



**UNIVERZITET CRNE GORE
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET**

Elvis Salković

**ANALIZA UTICAJA ICI NA PERFORMANSE OFDM DF
RELEJNIH SISTEMA**

MAGISTARSKI RAD

Podgorica, 2015.

PODACI I INFORMACIJE O MAGISTRANTU

Ime i prezime: Elvis Salković
Datum i mjesto rođenja: 09.03.1988, Bijelo Polje, Crna Gora
Završene osnovne studije: Elektrotehnički fakultet u Podgorici, 2011.

INFORMACIJE O MAGISTARSKOM RADU

Naziv postdiplomskih studija: Postdiplomske magistarske akademske studije iz oblasti telekomunikacija
Naslov rada: Analiza uticaja ICI na performanse OFDM DF relejnih sistema
Fakultet: Elektrotehnički fakultet u Podgorici

UDK, OCJENA I OBRANA MAGISTARSKOG RADA

Datum prijave magistarskog rada: 06.03.2014.

Datum sjednice Vijeća na kojoj je prihvaćena tema: 05.06.2014.

Komisija za ocjenu teme i podobnosti magistranta: Prof. dr Milica Pejanović-Đurišić

Prof. dr Zoran Veljović

Prof. dr Ana Jovanović

Mentor: Prof. dr Milica Pejanović-Đurišić

Komisija za ocjenu rada: Prof.dr Ana Jovanović

Prof.dr Milica Pejanović- Đurišić

Doc.dr Enis Kočan

Komisija za odbranu rada: Prof.dr Ana Jovanović

Prof.dr Milica Pejanović- Đurišić

Doc.dr Enis Kočan

Datum odbrane: 09.10.2015.

Izvod rada

U ovoj tezi su analizirane performanse OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) DF (*Decode-and-Forward*) relejnih sistema sa dva hopa, u uslovima vremenske selektivnosti mobilnog radio kanala na drugom hopu. Nakon opisa motiva za uvođenje releja u arhitekturu bežičnih komunikacionih sistema, opisane su karakteristike vremenski selektivnog mobilnog radio kanala, a zatim je razmatrana pojava interferencije između OFDM podnosilaca (ICI - *Intercarrier Interference*) koja nastaje kao posledica vremenske selektivnosti radio kanala. Primjenom analitičkog modela za izračunavanje vjerovatnoće greške po bitu (BER - *Bit Error Rate*) performansi OFDM DF relejnih sistema, dobijeni su rezultati koji prižaju uvid u nivo negativnog uticaja ICI na performanse razmatranog relejnog sistema. U tezi su opisana rješenja za smanjenje negativnog uticaja ICI na performanse OFDM DF relejnog sistema. Razmatrane su tehnike oblikovanja impulsa (Poboljšani podignuti kosinus, Sinc snaga i Poboljšana sinc snaga) kao efikasno rješenje za prevazilaženje problema degradacije BER performansi usled uticaja ICI. Na bazi dobijenih rezultata BER performansi OFDM DF relejnog sistema sa implementiranom tehnikom oblikovanja impulsa, Poboljšana sinc snaga je identifikovana kao optimalno rješenje oblikovanja impulsa. Time je pokazano da je implementiranjem tehnika oblikovanja impulsa moguće na jednostavan način smanjiti degradaciju performansi, odnosno stvoriti dobre uslove za prenos podataka velikim brzinama i u uslovima izražene mobilnosti korisnika.

