

**UNIVERZITET CRNE GORE
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET**

mr Uglješa Urošević

**RJEŠENJA ZA POBOLJŠANJE PERFORMANSI
KOOPERATIVNIH RELEJNIH SISTEMA SA
DISTRIBUIRANIM MIMO TEHNIKAMA**

- DOKTORSKA DISERTACIJA -

Podgorica, 2017. god.

**UNIVERSITY OF MONTENEGRO
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING**

Uglješa Urošević, MSc.

**SOLUTIONS FOR PERFORMANCE IMPROVEMENTS OF
COOPERATIVE RELAY SYSTEMS WITH DISTRIBUTED
MIMO TECHNIQUES**

- DOCTORAL DISSERTATION -

Podgorica, 2017.

PODACI O DOKTORANDU, MENTORU I ČLANOVIMA KOMISIJE

DOKTORAND:

Ime i prezime: **Uglješa Urošević**
Datum i mjesto rođenja: 24.11.1986. godine, Nikšić, Crna Gora
Naziv završenog studijskog programa: Elektronika, telekomunikacije i računari, smjer Telekomunikacije
Godina završetka: 2011. god.

MENTOR:

dr Zoran Veljović, vanredni profesor Elektrotehničkog fakulteta Univerziteta Crne Gore

KOMISIJA ZA ODBRANU DOKTORSKE DISERTACIJE:

dr Milica Pejanović-Đurišić, redovni profesor Elektrotehničkog fakulteta Univerziteta Crne Gore, predsjednik
dr Zoran Veljović, vanredni profesor Elektrotehničkog fakulteta Univerziteta Crne Gore, mentor
dr Aleksandar Nešković, redovni profesor Elektrotehničkog fakulteta Univerziteta u Beogradu, član
dr Tomaž Javornik, vanredni profesor Instituta Jožef Stefan u Ljubljani, član
dr Enis Kočan, docent Elektrotehničkog fakulteta Univerziteta Crne Gore, član

Datum odbrane:

29.03.2018. god.

ZAHVALNICA

Ova doktorska disertacija je rađena pod mentorstvom dr Zorana Veljovića, vanrednog profesora na Elektrotehničkom fakultetu u Podgorici, kojem se posebno zahvaljujem na usmjeravanju tokom studija i izrade disertacije, podršci i pomoći prilikom tokom dugogodišnje saranje.

Ogromnu zahvalnost dugujem porodici na konstantnoj podršci, razumijevanju i ulaganju u moje obrazovanje.

Doktorsku disertaciju posvećujem ocu Draganu, majci Zorici i sestri Ivani.

PODACI O DOKTORSKOJ DISERTACIJI

Naziv doktorskih studija:	Doktorske studije elektrotehnike
Naslov doktorske disertacije:	Rješenja za poboljšanje performansi kooperativnih relejnih sistema sa distribuiranim MIMO tehnikama
Datum prijave disertacije:	22.09.2015. god.
Ključne riječi:	diversity, mobilni radio kanal, kooperativni sistemi, MIMO tehnike, relejni sistemi, STBC, vjerovatnoća greške
Naučna oblast:	Telekomunikacije
Uža naučna oblast:	Bežični komunikacioni sistemi

REZIME

MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) tehnike i relejni sistemi spadaju u ključne tehnike kojima se poboljšavaju performanse mobilnih radio komunikacionih sistema četvrte generacije. MIMO tehnikama se na osnovu dodatnih prostornih resursa poboljšavaju performanse sistema u pogledu vjerovatnoće greške, informacionog kapaciteta, spektralne i energetske efikasnosti i sl. Relejni sistemi osim primarnog cilja poboljšanja kvaliteta veze na ivicama ćelija mogu da se primjenjuju za dodatna poboljšanja performansi bežičnih sistema. Jedan od načina, kojim se nastoji odgovoriti stalno rastućim zahtjevima u pogledu kvaliteta ostvarene mobilne radio veze, predstavlja kombinovanje relejnih sistema i MIMO tehnika. Kooperativnim prenosom između bazne stanice i relejnih stanica moguće je kreirati distribuirani ili virtuelni MIMO koji se ponaša kao klasični MIMO, ali sa manjim brojem antena po čvorištu, što olakšava praktičnu implementaciju. Imajuću u vidu da su prostorno-vremenski blok kodovi najpraktičniji za realizaciju u odnosu na ostala rješenja prostornog *diversity*-ja, u ovoj disertaciji su razmatrani kooperativni relejni sistemi sa distribuiranim prostorno-vremenskim blok tehnikama. Predložena su nova rješenja kojima se smanjuje vjerovatnoća greške kod potpuno ortogonalnih prostorno vremenskih blok kodova, odnosno povećava informacioni kapacitet kod kvazi ortogonalnih prostorno-vremenskih blok tehnika. Razvijeni su originalni simulacioni modeli kojima se kvantitativno utvrđuju ostvarena poboljšanja.

INFORMATION ON DOCTORAL DISSERTATION

Doctoral studies: **Doctoral study of electrical engineering**

Dissertation title: **Solutions for performance improvements of cooperative relay systems with distributed MIMO techniques**

Date of dissertation registration: **22.09.2015.**

Key words: **bit error rate, diversity, mobile radio channel, cooperative systems, MIMO techniques, relay systems, STBC**

Scientific area: **Telecommunications**

Specific scientific area: **Wireless communication systems**

ABSTRACT

MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) techniques and relay systems are among the key techniques for improving performances of mobile radio communication systems of the fourth generation. MIMO techniques improve system performance in terms of error probability, information capacity, spectral and energy efficiency, etc., based on additional spatial resources. Relay systems beside the primary objective of improving the quality of established connection at the edges of the cells, can be applied to further improve the performance of wireless systems. One of the ways to meet the permanent increasing requirements in terms of quality of established radio link represents combination of relay systems and MIMO techniques. Cooperative transmission between the base station and relay stations can be used to create a distributed or virtual MIMO, which behaves as a classical MIMO, but with smaller number of antennas per node which facilitates the practical implementation. Bearing in mind that the space-time block codes are more practical for implementation compared with the other spatial diversity techniques, in this dissertation cooperative relay systems with distributed space-time block codes techniques are analysed. The new proposed solutions decrease bit error rate of full-orthogonal space-time block codes, and increase information capacity of the quasi-orthogonal space-time block techniques. Original simulation models are developed that quantitatively determine achieved improvements.

PREDGOVOR

Ova doktorska disertacija je proistekla iz višegodišnjeg naučno istraživačkog rada sprovedenog na Elektrotehničkom fakultetu, Univerziteta Crne Gore, zatim na više međunarodnih renomiranih istraživačkih centara, od kojih je najznačajniji EPFL (*Ecole Polytechnique Federale de Lausanne*) u Lozani, Švajcarska, gdje su upravo i nastale osnovne postavke disertacije.

U prvom dijelu disertacije su analizirane MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) tehnike, relejni sistemi i kooperativni sistemi, odnosno tri fundamentalne metode na kojima se zasnivaju savremeni mobilni radio komunikacioni sistemi četvrte generacije i kojima se nastoji odgovoriti sve zahtjevnijim izazovima u pogledu kvaliteta servisa koji se pruža krajnjim korisnicima.

Nakon toga su detaljno analizirani kooperativni relejni sistemi sa distribuiranim prostorno-vremenskim blok kodovima, kao najpogodniji za praktičnu realizaciju od MIMO tehnika za postizanje prostornog *diversity*-ja. Definisano je šta bi kod svakog razmatranog modela bilo poželjno unaprijediti.

Polazna ideja je podrazumijevala da se bez izmjena u topologiji razmatranih kooperativnih relejnih sistema, predlože potpuno nove transmisione tehnike, koje će omogućiti poboljšanje performansi. Predložena su nova rješenja koja unapređuju kooperativne relejne sisteme sa distribuiranim prostorno-vremenskim blok kodovima u pogledu vjerovatnoće greške i informacionog kapaciteta. Svako predloženo rješenje je upoređeno sa postojećim kooperativnim relejnim sistemima sa distribuiranim prostorno-vremenskim blok tenikama, što omogućava sagledavanje ostvarnih poboljšanja.

Prateći trendove koji se očekuju kod budućih bežičnih komunikacionih sistema logičan slijed istraživanja je u pogledu masivnih MIMO sistema, zbog planiranih

mikrotalasnih frekvencijskih opsega, zatim u pogledu D2D (*Device-to-Device*), V2V (*Vehicle-to-Vehicle*) i sl. komunikacija.

Glavni doprinosi disertacije su publikovani u više od 20 radova u međunarodnim časopisima i naučnim skupovima, od čega naročito treba istaći 6 radova publikovanih u međunarodnim časopisima sa SCI (*Science Citation Index*) liste.

U Podgorici, jun, 2017.

IZVOD TEZE

Jedna od glavnih karakteristika mobilnih radio komunikacionih sistema su stalno rastući zahtjevi u pogledu brzine prenosa podataka, maksimalno dozvoljenih kašnjenja prilikom prenosa, energetske i spektralne efikasnosti i sl. Tako npr. sistemi pete generacije treba da omoguće 1000 puta veći kapacitet, 10 puta veću spektralnu i energetska efikasnost, 25 puta veću propusnost ćelije, gušću heterogenu mrežu, u poređenju sa mrežama četvrte generacije, zatim brzinu prenosa podataka od 10 Gb/s za malu i 1 Gb/s za veliku mobilnost korisnika. Ovako postavljene zahtjeve za kvalitet ostvarene veze nije lako postići pošto se prenos signala mobilnim radio kanalom odvija u specifičnom okruženju koje podrazumijeva prisustvo velikog broja različitih prepreka, dok mehanizam prostiranja zavisi od talasne dužine prostirućeg signala i okruženja u kome se komunikacija odvija. Uticaj fadinga, *Doppler*-ovog efekta i sl. može značajno da degradira performanse ostvarene mobilne radio veze.

U poslednjih desetak godina se od raznih metoda za poboljšanje ovako degradiranih performansi naročito izdvajaju tehnike koje podrazumijevaju korišćenje prostornih resursa. Upotreba više antena na predajnoj i prijemnoj strani, odnosno primjena MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) tehnika, omogućava uz iste vremensko-frekvencijske resurse značajno poboljšanje performansi. MIMO tehnike se generalno mogu klasifikovati u dvije kategorije: na one koje su dizajnirane u svrhu smanjivanja greške prilikom prenosa podataka i na one koje su namijenjene za povećanje brzine prenosa podataka. Prvima se ostvaruje prostorni *diversity*, dok se drugima realizuje prostorno multipleksiranje.

Pružanje odgovarajućeg kvaliteta servisa korisnicima na ivicama ćelija se može ostvariti dijeljenjem planiranog dugog linka na više kraćih, pri čemu se između bazne stanice i mobilnog terminala uvode relejne stanice. Relejne stanice pored toga što posreduju u razmjeni podataka između baznih i mobilnih stanica, takođe mogu da učestvuju u

kooperativnom vidu prenosa, pri čemu se na mjestu prijema kombinuju signali od više mrežnih čvorišta. Svrha kooperativne transmisije je unapređenje i prevazilaženje određenih problema kod sistema bez kooperacije, uz uvođenje odgovarajuće kompleksnosti. U ovoj tezi se posebno analiziraju kooperativni relejni sistemi sa distribuiranim MIMO tehnikama, jer unose najmanje kompleksnosti u sistem u poređenju sa ostalim načinima kooperacije. U kooperativnim relejnim sistemima sa distribuiranim MIMO tehnikama pojedinačne prednosti MIMO tehnika, relejnih sistema i kooperativnih sistema se integrišu i dodatno se poboljšavaju performanse. Od MIMO tehnika analizirana je distribuirana realizacija prostorno-vremenskih blok tehnika (STBC - *Space Time Block Codes*) kao najpogodnijih za praktičnu realizaciju prostornog *diversity*-ja zbog najmanje kompleksnosti. Razmatrane su ortogonalne STBC i kvazi orogonalne STBC tehnike, namijenjene za klasične MIMO sisteme kod kojih je predajnik opremljen sa dvije odnosno četiri antene, pri čemu se za veći broj predajnih antena može izvesti generalizacija. Pokazano je da se uz manji broj antena po mrežnom čvorištu, u poređenju sa klasičnim MIMO sistemima, postiže isti red prostornog *diversity*-ja.

U tezi su predložena nova rješenja za poboljšanje performansi opisanih kooperativnih relejnih sistema sa distribuiranim potpuno ortogonalnim i kvazi ortogonalnim STBC tehnikama. Predložena su nova rješenja za povećanje informacionog kapaciteta sistema sa distribuiranim potpuno ortogonalnim STBC tehnikama uz neznatno povećanje vjerovatnoće greške. U zavisnosti od stanja na mobilnom radio kanalu jedno od predloženih rješenja može omogućiti kompromis u pogledu zahtjeva za većom brzinom prenosa i manjom vjerovatnoćom greške. Dat je i predlog novog rješenja za poboljšanje BER (*Bit Error Rate*) performansi distribuiranog kvazi ortogonalnog STBC, uz zadržavanje istog protoka informacionih simbola. Što se tiče STBC tehnika namijenjenih za veći broj predajnih antena, moguće je izvesti analogiju sa opisanim distribuiranim tehnikama, pri čemu su u tezi predložena nova rješenja.

Simulacioni rezultati za vjerovatnoću greške po bitu na mjestu prijema su dati za svako predloženo rješenje, upoređeni su sa rezultatima za postojeće distribuirane STBC sisteme i diskutovana su ostvarena poboljšanja.

THESIS OVERVIEW

One of the main characteristics of the mobile radio communication systems are constantly growing requirements in terms of data rate, the maximum allowed transmission delay, energy and spectrum efficiency, etc. E.g. systems of the fifth generation should allow 1000 times greater capacity, 10 times increased spectrum and energy efficiency, 25 times increased cell throughput, ultra-dense heterogeneous networks, compared with the fourth generation networks, then the data rate of 10 Gb/s for a low and 1Gb/s for high mobility users. Thus, it is not easy to achieve the requirements for the quality of established connection, since the mobile radio channel is a specific transmission environment, which implies the presence of a large number of different obstacles, while the propagation mechanism depends on the wavelength of the signal and the environment in which communication takes place. The influence of fading, Doppler effect, etc., can significantly degrade the performance of established connection.

In the last ten years, of various methods for improving thus degraded performance in particular stand out techniques that include the use of space resources. The use of multiple antennas at the transmitter and the receiver side, i.e. the application of MIMO (Multiple Input Multiple Output) techniques, allows using the same time-frequency resources which significantly improve performances. MIMO techniques can be generally classified into two categories: those that are designed to reduce bit error rate during data transfer and those which are intended to increase the data rate. The first are spatial diversity techniques, while the second are used for spatial multiplexing.

Providing appropriate quality of service to the users at the cell edges may be achieved by dividing the long-planned link in a series of short, with introducing relay stations between the base station and the mobile terminal. Relay stations in addition to the fact that they can relay data between base and mobile stations, may also participate in the

cooperative transmission, wherein at the receive side the signals are combined from multiple network nodes. The purpose of the cooperation is to improve the transmission and overcome certain problems with the system without it, with the introduction of appropriate complexity for cooperation. In this thesis, cooperative relay systems with distributed MIMO techniques are particularly analysed, due to smallest complexity introduction in the system compared to other types of cooperation. In the cooperative relay systems with distributed MIMO techniques the individual advantages of a MIMO technique, the relay systems and cooperative systems are integrated and further improve performance. From MIMO technique, distributed realization of STBC (Space Time Block Codes) technique was analysed as most suitable for the practical realization of spatial diversity. Orthogonal STBC and quasi orthogonal STBC techniques, designed for conventional MIMO systems in which the transmitter is equipped with two or four antennas, are considered, while for the larger number of transmit antennas generalization can be performed. It has been shown that with a smaller number of antennas per network node, compared with conventional MIMO systems, the same order of spatial diversity can be achieved.

In this thesis, the new solutions to improve performances of considered cooperative relay systems with distributed orthogonal and quasi-orthogonal STBC techniques are proposed. The proposed new solutions increase the information capacity of the system with distributed orthogonal STBC techniques, with a negligible change in the bit error rate. Depending on the mobile radio channel conditions, one of the proposed solutions can provide compromise on demands for higher data rate and lower probability of error. Also, the new solutions for improving BER (Bit Error Rate) performance of distributed quasi-orthogonal STBC, while maintaining the same flow of information symbols, are proposed. It is possible to perform an analogy to the proposed distributed techniques for the STBC designed for a larger number of transmit antennas, whereby new solutions are proposed in this thesis.

The simulation results for bit error rate at the receive side are given for every proposed solution, compared with the results of existing distributed STBC systems, while the achieved improvements are discussed.

SADRŽAJ

PREDGOVOR	I
IZVOD TEZE	III
THESIS OVERVIEW	V
LISTA SLIKA	IX
LISTA TEBELA	XIV
LISTA SKRAĆENICA	XV
UVOD	1
1. MIMO TEHNIKE	7
1.1. Prostorni <i>diversity</i>	13
1.1.1. Prostorno-vremenske blok tehnike	15
1.1.2. Prostorno-vremenske treliš tehnike	34
1.1.3. Prostorno-frekvencijske tehnike	40
1.1.4. <i>Beamforming</i>	41
1.2. Prostorno multipleksiranje	44
1.2.1. Prostorno multipleksiranje za slučaj poznavanja kanala na prijemnoj i predajnoj strani	45
1.2.2. Prostorno multipleksiranje za slučaj poznavanja kanala samo na prijemnoj strani	47
2. RELEJNI SISTEMI	53
3. KOOPERATIVNI SISTEMI	66

4. KOOPERATIVNI RELEJNI SISTEMI SA DISTRIBUIRANIM

STBC TEHNIKAMA	79
4.1. Kooperativni relejni sistemi sa distribuiranim OSTBC ₂	84
4.2. Kooperativni relejni sistemi sa distribuiranim OSTBC ₄	86
4.3. Kooperativni relejni sistemi sa distribuiranim QOSTBC ₄	89

5. NOVA RJEŠENJA ZA POBOLJŠANJE PERFORMANSI KOOPERATIVNIH**RELEJNIH SISTEMA SA DISTRIBUIRANIM STBC** 97

5.1. Nova rješenja za povećanje informacionog kapaciteta kooperativnih relejnih sistema sa distribuiranim OSTBC ₄	98
5.2. Nova rješenja za distribuiranu realizaciju OSTBC sa 3/4 kodnim odnosom u kooperativnim relejnim sistemima	109
5.3. Novo rješenje za poboljšanje BER performansi kooperativnih relejnih sistema sa distribuiranim QOSTBC ₄	118
5.4. Nova rješenja za povećavanje reda diversity-ja kooperativnih relejnih sistema sa distribuiranim QOSTBC	128

ZAKLJUČAK 141**LITERATURA** 146

LISTA SLIKA

Slika 1.1. Mobilno radio okruženje	8
Slika 1.2. <i>Long-term</i> i <i>short-term</i> feding	8
Slika 1.3. Različite konfiguracije antenskih sistema na predajnoj i prijemnoj strani	10
Slika 1.4. Model MIMO kanala	12
Slika 1.5. Šema MIMO sistema sa STBC	15
Slika 1.6. STTC predajnik	35
Slika 1.7. Trelis STTC koda sa četiri stanja, dizajniran za QPSK modulaciju i primijenjen na sistem sa dvije predajne antene	35
Slika 1.8. Viterbi algoritam, STTC koda za QPSK i dvije predajne antene	36
Slika 1.9. Poređenje prostorno-vremenske blok i prostorno-frekvencijske blok tehnike za matricu T_3	42
Slika 1.10. Šema MIMO sistema koji koristi <i>beamforming</i>	43
Slika 1.11. Predajni <i>precoding</i> i prijemno oblikovanje	45
Slika 1.12. Paralelna dekompozicija MIMO kanala	46
Slika 1.13. Vertikalno multipleksiranje	47
Slika 1.14. Horizontalno multipleksiranje	48
Slika 1.15. DLST multipleksiranje	49
Slika 1.16. TLST multipleksiranje	50
Slika 1.17. Primjer sukcesivnog eliminisanja interferencije kod horizontalnog multipleksiranja	51

Slika 2.1. Prenos pomoću jedne R stanice, <i>dual-hop</i> relejni sistem	54
Slika 2.2. <i>Multi-hop</i> relejni sistem	54
Slika 2.3. <i>Dual-hop</i> relejni sistem sa n relejnih stanica	55
Slika 2.4. Distribuirani MIMO sistem sa dvije relejne stanice	56
Slika 2.5. Ukupna vjerovatnoća greške za <i>dual-hop</i> relejni sistem sa BPSK modulacijom za vrijednosti $P_{e_1} = 10^{-3}$ i $10^{-3} \leq P_{e_2} \leq 10^{-2}$	58
Slika 2.6. Ukupna vjerovatnoća greške za relejni sistem sa tri hopa uz BPSK modulaciju za vrijednosti $P_{e_1} = P_{e_2} = 10^{-3}$ i $10^{-3} \leq P_{e_3} \leq 10^{-2}$	58
Slika 2.7. Primjer <i>mesh</i> mreže	59
Slika 2.8. Primjer D2D komunikacija	60
Slika 3.1. Kooperativni <i>dual-hop</i> relejni sistem	67
Slika 3.2. Kooperativni <i>dual-hop</i> relejni sistem sa n relejnih stanica	70
Slika 3.3. Kooperativni relejni sistem sa <i>beamforming</i> -om i prostornim multipleksiranjem	71
Slika 3.4. Prmjer tri ćelije, signal kojim se prenose korisni podaci je označen crnom bojom dok je signal interferencije označen crvenom bojom	73
Slika 3.5. Prmjer tri ćelije, koordinisani <i>scheduling/beamforming</i>	73
Slika 3.6. Prmjer tri ćelije, koordinisana zajednička transmisija	75
Slika 3.7. Prmjer tri ćelije, koordinisana selekcija tačke transmisije	76
Slika 4.1. Razmatrani model kooperativnog relejnog sistema sa dvije relejne stanice za distribuiranu realizaciju $OSTBC_2$	82
Slika 4.2. Razmatrani model kooperativnog relejnog sistema sa jednom relejnom stanicom za distribuiranu realizaciju $OSTBC_2$	82
Slika 4.3. Razmatrani model kooperativnog relejnog sistema sa dvije relejne stanice za distribuiranu realizaciju $OSTBC_4$ i $QOSTBC_4$	82

Slika 4.4. Razmatrani model kooperativnog relejnog sistema sa jednom relejnom stanicom za distribuiranu realizaciju $OSTBC_4$ i $QOSTBC_4$	83
Slika 4.5. Kreirani virtuelni 4x1 MISO kanal za $OSTBC_4$	88
Slika 4.6. Kreirani virtuelni 4x1 MISO kanal za $QOSTBC_4$	91
Slika 4.7. Vjerovatnoća greške na izlazu iz prijemnika distribuiranih $OSTBC_2$, $OSTBC_4$ i $QOSTBC_4$, QPSK modulacija	93
Slika 4.8. Vjerovatnoća greške na izlazu iz prijemnika distribuiranih $OSTBC_2$, $OSTBC_4$ i $QOSTBC_4$, 16QAM modulacija	93
Slika 4.8. Vjerovatnoća greške na izlazu iz prijemnika distribuiranih $OSTBC_2$, $OSTBC_4$ i $QOSTBC_4$, 64QAM modulacija	94
Slika 5.1. Razmatrani model kooperativnog relejnog sistema sa dvije relejne stanice za distribuiranu realizaciju $OSTBC_4$ i $QOSTBC_4$	98
Slika 5.2. Razmatrani model kooperativnog relejnog sistema sa jednom relejnom stanicom za distribuiranu realizaciju $OSTBC_4$ i $QOSTBC_4$	98
Slika 5.3. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranog $OSTBC_4$ i predloženih postupaka obrade signala (na prvom hopu je <i>Rice-ov</i> feding sa $K=6$ dB, na drugom hopu je <i>Rayleigh-jev</i> feding)	106
Slika 5.4. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranog $OSTBC_4$ i predloženih postupaka obrade signala (na prvom hopu je <i>Rice-ov</i> feding sa $K=10$ dB, na drugom hopu je <i>Rayleigh-jev</i> feding)	106
Slika 5.5. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranog $OSTBC_4$ i prvog predloženog postupaka obrade signala (na prvom hopu je <i>Rice-ov</i> feding sa $K=4$ dB, 8dB i 12dB, na drugom hopu je <i>Rayleigh-jev</i> feding)	107
Slika 5.6. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranog $OSTBC_4$ i predloženih postupaka obrade signala (na prvom hopu je <i>Rice-ov</i> feding sa $K=1$ dB, na	

drugom hopu je <i>Rayleigh</i> -jev feding)	115
Slika 5.7. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranog OSTBC ₄ i predloženih postupaka obrade signala (na prvom hopu je <i>Rice</i> -ov feding sa $K=3\text{dB}$, na drugom hopu je <i>Rayleigh</i> -jev feding)	115
Slika 5.8. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranog OSTBC ₄ i predloženih postupaka obrade signala (na prvom hopu je <i>Rice</i> -ov feding sa $K=5\text{dB}$, na drugom hopu je <i>Rayleigh</i> -jev feding)	116
Slika 5.9. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranih QOSTBC ₄ i OSTBC ₄ i predloženog postupaka obrade signala (QPSK modulacija, idealna estimacija kanala)	123
Slika 5.10. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranih QOSTBC ₄ i OSTBC ₄ i predloženog postupaka obrade signala (16QAM modulacija, idealna estimacija kanala)	123
Slika 5.11. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranih QOSTBC ₄ i OSTBC ₄ i predloženog postupaka obrade signala (64QAM modulacija, idealna estimacija kanala)	123
Slika 5.12. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranih QOSTBC ₄ i OSTBC ₄ i predloženog postupaka obrade signala (QPSK modulacija, neidealna estimacija kanala sa MSPE=1%)	125
Slika 5.13. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranih QOSTBC ₄ i OSTBC ₄ i predloženog postupaka obrade signala (QPSK modulacija, neidealna estimacija kanala sa MSPE=3%)	126
Slika 5.14. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranih QOSTBC ₄ i OSTBC ₄ i predloženog postupaka obrade signala (QPSK modulacija, neidealna estimacija kanala sa MSPE=5%)	127

Slika 5.15. Prvi razmatrani model kooperativnog relejnog sistema za distribuiranu realizaciju QOSTBC ₈	129
Slika 5.16. Virtuelni 8x1 MISO kanal između bazne i mobilne stanice	131
Slika 5.17. Drugi razmatrani model kooperativnog relejnog sistema za distribuiranu realizaciju QOSTBC ₈	133
Slika 5.18. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranog QOSTBC ₄ i predloženih postupaka obrade signala (QPSK modulacija, idealna estimacija kanala)	136
Slika 5.19. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranog QOSTBC ₄ i predloženih postupaka obrade signala (16QAM modulacija, idealna estimacija kanala)...	137
Slika 5.20. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranog QOSTBC ₄ i predloženih postupaka obrade signala (64QAM modulacija, idealna estimacija kanala)...	137
Slika 5.21. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranog QOSTBC ₄ i predloženih postupaka obrade signala (QPSK modulacija, neidealna estimacija kanala sa MSPE=1%)	138
Slika 5.22. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranog QOSTBC ₄ i predloženih postupaka obrade signala (QPSK modulacija, neidealna estimacija kanala sa MSPE=3%)	139
Slika 5.22. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranog QOSTBC ₄ i predloženih postupaka obrade signala (QPSK modulacija, neidealna estimacija kanala sa MSPE=5%)	139

LISTA TABELA

Tabela 1.1. Kombinacija ortogonalnih STBC tehnika i modulacionih šema za različite spektralne efikasnosti	27
Tabela 3.1. Načini realizacije kooperativnog prenosa u <i>dual-hop</i> relejnom sistemusa slike 3.1	68
Tabela 5.1. Razlike zahtijevanih vrijednosti za SNR svih predloženih šema i distribuiranog OSTBC ₄ uz BER=10 ⁻⁴ i vrijednosti $K=\{4\text{dB}, 6\text{dB}, 8\text{dB}, 10\text{dB} \text{ i } 12\text{dB}\}$	107

LISTA SKRAĆENICA

AF	<i>Amplify and Forward</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
CB	<i>Coordinated Beamforming</i>
CS	<i>Coordinated Scheduling</i>
CSI	<i>Channel State Information</i>
CSIR	<i>Channel Side Information at the Receiver</i>
CSIT	<i>Channel Side Information at the Transmitter</i>
DF	<i>Decode and Forward</i>
DLST	<i>Diagonal Layer Space Time</i>
D2D	<i>Device-to-Device</i>
FG	<i>Fixed Gain</i>
HE	<i>Horizontal Encoding</i>
HLST	<i>Horizontal Layer Space Time</i>
IP	<i>Internet Protocol</i>

ISI	<i>Intersimbolska interferencija</i>
JT	<i>Joint Transmission</i>
LOS	<i>Line Of Sight</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
MISO	<i>Multiple Input Single Output</i>
ML	<i>Maximum Likelihood</i>
MMSE	<i>Minimum Mean Square Error</i>
MRC	<i>Maximum Ratio Combining</i>
MSPE	<i>Mean Square Percentage Error</i>
NLOS	<i>Non Line Of Sight</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Ddivision Multiplexing</i>
OSTBC	<i>Orthogonal Space Time Block Code</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
P2P	<i>Peer-to-Peer</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QOSTBC	<i>Quasi Orthogonal Space Time Block Code</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
SIMO	<i>Single Input Multiple Output</i>
SISO	<i>Single Input Single Output</i>
SFBC	<i>Space Frequency Block Codes</i>

SFTC	<i>Space Frequency Trellis Codes</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
STBC	<i>Space Time Block Codes</i>
STTC	<i>Space Time Trellis Codes</i>
SVD	<i>Singular Value Decomposition</i>
TLST	<i>Threaded Layer Space Time</i>
TPS	<i>Transmission Point Selection</i>
VE	<i>Vertical Encoding</i>
VG	<i>Variable Gain</i>
V2V	<i>Vehicle-to-Vehicle</i>
WRC	<i>World Radiocommunication Conference</i>
ZF	<i>Zero Forcing</i>

UVOD

Mobilne radio komunikacije su jedna od najbrže razvijajućih oblasti u telekomunikacijama. Njihov snažan razvoj započinje 1971. godine kada je *Bell telephone Company* predložila ćelijski (celularni) koncept mobilne radio-mreže. Sistemi prve i druge generacije celularnih mobilnih radio-komunikacionih sistema su prvenstveno bili namijenjeni za prenos signala govora. Mobilni radio-komunikacioni sistemi treće generacije su omogućili integraciju u prenosu govornog signala i signala podataka. To su prvi mobilni radio-komunikacioni sistemi koji nisu prvenstveno namijenjeni govornim komunikacijama. Sistemi četvrte generacije podrazumijevaju *all IP (Internet Protocol)* mreže odnosno isključivo paketsku komutaciju, značajno veću spektralnu efikasnost, pružanje širokopojsnih multimedijalnih servisa, tj. prenos signala veoma velikim brzinama, bez obzira na nivo mobilnosti korisnika. Sistemi pete generacije treba da omoguće 1000 puta veći kapacitet, 10 puta veću spektralnu i energetska efikasnost, 25 puta veću propusnost ćelije, gušću heterogenu mrežu, u poređenju sa mrežama četvrte generacije, zatim brzinu prenosa podataka od 10 Gb/s za malu i 1 Gb/s za veliku mobilnost korisnika, [1]-[3].

Ovako postavljene zahtjeve za kvalitet ostvarene veze nije lako postići pošto se prenos signala mobilnim radio kanalom odvija u specifičnom okruženju koje podrazumijeva prisustvo velikog broja različitih prepreka, dok mehanizam prostiranja zavisi od talasne dužine prostirućeg signala i okruženja u kome se komunikacija odvija. Pri tome se signal obično prostire po više putanja, od linije direktne vidljivosti između predajnika i prijemnika, do indirektnog dosezanja signala kroz mehanizme refleksije, difrakcije i rasijanja. Gubici usljed prostiranja i raspodjela prijemnog polja zavise od načina i karakteristika propagacije signala. Objekti različite veličine predstavljaju prepreke na kojima dolazi do rasijanja emitovanog, kao i do pojave jednog ili više reflektovanih radio talasa. Na raspodjelu prijemnog polja utiču kako prirodne prepreke, tako i profil trase po kojoj se kreće mobilna jedinica. Zbog takvih pojava u signalu koji se prenosi mobilnim

radio kanalom javljaju se varijacije amplitude i frekvencije. Ovi efekti nazivaju se jednim imenom fading. Mogući su nagli padovi anvelope primljenog signala u odnosu na njegovu srednju vrijednost. Takođe, posljedica *multipath* propagacije je vremensko širenje primljenog signala što prouzrokuje intersimbolsku interferenciju. Osim toga, u slučaju mobilnosti mobilne stanice i/ili prepreka, komponente signala su izložene *Doppler*-ovom efektu, odnosno pomjeraju frekvencije, koji zavisi od brzine i pravca kretanja mobilne stanice i/ili prepreke. Sve ovo može značajno da degradira performanse ostvarene mobilne radio veze, [4]-[7].

Imajuću u vidu stalnu potrebu za sve većim brzinama prenosa podataka, za manjim kašnjenjima prilikom prenosa, za energetske i spektralno efikasnijim mrežama, razvijaju se razni načini za poboljšanje ovako degradiranih performansi. Rješenja se zasnivaju na korišćenju dodatnih frekvencijskih, vremenskih ili energetskih resursa, zatim na algoritmima ekvalizacije mobilnog radio kanala, kodovima za detekciju i korekciju greške i sl. Ipak, zbog limitiranosti u pogledu raspoloživog frekvencijskog spektra, dostupnih vremenskih slotova i energetskih resursa, zatim usljed regulatornih ograničenja vezanih za dozvoljen vrijednosti nivoa električnog polja, performanse se mogu samo do određene mjere poboljšati. U poslednjih desetak godina do izražaja dolaze tehnike koje podrazumijevaju korišćenje prostornih resursa. Novi resursi u prostornom domenu, tj. upotreba više antena na predajnoj i prijemnoj strani, odnosno upotreba MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) tehnika, omogućavaju uz iste vremensko-frekvencijske resurse značajno unapređenje kvaliteta ostvarene veze. MIMO tehnike se generalno mogu klasifikovati u dvije kategorije: na one koje su dizajnirane u svrhu smanjivanja greške prilikom prenosa podataka i na one koje su namijenjene za povećanje brzine prenosa podataka. Prvima se ostvaruje prostorni *diversity*, dok se drugima realizuje prostorno multipleksiranje. Prostornim *diversity*-jem se obezbjeđuje veća pouzdanost pri određenoj brzini prenosa podataka, dok se prostornim multipleksiranjem obezbjeđuje veća brzina prenosa podataka za datu vjerovatnoću greške. Zavisno od toga da li postoji poznavanje mobilnog radio kanala na predajnoj strani različite su tehnike kojima se ostvaruje prostorni *diversity*, odnosno prostorno multipleksiranje, pri čemu se pretpostavlja poznavanje mobilnog radio kanala na prijemnoj strani. Iako se bolje performanse postižu postupcima koji zahtijevaju poznavanje kanala i na predajnoj i prijemnoj strani, problem u tom slučaju

predstavlja potreba za pouzdanom povratnom vezom od prijemnika ka predajniku. Ukoliko su promjene u mobilnom radio kanalu veoma brze, tada čak i uz pouzdanu povratnu vezu prijemnika i predajnika može doći do značajnih razlika između stvarnog stanja u mobilnom radio kanalu i prosljeđene estimacije mobilnog radio kanala od prijemnika ka predajniku. Sa stanovišta praktične primjene, zbog manje kompleksnosti od posebnog su značaja prostorno vremenske blok tehnike (STBC – *Space Time Block Code*), kod kojih nije potrebno poznavanje kanala na predajnoj strani. Ove prostorno vremenske blok tehnike se mogu podijeliti na potpuno ortogonalne i kvazi ortogonalne. Potpuno ortogonalne tehnike omogućavaju manju intersimbolsku interferenciju u poređenju sa kvazi ortogonalnim ali imaju manji informacijski kapacitet, kao posljedicu veće redundantnosti, [8]-[10].

Za ostvarivanje većeg dometa i pružanja odgovarajućeg kvaliteta servisa korisnicima na ivicama ćelija potrebno je primjenjivati tehnike za umanjivanje uticaja *multipath* propagacije i/ili povećavanje emitovane snage. Tehnikama za smanjivanje uticaja *multipath* propagacije se utiče na ublažavanje naglih padova anvelope signala na mjestu prijema, ali se ne može uticati na propagaciono slabljenje signala. Za manji uticaj slabljenja signala na trasi bilo bi potrebno povećati emitovanu snagu. Zbog regulatornih ograničenja koja propisuju maksimalno dozvoljene vrijednosti nivoa električnog polja, zbog povećane interferencije usljed veće predajne snage, kao i zbog energetske resursa nije moguće prekoračiti dozvoljene vrijednosti emitovane snage. Povećanje dometa se može ostvariti dijeljenjem planiranog dugog linka na više kraćih, pri čemu se između bazne stanice i mobilnog terminala uvode relejne stanice. Osim poboljšanja pokrivanja, relejne stanice mogu uticati i na povećanje informacionog kapaciteta, energetske i spektralne efikasnosti, smanjivanje vjerovatnoće greške i sl. Relejne stanice pored toga što mogu da posreduju u razmjeni podataka između baznih i mobilnih stanica, takođe mogu da učestvuju u kooperativnom vidu prenosa, pri čemu se na mjestu prijema kombinuju signali od više mrežnih čvorišta, [11]-[13].

Svrha kooperativne transmisije je unapređenje i prevazilaženje određenih problema kod sistema bez kooperacije, uz uvođenje odgovarajuće kompleksnosti zbog kooperacije. Primjenom MIMO sistema sa samo jednim predajnikom i prijemnikom ostvaruju se poboljšanja u odnosu na SISO modele. Međutim, postoje ograničenja zbog broja antena

koje se mogu implementirati, a samim tim postoje i ograničenja u postignutom poboljšanju performansi. Moguće rješenje za dodatna poboljšanja ogleda se u uvođenju novih mrežnih čvorišta koja će učestvovati u prenosu podataka, tipa novih baznih, relejnih ili mobilnih stanica. Moguća je realizacija virtuelnog ili distribuiranog MIMO sistema koji se ponaša kao klasični MIMO, preko više mrežnih čvorišta. U distribuiranim MIMO sistemima postignuti maksimalan broj virtuelnih predajnih i prijemnih antena ne zavisi isključivo od fizičkih dimenzija predajnika i radne frekvencije, već dominantno od broja mrežnih čvorišta koja učestvuju u prenosu. Pri tome treba voditi računa o kompleksnosti implementacije i eksploatacije sistema. Osim dodavanjem novih mrežnih čvorišta, kooperativna transmisija se može realizovati između već postojećih čvorišta. Na ovaj način, iako nema veće cijene u pogledu broja elemenata u mreži, može doći do usložnjavanja sistema zbog porasta količine podataka koji se razmjenjuju između elemenata u mreži, zbog neophodne podrške kooperativnom prenosu, kao i zbog kompleksnosti algoritma prenosa i obrade velike količine informacija. Očigledno je da treba tražiti kompromis između nivoa kompleksnosti koji je neophodan za podršku određenom vidu kooperativnog prenosa i onoga što se takvom transmisijom može postići, [14]-[16].

U ovoj tezi će se posebno analizirati kooperativni relejni sistemi sa distribuiranim MIMO tehnikama, jer unose najmanje kompleksnosti u sistem u poređenju sa ostalim načinima kooperacije. U kooperativnim relejnim sistemima sa distribuiranim MIMO tehnikama pojedinačne prednosti MIMO tehnika, relejnih sistema i kooperativnih sistema se integrišu i dodatno se poboljšavaju performanse. Ukoliko je npr. potrebno da između predajnika i prijemnika postoji MIMO kanal određenog reda, ali ga zbog ograničenja nije moguće postići, u kooperativnim relejnim sistemima se može distribuirano, odnosno virtuelno, realizovati takav kanal, pri čemu mrežna čvorišta mogu biti opremljena čak i sa samo jednom antenom. Od MIMO tehnika analiziraće se distribuirana realizacija STBC tehnika kao najpogodnijih za praktičnu realizaciju prostornog *diversity*-ja zbog najmanje kompleksnosti. Detaljno će se razmatrati ortogonalne STBC i kvazi orogonalne STBC tehnike, namijenjene za klasične MIMO sisteme kod kojih je predajnik opremljen sa dvije odnosno četiri antene, pri čemu se za veći broj predajnih antena može izvesti generalizacija. Pokazaće se da se uz manji broj antena po mrežnom čvorištu, u poređenju sa klasičnim

MIMO sistemima, postiže isti red prostornog *diversity*-ja. Broj prijemnih antena može biti proizvoljan i ne utiče na algoritam prenosa.

Iz razmatranih distribuiranih potpuno ortogonalnih i kvazi ortogonalnih STBC šema u kooperativnim relejnim sistemima, jasno će se uočiti šta bi trebalo poboljšati kod jednih, a šta kod drugih tehnika. Pošto za razliku od klasičnih MIMO sistema ovdje postoje dodatna mrežna čvorišta koja učestvuju u kooperaciji, moguće je modifikovati transmisionu šemu u cilju poboljšanja performansi. Dakle, osim mogućnosti za implementaciju većeg broja antena, odnosno kreiranja virtuelnog MIMO kanala većeg reda u poređenju sa klasičnim MIMO sistemima, distribuirana realizacija pruža dodatne opcije. Virtuelni MIMO kanal većeg reda svakako pruža bolje performanse u odnosu na MIMO kanal manjeg reda između jednog predajnika i prijemnika, dok kooperativni prenos uz određene modifikacije transmisionih šema omogućava poboljšanje performansi čak i za isti red virtuelnog i klasičnog MIMO kanala.

Kod potpuno ortogonalnih STBC tehnika, namijenjenih za MIMO sisteme sa dvije predajne antene, kodni odnos je 1 uz postojanje potpune ortogonalnosti između informacionih simbola, odnosno nije moguće poboljšati ortogonalnost ili povećati informacioni kapacitet. Kod potpuno ortogonalnih STBC namijenjenih za MIMO sisteme sa više od dvije antene postoji potpuna ortogonalnost između informacionih simbola ali uz cijenu manjeg informacionog kapaciteta u poređenju sa kvazi ortogonalnim STBC namijenjenih za MIMO sisteme sa istim brojem predajnih antena. Očigledno je da kod potpuno ortogonalnih STBC tehnika treba tražiti načine za povećanje protoka simbola, zadržavajući što je više moguće slične BER performanse. Kvazi ortogonalne STBC tehnike imaju veći informacioni kapacitet u poređenju sa potpuno ortogonalnim, ali i veću vjerovatnoću greške na mjestu prijema. Slijedi da kvazi ortogonalne STBC tehnike treba unaprijediti u pogledu ostvarivanja što manje vjerovatnoće greške, uz zadržavanje njihove glavne prednosti u pogledu informacionog kapaciteta, [17]-[19].

U tezi će biti predložena nova rješenja za poboljšanje performansi opisanih kooperativnih relejnih sistema sa distribuiranim potpuno ortogonalnim i kvazi ortogonalnim STBC tehnikama. Biće predložena nova rješenja za povećanje informacionog

kapaciteta sistema sa distribuiranim potpuno ortogonalnim STBC tehnikama uz zadržavanje slične vjerovatnoće greške. U zavisnosti od stanja na mobilnom radio kanalu jedno od predloženih rješenja može omogućiti kompromis u pogledu zahtjeva za većom brzinom prenosa i manjom vjerovatnoćom greške. Daće se i predlog novog rješenja za poboljšanje BER performansi distribuiranog kvazi ortogonalnog STBC, uz zadržavanje istog protoka informacionih simbola. Što se tiče STBC tehnika namijenjenih za veći broj predajnih antena, moguće je izvesti analogiju sa opisanim distribuiranim tehnikama, pri čemu će se u tezi predložiti nova rješenja. Takvi modeli sistema će uključivati više čvorišta i/ili više antena po čvorištu.

Cilj ove doktorske teze je da se pokaže da nova predložena rješenja zaista pružaju adekvatno poboljšanje performansi kooperativnih relejnih sistema sa distribuiranim STBC tehnikama. Simulacioni rezultati za vjerovatnoću greške po bitu na mjestu prijema će biti dati nakon svakog predloženog rješenja, što će omogućiti sagledavanje ostvarenih poboljšanja.

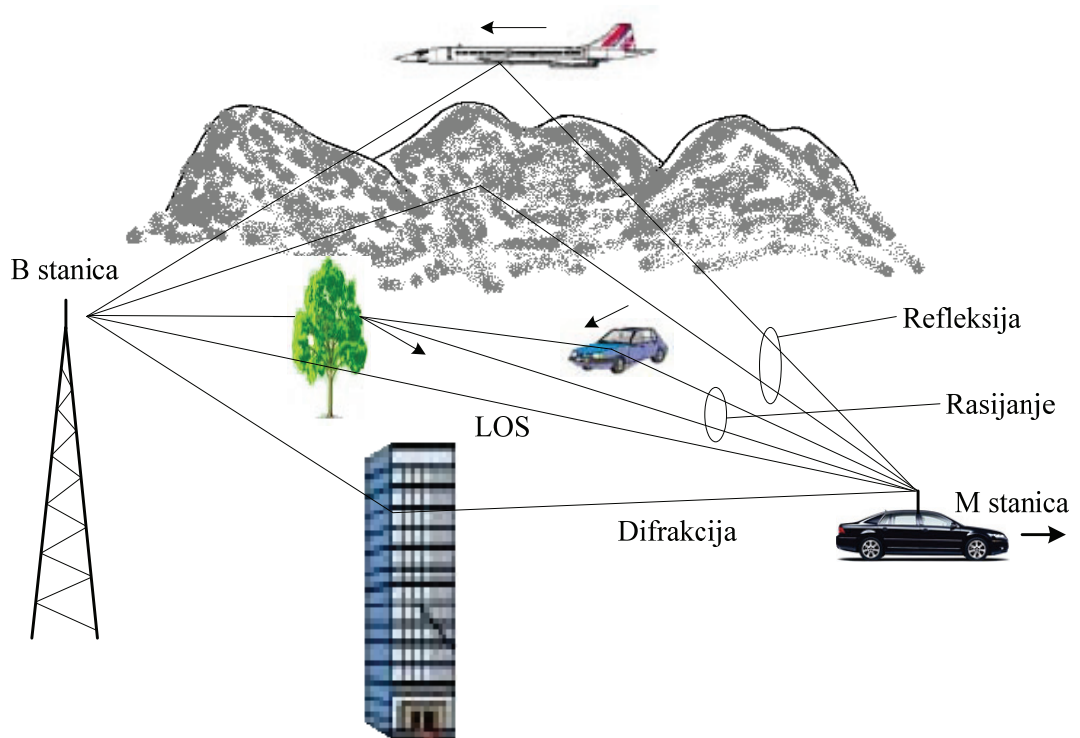
Teza je organizovana u pet poglavlja. Nakon uvoda, u Glavi 1 će biti dat opis MIMO tehnika, sa naglaskom na tehnike prostornog *diversity*-ja. U Glavi 2 se opisuju ključne karakteristike relejnih sistema. Kooperativni sistemi, od najjednostavniji do najsloženijih varijanti se daju u Glavi 3. Nakon ovog Uvoda, u Glavi 4, se detaljno opisuju kooperativni relejni sistemi sa STBC tehnikama. Biće upoređene performanse ortogonalnih i kvazi ortogonalnih STBC tehnika i pokazano šta bi trebalo unaprijediti kod obje STBC varijante. Na osnovu toga će u Glavi 5 biti predložena potpuno nova rješenja za poboljšanje performansi kooperativnih relejnih sistema sa STBC tehnikama. Detaljno će biti opisane nove predložene transmisione tehnike. Simulacioni rezultati za vjerovatnoću greške po bitu na mjestu prijema će pokazati poboljšanja predloženih rješenja. Na kraju je dat zaključak.

1. MIMO TEHNIKE

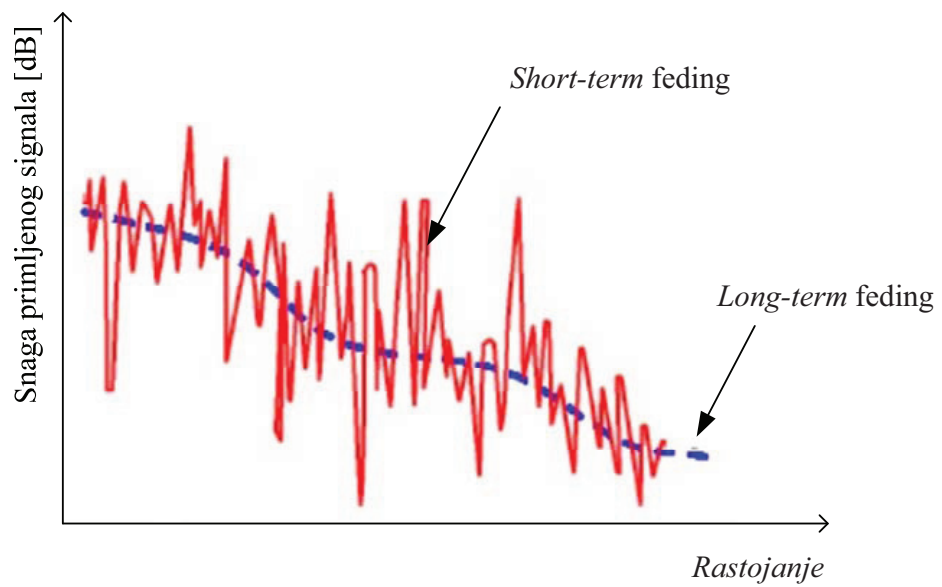
Prenos signala mobilnim radio kanalom se odvija u specifičnom okruženju koje podrazumijeva prisustvo velikog broja različitih prepreka, slika 1.1. Radio signal koji se emituje između bazne (B) i mobilne (M) stanice prostire se po mehanizmu koji zavisi od talasne dužine prostirućeg signala i okruženja u kome se komunikacija odvija. Pri tome se signal obično prostire po više putanja, od linije direktne vidljivosti (LOS – *Line Of Sight*) između predajnika i prijemnika, do indirektnog NLOS (*Non Line Of Sight*) dosezanja signala kroz mehanizme refleksije, difrakcije i rasijanja od mnogobrojnih prepreka kakve su brda, zgrade, kuće, drveće i sl. Gubici usljed prostiranja i raspodjela prijemnog polja zavise od načina i karakteristika propagacije signala. Objekti različite veličine predstavljaju prepreke na kojima dolazi do rasijanja emitovanog, kao i do pojave jednog ili više reflektovanih radio talasa. Na raspodjelu prijemnog polja utiču kako prirodne prepreke, tako i profil trase po kojoj se kreće mobilna jedinica. Zbog takvih pojava u signalu koji se prenosi mobilnim radio kanalom javljaju se varijacije amplitude i frekvencije. Ovi efekti nazivaju se jednim imenom feding [5]-[7]. Efekat fedinga u sebi sadrži dvije komponente koje se mogu statistički razdvojiti, slika 1.2. To su *long-term* i *short-term* feding. *Long-term* ili *large-scale* feding predstavlja spore fluktuacije srednjeg nivoa primljenog signala koje su uočljive na rastojanju od nekoliko kilometara. *Short-term* ili *small-scale* feding predstavlja brze fluktuacije anvelope primljenog signala koje su uočljive na rastojanju od nekoliko metara ili u kratkim vremenskim intervalima. *Long-term* feding je obično uzrokovan manjim promjenama u profilu trase i najčešće se označava kao *shadowing*. Kako je statistika ovog fedinga log-normalna naziva se i log-normalni. *Short-term* feding je posljedica rasijanja, refleksije i difrakcije od raznih objekata koji se nalaze u oblasti u kojoj se odvija komunikacija. Ovaj vid fedinga se obično označava kao *multipath* feding.

Usljed pristizanja višestrukih replika prenošenog signala na mjestu prijema iz različitih pravaca, slika 1.1, različito oslabljenih i sa različitim vremenom propagacije

odnosno sa različitim fazama, dolazi do brzih fluktuacija anvelope primljenog signala.



Slika 1.1. Mobilno radio okruženje



Slika 1.2. Long-term i short-term fading

Usljed toga su mogući nagli padovi anvelope primljenog signala u odnosu na njegovu srednju vrijednost.

Posljedica *multipath* propagacije je i vremensko širenje primljenog signala (*delay spread*) što prouzrokuje intersimbolsku interferenciju (ISI). Osim toga, u slučaju mobilnosti M stanice i/ili prepreka, komponente signala su izložene *Doppler*-ovom efektu, odnosno pomjeraju frekvencije, koji zavisi od brzine i pravca kretanja mobilne stanice i/ili prepreke. Sve ovo mobilni radio kanal čini specifičnim u odnosu na kanal sa bijelim Gausovim šumom i značajno degradira performanse ostvarene mobilne radio veze.

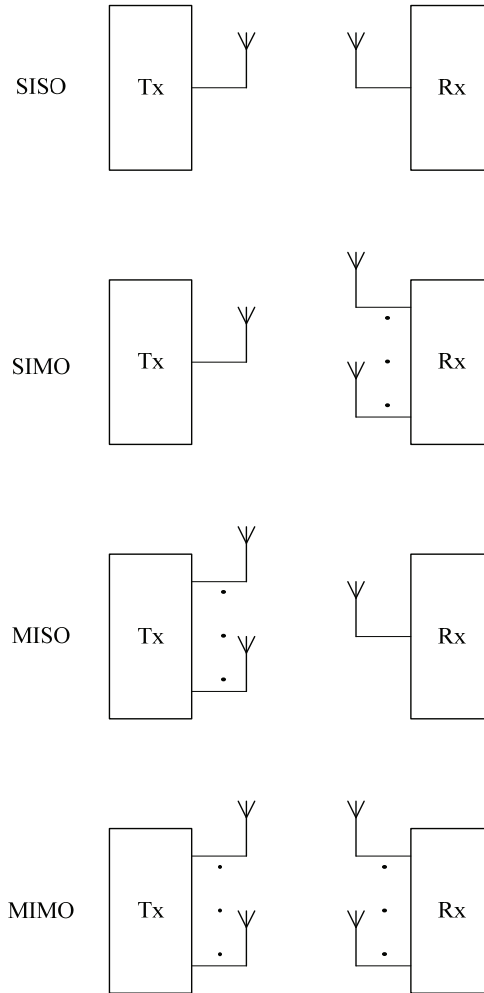
Postoji dosta načina za poboljšanje ovako degradiranih performansi i uglavnom se baziraju na korišćenju dodatnih frekvencijskih, vremenskih ili energetske resursa, zatim na algoritmima ekvalizacije mobilnog radio kanala, kodovima za detekciju i korekciju greške i sl. Ipak, zbog limitiranosti u pogledu raspoloživog frekvencijskog spektra, dostupnih vremenskih slotova i energetske resursa, zatim usljed regulatornih ograničenja dozvoljenih vrijednosti nivoa električnog polja, performanse se mogu samo do određene mjere poboljšati.

Imajuću u vidu stalnu potrebu za sve većim brzinama prenosa podataka, za manjim kašnjenjima prilikom prenosa, za energetske i spektralno efikasnijim mrežama, u poslednjih desetak godina do izražaja dolaze tehnike koje podrazumijevaju korišćenje novih prostornih resursa.

