imenovanega tudi sistem SISO (ang. *Single Input Single Output*). Na sistem SISO lahko gledamo kot na sistem MIMO s parametri $M_T=M_R=1$.



Slika 7: BER v odvisnosti od razmerja SNR za mejni verjetnosti napake 10^{-3} in 10^{-6} .

Na sliki 7 vidimo, da je opisani algoritem sposoben držati približno konstantno verjetnost napake BER (ang. *Bit Error Rate*) na celotnem simuliranem intervalu razmerja signal/šum od 0 do 30 dB, ne glede na število uporabljenih anten. Verjetnost sicer ni natančno enaka mejni vrednosti, pač pa je vedno nekaj manjša. Za mejni BER 10^{-3} je resnična vrednost verjetnosti napake približno $3 \cdot 10^{-4}$, za mejni BER 10^{-6} pa manj kot $2 \cdot 10^{-7}$. Vzrok je v načinu izbire modulatorskega postopka, ki ga adaptivni algoritem določi tako, da je pri ocenjenem razmerju signal/šum verjetnost napake po dekodiranju vedno manjša od mejne vrednosti.

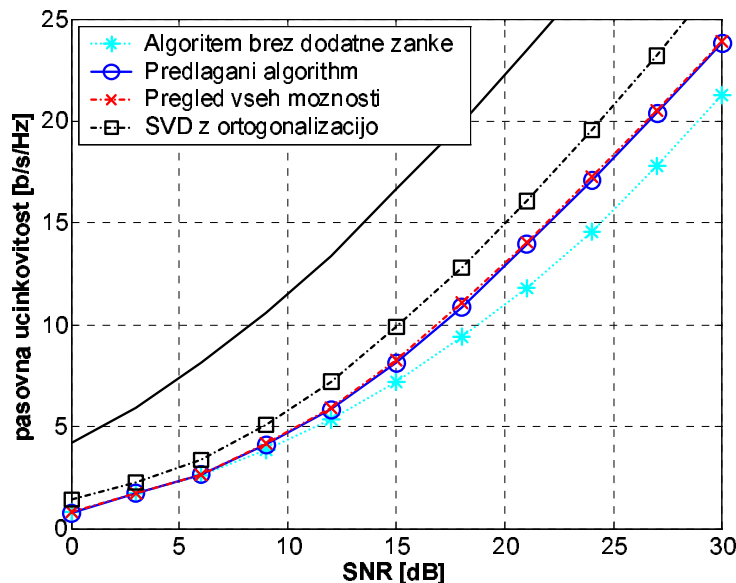


Slika 8: Kapaciteta oziroma spektralna učinkovitost pri mejnih vrednostih napake 10^{-3} in 10^{-6} .

Slika 8 prikazuje, kako je opisani adaptivni sistem MIMO sposoben prilagajati kapaciteto prenosa v odvisnosti od razmerja signal/šum. Vidimo, da je sistem sposoben doseči mnogo večje spektralne učinkovitosti kot običajni sistem SISO. Za adaptivni sistem MIMO s štirimi oddajnimi in štirimi sprejemnimi antenami je pri 15 dB razmerja signal/šum spektralna učinkovitost med 5 in 8 bit/s/Hz, pri 30 dB pa kar od 20 do 24 bit/s/Hz, odvisno od želene zanesljivosti prenosa. Za adaptivni sistem MIMO z osmimi oddajnimi in osmimi sprejemnimi antenami pa se spektralna učinkovitost skoraj podvoji. Pri razmerju signal/šum 0 dB je kapaciteta do 2 bit/s/Hz, pri 15 dB od 10 do 15, pri 30 dB pa kar od 35 do 45 bit/s/Hz.