Abstract

This thesis analyses the performance of dual-hop Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) Decode-and-Forward (DF) relay systems in scenario with time-selective mobile radio channel on the second hop. After the description of the motives of introducing relays in architecture of wireless communication systems, the characteristics of time selective mobile relay system of the channel are described, and then appearance of intercarrier interference (ICI) between OFDM subcarriers is analyzed, which occurs as a consequence of time selectivity of radio channel. By applying analytical model for derivation of bit error rate (BER) performance of OFDM relay systems, results, which provide the insight into the level of negative impact of ICI on performance of the considered relay system, are obtained. The thesis describes solutions for reduction of negative impact of ICI on performance of OFDM DF relay system. Pulse shaping techniques (Better Than Raised Cosine – BTRC, Sinc Power - SP, Improved Sinc Power - ISP) are considered as an efficient solution for overcoming the problem of BER degradation due to the impact of ICI. On the basis of the obtained results of BER performances of OFDM DF relay system with implemented Pulse shaping techniques, Improved Sinc Power is identified as the optimal solution of pulse shaping. It was shown that, by implementing pulse shaping techniques, it is possible to reduce degradation of performances in a simple manner, thus creating proper conditions for fast transmission of data under high mobility conditions of the user.

Sadržaj

LISTA SKRAĆENICA.....	1
FUNKCIJE.....	3
KORIŠĆENE OZNAKE.....	3
UVOD.....	4
1. OFDM DF RELEJNI SISTEMI.....	8
1.1. Relejni sistemi.....	9
1.2. Vrste releja.....	11
1.3. Koncept OFDM paralelne transmisione šeme.....	13
1.4. OFDM DF releji	16
1.5. Moguće primjene i scenariji korišćenja OFDM DF relejne tehnologije.....	18
1.5.1. Ruralne oblasti	18
1.1.1. Urban Hot Spot.....	19
1.1.2. Dead spot.....	20
1.1.3. Indor Hot Spot.....	21
1.1.4. Grupna mobilnost	22
2. VREMENSKI SELEKTIVAN MOBILNI RADIO KANAL	24
2.1. <i>Multipath</i> prostiranje signala i modelovanje bežičnog propagacionog okruženja.....	25
2.2. Vremenski selektivni radio kanali	29
2.3. Doppler-ov pomjeraj.....	30
2.4. Funkcija gustine vjerovatnoće Doppler-ovog pomjeraja frekvencije	32
3. ICI U OFDM DF RELEJNOM SISTEMU	38
3.1. Model sistema	40
3.2. BER performanse OFDM DF relejnog sistema.....	42
3.3. Analiza BER performansi OFDM DF relejnog sistema	47
3.4. Oblikovanje impulsa u cilju redukcije ICI u OFDM sistemima.....	52
3.5. Razmatrani impulsni oblici	54
3.6. BER performanse OFDM DF relejnog sistema sa implementiranom tehnikom oblikovanja impulsa u mobilnom radio kanalu.....	57
3.7. Analiza BER performansi OFDM DF relejnog sistema sa implementiranom tehnikom oblikovanja impulsa u mobilnom radio kanalu	58
ZAKLJUČAK	68

REFERENCE	71
------------------------	----

LISTA SKRAĆENICA

2G	<i>Second Generation</i>
3G	<i>Third Generation</i>
3GPP	<i>Third Generation Partnership Project</i>
4G	<i>Fourth Generation</i>
ADSL	<i>Asymmetric DSL</i>
AF	<i>Amplify and Forward</i>
ARQ	<i>Automatic Repeat reQuest</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
BTRC	<i>Better Than Raised Cosine</i>
CRC	<i>Cyclic Redundancy Check</i>
D	<i>Destination</i>
DAB	<i>Digital Audio Broadcoasting</i>
DeNB	<i>Donor eNode B</i>
DF	<i>Decode and Forward</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transformation</i>
DMT	<i>Discrete Multitone Modulation</i>
DSL	<i>Digital Subscriber Line</i>
DVB-T	<i>Digital VideoBroadcasting – Terrestrial</i>
eNB	<i>eNode B</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transformation</i>
GI	<i>Guard Interval</i>
HARQ	<i>Hybrid automatic repeat request</i>
HIPERLAN	<i>High Performance Radio Local Area Network</i>
ICI	<i>Inter-carrier Interference</i>