Novi resursi u prostornom domenu, tj. upotreba više antena na predajnoj i prijemnoj strani u mobilnim radiokomunikacionim sistemima, odnosno upotreba MIMO tehnika, omogućavaju dodatno poboljšanje performansi u pogledu smanjenja vjerovatnoće greške, povećanja informacionog kapaciteta, spektralne i energetske efikasnosti i sl. MIMO sistemi predstavljaju značajnu prekretnicu u mobilnim radiokomunikacijama, jer je njihovom primjenom uz iste vremensko-frekvencijske resurse moguće značajno unaprijediti kvalitet ostvarene veze, [8]-[10], [20]-[25].

U ovoj Glavi je dat opis MIMO tehnika. Na slici 1.3 su prikazane različite konfiguracije antenskih sistema za: SISO (*Single Input Single Output*), SIMO (*Single Input*

Multiple Output), MISO (*Multiple Input Single Output*) i MIMO sisteme. SISO sistemi koriste po jednu predajnu i prijemnu antenu. U SIMO sistemima se primjenjuje jedna predajna i više prijemnih antena. MISO sistemi podrazumjevaju više predajnih i jednu prijemnu antenu, dok se u MIMO sistemima koristi više predajnih i više prijemnih antena.



Slika 1.3. Različite konfiguracije antenskih sistema na predajnoj i prijemnoj strani

Ukoliko je broj predajnih antena M_t , broj prijemnih antena M_r , a u mobilnom radio kanalu je zastupljen frekvencijski neselektivni fading, u opsegu koji je od interesa, odnosno ukoliko je *delay spread* zanemarljiv u odnosu na trajanje simbola, tada se MIMO kanal u datom vremenskom trenutku može predstaviti u formi $M_r \times M_t$ matrice:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,M_t} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,M_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_r,1} & h_{M_r,2} & \cdots & h_{M_r,M_t} \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

gdje $h_{m,n}$, $m=1,\dots,M_r$, $n=1,\dots,M_t$, predstavlja SISO koeficijent mobilnog radio kanala između m -te prijemne i n -te predajne antene. N -ta kolona matrice \mathbf{H} se često definiše kao prostorni potpis n -te predajne antene na prijemnom nizu antena.

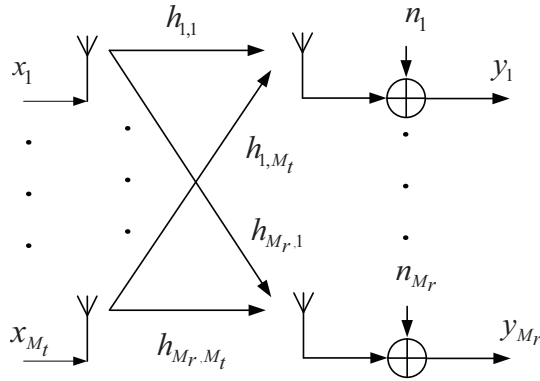
Uzimajući u obzir i bijeli *Gauss*-ov šum (AWGN - *Additive White Gaussian Noise*), model MIMO kanala se može prikazati kao na slici 1.4, odnosno diskretnim vremenskim modelom koji je dat relacijom:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_{M_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,M_t} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,M_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_r,1} & h_{M_r,2} & \cdots & h_{M_r,M_t} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{M_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_{M_r} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

ili jednostavnije:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (1.3)$$

pri čemu \mathbf{x} i \mathbf{y} predstavljaju predajni vektor dimenzije M_t , odnosno prijemni vektor dimenzije M_r . Vektor šuma \mathbf{n} je dimenzije M_r . Šum je kompleksni *Gauss*-ov, sa nultom srednjom vrijednošću i varijansom $\sigma_n^2 = N_0B$, gdje su B i N_0 širina kanala i jednostrana spektralna gustina srednje snage šuma, respektivno.



Slika 1.4. Model MIMO kanala

MIMO tehnike se generalno mogu klasifikovati u dvije kategorije: na one koje su dizajnirane u svrhu smanjivanja greške prilikom prenosa podataka i na one koje su namijenjene za povećanje brzine prenosa podataka. Prvima se ostvaruje prostorni *diversity*, dok se drugima realizuje prostorno multipleksiranje.

Prostornim *diversity*-jem se obezbeđuje veća pouzdanost pri određenoj brzini prenosa podataka, dok se prostornim multipleksiranjem obezbeđuje veća brzina prenosa podataka za datu vjerovatnoću greške. Zavisno od toga da li postoji poznavanje mobilnog radio kanala na predajnoj strani različite su tehnike kojima se ostvaruje prostorni *diversity*, odnosno prostorni multipleks, [17]-[19], [26]-[27].

Obično se polazi od pretpostavke da je stanje mobilnog radio kanala na prijemnoj strani poznato, tj. da postoji CSIR (*Channel Side Information at the Receiver*), pošto se koeficijenti mobilnog radio kanala mogu odrediti slanjem pilot signala za estimaciju. Ukoliko postoji povratna sprega sa predajnikom, parametri estimacije mobilnog radio kanala se mogu proslijediti ka predajniku radi utvrđivanja koeficijenta mobilnog radio kanala i na predajnoj strani, tj. CSIT-a (*Channel Side Information at the Transmitter*).

Naravno, jednostavnija i praktičnija rješenja su ona kod kojih se podrazumijeva postojanje samo CSIR-a. Problem kod tehnika koje zahtijevaju CSIT je obezbjeđivanje relevantne i ažurne informacije koja odgovara trenutnom stanju mobilnog radio kanala. Upravo zbog manje kompleksnosti, značajno su praktičnije realizacije kod kojih postoji potreba samo za poznavanjem kanala na prijemnoj strani.

Jedan od preduslova primjene MIMO tehnika je potreba za dovoljnom separacijom antena, radi dobijanja nekorelisanih kopija signala na prijemu. Rastojanje između antena mora biti veće od polovine talasne dužine signala koji se prenosi. Ovaj problem se umanjuje ukoliko se koriste viši frekvencijski opsezi. Npr., na kandidovanim frekvencijskim opsezima za mobilne radiokomunikacione sisteme narednih generacija, u području frekvencija od 5 GHz, 17 GHz, 40 GHz i 60 GHz, polovina talasne dužine iznosi: 30 mm, 8.8 mm, 3.75 mm i 2.5 mm, respektivno. Na većim radnim frekvencijama poseban značaj će imati masivni MIMO sistemi sa velikim brojem antena po mrežnim čvorištima.

Problem neophodne prostorne separacije među antenama se može smanjiti primjenom distribuiranih, odnosno virtuelnih MIMO tehnika. Distribuirana realizacija podrazumijeva da se između predajnika i prijemnika nalaze dodatna mrežna čvorišta, pri čemu se cijeli sistem ponaša kao virtuelni MIMO sistem. Jedan od primjera za to su relejni sistemi kod kojih se preko relejnih (R) stanica prenosi signal do M stanice. Uz minimalan broj antena po čvorištu cijeli sistem oponaša MIMO sistem sa znatno većim brojem antena, koje ne bi bilo moguće implementirati samo na B i M stanici, [14]-[16], [28]-[30].

U nastavku ove Glave opisuju se tehnike za postizanje, kako prostornog *diversity*-ja, tako i prostornog multipleksa.

1.1. Prostorni *diversity*

Veća pouzdanost linka se može postići obezbjeđenjem višestrukih kopija iste informacije, kroz nezavisne fading putanje, čime se smanjuje vjerovatnoća istovremenih dubokih padova anvelope pojedinih replika. Broj nezavisnih replika iste informacije na prijemu se definiše kao red *diversity*-ja. U MIMO sistemima sa M_t predajnih i M_r prijemnih antena, maksimalan red prostornog *diversity*-ja iznosi $M_t \cdot M_r$.

Ipak, ukoliko se pretpostavi da se u MIMO sistemu želi postići prostorni *diversity*, bez neke posebne tehnike, tj. samo istovremenim slanjem istog simbola $x[l]$ sa svake predajne antene, tada bi primljeni signal na svakoj od prijemnih antena bio:

$$y_i[l] = x[l] \sum_{v=1}^{M_i} h_{i,v} + n_i[l] \quad (1.4)$$

Na taj način bi se dobila nekoherentna superpozicija signala, što rezultira u nepostojanju poboljšanja u odnosu na SISO kanal, pošto i dalje postoje velike varijacije amplitude signala na prijemu. Zbog toga je neophodan određeni algoritam prenosa po kome će se ostvarivati prenos.

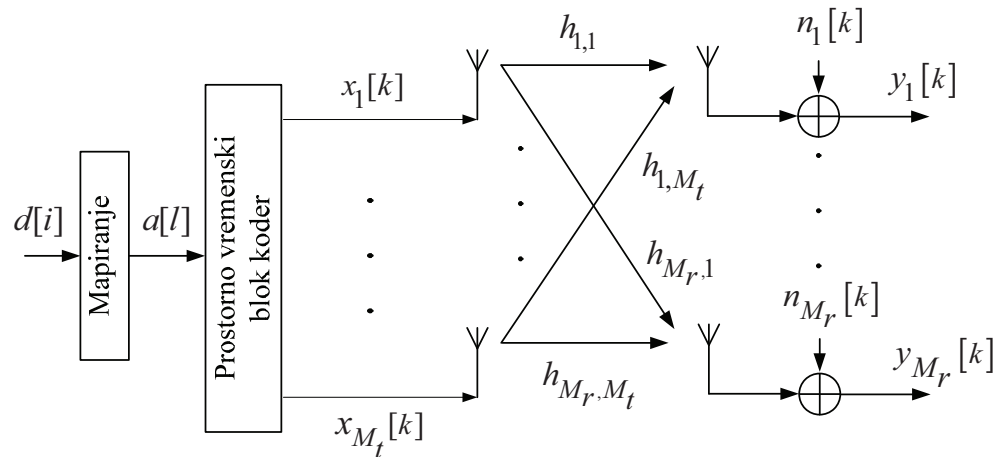
Zavisno od toga da li postoji poznavanje mobilnog radio kanala samo na prijemnoj strani, ili postoji poznavanje mobilnog radio kanala i na predajnoj strani, različiti su postupci kojima se ostvaruje prostorni *diversity*. Ukoliko postoji samo CSIR, a ne postoji CSIT, tada se za ostvarivanje prostornog *diversity*-ja koriste prostorno-vremenske blok tehnike (STBC), prostorno-vremenske trellis tehnike (STTC – *Space Time Trellis Codes*), prostorno-frekvencijske blok tehnike (SFBC – *Space Frequency Block Codes*) i prostorno-frekvencijske trellis tehnike (SFTC – *Space Frequency Trellis Codes*). U slučaju da pored CSIR postoji i CSIT, tada se informacija o stanju mobilnog radio kanala koristi i na predajnoj strani. Efekat prostornog *diversity*-ja se u tom slučaju može postići *beamforming*-om, što je opisano nakon tehnika koje ne zahtijevaju CSIT.

Iako se bolje performanse postižu postupcima koji zahtijevaju CSIT i CSIR, problem u tom slučaju predstavlja potreba za pouzdanom povratnom vezom od prijemnika ka predajniku. Ukoliko su promjene u mobilnom radio kanalu veoma brze, tada čak i uz pouzdanu povratnu vezu prijemnika i predajnika može doći do značajnih razlika između stvarnog stanja u mobilnom radio kanalu i prosljeđene estimacije mobilnog radio kanala od prijmnika ka predajniku.

Sa stanovišta praktične primjene, od posebnog su značaja STBC tehnike koje se detaljno opisuju u nastavku.

1.1.1. Prostorno-vremenske blok tehnike

STBC tehnike omogućavaju realizaciju prostornog *diversity*-ja bez poznavanja mobilnog radio kanala na predajnoj strani. Predstavljaju relativno jednostavan način ostvarivanja predajnog *diversity*-ja u MIMO sistemima. Šema MIMO sistema sa STBC je prikazana na slici 1.5. Informacioni biti se prvo mapiraju u simbole $a[l]$, saglasno odgovarajućoj šemi mapiranja. Nakon toga, prostorno-vremenski blok koder sakuplja blok od K uzastopnih simbola $a[l]$ i kreira sekvencu od L uzastopnih vektora dužine M_t , $\mathbf{x}[k] = [x_1[k] \cdots x_{M_t}[k]]^T$, $0 \leq k < L$. Generisani simboli $a[l]$ se mapiraju u dvije dimenzije, u vremenu i prostoru. Kodni odnos je $R_c = K/L$. Od kodnog odnosa zavisi brzina prenosa podataka namijenjenih krajnjem korisniku, odnosno informacioni kapacitet. Što je manji kodni odnos veća je brzina prenosa podataka i obratno. Međutim, veći kodni odnos zbog veće redundantnosti utiče na smanjivanje vjerovatnoće greške. Takođe, da bi se moglo realizovati prostorno-vremensko blok kodiranje potrebno je da mobilni radio kanal ostane nepromjenljiv tokom jednog kodnog bloka.



Slika 1.5. Šema MIMO sistema sa STBC

U zavisnosti od broja predajnih antena različiti su postupci za realizaciju STBC tehnika. U ovom radu se opisuju postupci za sisteme sa dvije, tri i četiri predajne antene. Za veći broj predajnih antena može se izvesti analogija sa opisanim tehnikama, odnosno na

bazi sprovedene analize može se izvršiti generalizacija. Broj prijemnih antena može biti proizvoljan i ne utiče na postupak prenosa podataka.

A) STBC za dvije predajne antene, Alamouti-jeva šema

Siavash Alamouti je 1998. godine dizajnirao jednostavnu *diversity* tehniku za sisteme sa samo dvije predajne antene i jednom prijemnom antenom, [31]. Tehnika obezbeđuje puni *diversity* i zahtjeva samo linearne operacije na predajnoj i prijemnoj strani. Za ostvarivanje *diversity*-ja primjenom ove šeme nije potrebno poznavanje mobilnog radio kanala na predajnoj strani, odnosno nije potrebna povratna sprega između prijemnika i predajnika. Pri tome, nema širenja frekvencijskog opsega niti zauzimanja novih vremenskih slotova. Redundansa je primijenjena u prostoru preko višestrukih antena, ali ne u vremenskom i frekvencijskom domenu. Alamouti-jeva šema ne zahtijeva kompleksne predajnike i prijemnike, pri čemu nema potrebe za kompletnim redizajnim sistemom za primjenu ove *diversity* šeme. Šema ima identične performanse kao i MRC (*Maximum Ratio Combining*) kombinovanje, uz $M_t = 1$ i $M_r = 2$, ukoliko je srednja predajna snaga po simbolu duplo veća nego kod MRC-a. U slučaju iste snage, Alamouti-jeva šema je lošija (3 dB razlika u performansama), jer se snaga dijeli na dvije predajne antene. Ipak prednost Alamouti-jeve šeme se ogleda u tome što se *diversity* realizuje opremanjem B stanice sa dvije antene, dok sve M stanice i dalje mogu da imaju jednu antenu. Kod MRC kombinovanja uz $M_t = 1$ i $M_r = 2$ sve M stanice bi morale da imaju po još jednu antenu.

U cilju sagledavanja algoritma prenosa, posmatraju se blokovi od dva uzastopna simbola, $a_1 = a[2l]$ i $a_2 = a[2l+1]$. U prvom vremenskom slotu simbol $x_1[2k] = a_1$ se šalje sa prve antene, a simbol $x_2[2k] = a_2$ sa druge antene. U narednom vremenskom slotu sa prve antene se šalje simbol $x_1[2k+1] = -a_2^*$, a sa druge antene simbol $x_2[2k+1] = a_1^*$, što se može prikazati matrično kao:

$$\mathbf{X}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{x}[2k] & \mathbf{x}[2k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & -a_2^* \\ a_2 & a_1^* \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Ovdje vrste predstavljaju simbole koji se šalju sa pojedinih antena, dok kolone čine simboli koji se šalju u određenim vremenskim slotovima. Dva informaciona simbola se šalju tokom dva vremenska slota.

Moguća je i drugačija implementacija bez mijenjanja reda *diversity*-ja. Predajni simboli su tada dati sa:

$$\mathbf{X}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{x}[2k] & \mathbf{x}[2k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 \\ -a_2^* & a_1^* \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Prednost ove implementacije je u tome što se originalni informacioni simboli a_1 i a_2 emituju sa iste antene. Prva antena se koristi na isti način kao i bez primjene *Alamouti*-jeve šeme. Ipak, pošto ne postoji suštinska razlika u algoritmu prenosa, osim transponovanja predajne matrice simbola, ovdje se dalje razmatra originalni način realizacije, dat relacijom (1.5).

Na prijemnoj anteni se odgovarajuća dva primljena simbola mogu izraziti kao:

$$y[2k] = (h_1 a_1 + h_2 a_2) + n[2k] \quad (1.7)$$

$$y[2k+1] = (h_1 (-a_2^*) + h_2 a_1^*) + n[2k+1] \quad (1.8)$$

Korišćenjem vektorske notacije kombinuju se dva primljena simbola i dva odbirka šuma u vektore:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y[2k] & y[2k+1] \end{bmatrix}^T \quad (1.9)$$

$$\mathbf{n} = \begin{bmatrix} n[2k] & n[2k+1] \end{bmatrix}^T \quad (1.10)$$

Sada je:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 \\ -a_2^* & a_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Uzimajući konjugovano kompleksnu vrijednost druge vrste u prethodnom izrazu, dobija se:

$$\tilde{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix} = \mathbf{H}[\mathbf{X}_2] \mathbf{a} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (1.12)$$

Uz prethodnu modifikaciju MISO kanal \mathbf{h} je transformisan u ekvivalentni MIMO kanal $\mathbf{H}[\mathbf{X}_2]$. Dalje se obavlja množenje vektora $\tilde{\mathbf{y}}$ sa transponovano-konjugovanom matricom $\mathbf{H}[\mathbf{X}_2]$, pa se dobija vektor na osnovu koga se vrši odlučivanje o poslatim simbolima:

$$\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{H}^H[\mathbf{X}_2] \tilde{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} |h_1|^2 + |h_2|^2 & 0 \\ 0 & |h_1|^2 + |h_2|^2 \end{bmatrix} \mathbf{a} + \mathbf{H}^H[\mathbf{X}_2] \tilde{\mathbf{n}} \quad (1.13)$$

Posmatranjem dijagonalnih elemenata, koji su suma kvadrata modula koeficijenata mobilnog radio kanala, uočava se da je red *diversity*-ja 2. Između a_1 i a_2 nema ISI pošto je $\mathbf{H}^H[\mathbf{X}_2] \mathbf{H}[\mathbf{X}_2]$ dijagonalna matrica, odnosno postoji potpuna ortogonalnost između informacionih simbola. Ovo je jedina potpuno ortogonalna STBC tehnika koja ne unosi redundantnost u pogledu dodatnih vremenskih slotova, odnosno određeni broj informacionih simbola se prenosi u istom broju vremenskih slotova. Postoje i kvazi ortogonalne STBC tehnike koje ne zahtijevaju dodatne vremenske slotove, ali zbog narušene ortogonalnosti postoji ISI, a samim tim i vjerovatnoća greške prilikom prenosa podataka postaje veća.

ML (*Maximum Likelihood*) detekcija, tj. detekcija uz kriterijum maksimalne vjerodostojnosti, vektora \mathbf{a} se svodi na odlučivanje element po element:

$$\hat{a}_\mu = \arg \min_{\tilde{a}} \left| \tilde{r}_\mu - (|h_1|^2 + |h_2|^2) \tilde{a} \right|^2 \quad (1.14)$$

Alamouti-jeva šema se može lako kombinovati sa više prijemnih antena. U tom slučaju se na svakoj prijemnoj anteni dobija vektor koji se sastoji od dva uzastopna simbola:

$$\tilde{\mathbf{y}}_\mu = \mathbf{H}_\mu[\mathbf{X}_2] \mathbf{a} + \tilde{\mathbf{n}}_\mu, \quad 1 \leq \mu \leq M_r \quad (1.15)$$

Objedinjavajnem signala sa svih prijemnih antena dobija se:

$$\tilde{\mathbf{y}} = [\tilde{\mathbf{y}}_1^T \cdots \tilde{\mathbf{y}}_{M_r}^T]^T \quad (1.16)$$

Matrica kanala $\mathbf{H}[\mathbf{X}_2]$ se proširuje na sljedeći način:

$$\mathbf{H}[\mathbf{X}_2] = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1[\mathbf{X}_2] \\ \vdots \\ \mathbf{H}_{M_r}[\mathbf{X}_2] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ h_{1,2}^* & -h_{1,1}^* \\ \vdots & \vdots \\ h_{M_r,1} & h_{M_r,2} \\ h_{M_r,2}^* & -h_{M_r,1}^* \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

Nakon množenja vektora $\tilde{\mathbf{y}}$ sa transponovano-konjugovanom matricom $\mathbf{H}[\mathbf{X}_2]$ dobija se vektor na osnovu koga se vrši odlučivanje o poslatim simbolima:

$$\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{H}^H[\mathbf{X}_2] \tilde{\mathbf{y}} = \sum_{\mu=1}^{M_r} \left(|h_{\mu,1}|^2 + |h_{\mu,2}|^2 \right) \mathbf{a} + \mathbf{H}^H[\mathbf{X}_2] \tilde{\mathbf{n}} \quad (1.18)$$

Na ovaj način se postiže red *diversity*-ja od $2 \cdot M_r$ i on zavisi od broja prijemnih antena. Za ostvarivanja reda *diversity*-ja većeg od $2 \cdot M_r$ moraju se primijeniti druge tehnike.

B) STBC tehnike za MIMO sisteme sa više od dvije predajne antene

Alamouti-jeva šema je ortogonalna šema koja dati broj informacionih simbola emituje u istom broju vremenskih slotova. Za više od dvije predajne antene postoje ortogonalne STBC tehnike sa kodnim odnosom manjim od 1, tj. sa manjim informacionim kapacitetom, jer se u odnosu na određeni broj informacionih simbola koristi više vremenskih slotova, [17]-[19]. Predajna matrica \mathbf{X}_{M_t} se generalno sastoji od M_t vrsta i L kolona i sadrži

simbole a_1, \dots, a_K , kao i njihove konjugovano kompleksne vrijednosti a_1^*, \dots, a_K^* . Matrica \mathbf{X}_{M_t} treba da bude sa ortogonalnim vrstama, odnosno:

$$\mathbf{X}_{M_t} \mathbf{X}_{M_t}^H = P \mathbf{I}_{M_t} \quad (1.19)$$

gdje je P konstanta, dok je \mathbf{I}_{M_t} jedinična matrica dimenzija $M_t \times M_t$. Predajna matrica za $M_t=3$ je:

$$\mathbf{X}_3 = \begin{bmatrix} a_1 & -a_2 & -a_3 & -a_4 & a_1^* & -a_2^* & -a_3^* & -a_4^* \\ a_2 & a_1 & a_4 & -a_3 & a_2^* & a_1^* & a_4^* & -a_3^* \\ a_3 & -a_4 & a_1 & a_2 & a_3^* & -a_4^* & a_1^* & a_2^* \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

\mathbf{X}_3 se sastoji od 8 kolona, pa se četiri informaciona simbola (a_1, \dots, a_4) prenose tokom osam vremenskih slotova. Pošto se razmatra slučaj sa jednom prijemnom antenom, primljeni vektor je:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ h_2 & -h_1 & 0 & -h_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ h_3 & 0 & -h_1 & h_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_3 & -h_2 & -h_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h_1 & h_2 & h_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h_2 & -h_1 & 0 & -h_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h_3 & 0 & -h_1 & h_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & h_3 & -h_2 & -h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_1^* \\ a_2^* \\ a_3^* \\ a_4^* \end{bmatrix} + \mathbf{n} \quad (1.21)$$

Uočava se da su poslednja četiri simbola vektora \mathbf{y} zavisna samo od konjugovano kompleksnih vrijednosti predajnih simbola. Slično kao i kod *Alamouti*-jeve šeme kompleksnim konjugovanjem zadnje četiri vrste se dobija:

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{H}[\mathbf{X}_3]\mathbf{a} + \tilde{\mathbf{n}} \Rightarrow \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \\ y_5^* \\ y_6^* \\ y_7^* \\ y_8^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & 0 \\ h_2 & -h_1 & 0 & -h_3 \\ h_3 & 0 & -h_1 & h_2 \\ 0 & h_3 & -h_2 & -h_1 \\ h_1^* & h_2^* & h_3^* & 0 \\ h_2^* & -h_1^* & 0 & -h_3^* \\ h_3^* & 0 & -h_1^* & h_2^* \\ 0 & h_3^* & -h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \\ n_5^* \\ n_6^* \\ n_7^* \\ n_8^* \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

Očigledno je da se u prethodnom izrazu koriste samo originalni simboli $\mathbf{a} = [a_1, \dots, a_4]^T$, ali ne i njihove konjugovano kompleksne vrijednosti. Kolone u matrici $\mathbf{H}[\mathbf{X}_3]$ su međusobno ortogonalne, pa je:

$$\mathbf{H}^H[\mathbf{X}_3]\mathbf{H}[\mathbf{X}_3] = 2 \sum_{\mu=1}^{M_t} |h_\mu|^2 \mathbf{I}_3 = 2 \left(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 \right) \mathbf{I}_3 \quad (1.23)$$

Nakon množenja vektora $\tilde{\mathbf{y}}$ sa $\mathbf{H}^H[\mathbf{X}_3]$, dobija se vektor na osnovu koga se odlučuje o poslatim simbolima.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}} &= \mathbf{H}^H[\mathbf{X}_3]\tilde{\mathbf{y}} = \\ &= \begin{bmatrix} |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 \end{bmatrix} \mathbf{a} + \\ &+ \mathbf{H}^H[\mathbf{X}_3]\tilde{\mathbf{n}} \end{aligned} \quad (1.24)$$

Ostvareni red *diversity*-ja iznosi 3.

Za $M_t=4$ predajna matrica je:

$$\mathbf{X}_4 = \begin{bmatrix} a_1 & -a_2 & -a_3 & -a_4 & a_1^* & -a_2^* & -a_3^* & -a_4^* \\ a_2 & a_1 & a_4 & -a_3 & a_2^* & a_1^* & a_4^* & -a_3^* \\ a_3 & -a_4 & a_1 & a_2 & a_3^* & -a_4^* & a_1^* & a_2^* \\ a_4 & a_3 & -a_2 & a_1 & a_4^* & a_3^* & -a_2^* & a_1^* \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

Ekvivalentno slučaju sa $M_r=3$, prijemni vektor je:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ h_3 & -h_4 & -h_1 & h_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ h_4 & h_3 & -h_2 & -h_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h_3 & -h_4 & -h_1 & h_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h_4 & h_3 & -h_2 & -h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_1^* \\ a_2^* \\ a_3^* \\ a_4^* \end{bmatrix} + \mathbf{n} \quad (1.26)$$

Kompleksnim konjugovanjem zadnje četiri vrste u \mathbf{y} dobija se $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{H}[\mathbf{X}_4]\mathbf{a} + \tilde{\mathbf{n}}$, gdje je:

$$\mathbf{H}[\mathbf{X}_4] = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 \\ h_3 & -h_4 & -h_1 & h_2 \\ h_4 & h_3 & -h_2 & -h_1 \\ h_1^* & h_2^* & h_3^* & h_4^* \\ h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* \\ h_3^* & -h_4^* & -h_1^* & h_2^* \\ h_4^* & h_3^* & -h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

Kolone matrice $\mathbf{H}[\mathbf{X}_4]$ su međusobno ortogonalne, pa se vektor za odlučivanje o poslatim simbolima nalazi množenjem vektora $\tilde{\mathbf{y}}$ sa matricom $\mathbf{H}^H[\mathbf{X}_4]$, pri čemu je:

$$\mathbf{H}^H[\mathbf{X}_4]\mathbf{H}[\mathbf{X}_4] = 2 \sum_{\mu=1}^{M_r} |h_\mu|^2 \mathbf{I}_4 = 2 \left(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 \right) \mathbf{I}_4 \quad (1.28)$$

Što se tiče tehnika sa većom spektralnom efikasnošću, postoje dvije ortogonalane STBC tehnike za $M_t=3$ i $M_t=4$. Da bi se razlikovale od prethodna dva slučaja koristi se notacija \mathbf{T}_3 i \mathbf{T}_4 . Za $M_t=3$ predajna matrica je:

$$\mathbf{T}_3 = \begin{bmatrix} 2a_1 & -2a_2^* & \sqrt{2}a_3^* & \sqrt{2}a_3^* \\ 2a_2 & 2a_1^* & \sqrt{2}a_3^* & -\sqrt{2}a_3^* \\ \sqrt{2}a_3 & \sqrt{2}a_3 & -a_1 - a_1^* + a_2 - a_2^* & a_1 - a_1^* + a_2 + a_2^* \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

Za svaka tri informaciona simbola koriste se četiri vremenska slota. Prijemni vektor se može prikazati kao:

$$\mathbf{y} = 2 \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & \frac{h_3}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{h_3}{\sqrt{2}} & h_2 & -h_1 & 0 \\ -\frac{h_3}{2} & \frac{h_3}{2} & 0 & -\frac{h_3}{2} & -\frac{h_3}{2} & \frac{h_1 + h_2}{\sqrt{2}} \\ \frac{h_3}{2} & \frac{h_3}{2} & 0 & -\frac{h_3}{2} & \frac{h_3}{2} & \frac{h_1 - h_2}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_1^* \\ a_2^* \\ a_3^* \end{bmatrix} + \mathbf{n} \quad (1.30)$$

Matrica kanala nema takvu strukturu da je moguće izvršiti podjelu vrsta na one vezane samo za originalne simbole a_1, a_2, a_3 i na vrste zavisne samo od konjugovano kompleksnih vrijednosti a_1^*, a_2^*, a_3^* , pa nije moguća konstrukcija ekvivalentne matrice kanala $\mathbf{H}[\mathbf{T}_3]$ kao u prethodnim slučajevima. Ovdje se primjenjuje drugačiji pristup i to razdvajanje svakog elementa na relni i imaginarni dio. Označavajući realni dio kompleksnog simbola y sa y' a imaginarni dio sa y'' , dobijaju se sledeći realni vektori:

$$\mathbf{y}^r = [y_1' \cdots y_L' \quad y_1'' \cdots y_L'']^T \quad (1.31)$$

$$\mathbf{n}^r = [n_1' \cdots n_L' \quad n_1'' \cdots n_L'']^T \quad (1.32)$$

$$\mathbf{a}^r = [a_1' \cdots a_L' \quad a_1'' \cdots a_L'']^T \quad (1.33)$$

Prijemni vektor se može sada zapisati kao:

$$\mathbf{y}^r = \mathbf{H}^r [\mathbf{T}_3] \mathbf{a}^r + \mathbf{n}^r \quad (1.34)$$

uz:

$$\mathbf{H}^r [\mathbf{T}_3] = \begin{bmatrix} h_1' & h_2' & \frac{h_3'}{\sqrt{2}} & -h_1'' & -h_2'' & -\frac{h_3''}{\sqrt{2}} \\ h_2' & -h_1' & \frac{h_3'}{\sqrt{2}} & h_2'' & -h_1'' & -\frac{h_3''}{\sqrt{2}} \\ -h_3' & 0 & \frac{h_1' + h_2'}{\sqrt{2}} & 0 & -h_3'' & \frac{h_1'' + h_2''}{\sqrt{2}} \\ 0 & h_3' & \frac{h_1' - h_2'}{\sqrt{2}} & -h_3'' & 0 & \frac{h_1'' - h_2''}{\sqrt{2}} \\ h_1'' & h_2'' & \frac{h_3''}{\sqrt{2}} & h_1' & h_2' & \frac{h_3'}{\sqrt{2}} \\ h_2'' & -h_1'' & \frac{h_3''}{\sqrt{2}} & -h_2' & h_1' & \frac{h_3'}{\sqrt{2}} \\ -h_3'' & 0 & \frac{h_1'' + h_2''}{\sqrt{2}} & 0 & h_3' & -\frac{h_1' + h_2'}{\sqrt{2}} \\ 0 & h_3'' & \frac{h_1'' - h_2''}{\sqrt{2}} & h_3' & 0 & -\frac{h_1' - h_2'}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

Zahvaljujući razdvajanju na realne i imaginarne djelove ponovo se dobija matrica sa međusobno ortogonalnim kolonama, pa je:

$$\left(\mathbf{H}^r [\mathbf{T}_3]\right)^T \mathbf{H} [\mathbf{T}_3] = 2 \sum_{\mu=1}^{M_t} |h_{\mu}|^2 \mathbf{I}_3 = 2 \left(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 \right) \mathbf{I}_3 \quad (1.36)$$

Nakon množenja \mathbf{y}^r sa $\left(\mathbf{H}^r [\mathbf{T}_3]\right)^T$, realni i imaginarni djelovi svakog simbola su sa redom *diversity*-ja od $D = M_t = 3$.

Za $M_t = 4$ i red *diversity*-ja od $D = 4$, predajna matrica je:

$$\mathbf{T}_4 = \begin{bmatrix} 2a_1 & -2a_2^* & \sqrt{2}a_3^* & \sqrt{2}a_3^* \\ 2a_2 & 2a_1^* & \sqrt{2}a_3^* & -\sqrt{2}a_3^* \\ \sqrt{2}a_3 & \sqrt{2}a_3 & -a_1 - a_1^* + a_2 - a_2^* & a_1 - a_1^* + a_2 + a_2^* \\ \sqrt{2}a_3 & -\sqrt{2}a_3 & a_1 - a_1^* - a_2 - a_2^* & -(a_1 + a_1^* + a_2 - a_2^*) \end{bmatrix} \quad (1.37)$$

Ponovo se za svaka tri informaciona simbola koriste četiri vremenska slota, a prijemni vektor je:

$$\mathbf{y} = 2 \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & \frac{h_3 + h_4}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{h_3 - h_4}{\sqrt{2}} & h_2 & -h_1 & 0 \\ \frac{-h_3 + h_4}{2} & \frac{h_3 - h_4}{2} & 0 & -\frac{h_3 + h_4}{2} & -\frac{h_3 + h_4}{2} & \frac{h_1 + h_2}{\sqrt{2}} \\ \frac{h_3 - h_4}{2} & \frac{h_3 - h_4}{2} & 0 & -\frac{h_3 + h_4}{2} & \frac{h_3 + h_4}{2} & \frac{h_1 - h_2}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_1^* \\ a_2^* \\ a_3^* \end{bmatrix} + \mathbf{n} \quad (1.38)$$

Ekvivalentna matrica kanala se može zapisati kao:

$$\mathbf{H}^r[\mathbf{T}_4] = \begin{bmatrix} h_1' & h_2' & \frac{h_3' + h_4'}{\sqrt{2}} & -h_1'' & -h_2'' & -\frac{h_3'' + h_4''}{\sqrt{2}} \\ h_2' & -h_1' & \frac{h_3' - h_4'}{\sqrt{2}} & h_2'' & -h_1'' & \frac{-h_3'' + h_4''}{\sqrt{2}} \\ -h_3' & -h_4' & \frac{h_1' + h_2'}{\sqrt{2}} & -h_4'' & -h_3'' & \frac{h_1'' + h_2''}{\sqrt{2}} \\ -h_4' & h_3' & \frac{h_1' - h_2'}{\sqrt{2}} & -h_3'' & h_4'' & \frac{h_1'' - h_2''}{\sqrt{2}} \\ h_1'' & h_2'' & \frac{h_3'' + h_4''}{\sqrt{2}} & h_1' & h_2' & \frac{h_3' + h_4'}{\sqrt{2}} \\ h_2'' & -h_1'' & \frac{h_3'' - h_4''}{\sqrt{2}} & -h_2' & h_1' & \frac{h_3' - h_4'}{\sqrt{2}} \\ -h_3'' & -h_4'' & \frac{h_1'' + h_2''}{\sqrt{2}} & h_4' & h_3' & -\frac{h_1' + h_2'}{\sqrt{2}} \\ -h_4'' & h_3'' & \frac{h_1'' - h_2''}{\sqrt{2}} & h_3' & -h_4' & -\frac{h_1' - h_2'}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.39)$$

Zahvaljujući razdvajanju na realne i imaginarne djelove dobija se matrica sa međusobno ortogonalnim kolonama, tj.:

$$\left(\mathbf{H}^r[\mathbf{T}_4]\right)^T \mathbf{H}[\mathbf{T}_4] = 2 \sum_{\mu=1}^{M_t} |h_{\mu}|^2 \mathbf{I}_4 = 2 \left(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 \right) \mathbf{I}_4 \quad (1.40)$$

Nakon množenja \mathbf{y}^r sa $\left(\mathbf{H}^r[\mathbf{T}_3]\right)^T$, realni i imaginarni djelovi svakog simbola su sa redom *diversity*-ja od $D = M_t = 4$.

Kao što je bio slučaj sa *Alamouti*-jevom šemom, svaka od datih tehnika se može kombinovati sa više prijemnih antena. Na svakoj prijemnoj anteni se obavlja prethodno opisan postupak, nakon čega se sabiraju signali sa svih prijemnih antena. Postiže se red *diversity*-ja od $M_t \cdot M_r$.

U cilju fer komparacije spomenutih STBC pristupa, potrebno je fiksirati srednju predajnu snagu po simbolu (E_s / T_s), tj.:

$$\mathbf{X}_{M_t, \text{skalirano}} = K_{X_{M_t}} \mathbf{X}_{M_t} \quad (1.41)$$

$$\mathbf{T}_{M_t, \text{skalirano}} = K_{T_{M_t}} \mathbf{T}_{M_t} \quad (1.42)$$

Kod *Alamouti*-jeve šeme svaki od informacionih simbola a_1 i a_2 , uključujući njihove konjugovano kompleksne vrijednosti, se šalje dva puta tokom dva vremenska slota. Iz toga slijedi da je skalirajući faktor $K_{X_2} = 1/\sqrt{2}$. Za \mathbf{X}_3 i \mathbf{X}_4 svaki od informacionih simbola se šalje šest odnosno osam puta. Slijedi da su skalirajući faktori $K_{X_3} = 1/\sqrt{6}$ i $K_{X_4} = 1/\sqrt{8}$, respektivno. Za \mathbf{T}_3 i \mathbf{T}_4 su skalirajući faktori $K_{T_3} = 1/\sqrt{12}$ i $K_{T_4} = 1/4$.

Poređenje različitih STBC tehnika se može izvršiti i u odnosu na istu spektralnu efikasnost. Ovo se postiže izborom odgovarajuće modulacione šeme za svaku STBC tehniku. Tabela 1.1 pokazuje jedan takav primjer. Za spektralnu efikasnost $\eta = 2$ b/s/Hz, *Alamouti*-jeva šema koristi QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*), dok bi se za \mathbf{X}_3 i \mathbf{X}_4 koristila 16-QAM (*16-Quadrature Amplitude Modulation*) ili 16-PSK (*16-Phase Shift*

Keying) modulacija. Za $\eta = 3$ b/s/Hz, koristi se 8-QAM za \mathbf{X}_2 , 64-QAM za \mathbf{X}_3 i \mathbf{X}_4 i 16-QAM za \mathbf{T}_3 i \mathbf{T}_4 .

Što se tiče kompromisa između reda *diversity*-ja i tipa modulacije za istu spektralnu efikasnost, jasno je da će u slučajevima velikih vrijednosti SNR-a (*Signal to Noise Ratio*) *diversity* biti značajniji i prevazilaziti veću senzitivnost modulacionih šema većeg reda. Pri malim vrijednostima SNR-a, robustne modulacione šeme, kao QPSK, su podesnije obzirom da je u tim slučajevima dobitak usljed *diversity*-ja manji od gubitka vezanog za promjenu modulacione šeme.

Tabela 1.1. Kombinacija ortogonalnih STBC tehnika i modulacionih šema za različite spektralne efikasnosti

η	\mathbf{X}_2	\mathbf{X}_3	\mathbf{X}_4	\mathbf{T}_3	\mathbf{T}_4
1 b/s/Hz	BPSK	QPSK	QPSK	-	-
2 b/s/Hz	QPSK	16-QAM	16-QAM	-	-
3 b/s/Hz	8-QAM	64-QAM	64-QAM	16-QAM	16-QAM
4 b/s/Hz	16-QAM	256-QAM	256-QAM	-	-

Kod prethodnih tehnika, $\mathbf{X}_2, \mathbf{X}_3, \mathbf{X}_4, \mathbf{T}_3$ i \mathbf{T}_4 , ekvivalentne matrice kanala su bile sa međusobno ortogonalnim kolonama, što je omogućavalo razdvajanje poslatih simbola na prijemu, množenjem prijemnog vektora sa konjugovano kompleksnom ekvivalentnom matricom kanala. Zbog toga se često ove tehnike zovu ortogonalne STBC tehnike. Ostvaruje se puni *diversity*, koji jedino u slučaju primjene \mathbf{X}_2 za dati broj informacionih simbola koristi isti broj vremenskih slotova. Za ostale tehnike se koristi veći broj vremenskih slotova u odnosu na broj informacionih simbola.

C) Kvazi-ortogonalne STBC tehnike

Za postizanje spektralne efikasnosti kao kod *Alamouti*-jeve šeme, nezavisno od broja predajnih antena koriste se kvazi-ortogonalne STBC tehnike, [17]-[19]. Pri tome se ostvaruju lošije BER (*Bit Error Rate*) performanse u poređenju sa potpuno ortogonalnim tehnikama, zbog narušavanja ortogonalnosti između kolona ekvivalente matrice kanala, odnosno zbog narušavanja ortogonalnosti među poslatim simbolima na mjestu prijema. Prednost se ogleda u tome što se za sisteme sa više od dvije predajne antene postiže veći informacijski kapacitet, zbog manje redundantnosti u odnosu na potpuno ortogonalne tehnike. Ukoliko je cilj što veća brzina prenosa podataka pogodnije su kvazi ortogonalne u odnosu na potpuno ortogonalne tehnike, naravno uz cijenu veće vjerovatnoće greške prilikom prenosa.

Alamouti-jeva šema se može iskoristiti za kreiranje predajnih blokova simbola, koji se primjenjuju na više od dvije predajne antene.

Neka su $A_1^{(2)}$ i $A_2^{(2)}$ dva bloka kreirana po *Alamouti*-jevoj šemi:

$$A_1^{(2)} = \begin{bmatrix} a_1 & -a_2^* \\ a_2 & a_1^* \end{bmatrix} \quad (1.43)$$

i:

$$A_2^{(2)} = \begin{bmatrix} a_3 & -a_4^* \\ a_4 & a_3^* \end{bmatrix} \quad (1.44)$$

Predajni blok za četiri predajne antene se dobija ponovnom primjenom *Alamouti*-jeve šeme na $A_1^{(2)}$ i $A_2^{(2)}$:

$$A^{(4)} = \begin{bmatrix} A_1^{(2)} & -A_2^{(2)*} \\ A_2^{(2)} & A_1^{(2)*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & -a_2^* & -a_3^* & a_4 \\ a_2 & a_1^* & -a_4^* & -a_3 \\ a_3 & -a_4^* & a_1^* & -a_2 \\ a_4 & a_3^* & a_2^* & a_1 \end{bmatrix} \quad (1.45)$$

Ekvivalentne matrice kanala za gornju, odnosno donju polovinu matrice $A^{(4)}$ su:

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \quad (1.46)$$

i:

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} h_3 & h_4 \\ h_3^* & -h_4^* \end{bmatrix} \quad (1.47)$$

Analogno sa (1.12) slijedi da je ekvivalentna matrica kanala za $A^{(4)}$ data sa:

$$\mathbf{H} [A^{(4)}] = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 & \mathbf{H}_2 \\ \mathbf{H}_2^* & -\mathbf{H}_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* \\ h_3^* & h_4^* & -h_1^* & -h_2^* \\ h_4 & -h_3 & -h_2 & h_1 \end{bmatrix} \quad (1.48)$$

Neka je:

$$h^2 = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 \quad (1.49)$$

i:

$$k = \frac{2 \operatorname{Re}(h_1 h_4^* - h_2 h_3^*)}{h^2} \quad (1.50)$$

Tada je:

$$\left(\mathbf{H} [A^{(4)}] \right)^H \mathbf{H} [A^{(4)}] = h^2 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & k \\ 0 & 1 & -k & 0 \\ 0 & -k & 1 & 0 \\ k & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.51)$$

Kao što se može vidjeti nije održana ortogonalnost između poslatih simbola na mjestu prijema, već postoji interferencija između parova poslatih simbola. Zbog toga se ove tehnike i nazivaju kvazi-ortogonalnim. Javlja se interferencija između prvog i četvrtog, kao i između drugog i trećeg poslatog simbola. Posljedica toga su nešto lošije BER performanse

u odnosu na ortogonalne kodove, koje će biti konstatovane u narednim poglavljima ovog rada.

Predajni blok simbola za osam predajnih antena se takođe dobija primjenom *Alamouti*-jeve šeme. Neka su data dva prethodno dobijena bloka za četiri predajne antene:

$$A_1^{(4)} = \begin{bmatrix} a_1 & -a_2^* & -a_3^* & a_4 \\ a_2 & a_1^* & -a_4^* & -a_3 \\ a_3 & -a_4^* & a_1^* & -a_2 \\ a_4 & a_3^* & a_2^* & a_1 \end{bmatrix} \quad (1.52)$$

i:

$$A_2^{(4)} = \begin{bmatrix} a_5 & -a_6^* & -a_7^* & a_8 \\ a_6 & a_5^* & -a_8^* & -a_7 \\ a_7 & -a_8^* & a_5^* & -a_6 \\ a_8 & a_7^* & a_6^* & a_5 \end{bmatrix} \quad (1.53)$$

Ponovnom primjenom *Alamouti*-jeve šeme na prethodna dva bloka se dobija predajni blok za osam predajnih antena:

$$A^{(8)} = \begin{bmatrix} A_1^{(4)} & -A_2^{(4)*} \\ A_2^{(4)} & A_1^{(4)*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & -a_2^* & -a_3^* & a_4 & -a_5^* & a_6 & a_7 & -a_8^* \\ a_2 & a_1^* & -a_4^* & -a_3 & -a_6^* & -a_5 & a_8 & a_7^* \\ a_3 & -a_4^* & a_1^* & -a_2 & -a_7^* & a_8 & -a_5 & a_6^* \\ a_4 & a_3^* & a_2^* & a_1 & -a_8^* & -a_7 & -a_6 & -a_5^* \\ a_5 & -a_6^* & -a_7^* & a_8 & a_1^* & -a_2 & -a_3 & a_4^* \\ a_6 & a_5^* & -a_8^* & -a_7 & a_2^* & a_1 & -a_4 & -a_3^* \\ a_7 & -a_8^* & a_5^* & -a_6 & a_3^* & -a_4 & a_1 & -a_2^* \\ a_8 & a_7^* & a_6^* & a_5 & a_4^* & a_3 & a_2 & a_1^* \end{bmatrix} \quad (1.54)$$

Ekvivalentna matrica kanala za kod $A^{(8)}$ je:

$$\mathbf{H} [A^{(8)}] = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 & h_5 & h_6 & h_7 & h_8 \\ h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* & h_6^* & -h_5^* & h_8^* & -h_7^* \\ h_3^* & h_4^* & -h_1^* & -h_2^* & h_7^* & h_8^* & -h_5^* & -h_6^* \\ h_4 & -h_3 & -h_2 & h_1 & h_8 & -h_7 & -h_6 & h_5 \\ h_5^* & h_6^* & h_7^* & h_8^* & -h_1^* & -h_2^* & -h_3^* & -h_4^* \\ h_6 & -h_5 & h_8 & -h_7 & -h_2 & h_1 & -h_4 & h_3 \\ h_7 & h_8 & -h_5 & -h_6 & -h_3 & -h_4 & h_1 & h_2 \\ h_8^* & -h_7^* & -h_6^* & h_5^* & -h_4^* & h_3^* & h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \quad (1.55)$$

Neka je:

$$h^2 = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + |h_5|^2 + |h_6|^2 + |h_7|^2 + |h_8|^2 \quad (1.56)$$

$$k_1 = \frac{2 \operatorname{Re}(h_1 h_4^* - h_2 h_3^* + h_5 h_8^* - h_6 h_7^*)}{h^2} \quad (1.57)$$

$$k_2 = \frac{2 \operatorname{Re}(h_1 h_6^* - h_2 h_5^* + h_3 h_8^* - h_4 h_7^*)}{h^2} \quad (1.58)$$

$$k_3 = \frac{2 \operatorname{Re}(h_1 h_7^* - h_3 h_5^* + h_2 h_8^* - h_4 h_6^*)}{h^2} \quad (1.59)$$

Tada je:

$$(\mathbf{H} [A^{(8)}])^H \mathbf{H} [A^{(8)}] = h^2 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & k_1 & 0 & k_2 & k_3 & 0 \\ 0 & 1 & -k_1 & 0 & -k_2 & 0 & 0 & k_3 \\ 0 & -k_1 & 1 & 0 & -k_3 & 0 & 0 & k_2 \\ k_1 & 0 & 0 & 1 & 0 & -k_3 & -k_2 & 0 \\ 0 & -k_2 & -k_3 & 0 & 1 & 0 & 0 & k_1 \\ k_2 & 0 & 0 & -k_3 & 0 & 1 & -k_1 & 0 \\ k_3 & 0 & 0 & -k_2 & 0 & -k_1 & 1 & 0 \\ 0 & k_3 & k_2 & 0 & k_1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.60)$$

Može se uočiti da postoji interferencija između poslatih simbola. Javlja se interferencija između prvog, četvrtog, šestog i sedmog, kao i između drugog, trećeg, petog i osmog poslatog simbola.

Kao i kod ortogonalnih STBC tehnika i ovdje se u slučaju više prijemnih antena, nakon obavljanja prethodno opisanih postupaka, sabiraju signali sa svake od njih, odnosno broj prijemnih antena može biti proizvoljan. Za fer komparaciju prethodnih kvazi-ortogonalnih kodova skalirajući faktori iznose $1/\sqrt{M_t}$.

Kvazi ortogonalne tehnike je moguće posmatrati kao tehnike koima se postiže kompromis između informacionog kapaciteta i vjerovatnoće greške prilikom prenosa podataka. U scenarijima gdje je brzina prenosa podataka bitniji kriterijum, a vjerovatnoća greške ne mora biti kao kod ortogonalnih tehnika, kvazi ortogonalne tehnike nalaze svoju primjenu.

D) STBC tehnike za realne konstelacije simbola

Ukoliko se razmatraju konstelacije signala sa realnim simbolima, tada postoje ortogonalne STBC tehnike sa istim informacionim kapacitetom kao Alamouti-jeve šeme ali sa većim redom *diversity*-ja. Predajne matrice za slučajeve sa dvije, tri, četiri i osam predajnih antena su date sledećim izrazima, [17]-[19]:

$$\mathbf{X}_2 = \begin{bmatrix} a_1 & -a_2 \\ a_2 & a_1 \end{bmatrix} \quad (1.61)$$

$$\mathbf{X}_3 = \begin{bmatrix} a_1 & -a_2 & -a_3 & -a_4 \\ a_2 & a_1 & a_4 & -a_3 \\ a_3 & -a_4 & a_1 & a_2 \end{bmatrix} \quad (1.62)$$

$$\mathbf{X}_4 = \begin{bmatrix} a_1 & -a_2 & -a_3 & -a_4 \\ a_2 & a_1 & a_4 & -a_3 \\ a_3 & -a_4 & a_1 & a_2 \\ a_4 & a_3 & -a_2 & a_1 \end{bmatrix} \quad (1.63)$$

$$\mathbf{X}_8 = \begin{bmatrix} a_1 & -a_2 & -a_3 & -a_4 & -a_5 & -a_6 & -a_7 & -a_8 \\ a_2 & a_1 & -a_4 & a_3 & -a_6 & a_5 & a_8 & -a_7 \\ a_3 & a_4 & a_1 & -a_2 & -a_7 & -a_8 & a_5 & a_6 \\ a_4 & -a_3 & a_2 & a_1 & -a_8 & a_7 & -a_6 & a_5 \\ a_5 & a_6 & a_7 & a_8 & a_1 & -a_2 & -a_3 & -a_4 \\ a_6 & -a_5 & a_8 & -a_7 & a_2 & a_1 & a_4 & -a_3 \\ a_7 & -a_8 & -a_5 & a_6 & a_3 & -a_4 & a_1 & a_2 \\ a_8 & a_7 & -a_6 & -a_5 & a_4 & a_3 & -a_2 & a_1 \end{bmatrix} \quad (1.64)$$

Ekvivalentne matrice kanala su:

$$\mathbf{H}[\mathbf{X}_2] = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2 & -h_1 \end{bmatrix} \quad (1.65)$$

$$\mathbf{H}[\mathbf{X}_3] = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & 0 \\ h_2 & -h_1 & 0 & -h_3 \\ h_3 & 0 & -h_1 & h_2 \\ 0 & h_3 & -h_2 & -h_1 \end{bmatrix} \quad (1.66)$$

$$\mathbf{H}[\mathbf{X}_4] = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 \\ h_3 & -h_4 & -h_1 & h_2 \\ h_4 & h_3 & -h_2 & -h_1 \end{bmatrix} \quad (1.67)$$

$$\mathbf{H}[\mathbf{X}_8] = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 & h_5 & h_6 & h_7 & h_8 \\ h_2 & -h_1 & -h_4 & h_3 & -h_6 & h_5 & h_8 & -h_7 \\ h_3 & h_4 & -h_1 & -h_2 & -h_7 & -h_8 & h_5 & h_6 \\ h_4 & -h_3 & h_2 & -h_1 & -h_8 & h_7 & -h_6 & h_5 \\ h_5 & h_6 & h_7 & h_8 & -h_1 & -h_2 & -h_3 & -h_4 \\ h_6 & -h_5 & h_8 & -h_7 & h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 \\ h_7 & -h_8 & -h_5 & h_6 & h_3 & -h_4 & -h_1 & h_2 \\ h_8 & h_7 & -h_6 & -h_5 & h_4 & h_3 & -h_2 & -h_1 \end{bmatrix} \quad (1.68)$$

Uočava se da su matrice sa međusobno ortogonalnim kolonama, pa nema interferencije između poslatih simbola na mjestu prijema.

1.1.2. Prostorno-vremenske treliš tehnike

STBC tehnikama se ostvaruje puni *diversity*, lako se obavlja detekcija uz ML kriterijum, linearnim procesiranjem u prijemniku. Međutim, STBC kodovi ne ostvaruju kodni dobitak. Postoje i prostorno-vremenske tehnike kojima se pored *diversity*-ja ostvaruje i kodni dobitak. Takvo svojstvo imaju prostorno-vremenske treliš tehnike (STTC). STTC ostvaruju prostorni *diversity* bez poznavanja mobilnog radio kanala na predajnoj strani, kao i STBC. Dodavanje kodnog dobitka za posljedicu ima određeno povećavanje kompleksnosti sistema. STTC kodovi se baziraju na konvolucionim kodovima, [31].