4.1 Optimalnost izbora načina delovanja

Predlagani algoritem ni optimalen algoritem za izbor oddajne sheme. Optimalen nabor oddajnih anten in njihovega načina delovanja lahko dobimo tako, da pregledamo vse možne kombinacije oddajnih anten, ter jim dodelimo načine delovanja po opisanem postopku. Nato izmed vseh možnih kombinacij izberemo najboljšo. Izkazalo se je, da bi tak algoritem za določitev načina delovanja v prilagodljivih sistemih MIMO sicer dal boljše rezultate, vendar pa je razlika zanemarljiva, kot je razvidno iz slike 9. Tukaj naj opozorim, da ima pregled vseh možnosti eksponentno časovno odvisnost od števila oddajnih anten, medtem ko ima predlagani algoritem linearno časovno odvisnost od števila oddajni anten. Na sliki 9 vidimo tudi, da dodatna zanka za odstranitev oddajnih anten občutno poveča pasovno učinkovitost sistema.



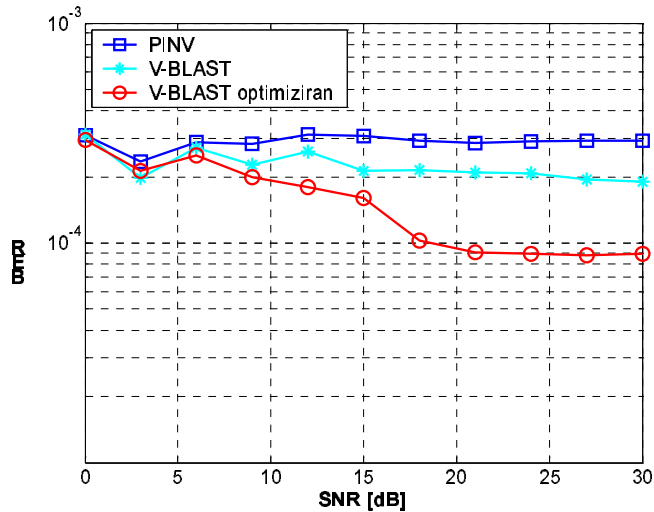
Slika 9: Pasovna učinkovitost pri $BER=10^{-3}$ za $M_T=M_R=4$.

Za primerjavo je na sliki 9 prikazana še pasovno učinkovitost prilagodljivega sistema MIMO s SVD ortogonalizacijo. S tem vidimo, koliko kapacitete zgubimo, ker ne uporabljamo ortogonalnih podkanalov. S polno črto pa je narisana Shanonova meja za kapaciteto.

4.2 Izboljšanje zanesljivosti z V-BLAST detekcijo

Predlagani algoritem za izbiro oddajne sheme deluje na predpostavki detekcije s psevdoinverzno matriko. Kljub temu smo testirali delovanje sistema tudi z V-BLAST iterativnim dekodiranjem. Povečanje zanesljivosti s standardnim V-BLAST dekodiranjem, kot ga je predlagal Foschini ([Foschini, 1996](#)) za neadaptivne sisteme MIMO, je zelo majhno. To je zato, ker je vrstni red dekodiranja tak, da so najprej dekodirani simboli iz anten z največjim ocenjenim SNR_i . V prilagodljivih sistemih MIMO, kjer se za različne oddajne antene uporabljajo različni kodno-modulacijski postopki, pa je verjetnost pravilnega dekodiranja odvisna tudi od izbranega kodno-modulacijskega postopka. Odvisnost napake dekodiranja od SNR_i in kodno-modulacijskega postopka je razvidna iz slike 6. Na primeru vidimo, da dobimo pri razmerju signal/šum SNR_1 večjo verjetnost pravilnega dekodiranja kot pri SNR_2 , kljub temu, da je razmerje SNR_2 večje kot SNR_1 . To je zato, ker se pri SNR_1 uporablja robustnejša BPSK modulacija.

Slika 10 prikazuje uspešnosti dekodiranja za standardno PINV detekcijo, običajno V-BLAST detekcijo ter za izboljšano V-BLAST detekcijo, kjer se vrstni red iterativnega dekodiranja izbira na podlagi največje verjetnosti pravilnega dekodiranja. Uporabljen je predlagan prilagodljiv sistem MIMO s štirimi oddajnimi in štirimi sprejemnimi antenami ter ciljnim $BER=10^{-3}$.