ID	<i>Identity</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transformation</i>
IMT-Advanced	<i>International Mobile Telecommunications-Advanced</i>
ISI	<i>Intersymbol Interference</i>
ISP	<i>Improved Sinc Power</i>
LOS	<i>Line of Sight</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
LTE-Advanced	<i>Long Term Evolution-Advanced</i>
MAN	<i>Metropolitean Area Networks</i>
MCM	<i>Multi-Carrier Modulation</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
M-PSK	<i>m-ary Phase Shift Keying</i>
<i>m</i> -QAM	<i>m-ary Quadrature Apmlitude Modulation</i>
NLOS	<i>Non-Line of Sight</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
PDF	<i>Probability Density Function</i>
PAPR	<i>Peak-to-Average Power Ratio</i>
S	<i>Source</i>
SINR	<i>Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
SP	<i>Sinc Power</i>
WBMCS	<i>Wireless Broadband Multimedia Communications Systems</i>
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
WLAN	<i>Wireless Local Area Networks</i>

FUNKCIJE

$\delta(\cdot)$	<i>Delta funkcija</i>
$\Im\{\cdot\}$	<i>Imaginarni dio argumenta</i>
$I_n(x)$	<i>Modifikovana Beselova funkcija n-tog reda prve vrste</i>
$p(\cdot)$	<i>Funkcija gustine vjerovatnoce - PDF</i>
$Prob(\cdot)$	<i>Vjerovatnoća</i>
$Q(\cdot)$	<i>Markum Q funkcija</i>
$\Re\{\cdot\}$	<i>Realni dio argumenta</i>
$ \cdot $	<i>Moduo argumenta</i>

KORIŠĆENE OZNAKE

$g(t)$	<i>Slabljenje koje unosi kanal u posmatranom trenutku t</i>
$h(t)$	<i>Slabljenje koje unosi kanal u posmatranom trenutku t</i>
g	<i>Funkcija prenosa kanala (podnosioca)</i>
h	<i>Funkcija prenosa kanala (podnosioca)</i>
L	<i>Broj multipath komponenti</i>
N	<i>Broj podnosilaca OFDM sistema</i>
n	<i>Bijeli Gauss-ov šum</i>
N	<i>Bijeli Gauss-ov šum (domen učestanosti OFDM sistema)</i>
P_e, P_b	<i>Vjerovatnoca greške po bitu</i>
γ	<i>Trenutni odnos signal/šum</i>
$\bar{\gamma}$	<i>Srednja vrijednost odnosa signal/(šum+interferencija)</i>
Γ	<i>Srednja vrijednost odnosa signal/šum</i>
N_0	<i>Varijansa bijelog Gauss-ovog šuma</i>
Ψ	<i>Srednja vrijednost odnosa interferencija/signal</i>
$w(t)$	<i>Funkcija za oblikovanje impulsa</i>

UVOD

Intenzivan razvoj radio-komunikacionih sistema otvorio je mogućnost korišćenja niza servisa koji su donedavno bili dostupni samo korisnicima fiksnih komunikacionih sistema. Pristup Internetu i raznovrsnost raspoloživih servisa edukativnog, poslovnog i zabavnog karaktera i mogućnost njihovog korišćenja bilo kada i bilo gdje nedvosmisleno svjedoči o velikom društvenom značaju novih radio-telekomunikacionih tehnologija. Masovnost korišćenja *web* baziranih servisa i multimedijalnih aplikacija zahtijeva unapređenje sistema koje će omogućiti pomjeranje granica dostupnih brzina prenosa, kapaciteta i garantovanog kvaliteta servisa mobilnih bežičnih komunikacionih sistema novih generacija. Veliki broj dostupnih terminala naprednih karakteristika čije su dimenzije dovoljno male da omogućavaju mobilnost, i dovoljno velike da omogućavaju solidnu konformnost prilikom korišćenja dodatno doprinosi prihvatanju novih tehnoloških rješenja od strane korisnika [15].