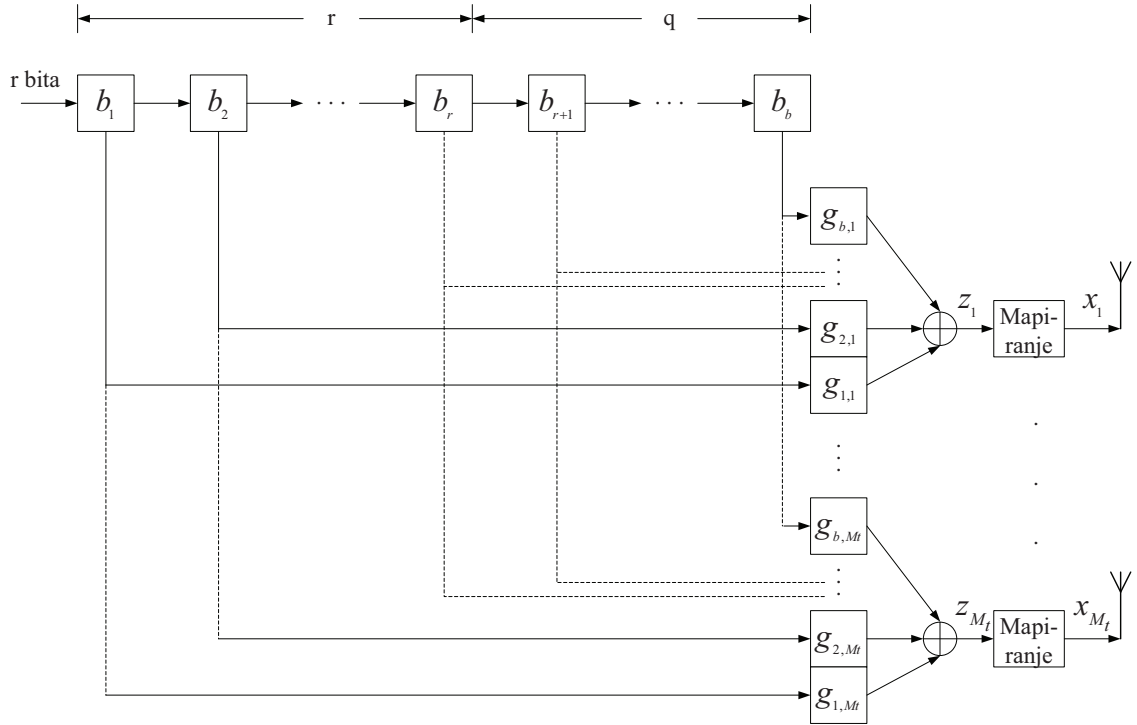
A) Realizacija STTC predajnika

Na slici 1.6 je data blok šema STTC predajnika. Konvolucionni koder se sastoji od fiksnog broja pomjeračkih registara. Kompleksnost ovih kodera, uporedo sa kodnim dobitkom, se povećava sa brojem pomjeračkih registara. Pomjerački registri su vezani sa sabiračima i množačima, pri čemu se operacije sabiranja i množenja obavljaju po modulu M , (M – broj nivoa modulacije, $r = \log_2 M$).

Proces kodiranja je opisan sledećim izrazom:

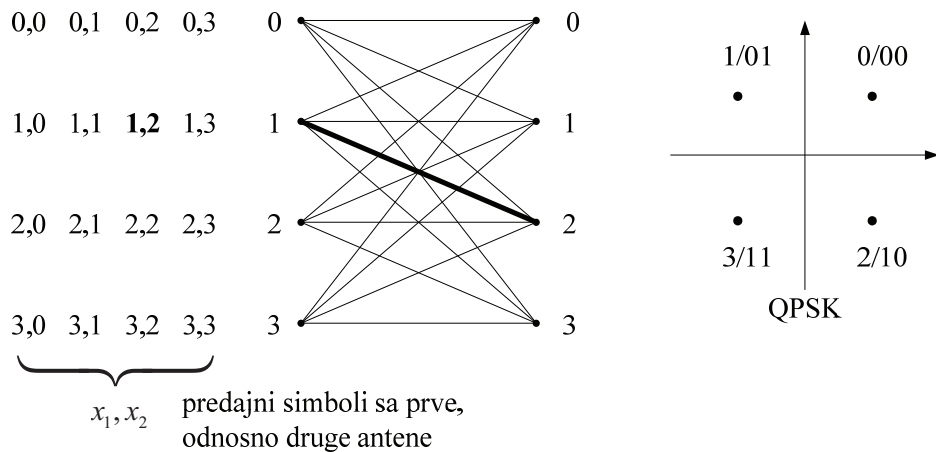
$$\begin{bmatrix} z_1 & z_2 & \dots & z_{M_t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 & \dots & b_r & \dots & b_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_{1,1} & g_{1,2} & \dots & g_{1,M_t} \\ g_{2,1} & g_{2,2} & \dots & g_{2,M_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{b,1} & g_{b,2} & \dots & g_{b,M_t} \end{bmatrix} \quad (1.69)$$

Set $\{b\}$ se sastoji od r ulaznih bita i q bita koji opisuju trenutno stanje pomjeračkih registra, tj. trenutno stanje kodera. Stanja pomjeračkih registara se inicijalizuju nulama na početku kodiranja i potrebno je da budu popunjeni nulama na kraju procesa. Vektor $\begin{bmatrix} g_{1,j} & g_{2,j} & \dots & g_{b,j} \end{bmatrix}^T$ predstavlja generišući polinom za j -tu predajnu antenu. Na svakoj predajnoj anteni se izlazna vrijednost kodera, $z_j \in \{0, 1, \dots, M-1\}$, mapira u odgovarajući simbol x_j .



Slika 1.6. STTC predajnik

Konvolucioni kodovi se mogu predstaviti treliš dijagramom, tj. tranzicijom stanja registara u odnosu na ulazne bite. Treliš STTC kod sa četiri stanja registara, dizajniran za QPSK modulaciju, i primijenjen za sistem sa dvije predajne antene, je prikazan na slici 1.7.



Slika 1.7. Treliš STTC kod sa četiri stanja, dizajniran za QPSK modulaciju i primijenjen na sistem sa dvije predajne antene

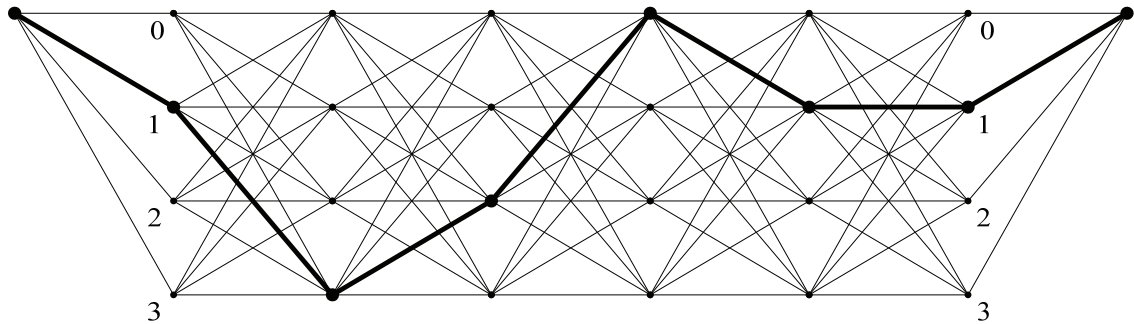
Izlazne grane iz svakog stanja su označene sa x_1 i x_2 , tj. predajnim simbolima sa prve odnosno druge antene. Jedan primjer je označen boldovanom linijom na slici 1.7. Pretpostavljeno je da je sistem bio u stanju 1, da su ulazni biti 1 i 0. Sledeće stanje je 2, a predajni QPSK simboli su označeni sa 1 i 2.

Tokom dekodiranja, za svaku granu koja povezuje dva stanja (A i B) se određuje metrika grane u funkciji primljenog signala r_i sa M_r prijemnih antena, koeficijenta mobilnog radio kanala h_{ij} i predajnih simbola $x_1 \cdots x_{M_t}$:

$$BM(A \rightarrow B) = \sum_{i=1}^{M_r} \left| r_i - \sum_{j=1}^{M_t} h_{i,j} x_j \right|^2 \quad (1.70)$$

Viterbi algoritam se može koristiti za izračunavanje najmanje metrike puta. Algoritam se sastoji iz *forward* i *backward* faze. Tokom *forward* faze, za svako stanje se vrši izračunavanje minimalne metrike puta, tj. određivanje puta sa najmanjom sumom metrika grana koje čine datu putanju. Izabrana metrika puta se zove *survivor*. Nakon određivanja *survivor*-a za određeno stanje, ostale putanje koje se susstiču u datom stanju se ne razmatraju prilikom izračunavanja minimalne metrike puta za naredna stanja. Po završetku *forward* faze se obavlja povratna operacija praćenja, selektovanjem minimalne metrike puta i praćenjem stanja na tom putu, odnosno predajnih simbola.

Na slici 1.8 je prikazan primjer *Viterbi* algoritma, STTC koda za QPSK i dvije predajne antene.



Slika 1.8. *Viterbi* algoritam, STTC koda za QPSK i dvije predajne antene

Na slici 1.8 je selektovani put boldovan i prati sledeću tranziciju stanja: 0, 1, 3, 2, 0, 1, 1, 0. Saglasno STTC kodu sa slike 1.5, slijedi da su sa prve predajna antene poslali simboli 0, 1, 3, 2, 0, 1, 1, dok su sa druge predajne antene poslali simboli 1, 3, 2, 0, 1, 1, 0.

B) Dizajn STTC kodova

Ako se pretpostavi da se na izlazu kodera dobija L vektora $\mathbf{x}[k] = [x_1[k] \ \cdots \ x_{M_t}[k]]^T$, $1 \leq k \leq L$, dimenzije M_t . Smatra se da su koeficijenti mobilnog radio kanala konstantni tokom trajanja jednog bloka. Prijemni vektor je:

$$\mathbf{y}[k] = \mathbf{H} \cdot \mathbf{x}[k] + \mathbf{n}[k] \quad (1.71)$$

Kombinovanjem svih L vektora $\mathbf{x}[k]$, $\mathbf{y}[k]$ i $\mathbf{n}[k]$ u matrice \mathbf{X} , \mathbf{Y} , \mathbf{N} , prijemna matrica postaje:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{N} \quad (1.72)$$

gdje je predajna matrica \mathbf{X} , dimenzija $M_t \times L$, data sledećom relacijom:

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}[1] \ \mathbf{x}[2] \ \cdots \ \mathbf{x}[L]] = \begin{bmatrix} x_1[1] & x_1[2] & \cdots & x_1[L] \\ x_2[1] & x_2[2] & & x_2[L] \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ x_{M_t}[1] & x_{M_t}[2] & L & x_{M_t}[L] \end{bmatrix} \quad (1.73)$$

\mathbf{H} je matrica MIMO kanala, dok \mathbf{N} predstavlja matricu šuma. Matrice \mathbf{N} i \mathbf{Y} su dimenzija $M_r \times L$, dok je matrica \mathbf{H} dimenzija $M_r \times M_t$.

Pretpostavljeno je poznavanje mobilnog radio kanala na prijemu i ML detekcija. Uslovana vjerovatnoća greške da se umjesto poslatog bloka \mathbf{X} detektuje blok $\tilde{\mathbf{X}}$ je data sledećom relacijom, [32]:

$$\Pr\{\mathbf{X} \rightarrow \tilde{\mathbf{X}}|\mathbf{H}\} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\|\mathbf{HX} - \mathbf{H}\tilde{\mathbf{X}}\|_F^2}{4\sigma_n^2}} \right) \quad (1.74)$$

gdje je $\|\mathbf{HX} - \mathbf{H}\tilde{\mathbf{X}}\|_F^2$ kvadrat *Frobenius*-ove norme matrice $\mathbf{HX} - \mathbf{H}\tilde{\mathbf{X}}$, dimenzija $M_r \times L$, odnosno:

$$\|\mathbf{HX} - \mathbf{H}\tilde{\mathbf{X}}\|_F^2 = \sqrt{\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N |(\mathbf{HX} - \mathbf{H}\tilde{\mathbf{X}})_{i,j}|^2} = \sqrt{\operatorname{tr}\{(\mathbf{HX} - \mathbf{H}\tilde{\mathbf{X}})(\mathbf{HX} - \mathbf{H}\tilde{\mathbf{X}})^H\}} \quad (1.75)$$

Ako se normalizuju kodne riječi na način da je: $\mathbf{B} = \mathbf{X} / \sqrt{E_s / T_s}$ i $\tilde{\mathbf{B}} = \tilde{\mathbf{X}} / \sqrt{E_s / T_s}$

dobija se: $\|\mathbf{H}(\mathbf{X} - \tilde{\mathbf{X}})\|_F^2 = \|\mathbf{H}(\mathbf{B} - \tilde{\mathbf{B}})\|_F^2 \frac{E_s}{T_s}$ i $\sigma_n^2 = N_0 / T_s$ pa slijedi:

$$\Pr\{\mathbf{X} \rightarrow \tilde{\mathbf{X}}|\mathbf{H}\} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\|\mathbf{H}(\mathbf{B} - \tilde{\mathbf{B}})\|_F^2 \frac{E_s}{T_s}}{4N_0}} \right) \quad (1.76)$$

Za koplementarnu funkciju greške važi da je: $\operatorname{erfc}(\sqrt{x}) < e^{-x}$. Označavajući μ -tu vrstu matrice \mathbf{H} sa \mathbf{h}_μ dobija se da je uslovana vjerovatnoća greške da se umjesto normalizovanog bloka \mathbf{B} detektuje blok $\tilde{\mathbf{B}}$:

$$\begin{aligned} \Pr\{\mathbf{B} \rightarrow \tilde{\mathbf{B}}|\mathbf{H}\} &\leq \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{H}(\mathbf{B} - \tilde{\mathbf{B}})\|_F^2 \frac{E_s}{T_s}}{4N_0}\right) \\ &\leq \frac{1}{2} \exp\left(-\sum_{\mu=1}^{M_r} \frac{\|\mathbf{h}_\mu(\mathbf{B} - \tilde{\mathbf{B}})\|_F^2 \frac{E_s}{T_s}}{4N_0}\right) \\ &\leq \frac{1}{2} \prod_{\mu=1}^{M_r} \exp\left(-\frac{\mathbf{h}_\mu(\mathbf{B} - \tilde{\mathbf{B}})(\mathbf{B} - \tilde{\mathbf{B}})^H \mathbf{h}_\mu^H \frac{E_s}{T_s}}{4N_0}\right) \end{aligned} \quad (1.77)$$

Matrica $\mathbf{A} = (\mathbf{B} - \tilde{\mathbf{B}})(\mathbf{B} - \tilde{\mathbf{B}})^H$ je Hermitian i njen rang r je jednak rang matrice $\mathbf{B} - \tilde{\mathbf{B}}$.

Karakteristične vrijednosti λ_ν , dobijene iz dekompozicije $\mathbf{A} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H$, su realne i pozitivne, pa je:

$$\begin{aligned}
 \Pr\{\mathbf{B} \rightarrow \tilde{\mathbf{B}}|\mathbf{H}\} &\leq \frac{1}{2} \prod_{\mu=1}^{M_r} \exp\left(-(\underline{\mathbf{h}}_{\mu} \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H \underline{\mathbf{h}}_{\mu}^H) \frac{E_s}{4N_0}\right) \\
 &\leq \frac{1}{2} \prod_{\mu=1}^{M_r} \exp\left(-\underline{\beta}_{\mu} \mathbf{\Lambda} \underline{\beta}_{\mu}^H \frac{E_s}{4N_0}\right)
 \end{aligned} \tag{1.78}$$

Novi vektori vrste $\underline{\beta}_{\mu} = \underline{\mathbf{h}}_{\mu} \mathbf{U} = [\beta_{\mu,1} \cdots \beta_{\mu,M_t}]$ i dalje sadrže kompleksne racionalne Gauss-ove slučajne veličine, pošto je \mathbf{U} unitarna matrica. Kvadrati amplituda elemenata prate *chi*-kvadratnu raspodjelu sa dva stepena slobode. Za dobijanje vjerovatnoće greške nezavisne od matrice \mathbf{H} , potrebno je izvršiti usrednjavanje prethodnog izraza u odnosu na \mathbf{H} , pa slijedi da je:

$$\begin{aligned}
 \Pr\{\mathbf{B} \rightarrow \tilde{\mathbf{B}}\} &= E_{\mathbf{H}}\{\Pr\{\mathbf{B} \rightarrow \tilde{\mathbf{B}}\}\} \\
 &\leq \frac{1}{2} \prod_{\mu=1}^{M_r} \prod_{v=1}^r E_{\beta} \left\{ \exp\left(-\lambda_v |\beta_{\mu,v}|^2 \frac{E_s}{4N_0}\right) \right\} \\
 &\leq \frac{1}{2} \prod_{\mu=1}^{M_r} \prod_{v=1}^r \int_0^{\infty} e^{-\xi} \exp\left(-\lambda_v \xi \frac{E_s}{4N_0}\right) d\xi \\
 &\leq \frac{1}{2} \left[\prod_{v=1}^r \frac{1}{1 + \lambda_v E_s / (4N_0)} \right]^{M_r}
 \end{aligned} \tag{1.79}$$

gdje r označava rang matrice \mathbf{A} , odnosno broj nenulih karakterističnih vrijednosti matrice \mathbf{A} . Uz dovoljno veliki SNR može se zanemariti jedinica u imeniocu, pa se dobija:

$$\Pr\{\mathbf{B} \rightarrow \tilde{\mathbf{B}}\} < \frac{1}{2} \left[\frac{E_s}{4N_0} \left(\prod_{v=1}^r \lambda_v \right)^{1/r} \right]^{-rM_r} \tag{1.80}$$

EkspONENT rM_r predstavlja *diversity* dobitak. U cilju postizanja maksimalnog *diversity*-ja minimalni rang r među svim razlikama kodnih riječi $\mathbf{B} - \tilde{\mathbf{B}}$ treba da se maksimizira, pa je *diversity* dobitak:

$$g_d = M_r \underbrace{\min}_{(\mathbf{B}, \tilde{\mathbf{B}})} \text{rang}(\mathbf{B} - \tilde{\mathbf{B}}) \tag{1.81}$$

Sa druge strane, kodni dobitak koji vodi ka horizontalnom pomjeranju krive vjerovatnoće greške, se može zapisati kao:

$$g_c = \min_{(\mathbf{B}, \tilde{\mathbf{B}})} \left(\prod_{v=1}^r \lambda_v \right)^{1/r} \quad (1.82)$$

Ukoliko kodni dizajn obezbjeđuje da je $r = \text{rang}\{\mathbf{A}\} = M_t$, tada je proizvod karakterističnih vrijednosti jednak determinanti matrice \mathbf{A} , pa je:

$$g_c = \min_{(\mathbf{B}, \tilde{\mathbf{B}})} \left(\prod_{v=1}^{M_t} \lambda_v \right)^{1/M_t} = \min_{(\mathbf{B}, \tilde{\mathbf{B}})} \left(\det \left((\mathbf{B} - \tilde{\mathbf{B}})(\mathbf{B} - \tilde{\mathbf{B}})^H \right) \right)^{1/M_t} \quad (1.83)$$

Na osnovu relacija (1.63) i (1.64) može se zaključiti da su kriterijumi dizajniranja kodova:

– Kriterijum ranga, koji obezbjeđuje postizanje maksimalnog dobitka usled *diversity*-ja. U tom cilju potrebno je maksimizirati minimalni rang r svih matrica $\mathbf{X} - \tilde{\mathbf{X}}$. Red *diversity*-ja je rM_r , pri čemu je maksimum $M_t M_r$.

– Kriterijum determinante, koji kaže da je kodni dobitak maksimiziran ako je $\left(\prod_{v=1}^r \lambda_v \right)^{1/r}$ maksimizirano nad svim parovima kodnih riječi, za red *diversity*-ja od rM_r .

1.1.3. Prostorno-frekvencijske tehnike

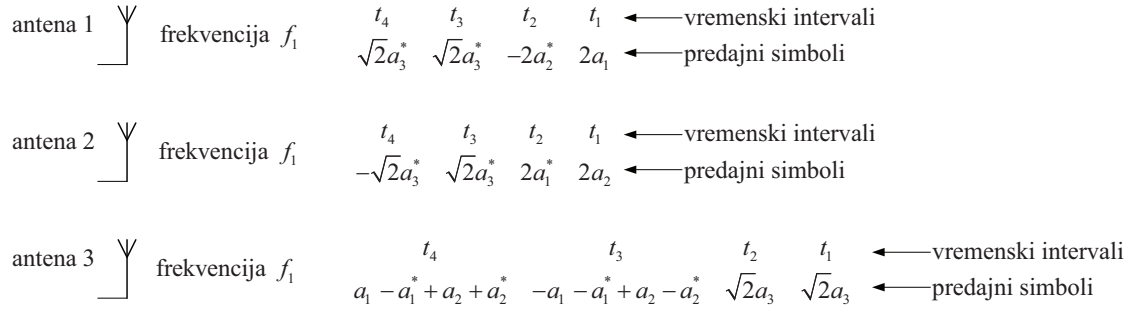
Kod prostorno-vremenskih blok i prostorno-vremenskih trelis tehnika se podrazumijevalo da je tokom trajanja jednog predajnog bloka mobilni radio kanal nepromjenljiv. Ukoliko se stanje u mobilnom radio kanalu mijenja brže u odnosu na trajanje jednog predajnog bloka može doći do narušavanja performansi sistema. U tom slučaju se mogu koristiti prostorno-frekvencijske blok i prostorno-frekvencijske trelis

tehnike, kod kojih takođe nije potrebno poznavanje mobilnog radio kanala na predajnoj strani. Ove tehnike se mogu primijeniti u MIMO sistemima kod kojih se za prenos koriste višestruki podnosioci. Kod njih se umjesto slanja predajnog bloka u više vremenskih intervala na istom podnosiocu, šalje blok u jednom vremenskom intervalu ali na više susjednih podnosilaca. Kao što se za prostorno-vremenske tehnike smatralo da je mobilni radio kanal nepromjenljiv tokom onoliko vremenskih intervala koliko traje predajni blok simbola, za prostorno-frekvencijske tehnike se smatra da je mobilni radio kanal isti za grupe susjednih podnosilaca, na kojima se prenosi odgovarajući blok. Zavisno od stepena korelacije između koeficijenata mobilnog radio kanala za grupu susjednih podnosilaca, na kojima se prenosi jedan blok simbola, zavisice i performanse sistema, [33]-[34].

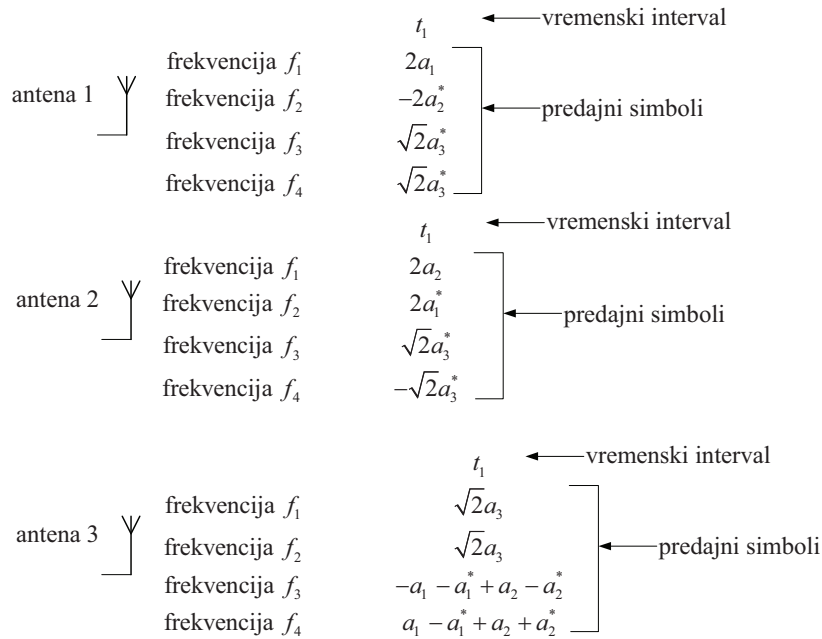
Na slici 1.9 je dato poređenje prostorno-vremenske blok i prostorno-frekvencijske blok tehnike, za matricu T_3 . Razlika u predajnim matricama je u tome što se u relacijama za prostorno-vremenske tehnike, kolone umjesto na sukcesivne vremenske intervale odnose na susjedne podnosioce. Uzimajući to u obzir, algoritam predaje i prijema je analogan kao i kod prostorno-vremenskih tehnika. Simboli koji su se prije slali sa pojedinih antena u više uzastopnih vremenskih intervala, sada se šalju u jednom vremenskom intervalu sa više susjednih podnosilaca.

1.1.4. *Beamforming*

U slučaju kada predajnik i prijemnik imaju informaciju o stanju MIMO kanala, *beamforming*-om se postiže prostorni *diversity*. Predajni simbol x se šalje sa svih predajnih antena. Množenjem na predajnoj i prijemnoj strani signala težinskim faktorima postiže se maksimalna vrijednost SNR-a, [5], [35]. Predajni simbol x koji se šalje sa i -te antene se množi težinskim faktorom w_{ti} , $i = 1, \dots, M_t$, dok se signal sa i -te prijemne antene množi težinskim faktorom w_{ri} , $i = 1, \dots, M_r$, slika 1.10.

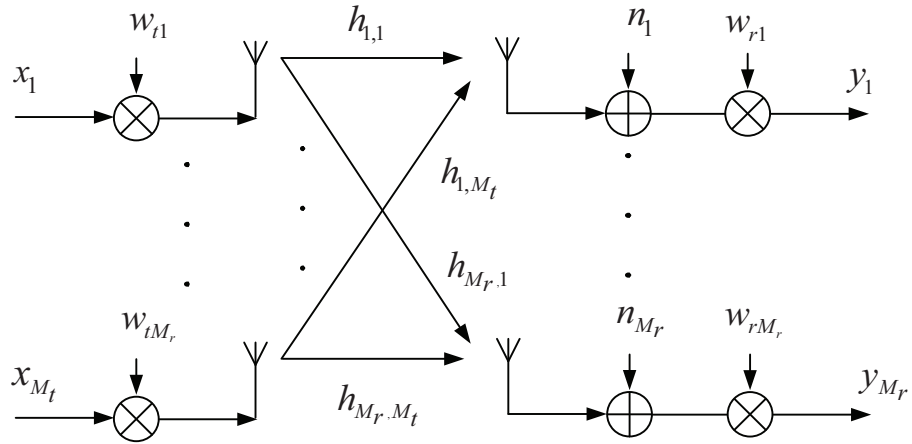


a) prostorno-vremenski predajni blok simbola



b) prostorno-frekvencijski predajni blok simbola

Slika 1.9. Poređenje prostorno-vremenske blok i prostorno-frekvencijske blok tehnike za matricu \mathbf{T}_3



Slika 1.10. Šema MIMO sistema koji koristi beamforming

Neka je matrica kanala \mathbf{H} , dimenzija $M_r \times M_t$. SVD (*Singular Value Decomposition*) matrice \mathbf{H} se može zapisati kao:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H \quad (1.84)$$

gdje su $M_r \times M_r$ matrica \mathbf{U} i $M_t \times M_t$ matrica \mathbf{V} unitarne matrice, odnosno $\mathbf{U}\mathbf{U}^H = \mathbf{I}_{M_r}$ i $\mathbf{V}^H\mathbf{V} = \mathbf{I}_{M_t}$, dok su \mathbf{I}_{M_r} i \mathbf{I}_{M_t} jedinične matrice dimenzija $M_r \times M_r$ odnosno $M_t \times M_t$. Matrica $\mathbf{\Sigma}$, dimenzija $M_r \times M_t$, je dijagonalna matrica, čiji su elementi singularne vrijednosti $\{\sigma_i\}$ matrice \mathbf{H} , pri čemu je $\sigma_i = \sqrt{\lambda_i}$, dok je λ_i i -ta karakteristična vrijednost matrice $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$.

Prijemni signal se može prikazati na sledeći način:

$$y = \mathbf{w}_r^H \mathbf{H} \mathbf{w}_t x + \mathbf{w}_r^H \mathbf{n} = \mathbf{w}_r^H \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \mathbf{w}_t x + \mathbf{w}_r^H \mathbf{n} \quad (1.85)$$

gdje su \mathbf{w}_t i \mathbf{w}_r^H predajni i prijemni vektori težinskih faktora. Ovi vektori težinskih faktora su normalizovani pri čemu važi $\|\mathbf{w}_r\|^2 = \|\mathbf{w}_t\|^2 = 1$. *Beamforming*-om se ostvaruje dobitak usled *diversity*-ja koherentnim kombinovanjem prijemnih signala. Maksimizacija SNR-a se svodi na maksimizaciju $\|\mathbf{w}_r^H \mathbf{H} \mathbf{w}_t\|_F^2 / \|\mathbf{w}_r^H\|_F^2$. SNR je maksimalan kada su \mathbf{w}_t i \mathbf{w}_r

singularni vektori u odnosu na maksimalnu singularnu vrijednost matrice \mathbf{H} , $\sigma_{\max} = \max\{\sigma_1, \sigma_1, \dots, \sigma_{r(\mathbf{H})}\}$. Ova tehnika se zove i prenos preko dominantnog *eigenmoda* (karakterističnog moda). Odgovarajući SNR je $\gamma = \lambda_{\max} \rho$, pri čemu je $\lambda_{\max} = \sigma_{\max}^2$, maksimalna karakteristična vrijednost matrice $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$, pa je $y = \sigma_{\max}^2 x + \mathbf{w}_r^H \mathbf{n}$.

1.2. Prostorno multipleksiranje

U poglavlju 1.1, gdje se razmatrao prostorni *diversity*, odgovarajuće tehnike u odnosu na SISO sisteme nisu imale dobitak multipleksiranja, ali za razliku od SISO sistema su omogućavale red *diversity*-ja do $M_t \cdot M_r$, tj. namijenjene su za poboljšanje BER performansi. Tehnike prostornog multipleksiranja imaju drugačiju svrhu od spomenutih *diversity* metoda, odnosno koriste se za povećanje brzine prenosa podataka. Kod prostornog multipleksiranja se obavlja razdvajanje sekvence informacionih bita u određeni broj podtokova koji se tretiraju različito. Sa M_t predajnih antena se šalje M_t nezavisnih podtokova. Na predajnoj strani se informaciona sekvenca razdvaja na više podtokova koji se nazivaju i slojevi (*Layers*), pa se prostorno multipleksiranje takođe naziva i višeslojna transmisija (*Multilayer Transmission*).

Optimalno dekodiranje primljenog signala zahtjeva ML detekciju, tj. detekciju uz kriterijum maksimalne vjerodostojnosti. Ukoliko se sa svake predajne antene emituje različit simbol iz alfabeta veličine $|\mathcal{X}|$, tada ML detekcija zahtjeva pretragu nad svim mogućim vektorima ulaznih simola, $|\mathcal{X}|^{M_t}$. Ovakva kompleksnost detekcije je čak i za mali broj predajnih antena veoma velika. Komleksnost detekcije se može značajno smanjiti ukoliko je matrica kanala \mathbf{H} poznata predajniku.

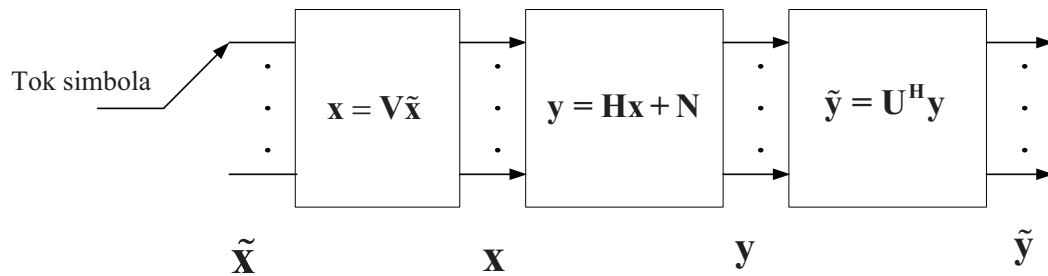
Kada je stanje mobilnog radio kanala poznato i na predajnoj i na prijemnoj strani, tada se prenos više tokova podataka može ostvariti primjenom paralelne dekompozicije MIMO kanala. Ukoliko je stanje mobilnog radio kanala poznato samo na prijemnoj strani tada se mora primijeniti sofisticiranija obrada podataka na prijemnoj strani, u odnosu na slučaj sa

paralelnom dekompozicijom MIMO kanala. U tom slučaju dva su glavna tipa prostornog multipleksiranja: vertikalno kodiranje (VE - *Vertical Encoding*) i horizontalno kodiranje (HE - *Horizontal Encoding*). Vertikalno i horizontalno kodiranje se nazivaju još i serijsko, odnosno paralelno kodiranje, [5], [8]-[10].

1.2.1. Prostorno multipleksiranje za slučaj poznavanja kanala na prijemnoj i predajnoj strani

Neka je matrica kanala \mathbf{H} , dimenzija $M_r \times M_t$, poznata i prijemniku i predajniku i neka R_H predstavlja rang matrice \mathbf{H} , $R_H \leq \min(M_t, M_r)$. SVD matrice \mathbf{H} se može zapisati kao: $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H$, gdje su $M_r \times M_r$ matrica \mathbf{U} i $M_t \times M_t$ matrica \mathbf{V} unitarne matrice, odnosno $\mathbf{U}\mathbf{U}^H = \mathbf{I}_{M_r}$ i $\mathbf{V}^H\mathbf{V} = \mathbf{I}_{M_t}$, dok su \mathbf{I}_{M_r} i \mathbf{I}_{M_t} jedinične matrice dimenzija $M_r \times M_r$ odnosno $M_t \times M_t$. Matrica $\mathbf{\Sigma}$, dimenzija $M_r \times M_t$, je dijagonalna matrica, čiji su elementi singularne vrijednosti $\{\sigma_i\}$ matrice \mathbf{H} , pri čemu je $\sigma_i = \sqrt{\lambda_i}$, dok je λ_i i -ta karakteristična vrijednost matrice $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$.

Paralelna dekompozicija kanala se dobija transformacijom ulaznog vektora simbola $\tilde{\mathbf{x}}$ u MIMO sistem i izlaznog vektora simbola \mathbf{y} iz MIMO kanala, kroz predajni *precoding* i prijemno oblikovanje (*shaping*). Predajnim *precoding*-om se obavlja linearna transformacija ulaznog vektora $\tilde{\mathbf{x}}$ u $\mathbf{x} = \mathbf{V}\tilde{\mathbf{x}}$. Prijemnim oblikovanjem se obavlja slična operacija, tj. množenje izlaznog vektora \mathbf{y} sa \mathbf{U}^H , kao što je prikazano na slici 1.11.

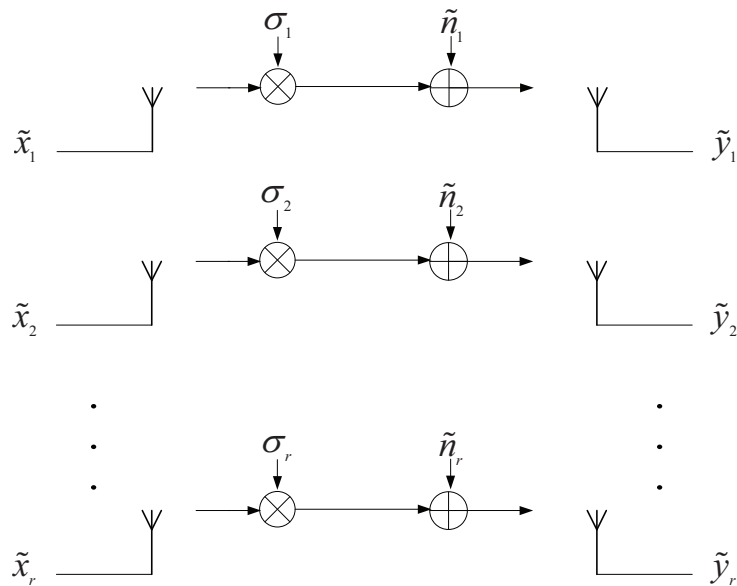


Slika 1.11. Predajni precoding i prijemno oblikovanje

Predajni *precoding* i prijemno oblikovanje transformišu MIMO kanal u R_H paralelnih nezavisnih SISO kanala:

$$\begin{aligned}
 \tilde{\mathbf{y}} &= \mathbf{U}^H (\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}) \\
 &= \mathbf{U}^H (\mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H\mathbf{x} + \mathbf{n}) \\
 &= \mathbf{U}^H (\mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H\mathbf{V}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{n}) \\
 &= \mathbf{U}^H\mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H\mathbf{V}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{U}^H\mathbf{n} \\
 &= \mathbf{\Sigma}\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{n}}
 \end{aligned} \tag{1.86}$$

gdje je $\tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{U}^H\mathbf{n}$. Množenje vektora šuma \mathbf{n} sa unitarnom matricom ne mijenja statističke karakteristike šuma. U pojedinačne SISO kanale su ulazi \tilde{x}_i , dok su izlazi iz tih kanala \tilde{y}_i . Na svakom kanalu je šum \tilde{n}_i i koeficijent kanala σ_i . Pošto paralelni SISO kanali ne interferiraju međusobno, kompleksnost optimalne ML detakcije je linearna sa R_H , tj. sa brojem nezavisnih kanala koji treba da se detektuju. Na slici 1.12 je prikazana paralelna dekompozicija MIMO kanala.

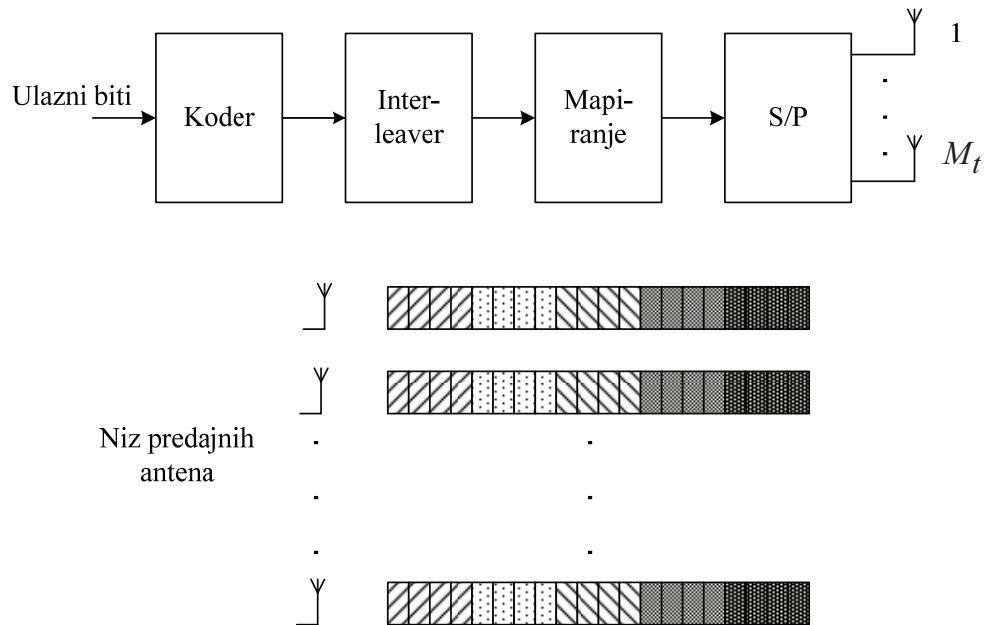


Slika 1.12. Paralelna dekompozicija MIMO kanala

1.2.2. Prostorno multipleksiranje za slučaj poznavanja kanala samo na prijemnoj strani

U slučaju kada je matrica kanala \mathbf{H} poznata samo na prijemnoj strani, tehnike prostornog multipleksiranja se mogu podijeliti na vertikalne i horizontalne.

Konfiguracija vertikalne tehnike multipleksiranja je prikazana na slici 1.13. U ovom pristupu se ulazni tok bita kodira, zatim slijedi *interleaving* (mijenjanje redosleda kodiranih simbola, npr. učitavanje simbola po vrstama matrice i iščitavanje po kolonama matrice), pa mapiranje i demultipleksiranje na M_t podtokova. Ukoliko je predajni blok simbola dovoljno dug, onda može biti emitovan sa svih M_t predajnih antena i primljen sa M_r prijemnih antena. Međutim, sa povećanjem dužine predajnog bloka simbola značajno raste kompleksnost dekodiranja, što ovaj pristup čini nepraktičnim. Jednostavniji metod predstavlja horizontalno prostorno multipleksiranje.

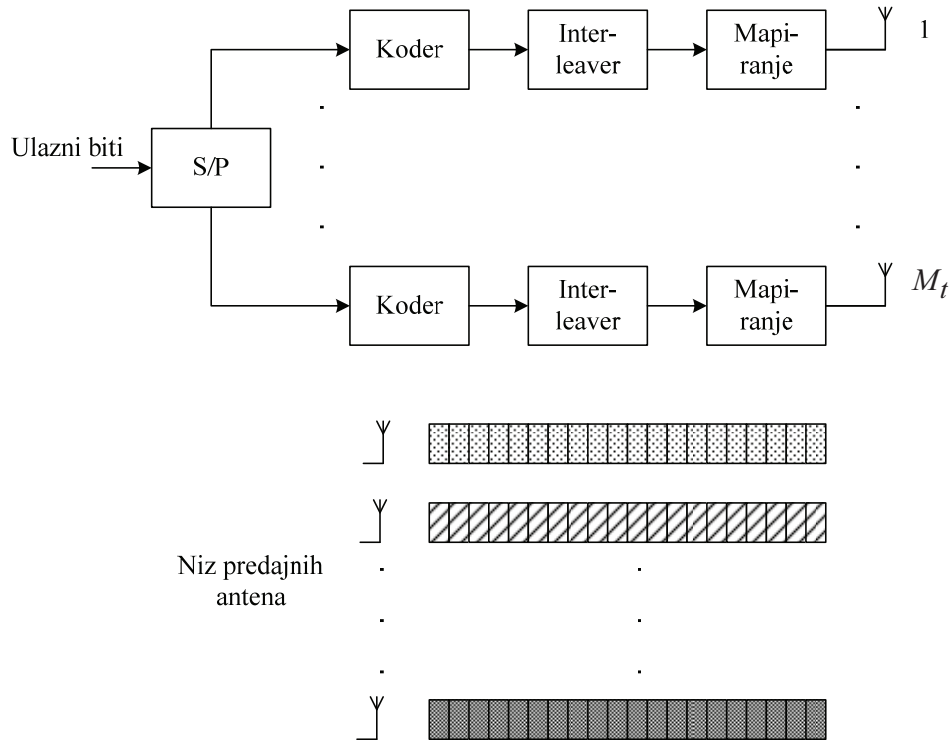


Slika 1.13. Vertikalno multipleksiranje

Šema horizontalnog multipleksiranja, koje se naziva i horizontalno slojno prostorno-vremensko multipleksiranje (HLST - *Horizontal Layer Space Time*), je prikazana na slici 1.14. Kod horizontalnog multipleksiranja se tok bita prvo demultipleksira u M_t podtokova.

Svaki podtok se dalje kodira, prolazi kroz *interleaver*, i obavlja se mapiranje u skladu sa odgovarajućom modulacionom šemom. Kodiranje za svaki podtok je nezavisno i svaki podtok se šalje sa odgovarajuće antene.

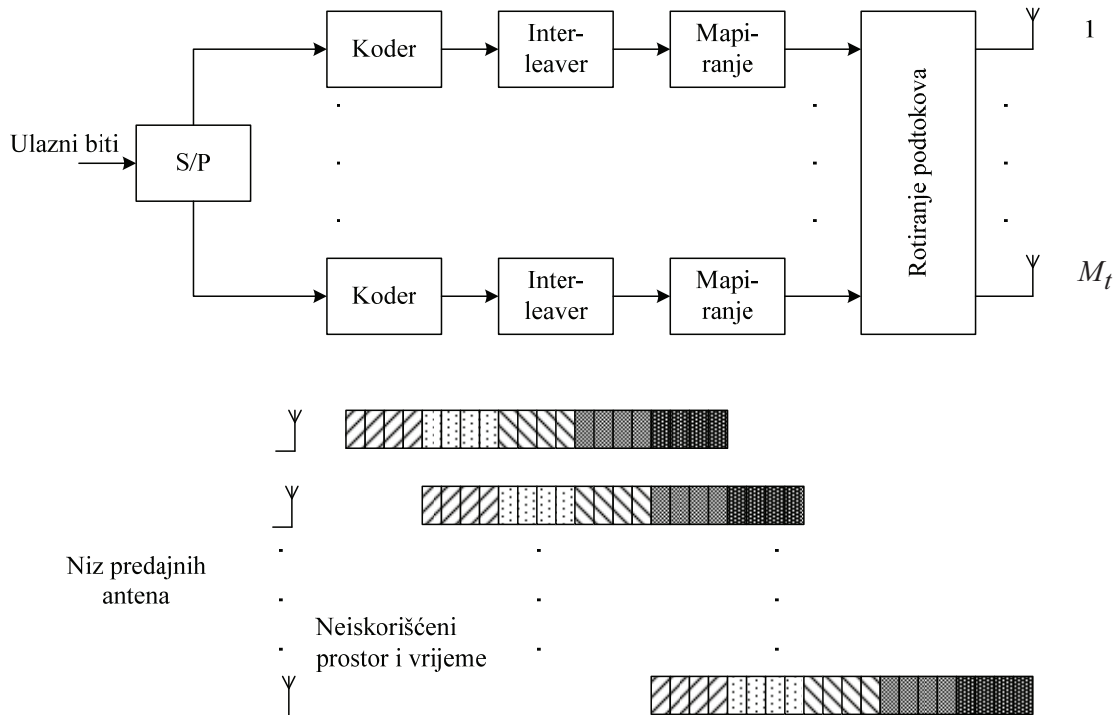
Pošto se svaki emitovani podtok prima sa M_r prijemnih antena, slijedi da je maksimalni red *diversity*-ja M_r .



Slika 1.14. Horizontalno multipleksiranje

Za povećanje reda *diversity*-ja postoje dvije varijante prethodne šeme i to dijagonalno i *threaded* multipleksiranje. Dijagonalno se još naziva i dijagonalno slojno prostorno-vremensko (DLST - *Diagonal Layer Space Time*) multipleksiranje, čija je šema prikazana na slici 1.15. Razlika u odnosu na horizontalno multipleksiranje je u tome što se prije prosleđivanja podtokova ka antenama, vrši rotiranje tokova u *round-robin* maniru, tako da se svaki podtok veže periodično za svaku antenu. Ukoliko je predajna riječ dovoljno velika onda će se za njeno slanje iskoristiti svih M_t predajnih antena. Početno

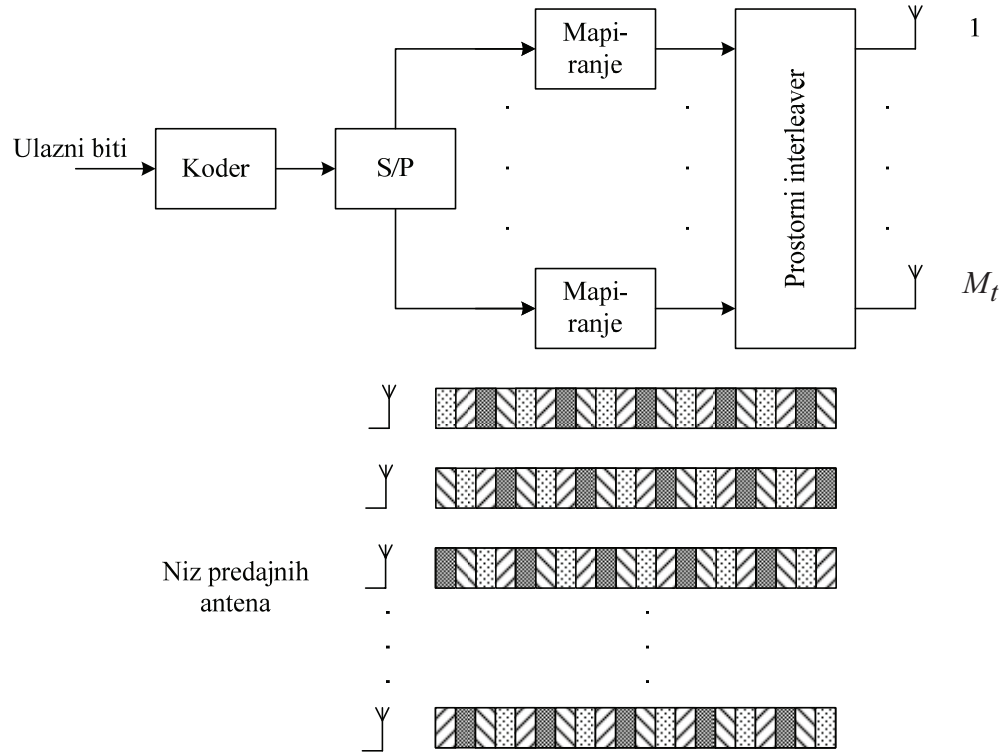
nekorišćenje prostora i vremena, tj. dok nema transmisije, je potrebno zbog pouzdanijeg dekodiranja.



Slika 1.15. DLST multipleksiranje

DLST arhitektura raspoređuje slojeve dijagonalno u prostoru i vremenu. Na slici 1.15 je svaki sloj drugačije osijenčen. Umjesto dodjeljivanja jedne antene svakom podtoku, kao na slici 1.14, dijagonalni pristup obezbjeđuje izbjegavanje situacije da neki podtok bude nemoguće primiti zbog loše transmisiona putanje. U cilju boljeg korišćenja prostorno-vremenskih resursa se koristi TLST multipleksiranje (*Threaded Layer Space Time*), slika 1.16.

Prostorno rotiranje (*interleaving*) podtokova se vrši kao što je prikazano na slici 1.16, pri čemu je svaki *thread* različito osijenčen i predstavlja jedan predajni blok. U drugoj koloni su simboli iz svakog sloja pomjereni ciklično za po jedno mjesto u odnosu na prvu kolonu. U trećoj koloni su pomjereni za po dva mjesta itd. Za razliku od DLST-a, ne može se vršiti procesiranje signala u prijemniku na samo jednom sloju, već se mora obavljati zajedničko dekodiranje višestrukih *thread*-ova, pa je kompleksnija implementacija.



Slika 1.16. TLST multipleksiranje

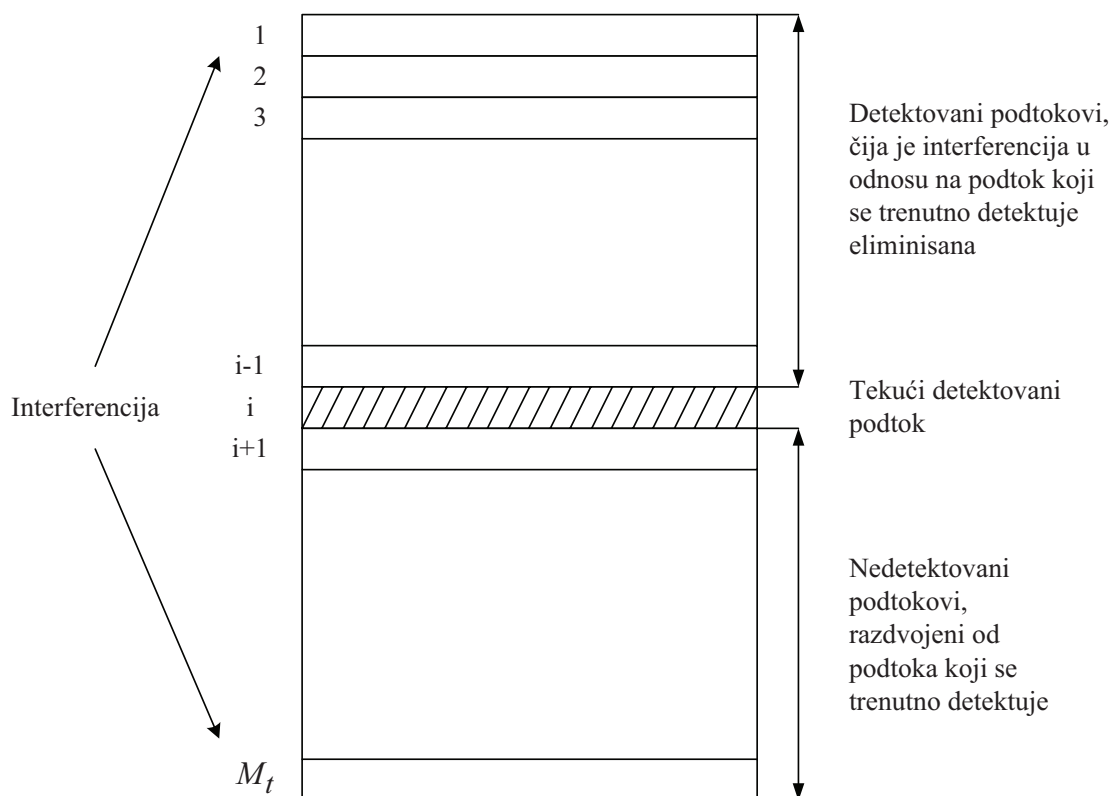
Najčešće korišćeni prijemnici kod LST kodiranja su sa ZF (*Zero Forcing*) ili MMSE (*Minimum Mean Square Error*) detekcijom.

Uz ZF pristup se mogu potpuno razdvojiti podtokovi sa svake od predajnih antena, ali može doći do značajnog povećanja nivoa šuma.

Primjenom MMSE detekcije se minimizuje vjerovatnoća greške prouzrokovana šumom i interferencijom između podtokova, pri čemu se ne postiže potpuna separacija podtokova podataka.

ZF i MMSE se koriste u kombinaciji sa sukcesivnom eliminacijom interferencije. Na taj način se postižu bolje performanse, uz veću kompleksnost detekcije. Radi se o iterativnom postupku, koji se sastoji iz: određivanje optimalnog poretka detekcije podtokova, tj. izbora podtoka sa najvećom vrijednosću SNR-a obzirom da prvi podtok dominantno utiče na performanse sistema; separacije i detekcije odabranog podtoka od ostalih podtokova (sa ZF ili MMSE); eliminisanja interferencije između detektovanog

podtoka i preostalih podtokova i ponavljanja postupka sa preostalim podtokovima. Na slici 1.17 je dat primjer sukcesivnog eliminisanja interferencije kod horizontalnog multipleksiranja, pri čemu je pretpostavljeno da je prvi odabrani podtok sa prve predajne antene.



Slika 1.17. Primjer sukcesivnog eliminisanja interferencije kod horizontalnog multipleksiranja

Bilo da su u pitanju MIMO tehnike za ostvarivanje prostornog *diversity*-ja ili multipleksiranja performanse će zavistiti od broja predajnih i prijemnih antena. Dokle god je prostorna separacija između antena takva da su moguće putanje sa nekoreliranim statistikama fadinga između pojedinačnih parova predajnih i prijemnih antena ima smisla povećavati broj antena. Npr., na frekvencijama oko 70GHz koje se kandiduju kao jedne od mogućih za mobilne radiokomunikacione sisteme pete generacije, prostorna separacija između antena iznosi 0,0021m što pruža mogućnosti za primjenu masivnih MIMO sistema, odnosno MIMO sistema sa velikim brojem antena. Ipak, na frekvencijama koje su

već dodijeljene za sisteme pete generacije na WRC 2015 (*World Radiocommunication Conference*) primjena tako masivnih MIMO sistema još uvijek nije moguća.

Na osnovu sveobuhvatne analize različitih MIMO tehnika može se zaključiti da su STBC tehnike najpraktičnije za realizaciju od svih MIMO tehnika kojima se ostvaruje prostorni *diversity*. Njihova ključna prednost, uz činjenicu da se realizacija obavlja bez zahtjeva za poznavanje mobilnog radio kanala na predajnoj strani, ogleda se u jednostavnosti implementacije.