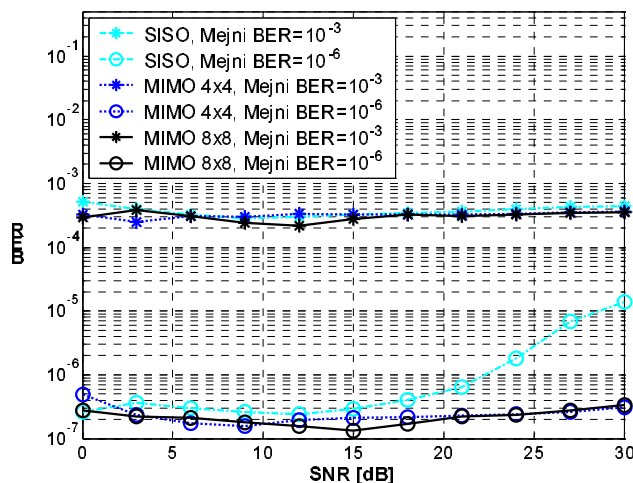


Slika 10: Povečanje zanesljivosti z naprednimi tehnikami dekodiranja.

Na sliki vidimo, da z optimizirano V-BLAST detekcijo dosežemo veliko večje izboljšanje zanesljivosti delovanja, zlasti pri večjih razmerjih signal/šum. Pri manjših razmerjih signal/šum izboljšanje z iterativno detekcijo ni mogoče, saj se uporablja za oddajo samo ena antena. Teoretično optimalno dekodiranje daje zelo malo boljše rezultate, vendar pa je zaradi svoje eksponentne časovne kompleksnosti praktično neuporabno.

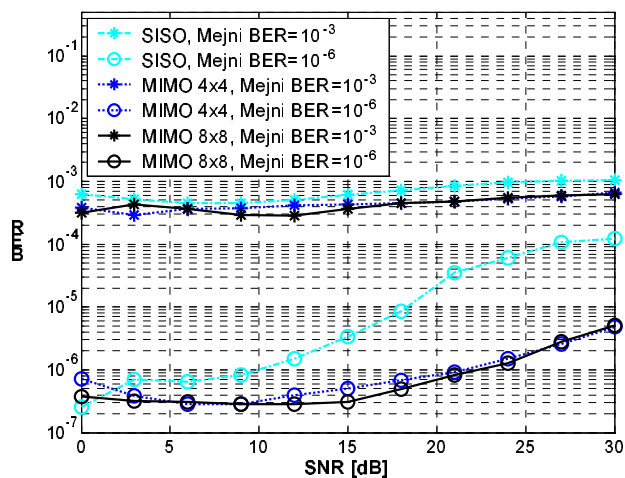
4.3 Občutljivost na spremembe kanala

Simulacije so tudi pokazale, da je opisan sistem neobčutljiv na manjše spremembe stanja kanala v času od začetka izbire oddajne sheme do dejanske oddaje podatkov z izbrano oddajno shemo, če sprejemnik ob sprejemu že pozna pravo stanje kanala. Tako je poslabšanje zanesljivosti delovanja pri povprečni naključni spremembi matrike kanala za manj kot pet odstotkov še zanemarljivo. Pri velikih spremembah stanja kanala pa se verjetnosti napak dekodiranja pri preprostem dekodiranju s psevdo-inverzno matriko povečajo. V tem primeru postane spet smiselno iterativno dekodiranje, saj se verjetnosti napak za različne oddajne antene lahko močno razlikujejo.