U ispunjenju očekivanja i zahtjeva korisnika, pred istraživačima i projektantima mobilnih bežičnih mreža se nalaze značajni izazovi i problemi, koji su prije svega vezani za prirodu mobilnog radio kanala. Jedan od prvih zahtjeva je izbor odgovarajuće tehnike prenosa koja ima potencijal da omogući ostvarivanje željenih brzina prenosa podataka u uslovima gotovo uvijek prisutnog *feedinga* u mobilnom radio kanalu. Ortogonalno frekvencijsko multipleksiranje (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* - OFDM) je modulaciona tehnika koja čini mogućim prenos podataka velikim brzinama i predstavlja kvalitetno rješenje za prevazilaženje problema vezanih za prenos signala kroz radio kanal [3, 5, 8]. Upotreba OFDM-a pomaže u ublažavanju negativnog uticaja *multipath* propagacije na prenos signala na jednostavan i efikasan način, bez povećanja kompleksnosti sistema. Prednosti koje nudi OFDM bile su opredjeljujuće pri izboru optimalne tehnike prenosa podataka na fizičkom nivou u brojnim standardizovanim bežičnim komunikacionim sistemima, kao što su DAB (*Digital Audio Broadcasting*), DVB (*Digital Video Broadcasting*), WLAN mreže (IEEE 802.11a/g/n) [3, 15].

Kada su u pitanju mreže nove generacije, osim što je cilj omogućavanje prenosa podataka velikom brzinom, naporu istraživača su usredsređeni i na omogućavanje korišćenja servisa svim korisnicima uz postizanje zadovoljavajućeg kvaliteta. U cilju postizanja ovih ciljeva potrebno je razmotriti mogućnosti za povećanje kapaciteta sistema i proširenje zona pokrivanja baznih

stanica. Jedno od mogućih rješenja je u primjeni šireg frekvencijskog opsega u mobilnim radio-komunikacionim sistemima [15, 34]. Međutim, prenos podataka po proširenom spektru podrazumijeva funkcionisanje sistema na veoma visokim radnim učestanostima na kojima su propagacioni uslovi neuporedivo nepovoljniji od propagacionih uslova na nižim radnim učestanostima. Zbog velikih gubitaka uslijed propagacije signala na visokim radnim učestanostima, domet bazne stanice bi bio značajno smanjen, čime bi za pokrivanje jedne oblasti bio potreban veliki broj baznih stanica, što nije povoljno ni sa aspekta troškova razvoja mreže ni sa aspekta uštede energije [9]. Ni druga predložena rješenja, kao što su primjena OFDM-a u kombinaciji sa višestrukim primopredajnim antenama, zatim procesiranje signala i upotreba kodova za detekciju i korekciju greške, ne omogućavaju potpuno prevazilaženje problema kapaciteta i pokrivenosti [15]. U tom kontekstu, pokazuje se da implementacija relejnih tehnologija predstavlja rješenje koje može odgovoriti na postavljene visoke sistemske zahtjeve u pogledu kvaliteta servisa u budućim mobilnim radio mrežama.

Primjena relejnih sistema omogućava povećanje ukupnog kapaciteta ćelije i dometa bazne stanice, što u konačnom znači postizanje većeg kvaliteta servisa. Ovo napredno tehnološko rješenje se realizuje uvođenjem jedne ili više relejnih stanica koje učestvuju u procesu komunikacije između izvora i destinacije. Među različitim rješenjima relejnog prosleđivanja signala mogu se izdvojiti dva koja su osnova za ostale: Pojačaj i proslijedi (*Amplify-and-Forward* – AF) i Dekodiraj i proslijedi (*Decode-and-Forward* – DF). Suština je u tome da relejna stanica prima signal koji šalje izvor informacije, obavlja odgovarajuću obradu tog signala (pojačanje kod AF relejnog prosleđivanja i dekodiranje kod DF relejnog prosleđivanja), zatim signal prosleđuje prema destinaciji.