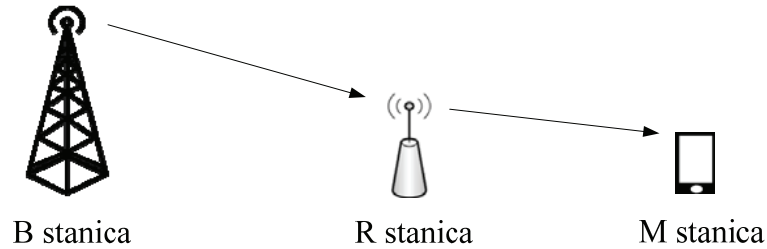
Osim klasičnog pristupa u smislu povećanja broja antena na predajniku i prijemniku, red *diversity*-ja ili broj nezavisnih podtokova multipleksa je moguće dodatno povećati distribuiranom ili virtuelnom realizacijom MIMO tehnika. U kooperativnom prenosu koji podrazumijeva da više mrežnih čvorišta učestvuje u prenosu podataka ka odredištu, moguće je čak i u slučaju da su sva mrežna čvorišta opremljena sa samo jednom antenom virtuelno kreirati MIMO kanal između predajnika i prijemnika. Kooperacija može da se ostvaruje između više B stanica, B i R stanica, R stanica, M stanica i sl. Na taj način se poboljšanja ostvarena MIMO tehnikama dopunjuju kooperativnim prenosom. Najpraktičniji slučaj kooperativnog prenosa predstvaljaju kooperativni relejni sistemi. Osnovni elementi relejnih sistema, kao jedne od bazičnih tehnika na kojima se zasnivaju mobilni radio sistemi narednih generacija biće opisani u Glavi 2 ovog rada.

2. RELEJNI SISTEMI

U prethodnoj Glavi su navedene specifičnosti mobilnog radio kanala koje dovode do degradacije kvaliteta ostvarene mobilne radio veze. Snaga signala u slobodnom prostoru opada sa kvadratom rastojanja d^2 od izvora zračenja. U drugačijem propagacionom okruženju snaga opada sa d^ν , gdje se ν u zavisnosti od sredine mijenja od 2 (slobodan prostor) do 6, [6]. Maksimalan domet radio veze uz definisan nivo kvaliteta zavisi od topologije terena, od nivoa urbanosti sredine, broja i vrsta prepreka, kao što su debljina zidova u objektu, broj zidova, propoagacione karakteristike materijala od kojih su napravljeni i sl. Zbog navedenog se javlja problem pokrivanja na ivicama ćelija, uz odgovarajući nivo kvaliteta.

Za ostvarivanje većeg dometa potrebno je primjenjivati tehnike za umanjivanje uticaja *multipath* propagacije i/ili povećavanje emitovane snage. Tehnikama za smanjivanje uticaja *multipath* propagacije se utiče na ublažavanje naglih padova anvelope signala na mjestu prijema, ali se ne može uticati na propagaciono slabljenje signala. Za manji uticaj slabljenja signala na trasi bilo bi potrebno povećati emitovanu snagu. Zbog regulatornih ograničenja, zbog povećane interferencije usljed veće predajne snage, kao i zbog energetske resursa nije moguće prekoračiti dozvoljene vrijednosti emitovane snage.

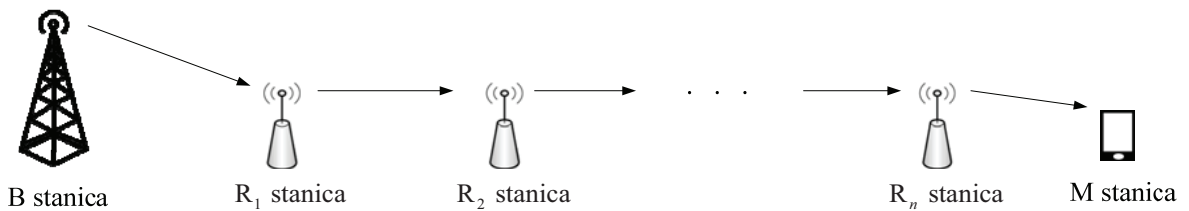
Povećanje dometa se može ostvariti dijeljenjem planiranog dugog linka na više kraćih, pri čemu se između bazne (B) stanice i mobilne (M) stanice uvode relejne (R) stanice, [11]-[13], [36]-[37]. Najjednostavniji primjer prenosa posredstvom relejne stanice je dat na slici 2.1. Pretpostavka je da bazna stanica nema odgovarajući nivo predajne snage da bi signal mogao da se uspješno primi na mobilnoj stanici, koja se nalazi na ivici ćelije. Isto važi za suprotan smjer komunikacije. Korišćenjem R stanice moguće je prenijeti informacije od B ka M stanici i obratno, [38]-[40].



Slika 2.1. Prenos pomoću jedne relejne stanice, *dual-hop* relejni sistem

Slika 2.1 u stvari predstavlja *dual-hop* relejni sistem, jer se komunikacija ostvaruje u dva hopa. Link između B i R stanice je prvi hop, dok je drugi hop link između R i M stanice. R stanica prima signal od B stanice, obavlja odgovarajuću obradu signala i zatim ga prosljeđuje prema M stanici.

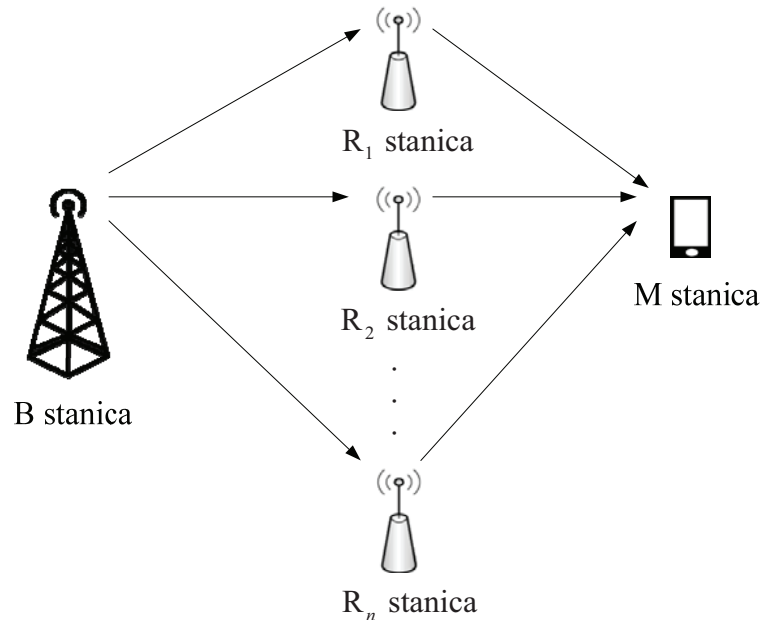
Generalno, relejni sistemi podrazumijevaju da postoji jedna ili više R stanica između B i M stanice. Na slici 2.2 je dat primjer sa n relejnih stanica. U ovom slučaju se radi o *multi-hop* relejnom sistemu koji ima $n+1$ hopova, [41]-[42].



Slika 2.2. *Multi-hop* relejni sistem

Relejni sistem se može realizovati na različite načine. Na slici 2.3 dat je primjer relejnog sistema koji takođe ima n relejnih stanica, ali je organizovan tako da svaka relejna stanica ima mogućnost komunikacije sa baznom stanicom. Za razliku od sistema sa slike 2.2, može se uočiti da iako je isti broj R stanica, njihova namjena nije ista. U relejnom sistemu sa slike 2.2 cilj je bio što veći domet veze, jer svaka R stanica prosljeđuje signal susjednoj, dok je u ovom slučaju primarni cilj poboljšanje performansi *dual-hop* relejnih sistema datih na slici 2.1. Osim poboljšanja pokrivanja preko R stanice, dodatne R stanice mogu uticati i na povećanje informacionog kapaciteta, energetske i spektralne efikasnosti, smanjivanje vjerovatnoće greške i sl. U ovakvom relejnom sistemu sve R stanice mogu da

budu simultano korišćene, samo dio njih ili samo jedna može da učestvuje u prenosu u posmatranom trenutku. Ako se pretpostavi da se koristi samo jedna R stanica u određenom trenutku i da je cilj što manja vjerovatnoća greške onda se za posrednika u komunikaciji između B i M stanice bira ona R stanica preko koje se ostvaruju najbolji propagacioni uslovi na oba hopa. Ukoliko se pretpostavi da je moguće istovremeno koristiti dio ili sve R stanice, sistem sa slike 2.3 postaje virtuelni ili distribuirani MIMO sistem. Pokazuje se da je na ovaj način moguće kreirati virtuelni MIMO sistem koji se ponaša kao klasični MIMO. Pri tome, u distribuiranim MIMO sistemima koji ne podrazumijevaju samo jedan predajnik i prijemnik, postignuti maksimalan broj virtuelnih predajnih antena ne zavisi isključivo od fizičkih dimenzija predajnika i radne frekvencije, već dominantno od broja mrežnih čvorišta koja učestvuju u prenosu.



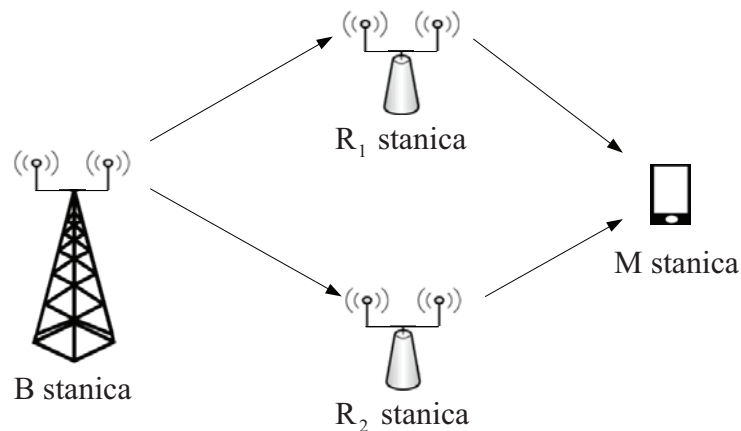
Slika 2.3. Dual-hop relejni sistem sa n relejnih stanica

Distribuirane MIMO sisteme je moguće ostvariti i primjenom jedne relejne stanice sa više antena, kao i primjenom više antena po svakoj R stanici sa slike 2.3. Veći broj mrežnih čvorišta, kao i veći broj antena po čvorištu, poboljšava performanse ali i usložnjava cijeli sistem, pa treba tražiti kompromis između ostvarenih performansi i veće kompleksnosti.

Na slici 2.4 je prikazan primjer relejnog sistema kod koga su B i R stanice opremljene sa po dvije antene. Iako je maksimalan broj antena po čvorištu 2, na ovaj način je moguće kreirati virtuelni MIMO sistem koji se ponaša kao klasični MIMO sistem sa čak osam predajnih antena.

Prenos pomoću R stanica pored očiglednih prednosti imaće i odgovarajuće nedostatke, zbog kojih će biti potrebna primjena novih tehnika za njihovo prevazilaženje.

U Glavi 4 će biti dat detaljan prikaz realizuje distribuiranih MIMO sistema sa STBC tehnikama, kao najpraktičniji za realizaciju od svih MIMO tehnika kojima se ostvaruje prostorni *diversity*. Njihova ključna prednost, uz činjenicu da se realizacija obavlja bez zahtjeva za poznavanje mobilnog radio kanala na predajnoj strani, ogleda se u jednostavnosti implementacije.



Slika 2.4. Distribuirani MIMO sistem sa dvije relejne stanice

Izazovi kod *dual-hop* (*multi-hop*) sistema se mogu prikazati prostom analizom na primjerima koji slijede. Uzet je primjer sa BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) modulacijom. Prvi hop predstavlja link između B i R stanice i obično se pozicija R stanice nalazi na pažljivo odabranoj lokaciji, gdje do punog izražaja ne dolaze specifičnosti mobilnog radio kanala. To znači da su karakteristike ovog linka u poređenju sa drugim hopom, odnosno linkom između R i M stanice mnogo bolje. Usljed mobilnosti efekti *multipath* propagacije više dolaze do izražaja na drugom hopu. Neka je na prvom linku vjerovatnoća greške P_{e1} , dok je na drugom linku P_{e2} . Bez obzira koliko mala bila vjerovatnoća greške P_{e1} , ukupna

vjerovatnoća greške će biti limitirana sa P_{e2} . Odnosno čak i ako je $P_{e1} = 0$, ukupna vjerovatnoća greške ne može biti ispod P_{e2} . Ukoliko se pretpostavi BPSK modulacija ukupna vjerovatnoća greške će iznositi:

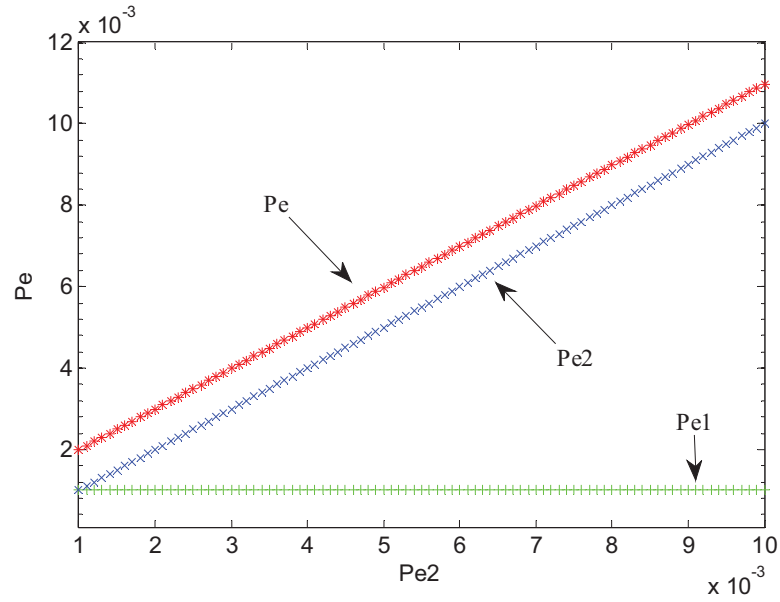
$$P_e = (1 - P_{e1}) \cdot P_{e2} + (1 - P_{e2}) \cdot P_{e1} = P_{e1} + P_{e2} - 2P_{e1}P_{e2} \quad (2.1)$$

Na slici 2.5 je data ukupna vjerovatnoća greške za vrijednosti $P_{e1} = 10^{-3}$ i $10^{-3} \leq P_{e2} \leq 10^{-2}$. Može se lako uočiti da ukupna vjerovatnoća greške prati vrijednosti P_{e2} koje su uvećane za određenu vrijednost. Bez obzira koliko iznosila P_{e1} , ukupna vjerovatnoća greške će biti ograničena lošijim linkom, odnosno vjerovatnoćom greške na tom hopu. To znači da je kod ovakve vrste veze kritičan drugi hop.

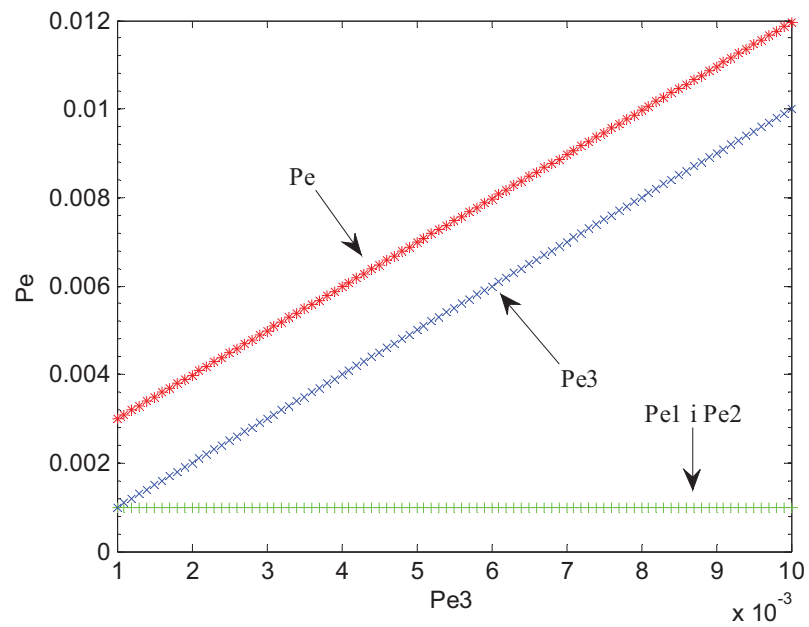
Ukoliko razmatramo relejni sistem sa tri hopa i BPSK modulacijom, slika 2.2 za $n=2$, i ako su P_{e1} , P_{e2} i P_{e3} vjerovatnoće greške na pojedinim linkovima tada je ukupna vjerovatnoća greške:

$$P_e = 1 - \left(\prod_{i=1}^3 (1 - P_{ei}) + \sum_{j=1}^3 (1 - P_j) \cdot \prod_{i=j+1(\text{mod } 3)}^{j+2(\text{mod } 3)} P_{ei} \right) \quad (2.2)$$

Ukupna vjerovatnoća greške za relejni sistem sa tri hopa uz BPSK modulaciju za vrijednosti $P_{e1} = P_{e2} = 10^{-3}$ i $10^{-3} \leq P_{e3} \leq 10^{-2}$ je data na slici 2.6. Sa povećanjem broja hopova povećava se ukupna greška. Opet je ukupna vjerovatnoća greške ograničena vjerovatnoćom greške na najlošijem linku. Ovdje je pretpostavljen najčešći scenario gdje je takav link između posljednje R stanice i mobilne jedinice.



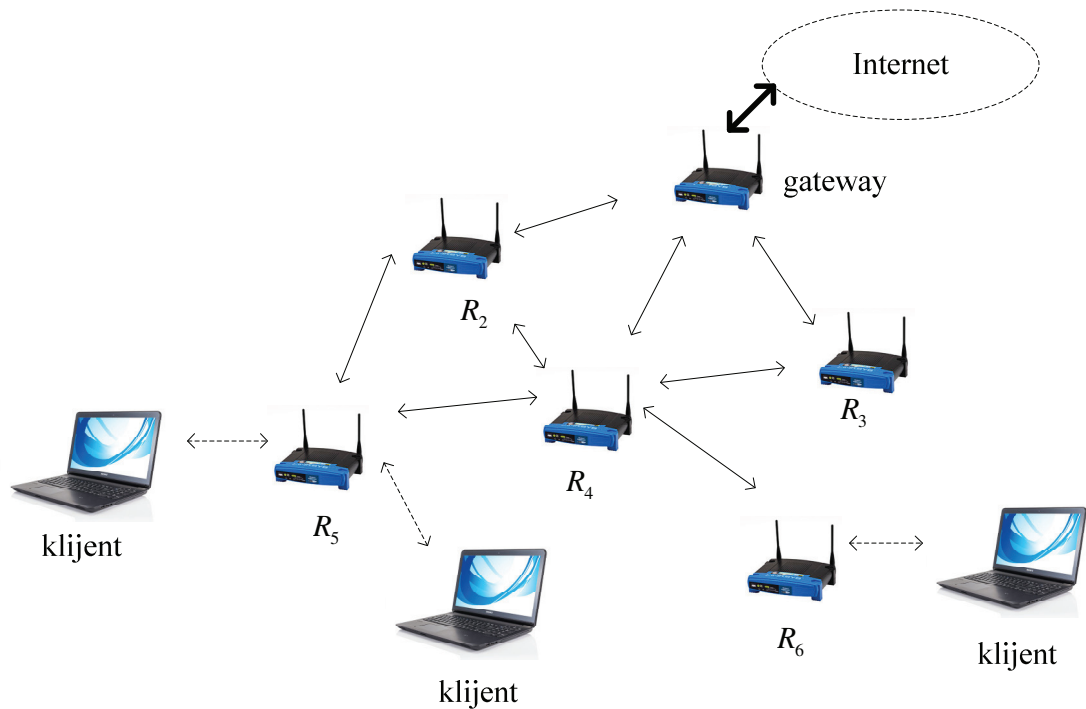
Slika 2.5. Ukupna vjerovatnoća greške za dual-hop relejni sistem sa BPSK modulacijom za vrijednosti $P_{e1} = 10^{-3}$ i $10^{-3} \leq P_{e2} \leq 10^{-2}$



Slika 2.6. Ukupna vjerovatnoća greške za relejni sistem sa tri hopa uz BPSK modulaciju za vrijednosti $P_{e1} = P_{e2} = 10^{-3}$ i $10^{-3} \leq P_{e3} \leq 10^{-2}$

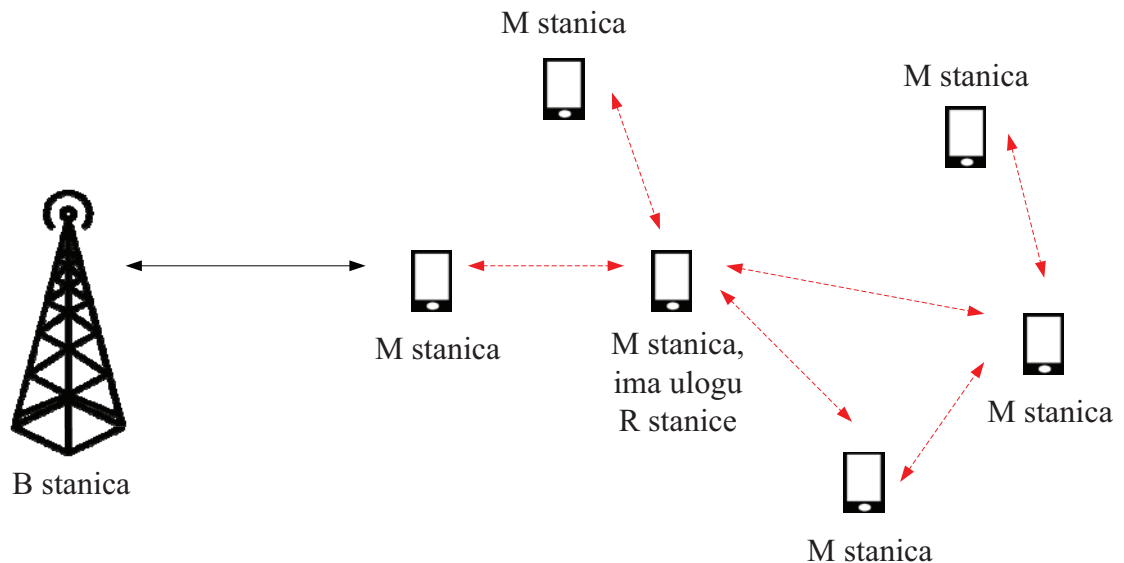
Prethodni primjeri pokazuju da je potrebno raditi na podizanju pouzdanosti ovakvih sistema. Postoje razne tehnike za poboljšanje performansi relejnih sistema, kao što su dodavanje redundantnih R stanica, razni algoritmi selekcije odgovarajućih R stanica, primjena ortogonalnog frekvencijskog multipleksiranja (OFDM - *Orthogonal Frequency Ddivision Multiplexing*), permutacije podnasilaca kod OFDM zasnovanih relejnih sistema i sl., [43]-[47]. Sve te opcije mogu dodatno da se unaprijede primenom MIMO tehnika, što je posebno bitno sa stanovišta zahtjeva u pogledu kvaliteta servisa mobilnih mreža narednih generacija.

Osim posredovanja u komunikaciji između B i M stanice, princip relejnog prenosa može da se primijeni i u bežičnim *mesh* mrežama, [48]-[50], koje uključuju *mesh* čvorišta i *gateway*, slika 2.7. *Mesh* čvorišta su u stvari R stanice koje mogu komunicirati sa svim susjednim *mesh* čvorištima i klijentima. Zbog velikog broja redundantnih linkova *mesh* mreže su veoma pouzdane. Kada otkáže neki link između dva čvorišta ili neko čvorište i dalje postoji mogućnost komunikacije između korisnika preko drugih čvorišta. *Mesh gateway* je veza *mesh* mreže prema jezgru mreže.



Slika 2.7. Primjer mesh mreže

Neki od zahtjeva koje treba da ispune mobilne mreže pete generacije su: *end-to-end* kašnjenje manje od 1ms, približno 1000 puta veća propusnost, 1000 puta veći kapacitet po jedinici površine, 100 do 10000 puta veći broj povezanih uređaja u odnosu na mobilne mreže četvrte generacije, brzina prenosa po ćeliji 10Gb/s itd. U ključne tehnologije koje treba da omoguće navedene zahtjeve spadaju i P2P (*Peer-to-Peer*) komunikacije, kao što su D2D (*Device-to-Device*), V2V (*Vehicle-to-Vehicle*) i slične komunikacije, [51]-[54]. Suština ovih tehnologija je mogućnost P2P uređaja da komuniciraju direktno bez učešća mrežne infrastrukture, čime se smanjuje kašnjenje i povećava informacijski kapacitet. Osim toga, u slučaju nepogoda zbog kojih bi došlo do oštećenja mrežne infrastrukture, kao što su zemljotres, tornado, cunami itd., korisnici bi i dalje imali mogućnost komunikacije sa okolnim terminalima, što bi olakšalo akcije traganja i spašavanja, [55]-[56]. Osim direktne komunikacije između uređaja, moguća je i posredna komunikacija preko jednog ili više uređaja koji imaju ulogu R stanice. Ukoliko su uređaji opremljeni sa više antena moguće je koristiti distribuirane MIMO tehnike koje imaju za cilj da na način koji će biti opisan u Glavi 4 dodatno poboljšavaju performanse. Na slici 2.8 je dat primjer D2D komunikacije. Crvenom bojom su prikazani D2D linkovi pa je između pojedinih M stanica moguća direktna komunikacija bez učešća mrežne infrastrukture.



Slika 2.8. Primjer D2D komunikacija

U bilo kojoj varijanti realizacije relejnih sistema neophodna je ortogonalnost između signala koji se prosljeđuju na pojedinim linkovima. Ortogonalnost se može postići korišćenjem različitih frekvencija, vremenskih slotova ili kombinacijom frekvencijsko-vremenskih resursa. Ukoliko se koriste ortogonalni frekvencijski kanali tada je moguć istovremeni prenos na svim hopovima. Ortogonalnost u pogledu vremenskih slotova podrazumijeva da R stanice funkcionišu u polu-dupleks modu. Koristi se isti frekvencijski kanal, ali se komunikacija između susjednih linkova obavlja u dva vremenska slota. U jednom vremenskom slotu R stanica prima signal, zatim obavlja odgovarajuću obradu signala i u drugom vremenskom slotu prosljeđuje signal na link.

Istovremeni prijem i prenos signala na istom frekvencijskom kanalu je praktično teško realizovati zbog velikog nivoa interferencije između primljenog i poslatog signala. Snaga primljenog signala je obično za desetine dB, čak i preko 100dB manja od snage emitovanog signala, pa bi čak i mala greška u poništenju interferencije prouzrokovala probleme prijema signala [57].

Osim odnosa signal/šum na mjestu prijema, uticaja *multipath* propagacije, u relejnim sistemima na ukupne performanse utiče i način obrade signala na R stanicama. Najčešći načini obrade signala su pojačati i proslijediti (AF – *Amplify and Forward*) i dekodirati i proslijediti (DF – *Decode and Forward*). Na osnovu toga se R stanice dijele na AF i DF stanice. Vrlo često se i kompletni relejni sistemi takođe dijele na AF ili DF sisteme.

AF tehnika podrazumijeva da R stanica primljeni signal pojača i prosljedi na naredni link. Kod DF tehnike na R stanici primljeni signal se dekodira, nakon čega se kodira i prosljeđuje na link. AF se još naziva i neregnerativnom, a DF regenerativnom tehnikom prosljeđivanja.

Prednost AF pristupa je jednostavnija realizacija i manje kašnjenje na R stanici zbog manje kompleksnosti obrade signala. Nedostatak je što na ovaj način R stanica pojačava i šum. S druge strane, prednost DF tehnike je u tome što se u potpunosti može zasebno obaviti optimizacija pojedinačnih linkova, pošto nakon dekodiranja R stanica može primijeniti i odgovarajući kod na narednom linku, nezavisno od koda upotrijebljenog na linku sa kojeg se prima signal. DF tehnika unosi veće kašnjenje na R stanicama,

komplikovaniji je postupak obrade pa je samim tim i cijena realizacije veća. Osim toga dolazi do prenosa greške, jer ako je na R stanici došlo do greške prilikom odlučivanja o poslatom simbolu, onda se taj pogrešan simbol prosljeđuje na naredni link i tako redom do M stanice.

U zavisnosti od intenziteta pojačanja koje unosi R stanica, AF je moguće podijeliti na tehnike sa fiksnim pojačanjem (FG – *Fixed Gain*) i sa promjenljivim pojačanjem (VG – *Variable Gain*). FG AF podrazumijeva da R stanica primljeni signal pojačava uvijek istim intenzitetom, nezavisno od promjena na linku sa kojeg signal dolazi. Kod FG AF se obavlja stalna estimacija linka sa kojeg se prima signal na R stanici i u zavisnosti od stanja na njemu prilagođava se intenzitet pojačanja koje se unosi.

Ako posmatramo *dual-hop* relejni sistem prikazan na slici 2.1, tada se u scenariju sa fiksnim pojačanjem signal koji prima M stanica može zapisati kao:

$$u_{MS}(t) = Gu_{RS}(t)h_{RS-MS}(t) + n_{MS}(t) =$$

$$Gu_{BS}(t)h_{BS-RS}(t)h_{RS-MS}(t) + Gn_{RS}(t)h_{RS-MS}(t) + n_{MS}(t) \quad (2.3)$$

gdje je $u_{BS}(t)$ signal koji emituje B stanica, $u_{RS}(t)$ je signal koji prima R stanice, $h_{BS-RS}(t)$ i $h_{RS-MS}(t)$ su koeficijenti mobilnog radio kanala na prvom odnosno drugom linku, dok su $n_{RS}(t)$ i $n_{MS}(t)$ AWGN na R i M stanicama. G je fiksno pojačanje koje unosi R stanica. Može se primijetiti da je *end-to-end* slabljenje dato proizvodom koeficijenata mobilnih radio kanala na linkovima i fiksnog pojačanja G :

$$H_{BS-MS}(t) = Gh_{BS-RS}(t)h_{RS-MS}(t) \quad (2.4)$$

Pošto se pojačava i šum sa R stanice, ukupan šum na M stanici postaje:

$$N(t) = Gn_{RS}(t)h_{RS-MS}(t) + n_{MS}(t) \quad (2.5)$$

Za fiksno pojačanje G se obično uzima da je, [36]:

$$G = \sqrt{\frac{\varepsilon_{RS}}{E[|y_{RS}(t)|^2]}} = \sqrt{\frac{\varepsilon_{RS}}{\varepsilon_{BS}E[|h_{BS-RS}(t)|^2] + \sigma_{nRS}^2}} \quad (2.6)$$

Ovdje su ε_{BS} i ε_{RS} energije simbola koji se emituju sa B i R stanice. σ_{nRS}^2 je varijansa šuma na R stanici. $E[x]$ predstavlja očekivanu vrijednost za x . Pretpostavka je da R stanica ima informaciju o srednjoj vrijednosti kvadrata modula koeficijenata mobilnog radio kanala na prvom linku. Uz ovakvo pojačanje srednja snaga koju emituje R stanica se sporo mijenja.

Ukoliko se razmatra *dual-hop* AF relejni sistem sa varijabilnim pojačanjem tada je primljeni signal na M stanici dat sa:

$$\begin{aligned} u_{MS}(t) &= G(t)u_{RS}(t)h_{RS-MS}(t) + n_{MS}(t) = \\ &G(t)u_{BS}(t)h_{BS-RS}(t)h_{RS-MS}(t) + G(t)n_{RS}(t)h_{RS-MS}(t) + n_{MS}(t) \end{aligned} \quad (2.7)$$

Promjena u odnosu na relaciju (2.3) je u tome što je pojačanje na R stanici u funkciji vremena, odnosno nije konstantno. Varijabilno pojačanje je dato sa:

$$G(t) = \sqrt{\frac{\varepsilon_{RS}}{\varepsilon_{BS}|h_{BS-RS}(t)|^2 + \sigma_{nRS}^2}} \quad (2.8)$$

Uz ovakvo varijabilno pojačanje kompenzuju se efekti prostiranja signala na prvom linku, tako da R stanica uvijek emituje signal iste snage. Obično se u izrazu (2.8) izostavlja σ_{nRS}^2 , jer se pokazuje da je zanemarljiva razlika u analizi, [37]

Ukupno *end-to-end* slabljenje koje unosi mobilni radio kanal je:

$$H_{BS-MS}(t) = \sqrt{\frac{\varepsilon_{RS}}{\varepsilon_{BS}|h_{BS-RS}(t)|^2}} h_{BS-RS} h_{RS-MS} \quad (2.9)$$

Iz relacija (2.4) i (2.9) se može zaključiti da se dva odvojena nezavisna linka mogu ekvivalentirati jednim *end-to-end* linkom čiji je koeficijent mobilnog radio kanala dat sa $H_{BS-MS}(t)$.

Suprotno tome, DF pristup razdvaja u potpunosti komunikacioni proces na linkovima, jer R stanica dekodira signal koji prima, a zatim vrši kodiranje i prosljeđivanje. Neka je prijemni signal na R stanici dat sa:

$$u_{RS}(t) = u_{BS}(t)h_{BS-RS}(t) + n_{RS}(t) \quad (2.10)$$

Tada je signal koji prima M stanica:

$$u_{MS}(t) = \tilde{u}_{BS}(t)h_{RS-MS}(t) + n_{MS}(t) \quad (2.11)$$

gdje je $\tilde{u}_{BS}(t)$ estimat signala $u_{BS}(t)$, dobijen na R stanici. Dekodiranjem signala na R stanici se smanjuje ukupni šum na prijemu u odnosu na AF tehnike. Moguće je primijeniti različite modulacione postupke na linkovima, u zavisnosti od stanja mobilnog radio kanala na pojedinim linkovima. Na linku koji ima veće SNR vrijednosti i povoljnije koeficijente mobilnog radio kanala, može se primijeniti modulaciona šema većeg reda u odnosu na modulacionu šemu linka sa manjim SNR vrijednostima i nepovoljnijim koeficijentima kanala. Takođe, komunikacioni proces se može podijeliti na dva nejednaka vremenska slota, odnosno lošijem linku se može dodijeliti vremenski slot većeg, a boljem linku vremenski slot manjeg trajanja, čime se poboljšavaju BER performanse. U običnim AF relejnim sistemima ne postoji mogućnost zadržavanja signala na R stanici, već se on samo pojačava i prosljeđuje. Ipak, nedostatak DF tehnike je pojava prenosa greške sa jednog mrežnog čvorišta na drugo. Ukoliko je na R stanici dobijen estimat koji je pogrešan u odnosu na predajni simbol on će se takav prenositi dalje. Čak ukoliko se do krajnje destinacije ne desi greška prilikom odlučivanja o posmatranom simbolu jednom napravljena greška se prenosi do kraja. Ako npr. u *multi-hop* DF relejnom sistemu postoji samo jedan link sa značajno većom vjerovatnoćom greške u odnosu na ostale linkove ukupna vjerovatnoća greške će biti veća od vjerovatnoće greške na najlošijem linku. Neki primjeri su dati ranije na slikama 2.5 i 2.6. Za umanjivanje ovog problema primjenjuju se

različiti kodovi za detekciju i korekciju greške, čime se poboljšavaju BER performanse ali se i povećava kompleksnost realizacije.

Postoje i drugi pristupi obrade signala na R stanicama, pri čemu se i oni baziraju na AF i DF tehnikama. To su selektivni, hibridni, inkrementni, kodirani relejni sistemi, itd., [58]-[59]. Selektivni DF podrazumijeva da R stanica obavlja dekodiranje primljenog signala, a zatim provjerava ispravnost dekodiranog signala na osnovu redundantnog dijela koji se šalje zajedno sa korisnom informacijom. Samo ako je primljeni signal ispravno dekodiran kodira se signal i opet prosljeđuje, dok se u suprotnom odbacuje. Cilj je izbjegavanje prenosa greške. Kod selektivnog AF pristupa R stanica obavlja uobičajenu AF obradu signala samo ukoliko je snaga primljenog signala iznad određene granice. U suprotnom se ne vrši prosljeđivanje.

Hibridni relejni sistemi podrazumijevaju da R stanica može obavljati i AF i DF tehniku prosljeđivanja, a odluku o načinu procesiranja primljenog signala donosi na osnovu poznavanja stanja na linku sa kojeg prima signal i unaprijed zadatog praga SNR-a na tom linku. U zavisnosti od toga da li je od važnosti BER ili kapacitet sistema, različite su vrijednosti pragova pri kojima se vrši AF ili DF prosljeđivanje. U svakom slučaju, AF i DF tehnike su osnova za sve ostale tehnike prosljeđivanja signala u relejnim sistemima.

Osim prikazanog relejnog prenosa podataka gdje R stanica prima signal od B, M ili neke druge R stanice i prosijeduje ga dalje, postoji mogućnost za tzv. kooperativni prenos kod kojeg više mrežnih čvorišta emituje signal ka željenoj destinaciji, na kojoj se ti signali kombinuju.

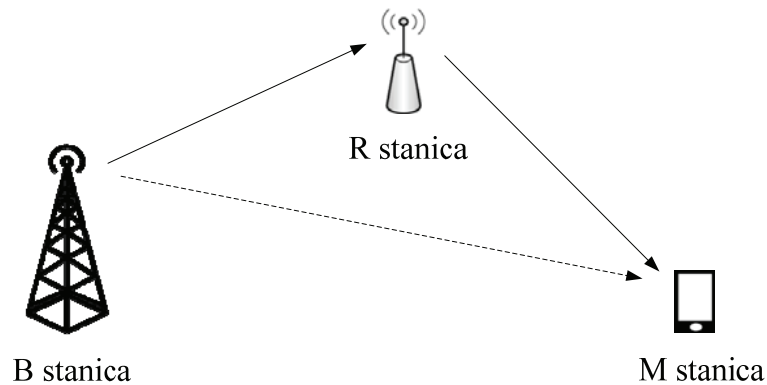
U narednoj glavi su opisani kooperativni sistemi, pri čemu su date i varijante kooperativnog prenosa sa relejnim sistemima.

3. KOOPERATIVNI SISTEMI

U prethodnim poglavljima su opisane dvije fundamentalne tehnike na kojima se bazira dalji razvoj mobilnih radiokomunikacionih sistema. Upotrebom MIMO tehnika moguće je značajno poboljšati performanse u poređenju sa SISO sistemima, dok se relejnim sistemima omogućava kvalitetno pokrivanje na ivicama ćelija. Relejne (R) stanice osim toga što mogu da posreduju u razmjeni podataka između baznih (B), relejnih i mobilnih (M) stanica, takođe mogu da učestvuju u kooperativnom vidu prenosa, pri čemu se na mjestu prijema kombinuju signali od više mrežnih čvorišta.

Svrha kooperativne transmisije je unapređenje i prevazilaženje određenih problema kod sistema bez kooperacije, uz uvođenje odgovarajuće kompleksnosti zbog kooperacije. Primjenom MIMO sistema sa samo jednim predajnikom i prijemnikom ostvaruju se poboljšanja u odnosu na SISO modele. Međutim, postoje ograničenja zbog broja antena koje se mogu implementirati, a samim tim postoje i ograničenja u postignutom poboljšanju performansi. Moguće rješenje za dodatna poboljšanja ogleda se u uvođenju novih mrežnih čvorišta koja će učestvovati u prenosu podataka, tipa novih baznih, relejnih ili mobilnih stanica. Pri tome stalno treba voditi računa o kompleksnosti implementacije i eksploatacije sistema. Osim dodavanjem novih mrežnih čvorišta, kooperativna transmisija se može realizovati između već postojećih čvorišta. Na ovaj način, iako nema veće cijene u pogledu broja elemenata u mreži, može doći do usložnjavanja sistema zbog porasta količine podataka koji se razmjenjuju između elemenata u mreži, zbog neophodne podrške kooperativnom prenosu, kao i zbog kompleksnosti algoritma prenosa i obrade velike količine informacija. Očigledno je da treba tražiti kompromis između nivoa kompleksnosti koji je neophodan za podršku određenom vidu kooperativnog prenosa i onoga što se takvom transmisijom može postići, [60]-[65].

Najjednostavniji tip kooperativne transmisije predstavlja sistem sa po jednom baznom, relejnom i mobilnom stanicom, slika 3.1. U pitanju je *dual-hop* relejni sistem kod kojeg M stanica ima mogućnost da primi signal od B i R stanice. Za razliku od *dual-hop* relejnog sistema opisanog u prethodnoj Glavi, gdje je cilj bio povećanje dometa komunikacije između B i M stanice, ovdje je svrha poboljšanje performansi direktne komunikacije između B i M stanice. Iako B i M stanice imaju mogućnost direktne komunikacije, uvodi se novo mrežno (R) čvorište, pa uz direktni postoji i *dual-hop* link ostvaren preko R stanice. Na ovaj način se uz neku vrstu kooperacije između elemenata sistema mogu poboljšati performanse u poređenju sa slučajem kada se R stanica ne koristi.



Slika 3.1. Kooperativni *dual-hop* relejni sistem

Čak i u jednostavnom scenariju, gdje je pretpostavka da R stanica funkcioniše u polu-dupleks modu, odnosno da je ortogonalnost linkova između B i R stanice i između R i M stanice ostvarena u vremenskom domenu, postoji više varijanti kojima se ostvaruje kooperativni prenos. Pošto je komunikacioni proces između B i M stanice podijeljen u dva vremenska slota, ili dvije faze, u zavisnosti od toga koje stanice učestvuju u pojedinim fazama komunikacije može se analizirati više modela realizacije kooperativnog prenosa, tabela 3.1.

U prvom scenariju, u prvom vremenskom slotu B stanica emituje simbol, a R i M stanice primaju simbol. U drugom vremenskom slotu B i R emituju simbol prema M stanici. M stanica kombinuje simbol koji prima u prvoj fazi od B stanice i rezultatni simbol koji predstavlja sumu signala sa B i R stanice u drugoj fazi. To znači da postoje

dvije replike originalnog simbola. Prva je sa koeficijentom mobilnog radio kanala na linku između B i M stanice, dok je druga sa sumom koeficijenata mobilnih radio kanala između R i M stanice i između B i M stanice. Osim vremenskog i prostorni *diversity*, zbog prostiranja po dvije nezavisne putanje, utiče na poboljšanje performansi.

Kod drugog scenarija u prvoj fazi B stanica emituje simbol kojeg prima samo R stanica, dok ga M stanica odbacuje. U drugoj fazi komunikacionog procesa i B i R stanica emituju simbol prema M stanici. Svrha ovake kooperacije je da se omogući primjena STBC tehnika opisanih u Glavi 1. Očigledno se kreira virtuelni MIMO sistem, koji oponaša MIMO šemu sa dvije predajne antene. M stanica u prvom slotu odbacuje primljeni simbol od B stanice, jer je kod STBC tehnika potreban istovremeni prenos sa predajnih antena, naravno definisan odgovarajućim algoritmom. Problem kod ovakve realizacije distribuiranih MIMO sistema je što M stanica mora da odbacuje simbole koji se šalju u neparnim vremenskim slotovima, odnosno svaki drugi. To sa stanovišta energetske i spektralne efikasnosti svakako nije dobro.

Tabela 3.1. Načini realizacije kooperativnog prenosa u dual-hop relejnom sistemu sa slike 3.1

Prvi vremenski slot	Drugi vremenski slot	Opis
B stanica → R stanica, M stanica	B stanica i R stanica → M stanica	M stanica prima i kombinuje signale iz oba vremenska slota
B stanica → R stanica	B stanica, R stanica → M stanica	M stanica odbacuje signal od B stanice u prvom vremenskom slotu
B stanica → R stanica, M stanica	R stanica → M stanica	B stanica ne emituje u drugom vremenskom slotu

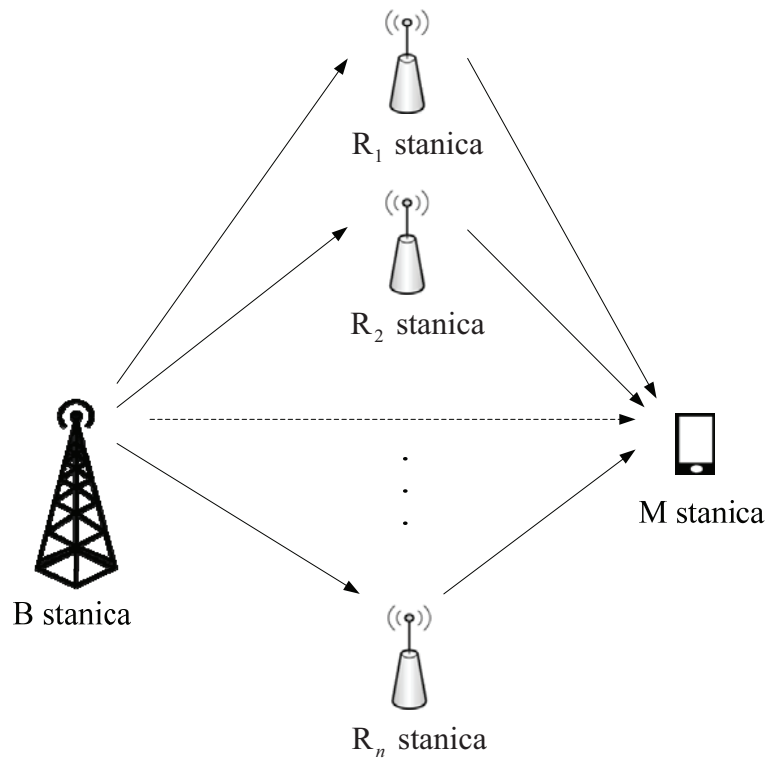
Treći scenario podrazumijeva da B stanica emituje signal samo u prvoj fazi, pri čemu taj signal primaju i R i M stanica, dok u drugoj fazi samo R stanica emituje signal prema M stanici. U odnosu na prva dva slučaja ovdje B stanica emituje simbol samo u jednom vremenskom slotu, pa je ostvarena ušteda u pogledu potrebne energije, što ovaj scenario

čini energetski efikasnijim. M stanica prima i kombinuje dva ista simbola, pristigla u toku dva vremenska slota i preko dvije putanje sa nezavisnim fedinzima. Prednost u odnosu na slučaj gdje bi se koristio vremesnki *diversity*, odnosno gdje bi B stanica slala u dva vremenska intrvala isti simbol, je u tome što je uz novu putanju manja vjerovatnoća da će u toku dva susjedna vremenska slota na dvijema putanjama biti izraženi duboki padovi anvelope prijemnog signala na strani mobilne jedinice.

Kao još jednu od mogućih varijanti kooperativnog prenosa u sistemu sa slike 3.1 treba napomenuti inkrementne relejne sisteme, kod kojih R stanica vrši prosljeđivanje samo kada je to neophodno i to na osnovu povratne informacije od M stanice. Prvo B stanica emituje signal ka M i R stanicama. Povratna informacija od M ka R stanici, koja može sadržati samo jedan bit, pokazuje da li je M stanica ispravno primila podatke od B stanice, odnosno da li treba ponovo poslati podatke sa R stanice ka M stanici. Podrazumijeva se da je R stanica primila povratnu informaciju bez greške. U cilju što ispravnijeg dekodiranja siganala na M stanici se može izvršiti kombinovanje simbola primljenih u prvom intervalu od B stanice i u drugom vremenskom intervalu od R stanice. Ukoliko je stanje na mobilnom radio kanalu između B i M stanice zadovoljavajuće, R stanica neće učestvovati u prenosu informacionih simbola. U tom slučaju ne postoji razlika u komunikacionom procesu u poređenju sa sistemom bez R stanice. Uloga R stanice je redundantna, odnosno ima ulogu da ukoliko ne dođe do ispravnog prijema signala na M stanici, emituje kopiju signala na osnovu zahtjeva mobilne jedinice.

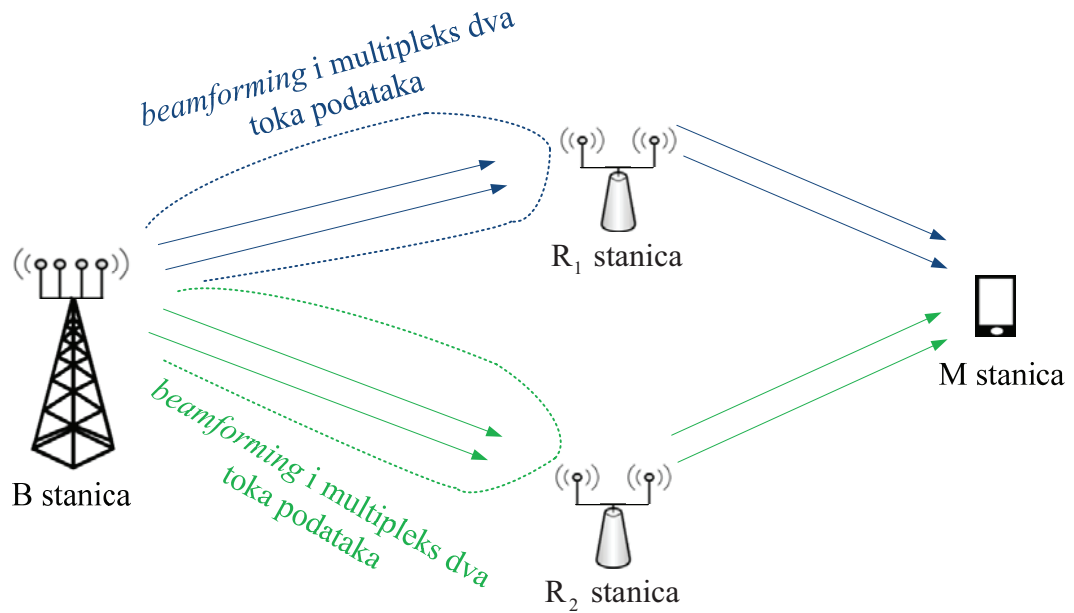
Povećavanjem broja antena na svakom čvorištu, kao i dodavanjem novih čvorišta dobijaju se nove mogućnosti za dalja poboljšanja performansi. Ukoliko se na slici 3.1 umjesto samo jedne nalazi n relejnih stanica tada se osim opisanih osnovnih kooperativnih transmisija pruža cijeli niz novih mogućnosti, slika 3.2. Umjesto dvije moguće putanje sada postoji n putanja preko R stanica, uz direknu putanju. Na osnovu određenog algoritma selekcije odgovarajuće R stanice, u skladu sa postavljenim kriterijumima, kooperacija se dalje odvija između B i odabrane R stanice. Što je više mogućih putanja to je manja vjerovatnoća da će na svakoj putanji biti nepovoljni uslovi na mobilnom radio kanalu. Takođe, moguće je da u kooperativnom prenosu učestvuju sve R stanice ili dio njih. Na

ovaj način se kreira virtuelni MIMO sistem, gdje se mogu primijeniti distribuirane MIMO tehnike.



Slika 3.2. Kooperativni dual-hop relejni sistem sa n relejnih stanica

Reprezentativan primjer novih mogućnosti kooperativnog prenosa, pri čemu su mrežna čvorišta opremljena sa više antena, je dat na slici 3.3. B stanica ima 4 antene, dok dvije R stanice imaju dvije antene. Pretpostavka je da posmatrana M stanica nema mogućnost direktne komunikacije sa B stanicom. Uz kooperativni prenos ne samo da je moguće postići zadovoljavajući prijem signala na M stanici, već je moguće povećati informacijski kapacitet prostornim multipleksiranjem. B stanica sa svake antene emituje poseban tok podataka, odnosno četiti puta povećava informacijski kapacitet u odnosu na slučaj gdje B stanica ima samo jednu antenu. *Beamforming* tehnikom, uz dodatno multipleksiranje, se usmjeravaju dva toka prema jednoj, a preostala dva toka podataka prema drugoj R stanici. R stanice emituju po dva toka podataka prema M stanici. Dakle, primjenom kooperativnog prenosa i MIMO tehnika, M stanica čak i bez direktne komunikacije sa B stanicom prima multipleksirani signal.



Slika 3.3. Kooperativni relejni sistem sa beamforming-om i prostornim multipleksiranjem

U Glavi 1 je pokazano da su od prostornih *diversity* tehnika STBC najpraktičnije za realizaciju. To su prostorne *diversity* tehnike, kojima se smanjuje vjerovatnoća greške prilikom prenosa. Detaljan opis kooperativnih relejnih sistema sa STBC tehnikama je dat u Glavi 4.

Kooperativni prenos može biti ostvaren i između M stanica. Pretpostavka je da M stanice imaju mogućnost direktne komunikacije, kao i da neke od njih mogu imati ulogu R stanica, slika 2.8. Takve M stanice dio svojih komunikacionih resursa mogu staviti na raspolaganje drugom komunikacionom paru. Osim do sad opisanih načina realizacije kooperacije sa R stanicom, zbog specifičnosti se može izdvojiti kodirana kooperacija kao zasebna tehnika prosljeđivanja koja u sebi sadrži DF obradu. M stanice dijele svoje informacije u blokove podataka kojima se dodaje kod za cikličnu provjeru redundantnosti. Vremenski period tokom kojeg M stanica emituje informacije se dijeli na dvije faze. U prvoj fazi M stanica šalje svoj blok podataka, dok u drugoj fazi može da se emituje blok podataka partnerske M stanice sa kojom se obavlja kooperacija, ili opet sopstveni blok podataka, što zavisi od uspjeha u ispravnom dekodiranju bloka podataka koji je emitovala partnerska M stanica u prvoj fazi. Pošto između M stanica nema povratnih informacija na

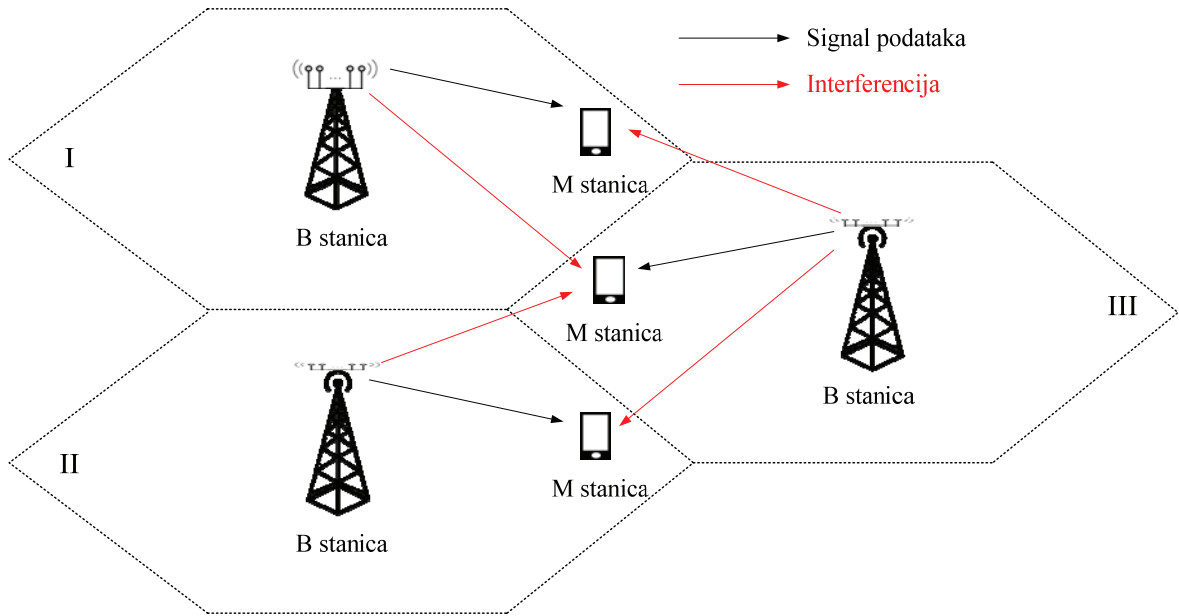
čitav proces komunikacije dominantno utiču karakteristike koda. M stanice ne posjeduju informaciju da li su podaci koje su one emitovale u prvoj fazi ispravno dekodirani od strane partnerske M stanice, pa su potpuno nezavisne u drugoj fazi. Za kodiranje podataka mogu se upotrijebiti blok kodovi, konvolucionni kodovi ili njihova kombinacija.