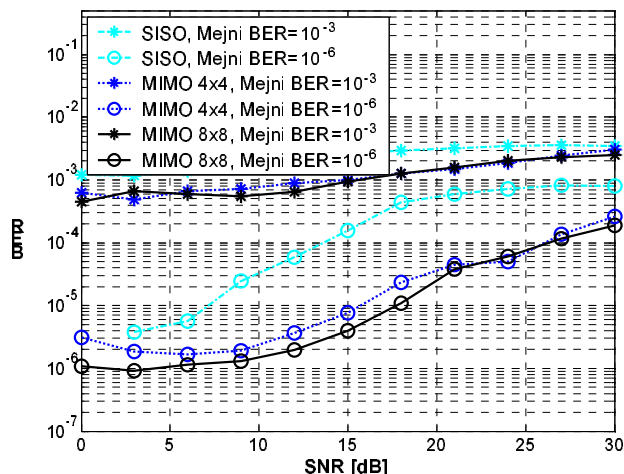


Slika 11: Verjetnosti napake predlaganega adaptivnega sistema MIMO pri spremembi kanala $\sigma=0.05$.

Slika 11 prikazuje delovanje predlaganega prilagodljivega sistema MIMO pri povprečni spremembi vrednosti stanja kanala za 5 odstotkov, kar bomo označili z $\sigma=0.05$. Vidimo, da MIMO 4x4 in MIMO 8x8 delujeta enako dobro, medtem ko je za običajni SISO sistem pri mejni vrednosti napake 10^{-6} povečanje verjetnosti dekodiranja že občutno.



Slika 12: Verjetnosti napake predlaganega adaptivnega sistema MIMO pri spremembi kanala $\sigma=0.1$.

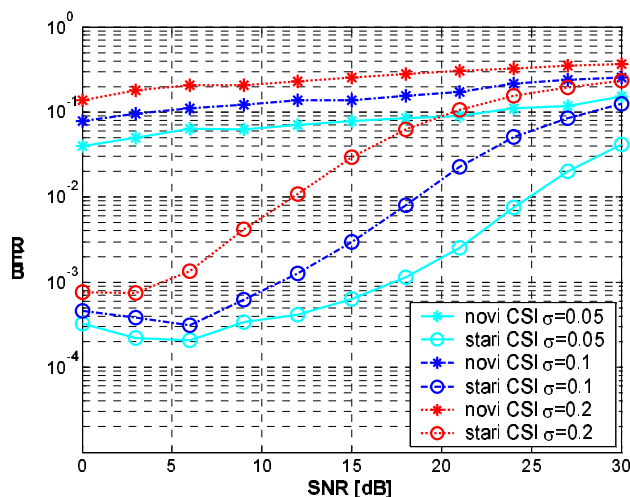


Slika 13: Verjetnosti napake predlaganega adaptivnega sistema MIMO pri spremembi kanala $\sigma=0.2$.

Sliki 12 in 13 prikazujeta verjetnosti napak dekodiranja pri večjih spremembah kanala. Vidimo, da je sistem najbolj občutljiv pri nižjih mejnih BER ter pri večjih razmerjih SNR. To je zaradi tega, ker pri večjih ocenjenih razmerjih SNR predlagani algoritem za izbor oddajne sheme uporablja tudi oddajne antene z zelo velikim relativnim slabljenjem v primerjavi z ostalimi oddajnimi antenami. Te antene pa so zelo občutljive na spremembe kanala, saj se lahko zgodi, da po spremembi kanala postanejo popolnoma nezanesljive.

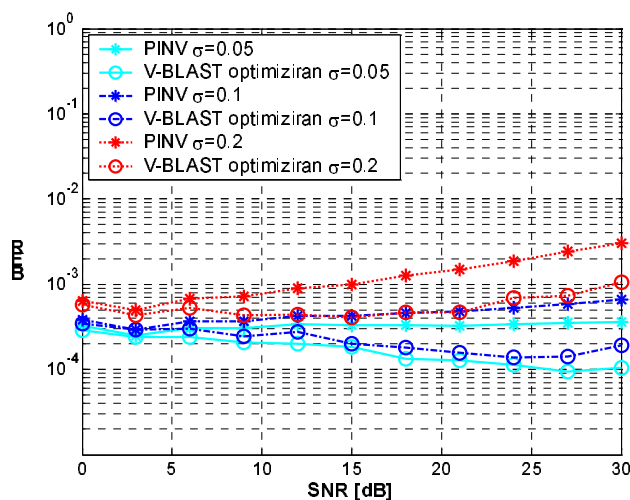
4.3.1 Primerjava občutljivosti sistema s SVD in predlaganega sistema