Koncept relejne tehnologije razvijen je 1970-ih i ranih 1980-ih. Prvi put je proces komunikacije u kojem učestvuju tri čvora opisao Van Der Meulen [10, 15]. Nakon prvih studija koje su se bavile relejnim prosleđivanjem, koncept je dugo bio zapostavljen, čemu je razlog bio u nedostatku motiva za istraživanje zbog nepostojanja aplikacija koje bi zahtijevale prenos podataka velikim brzinama [10]. Danas, imajući u vidu raznovrsnost i brojnost multimedijalnih aplikacija i tendenciju rasta zahtjeva za visokim brzinama prenosa od strane privatnog i javnog sektora, nije teško predvidjeti perspektivu pozicije relejne tehnologije u sistemima nove generacije. Relejnoj tehnologiji već pripada ključno mjesto u arhitekturi savremenih mobilnih radio-komunikacionih mreža. To je dovoljan razlog za ekspanziju istraživanja o relejnim

tehnologijama. Ono što dodatno podstiče intenzivne napore istraživača je otvorena mogućnost korišćenja relejne tehnologije u kombinaciji sa OFDM-om. Uz dobre karakteristike OFDM-a, koje podrazumijevaju veoma velike brzine prenosa, i uz relejnu tehnologiju, čijim korišćenjem se povećava kapacitet i pokrivenost, stvara se odlična osnova za omogućavanje prenosa podataka velikim brzinama kako korisnicima koji su bliži baznoj stanici, tako i onim korisnicima koji se nalaze na ivici ćelije.

I pored svih dobrih karakteristika releja u kombinaciji sa OFDM-om, mobilnost korisnika kojeg opslužuje relejna stanica može biti uzrok značajnih degradacija kvaliteta komunikacije. Iako veoma efikasno rješava probleme koji nastaju kao rezultat frekvencijske selektivnosti kanala, OFDM je veoma osjetljiv na efekte koje prouzrokuje vremenska selektivnost kanala. Naime, Doppler-ov efekat, koji nastaje zbog vremenske selektivnosti kanala, narušava ortogonalnost između OFDM podnosilaca i javlja se interferencija (*Intercarrier Interference-ICI*). *Multipath* prostiranje signala dodatno otežava situaciju uslijed činjenice da veliki broj različito oslabljenih komponenti dolazi do prijemnika pod različitim uglovima, pa su različiti i Doppler-ovi pomjeraji, čime je onemogućena njihova jednostavna kompenzacija. Ova pojava negativno utiče na vjerovatnoću greške po bitu (*Bit Error Rate - BER*) OFDM sistema, tako da je neophodno imati adekvatan odgovor na neželjenu interferenciju između OFDM podnosilaca. U literaturi postoje predlozi različitih tehnika za smanjivanje uticaja interferencije, uključujući i tehniku oblikovanja impulsa u vremenskom domenu. Pri tome se u OFDM sistemu tehnika oblikovanja impulsa može efikasno implementirati bez obzira na broj podnosilaca i modulaciju koja se koristi na pojedinačnim podnosiocima [25]. Ipak, i pored toga što postoji nekoliko različitih opisanih pristupa u implementaciji ideje o unapređenju performansi OFDM relejnih sistema korišćenjem tehnika oblikovanja impulsa, u literaturi nedostaje analitički pristup koji bi omogućio utvrđivanje egzaktnog nivoa poboljšanja performansi sa stanovišta BER-a.

U ovom radu će osnovni cilj biti predstavljanje rezultata istraživačkog rada na analizi BER performansi OFDM zasnovanih DF relejnih sistema, uz pretpostavku značajne mobilnosti krajnjeg korisnika, odnosno vremenske selektivnosti kanala. Razmatra se scenario kada uskopojasna fading statistika ima Rice-ovu raspodjelu na prvom hopu, što odgovara situaciji u kojoj je relejna stanica postavljena tako da postoji linija direktne vidljivosti između izvora (bazna stanica) i releja. Kada je riječ o drugom hopu, tj. linku između relejne stanice i destinacije (korisnički terminal), razmatrana su dva scenarija, sa vremenski selektivnim Rayleigh-jevim i

vremenski selektivnim Rice-ovim fading kanalom. Izvršeno je upoređivanje dobijenih rezultata BER performansi za različite fading statistike na prvom i drugom hopu, na osnovu čega su potom analizirani efekti primjene tehnike oblikovanja impulsa u cilju smanjivanja uticaja ICI.