Osim kooperacije u kojoj učestvuju B i R, R i R, M i M stanice moguće su kompleksnije realizacije gdje više B stanica ostvaruje neki vid koordinacije. Najznačajniji načini kooperacije B stanica su koordinisani *scheduling/beamforming* (CS/CB - *Coordinated Scheduling/Coordinated Beamforming*), koordinisana zajednička transmisija (JT - *Joint Transmission*) i koordinisana selekcije tačke transmisije (TPS - *Transmission Point Selection*), [66]-[73].

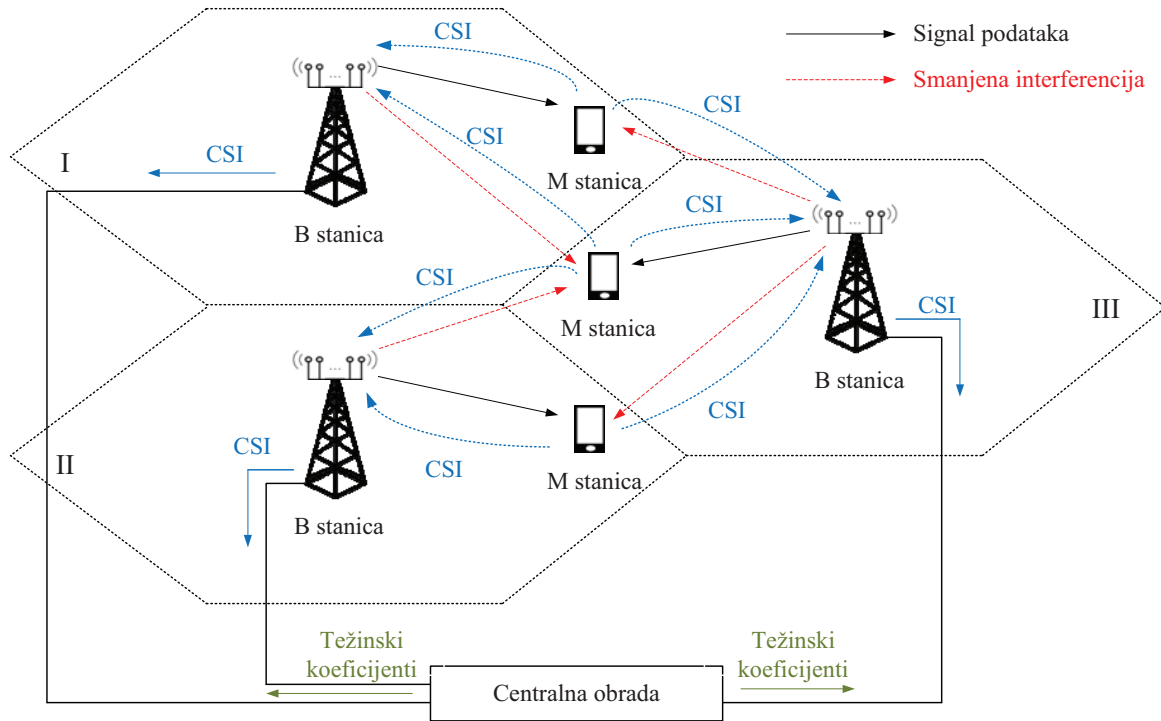
Kao primjer može da se pretpostavi slučaj tri ćelije, pri čemu u svakoj postoji jedna B stanica, slika 3.4. Ćelije su označene rednim brojevima. Od interesa su granična područja između ćelija. Svaka B stanica emituje prema M stanici u datoj ćeliji. Signali kojima se prenose korisni podaci prema željenoj M stanici su označeni crnom bojom. Pošto se M stanice nalaze u pograničnim djelovima ćelija, osim signala korisnih podataka one primaju i interferirajuće signale koji potiču od B stanica iz okolnih ćelija.

Signali interferencije mogu značajno da degradiraju performanse posmatranih M stanica. Određenom koordinacijom između B stanica se to može popraviti.

Prva varijanta kooperacije se naziva koordinisani *scheduling/beamforming*, slika 3.5. U svakoj ćeliji M stanica prikuplja informacije o stanju na mobilnom radio kanalu (CSI – *Channel State Information*) i prosljeđuje ih ka B stanici u posmatranim ćelijama. Osim toga i ostale B stanice koje mogu stvoriti interferenciju prikupljaju CSI informacije od date M stanice. Razlika u odnosu na slučaj bez kooperacije je u tome što B stanice razmjenjuju prikupljene CSI informacije, tj. obavlja se obrada svih tih informacija u odgovarajućem centralnom elementu za obradu.



Slika 3.4. Primjer tri ćelije, signal kojim se prenose korisni podaci je označen crnom bojom dok je signal interferencije označen crvenom bojom



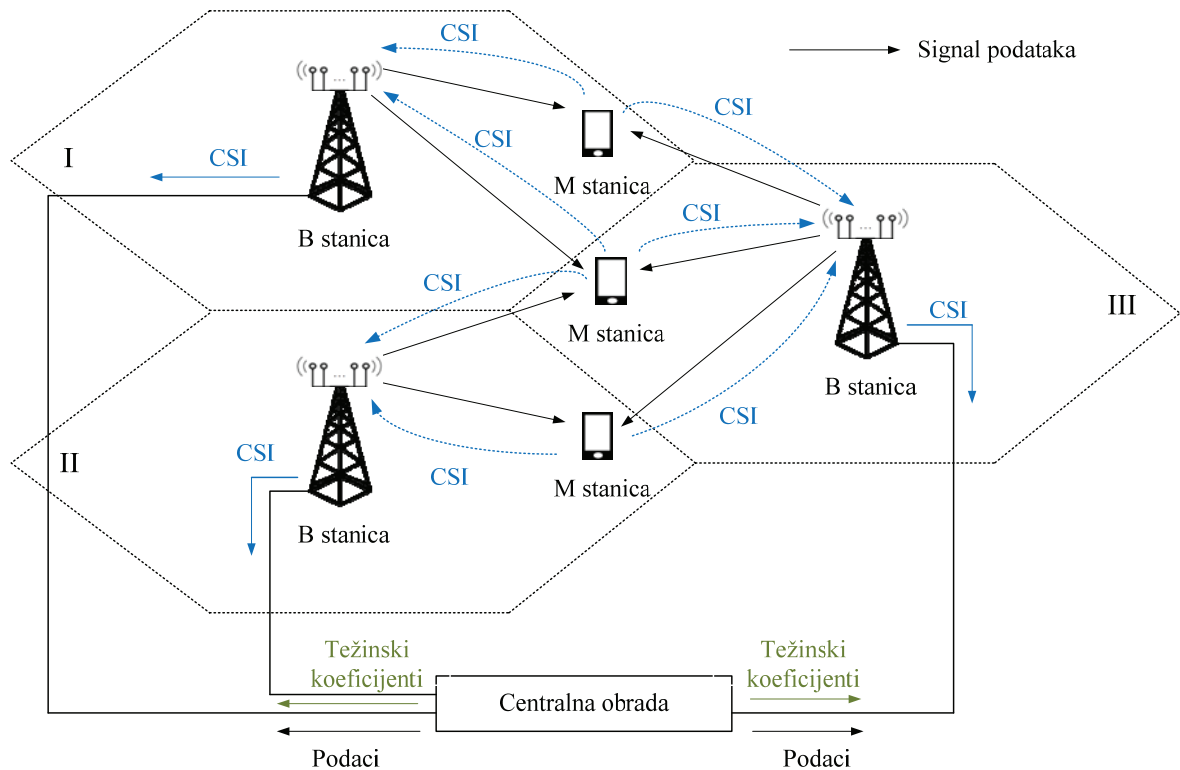
Slika 3.5. Primjer tri ćelije, koordinisani scheduling/beamforming

Bez kooperacije svaka B stanica je mogla da koristi samo CSI informacije iz svojeg područja pokrivanja. Ovdje, na osnovu svih CSI informacija, centralni element za obradu proračunava težinske faktore za predajne signale za svaku B stanicu pojedinačno i prosljeđuje ih ka njima. Na osnovu tih težinskih koeficijenata svaka B stanica prilagođava svoj algoritam prenosa.

U Glavi 1 je opisano kako se u slučaju poznavanja CSI na mjestu predaje može *beamforming*-om ostaviti maksimalan SNR odnos na mjestu prijema. Pošto se za svaku M stanicu znaju CSI informacije moguće je odrediti težinske koeficijente tako da se prema željenoj M stanici ostvari maksimalan SNR odnos, a da se prema drugim M stanicama dobije minimalan nivo interferencije. Na slici 3.5 su crvenom isprekidanom linijom označeni interferirajući signali, čiji je intenzitet *beamforming*-om smanjen u poređenju sa scenarijem bez kooperacije. Što je više smanjen nivo interferencije doprinos poboljšanju performansi je veći. Što se tiče informacionih simbola oni se i dalje emituju samo sa po jedne B stanice, iz ćelije u kojoj se nalazi posmatrana M stanica.

Bolje performanse se postižu na osnovu značajno veće kompleksnosti u odnosu na slučaj bez kooperacije. Sve M stanice iz pograničnih ćelijskih područja svoje CSI informacije moraju da prosljede osim B stanici iz date ćelije i interferirajućim B stanicama. Osim toga sve te prikupljene CSI informacije se prosljeđuju ka centralnom elementu za njihovu obradu. Time se povećava intenzitet saobraćaja na *backhaul* linkovima. Da bi se zaista obezbijedila maksimizacija željenog signala i minimizacija neželjenih signala potrebna je ažuriranost svih CSI informacija, a to zahtijeva što manje kašnjenje usljed prenosa *backhaul* linkovima i što manje kašnjenje usljed njihove obrade. Kompleksnost ovakvog rješenja zavisi od broja B stanica koje učestvuju u kooperaciji. Što je veći broj značajniji su dobici, ali je porebno više podataka istovremeno obraditi i prenijeti *backhaul* linkovima.

U scenariju sa koordinisanim *scheduling/beamforming*-om i dalje postoje interferirajući signali. Oni su istina minimizovani, ali i dalje postoje. Za potpuno eliminisanje interferencije koristi se koordinisana zajednička transmisija, slika 3.6.

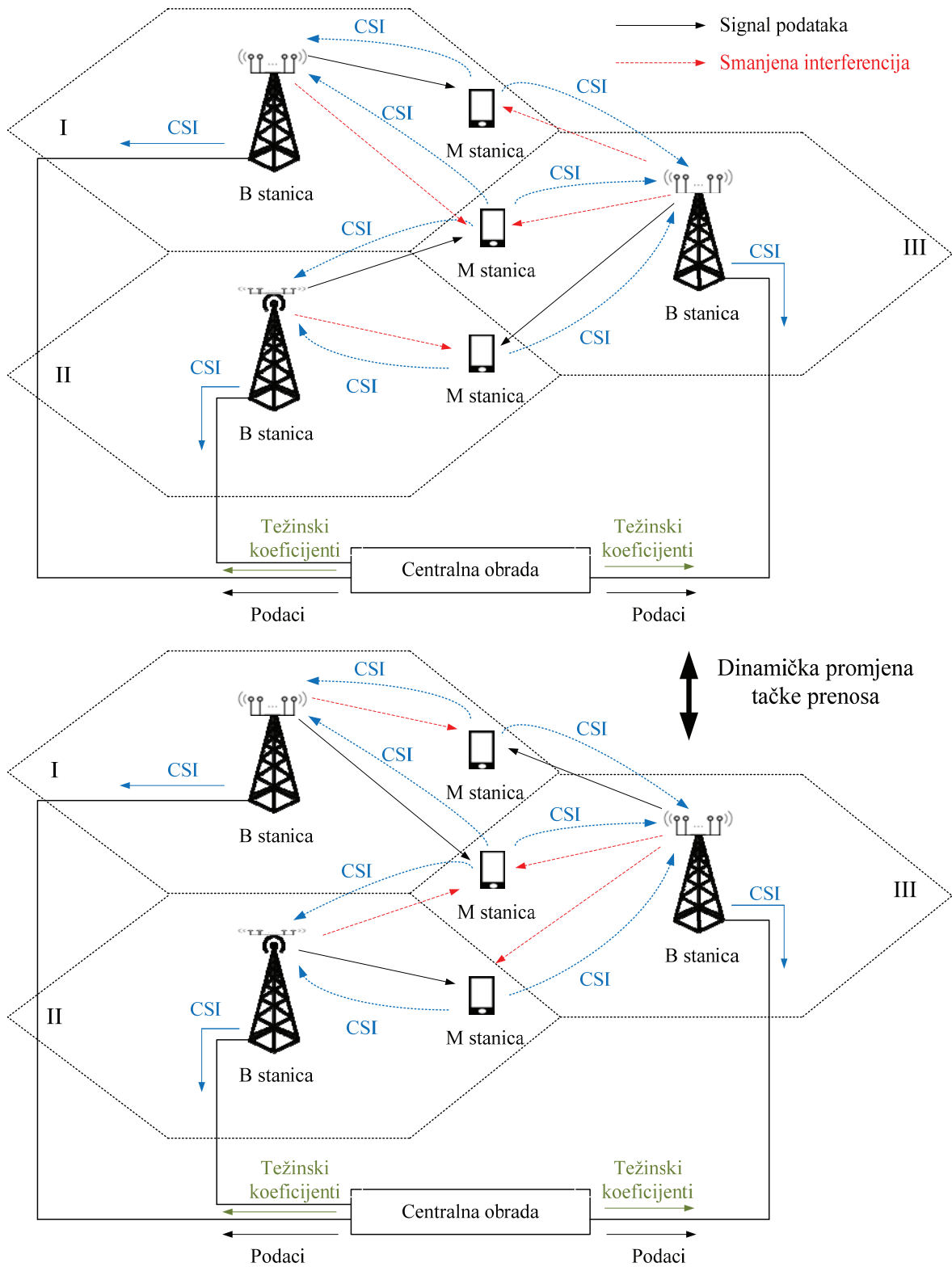


Slika 3.6. Primjer tri ćelije, koordinisana zajednička transmisija

Ono što utiče na to da nema interferirajućih signala je činjenica da sada sve B stanice koje učestvuju u kooperaciji imaju informacione simbole koje treba proslijediti ka M stanici. Kao što se može uočiti sa slike umjesto interferencije označene crvenom bojom nalaze se korisni signali. Osim eliminisanja interferencije bolje performanse se ostvaruju i zbog prostornog *diversity*-ja, jer signal podataka dolazi sa više predajnika.

Ipak, postoji pitanje energetske efikasnosti imajući u vidu da se za svaki informacioni simbol koristi značajno više resursa u poređenju sa slučajem bez kooperacije i sa koordinisanim *scheduling/beamforming*-om. Takođe, neophodna je sinhronizacija prenosa sa svih B stanica. Nedostatak ovakvog pristupa je i veliki porast *backhaul* saobraćaja, jer se osim CSI informacija ka svim B stanicama prosljeđuju i informacioni simboli. To zahtijeva *backhaul* linkove velikog kapaciteta, odnosno optičke linkove.

Da bi se umanjio problem energetske neefikasnosti primjenjuje se treća varijanta kooperacije, odnosno koordinisana selekcije tačke transmisije, slika 3.7.



Slika 3.7. Primjer tri ćelije, koordinisana selekcija tačke transmisije

U pitanju je poseban slučaj koordinisane zajedničke transmisije. Umjesto da se korisni signali emituju sa svih B stanica, signal se emituje samo sa jedne. Selekcija odgovarajuće B stanice se bira u odnosu na CSI informacije. U pitanju je dinamička selekcija, tj. B stanice i dalje imaju sve korisne podatke, ali kontroler bira koja će u odgovarajućem trenutku emitovati ka određenoj M stanici.

Ako se posmatra npr. M stanica u prvoj ćeliji, može se primijetiti da u jednom trenutku korisne podatke prema njoj emituje B stanica iz prve ćelije. U narednom trenutku korisne podatke prema njoj emituje B stanica iz treće ćelije. Na bazi prikupljenih CSI informacija i promjena stanja mobilnih radio kanala ustanovljeno je da se bolje performanse postižu emitovanjem sa te B stanice. Uočava se da opet postoji interferencija, ali je ona smanjena u odnosu na slučaj bez kooperacije. Za razliku od koordinisanog *scheduling/beamforming*-a ovdje se izbjegava mogućnost da ne postoji opcija promjene tačke emitovanja korisnih podataka, ako se dogodi da zbog određenih okolnosti mobilni radio kanal između B i M stanice u jednoj ćeliji bude nepovoljan duže vremena. Problem velikog intenziteta saobraćaja i dalje postoji pošto sve B stanice imaju informacione simbole za svaku M stanicu.

Sve MIMO tehnike koje se koriste za smanjivanje vjerovatnoće greške ili za povećanje informacionog kapaciteta mogu da se primjenjuju u ovakvoj *multipoint* transmisiji. Pitanje je samo koliki nivo kompleksnosti se uvodi. Što je više B stanica i antena na njima uključeno u kooperaciju složeniji je postupak obrade podataka.

Takođe, potrebni su značajni *backhaul* resursi, neophodno je smanjiti *backhaul* kašnjenje na minimalan nivo i vrijeme obrade velike količine informacija svesti na što manju vrijednost, zbog *real-time* informacija o stanju mobilnog radio kanala. U slučaju nepoklapanja trenutnih CSI stanja i onih informacija kojima raspolaže element za njihovu obradu i pored svega uloženog performanse neće biti poboljšane u skladu sa očekivanim.

Teorijski, poznavanje stanja cijele mreže i postojanje korisnih podataka na svim B stanicama, opremljenim sa više antena, može dati najbolje performanse, ali mnogi praktični problemi limitiraju ovakav pristup.

Kooperativne relejne tehnike opisane u prvom dijelu ove Glave su sa stanovišta praktične implementacije pogodnije, jer imaju znatno manje ograničavajućih preduslova a mogu pružiti značajna poboljšanja performansi.

Kombinovanjem MIMO tehnika, relejnih sistema i kooperativnog prenosa poboljšavaju se performanse svakog od navedena tri bazična pristupa pojedinačno. U Glavi 4 detaljno će biti opisani kooperativni relejni sistemi sa STBC tehnikama, kao najpraktičniji za realizaciju od prostornih *diversity* tehnika.

4. KOOPERATIVNI RELEJNI SISTEMI SA DISTRIBUIRANIM STBC TEHNIKAMA

U prethodnim poglavljima ovog rada su opisane MIMO tehnike, relejni sistemi i kooperativni sistemi, sa navedenim prednostima i nedostacima. Opisano je kako se u klasičnim MIMO sistemima poboljšavaju performanse primjenom raznih tehnika prostornog *diversity*-ja ili prostornog multipleksiranja. Na osnovu dodatnih resursa u prostornom domenu umjesto jednog SISO kanala između predajnika i prijemnika realizuje se MIMO kanal dimenzije $M_t \cdot M_r$, gdje je M_t broj predajnih antena, a M_r broj prijemnih antena. Ostvarene performanse su bolje ukoliko se primijeni veći broj antena. Međutim, broj antena koje je moguće implementirati zavisi od radne frekvencije i dimenzije predajnika i prijemnika, što je posljedica neophodne prostorne separacije između antena radi postizanja nekorelisanih kanala. Nakon analize klasičnih MIMO tehnika, u Glavi 2 su opisani osnovni elementi relejnih sistema, čija je primarna uloga poboljšavanje kvaliteta pokrivanja na ivicama ćelija. Kod ovih sistema se pokazuje da ostvarene performanse dominantno zavise od linka sa najlošijim propagacionim uslovima. Jedan od načina za poboljšanje performansi relejnih sistema jeste implementacija klasičnih MIMO tehnika na relejnim stanicama. Drugi opisani način je realizacija virtuelnog MIMO sistema preko više relejnih stanica, kao jednog vida kooperativnog prenosa.

U ovoj Glavi se od opisanih varijanti kooperativnog prenosa analiziraju kooperativni relejni sistemi sa distribuiranim MIMO tehnikama, jer unose najmanje kompleksnosti u sistem u poređenju sa ostalim načinima kooperacije.

U kooperativnim relejnim sistemima sa distribuiranim MIMO tehnikama pojedinačne prednosti MIMO tehnika, relejnih sistema i kooperativnih sistema se integrišu i dodatno se poboljšavaju performanse. Ukoliko je npr. potrebno da između predajnika i prijemnika postoji MIMO kanal dimenzije $M_t \cdot M_r$, ali ga zbog ograničenja nije moguće postići, u

kooperativnim relejnim sistemima se može distribuirano, odnosno virtuelno, realizovati takav kanal, pri čemu mrežna čvorišta mogu biti opremljena čak i sa samo jednom antenom.

U ovom poglavlju se razmatra distribuirana realizacija STBC tehnika u kooperativnim relejnim sistemima. U Glavi 1 je pokazano da su STBC tehnike, za razliku od ostalih MIMO tehnika kojima se realizuje prostorni *diversity*, pogodne za praktičnu implementaciju jer zahtijevaju poznavanje koeficijenata mobilnog radio kanala samo na prijemnoj strani. STTC tehnike takođe ne zahtijevaju poznavanje koeficijenata mobilnog radio kanala na predajnoj strani, ali su znatno kompleksnije zbog uvođenja konvolucionih kodova, tako da je ovdje prednost data STBC tehnikama.

U nastavku ove Glave razmatraju se ortogonalne STBC (OSTBC) i kvazi orogonalne STBC (QOSTBC) tehnike, namijenjene za klasične MIMO sisteme kod kojih je predajnik opremljen sa dvije odnosno četiri antene, pri čemu se za veći broj predajnih antena može izvesti generalizacija. Pokazaće se da se uz manji broj antena po mrežnom čvorištu, u poređenju sa klasičnim MIMO sistemima, postiže isti red prostornog *diversity*-ja. Broj prijemnih antena može biti proizvoljan i ne utiče na algoritam prenosa.

Predajne matrice simbola kod OSTBC tehnika namijenjenih za MIMO sisteme, kod kojih predajnik ima dvije (**OSTBC**₂), odnosno četiri antene (**OSTBC**₄) i QOSTBC tehnika kod kojih predajnik ima četiri antene (**QOSTBC**₄), su definisane relacijama:

$$\mathbf{OSTBC}_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} a_1 & -a_2^* \\ a_2 & a_1^* \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$\mathbf{OSTBC}_4 = \frac{1}{\sqrt{8}} \begin{bmatrix} a_1 & -a_2 & -a_3 & -a_4 & a_1^* & -a_2^* & -a_3^* & -a_4^* \\ a_2 & a_1 & a_4 & -a_3 & a_2^* & a_1^* & a_4^* & -a_3^* \\ a_3 & -a_4 & a_1 & a_2 & a_3^* & -a_4^* & a_1^* & a_2^* \\ a_4 & a_3 & -a_2 & a_1 & a_4^* & a_3^* & -a_2^* & a_1^* \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

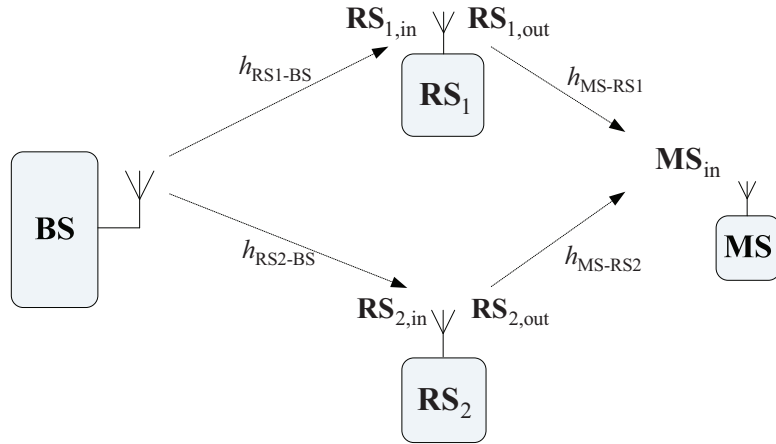
$$\mathbf{QOSTBC}_4 = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} a_1 & -a_2^* & -a_3^* & a_4 \\ a_2 & a_1^* & -a_4^* & -a_3 \\ a_3 & -a_4^* & a_1^* & -a_2 \\ a_4 & a_3^* & a_2^* & a_1 \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Ovdje a_n predstavlja ulazne simboe u STBC predajnik. Srednja snaga po simbolu je fiksirana skalirajućim faktorima $\frac{1}{\sqrt{2}}$, $\frac{1}{\sqrt{8}}$ i $\frac{1}{\sqrt{4}}$.

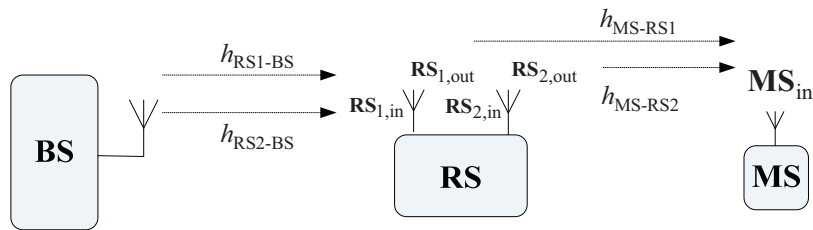
Kao što se može primijetiti, u slučaju \mathbf{OSTBC}_4 za svaka četiri informaciona simbola se koristi osam vremenskih slotova, tj. kodni odnos je 1/2, dok se kod \mathbf{OSTBC}_2 i \mathbf{QOSTBC}_4 za dati broj informacionih simbola koristi isti broj vremenskih slotova, odnosno kodni odnos je 1. Za isti broj predajnih antena veći kodni odnos omogućava veću brzinu prenosa informacionih simbola, pošto ih se više prenosi u određenom broju vremenskih slotova, ali će vjerovatnoća greške na mjestu prijema biti veća. Nasuprot tome, manji kodni odnos zbog veće redundanse pruža manju vjerovatnoću greške prilikom prenosa podataka, na račun manjeg informacionog kapaciteta. U skladu sa postavljenim prioritetima treba tražiti optimum između ova dva suprotstavljena zahtjeva.

Distribuirana realizacija ovih STBC tehnika je analizirana u [74]-[78]. Modeli kooperativnih relejnih sistema za distribuiranu realizaciju \mathbf{OSTBC} i \mathbf{QOSTBC} , definisanih relacijama (4.1)-(4.3), su prikazani na slikama 4.1, 4.2, 4.3 i 4.4.

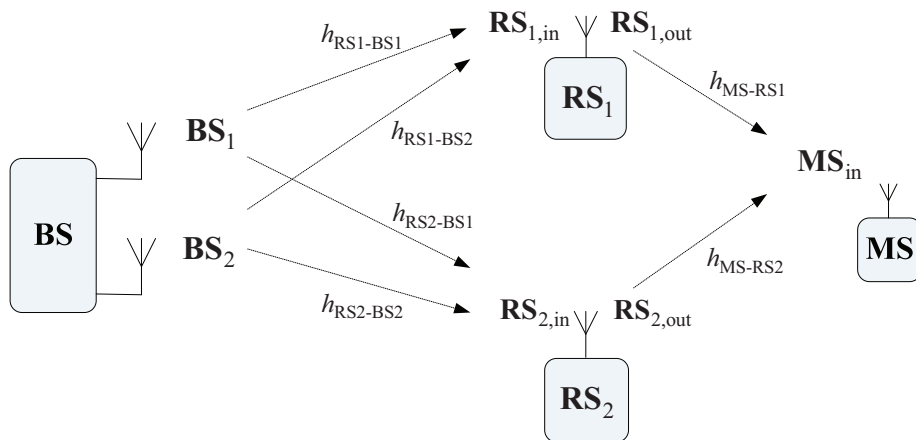
Prvi model za distribuiranu realizaciju \mathbf{OSTBC}_2 uključuje jednu baznu (B) stanicu, dvije relejne (R) stanice i jednu mobilnu (M) stanicu, pri čemu su sve stanice opremljene sa po jednom antenom. Drugi model za distribuiranu realizaciju \mathbf{OSTBC}_2 se razlikuje od prvog po tome što se umjesto dvije relejne stanice sa po jednom antenom koristi jedna relejna stanica sa dvije antene.



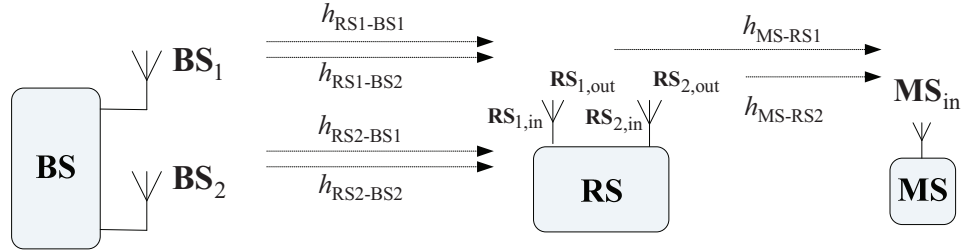
Slika 4.1. Razmatrani model kooperativnog relejnog sistema sa dvije relejne stanice za distribuiranu realizaciju OSTBC₂



Slika 4.2. Razmatrani model kooperativnog relejnog sistema sa jednom relejnom stanicom za distribuiranu realizaciju OSTBC₂



Slika 4.3. Razmatrani model kooperativnog relejnog sistema sa dvije relejne stanice za distribuiranu realizaciju OSTBC₄ i QOSTBC₄



Slika 4.4. Razmatrani model kooperativnog relejnog sistema sa jednom relejnom stanicom za distribuiranu realizaciju $OSTBC_4$ i $QOSTBC_4$

Prvi model za distribuiranu realizaciju $OSTBC_4$ i $QOSTBC_4$ uključuje baznu stanicu opremljenu sa dvije antene, dok su relejne stanice i mobilna jedinica sa po jednom antenom. Razlika kod drugog modela za distribuiranu realizaciju $OSTBC_4$ i $QOSTBC_4$ u odnosu na prvi je u tome što umjesto dvije relejne stanice postoji jedna relejna stanica sa dvije antene. U svim slučajevima je pretpostavljeno da između B stanice i M stanice ne postoji direktni link.

Pokazaće se da je u modelu sistema gdje sve stanice imaju samo jednu antenu moguće distribuirano realizovati $OSTBC_2$. Takođe, iako su u razmatranim modelima za distribuiranu realizaciju $OSTBC_4$ i $QOSTBC_4$ po svakom čvorištu implementirane najviše dvije antene, pokazaće se da je moguće distribuirano realizovati ove kodove iako bi u klasičnom MIMO sistemu bile potrebne četiri predajne antene.

Pretpostavka je da mobilna jedinica ima jednu antenu, jer sa stanovišta implementacije $OSTBC$ i $QOSTBC$ broj prijemnih antena na mobilnoj jedinici može biti proizvoljan i ne utiče na transmisionu šemu. Naravno uz veći broj prijemnih antena smanjuje se vjerovatnoća greške na mjestu prijema.

Takođe, zbog samnjenja kompleksnosti relejnih stanica ne obavlja se prostorno-vremensko dekodiranje na njima. Manja kompleksnost R stanica smanjuje cijenu implementacije, što je naročito značajno u slučaju većeg broja ovih stanica.

Prednost ortogonalnih STBC u odnosu na kvazi ortogonalne STBC tehnike je u tome što zbog potpune ortogonalnosti između simbola ne unose intersimbolsku interferenciju (ISI). Nedostatak OSTBC₄ u poređenju sa QOSTBC₄ predstavlja brzina prenosa informacionih simbola. Sa druge strane, sa QOSTBC₄ se postiže veći informacioni kapacitet, ali je i veća vjerovatnoća greške zbog nepostojanja potpune ortogonalnosti između simbola. QOSTBC₄ kod omogućava veću brzinu prenosa informacionih simbola u poređenju sa OSTBC₄ na račun degradacije BER performansi.

U nastavku ovog poglavlja se detaljno opisuju distribuirane realizacije OSTBC i QOSTBC tehnika definisanih relacijama (4.1) - (4.3).

4.1. Kooperativni relejni sistemi sa distribuiranim OSTBC₂

U slučaju distribuirane realizacije OSTBC₂, za svaka dva informaciona simbola a_n , $n=1, 2$, bazna stanica generiše sekvencu simbola:

$$\mathbf{BS}_{\text{OSTBC}_2} = \begin{bmatrix} a_1 & -a_2^* \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Pretpostavljeno je da su svi simboli iz jedne sekvence pod istim uticajem fedinga.

Koeficijent mobilnog radio kanala između \mathbf{RS}_i (i -te R stanice za sistem sa slike 4.1, odnosno i -te antene na R stanici u sistemu sa slike 4.2) $i=1,2$, i antene na baznoj stanici je $h_{\mathbf{RS}_i-\text{BS}}$. Koeficijent mobilnog radio kanala između mobilne stanice i \mathbf{RS}_i je dat sa $h_{\text{MS}-\mathbf{RS}_i}$.

Prijemna sekvenca simbola na \mathbf{RS}_i je:

$$\mathbf{RS}_{i,\text{in,OSTBC}_2} = \mathbf{BS}_{\text{OSTBC}_2} \cdot h_{\mathbf{RS}_i-\text{BS}} + \mathbf{N}_{\mathbf{RS}_i,\text{OSTBC}_2} \quad (4.5)$$

$\mathbf{N}_{\mathbf{RS}_i,\text{OSTBC}_2}$ je AWGN matrica na \mathbf{RS}_i :

$$\mathbf{N}_{RS_i,OSTBC_2} = \begin{bmatrix} n_{RS_i,1,OSTBC_2} & n_{RS_i,2,OSTBC_2} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Ovdje $n_{RS_i,s,OSTBC_2}$, $s=1, 2$, predstavlja AWGN na \mathbf{RS}_i u s -tom vremenskom slotu.

Izlazne sekvence simbola na \mathbf{RS}_1 i \mathbf{RS}_2 su:

$$\mathbf{RS}_{1,out,OSTBC_2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \frac{\mathbf{RS}_{1,out,OSTBC_2}(2)}{h_{RS1-BS}} & \frac{\mathbf{RS}_{1,out,OSTBC_2}(1)}{h_{RS1-BS}} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$\mathbf{RS}_{2,out,OSTBC_2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \frac{-\mathbf{RS}_{2,out,OSTBC_2}^*(2)}{h_{RS2-BS}} & \frac{\mathbf{RS}_{2,out,OSTBC_2}^*(1)}{h_{RS2-BS}} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Prijemna sekvenca na mobilnoj stanici je:

$$\mathbf{MS}_{in,OSTBC_2} = \sum_{i=1}^2 \mathbf{RS}_{i,out,OSTBC_2} \cdot h_{MS-RS_i} + \mathbf{N}_{MS,OSTBC_2} \quad (4.9)$$

$\mathbf{N}_{MS,OSTBC_2}$ je AWGN matrica na M stanici:

$$\mathbf{N}_{MS,OSTBC_2} = \begin{bmatrix} n_{MS1,OSTBC_2} & n_{MS2,OSTBC_2} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Uz prikazani kooperativni prenos kreira se virtuelni 2x1 MISO kanal između bazne i mobilne stanice, tj.:

$$\mathbf{MS}_{in,OSTBC_2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} a_1 & -a_2^* \\ a_2 & a_1^* \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} h_{MS-RS1} \\ h_{MS-RS2} \end{bmatrix} + \mathbf{N}_{OSTBC_2} \quad (4.11)$$

gdje je:

$$\mathbf{N}_{OSTBC_2} = \mathbf{N}_{MS,OSTBC_2} + \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{N}_{R1,OSTBC_2} \cdot \frac{h_{MS-RS1}}{h_{RS1-BS}} + \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -n_{R2,2,OSTBC_2} & n_{R2,1,OSTBC_2} \end{bmatrix} \cdot \frac{h_{MS-RS2}}{h_{RS2-BS}} \quad (4.12)$$

Izlazni simboli iz OSTBC₂ prijemnika su dati sa:

$$\begin{bmatrix} \tilde{a}'_1 \\ \tilde{a}'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |h_{\text{MS-RS1}}|^2 + |h_{\text{MS-RS2}}|^2 & 0 \\ 0 & |h_{\text{MS-RS1}}|^2 + |h_{\text{MS-RS2}}|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Estimati predajnih simbola su:

$$\begin{bmatrix} \tilde{a}_1 \\ \tilde{a}_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{(|h_{\text{MS-RS1}}|^2 + |h_{\text{MS-RS2}}|^2)} \begin{bmatrix} \tilde{a}'_1 \\ \tilde{a}'_2 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Kao što se može uočiti postoji potpuna ortogonalnost između simbola na izlazu iz OSTBC₂ prijemnika, tj. nema intersimbolske interferencije.

4.2. Kooperativni relejni sistemi sa distribuiranim OSTBC₄

Distribuirana realizacija QOSTBC₄ podrazumijeva da za svaka četiri informaciona simbola a_n , $n=1, \dots, 4$, bazna stanica generiše dvije sekvence simbola, koje se emituju sa dvije antene:

$$\mathbf{BS}_{1,\text{OSTBC}_4} = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} a_1 & -a_2 & -a_3 & -a_4 & a_1^* & -a_2^* & -a_3^* & -a_4^* \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

$$\mathbf{BS}_{2,\text{OSTBC}_4} = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} a_2 & a_1 & a_4 & -a_3 & a_2^* & a_1^* & a_4^* & -a_3^* \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Srednja snaga po simbolu je fiksirana skalirajućim faktorom $\frac{1}{\sqrt{4}}$. Pretpostavljeno je da su svi simboli iz jedne sekvence pod istim uticajem fedinga.

Koeficijent mobilnog radio kanala između \mathbf{RS}_i (i -te R stanice za sistem sa slike 4.3, odnosno i -te antene na R stanici u sistemu sa slike 4.4) $i=1,2$, i j -te antene na B stanici, $j=1,2$, je $h_{\text{RS}_i-\text{BS}_j}$. Koeficijent mobilnog radio kanala između M stanice i \mathbf{RS}_i je dat sa $h_{\text{MS-RS}_i}$.

Prijemna sekvenca simbola na \mathbf{RS}_i je:

$$\mathbf{RS}_{i,\text{in},\text{OSTBC}_4} = \sum_{j=1}^2 \mathbf{BS}_{j,\text{OSTBC}_4} \cdot h_{\mathbf{RS}_i-\mathbf{BS}_j} + \mathbf{N}_{\mathbf{RS}_i,\text{OSTBC}_4} \quad (4.17)$$

$\mathbf{N}_{\mathbf{RS}_i,\text{OSTBC}_4}$ je AWGN matrica na \mathbf{RS}_i :

$$\mathbf{N}_{\mathbf{RS}_i,\text{OSTBC}_4} = [n_{\mathbf{RS}_i,1,\text{OSTBC}_4} \quad n_{\mathbf{RS}_i,2,\text{OSTBC}_4} \quad \dots \quad n_{\mathbf{RS}_i,8,\text{OSTBC}_4}] \quad (4.18)$$

gdje $n_{\mathbf{RS}_i,s,\text{OSTBC}_4}$, $s=1,\dots,8$ predstavlja AWGN na \mathbf{RS}_i u s -tom vremenskom slotu.

Izlazne sekvence simbola na \mathbf{RS}_1 i \mathbf{RS}_2 su:

$$\mathbf{RS}_{1,\text{out},\text{OSTBC}_4} = \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{RS}_{1,\text{in},\text{OSTBC}_4} \quad (4.19)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{RS}_{2,\text{out},\text{OSTBC}_4} = \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -\mathbf{RS}_{2,\text{in},\text{OSTBC}_4}(4) & -\mathbf{RS}_{2,\text{in},\text{OSTBC}_4}(3) & \mathbf{RS}_{2,\text{in},\text{OSTBC}_4}(2) & \mathbf{RS}_{2,\text{in},\text{OSTBC}_4}(1) \\ -\mathbf{RS}_{2,\text{in},\text{OSTBC}_4}(8) & -\mathbf{RS}_{2,\text{in},\text{OSTBC}_4}(7) & \mathbf{RS}_{2,\text{in},\text{OSTBC}_4}(6) & \mathbf{RS}_{2,\text{in},\text{OSTBC}_4}(5) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.20)$$

Prijemna sekvenca na mobilnoj jedinici je:

$$\mathbf{MS}_{\text{in},\text{OSTBC}_4} = \sum_{i=1}^2 \mathbf{RS}_{i,\text{out},\text{OSTBC}_4} \cdot h_{\mathbf{MS}-\mathbf{RS}_i} + \mathbf{N}_{\mathbf{MS},\text{OSTBC}_4} \quad (4.21)$$

$\mathbf{N}_{\mathbf{MS},\text{OSTBC}_4}$ je AWGN matrica na M stanici:

$$\mathbf{N}_{\mathbf{MS},\text{OSTBC}_4} = [n_{\mathbf{MS}1,\text{OSTBC}_4} \quad n_{\mathbf{MS}2,\text{OSTBC}_4} \quad \dots \quad n_{\mathbf{MS}8,\text{OSTBC}_4}] \quad (4.22)$$

Uz prikazani kooperativni prenos kreira se virtuelni 4x1 MISO kanal između B i M stanice, slika 4.5, tj.:

$$\mathbf{MS}_{\text{in,OSTBC}_4} = \frac{1}{\sqrt{8}} \begin{bmatrix} a_1 & -a_2 & -a_3 & -a_4 & a_1^* & -a_2^* & -a_3^* & -a_4^* \\ a_2 & a_1 & a_4 & -a_3 & a_2^* & a_1^* & a_4^* & -a_3^* \\ a_3 & -a_4 & a_1 & a_2 & a_3^* & -a_4^* & a_1^* & a_2^* \\ a_4 & a_3 & -a_2 & a_1 & a_4^* & a_3^* & -a_2^* & a_1^* \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} H_{1,\text{OSTBC}_4} \\ H_{2,\text{OSTBC}_4} \\ H_{3,\text{OSTBC}_4} \\ H_{4,\text{OSTBC}_4} \end{bmatrix} + \mathbf{N}_{\text{OSTBC}_4} \quad (4.23)$$

gdje je:

$$H_{1,\text{OSTBC}_4} = h_{\text{RS1-BS1}} \cdot h_{\text{MS-RS1}} \quad (4.24)$$

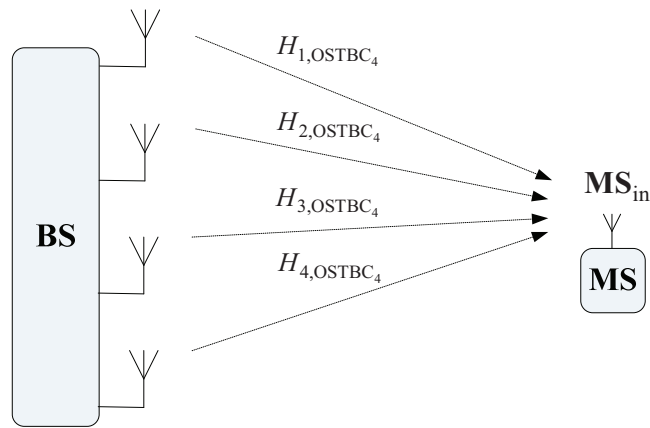
$$H_{2,\text{OSTBC}_4} = h_{\text{RS1-BS2}} \cdot h_{\text{MS-RS1}} \quad (4.25)$$

$$H_{3,\text{OSTBC}_4} = h_{\text{RS2-BS2}} \cdot h_{\text{MS-RS2}} \quad (4.26)$$

$$H_{4,\text{OSTBC}_4} = h_{\text{RS2-BS1}} \cdot h_{\text{MS-RS2}} \quad (4.27)$$

i:

$$\begin{aligned} \mathbf{N}_{\text{OSTBC}_4} = & \mathbf{N}_{\text{MS,OSTBC}_4} + \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{N}_{\text{R1,OSTBC}_4} \cdot h_{\text{MS-RS1}} + \\ & \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -n_{R23,\text{OSTBC}_4} & -n_{R24,\text{OSTBC}_4} & n_{R21,\text{OSTBC}_4} & n_{R22,\text{OSTBC}_4} \\ -n_{R27,\text{OSTBC}_4} & -n_{R28,\text{OSTBC}_4} & n_{R25,\text{OSTBC}_4} & n_{R26,\text{OSTBC}_4} \end{bmatrix} \cdot h_{\text{MS-RS2}} \end{aligned} \quad (4.28)$$



Slika 4.5. Kreirani virtuelni 4x1 MISO kanal za OSTBC_4

Izlazni simboli iz OSTBC_4 prijemnika su dati sa:

$$\begin{bmatrix} \tilde{a}'_1 \\ \tilde{a}'_2 \\ \tilde{a}'_3 \\ \tilde{a}'_4 \end{bmatrix} = 2 \cdot H_{\text{OSTBC}_4}^2 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

pri čemu je:

$$H_{\text{OSTBC}_4}^2 = |H_{1,\text{OSTBC}_4}|^2 + |H_{2,\text{OSTBC}_4}|^2 + |H_{3,\text{OSTBC}_4}|^2 + |H_{4,\text{OSTBC}_4}|^2 \quad (4.30)$$

Estimati predajnih simbola su:

$$\begin{bmatrix} \tilde{a}_1 \\ \tilde{a}_2 \\ \tilde{a}_3 \\ \tilde{a}_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{2H_{\text{OSTBC}_4}^2} \begin{bmatrix} \tilde{a}'_1 \\ \tilde{a}'_2 \\ \tilde{a}'_3 \\ \tilde{a}'_4 \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

Kao što se može uočiti postoji potpuna ortogonalost između simbola na izlazu iz OSTBC_4 prijemnika, tj. nema ISI.

4.3. Kooperativni relejni sistemi sa distribuiranim QOSTBC₄

U slučaju distribuirane realizacije QOSTBC_4 , predajne sekvence simbola sa bazne stanice su:

$$\mathbf{BS}_{1,\text{QOSTBC}_4} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} a_1 & -a_2^* & -a_3^* & a_4 \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

$$\mathbf{BS}_{2,\text{QOSTBC}_4} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} a_2 & a_1^* & -a_4^* & -a_3 \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

Prijemna sekvenca simbola na \mathbf{RS}_i je:

$$\mathbf{RS}_{i,\text{in},\text{QOSTBC}_4} = \sum_{j=1}^2 \mathbf{BS}_{j,\text{QOSTBC}_4} \cdot h_{\text{RS}_i-\text{BS}_j} + \mathbf{N}_{\text{RS}_i,\text{QOSTBC}_4} \quad (4.34)$$

$\mathbf{N}_{\text{RS}_i,\text{QOSTBC}_4}$ je AWGN matrica na RS_i :

$$\mathbf{N}_{\text{RS}_i,\text{QOSTBC}_4} = [n_{\text{RS}_i,1,\text{QOSTBC}_4} \quad n_{\text{RS}_i,2,\text{QOSTBC}_4} \quad n_{\text{RS}_i,3,\text{QOSTBC}_4} \quad n_{\text{RS}_i,4,\text{QOSTBC}_4}] \quad (4.35)$$

Izlazne sekvence simbola na RS_1 i RS_2 su:

$$\mathbf{RS}_{1,\text{out},\text{QOSTBC}_4} = \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{RS}_{1,\text{in},\text{QOSTBC}_4} \quad (4.36)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{RS}_{2,\text{out},\text{QOSTBC}_4} = \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \left[-\mathbf{RS}_{2,\text{in},\text{QOSTBC}_4}^* (3) \quad -\mathbf{RS}_{2,\text{in},\text{QOSTBC}_4}^* (4) \quad \mathbf{RS}_{2,\text{in},\text{QOSTBC}_4}^* (1) \quad \mathbf{RS}_{2,\text{in},\text{QOSTBC}_4}^* (2) \right] \end{aligned} \quad (4.37)$$

Prijemna sekvenca na mobilnoj jedinici je:

$$\mathbf{MS}_{\text{in},\text{QOSTBC}_4} = \sum_{i=1}^2 \mathbf{RS}_{i,\text{out},\text{QOSTBC}_4} \cdot h_{\text{MS}-\text{RS}_i} + \mathbf{N}_{\text{MS},\text{QOSTBC}_4} \quad (4.38)$$

$\mathbf{N}_{\text{MS},\text{QOSTBC}_4}$ je AWGN matrica na mobilnoj stanici:

$$\mathbf{N}_{\text{MS},\text{QOSTBC}_4} = [n_{\text{MS}1,\text{QOSTBC}_4} \quad n_{\text{MS}2,\text{QOSTBC}_4} \quad n_{\text{MS}3,\text{QOSTBC}_4} \quad n_{\text{MS}4,\text{QOSTBC}_4}] \quad (4.39)$$

Kao u prethodnom slučaju kreira se virtuelni 4x1 MISO kanal između B i M stanice, slika 4.6, tj.:

$$\mathbf{MS}_{\text{in},\text{QOSTBC}_4} = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} a_1 & -a_2^* & -a_3^* & a_4 \\ a_2 & a_1^* & -a_4^* & -a_3 \\ a_3 & -a_4^* & a_1^* & -a_2 \\ a_4 & a_3^* & a_2^* & a_1 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} H_{1,\text{QOSTBC}_4} \\ H_{2,\text{QOSTBC}_4} \\ H_{3,\text{QOSTBC}_4} \\ H_{4,\text{QOSTBC}_4} \end{bmatrix} + \mathbf{N}_{\text{QOSTBC}_4} \quad (4.40)$$

Ovdje je:

$$H_{1,QOSTBC_4} = h_{RS1-BS1} \cdot h_{MS-RS1} \quad (4.41)$$

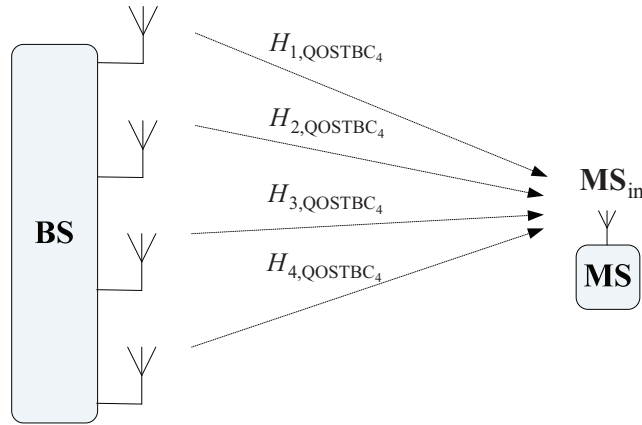
$$H_{2,QOSTBC_4} = h_{RS1-BS2} \cdot h_{MS-RS1} \quad (4.42)$$

$$H_{3,QOSTBC_4} = h_{RS2-BS1}^* \cdot h_{MS-RS2} \quad (4.43)$$

$$H_{4,QOSTBC_4} = h_{RS2-BS2}^* \cdot h_{MS-RS2} \quad (4.44)$$

i:

$$\begin{aligned} \mathbf{N}_{QOSTBC_4} = & \mathbf{N}_{MS,QOSTBC_4} + \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{N}_{RS1,QOSTBC_4} \cdot h_{MS-RS1} + \\ & \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -n_{RS2,3,QOSTBC_4}^* & -n_{RS2,4,QOSTBC_4}^* & n_{RS2,1,QOSTBC_4}^* & n_{RS2,2,QOSTBC_4}^* \end{bmatrix} \cdot h_{MS-RS2} \end{aligned} \quad (4.45)$$



Slika 4.6. Kreirani virtuelni 4x1 MISO kanal za QOSTBC₄

Izlazni simboli iz QOSTBC₄ prijemnika su:

$$\begin{bmatrix} \tilde{a}'_1 \\ \tilde{a}'_2 \\ \tilde{a}'_3 \\ \tilde{a}'_4 \end{bmatrix} = H_{QOSTBC_4}^2 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & k \\ 0 & 1 & -k & 0 \\ 0 & -k & 1 & 0 \\ k & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

pri čemu je:

$$H_{\text{QOSTBC}_4}^2 = |H_{1,\text{QOSTBC}_4}|^2 + |H_{2,\text{QOSTBC}_4}|^2 + |H_{3,\text{QOSTBC}_4}|^2 + |H_{4,\text{QOSTBC}_4}|^2 \quad (4.47)$$

i:

$$k = \frac{2 \operatorname{Re} \left\{ H_{1,\text{QOSTBC}_4} H_{4,\text{QOSTBC}_4}^* - H_{2,\text{QOSTBC}_4} H_{3,\text{QOSTBC}_4}^* \right\}}{H_{\text{QOSTBC}_4}^2} \quad (4.48)$$

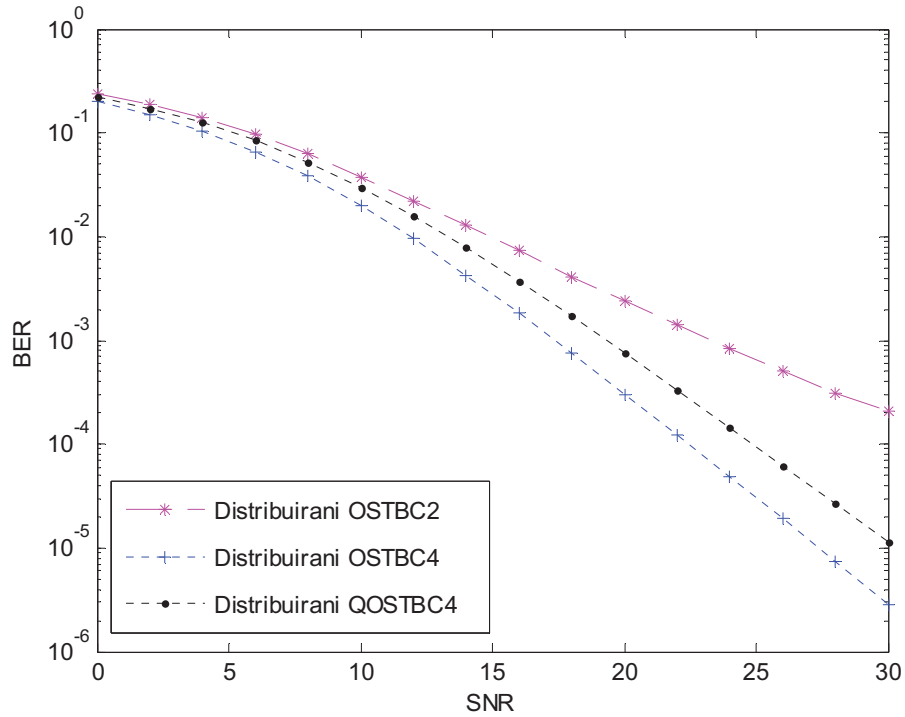
Estimati predajnih simbola su:

$$\begin{bmatrix} \tilde{a}_1 \\ \tilde{a}_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{H_{\text{QOSTBC}_4}^2} \begin{bmatrix} 1 & k \\ k & 1 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{a}'_1 \\ \tilde{a}'_4 \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

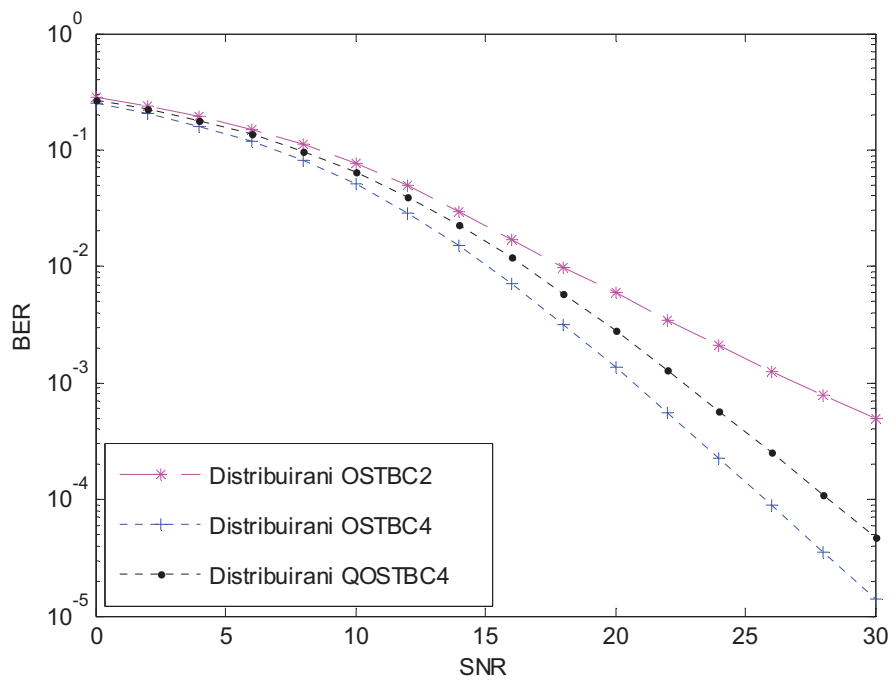
$$\begin{bmatrix} \tilde{a}_2 \\ \tilde{a}_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{H_{\text{QOSTBC}_4}^2} \begin{bmatrix} 1 & -k \\ -k & 1 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{a}'_2 \\ \tilde{a}'_3 \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

Kao što se može vidjeti ne postoji potpuna ortogonalnost između simbola na izlazu iz QOSTBC_4 prijemnika. Javlja se intersimbolska interferencija u obliku koeficijenta k u relacijama (4.49)-(4.50). Zbog postojanja intersimbolske interferencije biće lošije BER performanse u odnosu na potpuno ortogonalni OSTBC_4 .