Pokazano je bilo, da ima sistem z ortogonalizacijo podkanalov s pomočjo SVD največjo prepustnost. V tem razdelku bom pokazal, da je poleg opisanih slabosti tudi zelo občutljiv na spremembe kanala. Zaradi zakasnitve med časom izbora oddajne sheme in časom sprejetja signala, imamo na sprejemu adaptivnega sistema MIMO s SVD dve možnosti za detekcijo. Lahko uporabimo novo stanje o kanalu, ki je že poznano sprejemniku. Vendar ta način detekcije daje zelo slabe rezultate, saj matriki \mathbf{U} in \mathbf{V} nista dobljeni iz iste matrike \mathbf{H} . V tem primeru je ortogonalizacija pokvarjena, kar ima za posledico nepravilno detekcijo. Drugi način detekcije je z uporabo stare informacije o stanju kanala. V tem primeru je ortogonalizacija pravilna, vendar pa je občutljivost na spremembe kanala velika, saj pri sprejemu ne moremo uporabiti informacije o novem stanju kanala.



Slika 14: Občutljivost sistema s SVD na spremembe kanala pri $M_T=M_R=4$ in mejni $BER=10^{-3}$.

Slika 14 prikazuje razmere pri standardni devijaciji kanala 0.05 , 0.1 ter 0.2 . Spet so uporabljene štiri oddajne in štiri sprejemne antene, mejni $BER=10^{-3}$ ter nabor modulacij od $BPSK$ do $1024QAM$. Iz slike je očitno, da sistem s SVD v obeh primerih postane popolnoma neuporaben pri večjih SNR že pri majhnih spremembah kanala.



Slika 15: Občutljivost predlaganega sistema na spremembe kanala pri $M_T=M_R=4$ in mejni $BER=10^{-3}$.

Slika 15 pa prikazuje predlagani adaptivni sistem MIMO z enakimi parametri. Vidimo, da je predlagani sistem mnogo manj občutljiv na spremembe kanala. Z optimizirano V-BLAST detekcijo je sistem sposoben držati verjetnost napake pod mejno na celotnem simuliranem intervalu.

5 SKLEP

V seminarski nalogi sem opisal sisteme z več vhodi in več izhodi, imenovane tudi sisteme MIMO. Prikazal sem nov prilagodljiv sistem MIMO, ki ima nekaj prednosti pred standardnim načinom prilagajanja s pomočjo algoritma SVD. Glavne prednosti so zelo majhno število podatkov, potrebnih za prenos nazaj na oddajno stran, možnost preprostega dekodiranja z najnovejšimi podatki o stanju kanala ter manjša občutljivost na nelinearna popačenja oddajnih ojačevalnikov.