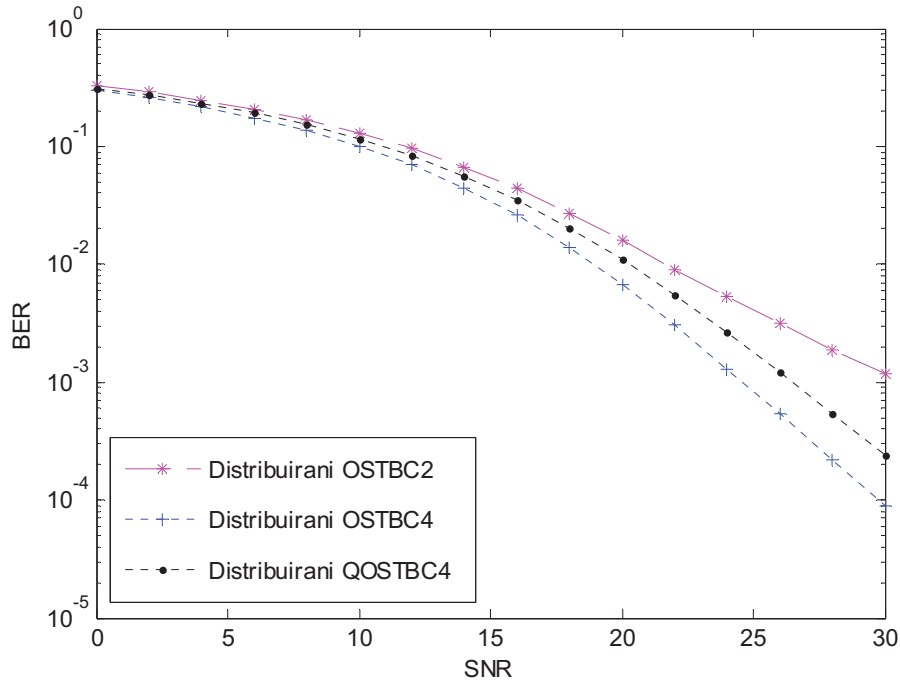
Poređenje distribuirano realizovanih OSTBC_2 , OSTBC_4 i QOSTBC_4 sa stanovišta vjerovatnoće greške na mjestu prijema je dato na slikama 4.7, 4.8 i 4.9. Pretpostavljeno je da je na mobilnom radio kanalu izražen fading koji prati *Rayleigh*-jevu statistiku. Takođe, pretpostavljene su QPSK, 16QAM i 64QAM modulacione šeme, uz idealnu estimaciju koeficijenata mobilnog radio kanala.



Slika 4.7. Vjerovatnoća greške na izlazu iz prijemnika distribuiranih $OSTBC_2$, $OSTBC_4$ i $QOSTBC_4$, QPSK modulacija



Slika 4.8. Vjerovatnoća greške na izlazu iz prijemnika distribuiranih $OSTBC_2$, $OSTBC_4$ i $QOSTBC_4$, 16QAM modulacija



Slika 4.9. Vjerovatnoća greške na izlazu iz prijemnika distribuiranih $OSTBC_2$, $OSTBC_4$ i $QOSTBC_4$, 64QAM modulacija

Kao što je bilo i očekivano najmanju vjerovatnoću greške pokazuje distribuirani $OSTBC_4$, jer se ostvaruje red *diversity*-ja od 4, uz potpunu ortogonalnost između informacionih simbola. Distribuirani $QOSTBC_4$ ima veću vjerovatnoću greške u poređenju sa distribuirani $OSTBC_4$, bez obzira što se radi o istom redu *diversity*-ja, jer ne postoji potpuna ortogonalnost između informacionih simbola. Najveću vjerovatnoću greške na mjestu prijema ima distribuirani $OSTBC_2$ jer se njime postiže duplo manji red *diversity*-ja, odnosno 2.

Tako npr., za QPSK modulacionu šemu uz $BER=10^{-3}$, zahtijevana vrijednost SNR-a za distribuirani $OSTBC_2$ je veća za 4.5dB u odnosu na distribuirani $QOSTBC_4$, odnosno za 6.5dB u odnosu na distribuirani $OSTBC_4$. U slučaju 64QAM modulacione šeme za vrijednost vjerovatnoće greške od $2 \cdot 10^{-3}$, SNR dobitak za distribuirani $OSTBC_4$ iznosi 2dB u odnosu na distribuirani $QOSTBC_4$ i 6dB u poređenju sa distribuiranim $OSTBC_2$.

Iako ima bolje BER performanse, brzina prenosa informacionih simbola kod $OSTBC_4$ je dva puta manja u odnosu na $QOSTBC_4$ i $OSTBC_2$.

Iz razmatranih distribuiranih potpuno ortogonalnih i kvazi ortogonalnih STBC šema jasno se zaključuje šta bi trebalo poboljšati kod jednih, a šta kod drugih tehnika. Pošto za razliku od klasičnih MIMO sistema ovdje postoje dodatna mrežna čvorišta koja učestvuju u kooperaciji, moguće je modifikovati transmisionu šemu u cilju poboljšanja performansi. Dakle, osim mogućnosti za implementaciju većeg broja antena, odnosno kreiranja virtuelnog MIMO kanala većeg reda u poređenju sa klasičnim MIMO sistemima, distribuirana realizacija pruža dodatne opcije. Virtuelni MIMO kanal većeg reda svakako pruža bolje performanse u odnosu na MIMO kanal manjeg reda između jednog predajnika i prijemnika, dok kooperativni prenos uz određene modifikacije transmisionih šema omogućava poboljšanje performansi čak i za isti red virtuelnog i klasičnog MIMO kanala.

Kod potpuno ortogonalnih $OSTBC_2$ tehnika kodni odnos je 1 uz postojanje potpune ortogonalnosti između informacionih simbola, odnosno nije moguće poboljšati ortogonalnost ili povećati informacioni kapacitet. Međutim, kod potpuno ortogonalnih $OSTBC_4$ postoji potpuna ortogonalnost između informacionih simbola ali uz cijenu duplo manjeg informacionog kapaciteta u poređenju sa $OSTBC_2$ i $QOSTBC_4$. Očigledno je da treba tražiti načine za povećanje informacionog kapaciteta, zadržavajući što je više moguće slične BER performanse.

Kvazi ortogonalni $QOSTBC_4$ ima dva puta veći informacioni kapacitet u poređenju sa $QOSTBC_4$, ali veću vjerovatnoću greške na mjestu prijema. Slijedi da $QOSTBC_4$ treba unaprijediti u pogledu ostvarivanja što manjih BER vrijednosti, uz zadržavanje njihove glavne prednosti u pogledu informacionog kapaciteta.

U slučaju primjene prostorno-frekvencijskih blok tehnika ostaje isti princip distribuirane realizacije, samo što bi se umjesto vremenskih slotova koristili različiti podnosioci. Kod ortogonalnih prostorno-frekvencijskih blok tehnika cilj bi bio smanjiti broj podnosilaca kojima se obavlja prenos, odnosno poboljšati spektralnu efikasnost, uz zadržavanje BER performansi. Kod kvazi ortogonalnih prostorno-frekvencijskih blok

tehnika cilj bi bio da se za dati broj podnosilaca smanje BER vrijednosti. Naravno, moguće su i prostorno-vremensko-frekvencijske kombinacije.

U narednoj Glavi su data nova rješenja za poboljšanje performansi opisanih kooperativnih relejnih sistema sa distribuiranim OSTBC₄ i QOSTBC₄ tehnikama. Predložena su nova rješenja za povećanje informacionog kapaciteta sistema sa distribuiranim OSTBC₄ uz zadržavanje sličnih BER performansi. U zavisnosti od stanja na mobilnom radio kanalu jedno od četiri rješenja pruža kompromis u pogledu zahtjeva za većim informacionim kapacitetom i manjom vjerovatnoćom greške. Predloženo je i rješenje za poboljšanje BER performansi distribuiranog QOSTBC₄, uz zadržavanje iste brzine prenosa informacionih simbola.

Što se tiče STBC tehnika namijenjenih za veći broj predajnih antena, moguće je izvesti analogiju sa opisanim distribuiranim tehnikama, pri čemu su u narednoj Glavi data i neka konkretna rješenja. Takvi modeli sistema uključuju više čvorišta i/ili više antena po čvorištu.

5. NOVA RJEŠENJA ZA POBOLJŠANJE PERFORMANSI KOOPERATIVNIH RELEJNIH SISTEMA SA DISTRIBUIRANIM STBC

U prethodnoj Glavi je detaljno analizirana distribuirana realizacija prostorno vremenskih blok tehnika (STBC) u kooperativnim relejnim sistemima. Razmatrane su potpuno ortogonalne STBC tehnike namijenjene za klasične MIMO sisteme sa dvije ($OSTBC_2$), odnosno četiri predajne antene ($OSTBC_4$), kao i kvazi ortogonalna tehnika ($QOSTBC_4$), koja zahtijeva četiri predajne antene. Pokazano je da je moguće distribuirano realizovati virtuelni MIMO sistem, pri čemu broj prijemnih antena na mobilnoj stanici može biti proizvoljan i ne utiče na transmisionu šemu.

Pokazano je da ortogonalni $OSTBC_4$ ima bolje BER performanse u odnosu na ortogonalni $OSTBC_2$, zbog većeg reda *diversity*-ja. Takođe, zbog potpune ortogonalnosti između informacionih simbola, $OSTBC_4$ u poređenju sa kvazi ortogonalnim $QOSTBC_4$ omogućava manju vjerovatnoću greške. Bolje BER karakteristike kod $OSTBC_4$ su ostvarene na račun manjeg informacionog kapaciteta u poređenju sa $OSTBC_2$ i $QOSTBC_4$.

Ipak, imajući u vidu zahtjeve za mobilne mreže pete generacije koji podrazumijevaju znatno manja kašnjenja, veći informacioni kapacitet, bolju spektralnu i energetske efikasnost i sl., nameće se potreba za unapređenjem opisanih distribuiranih tehnika u Glavi 4.

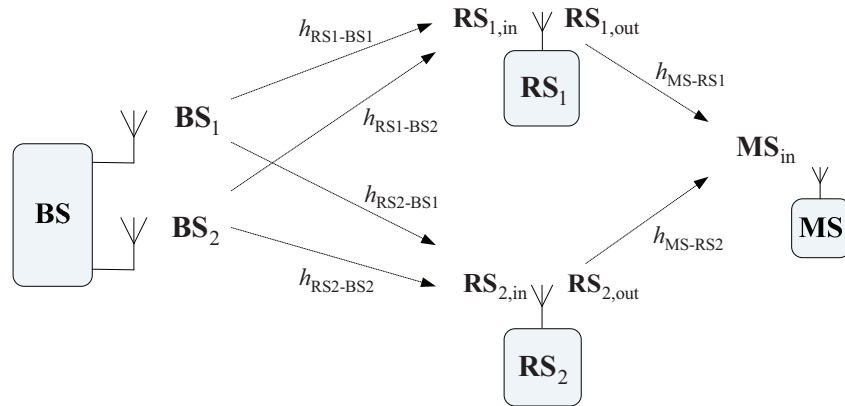
Distribuirani $OSTBC_4$ treba unaprijediti u pogledu informacionog kapaciteta, uz zahtjev da se zadrže ostvarene BER performanse. Kod virtuelnog $QOSTBC_4$, treba ostvariti manju vjerovatnoću greške, zadržavajući istu brzinu prenosa informacionih

simbola. Distribuirani OSTBC₂ već ima potpunu ortogonalnost između informacionih simbola, kao i kodni odnos 1, tako da sa tog stanovišta njegova dalja poboljšanja nisu moguća.

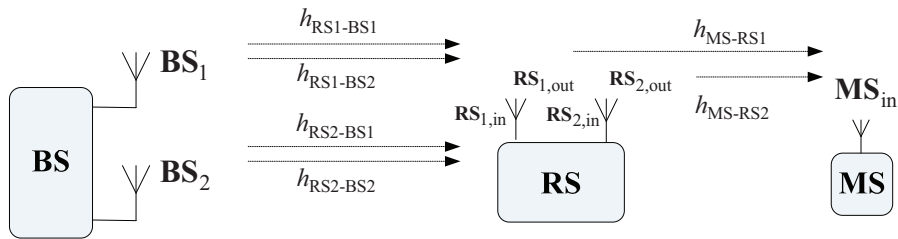
U nastavku ovog poglavlja se daju nova rješenja za poboljšanje performansi kooperativnih relejnih sistema sa distribuiranim OSTBC₄ i QOSTBC₄.

5.1. Nova rješenja za povećanje informacionog kapaciteta kooperativnih relejnih sistema sa distribuiranim OSTBC₄

Nove tehnike obrade signala su predložene za modele kooperativnih relejnih sistema koji su isti kao u Glavi 4 i dati su na slikama 5.1 i 5.2.



Slika 5.1. Razmatrani model kooperativnog relejnog sistema sa dvije relejne stanice za distribuiranu realizaciju OSTBC₄ i QOSTBC₄



Slika 5.2. Razmatrani model kooperativnog relejnog sistema sa jednom relejnom stanicom za distribuiranu realizaciju OSTBC₄ i QOSTBC₄

Ovdje su predložene četiri nove transmisione šeme koja omogućavaju različite informacione kapacitete, [75]-[76]. Rješenja se baziraju na realnoj pretpostavci da su između bazne i relejnih stanica bolji uslovi na mobilnom radio kanalu u odnosu na uslove između relejnih satnica i mobilnog terminala. To otvara prostor za manju redundantnost u prenosu na linkovima između bazne i relejnih stanica, odnosno veću brzinu prenosa informacionih simbola. U odnosu na stanje u mobilnom radio kanalu treba tražiti kompromis tako da se ostvari što veći informacioni kapacitet a da se minimalno naruše BER performanse.

Detaljan opis novih predloženih tehnika za obradu signala je dat u nastavku.

Prva nova predložena tehnika obrade signala podrazumijeva da za svaka četiri informaciona simbola $a_n, n=1, \dots, 4$, bazna stanica generiše dvije sekvence simbola:

$$\mathbf{BS}_{1,1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} a_1 & -a_2 & -a_3 & -a_4 \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

$$\mathbf{BS}_{2,1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} a_2 & a_1 & a_4 & -a_3 \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

U poređenju sa distribuiranim OSTBC₄, gdje se za prenos četiri informaciona simbola između B i R stanice koristi osam vremenskih slotova, relacije (4.15)-(4.16), u predloženoj transmisionoj šemi se koriste samo četiri vremenska slota. Na ovaj način je na prvom hopu omogućen dva puta veći protok simbola, a samim tim i informacioni kapacitet.

U slučaju druge nove predložene tehnike za obradu signala sa antena na baznoj stanici se emituju sekvence simbola:

$$\mathbf{BS}_{1,2} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} a_1 & -a_2 & -a_3 & -a_4 & a_1^* \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

$$\mathbf{BS}_{2,2} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} a_2 & a_1 & a_4 & -a_3 & a_2^* \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

Za razliku od distribuiranih OSTBC₄, ovdje je na prvom hopu protok simbola veći 8/5 puta.

Predajne sekvence simbola kod treće nove predložene transmisiona šeme su:

$$\mathbf{BS}_{1,3} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} a_1 & -a_2 & -a_3 & -a_4 & a_1^* & -a_3^* \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

$$\mathbf{BS}_{2,3} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} a_2 & a_1 & a_4 & -a_3 & a_2^* & a_4^* \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

U poređenju sa distribuiranim OSTBC₄, na prvom hopu je informacioni kapacitet povećan 4/3 puta.

Četvrta nova predložena transmisiona šema podrazumijeva sljedeće predajne sekvence na B stanici:

$$\mathbf{BS}_{1,4} = \sqrt{\frac{2}{7}} \begin{bmatrix} a_1 & -a_2 & -a_3 & -a_4 & a_1^* & -a_2^* & -a_3^* \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

$$\mathbf{BS}_{2,4} = \sqrt{\frac{2}{7}} \begin{bmatrix} a_2 & a_1 & a_4 & -a_3 & a_2^* & a_1^* & a_4^* \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Od ove četiri predložene transmisiona šeme posljednja ima najmanji informacioni kapacitet na prvom hopu, pri čemu je i dalje 8/7 puta veći u odnosu na distribuirane OSTBC₄.

Neka je koeficijent mobilnog radio kanala između \mathbf{RS}_i (i -te relejne stanice za sistem sa slike 5.1, odnosno i -te antene na relejnoj stanici u sistemu sa slike 5.2) $i=1,2$, i j -te antene na baznoj stanici, $j=1,2$, dat sa $h_{\mathbf{RS}_i-\mathbf{BS}_j}$. Koeficijent mobilnog radio kanala između mobilne stanice i \mathbf{RS}_i je dat sa $h_{\mathbf{MS}-\mathbf{RS}_i}$. Tada je prijemna sekvenca simbola na \mathbf{RS}_i :

$$\mathbf{RS}_{i,k,\text{in}} = \sum_{j=1}^2 \mathbf{BS}_{j,k} \cdot h_{\mathbf{RS}_i-\mathbf{BS}_j} + \mathbf{N}_{\mathbf{RS}_i,k} \quad (5.9)$$

Ovdje $k=1,..,4$ označava koja predložena šema se koristi, dok je $\mathbf{N}_{RSi,k}$ AWGN matrica na RS_i :

$$\mathbf{N}_{RSi,k} = [n_{RSi,1} \ n_{RSi,2} \ \dots \ n_{RSi,(3+k)}] \quad (5.10)$$

Kod prve predložene šeme za RS_1 i RS_2 se generišu naredne izlazne sekvence:

$$\begin{aligned} \mathbf{RS}_{1,1,out} = \\ \frac{1}{\sqrt{4}} [\mathbf{RS}_{1,1,in}(1) \ \mathbf{RS}_{1,1,in}(2) \ \mathbf{RS}_{1,1,in}(3) \ \mathbf{RS}_{1,1,in}(4) \ R_{1,1,5} \ R_{1,1,6} \ R_{1,1,7} \ R_{1,1,8}] \end{aligned} \quad (5.11)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{RS}_{2,1,out} = \\ \frac{1}{\sqrt{4}} [-\mathbf{RS}_{2,1,in}(4) \ -\mathbf{RS}_{2,1,in}(3) \ \mathbf{RS}_{2,1,in}(2) \ \mathbf{RS}_{2,1,in}(1) \ R_{2,1,5} \ R_{2,1,6} \ R_{2,1,7} \ R_{2,1,8}] \end{aligned} \quad (5.12)$$

pri čemu je:

$$R_{1,k,5} = \left(\frac{\mathbf{RS}_{1,k,in}(1) \cdot h_{RS1-BS1} + \mathbf{RS}_{1,k,in}(2) \cdot h_{RS1-BS2}}{h_{RS1-BS1}^2 + h_{RS1-BS2}^2} \right)^* \cdot h_{RS1-BS1} + \quad (5.13)$$

$$\left(\frac{\mathbf{RS}_{1,k,in}(1) \cdot h_{RS1-BS2} - \mathbf{RS}_{1,k,in}(2) \cdot h_{RS1-BS1}}{h_{RS1-BS1}^2 + h_{RS1-BS2}^2} \right)^* \cdot h_{RS1-BS2}$$

$$R_{1,k,6} = - \left(\frac{\mathbf{RS}_{1,k,in}(1) \cdot h_{RS1-BS2} - \mathbf{RS}_{1,k,in}(2) \cdot h_{RS1-BS1}}{h_{RS1-BS1}^2 + h_{RS1-BS2}^2} \right)^* \cdot h_{RS1-BS1} + \quad (5.14)$$

$$\left(\frac{\mathbf{RS}_{1,k,in}(1) \cdot h_{RS1-BS1} + \mathbf{RS}_{1,k,in}(2) \cdot h_{RS1-BS2}}{h_{RS1-BS1}^2 + h_{RS1-BS2}^2} \right)^* \cdot h_{RS1-BS2}$$

$$R_{1,k,7} = - \left(\frac{\mathbf{RS}_{1,k,\text{in}}(3) \cdot h_{RS1-BS1} + \mathbf{RS}_{1,k,\text{in}}(4) \cdot h_{RS1-BS2}}{h_{RS1-BS1}^2 + h_{RS1-BS2}^2} \right)^* \cdot h_{RS1-BS1} + \quad (5.15)$$

$$\left(\frac{\mathbf{RS}_{1,k,\text{in}}(3) \cdot h_{RS1-BS2} - \mathbf{RS}_{1,k,\text{in}}(4) \cdot h_{RS1-BS1}}{h_{RS1-BS1}^2 + h_{RS1-BS2}^2} \right)^* \cdot h_{RS1-BS2}$$

$$R_{1,k,8} = - \left(\frac{\mathbf{RS}_{1,k,\text{in}}(3) \cdot h_{RS1-BS1} - \mathbf{RS}_{1,k,\text{in}}(4) \cdot h_{RS1-BS1}}{h_{RS1-BS1}^2 + h_{RS1-BS2}^2} \right)^* \cdot h_{RS1-BS1} - \quad (5.16)$$

$$\left(\frac{\mathbf{RS}_{1,k,\text{in}}(3) \cdot h_{RS1-BS1} + \mathbf{RS}_{1,k,\text{in}}(4) \cdot h_{RS1-BS1}}{h_{RS1-BS1}^2 + h_{RS1-BS2}^2} \right)^* \cdot h_{RS1-BS1}$$

$$R_{2,k,5} = \left(\frac{\mathbf{RS}_{2,k,\text{in}}(3) \cdot h_{RS2-BS2} - \mathbf{RS}_{2,k,\text{in}}(4) \cdot h_{RS2-BS1}}{h_{RS2-BS1}^2 + h_{RS2-BS2}^2} \right)^* \cdot h_{RS2-BS1} + \quad (5.17)$$

$$\left(\frac{\mathbf{RS}_{2,k,\text{in}}(3) \cdot h_{RS2-BS1} + \mathbf{RS}_{2,k,\text{in}}(4) \cdot h_{RS2-BS2}}{h_{RS2-BS1}^2 + h_{RS2-BS2}^2} \right)^* \cdot h_{RS2-BS2}$$

$$R_{2,k,6} = \left(\frac{\mathbf{RS}_{2,k,\text{in}}(3) \cdot h_{RS2-BS1} + \mathbf{RS}_{2,k,\text{in}}(4) \cdot h_{RS2-BS2}}{h_{RS2-BS1}^2 + h_{RS2-BS2}^2} \right)^* \cdot h_{RS2-BS1} - \quad (5.18)$$

$$\left(\frac{\mathbf{RS}_{2,k,\text{in}}(3) \cdot h_{RS2-BS2} - \mathbf{RS}_{2,k,\text{in}}(4) \cdot h_{RS2-BS1}}{h_{RS2-BS1}^2 + h_{RS2-BS2}^2} \right)^* \cdot h_{RS2-BS2}$$

$$R_{2,k,7} = - \left(\frac{\mathbf{RS}_{2,k,\text{in}}(1) \cdot h_{RS2-BS2} - \mathbf{RS}_{2,k,\text{in}}(2) \cdot h_{RS2-BS1}}{h_{RS2-BS1}^2 + h_{RS2-BS2}^2} \right)^* \cdot h_{RS2-BS1} + \quad (5.19)$$

$$\left(\frac{\mathbf{RS}_{2,k,\text{in}}(1) \cdot h_{RS2-BS1} + \mathbf{RS}_{2,k,\text{in}}(2) \cdot h_{RS2-BS2}}{h_{RS2-BS1}^2 + h_{RS2-BS2}^2} \right)^* \cdot h_{RS2-BS2}$$

$$R_{2,k,8} = \left(\frac{\mathbf{RS}_{2,k,\text{in}}(1) \cdot h_{RS2-BS1} + \mathbf{RS}_{2,k,\text{in}}(2) \cdot h_{RS2-BS2}}{h_{RS2-BS1}^2 + h_{RS2-BS2}^2} h_{RS2-BS2} \right)^* \cdot h_{RS2-BS1} + \quad (5.20)$$

$$\left(\frac{\mathbf{RS}_{2,k,\text{in}}(1) \cdot h_{RS2-BS2} - \mathbf{RS}_{2,k,\text{in}}(2) \cdot h_{RS2-BS1}}{h_{RS2-BS1}^2 + h_{RS2-BS2}^2} \right)^* \cdot h_{RS2-BS2}$$

U slučaju druge predložene šeme izlazne sekvence na R stanicama su:

$$\mathbf{RS}_{1,2,\text{out}} = \sqrt{\frac{5}{16}} \left[\mathbf{RS}_{1,2,\text{in}}(1) \quad \mathbf{RS}_{1,2,\text{in}}(2) \quad \mathbf{RS}_{1,2,\text{in}}(3) \quad \mathbf{RS}_{1,2,\text{in}}(4) \quad \mathbf{RS}_{1,2,\text{in}}(5) \quad R_{1,2,6} \quad R_{1,2,7} \quad R_{1,2,8} \right] \quad (5.21)$$

$$\mathbf{RS}_{2,2,\text{out}} = \sqrt{\frac{5}{16}} \left[-\mathbf{RS}_{2,2,\text{in}}(4) \quad -\mathbf{RS}_{2,2,\text{in}}(3) \quad \mathbf{RS}_{2,2,\text{in}}(2) \quad \mathbf{RS}_{2,2,\text{in}}(1) \quad R_{2,2,5} \quad R_{2,2,6} \quad R_{2,2,7} \quad \mathbf{RS}_{2,2,\text{in}}(5) \right] \quad (5.22)$$

gdje su simboli $R_{1,2,6}, R_{1,2,7}, R_{1,2,8}, R_{2,2,5}, R_{2,2,6}$ i $R_{2,2,7}$ definisani sa (5.14)-(5.19).

Za treću predloženu šemu izlazne sekvence simbola na R stanicama su:

$$\mathbf{RS}_{1,3,\text{out}} = \sqrt{\frac{3}{8}} \begin{bmatrix} \mathbf{RS}_{1,3,\text{in}}(1) & \mathbf{RS}_{1,3,\text{in}}(2) & \mathbf{RS}_{1,3,\text{in}}(3) & \mathbf{RS}_{1,3,\text{in}}(4) & \mathbf{RS}_{1,3,\text{in}}(5) & R1_6 & \mathbf{RS}_{1,3,\text{in}}(6) & R1_8 \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

$$\mathbf{RS}_{2,3,\text{out}} = \sqrt{\frac{3}{8}} \begin{bmatrix} -\mathbf{RS}_{2,3,\text{in}}(4) & -\mathbf{RS}_{2,3,\text{in}}(3) & \mathbf{RS}_{2,3,\text{in}}(2) & \mathbf{RS}_{2,3,\text{in}}(1) & R2_5 & -\mathbf{RS}_{2,3,\text{in}}(6) & R2_7 & \mathbf{RS}_{2,3,\text{in}}(5) \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

pri čemu su simboli $R_{1,3,6}$, $R_{1,3,8}$, $R_{2,3,5}$, i $R_{2,3,7}$ definisani sa (5.14), (5.16), (5.17) i (5.19).

Četvrta predložena šema podrazumijeva da su izlazne sekvence simbola na R stanicama:

$$\mathbf{RS}_{1,4,\text{out}} = \sqrt{\frac{7}{16}} \begin{bmatrix} \mathbf{RS}_{1,4,\text{in}}(1) & \mathbf{RS}_{1,4,\text{in}}(2) & \mathbf{RS}_{1,4,\text{in}}(3) & \mathbf{RS}_{1,4,\text{in}}(4) \\ \mathbf{RS}_{1,4,\text{in}}(5) & \mathbf{RS}_{1,4,\text{in}}(6) & \mathbf{RS}_{1,4,\text{in}}(7) & R1_8 \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

$$\mathbf{RS}_{2,4,\text{out}} = \sqrt{\frac{7}{16}} \begin{bmatrix} -\mathbf{RS}_{2,4,\text{in}}(4) & -\mathbf{RS}_{2,4,\text{in}}(3) & \mathbf{RS}_{2,4,\text{in}}(2) & \mathbf{RS}_{2,4,\text{in}}(1) \\ R2_5 & -\mathbf{RS}_{2,4,\text{in}}(7) & \mathbf{RS}_{2,4,\text{in}}(6) & \mathbf{RS}_{2,4,\text{in}}(5) \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

gdje su simboli $R_{1,4,8}$ i $R_{2,4,5}$ definisani sa (5.16)-(5.17).

Za sve četiri šeme prijemna sekvenca simbola na mobilnoj stanici je:

$$\mathbf{MS}_{k,\text{in}} = \sum_{i=1}^2 \mathbf{RS}_{i,k,\text{out}} \cdot h_{\text{MS-RSi}} + \mathbf{N}_{\text{MS},k} \quad (5.27)$$

pri čemu je $\mathbf{N}_{\text{MS},k}$ je AWGN matrica:

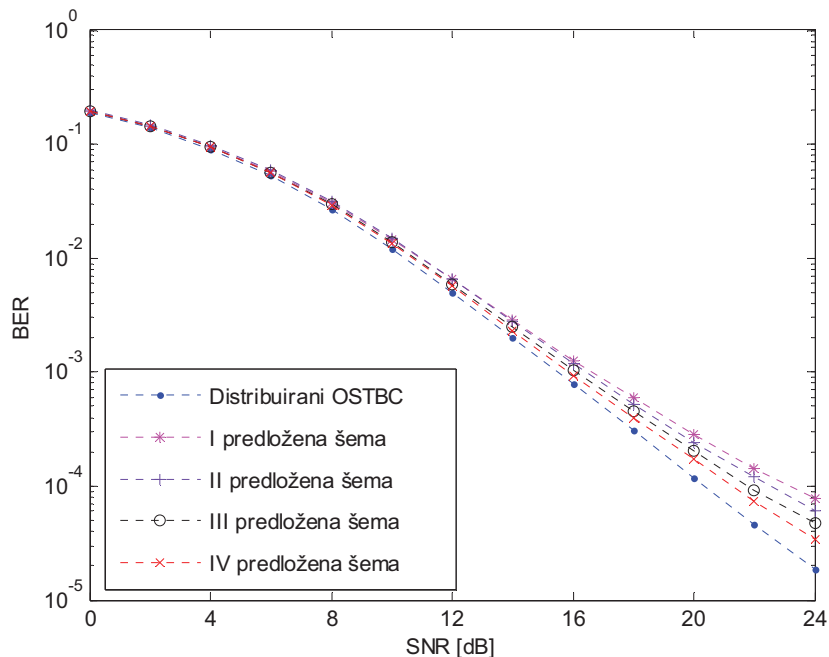
$$\mathbf{N}_{\text{MS},k} = [n_{\text{MS},k,1} \quad n_{\text{MS},k,2} \quad \dots \quad n_{\text{MS},k,8}] \quad (5.28)$$

Predloženim distribuiranim šemama se između bazne stanice i mobilne jedinice kreira virtuelni 4x1 MISO kanal, iako su implementirane najviše dvije antene po čvorištu.

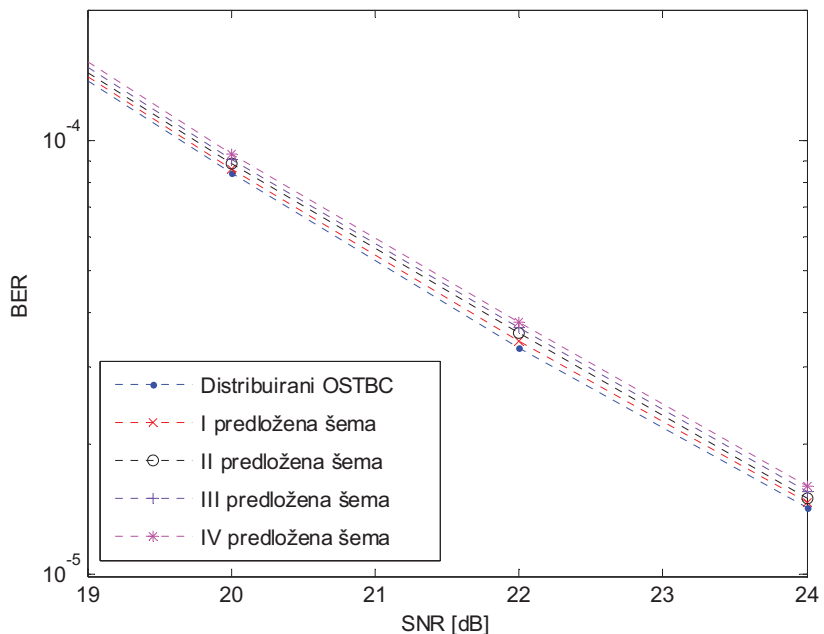
Umjesto 8 vremenskih slotova koji se koriste između bazne i relejne stanice u slučaju distribuiranog OSTBC₄ sistema iz Glave 4, ovim predloženim rješenjima se omogućava korišćenje 4, 5, 6 ili 7 vremenskih slotova. Slobodni vremenski slotovi se mogu upotrijebiti za komunikaciju između B stanice i drugih M stanica, za unapređenje kvaliteta estimacije kanala između B i R stanica i sl. Npr., slobodni vremenski slotovi se mogu dodijeliti pilot sekvencama, što može povećati kvalitet estimacije.

Vjerovatnoće greške po bitu na izlazu iz prijemnika predloženih rješenja i distribuiranog OSTBC₄, datog u Glavi 4, su upoređene pod pretpostavkom da na prvom hopu *multipath* fading prati *Rice*-u statistiku, dok na drugom hopu *multipath* fading prati *Rayleigh*-jevu statistiku, [77]. Takođe, pretpostavljena je QPSK modulacija kao i idealna estimacija koeficijentata mobilnog radio kanala. Vjerovatnoće greške su prikazane u funkciji odnosa signal/šum po bitu (SNR) za različite vrijednosti *Rice*-ovog parametra, K , na linku između B i R stanica. Za vrijednosti $K=6\text{dB}$ i $K=10\text{dB}$, vjerovatnoće greške predloženih šema i distribuiranog OSTBC su prikazana na slikama 5.3 i 5.4.

Može se uočiti da što su bolji uslovi na prvom hopu to se BER vrijednosti predloženih šema sve više približavaju distribuiranom OSTBC₄. Npr., za BER vrijednost 10^{-4} i $K=6\text{dB}$ sa slike 5.3 se vidi da je za četvrtu predloženu šemu zahtijevana SNR vrijednost veća za 0.8dB u odnosu na distribuirani OSTBC₄. Sa povećanjem vrijednosti K parametra smanjuju se razlike u pogledu BER performansi predloženih šema. Zbog toga su radi bolje preglednosti na slici 5.4 performanse date u SNR opsegu širine svega 5dB. Očigledno je da se sa povećavanjem K parametra gubi prednost šema sa većom redundantnošću, odnosno da je vjerovatnoća greške neznatno manja, uzimajući u obzir da je kod njih potrebno više vremenskih slotova za prenos informacionih simbola.

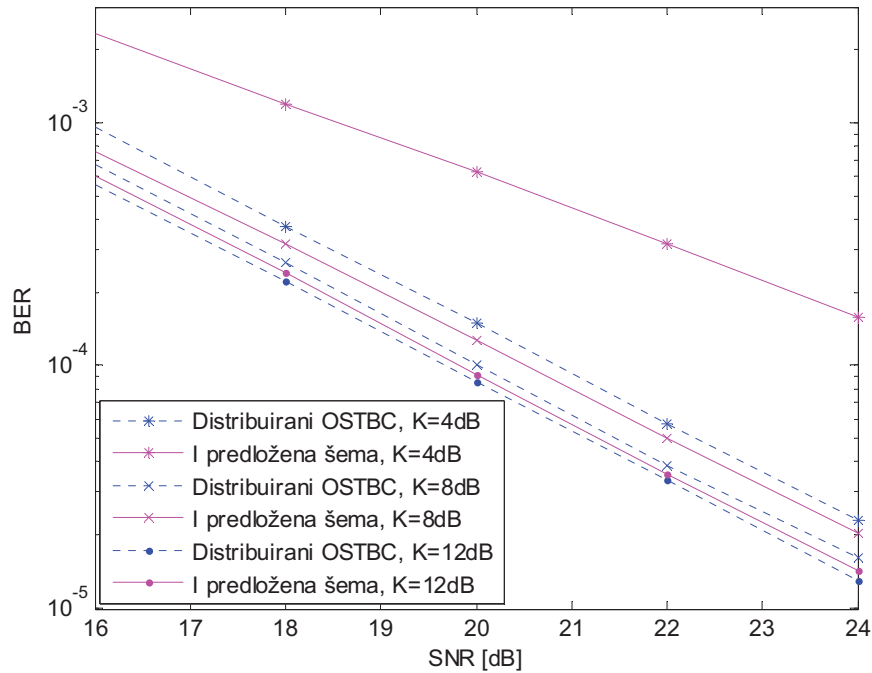


Slika 5.3. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranog $OSTBC_4$ i predloženih postupaka obrade signala (na prvom hopu je Rice-ov feding sa $K=6dB$, na drugom hopu je Rayleigh-jev feding)



Slika 5.4. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranog $OSTBC_4$ i predloženih postupaka obrade signala (na prvom hopu je Rice-ov feding sa $K=10dB$, na drugom hopu je Rayleigh-jev feding)

Poređenje prve predložene šeme, koja zahtijeva najmanje vremenskih slotova za prenos, i distribuiranog OSTBC₄ za vrijednosti $K=\{4 \text{ dB}, 8 \text{ dB} \text{ i } 12 \text{ dB}\}$ su date na slici 5.5. Za $\text{BER}=10^{-4}$ postoji razlika za zahtijevani SNR od samo 0.4dB za $K=8\text{dB}$ i 0.1dB za $K=12\text{dB}$.



Slika 5.5. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranog OSTBC₄ i prvog predloženog postupaka obrade signala (na prvom hopu je Rice-ov feding sa $K=4\text{dB}$, 8dB i 12dB , na drugom hopu je Rayleigh-jev feding)

Zbog teško uočljivih razlika za BER vrijednosti za veće vrijednosti K parametra, umjesto grafika radi bolje preglednosti data je tabela, 5.1. Prikazane su razlike zahtijevanih SNR vrijednosti svih predloženih šema i distribuiranog OSTBC₄ uz $\text{BER}=10^{-4}$ i vrijednosti $K=\{4\text{dB}, 6\text{dB}, 8\text{dB}, 10\text{dB} \text{ i } 12\text{dB}\}$.

Tabela 5.1. Razlike zahtijevanih vrijednosti za SNR svih predloženih šema i distribuiranog $OSTBC_4$ uz $BER=10^{-4}$ i vrijednosti $K=\{4dB, 6dB, 8dB, 10dB \text{ i } 12dB\}$

$BER=10^{-4}$	$K=4 \text{ dB}$	$K=6 \text{ dB}$	$K=8 \text{ dB}$	$K=10 \text{ dB}$	$K=12 \text{ dB}$
$SNR_{\text{ŠEMA1}}-SNR_{OSTBC} \text{ [dB]}$	4.1 dB	2.8 dB	0.4 dB	0.25 dB	0.1 dB
$SNR_{\text{ŠEMA2}}-SNR_{OSTBC} \text{ [dB]}$	3.5 dB	2.1 dB	0.25 dB	0.15 dB	0.08 dB
$SNR_{\text{ŠEMA3}}-SNR_{OSTBC} \text{ [dB]}$	3.1 dB	1.3 dB	0.15 dB	0.12 dB	0.05 dB
$SNR_{\text{ŠEMA4}}-SNR_{OSTBC} \text{ [dB]}$	2.2 dB	0.8 dB	0.08 dB	0.05 dB	0.02 dB

Na osnovu prikazanih grafika i tabele zaključuje se da se u zavisnosti od stanja u mobilnom radio kanalu može povećati informacioni kapacitet distribuiranog $OSTBC_4$, opisanog u Glavi 4, pri čemu se BER vrijednosti ne povećavaju značajnije. Rješenja se baziraju na realnoj pretpostavci da su između bazne i relejnih stanica bolji uslovi na mobilnom radio kanalu u odnosu na uslove između relejnih stanica i mobilne jedinice. To omogućava manju redundantnost u prenosu na dijelu između B i R stanica, odnosno manje potrebnih vremenskih slotova, uz neznatno povećanje vjerovatnoće greške.

Prvom predloženom šemom je na prvom hopu omogućen dva puta veći informacioni kapacitet u poređenju sa distribuiranim $OSTBC_4$, drugom šemom 8/5 puta veći informacioni kapacitet, trećom 4/3 puta i četvrtom 8/7 puta veći informacioni kapacitet. Što je veći broj vremenskih slotova između B i R stanica, odnosno što je veća redundantnost, to je i vjerovatnoća greške manja. Međutim, za određene uslove na mobilnom radio kanalu na prvom hopu, veća redundantnost ne dovodi do adekvatnog poboljšanja BER performansi. U tom slučaju očigledno je da vremenski resursi nisu iskorišćeni optimalno, i da se šema u pogledu neophodnih vremenskih slotova može relaksirati, ne povećavajući značajnije vjerovatnoću greške.

Osim toga, četiri predložene šeme pružaju četiri nivoa redundantosti, tako da se u odnosu na stanje mobilnog radio kanala može odabrati jedna, koja ima zadovoljavajuću vjerovatnoću greške uz minimalan broj iskorišćenih vremenskih slotova. U odnosu na stanje u mobilnom radio kanalu treba tražiti kompromis tako da se ostvari što veći informacijski kapacitet a da se minimalno naruše BER performanse. U odnosu na stanje mobilnog radio kanala moguće je primjenjivati adaptivne šeme, odnosno birati jednu od predloženih tehnika obrade, koja u datom trenutku predstavlja najbolji izbor.

5.2. Nova rješenja za distribuiranu realizaciju OSTBC sa 3/4 kodnim odnosom u kooperativnim relejnim sistemima

U Glavi 1 su opisane potpuno ortogonalne STBC tehnike koje imaju 1.5 puta veći informacijski kapacitet u odnosu na ortogonalne STBC tehnike razmatrane u Glavi 4. Ipak, distribuiranu implementaciju tih tehnika, zbog specifične strukture predajne matrice, nije moguće ostvariti na sličan način opisan Glavi 4, gdje se ne obavlja STBC dekodiranje na relejnim stanicama, radi njihove manje kompleksnosti.

U ovom poglavlju su predložena dva nova rješenja, [78], kojima je moguće distribuirano realizovati potpuno ortogonalni STBC koji je namijenjen za MIMO sisteme sa četiri predajne antene, a koji ima 1.5 puta veći informacijski kapacitet u odnosu na OSTBC₄ iz Glave 4:

$$\mathbf{OSTBC}_{4, 3/4} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 2a_1 & -2a_2^* & \sqrt{2}a_3^* & \sqrt{2}a_3^* \\ 2a_2 & 2a_1^* & \sqrt{2}a_3^* & -\sqrt{2}a_3^* \\ \sqrt{2}a_3 & \sqrt{2}a_3 & -a_1 - a_1^* + a_2 - a_2^* & a_1 - a_1^* + a_2 + a_2^* \\ \sqrt{2}a_3 & -\sqrt{2}a_3 & a_1 - a_1^* - a_2 - a_2^* & -a_1 - a_1^* - a_2 - a_2^* \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

Razmatrani model kooperativnog relejnog sistema je identičan kao na slikama 5.1 i 5.2.

Prva preložena tehnika obrade podataka podrazumijeva da za svaka tri ulazna informaciona simbola a_n , $n=1, 2, 3$, bazna stanica generiše dvije izlazne sekvence simbola:

$$\mathbf{BS}_{1,1} = \frac{1}{\sqrt{8}} \begin{bmatrix} 2a_1 & -2a_2^* & \sqrt{2}a_3^* & \sqrt{2}a_3^* \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

$$\mathbf{BS}_{2,1} = \frac{1}{\sqrt{8}} \begin{bmatrix} 2a_2 & 2a_1^* & \sqrt{2}a_3^* & -\sqrt{2}a_3^* \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

Prva predložena transmisiona šema u odnosu na OSTBC iz Glave 4, OSTBC₄, ima 1.5 puta veći informacioni kapacitet na linku između bazne i relejnih stanica, dok druga predložena šema ima dva puta veći informacioni kapacitet na linku između B i R stanica.

Predajne sekvence sa bazne stanice kod druge predložene tehnike za obradu signala su:

$$\mathbf{BS}_{1,2} = \frac{1}{\sqrt{8}} \begin{bmatrix} 2a_1 & -2a_2^* & 2a_3^* \end{bmatrix} \quad (5.32)$$

$$\mathbf{BS}_{2,2} = \frac{1}{\sqrt{8}} \begin{bmatrix} 2a_2 & 2a_1^* & 2a_3^* \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

Kao i u slučaju predloženih rješenja u dijelu 5.1, drugo predloženo rješenje se bazira na pretpostavci da je moguće povećati informacioni kapacitet ukoliko su na linkovima između B i R stanica bolji uslovi na mobilnom radio kanalu nego na linkovima između R i M stanica, ne degradirajući pri tome značajnije BER performanse. Slobodni vremenski slotovi dobijeni na prvom hopu kod druge predložene šeme se mogu upotrijebiti za komunikaciju između B stanice i drugih M stanica, za unapređenje kvaliteta estimacije kanala između B i R stanica i sl.

Neka je koeficijent mobilnog radio kanala između \mathbf{RS}_i (i -te R stanice za sistem sa slika 5.1, odnosno i -te antene na R stanici u sistemu sa slika 5.2) $i=1,2$, i j -te antene na B stanici, $j=1,2$, je $h_{\mathbf{RS}_i-\mathbf{BS}_j}$. Koeficijenti mobilnog radio kanala između M stanice i \mathbf{RS}_i je dat sa $h_{\mathbf{MS}-\mathbf{RS}_i}$.

Prijemna sekvenca simbola na RS_i je data sa:

$$\mathbf{RS}_{i,\text{in}} = \sum_{j=1}^2 \mathbf{BS}_{j,k} \cdot h_{\text{RS}_i\text{-BS}_j} + \mathbf{N}_{\text{RS}_i,k} \quad (5.34)$$

Ovdje $k=1, 2$, označava koja predložena šema se koristi, dok $\mathbf{N}_{\text{RS}_i,k}$ predstavlja AWGN matricu na RS_i :

$$\mathbf{N}_{\text{RS}_i,k} = [n_{\text{RS}_i,1} \ n_{\text{RS}_i,2} \ \dots \ n_{\text{RS}_i,(5-k)}] \quad (5.35)$$

U slučaju prve predložene šeme relejne stanice generišu naredne izlazne sekvence:

$$\mathbf{RS}_{1,\text{out}} = \frac{1}{\sqrt{2}} [\mathbf{RS}_{1,\text{in}}(1) \ \mathbf{RS}_{1,\text{in}}(2) \ \mathbf{RS}_{1,\text{in}}(3) \ \mathbf{RS}_{1,\text{in}}(4)] \quad (5.36)$$

$$\mathbf{RS}_{2,\text{out}} = \frac{1}{\sqrt{2}} [\mathbf{RS}_{2,\text{in}}^*(3) \ \mathbf{RS}_{2,\text{in}}^*(4) \ R_{2,3} \ R_{2,4}] \quad (5.37)$$

pri čemu su $R_{2,3}$ i $R_{2,4}$ definisani sa:

$$\begin{aligned} R_{2,3} = \frac{1}{2} & \left(-\mathbf{RS}_{2,\text{in}}^*(1) + \frac{\mathbf{RS}_{2,\text{in}}(1) \cdot h_{\text{RS}_2\text{-BS}_1}^* + \mathbf{RS}_{2,\text{in}}(2) \cdot h_{\text{RS}_2\text{-BS}_2}}{|h_{\text{RS}_2\text{-BS}_1}|^2 + |h_{\text{RS}_2\text{-BS}_2}|^2} (h_{\text{RS}_2\text{-BS}_2}^* - h_{\text{RS}_2\text{-BS}_1}^*) - \right. \\ & \frac{\mathbf{RS}_{2,\text{in}}^*(1) \cdot h_{\text{RS}_2\text{-BS}_1} + \mathbf{RS}_{2,\text{in}}(2) \cdot h_{\text{RS}_2\text{-BS}_2}}{|h_{\text{RS}_2\text{-BS}_1}|^2 + |h_{\text{RS}_2\text{-BS}_2}|^2} \cdot h_{\text{RS}_2\text{-BS}_2}^* + \\ & \frac{\mathbf{RS}_{2,\text{in}}(1) \cdot h_{\text{RS}_2\text{-BS}_1}^* + \mathbf{RS}_{2,\text{in}}^*(2) \cdot h_{\text{RS}_2\text{-BS}_2}}{|h_{\text{RS}_2\text{-BS}_1}|^2 + |h_{\text{RS}_2\text{-BS}_2}|^2} (h_{\text{RS}_2\text{-BS}_1}^* - h_{\text{RS}_2\text{-BS}_2}^*) - \\ & \left. \frac{\mathbf{RS}_{2,\text{in}}^*(1) \cdot h_{\text{RS}_2\text{-BS}_2} - \mathbf{RS}_{2,\text{in}}(2) \cdot h_{\text{RS}_2\text{-BS}_1}^*}{|h_{\text{RS}_2\text{-BS}_1}|^2 + |h_{\text{RS}_2\text{-BS}_2}|^2} \cdot h_{\text{RS}_2\text{-BS}_1}^* \right) \quad (5.38) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R_{2,4} = \frac{1}{2} & \left(-\mathbf{RS}_{2,\text{in}}^*(2) + \frac{\mathbf{RS}_{2,\text{in}}(1) \cdot h_{\text{RS2-BS1}}^* + \mathbf{RS}_{2,\text{in}}^*(2) \cdot h_{\text{RS2-BS2}}}{|h_{\text{RS2-BS1}}|^2 + |h_{\text{RS2-BS2}}|^2} \cdot h_{\text{RS2-BS1}}^* - \right. \\
 & \frac{\mathbf{RS}_{2,\text{in}}^*(1) \cdot h_{\text{RS2-BS1}} + \mathbf{RS}_{2,\text{in}}(2) \cdot h_{\text{RS2-BS2}}^*}{|h_{\text{RS2-BS1}}|^2 + |h_{\text{RS2-BS2}}|^2} (h_{\text{RS2-BS1}}^* + h_{\text{RS2-BS2}}^*) - \\
 & \frac{\mathbf{RS}_{2,\text{in}}(1) \cdot h_{\text{RS2-BS2}}^* - \mathbf{RS}_{2,\text{in}}^*(2) \cdot h_{\text{RS2-BS1}}}{|h_{\text{RS2-BS1}}|^2 + |h_{\text{RS2-BS2}}|^2} \cdot h_{\text{RS2-BS2}}^* + \\
 & \left. \frac{\mathbf{RS}_{2,\text{in}}^*(1) \cdot h_{\text{RS2-BS2}} - \mathbf{RS}_{2,\text{in}}(2) \cdot h_{\text{RS2-BS1}}^*}{|h_{\text{RS2-BS1}}|^2 + |h_{\text{RS2-BS2}}|^2} (h_{\text{RS2-BS1}}^* + h_{\text{RS2-BS2}}^*) \right)
 \end{aligned} \tag{5.39}$$

U slučaju druge predložene šeme R stanice generišu izlazne sekvence:

$$\mathbf{RS}_{1,\text{out}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\mathbf{RS}_{1,\text{in}}(1) \quad \mathbf{RS}_{1,\text{in}}(2) \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{RS}_{1,\text{in}}(3) \quad R_{1,4} \right] \tag{5.40}$$

$$\mathbf{RS}_{2,\text{out}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{RS}_{2,\text{in}}^*(3) \quad R_{2,2} \quad R_{2,3} \quad R_{2,4} \right] \tag{5.41}$$

gdje su $R_{1,4}$ i $R_{2,2}$ definisani sa:

$$R_{1,4} = \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{RS}_{1,\text{in}}(3) \cdot \frac{h_{\text{RS1-BS1}} - h_{\text{RS1-BS2}}}{h_{\text{RS1-BS1}} + h_{\text{RS2-BS2}}} \tag{5.42}$$

$$R_{2,2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{RS}_{2,\text{in}}^*(3) \cdot \frac{h_{\text{RS2-BS1}}^* - h_{\text{RS2-BS2}}^*}{h_{\text{RS1-BS1}}^* + h_{\text{RS2-BS2}}^*} \tag{5.43}$$

dok su $R_{2,3}$ i $R_{2,4}$ dati sa (5.38) i (5.39).

Prijemna sekvenca simbola na mobilnoj jedinici je data sa:

$$\mathbf{MS}_{\text{in}} = \sum_{i=1}^2 \mathbf{RS}_{i,\text{out}} \cdot h_{\text{MS-RS}i} + \mathbf{N}_{\text{MS}} \quad (5.44)$$

\mathbf{N}_{MS} je AWGN matrica:

$$\mathbf{N}_{\text{MS}} = [n_{\text{MS}1} \ n_{\text{MS}2} \ n_{\text{MS}3} \ n_{\text{MS}4}] \quad (5.45)$$

Između bazne stanice i mobilne jedinice se predloženim kooperativnim relejnim šemama realizuje virtuelni 4x1 MISO kanal.

Za prvu predloženu šemu važi relacija:

$$\mathbf{MS}_{\text{in}}^T = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 2a_1 & -2a_2^* & \sqrt{2}a_3^* & \sqrt{2}a_3^* \\ 2a_2 & 2a_1^* & \sqrt{2}a_3^* & -\sqrt{2}a_3^* \\ \sqrt{2}a_3 & \sqrt{2}a_3 & -A_1 - a_1^* + A_2 - A_2^* & A_1 - A_1^* + a_2 + A_2^* \\ \sqrt{2}a_3 & -\sqrt{2}a_3 & A_1 - A_1^* - A_2 - a_2^* & -a_1 - A_1^* - A_2 - A_2^* \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \\ H_3 \\ H_4 \end{bmatrix} + \mathbf{N}^T \quad (5.46)$$

Za drugu predloženu šemu važi:

$$\mathbf{MS}_{\text{in}}^T = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 2a_1 & -2a_2^* & \sqrt{2}a_3^* & \sqrt{2}A_{3,R1}^* \\ 2a_2 & 2a_1^* & \sqrt{2}a_3^* & -\sqrt{2}A_{3,R1}^* \\ \sqrt{2}a_3 & \sqrt{2}A_{3,R2} & -A_1 - a_1^* + A_2 - A_2^* & A_1 - A_1^* + a_2 + A_2^* \\ \sqrt{2}a_3 & -\sqrt{2}A_{3,R2} & A_1 - A_1^* - A_2 - a_2^* & -a_1 - A_1^* - A_2 - A_2^* \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \\ H_3 \\ H_4 \end{bmatrix} + \mathbf{N}^T \quad (5.47)$$

Pri čemu je:

$$A_1 = \frac{\mathbf{RS}_{2,\text{in}}(1) \cdot h_{\text{RS2-BS1}}^* + \mathbf{RS}_{2,\text{in}}^*(2) \cdot h_{\text{RS2-BS2}}}{|h_{\text{RS2-BS1}}|^2 + |h_{\text{RS2-BS2}}|^2} \quad (5.48)$$

$$A_2 = \frac{\mathbf{RS}_{2,\text{in}}(1) \cdot h_{\text{RS2-BS1}}^* + \mathbf{RS}_{2,\text{in}}^*(2) \cdot h_{\text{RS2-BS2}}}{|h_{\text{RS2-BS1}}|^2 + |h_{\text{RS2-BS2}}|^2} \quad (5.49)$$

$$A_{3,Ri} = \frac{\mathbf{RS}_{i,\text{in}}(3)}{\sqrt{2}(h_{\text{RSi-BS1}} + h_{\text{RSi-BS2}})} \quad (5.50)$$

i:

$$H_1 = h_{\text{RS1-BS1}} \cdot h_{\text{MS-RS1}} \quad (5.51)$$

$$H_2 = h_{\text{RS1-BS2}} \cdot h_{\text{MS-RS1}} \quad (5.52)$$

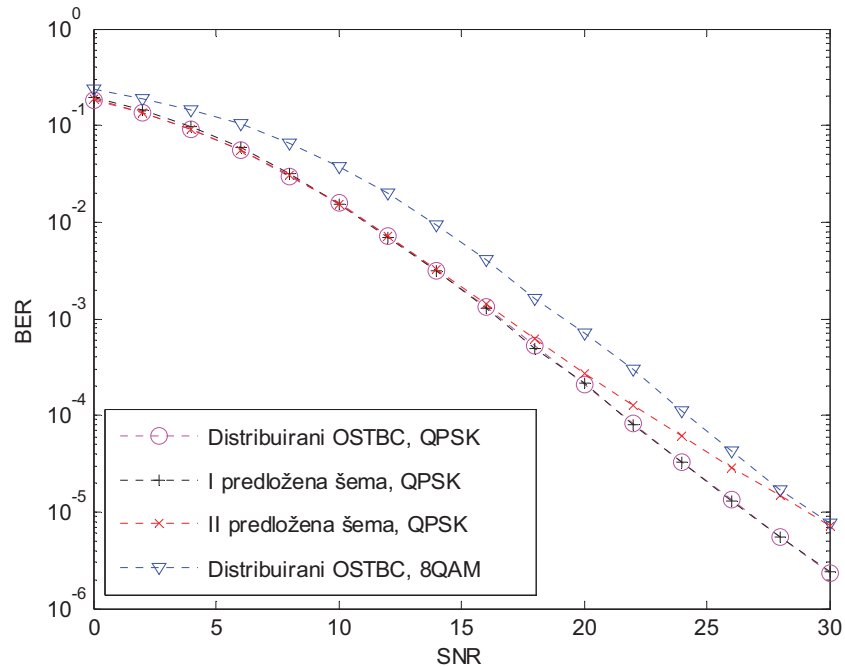
$$H_3 = h_{\text{RS2-BS1}}^* \cdot h_{\text{MS-RS2}} \quad (5.53)$$

$$H_4 = h_{\text{RS2-BS2}}^* \cdot h_{\text{MS-RS2}} \quad (5.54)$$

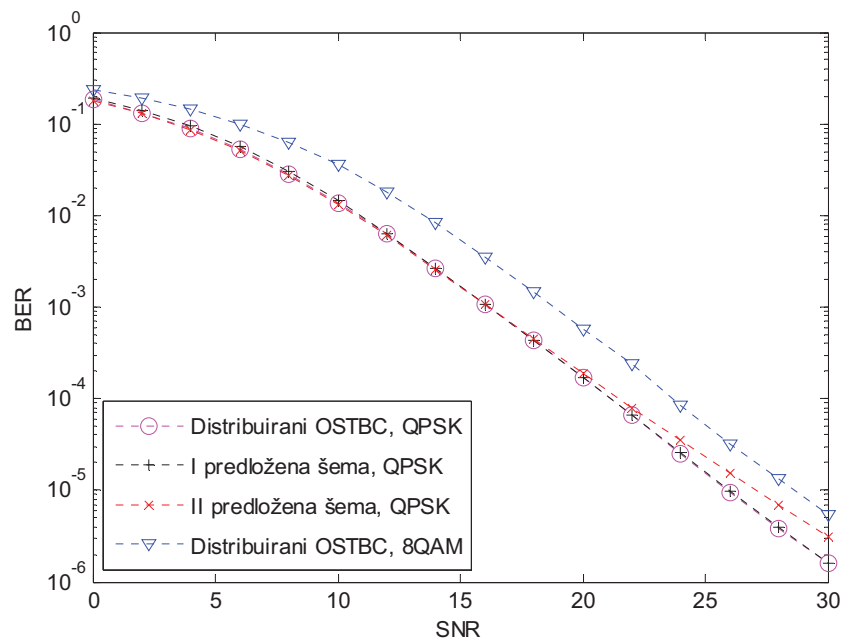
U nastavku su upoređene BER performanse predloženih rješenja i distribuiranog OSTBC₄, datog u Glavi 4. Pretpostavljeno je da je na prvom hopu feding sa *Rice*-ovom statistikom, dok je na drugom hopu feding sa *Rayleigh*-jevom statistikom.

Imajući u vidu da je *end-to-end* brzina prenosa informacionih podataka za predložene šeme 1.5 puta veća u odnosu na distribuirani OSTBC₄, razmatrana su dva scenarija poređenja. U prvom scenariju su sve transmisione šeme sa QPSK modulacijom, pri čemu je informacioni kapacitet predloženih šema veći 1.5 puta u odnosu na distribuirani OSTBC₄. U cilju fer poređenja u pogledu brzine prenosa informacionih simbola, razmatran je i drugi scenario u kojem predložene šeme zadržavaju QPSK modulaciju, dok se 8QAM modulacija koristi za distribuirani OSTBC₄.

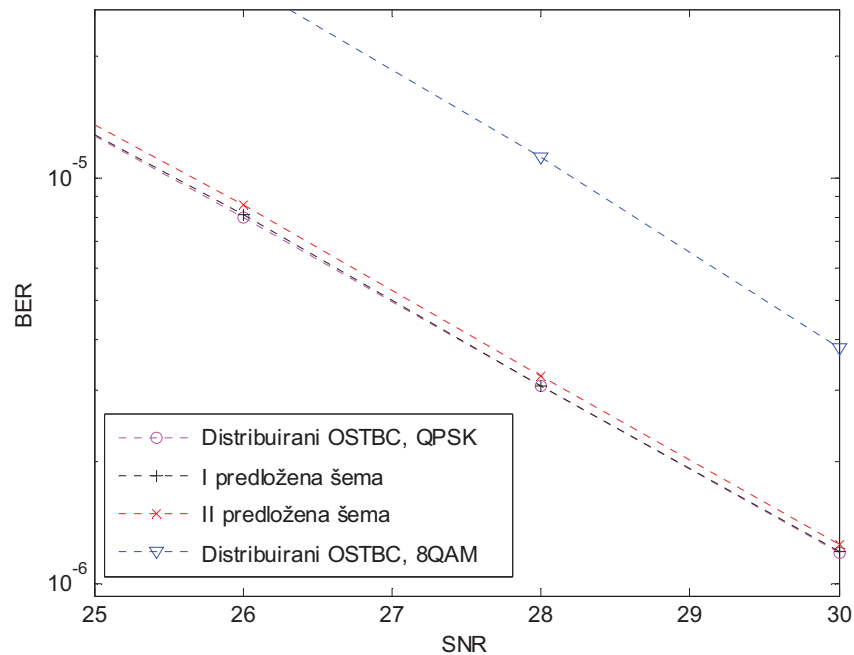
Takođe, za sve šeme pretpostavljena je idealna estimacija koeficijenata mobilnog radio kanala. Vjerovatnoće greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranog OSTBC₄ i predloženih postupaka obrade signala su prikazane u funkciji odnosa signal/šum po bitu za različite vrijednosti *Rice*-ovog parametra, K , na linku između B i R stanica. Za vrijednosti $K=1\text{dB}$, $K=3\text{dB}$ i $K=5\text{dB}$, vjerovatnoće greške predloženih šema i distribuiranog OSTBC₄ su prikazane na slikama 5.6, 5.7 i 5.8.



Slika 5.6. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranog OSTBC₄ i predloženih postupaka obrade signala (na prvom hopu je Rice-ov feding sa $K=1\text{dB}$, na drugom hopu je Rayleigh-jev feding)



Slika 5.7. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranog OSTBC₄ i predloženih postupaka obrade signala (na prvom hopu je Rice-ov feding sa $K=3\text{dB}$, na drugom hopu je Rayleigh-jev feding)



Slika 5.8. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranog OSTBC₄ i predloženih postupaka obrade signala (na prvom hopu je Rice-ov fading sa $K=5$ dB, na drugom hopu je Rayleigh-jev fading)

U scenariju sa istom modulacijom (QPSK za sve šeme) prva predložena šema ima identične BER performanse kao i distribuirani OSTBC₄, što se može uočiti sa sva tri grafika. Poklapanje BER vrijednosti prve predložene šeme i distribuiranog OSTBC₄ je prisutno za svaku vrijednost Rice-ovog parametra K , na prvom hopu, odnosno ne zavisi od uslova na mobilnom radio kanalu. Uz povećavanje K parametra druga predložena šema pokazuje sve bolje performanse. Za BER=10⁻⁵ SNR dobici distribuiranog OSTBC₄ i prve predložene šeme u odnosu na drugu predloženu šemu iznose 2.4dB za slučaj $K=1$ dB, slika 5.6, 1dB za $K=3$ dB, slika 5.7, i samo 0.1dB za $K=5$ dB, slika 5.8. Primjećuje se da gotovo ne postoji razlika između druge predložene šeme i distribuiranog OSTBC₄ i prve predložene šeme u pogledu BER vrijednosti za vrijednosti $K \geq 5$ dB. Prednost druge šeme u odnosu na distribuirani OSTBC₄ je *end-to-end* brzina prenosa informacionih simbola koja je veća 1.5 puta, dok je na prvom hopu veća čak dva puta. U odnosu na prvu predloženu šemu prednost predstavljaju oslobođeni vremenski slotovi na prvom hopu između bazne stanice i relejnih stanica.

U scenariju sa istom brzinom prenosa informacionih simbola (QPSK modulacija za predložene šeme i 8QAM za distribuirani OSTBC₄) obje predložene šeme obezbjeđuju evidentno bolje BER performanse u poređenju sa distribuiranim OSTBC₄. U slučaju da je BER=10⁻⁵, za vrijednosti K=1dB, K=3dB i K=5dB, između B i R stanica, prva predložena šema pokazuje SNR dobitke od 2.4dB, slika 5.6, 2.5dB slika 5.7, i 2.5dB, slika 5.8, u odnosu na distribuirani OSTBC₄.

Analizirajući prikazane grafike jasno je da se predloženim rješenjima, odnosno novim načinom obrade simbola na relejnim stanicama, ostvaruje veći informacioni kapacitet u poređenju sa virtuelnim OSTBC₄, uz zadržavanje BER performansi. Kod prvog rješenja poklapanje BER vrijednosti sa virtuelnim OSTBC₄ ne zavisi od uslova na mobilnom radio kanalu. Drugo rješenje se bazira na pretpostavci da se zbog boljih uslova na linkovima između baznih i relejnih stanica u odnosu na linkove između relejnih stanica i mobilne jedinice, može dodatno smanjiti broj redundantnih simbola i time povećati informacioni kapacitet u odnosu na prvo predloženo rješenje. Slobodni vremenski slotovi dobijeni kod druge predložene šeme na prvom hopu se mogu upotrijebiti za komunikaciju između B stanice i drugih M stanica, za unapređenje kvaliteta estimacije kanala između B i R stanica i sl. Neophodno je voditi računa koju šemu treba odabrati zbog određenog povećanja BER vrijednosti kod druge šeme, odnosno izbor treba prilagoditi stanju mobilnog radio kanala. Koje rješenje treba primjenjivati zavisi od uslova na mobilnom radio kanalu između B i R stanica, kao i od zahtijevanih kriterijuma performansi prenosa podataka. Što su bolji uslovi na prvom hopu to će i razlike između prvog i drugog rješenja biti manje, a samim tim će biti nepotrebno primjenjivati prvo rješenje. Takođe, ukoliko je primaran cilj informacioni kapacitet, a zahtijevane BER vrijednosti se mogu ispuniti i sa drugim rješenjem, onda i u tom slučaju primat ima drugo rješenje. Ipak, ukoliko su uslovi na mobilnom radio kanalu na prvom hopu takvi da BER vrijednosti prvog i drugog rješenja značajnije odstupaju, a glavni cilj je što manja vjerovatnoća greške, tada prvo rješenje ima prednost.

Treba naglasiti da se ova varijanta OSTBC koja ima 1.5 puta veću brzinu prenosa u poređenju sa OSTBC₄, objašnjenih u Glavi 4, ne može koristiti za slučaj MIMO sistema sa više od četiri predajne antene, odnosno nije moguće povećavati broj čvorišta i/ili antena po

čvorištu, tako da šeme predložene u dijelu 5.1 imaju prednost u slučaju potrebe za većim redom *diversity*-ja, jer one nemaju takvo ograničenje.

Do sada predložena rješenja u poglavljima 5.1 i 5.2 unapređuju performanse distribuiranih OSTBC₄, ali i dalje nije moguće postići brzinu prenosa informacionih simbola kao kod distribuiranog QOSTBC₄. U narednom poglavlju se predlaže rješenje kojim se zadržava informacioni kapacitet distribuiranog QOSTBC₄, pri čemu se na osnovu nove transmisionne šeme, odnosno obrade na relejnim stanicama smanjuje vjerovatnoća greške.

5.3. Novo rješenje za poboljšanje BER performansi kooperativnih relejnih sistema sa distribuiranim QOSTBC₄

Kao što je već pokazano, nedostatak potpuno ortogonalnog OSTBC₄ je manji protok simbola u poređenju sa kvazi ortogonalni QOSTBC₄, jer se na izlazu predajnika za dati broj informacionih simbola koristi više vremenskih slotova. Ipak, na izlazu iz QOSTBC₄ prijemnika simboli nisu potpuno ortogonalni, tj. javlja se interferencija između informacionih simbola. Posledica narušene ortogonalnosti je veća vjerovatnoća greške u odnosu na OSTBC₄.

Distribuirana realizacija QOSTBC₄ je analizirana u Glavi 4. Ovdje je predložena modifikacija date transmisionne šeme, kojom se smanjuje intersimbolska interferencija i istovremeno zadržava isti informacioni kapacitet, [79]. Cilj je smanjivajne ISI, predstavljene koeficijentom k u izrazima za estimate simbola na izlazu iz QOSTBC₄ prijemnika, relacije (4.49)-(4.50).

Detaljan opis nove predložene tehnike za obradu signala je dat u nastavku. Razmatrani modeli sistema su prikazani na slikama 5.1 i 5.2.

Predajne sekvence simbola na antenama na baznoj stanici su:

$$\mathbf{BS}_{1,\text{QOSTBC}_4} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} a_1 & -a_2^* & -a_3^* & a_4 \end{bmatrix} \quad (5.55)$$

$$\mathbf{BS}_{2,\text{QOSTBC}_4} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} a_2 & a_1^* & -a_4^* & -a_3 \end{bmatrix} \quad (5.56)$$

Ukoliko se kao i do sada koeficijenti mobilnih radio kanala na prvom i drugom hopu označe sa $h_{\text{RS}_i\text{-BS}_j}$ i $h_{\text{MS-RS}_i}$ tada je prijemna sekvenca simbola na \mathbf{RS}_i :

$$\mathbf{RS}_{i,\text{in},\text{QOSTBC}_4} = \sum_{j=1}^2 \mathbf{BS}_{j,\text{QOSTBC}_4} \cdot h_{\text{RS}_i\text{-BS}_j} + \mathbf{N}_{\text{RS}_i,\text{QOSTBC}_4} \quad (5.57)$$

$\mathbf{N}_{\text{RS}_i,\text{QOSTBC}_4}$ je AWGN matrica na \mathbf{RS}_i :

$$\mathbf{N}_{\text{RS}_i,\text{QOSTBC}_4} = [n_{\text{RS}_i,1,\text{QOSTBC}_4} \quad n_{\text{RS}_i,2,\text{QOSTBC}_4} \quad n_{\text{RS}_i,3,\text{QOSTBC}_4} \quad n_{\text{RS}_i,4,\text{QOSTBC}_4}] \quad (5.58)$$

Predložena tehnika obrade signala podrazumijeva da su izlazne sekvence simbola na \mathbf{RS}_i :

$$\mathbf{RS}_{1,\text{out},\text{QOSTBC}_4} = \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{RS}_{1,\text{in},\text{QOSTBC}_4} + \begin{bmatrix} \frac{R_1}{2h_3} & \frac{R_2}{2h_3} & \frac{R_3}{2h_3} & \frac{R_4}{2h_3} \end{bmatrix} \quad (5.59)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{RS}_{2,\text{out},\text{QOSTBC}_4} = & \\ & \frac{1}{\sqrt{2}} \left[-\mathbf{RS}_{2,\text{in},\text{QOSTBC}_4}^*(3) \quad -\mathbf{RS}_{2,\text{in},\text{QOSTBC}_4}^*(4) \quad \mathbf{RS}_{2,\text{in},\text{QOSTBC}_4}^*(1) \quad \mathbf{RS}_{2,\text{in},\text{QOSTBC}_4}^*(2) \right] + \\ & \begin{bmatrix} \frac{R_1}{2h_4} & \frac{R_2}{2h_4} & \frac{R_3}{2h_4} & \frac{R_4}{2h_4} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.60)$$

pri čemu je:

$$\begin{bmatrix} R_1 \\ R_2 \\ R_3 \\ R_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{1,\text{QOSTBC}_4} & H_{2,\text{QOSTBC}_4} & H_{3,\text{QOSTBC}_4} & H_{4,\text{QOSTBC}_4} \\ H_{2,\text{QOSTBC}_4}^* & -H_{1,\text{QOSTBC}_4}^* & H_{4,\text{QOSTBC}_4}^* & -H_{3,\text{QOSTBC}_4}^* \\ H_{3,\text{QOSTBC}_4}^* & H_{4,\text{QOSTBC}_4}^* & -H_{1,\text{QOSTBC}_4}^* & -H_{2,\text{QOSTBC}_4}^* \\ H_{4,\text{QOSTBC}_4} & -H_{3,\text{QOSTBC}_4} & -H_{2,\text{QOSTBC}_4} & H_{1,\text{QOSTBC}_4} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -k \cdot A_4 \\ k \cdot A_3 \\ k \cdot A_2 \\ -k \cdot A_1 \end{bmatrix} \quad (5.61)$$

Ovdje su H_{n,QOSTBC_4} , $n=1,\dots,4$, dati sa:

$$H_{1,\text{QOSTBC}_4} = h_{\text{RS1-BS1}} \cdot h_{\text{MS-RS1}} \quad (5.62)$$

$$H_{2,\text{QOSTBC}_4} = h_{\text{RS1-BS2}} \cdot h_{\text{MS-RS1}} \quad (5.63)$$

$$H_{3,\text{QOSTBC}_4} = h_{\text{RS2-BS1}}^* \cdot h_{\text{MS-RS2}} \quad (5.64)$$

$$H_{4,\text{QOSTBC}_4} = h_{\text{RS2-BS2}}^* \cdot h_{\text{MS-RS2}} \quad (5.65)$$

dok je k dato sa:

$$k = \frac{2 \operatorname{Re}\{H_{1,\text{QOSTBC}_4} H_{4,\text{QOSTBC}_4}^* - H_{2,\text{QOSTBC}_4} H_{3,\text{QOSTBC}_4}^*\}}{H_{\text{QOSTBC}_4}^2} \quad (5.66)$$

A_1, A_2, A_3 i A_4 su definisani sa:

$$A_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{\mathbf{RS}_{1,\text{in_QOSTBC}_4}(1) \cdot h_{\text{RS1-BS1}}^* + \mathbf{RS}_{1,\text{in_QOSTBC}_4}^*(2) \cdot h_{\text{RS1-BS2}}}{|h_{\text{RS1-BS1}}|^2 + |h_{\text{RS1-BS2}}|^2} \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{\mathbf{RS}_{2,\text{in_QOSTBC}_4}(1) \cdot h_{\text{RS2-BS1}}^* + \mathbf{RS}_{2,\text{in_QOSTBC}_4}^*(2) \cdot h_{\text{RS2-BS2}}}{|h_{\text{RS2-BS1}}|^2 + |h_{\text{RS2-BS2}}|^2} \right) \quad (5.67)$$

$$A_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{\mathbf{RS}_{1_in_QOSTBC_4}(1) \cdot h_{RS1-BS2}^* - \mathbf{RS}_{1_in_QOSTBC_4}(2) \cdot h_{RS1-BS1}^*}{|h_{RS1-BS1}|^2 + |h_{RS1-BS2}|^2} \right) + \quad (5.68)$$

$$\frac{1}{2} \left(\frac{\mathbf{RS}_{2_in_QOSTBC_4}(1) \cdot h_{RS2-BS2}^* - \mathbf{RS}_{2_in_QOSTBC_4}(2) \cdot h_{RS2-BS1}^*}{|h_{RS2-BS1}|^2 + |h_{RS2-BS2}|^2} \right)$$

$$A_3 = -\frac{1}{2} \left(\frac{\mathbf{RS}_{1_in_QOSTBC_4}(3) \cdot h_{RS1-BS1} + \mathbf{RS}_{1_in_QOSTBC_4}(4) \cdot h_{RS1-BS2}^*}{|h_{RS1-BS1}|^2 + |h_{RS1-BS2}|^2} \right) - \quad (5.69)$$

$$\frac{1}{2} \left(\frac{\mathbf{RS}_{2_in_QOSTBC_4}(3) \cdot h_{RS2-BS1} + \mathbf{RS}_{2_in_QOSTBC_4}(4) \cdot h_{RS2-BS2}^*}{|h_{RS2-BS1}|^2 + |h_{RS2-BS2}|^2} \right)$$

$$A_4 = \frac{1}{2} \left(\frac{-\mathbf{RS}_{1_in_QOSTBC_4}(3) \cdot h_{RS1-BS2} + \mathbf{RS}_{1_in_QOSTBC_4}(4) \cdot h_{RS1-BS1}^*}{|h_{RS1-BS1}|^2 + |h_{RS1-BS2}|^2} \right) + \quad (5.70)$$

$$\frac{1}{2} \left(\frac{-\mathbf{RS}_{2_in_QOSTBC_4}(3) \cdot h_{RS2-BS2} + \mathbf{RS}_{2_in_QOSTBC_4}(4) \cdot h_{RS2-BS1}^*}{|h_{RS2-BS1}|^2 + |h_{RS2-BS2}|^2} \right)$$

Uz predloženu modifikaciju izlazni simboli iz QOSTBC₄ prijemnika su:

$$\begin{bmatrix} \tilde{a}'_1 \\ \tilde{a}'_2 \\ \tilde{a}'_3 \\ \tilde{a}'_4 \end{bmatrix} = H_{QOSTBC_4}^2 \left(\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k(a_4 - A_4) \\ k(-a_3 + A_3) \\ k(-a_2 + A_2) \\ k(a_1 - A_1) \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix} \quad (5.71)$$

Ovdje je:

$$H_{\text{QOSTBC}_4}^2 = |H_{1,\text{QOSTBC}_4}|^2 + |H_{2,\text{QOSTBC}_4}|^2 + |H_{3,\text{QOSTBC}_4}|^2 + |H_{4,\text{QOSTBC}_4}|^2 \quad (5.72)$$

Estimati predajnih simbola su:

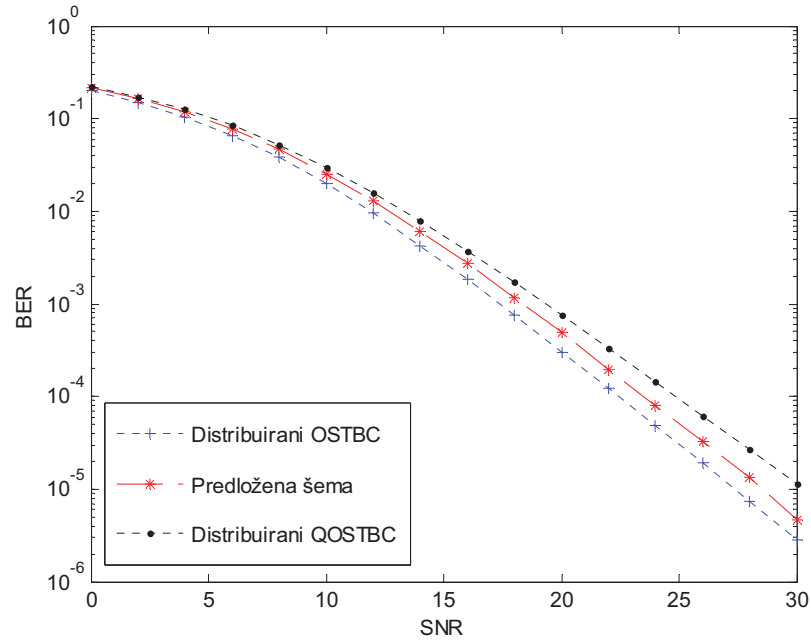
$$\begin{bmatrix} \tilde{a}_1 \\ \tilde{a}_2 \\ \tilde{a}_3 \\ \tilde{a}_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{H_{\text{QOSTBC}_4}^2} \begin{bmatrix} \tilde{a}'_1 \\ \tilde{a}'_2 \\ \tilde{a}'_3 \\ \tilde{a}'_4 \end{bmatrix} \quad (5.73)$$

Iz relacije (5.71) se može zaključiti da iako i dalje nema potpune ortogonalnosti između simbola na izlazu iz QOSTBC_4 prijemnika, postoji manja intersimbolska interferencija u odnosu na virtuelni QOSTBC_4 , zbog smanjivanja ISI koeficijenta k .

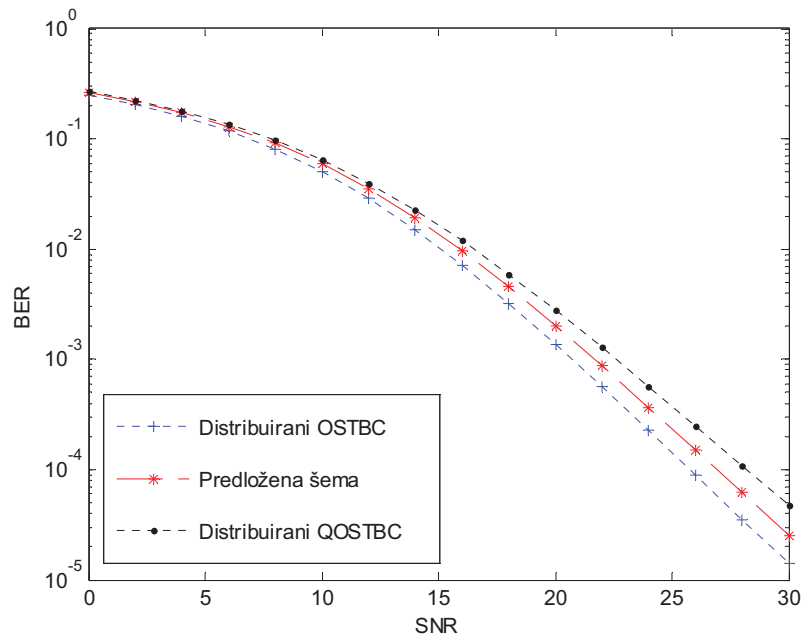
U nastavku je analizirano kako smanjenje ISI koeficijenta utiče na poboljšanje BER performansi.

Upoređeni su predložena šema, distribuirani QOSTBC_4 i OSTBC_4 , u pogledu vjerovatnoće greške. Pretpostavljeno je da na oba hopa feding prati *Rayleigh*-jevu statistiku. Takođe, za sve šeme razmatrana je idealna i neidealna estimacija koeficijenata mobilnog radio kanala.

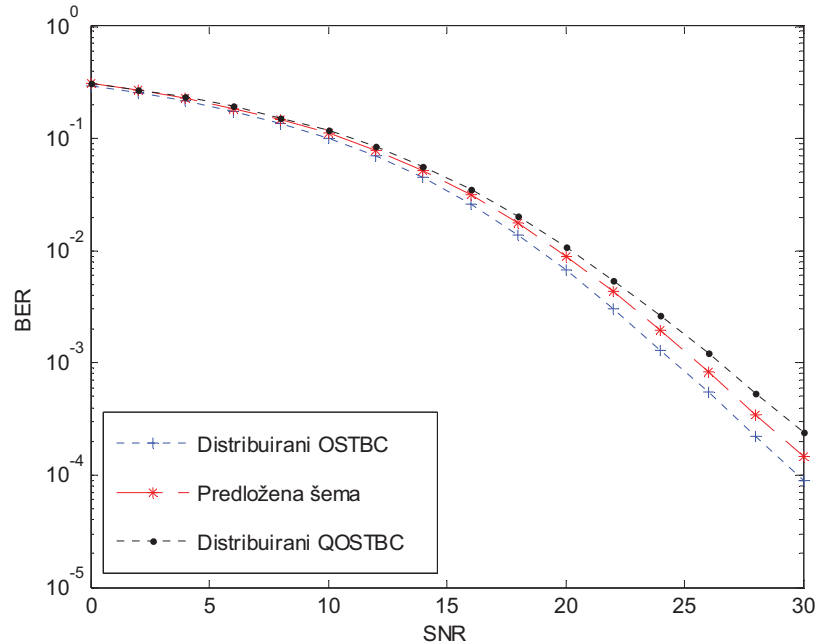
Vjerovatnoće greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranih QOSTBC_4 i OSTBC_4 i predloženog postupaka obrade signala su prikazane u funkciji odnosa signal/šum po bitu, za QPSK, 16QAM i 64QAM modulacije su date na slikama 5.9, 5.10, i 5.11. Pretpostavljena je idealna estimacija koeficijenata mobilnog radio kanala.



Slika 5.9. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranih $QOSTBC_4$ i $OSTBC_4$ i predloženog postupaka obrade signala (QPSK modulacija, idealna estimacija kanala)



Slika 5.10. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranih $QOSTBC_4$ i $OSTBC_4$ i predloženog postupaka obrade signala (16QAM modulacija, idealna estimacija kanala)

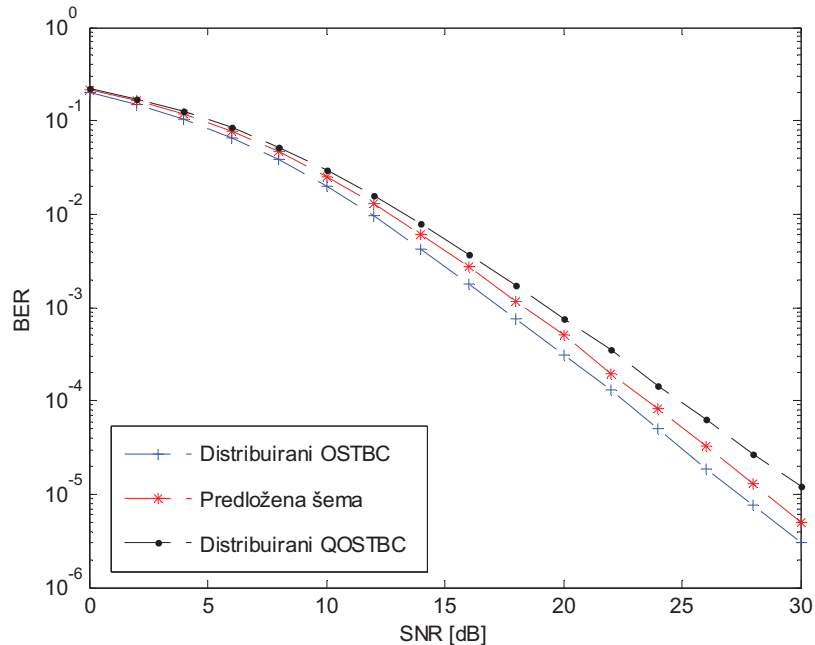


Slika 5.11. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranih QOSTBC₄ i OSTBC₄ i predloženog postupaka obrade signala (64QAM modulacija, idealna estimacija kanala)

Predložena šema ima dva puta veći informacijski kapacitet u poređenju sa distribuiranim OSTBC₄. Takođe, predložena šema pokazuje bolje BER performanse u poređenju sa distribuiranim QOSTBC₄. Npr., zahtijevana vrijednost SNR-a za predloženu šemu za QPSK modulaciju i BER = 10⁻⁵, je veća za 1.1dB u odnosu na distribuirani OSTBC₄, dok je u poređenju sa distribuiranim QOSTBC₄ zahtijevani SNR manji za 1.8dB, slika 5.9. U slučaju 16QAM modulacije i BER = 10⁻⁴, predložena šema zahtijeva za 1.1dB veći SNR u odnosu na distribuirani OSTBC₄, i za 1.3dB manji SNR u poređenju sa distribuiranim QOSTBC₄, slika 5.10. Zahtijevana vrijednost SNR-a predložene šeme za 64QAM modulaciju i BER = 10⁻³, je veća za 0.9dB od distribuiranog OSTBC₄, i manja za 0.9dB u od distribuiranog QOSTBC₄, slika 5.11.

Uticaj neidealne estimacije kanala je prikazan na slikama 5.12, 5.13 i 5.14. BER performanse predložene šeme i distribuiranih QOSTBC₄ i OSTBC₄ su prikazane za QPSK

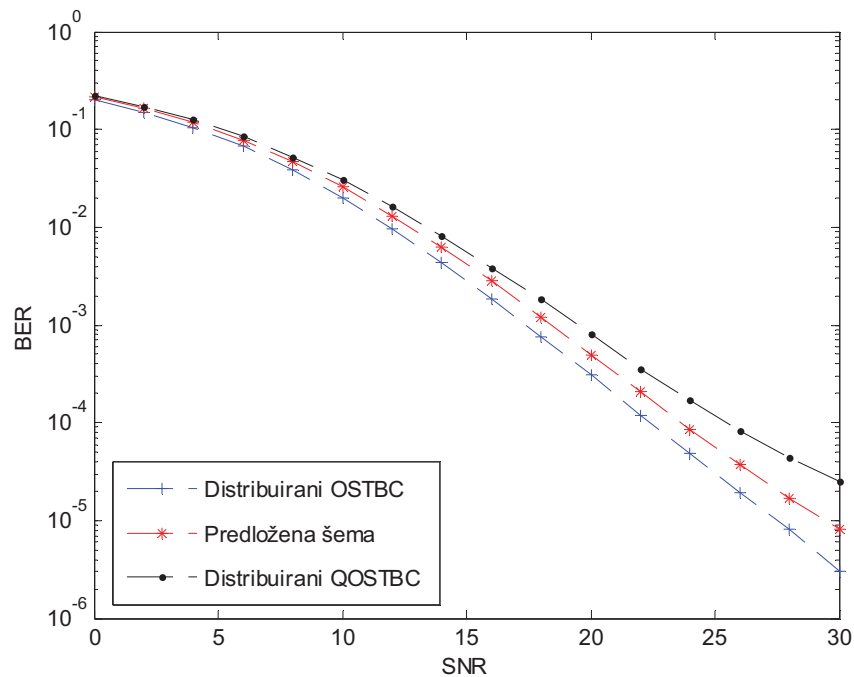
modulaciju i različite nivoe kvaliteta estimacije mobilnog radio kanala. Neidealna estimacija koeficijenata kanala je razmatrana za MSPE (*Mean Square Percentage Error*) vrijednosti od 1%, 3% i 5%.



Slika 5.12. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranih $QOSTBC_4$ i $OSTBC_4$ i predloženog postupaka obrade signala ($QPSK$ modulacija, neidealna estimacija kanala sa $MSPE=1\%$)

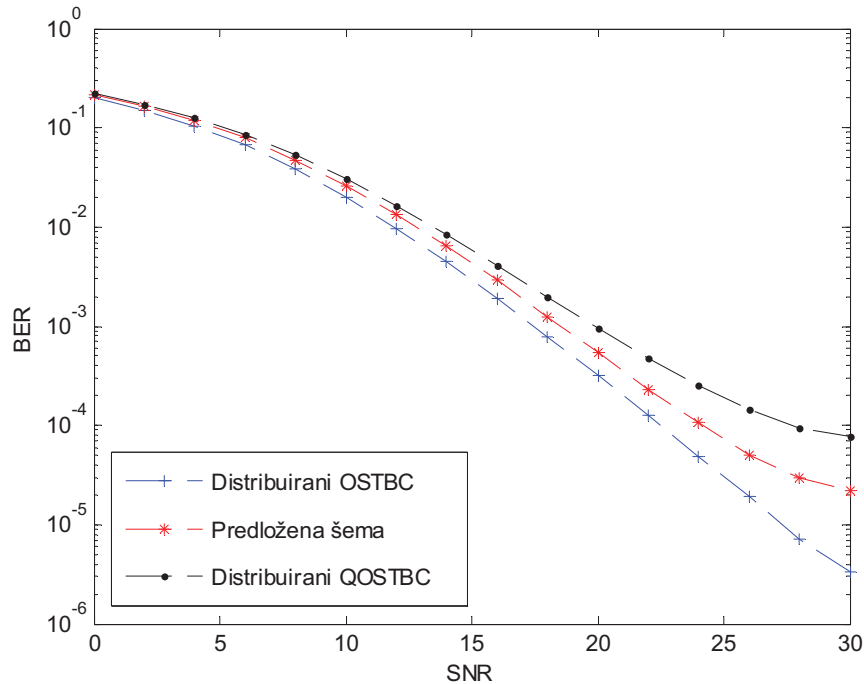
Kao što se i očekivalo BER vrijednosti su veće nego u slučaju idealne estimacije kanala i zavise od kvaliteta estimacije. Za sve MSPE vrijednosti predložena šema obezbjeđuje poboljšanja u poređenju sa distribuiranim $QOSTBC_4$. Takođe, može se primijetiti da za scenarije sa idealnom estimacijom ($MPSE=0\%$) i sa $MPSE=1\%$ postoji vrlo mala razlika BER vrijednosti, slika 5.12. Uz veće MSPE vrijednosti dolazi do povećavanja vjerovatnoće greške, jer se smanjuje nivo ortogonalnosti između informacionih simbola. Takođe, za male SNR vrijednosti predložena šema i distribuirani $OSTBC_4$ i $QOSTBC_4$ imaju slične BER performanse, pošto u tom regionu AWGN ima glavni uticaj na vjerovatnoću greške, pa nivo ortogonalnosti i kvalitet estimacije kanala ne dolaze do izražaja. Za veće SNR vrijednosti ($>8\text{dB}$) uticaj kvaliteta estimacije kanala i nivo

ortogonalnosti između informacionih simbola na BER performansi postaje primjetan, slike 5.13 i 5.14.



Slika 5.13. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranih $QOSTBC_4$ i $OSTBC_4$ i predloženog postupaka obrade signala (QPSK modulacija, neidealna estimacija kanala sa $MSPE=3\%$)

Na osnovu prikazanih simulacionih rezultata očigledno je da nova transmisiona tehnika na relejnim stanicama, predložena u ovom radu, smanjuje vjerovatnoću greške na mjestu prijema. Pri tome se zadržava informacioni kapacitet distribuiranog $QOSTBC_4$.



Slika 5.14. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranih $QOSTBC_4$ i $OSTBC_4$ i predloženog postupaka obrade signala ($QPSK$ modulacija, neidealna estimacija kanala sa $MSPE=5\%$)

U svim prethodno predloženim rješenjima kreiran je virtuelni MIMO kanal reda $4xM_r$, pri čemu je M_r broj antena na mobilnoj jedinici. Jedan od načina za dodatno poboljšanje performansi predstavlja povećanje reda *diversity*-ja, dodavanjem novih mrežnih čvorišta i/ili antena po čvorištu. U narednom dijelu se daju dva nova načina za realizaciju virtuelnog MIMO kanala sa $8xM_r$ redom *diversity*-ja.

5.4. Nova rješenja za povećavanje reda *diversity*-ja kooperativnih relejnih sistema sa distribuiranim QOSTBC

Red *diversity*-ja između bazne i mobilne stanice u rješenjima predloženim u prethodnim poglavljima je iznosio $4xM_r$. Za ostvarivanje boljih performansi jedan od pristupa je korišćenje STBC tehnika namijenjenih za sisteme sa većim brojem predajnih antena, odnosno ostvarivanje većeg reda *diversity*-ja. Takođe, pošto se za mobilne mreže pete generacije masivni MIMO sistemi predlažu kao jedna od tehnologija kojom treba ostvariti zacrtane ciljeve u pogledu kvaliteta servisa rješenja sa velikim brojem antena dobijaju na značaju.

Ovdje su predložena nova rješenja za distribuiranu realizaciju QOSTBC namijenjenog za MIMO sistem sa osam predajnih antena, [80]:

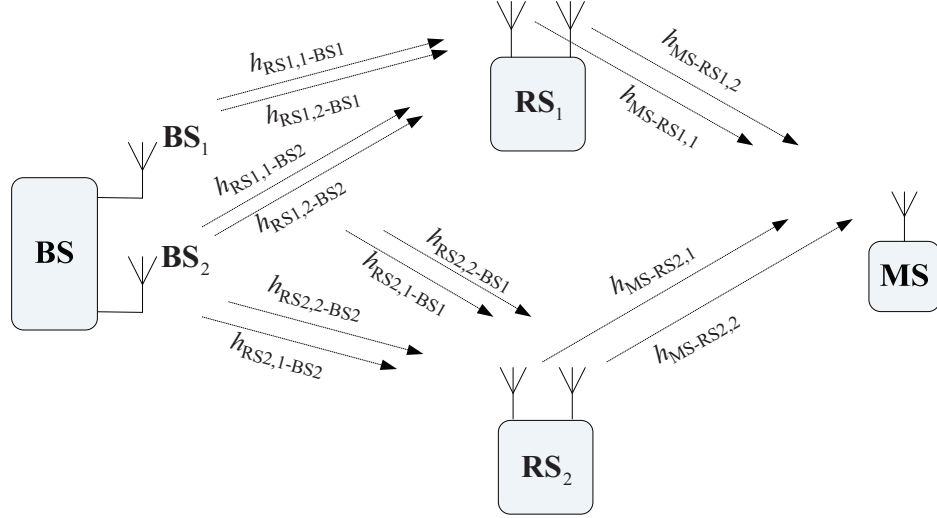
$$\mathbf{QOSTBC}_8 = \frac{1}{\sqrt{8}} \begin{bmatrix} a_1 & -a_2^* & -a_3^* & a_4 & -a_5^* & a_6 & a_7 & -a_8^* \\ a_2 & a_1^* & -a_4^* & -a_3 & -a_6^* & -a_5 & a_8 & a_7^* \\ a_3 & -a_4^* & a_1^* & -a_2 & -a_7^* & a_8 & -a_5 & a_6^* \\ a_4 & a_3^* & a_2^* & a_1 & -a_8^* & -a_7 & -a_6 & -a_5^* \\ a_5 & -a_6^* & -a_7^* & a_8 & a_1^* & -a_2 & -a_3 & a_4^* \\ a_6 & a_5^* & -a_8^* & -a_7 & a_2^* & a_1 & -a_4 & -a_3^* \\ a_7 & -a_8^* & a_5^* & -a_6 & a_3^* & -a_4 & a_1 & -a_2^* \\ a_8 & a_7^* & a_6^* & a_5 & a_4^* & a_3 & a_2 & a_1^* \end{bmatrix} \quad (5.74)$$

Ulazni simboli u \mathbf{QOSTBC}_8 predajnik su dati sa a_n , $n=1,\dots,8$. Za svakih osam ulaznih simbola se koristi osam vremenskih slotova.

Predložene su dvije nove šeme za distribuiranu realizaciju $8xM_r$ virtuelnog MIMO kanala.

a) Prva predložena šema

Razmatrani model kooperativnog relejnog sistema uključuje jednu baznu, dvije relejne stanice i jednu mobilnu jedinicu. B i R stanice su opremljene sa po dvije antene, dok M jedinica ima jednu antenu, slika 5.15.



Slika 5.15. Prvi razmatrani model kooperativnog relejnog sistema za distribuiranu realizaciju QOSTBC₈

Prva predložena tehnika obrade signala podrazumijeva da za svakih osam ulaznih informacionih simbola a_n , $n=1, \dots, 8$, bazna stanica generiše dvije sekvence simbola:

$$\mathbf{BS}_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} a_1 & -a_2^* & -a_3^* & a_4 & -a_5^* & a_6 & a_7 & -a_8^* \end{bmatrix} \quad (5.75)$$

$$\mathbf{BS}_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} a_2 & a_1^* & -a_4^* & -a_3 & -a_6^* & -a_5 & a_7 & a_8^* \end{bmatrix} \quad (5.76)$$

Koeficijent mobilnog radio kanala između i -te antene, $i=1,2$, na k -toj relejnoj stanici, $k=1,2$, i j -te antene na baznoj stanici, $j=1,2$, je $h_{\text{RS}_{k,i}-\text{BS}_j}$. Koeficijenti mobilnog radio kanala između mobilne jedinice i i -te antene, $i=1,2$, na k -toj relejnoj stanici je $h_{\text{MS-RS}_{k,i}}$.

Prijemna sekvenca simbola na i -toj anteni k -te R stanice je:

$$\mathbf{RS}_{k,i,\text{in}} = \sum_{j=1}^2 \mathbf{BS}_j \cdot h_{\text{RS}_{k,i}-\text{BS}_j} + \mathbf{N}_{\text{RS}_{k,i}} \quad (5.77)$$

$\mathbf{N}_{\text{RS}_{k,i}}$ je AWGN matrica na i -toj anteni k -te R stanice:

$$\mathbf{N}_{RSk,i} = [n_{RSk,i,1} \ n_{RSk,i,2} \ \dots \ n_{RSk,i,8}] \quad (5.78)$$

Ovdje $n_{RSk,i,s}$, $s=1,\dots,8$ predstavlja AWGN na i -toj anteni k -te R stanice u s -tom vremenskom slotu.

Na prvoj R stanici predajne sekvence simbola su:

$$\mathbf{RS}_{1,1,out} = \frac{1}{\sqrt{4}} \mathbf{RS}_{1,1,in} \quad (5.79)$$

$$\mathbf{RS}_{1,2,out} = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} -\mathbf{RS}_{1,2,in}^*(3) & -\mathbf{RS}_{1,2,in}^*(4) & \mathbf{RS}_{1,2,in}^*(1) & \mathbf{RS}_{1,2,in}^*(2) \\ -\mathbf{RS}_{1,2,in}^*(7) & -\mathbf{RS}_{1,2,in}^*(8) & \mathbf{RS}_{1,2,in}^*(5) & \mathbf{RS}_{1,2,in}^*(6) \end{bmatrix} \quad (5.80)$$

Za drugu R stanicu predajne sekvence su:

$$\mathbf{RS}_{2,1,out} = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} -\mathbf{RS}_{2,1,in}^*(3) & -\mathbf{RS}_{2,1,in}^*(4) & -\mathbf{RS}_{2,1,in}^*(1) & -\mathbf{RS}_{2,1,in}^*(2) \\ \mathbf{RS}_{2,1,in}^*(7) & \mathbf{RS}_{2,1,in}^*(8) & \mathbf{RS}_{2,1,in}^*(5) & \mathbf{RS}_{2,1,in}^*(6) \end{bmatrix} \quad (5.81)$$

$$\mathbf{RS}_{2,2,out} = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} \mathbf{RS}_{2,2,in}(3) & \mathbf{RS}_{2,2,in}(4) & -\mathbf{RS}_{2,2,in}(1) & -\mathbf{RS}_{2,2,in}(2) \\ -\mathbf{RS}_{2,2,in}(7) & -\mathbf{RS}_{2,2,in}(8) & \mathbf{RS}_{2,2,in}(5) & \mathbf{RS}_{2,2,in}(6) \end{bmatrix} \quad (5.82)$$

Prijemna sekvenca na M stanici je:

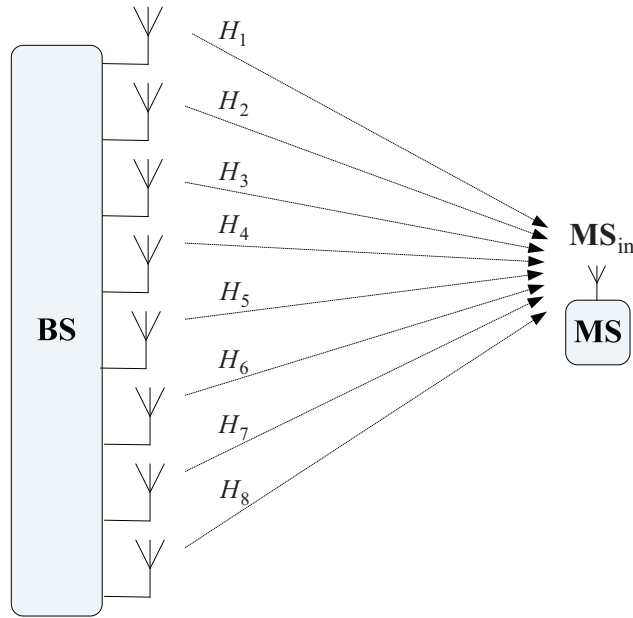
$$\mathbf{MS}_{in} = \sum_{k=1}^2 \sum_{i=1}^2 \mathbf{RS}_{k,i,out} \cdot h_{MS-RSk,i} + \mathbf{N}_{MS} \quad (5.83)$$

\mathbf{N}_{MS} je AWGN matrica na M stanici:

$$\mathbf{N}_{MS} = [n_{MS1} \ n_{MS2} \ \dots \ n_{MS8}] \quad (5.84)$$

Na ovaj način kreira se virtuelni 8x1 MISO kanal između bazne i mobilne stanice, slika 5.16., tj.:

$$\mathbf{MS}_{in}^T = \frac{1}{\sqrt{8}} \begin{bmatrix} a_1 & -a_2^* & -a_3^* & a_4 & -a_5^* & a_6 & a_7 & -a_8^* \\ a_2 & a_1^* & -a_4^* & -a_3 & -a_6^* & -a_5 & a_8 & a_7^* \\ a_3 & -a_4^* & a_1^* & -a_2 & -a_7^* & a_8 & -a_5 & a_6^* \\ a_4 & a_3^* & a_2^* & a_1 & -a_8^* & -a_7 & -a_6 & -a_5^* \\ a_5 & -a_6^* & -a_7^* & a_8 & a_1^* & -a_2 & -a_3 & a_4^* \\ a_6 & a_5^* & -a_8^* & -a_7 & a_2^* & a_1 & -a_4 & -a_3^* \\ a_7 & -a_8^* & a_5^* & -a_6 & a_3^* & -a_4 & a_1 & -a_2^* \\ a_8 & a_7^* & a_6^* & a_5 & a_4^* & a_3 & a_2 & a_1^* \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \\ H_3 \\ H_4 \\ H_5 \\ H_6 \\ H_7 \\ H_8 \end{bmatrix} + \mathbf{N}^T \quad (5.85)$$



Slika 5.16. Virtuelni 8x1 MISO kanal između bazne i mobilne stanice

Virtuelni koeficijenti mobilnog radio kanala između bazne i mobilne stanice su dati sa:

$$H_1 = h_{RS1,1-BS1} \cdot h_{MS-RS1,1} \quad (5.86)$$

$$H_2 = h_{RS1,1-BS2} \cdot h_{MS-RS1,1} \quad (5.87)$$

$$H_3 = h_{RS1,2-BS1}^* \cdot h_{MS-RS1,2} \quad (5.88)$$

$$H_4 = h_{RS1,2-BS2}^* \cdot h_{MS-RS1,2} \quad (5.89)$$

$$H_5 = h_{RS2,1-BS1}^* \cdot h_{MS-RS2,1} \quad (5.90)$$

$$H_6 = h_{RS2,1-BS2}^* \cdot h_{MS-RS2,1} \quad (5.91)$$

$$H_7 = h_{RS2,2-BS1} \cdot h_{MS-RS2,2} \quad (5.92)$$

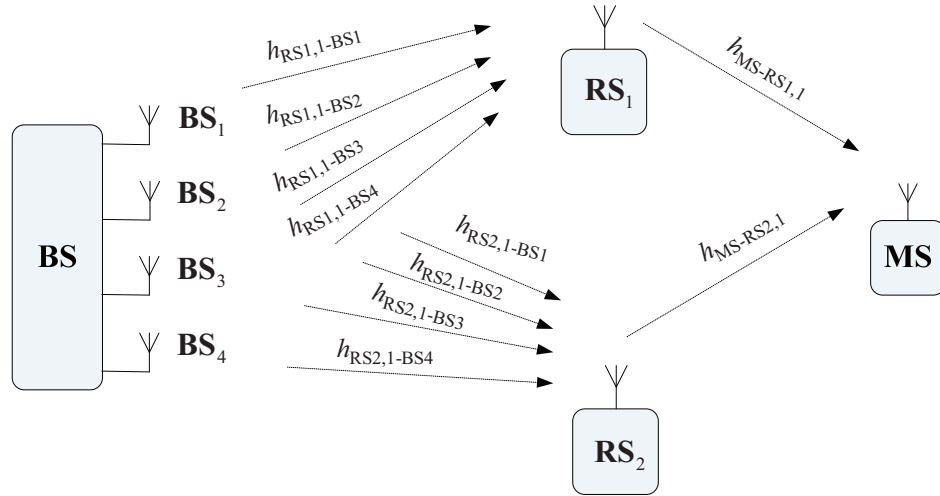
$$H_8 = h_{RS2,2-BS2} \cdot h_{MS-RS2,2} \quad (5.93)$$

dok je:

$$\begin{aligned} \mathbf{N} = & \mathbf{N}_{MS} + \frac{1}{\sqrt{4}} \mathbf{N}_{R1,1} \cdot h_{MS-RS1,1} + \\ & \frac{1}{\sqrt{4}} \left[-n_{R1,23}^* \quad -n_{R1,24}^* \quad n_{R1,21}^* \quad n_{R1,22}^* \quad -n_{R1,27}^* \quad -n_{R1,28}^* \quad n_{R1,25}^* \quad n_{R1,26}^* \right] \cdot h_{MR,12} + \\ & \frac{1}{\sqrt{4}} \left[-n_{R2,13}^* \quad -n_{R2,14}^* \quad -n_{R2,11}^* \quad -n_{R2,12}^* \quad n_{R2,17}^* \quad n_{R2,18}^* \quad n_{R2,15}^* \quad n_{R2,16}^* \right] \cdot h_{MR,21} + \\ & \frac{1}{\sqrt{4}} \left[-n_{R2,23} \quad -n_{R2,24} \quad -n_{R2,21} \quad -n_{R2,22} \quad n_{R2,27} \quad n_{R2,28} \quad n_{R2,25} \quad n_{R2,26} \right] \cdot h_{MR,22} \end{aligned} \quad (5.94)$$

b) Druga predložena šema

Razmatrani model kooperativnog relejnog sistema uključuje jednu baznu, dvije relejne i jednu mobilnu stanicu. B stanica je opremljena sa četiri antene, dok su R i M stanice opremljene sa po jednom antenom, slika 5.17.