Rezultati simulacij v nekoreliranem Rayleighovem kanalu so pokazali, da opisani sistem lahko doseže bistveno večje kapacitete prenosa, kot jih lahko dosežemo s klasičnimi sistemi SISO. Vendar je potrebno opozoriti, da so razmere v realnosti lahko slabše. V simulacijah smo uporabljali nekoreliran MIMO kanal, ki omogoča največje kapacitete. Čeprav se v praksi radijski kanal lahko močno približa temu modelu, pa so antene zaradi bližine še vedno korelirane. V primeru močne korelacije neadaptivni sistem, kot je npr. V-BLAST, popolnoma odpove, saj oddaja neodvisne nize na vseh oddajnih antenah. Oddani signali se tako motijo med seboj, da dekodiranje ni več mogoče. Taki primeri so povsem mogoči, najbolj preprost je primer, ko obstaja direktna vidljivost med oddajnikom in sprejemnikom. V tem primeru obstaja ena dominantna pot širjenja signalov, kar ima za posledico sicer veliko razmerje signal/šum, ampak žal tudi močno koreliranost oddajnih anten. Predstavljeni adaptivni sistemi MIMO tudi v takih primerih delujejo zanesljivo, vendar se njihova kapaciteta močno zmanjša. V takem primeru oddajajo le z eno anteno, na kateri prenašajo veliko število bitov, sprejemajo pa z vsemi antenami. Zaradi povprečenja šuma na sprejemnih antenah sistem deluje kljub močni korelaciji še vedno bolje od klasičnih sistemov SISO z eno sprejemno in eno oddajno anteno.

Treba je tudi opozoriti, da spektralna učinkovitost ne narašča neomejeno z razmerjem signal/šum, pač pa je navzgor omejena z izbiro kodno modulačijskih postopkov in številom oddajnih anten. Maksimalna spektralna učinkovitost je dosežena, ko se na vseh oddajnih antenah uporablja kodno modulačijski postopek z največjim prenosom bitov, torej je enaka $M_T b_L$.

Težave povzroča tudi premikanje terminalov med komunikacijo. Pri večjih hitrostih premikanja se razmere v radijskem kanalu hitro spreminjajo, zato je nemogoče predvideti optimalno oddajno shemo v trenutku oddaje signala. V tem primeru niti sprejemnik ne pozna točnega stanja kanala, saj se ta lahko spremeni že v času med dvema ocenjevanjema stanja kanala. V primeru mirovanja ali hoje uporabnika pa se kanal ne spreminja tako hitro in v teh primerih tudi sprotna adaptacija ne predstavlja velike težave.

Cena za povečanje spektralne učinkovitosti v sistemu ni majhna. Množica anten in razmeroma kompleksno procesiranje signalov podraži terminale in poveča njihovo velikost, saj morajo biti antene dovolj razmaknjene. Zaključimo lahko, da sistemi MIMO ponujajo veliko povečanje zmogljivosti radijskih komunikacij, vendar pa zaradi mnogih težav še niso popolnoma zaživel v praksi. Vprašanje je, kdaj in v kakšnem obsegu bodo. Zagotovo pa bo zmožnost prilagajanja ključnega pomena, saj samo ta omogoča zanesljivo delovanje in polno izkoriščenost kapacitete v vseh stanjih radijskega kanala.

Literatura

Alamouti, S. (1998). "A simple transmitter diversity technique for wireless communications" *IEEE Journal on Sel. Area Of Comm.*, Special Issue, Vol. 16, no. 8, 1998

Balakrishnam, J., M. Rupp, H. Viswanathan (2000). "Optimal Channel Training for Multiple Antenna System", *Proc. Of Conf. On Multi-acces, Mobility and Teletraffic*, Duck Key, FL, USA, December 2000

Baro, S., G. Bauch, A. Pavlic, and A. Semmler (2000). "Improving blast performance using space-time block codes and turbo decoding", *Proc IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 2, pp. 1061–1066, Nov. 2000.

Catreux, S., V. Erceg, D. Gesbert (2002). "Adaptive Modulation and MIMO Coding for Broadband Wireless Data Networks", *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, no. 6, Jun. 2002., pp. 108-115.

Foschini, G. J. (1996). "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas", *Bell Labs Tech. J.*, Vol. 1, No. 2, Autumn 1996, stran 41-59, 1996.

Gallager, R.G. (1968). "Information theory and reliable communication«, *John Wiley and Sons*, New York 1968.

Gesbert, D., M. Shafi, D. Shiu, P. J. Smith, A. Naguib (2003). "From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems", *IEEE Journal on Selected Areas an Communications*, vol. 21, No. 3, str. 281- 302, april 2003.