Slika 5.17. Drugi razmatrani model kooperativnog relejnog sistema za distribuiranu realizaciju QOSTBC₈

Druga predložena tehnika za obradu signala podrazumijeva da za svakih osam informacionih simbola a_n , $n=1, \dots, 8$, bazna stanica generiše četiri sekvence simbola:

$$\mathbf{BS}_1 = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} a_1 & -a_2^* & -a_3^* & a_4 & -a_5^* & a_6 & a_7 & -a_8^* \end{bmatrix} \quad (5.95)$$

$$\mathbf{BS}_2 = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} a_2 & a_1^* & -a_4^* & -a_3 & -a_6^* & -a_5 & a_7 & a_8^* \end{bmatrix} \quad (5.96)$$

$$\mathbf{BS}_3 = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} a_3 & -a_4^* & a_1^* & -a_2 & -a_7^* & a_8 & -a_5 & a_6^* \end{bmatrix} \quad (5.97)$$

$$\mathbf{BS}_4 = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} a_4 & a_3^* & a_2^* & a_1 & -a_8^* & -a_7 & -a_6 & -a_5^* \end{bmatrix} \quad (5.98)$$

Koeficijent mobilnog radio kanala između k -te R stanice, $k=1,2$, i j -te antene na B stanici, $j=1,2$, je $h_{RSk,1-BSj}$. Koeficijenti mobilnog radio kanala između M i k -te R stanice, je $h_{MS-RSk,1}$.

Prijemna sekvenca simbola na k -toj relejnoj stanici je:

$$\mathbf{RS}_{k,\text{in}} = \sum_{j=1}^4 \mathbf{BS}_j \cdot h_{\text{RSk},1-\text{BSj}} + \mathbf{N}_{\text{RSk}} \quad (5.99)$$

\mathbf{N}_{RSk} je AWGN matrica na k -toj R stanici:

$$\mathbf{N}_{\text{RSk}} = [n_{\text{RSk},1} \ n_{\text{RSk},2} \ \dots \ n_{\text{RSk},8}] \quad (5.100)$$

Ovdje $n_{\text{RSk},s}$, $s=1,\dots,8$ predstavlja AWGN na k -toj R stanici u s -tom vremenskom slotu.

Izlazne sekvence simbola na relejnim stanicama su:

$$\mathbf{RS}_{1,\text{out}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{RS}_{1,\text{in}} \quad (5.101)$$

$$\mathbf{RS}_{2,\text{out}} = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} -\mathbf{RS}_{2,\text{in}}^*(5) & -\mathbf{RS}_{2,\text{in}}^*(6) & -\mathbf{RS}_{2,\text{in}}^*(7) & -\mathbf{RS}_{2,\text{in}}^*(8) \\ \mathbf{RS}_{2,\text{in}}^*(1) & \mathbf{RS}_{2,\text{in}}^*(2) & \mathbf{RS}_{2,\text{in}}^*(3) & \mathbf{RS}_{2,\text{in}}^*(4) \end{bmatrix} \quad (5.102)$$

Prijemna sekvenca simbola na M stanici je:

$$\mathbf{MS}_{\text{in}} = \sum_{k=1}^2 \mathbf{RS}_{k,\text{out}} \cdot h_{\text{MS-RSk},1} + \mathbf{N}_{\text{MS}} \quad (5.103)$$

\mathbf{N}_{MS} je AWGN matrica na M stanici:

$$\mathbf{N}_{\text{MS}} = [n_{\text{MS1}} \ n_{\text{MS2}} \ \dots \ n_{\text{MS8}}] \quad (5.104)$$

Na ovaj način je kreiran virtuelni 8x1 MISO kanal između B i M stanice, slika 5.17, tj.:

$$\mathbf{MS}_{\text{in}}^T = \frac{1}{\sqrt{8}} \begin{bmatrix} a_1 & -a_2^* & -a_3^* & a_4 & -a_5^* & a_6 & a_7 & -a_8^* \\ a_2 & a_1^* & -a_4^* & -a_3 & -a_6^* & -a_5 & a_8 & a_7^* \\ a_3 & -a_4^* & a_1^* & -a_2 & -a_7^* & a_8 & -a_5 & a_6^* \\ a_4 & a_3^* & a_2^* & a_1 & -a_8^* & -a_7 & -a_6 & -a_5^* \\ a_5 & -a_6^* & -a_7^* & a_8 & a_1^* & -a_2 & -a_3 & a_4^* \\ a_6 & a_5^* & -a_8^* & -a_7 & a_2^* & a_1 & -a_4 & -a_3^* \\ a_7 & -a_8^* & a_5^* & -a_6 & a_3^* & -a_4 & a_1 & -a_2^* \\ a_8 & a_7^* & a_6^* & a_5 & a_4^* & a_3 & a_2 & a_1^* \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \\ H_3 \\ H_4 \\ H_5 \\ H_6 \\ H_7 \\ H_8 \end{bmatrix} + \mathbf{N}^T \quad (5.105)$$

gdje je:

$$H_1 = h_{\text{RS1,1-BS1}} \cdot h_{\text{MS-RS1,1}} \quad (5.106)$$

$$H_2 = h_{\text{RS1,1-BS2}} \cdot h_{\text{MS-RS1,1}} \quad (5.107)$$

$$H_3 = h_{\text{RS1,1-BS3}} \cdot h_{\text{MS-RS1,1}} \quad (5.108)$$

$$H_4 = h_{\text{RS1,1-BS4}} \cdot h_{\text{MS-RS1,1}} \quad (5.109)$$

$$H_5 = h_{\text{RS2,1-BS1}}^* \cdot h_{\text{MS-RS2,1}} \quad (5.110)$$

$$H_6 = h_{\text{RS2,1-BS2}}^* \cdot h_{\text{MS-RS2,1}} \quad (5.111)$$

$$H_7 = h_{\text{RS2,1-BS3}}^* \cdot h_{\text{MS-RS2,1}} \quad (5.112)$$

$$H_8 = h_{\text{RS2,1-BS4}}^* \cdot h_{\text{MS-RS2,1}} \quad (5.113)$$

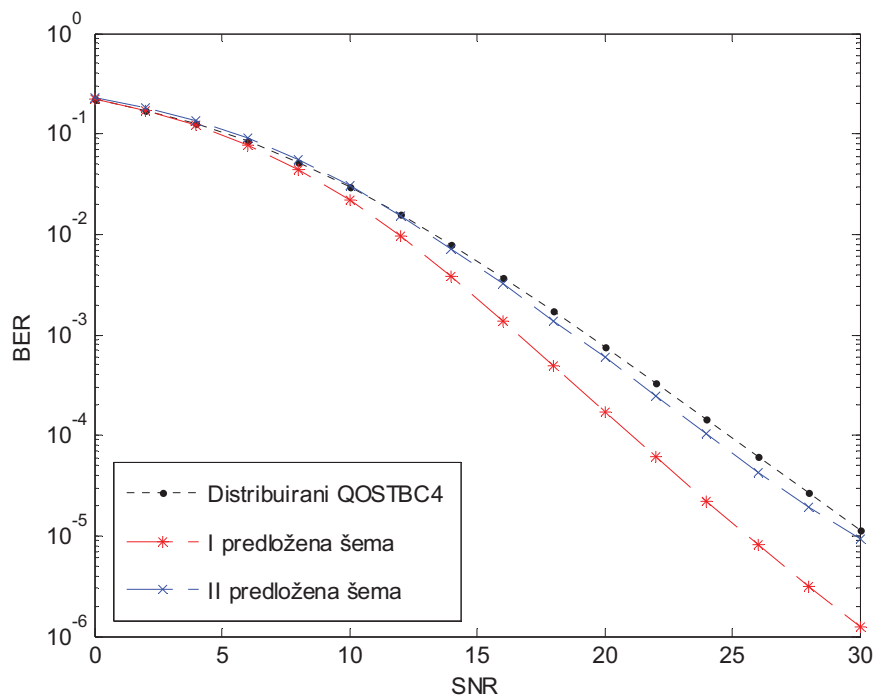
i:

$$\mathbf{N} = \mathbf{N}_{\text{MS}} + \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{N}_{\text{RS1}} \cdot h_{\text{MS-RS1,1}} + \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -n_{\text{RS2,5}}^* & -n_{\text{RS2,6}}^* & -n_{\text{RS2,7}}^* & -n_{\text{RS2,8}}^* & n_{\text{RS2,1}}^* & n_{\text{RS2,2}}^* & n_{\text{RS2,3}}^* & n_{\text{RS2,4}}^* \end{bmatrix} \cdot h_{\text{MS-RS1,2}} \quad (5.114)$$

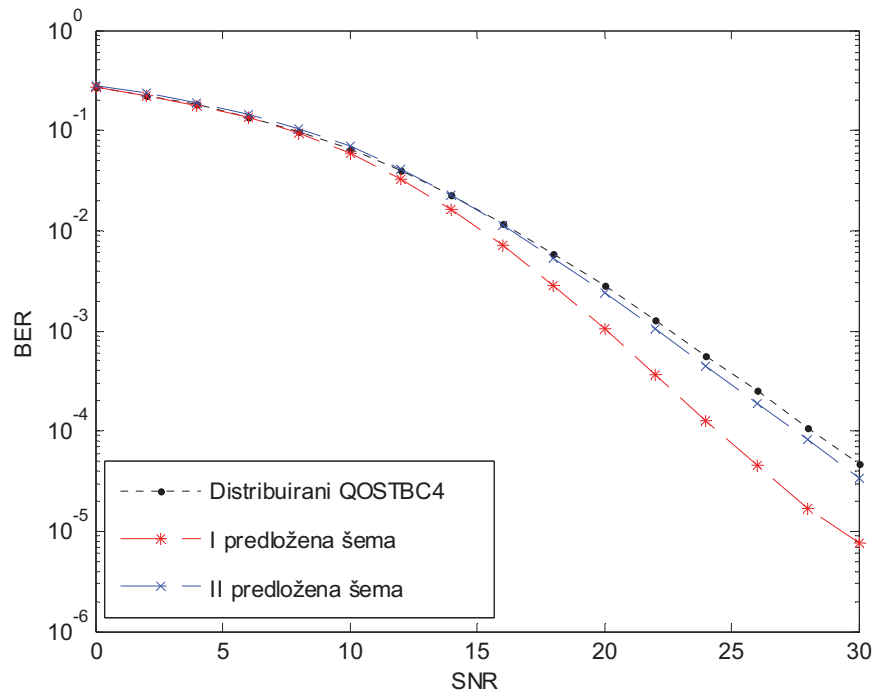
U nastavku su upoređene vjerovatnoće greške predloženih transmisionih šema i distribuiranog QOSTBC₄, koji je namijenjen za sisteme sa četiri predajne antene.

Simulacioni rezultati su prikazani pod pretpostavkom da su karakteristike fedinga na oba hopa definisane *Rayleigh*-jevom statistikom. Razmotrene su idealna i neidealna estimacija mobilnog radio kanala.

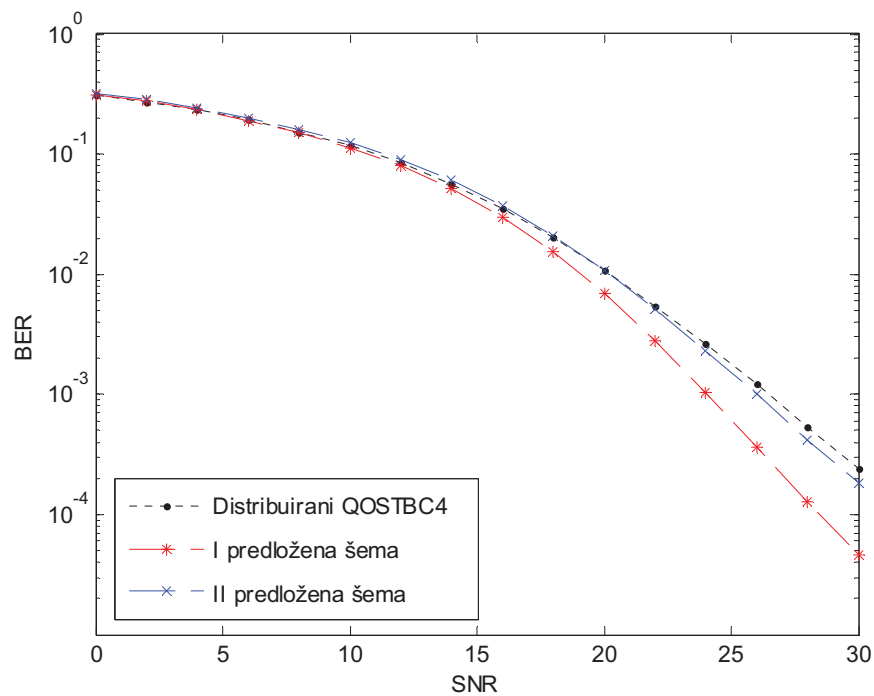
Vjerovatnoće greške predloženih šema i distribuiranog QOSTBC₄, za QPSK, 16QAM i 64QAM modulacije u funkciji SNR-a po bitu, su date na slikama 5.18, 5.19 i 5.20. Pretpostavljena je idealna estimacija mobilnog radio kanala.



Slika 5.18. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranog QOSTBC₄ i predloženih postupaka obrade signala (QPSK modulacija, idealna estimacija kanala)



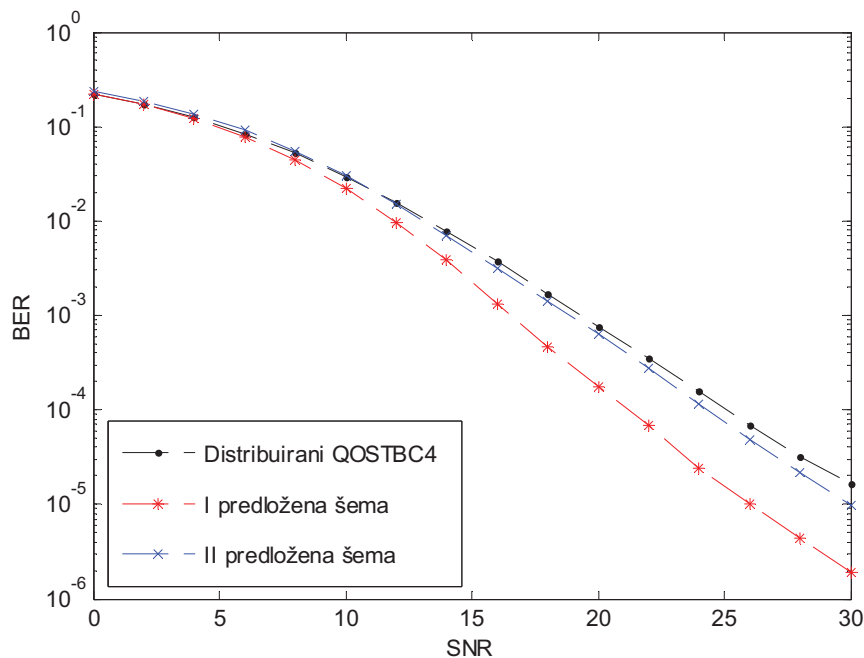
Slika 5.19. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranog $QOSTBC_4$ i predloženih postupaka obrade signala (16QAM modulacija, idealna estimacija kanala)



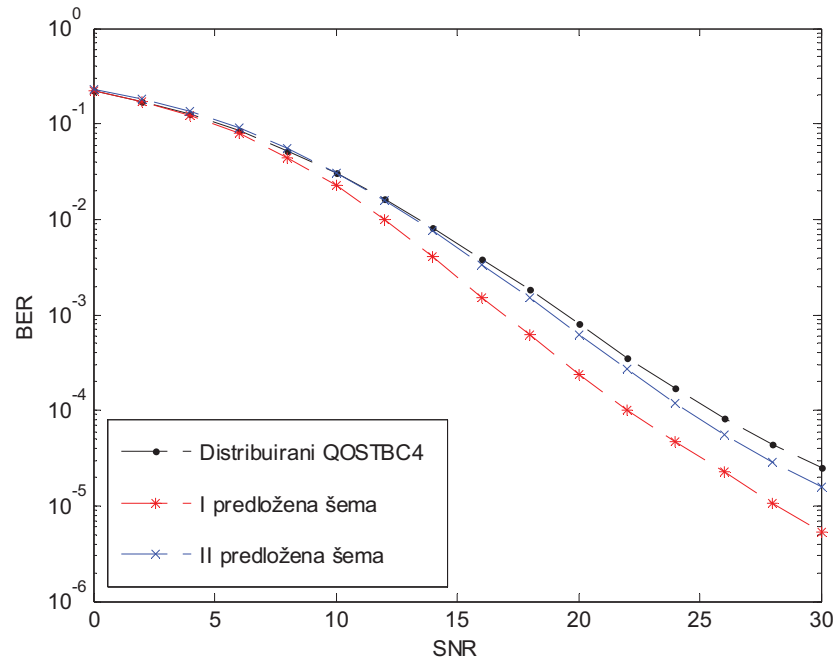
Slika 5.20. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranog $QOSTBC_4$ i predloženih postupaka obrade signala (64QAM modulacija, idealna estimacija kanala)

Uočava se da predložene šeme pokazuju manju vjerovatnoću greške u poređenju sa virtuelnim QOSTBC₄, što je rezultat većeg reda *diversity*-ja. Takođe, veći SNR dobici se ostvaruju prvom predloženom šemom u poređenju sa drugom. Npr., u slučaju QPSK modulacije i BER vrijednosti od 10⁻⁵, sa slike 6.18 se primjećuje da je za prvu predloženu šemu zahtijevana vrijednost SNR-a manja za 4.7dB u odnosu na distribuirani QOSTBC₄, dok je za drugu predloženu šemu zahtijevana vrijednost SNR-a manja za 0.7dB. Za 16QAM modulaciju i BER vrijednost od 10⁻⁴, sa slike 6.19 se uočava da su SNR dobici predloženih šema 3.8dB i 0.6dB. U slučaju 64QAM modulacije i BER vrijednosti od 10⁻³ zahtijevane vrijednosti SNR-a za predložene šeme su manje za 2.4dB i 0.5dB u odnosu na distribuirani QOSTBC₄, slika 5.20.

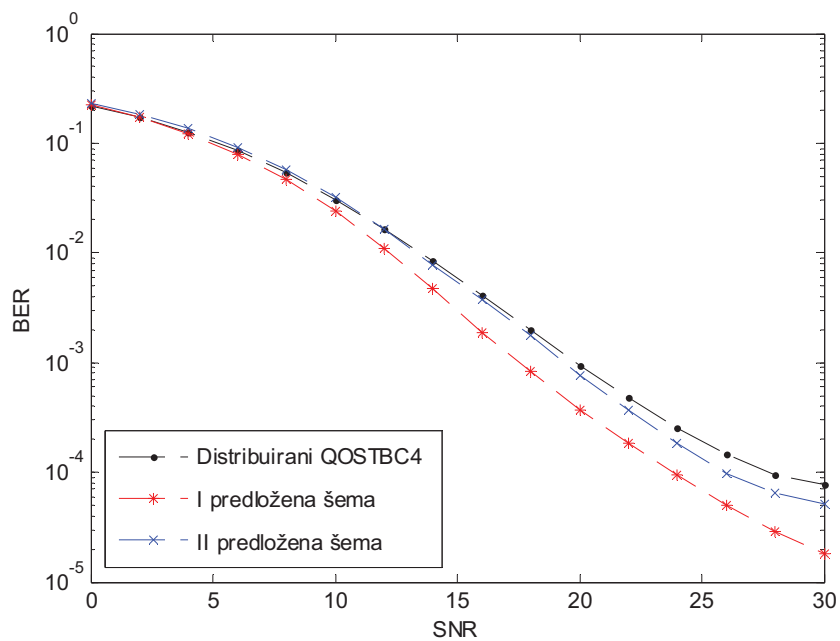
Razmatrena je i neidealna estimacija mobilnog radio kanala. Prikazane su vjerovatnoće greške predloženih rješenja i distribuiranog QOSTBC₄, uz MSPE vrijednosti od 1%, 3% i 5%, i QPSK modulaciju, slike 5.21, 5.22 i 5.23. Što su veće vrijednosti za MSPE to su veće degradacije performansi sve tri šeme.



Slika 5.21. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranog QOSTBC₄ i predloženih postupaka obrade signala (QPSK modulacija, neidealna estimacija kanala sa MSPE=1%)



Slika 5.22. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranog $QOSTBC_4$ i predloženih postupaka obrade signala (QPSK modulacija, neidealna estimacija kanala sa $MSPE=3\%$)



Slika 5.23. Vjerovatnoća greške po bitu na izlazu iz prijemnika distribuiranog $QOSTBC_4$ i predloženih postupaka obrade signala (QPSK modulacija, neidealna estimacija kanala sa $MSPE=5\%$)

Ako se posmatra prva predložena šema može se primijetiti da je za vrijednost SNR od 30dB vjerovatnoća greške $2 \cdot 10^{-6}$ za MSPE=1% (slika 5.21), $5.5 \cdot 10^{-6}$ za MSPE=3% (slika 5.21) i $2 \cdot 10^{-5}$ za MSPE=3% (slika 5.22).

Prvi predloženi model kooperativnog relejnog sistema podrazumijeva jednu B i dvije R stanice, pri čemu su sve sa po dvije antene i pruža bolje BER performanse u poređenju sa drugim predloženim modelom sistema gdje postoji jedna B stanica sa četiri antene i dvije R stanice sa po jednom antenom.

Na osnovu simulacionih rezultata uočava se da od dva razmatrana modela bolje BER performanse ima prvo rješenje. Razlog je očigledan ako se posmatraju prikazani modeli sistema. U prvom modelu, slika 5.15, postoji ukupno dvanaest pojedinačnih parova predajnih i prijemnih antena, odnosno koeficijenata mobilnog radio kanala, na oba hopa. Na prvom hopu postoji osam, dok su na drugom hopu četiri para. Ovih dvanaest koeficijenata mobilnog radio kanala formira osam virtuelnih koeficijenata između B i M stanice. U drugom modelu, slika 5.17, postoji osam pojedinačnih parova na prvom hopu i samo dva para na drugom hopu. Sada deset parova, za dva manje koeficijenta u odnosu na prvi model, formira osam virtuelnih koeficijenata između B i M stanice. Razlog lošijih performansi drugog rješenja je u tome što manje pojedinačnih parova formira virtuelne koeficijente. Manje pojedinačnih koeficijenata utiče na to da lošiji uslovi na nekom od njih prouzrokuju nepovoljne uslove na više virtuelnih koeficijenata.

Ipak, što se tiče kompleksnosti predloženih rješenja, prvi model je zahtjevniji u pogledu relejnih stanica. Potrebno je više antena po relejnoj stanici. Kod drugog modela, kompleksnost se povećava, odnosno koncentriše na baznoj stanici, što ima prednost u pogledu jednostavnijih relejnih stanica. U zavisnosti od potrebnih BER karakteristika i mogućeg povećanja kompleksnosti sistema prednost ima jedno od rješenja. Takođe, rješenje predloženo u poglavlju 5.3 je moguće proširiti tako da se primijeni i na predložene kvazi ortogonalne tehnike većeg reda. Na taj način bi se uz nešto složeniji postupak obrade na relejnim stanicama dodatno poboljšale BER performanse.

ZAKLJUČAK

U bežičnim komunikacionim sistemima postoji stalna potreba za većim brzinama prenosa podataka, sigurnijom komunikacijom, većom spektralnom i energetsom efikasnošću, većom ćelijskom propusnošću, pouzdanijim servisima i sl. Prenos u mobilnim radio kanalima predstavlja nepovoljno okruženje u poređenju sa žičanim prenosom, tako da je zbog izobličenja signala potrebno primjenjivati različite složene transmisione tehnike kojima se smanjuje uticaj mobilnog radio kanala na kvalitet ostvarene mobilne radio veze. Korišćenje više antena na predajnoj i prijemnoj strani, odnosno upotreba MIMO tehnika, omogućava uz iste vremensko-frekvencijske resurse značajno unapređenje kvaliteta komunikacije. U radu su opisane MIMO tehnike koje su dizajnirane u svrhu smanjivanja greške prilikom prenosa podataka i one koje su namijenjene za povećanje brzine prenosa podataka. Zavisno od toga da li postoji poznavanje mobilnog radio kanala na predajnoj strani opisane su različite tehnike kojima se ostvaruje prostorni *diversity*, odnosno prostorno multipleksiranje, pri čemu se pretpostavlja poznavanje mobilnog radio kanala na prijemnoj strani. Posebno detaljno su analizirane prostorno vremenske blok, odnosno STBC, tehnike, jer su zbog manje kompleksnosti od posebnog značaja u pogledu praktične implementacije.

Nakon MIMO tehnika u radu su opisani relejni sistemi, kao jedan od najznačajnijih pristupa za poboljšanje kvaliteta servisa na ivicama ćelija. Relejne stanice pored toga što mogu da posreduju u razmjeni podataka između baznih i mobilnih stanica, takođe mogu da učestvuju u kooperativnom vidu prenosa, pri čemu se na mjestu prijema kombinuju signali od više mrežnih čvorišta. Primjenom MIMO sistema sa samo jednim predajnikom i prijemnikom ostvaruju se poboljšanja u odnosu na SISO modele. Međutim, postoje ograničenja zbog broja antena koje se mogu implementirati, a samim tim postoje i ograničenja u postignutom poboljšanju performansi. Jedno od rješenja za dodatna poboljšanja predstavlja uvođenje novih mrežnih čvorišta koja učestvuju u prenosu

podataka, tipa novih baznih, relejnih ili mobilnih stanica, pri čemu se realizuje virtuelni ili distribuirani MIMO sistem koji se ponaša kao klasični MIMO. U distribuiranim MIMO sistemima postignuti maksimalan broj virtuelnih predajnih i prijemnih antena ne zavisi isključivo od fizičkih dimenzija predajnika i radne frekvencije, već dominantno od broja mrežnih čvorišta koja učestvuju u prenosu. Osim dodavanjem novih mrežnih čvorišta, kooperativna transmisija se realizuje i između već postojećih čvorišta. Na ovaj način, iako nema veće cijene u pogledu broja elemenata u mreži, može doći do usložnjavanja sistema zbog porasta količine podataka koji se razmjenjuju između elemenata u mreži, zbog neophodne podrške kooperativnom prenosu, kao i zbog kompleksnosti algoritama prenosa i obrade velike količine informacija. Očigledno je da treba tražiti kompromis između nivoa kompleksnosti koji je neophodan za podršku određenom vidu kooperativnog prenosa i onoga što se takvom transmisijom može postići.

Kooperativni relejni sistemi sa distribuiranom realizacijom STBC kodova su analizirani u Glavi 4, jer su najpogodni za praktičnu implementaciju od MIMO tehnika, dok kooperacija preko relejnih stanica unosi najmanje kompleksnosti u poređenju sa ostalim načinima kooperacije. Razmatrane su ortogonalne i kvazi ortogonalne STBC tehnike, namijenjene za klasične MIMO sisteme kod kojih je predajnik opremljen sa dvije odnosno četiri antene, pri čemu se za veći broj predajnih antena izvodi generalizacija. Pokazano je da se uz manji broj antena po mrežnom čvorištu, u poređenju sa klasičnim MIMO sistemima, postiže isti red prostornog *diversity*-ja. Broj prijemnih antena može biti proizvoljan i ne utiče na algoritam prenosa. Sprovedenom analizom utvrđene su mogućnosti za poboljšanje performansi razmatranih sistema.

U Glavi 5 su predložene četiri nove transmisione šeme kojima se povećava informacioni kapacitet kooperativnih relejnih sistema sa distribuiranim potpuno ortogonalnim STBC namijenjenim za klasične MIMO sisteme sa četiri predajne antene (OSTBC₄). Na prvom hopu između bazne i relejne stanice je smanjena redundantnost odnosno povećana brzina prenosa simbola, oslanjajući se na bolje uslove na mobilnom radio kanalu u odnosu na drugi hop između relejne i mobilnog terminala, pri čemu je vjerovatnoća greške na mjestu prijema neznatno povećana. U zavisnosti od uslova na

prvom hopu bira se jedno od četiri rješenja koje predstavlja najbolji izbor u pogledu brzine prenosa podataka i vjerovatnoće greške.

Nakon toga, predložena su dva nova rješenja kojima se u kooperativnim relejnim sistemima distribuirano realizuje ortogonalni STBC kod, koji ima 1.5 puta veću brzinu prenosa podataka u odnosu na ortogonalni OSTBC₄. Kod prvog rješenja BER performanse su identične sa distribuiranim OSTBC₄, nezavisno od stanja na mobilnom radio kanalu. Drugim rješenjem se dodatno smanjio broj redundantnih simbola, a samim tim povećao protok, opet zbog realne pretpostavke da su bolji uslovi na linkovima između bazne i relejnih stanica u odnosu na linkove između relejnih stanica i mobilnog terminala. U zavisnosti od stanja mobilnog radio kanala bira se bolje rješenje.

Predloženo je i novo rješenje kojim se smanjuje vjerovatnoća greške kooperativnih relejnih sistema sa distribuiranim kvazi ortogonalnim STBC namijenjenim za MIMO sisteme sa četiri predajne antene (QOSTBC₄), uz zadržavanje iste brzine prenosa informacionih simbola. Novom obradom signala na relejnim stanicama, u odnosu na postojeće rješenje dato u Glavi 4, se smanjuje intersimbolska interferencija, a time i vjerovatnoća greške na mjestu prijema.

Na kraju, predložena su i dva nova načina za distribuiranu implementaciju kvazi ortogonalnih STBC tehnika u kooperativnim relejnim sistemima, pri čemu je ostvareni red *diversity*-ja duplo veći u odnosu na ostala predložena rješenja. Pokazano je da se prvim modelom ostvaruje manja vjerovatnoća greške zbog većeg broja različitih koeficijenata mobilnog radio kanala koji formiraju osam virtuelnih koeficijenata. Više pojedinih koeficijenata poboljšava BER performanse prvog rješenja u poređenju sa drugim, jer je manja vjerovatnoća da na odeđenom broju dobijenih virtuelnih koeficijenata budu nepovoljni uslovi za prenos. Sa stanovišta broja ili kompleksnosti relejnih stanica prvi model je zahtjevniji, dok je drugi model zahtjevniji u pogledu broja antena na baznoj stanici. Implementacija većeg broja antena je lakša na baznoj stanici, zbog veličine i koncentrisanja kompleksnosti na jednom mjestu. Ukoliko bi se razmatrao model za kriranje npr. virtuelnog MIMO kanala sa 16 predajnih antena, bila bi potrebna jedna bazna stanica sa osam antena, i jedna relejna stanica sa dvije antene, ili jedna bazna stanica sa četiri

antene i četiri relejne stanice sa po dvije antene. U svakom slučaju manji broj antena na baznoj stanici zahtijeva veći broj relejnih stanica i/ili antena po relejnoj stanici. Ukoliko rješenje sa većim brojem antena na baznoj stanici pokazuje zadovoljavajuću vjerovatnoću greške na mjestu prijema, onda to rješenje treba birati zbog manje kompleksnosti sa stanovišta relejnih stanica. Ukoliko je neophodna manja vjerovatnoća greške bira se rješenje sa više relejnih stanica i/ili antena po relejnoj stanici.

Za svako novo rješenje predloženo u ovoj tezi važi da broj prijemnih antena na mobilnoj jedinici može biti proizvoljan i ne utiče na bilo kakav način na postupak prenosa simbola na baznoj i relejnim stanicama. U slučaju većeg broja prijemnih antena na mobilnoj jedinici, za svaku predloženu transmisionu šemu i dalje važi isti identičan postupak prijema, obrade i prenosa simbola. Naravno, veći broj prijemnih antena na mobilnoj jedinici bi smanjio vjerovatnoću greške, ali to ne bi predstavljalo rezultat primijenjenih rješenja, već povećanja reda *diversity*-ja dodavanjem novih antena na prijemnoj strani. Takođe, svako predloženo rješenje ne zavisi od primijenjene modulacione šeme.

Ukoliko bi se primjenjivale prostorno-frekvencijske blok tehnike sve predložene transmisionne šeme bi ostale iste, samo bi se umjesto vremenskih slotova koristili različiti frekvencijski podnosioci. Moguće su i prostorno-vremensko-frekvencijske kombinacije, u zavisnosti od karakteristika mobilnog radio kanala.

Dalja istraživanja vezana za distribuirane MIMO sisteme koja mogu biti posebno interesantna u pogledu mreža pete generacije podrazumijevaju:

- razmatranje distribuiranih STBC tehnika koje su namijenjene za masivne MIMO sisteme, odnosno sisteme sa velikim brojem implementiranih antena, imajući u vidu da će se prenos obavljati mikrotalasnim signalima;
- prilagođavanje novih predloženih rješenja u P2P komunikacijama, kao što su D2D, V2V;

- analiziranje distribuiranih MIMO tehnika koje su namijenjene za prostorno multipleksiranje, kao i kombinacija sa predloženim rješenjima za ostvarivanje prostornog *diversity*-ja;

- razmatranje prostorno-frekvencijsko-vremenskih tehnika uz primjenu kognitivnog radija.

LITERATURA

- [1] K. D. Wong, *Fundamentals of Wireless Communication Engineering Technologies*, Wiley, 2011.
- [2] A. F. Molisch, *Wireless Communications*, Wiley, 2010.
- [3] J. Guey, P. Liao, Y. Chen, A. Hsu, C. Hwang, G. Lin, “On 5G Radio Access Architecture and Technology,” *IEEE Wireless Communication*, vol. 22, no. 5, pp. 2 – 5, October 2015.
- [4] D. Tse, P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [5] A. Goldsmith, *Wireless communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [6] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, Dorling Kindersley, 2009.
- [7] M. Schwartz, *Mobile Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [8] V. Kühn, *Wireless Communications over MIMO Channels - Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems*, pp. 283–288, Wiley, 2006.
- [9] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, H. V. Poor, *MIMO Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2007.
- [10] G. Tsoulos, *MIMO System Technology for Wireless Communications*, Taylor & Francis Group, 2006.
- [11] M. Pejanovic-Djurisic, E. Kocan, R. Prasad, *OFDM Based Relay Systems for Future Wireless Communications*, River Publishers, 2012.
- [12] Y. Yuan, *LTE-Advanced Relay Technology and Standardization*, Springer, 2013.
- [13] I. Krikidis, G. Zheng, *Advanced Relay Technologies in Next Generation Wireless Communications*, IET, 2016.
- [14] S. Ma, Y. Yang, H. Sharif, “Distributed MIMO Technologies in Cooperative Wireless Networks,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 5, pp. 78– 82, May 2011.

- [15] J. Park, S. Lee, “Distributed MIMO Ad-hoc Networks: Link Scheduling, Power Allocation, and Cooperative Beamforming,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 6, pp. 2586–2598, July 2012.
- [16] Y. Li, “Distributed coding for cooperative wireless networks: An overview and recent advances,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 47, no. 8, pp. 71–77, July 2009.
- [17] V. Tarokh, H. Jafarkhani, A. R. Calderbank, “Space–Time Block Codes from Orthogonal Designs,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456–1467, July 1999.
- [18] E. G. Larsson, P. Stoica, *Space Time Block Coding for Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2003.
- [19] H. Jafarkhani, *Space-Time Coding, Theory and Practice*, Cambridge University Press, 2005.
- [20] U. Urosevic, Z. Veljovic, M. Pejanovic-Djurisic, “MIMO Solution for Performance Improvements of OFDM-CDMA System with Pilot Tone,” *Wireless Networks*, vol. 19, no. 8, pp. 2021–2028, Springer, November 2013.
- [21] U. Urošević, “MIMO tehnike u mobilnim radio-komunikacionim sistemima narednih generacija,” *Magistarski rad*, Univerzitet Crne Gore, Elektrotehnički fakultet, 2011.
- [22] A. Goldsmith, S. A. Jafar, N. Jindal, S. Vishwanath, “Capacity Limits of MIMO Channels,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, no. 5, pp. 684–702, June 2003.
- [23] M. D. Renzo, H. Haas, “On Transmit Diversity for Spatial Modulation MIMO: Impact of Spatial Constellation Diagram and Shaping Filters at the Transmitter,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 62, no. 6, pp. 2507–2531, July 2013.
- [24] Y. Kim, H. Ji, J. Lee, Y. Nam, B. Ng, I. Tzanidis, Y. Li, J. Zhang, “Full Dimension MIMO (FD-MIMO): The Next Evolution of MIMO in LTE Systems,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 21, no. 2, pp. 26–33, May 2014.
- [25] S. Yang, and L. Hanzo, “Fifty Years of MIMO Detection: The Road to Large-Scale MIMOs,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 17, no. 14, pp. 1941–1988, fourth quarter 2015.

- [26] O. S. Badarneh, R. Mesleh, "Space–Time Block Codes from Orthogonal Designs," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 5, no. 4, pp. 360 - 363, August 2016.
- [27] A. Lozano, N. Jindal, "Transmit diversity vs. spatial multiplexing in modern MIMO systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, no. 1, pp. 1536–1276, January 2010.
- [28] A. Talebi, W.A. Krzymien, "Cooperative MIMO multiple-relay system with optimised beamforming and power allocation," *IET Communications*, vol. 4, no. 14, pp. 1677–1686, March 2010.
- [29] X. Li, T. Jiang, S. Cui, J. AN, Q. Zhang, "Cooperative Communications Based on Rateless Network Coding in Distributed MIMO Systems," *IEEE Wireless Communications*, vol. 17, no. 3, pp. 60–67, June 2010.
- [30] J. Park, S. Lee, "Distributed Energy Efficient Fair User Association in Massive MIMO Enabled HetNets," *IEEE communications letters*, vol. 19, no. 10, pp. 1770–1773, October 2015.
- [31] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, November 1998.
- [32] B. Vucetic, J. Yuan, *Space-Time Coding*, Wiley, 2003.
- [33] S. Choe, J. Yoo, "Space-time/space-time-frequency-coding-based MIMO-OFDM over power line channels," *Electronics Letters*, vol. 48, no. 16, pp. 999 - 1010, August 2012.
- [34] Y. Jung, S. Noh, H. Yoon, J. Kim, "Implementation of wireless LAN baseband processor based on space-frequency OFDM transmit diversity scheme," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 51, no. 2, pp. 393 - 398, July 2005.
- [35] B. Mondal, R. W. Heath, "Performance Analysis of Quantized Beamforming MIMO Systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, no. 12, pp. 4753 - 4766, November 2006.
- [36] I. Krikidis, H. A. Suraweera, P. J. Smith, and C. Yuen, "Full-duplex relay selection for amplify-and-forward cooperative networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 11, no. 12, pp. 4381–4393, December 2012.

- [37] E. Kočan, "Rješenja za poboljšanje performansi OFDM relejnih sistema kroz permutaciju podnosilaca," *Doktorska teza*, Univerzitet Crne Gore, Elektrotehnički fakultet, 2011.
- [38] K. Choi, Z. Han, "Device-to-Device Discovery for Proximity-Based Service in LTE-Advanced System," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 33, no. 1, pp. 55 – 66, January 2015.
- [39] L. Chen, S. Han, W. Meng, C. Li, "Optimal Power Allocation for Dual-Hop Full-Duplex Decode-and-Forward Relay," *IEEE Communications Letters*, vol. 19, no. 3, pp. 471 – 474, December 2014.
- [40] N. Sharma, A. Bansal, P. Garg, "Decode-and-forward relaying in mixed η - μ and gamma-gamma dual hop transmission system," *IET Communications*, vol. 10, no. 14, pp. 1769 - 1776, September 2016.
- [41] A. Behnad, X. Gao, X. Wang, "Distributed Resource Allocation for Multihop Decode-and-Forward Relay Systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 64, no. 10, pp. 4821 - 4826, December 2014.
- [42] S. Hwan Kim, S. J. Lee, D. K. Sung, "HARQ Rate Selection Schemes in a Multihop Relay Network With a Delay Constraint," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 64, no. 6, pp. 2333 - 2348, July 2014.
- [43] C. Sun, Y. Cen, C. Yang, "Energy Efficient OFDM Relay Systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 61, no. 5, pp. 1797 - 1809, May 2013.
- [44] I. Hammerstrom, A. Wittneben, "Power Allocation Schemes for Amplify-and-Forward MIMO-OFDM Relay Links," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 8, pp. 1536-1276, August 2007.
- [45] B. Amouri, K. Ghanem, M. Kaddeche, "Hybrid relay selection-based scheme for UWB BANs combining MB-OFDM and decode-and-forward cooperative architectures," *Electronics Letters*, vol. 52, no. 24, pp. 2017 - 2019, November 2016.
- [46] B. Amouri, K. Ghanem, M. Kaddeche, "Joint Power Allocation and Subcarrier-Relay Assignment for OFDM-Based Decode-and-Forward Relay Networks," *IEEE Communications Letters*, vol. 20, no. 11, pp. 2312 - 2315, August 2016.

- [47] D. E. Simmons, J. P. Coon, "Two-Way OFDM-Based Nonlinear Amplify-and-Forward Relay Systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 5, pp. 3808 - 3812, May 2015.
- [48] A. Bravo-Santos, Petar M. Djuric, "Detectors for Cooperative Mesh Networks With Decode-and-Forward Relays," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 63, no. 1, pp. 5 - 17, October 2014.
- [49] A. Bravo-Santos, Petar M. Djuric, "Multihop Relaying for Broadband Wireless Mesh Networks: From Theory to Practice," *IEEE Communications Magazine*, vol. 45, no. 11, pp. 15 - 27, November 2007.
- [50] M. Henrique Marcolino, J. B. Leite, J. R. S. Mantovani, "Optimal Coordination of Overcurrent Directional and Distance Relays in Meshed Networks Using Genetic Algorithm," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 13, no. 9, pp. 2975 - 2982, December 2015.
- [51] E. Hossain, M. Hasan, "5G Cellular: Key Enabling Technologies and Research Challenges," *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, vol. 18, no. 3, pp. 11 - 21, June 2015.
- [52] D. Soldani, A. Manzalini, "Horizon 2020 and Beyond: On the 5G Operating System for a True Digital Society," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 10, no. 1, pp. 32 - 42, March 2015.
- [53] S. Sun, B. Rong, R. Qingyang Hu, Y. Qian, "Spatial Domain Management and Massive MIMO Coordination in 5G SDN," *IEEE Access*, vol. 3, pp. 2238 - 2251, November 2015.
- [54] H. Qilong, L. Shuang, Z. Hongli, "Mobile cloud sensing, big data, and 5G networks make an intelligent and smart world," *IEEE Network*, vol. 29, no. 2, pp. 40-45, April 2015.
- [55] M. Jo, T. Maksymyuk, B. Strykhalyuk, C. Cho, "Device-to-device-based Heterogeneous Radio Access Network Architecture for Mobile Cloud Computing," *IEEE Wireless Communications*, vol. 22, no. 3, pp. 50 - 58, June 2015.
- [56] W. Zhong, Y. Fang, S. Jin, K. Wong, "Joint Resource Allocation for Device-to-Device Communications Underlying Uplink MIMO Cellular Networks," *IEEE*

- Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 33, no. 1, pp. 41 – 54, January 2015.
- [57] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, “Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 50, no.12, pp. 3062-3080, Dec. 2004.
- [58] B. Can, H. Yomo, E. de Carvalho, “Hybrid Forwarding Scheme for Cooperative Relaying in OFDM Based Networks,” in *Proceedings of ICC 06 Conference*, pp. 4520-4525, Istanbul, 2006.
- [59] Y. Yang, H. Hu, J. Xu, G. Mao, “Relay Technologies for WiMAX and LTE-Advanced Mobile Systems,” *IEEE Communications Magazine*, pp. 100-105, no. 10, October 2009.
- [60] C. He, B. Sheng, P. Zhu, D. Wang, Xiaohu, “Energy efficiency comparison between distributed and co-located MIMO systems,” *International Journal of Communication Systems*, vol. 27, no. 1, pp. 81–94, January 2014.
- [61] Y. Nam, L. Liu, J. Zhang, “Cooperative communications for LTE-advanced—relay and CoMP,” *International Journal of Communication Systems*, vol. 27, no. 10, pp. 1616–1625, October 2014, August 2012.
- [62] S. Ma, Y. L. Yang and H. Sharif, “Distributed MIMO Technologies in Cooperative Wireless Networks,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 5, pp. 78-82, May 2011.
- [63] D. Ha, H. Song, “Cooperative diversity scheme using SPC in MIMO-OFDMA system,” *Electronics Letters*, vol. 51, no. 4, pp. 364–366, February 2015.
- [64] D. Ha, H. Song, “An overview of cooperative communications,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 50, no. 6, June 2012.
- [65] Y. W. Peter Hong, W. J. Huang, C. C. J. Kuo, *Cooperative Communications and Networking: Technologies and System Design*, Springer Science & Business Media, 2010.
- [66] V. Garcia, Y. Zhou, J. Shi, “Coordinated Multipoint Transmission in Dense Cellular Networks With User-Centric Adaptive Clustering,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 13, no. 8, pp. 4297 - 4308, April 2014.

- [67] S. Schwarz, M. Rupp, "Exploring Coordinated Multipoint Beamforming Strategies for 5G Cellular," *IEEE Access*, vol. 2, pp. 930 - 946, August 2014.
- [68] F. Guidolin, L. Badia, M. Zorzi, "A Distributed Clustering Algorithm for Coordinated Multipoint in LTE Networks," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 3, no. 5, pp. 517 - 520, April 2014.
- [69] G. Nigam, P. Minero, M. Haenggi, "Coordinated Multipoint Joint Transmission in Heterogeneous Networks," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 62, no. 11, pp. 4134 - 4146, October 2014.
- [70] X. Huang, G. Xue, R. Yu, S. Leng, "Joint Scheduling and Beamforming Coordination in Cloud Radio Access Networks With QoS Guarantees," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 7, pp. 5449 - 5460, August 2015.
- [71] U. Jang, H. Son, J. Park, S. Lee, "CoMP-CSB for ICI Nulling with User Selection," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 10, no. 9, pp. 2982 - 2993, August 2011.
- [72] Y. Yang, B. Bai, W. Chen, L. Hanzo, "A Low-Complexity Cross-Layer Algorithm for Coordinated Downlink Scheduling and Robust Beamforming Under a Limited Feedback Constraint," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 1, pp. 107 - 118, August 2013.
- [73] M. Li, I. B. Collings, S. V. Hanly, C. Liu, P. Whiting, "Multicell Coordinated Scheduling With Multiuser Zero-Forcing Beamforming," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 15, no. 2, pp. 827 - 842, September 2015.
- [74] T. Yamaoka, Y. Hara, N. Fukui, H. Kubo and T. Yamazato, "A Simple Cooperative Relaying with Alamouti Coded Transmission," *IEICE Trans. Commun*, vol. E95-B, no. 2, pp. 643-646, February 2012.
- [75] U. Urosevic, Z. Veljovic, M. Pejanovic-Djurisic, "A New Solution for Simple Cooperative Relaying," *Wireless Personal Communications*, vol. 75, no. 2, pp. 1235-1250, Springer, March 2014.
- [76] Z. Veljovic, U. Urosevic, "Increasing Code Rate of the Cooperative Relaying with Virtual OSTBC," *Wireless Personal Communications*, vol. 83, no. 1, pp. 399-410, Springer, July, 2015.

- [77] H. A. Suraweera, G. K. Karagiannidis and P. J. Smith, "Performance of the dual-hop asymmetric fading channel," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 6, pp. 2783-2788, June 2009.
- [78] Z. Veljovic, U. Urosevic, "New Solutions for Cooperative Relaying Implementation of OSTBC with 3/4 Code Rate," *Wireless Personal Communications*, ISSN: 0929-6212 (Print Version), ISSN: 1572-834X (Electronic Version), Vol. 92, Issue 1, pp. 51-61, Springer, January, 2017.
- [79] U. Urosevic, Z. Veljovic, "Improving BER performance of virtual QOSTBC," *Wireless Networks*, vol. 22, no. 8, pp. 2649–2657, Springer, November 2016.
- [80] U. Urosevic, Z. Veljovic, "New Solutions for Distributed Realization of 8x1 MISO channel with QOSTBC," *Wireless Personal Communications*, ISSN: 0929-6212 (Print Version), ISSN: 1572-834X (Electronic Version), Vol. 97, Issue 2, pp. 1799-1812, Springer, November 2017.

KRATKA BIOGRAFIJA

Uglješa Dragana Urošević rođen je 1986. godine u Nikšiću. Osnovnu školu završio je u Nikšiću. Srednju školu (gimnaziju, prirodno-matematički smjer) završio je u Nikšiću 2005. godine. Tokom školovanja učestvovao je i osvajao nagrade na brojnim takmičenjima iz matematike. Dobitnik je diplome Luča u osnovnoj i srednjoj školi.

Po završetku gimnazije, upisao je Elektrotehnički fakultet na Univerzitetu Crne Gore na kojem je, na smjeru Elektronika, telekomunikacije i računari, stekao diplomu STEPEN BACHELOR (BSc) juna 2008. godine (prosječna ocjena 9.95), nakon čega je na istom fakultetu, upisao specijalističke studije na smjeru Telekomunikacije, na kojem je jula 2009. godine odbranio specijalistički rad: "Multi-carrier CDMA sistemi", i na taj način stekao diplomu STEPEN SPECIJALISTE (Spec. Sci) Elektronike, telekomunikacija i računara (prosječna ocjena A). Maja 2011. godine je odbranio magistarski rad: "MIMO tehnike u mobilnim radio sistemima narednih generacija", i na taj način stekao diplomu STEPEN MAGISTRA (MSc) Elektronike, telekomunikacija i računara (prosječna ocjena 10).

Tokom studija je bio najbolji student u studijskoj 2007/2008 godini na Elektrotehničkom fakultetu. Dobitnik je Plakete Univerziteta Crne Gore za najboljeg diplomiranog studenta u oblasti tehničkih, prirodno-matematičkih i medicinskih nauka, 2009. god. Takođe, primio je Nagradu opštine Podgorica za izuzetan uspjeh u studiranju ("Decembarska nagrada"), kao i Nagradu opštine Nikšić za izuzetan uspjeh u studiranju ("Septembarska nagrada"). Doktorske studije, smjer Telekomunikacije, upisao je 2011 god. Od decembra 2009. god. radi na Elektrotehničkom fakultetu kao saradnik u nastavi.

Tokom doktorskih studija bio je na mobilnostima na sledećim naučno-istraživačkim ustanovama: EPFL (Ecole Polytechnique Federale de Lausanne, Lozana, Švajcarska), FER (Fakultet elektrotehnike i računarstva, Sveučilište u Zagrebu), Aalborg University-Center for TeleInFrastructure (Aalborg, Danska).

Publikovao je 6 radova u međunarodnim časopisima (sa SCI liste, sa ukupnim impact faktorom 5.9) i preko 40 radova u ostalim međunarodnim i regionalnim časopisima i konferencijama.

IZJAVA O AUTORSTVU

Potpisani: Uglješa Urošević

Broj indeksa: 4/2011

Izjavljujem

da je doktorska disertacija pod naslovom

Rješenja za poboljšanje performansi kooperativnih relejnih sistema sa distribuiranim MIMO tehnikama

- rezultat sprovedenog naučno istraživačkog rada,
- da predložena disertacija ni u cjelini ni u djelovima nije bila predložena za dobijanje bilo kakve diplome prema studijskim programima drugih ustanova visokog obrazovanja,
- da su rezultati korektno navedeni, i
- da nijesam povrijedio autorska i druga prava intelektualne svojine koja pripadaju trećim licima.

U Podgorici, jul 2017.

Potpis doktoranda



IZJAVA O ISTOVJETNOSTI ŠTAMPE I ELEKTRONSKE VERZIJE DOKTORSKOG RADA

Ime i prezime autora: Uglješa Urošević

Broj indeksa/upisa: 4/2011

Studijski program: Telekomunikacije

Naslov rada: **Rješenja za poboljšanje performansi kooperativnih relejnih sistema sa distribuiranim MIMO tehnikama**

Mentor: Prof. dr Zoran Veljović

Potpisani: Uglješa Urošević

Izjavljujem da je štampana verzija mog doktorskog rada istovjetna elektronskoj verziji koju sam predao za objavljivanje u Digitalni arhiv Univerziteta Crne Gore.

Istovremeno izjavljujem da dozvoljavam objavljivanje mojih ličnih podataka u vezi sa dobijanjem akademskog naziva doktora nauka, odnosno zvanja doktora umjetnosti, kao što su ime i prezime, godina i mjesto rođenja, naziv disertacije i datum odbrane rada.

U Podgorici, jul 2017.

Potpis doktoranda



IZJAVA O KORIŠĆENJU

Ovlašćujem Univerzitetsku biblioteku da u Digitalni arhiv Univerziteta Crne Gore pohrani moju doktorsku disertaciju pod naslovom:

Rješenja za poboljšanje performansi kooperativnih relejnih sistema sa distribuiranim MIMO tehnikama

koja je moje autorsko djelo.

Disertaciju sa svim priložima predao sam u elektronskom formatu pogodnom za trajno arhiviranje.

Moju doktorsku disertaciju pohranjenu u Digitalni arhiv Univerziteta Crne Gore mogu da koriste svi koji poštuju odredbe sadržane u odabranom tipu licence Kreativne zajednice (Creative Commons) za koju sam se odlučio.

1. Autorstvo
2. Autorstvo – nekomercijalno
3. Autorstvo – nekomercijalno – bez prerade
4. Autorstvo – nekomercijalno – dijeliti pod istim uslovima
5. Autorstvo – bez prerade
6. Autorstvo – dijeliti pod istim uslovima

U Podgorici, jul 2017.

Potpis doktoranda



1. Autorstvo – Dozvoljavate umnožavanje, distribuciju i javno saopštavanje djela, i prerade, ako se navede ime autora na način određen od strane autora ili davaoca licence, čak i u komercijalne svrhe. Ovo je najslobodnija od svih licenci.
2. Autorstvo – nekomercijalno. Dozvoljavate umnožavanje, distribuciju i javno saopštavanje djela, i prerade, ako se navede ime autora na način određen od strane autora ili davaoca licence. Ova licenca ne dozvoljava komercijalnu upotrebu djela.
3. Autorstvo – nekomercijalno – bez prerade. Dozvoljavate umnožavanje, distribuciju i javno saopštavanje djela, bez promjena, preoblikovanja ili upotrebe djela u svom djelu, ako se navede ime autora na način određen od strane autora ili davaoca licence. Ova licenca ne dozvoljava komercijalnu upotrebu djela. U odnosu na sve ostale licence, ovom licencom se ograničava najveći obim prava korišćenja djela.
4. Autorstvo – nekomercijalno – dijeliti pod istim uslovima. Dozvoljavate umnožavanje, distribuciju i javno saopštavanje djela, i prerade, ako se navede ime autora na način određen od strane autora ili davaoca licence i ako se prerada distribuira pod istom ili sličnom licencom. Ova licenca ne dozvoljava komercijalnu upotrebu djela.
5. Autorstvo – bez prerade. Dozvoljavate umnožavanje, distribuciju i javno saopštavanje djela, bez promjena, preoblikovanja ili upotrebe djela u svom djelu, ako se navede ime autora na način određen od strane autora ili davaoca licence. Ova licenca dozvoljava komercijalnu upotrebu djela.
6. Autorstvo – dijeliti pod istim uslovima. Dozvoljavate umnožavanje, distribuciju i javno saopštavanje djela, i prerade, ako se navede ime autora na način određen od strane autora ili davaoca licence i ako se prerada distribuira pod istom ili sličnom licencom. Ova licenca dozvoljava komercijalnu upotrebu djela i prerada. Slična je softverskim licencama, odnosno licencama otvorenog koda.