Goldsmith, A. J., S. G. Chua (1998). "Adaptive coded modulation for fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-46, no. 5, pp. 595-602, May 1998.

Goldsmith, A., S.A Jafar, N. Jindal, S. Vishwanath (2003). "Capacity limits of MIMO channels" *IEEE J. Select. Areas Comm.*, vol. 21, no. 5, pp. 684- 702, June 2003

Hole, K.J., E. G. Øien (2001). "Adaptive coding and modulation: A key to bandwidth-efficient multimedia communications in future wireless systems," *Teletronikk (special issue on "Wireless future")* vol. 97, no. 1-2001, pp. 49-57, ISSN 0085-7130. May 2001, published by Telenor.

Javornik, T., G. Kandus (2001). An Adaptive Rate Communication System Based on the N-MSK Modulation Technique, *IEICE Transactions on Communications*, Vol.E84-B No.11 p.2946: 2001.

Javornik, T., G. Kandus, S. Plevel, T. Slivnik (2003). "Impact of imperfect channel knowledge on adaptive MIMO system performance", *Recent advances in communications and computer science, (Electrical and computer engineering series, A series of reference books and textbooks). [S.l.]: WSEAS*, str. 51-61, 2003.

- Lee, W. C. Y. (1995). »*Mobile Cellular Telecommunications Systems*«, *Mc Graw-Hill*, 1995
- Molisch, A.F. (2003). "MIMO Systems with Antenna Selection: An Overview", *IEEE Radio & Wireless Conference (RAWCON)*, pp. 167-170, August 2003
- Plevel, S., T. Javornik, G. Kandus (2004). "A recursive link adaptation algorithm for MIMO systems", *AEU Int. J. Electron. Commun.*, sprejeto v objavo (št 4 ali 5), 2004.
- Proakis, J.G. (1995). "Digital communications", *McGraw-Hill*, New York, 1995.
- Schlegel, C., Z. Bagley (2002). »Efficient Processing for High-Capacity MIMO Channels«, *EURASIP JASP*, Vol. 2002, April 2002
- Tarokh, V., N. Seshari, R. Calderbank (1998). "Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction" *IEEE Trans. on Inf. Theory*, vol. 44, no. 2, marec 1998
- Tarokh, V., H. Jafarkhani, A. R. Calderbank (1999). "Space-time Block Codes from Orthogonal Designs", *IEEE Trans. on Inf. Theory*, Vol. 45, July 1999
- Telatar, E. (1999). "Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels," Rm. 2C-174, *Lucent Technologies, Bell Laboratories, USA 07974, European Transactions on Telecommunications*, Vol. 10, No. 6, pp. 585-595, Nov/Dec 1999.
- Torrance, J. M., L. Hanzo (1999). "Latency and networking aspects of adaptive modems over slow indoors Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 48, no. 4, pp. 1237-1251, July 1999.
- Vcelak, J., T. Javornik, J. Sykora, G. Kandus, S. Plevel (2003). »Multiple-Input Multiple-Output Wireless Systems«, *Elektrotehniški vestnik* 70(4): str. 234-239, 2003.
- Xia, P., S. Zhou, G. B. Giannakis (2004). "Adaptive MIMO OFDM based on partial channel state information," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, no. 1, pp. 202-213, January 2004
- Webb, W., L. Hanzo. (1994). "Modern quadrature amplitude modulation : principles and applications for fixed and wireless communications", *Pentech Press, London, New York IEEE Press*, 1994. (download from <http://www.ece.umn.edu/users/pfxia/files/bepe-mcma.pdf>)
- Willink, T.J. (2003). »Design of a fixed wireless access system using MIMO OFDM«, *2nd COST 273 Workshop*, Paris, France, 2003
- Wong, K., R. Cheng, K. Letaief and R. Murch (2001). "Adaptive antennas at the mobile and base stations in an OFDM/TDMA systems," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 49, no. 1, pp. 195-206, Jan. 2001.