Osim što analiza pruža uvid u stepen narušenosti BER performansi sistema zbog izražene mobilnosti korisnika, odnosno vremenske selektivnosti kanala, pokazuju se i konkretni efekti korišćenja tehnika oblikovanja impulsa u smislu poboljšanja BER performansi OFDM DF sistema u posmatranim uslovima. Tako se pokazuje da razmatrano rješenje za smanjivanje uticaja ICI ublažava probleme osjetljivosti OFDM sistema na vremensku selektivnost *multipath* kanala, čime se omogućava iskorišćenje velikog potencijala OFDM baziranih relejnih sistema u pogledu brzine prenosa i u uslovima značajne mobilnosti krajnjeg korisnika. Na osnovu rezultata koji su predstavljeni u ovom radu izvršena je i identifikacija optimalnog rješenja baziranog na posmatranim tehnikama oblikovanja impulsa kojim se postiže poboljšanje performansi OFDM DF relejnih sistema u razmatranim komunikacionim scenarijima.

1. OFDM DF RELEJNI SISTEMI

Posljednjih godina napori istraživača su usmjereni u pravcu poboljšanja karakteristika mobilnih telekomunikacionih mreža, kako bi se omogućila podrška što je većem broju servisa i aplikacija sa nivoom kvaliteta koji nije slabiji od onog koji se postiže u fiksnim telekomunikacionim mrežama. U principu, zahtjevi se svode na stvaranje uslova za prenos podataka velikim brzinama, uz povećanje kapaciteta i proširenje zone pokrivanja sistema.

U funkcionisanju takvih mobilnih radio-komunikacionih sistema, od kojih se očekuje da podrže prenos podataka brzinama koje dostižu i nekoliko stotina megabita u sekundi, postoje značajni praktični problemi u specifičnim uslovima koji su posledica prirode mobilnog radio kanala. Jedan od najvećih je *multipath* propagacija koju karakteriše činjenica da se signal na mjestu prijema sastoji od velikog broja slučajnih komponenti koje su rezultat refleksija od prepreka između predajnika i prijemnika. Upravo postojanje ovako složenog signala na mjestu prijema dovodi do pojave intersimbolske interferencije (*Intersymbol Interference* - ISI), odnosno dolazi do ugrožavanja tačnosti prenosa digitalnih signala. ISI, kao rezultat vremenske disperzivnosti, odnosno izražene frekvencijske selektivnosti kanala, prouzrokuje značajne degradacije performansi mreže i jedna je od najvećih prepreka postizanja velikih brzina prenosa [1], [2].

Jedno od veoma efikasnih rješenja za prevazilaženje problema ISI koju prouzrokuje *multipath* propagacija je u implementaciji ortogonalnog frekvencijskog multipleksiranja [5]. OFDM predstavlja tehniku modulacije kod koje se sekvenca podataka dijeli na paralelne podtokove koji se prenose po preklapajućim podnosiocima. OFDM je komunikaciona tehnologija kod koje se ublažavanje negativnog uticaja *multipath* fadinga postiže bez korišćenja komplikovanih adaptivnih ekvilajzera, čime je omogućen dizajn širokopojasnog sistema uz minimalnu kompleksnost [3], [5]. Pored efikasnog načina redukcije uticaja ISI, OFDM karakteriše i jednostavna implementacija, velika spektralna efikasnost, mogućnost adaptivnog opterećenja podnosilaca, kompaktan i jeftin hardver. Zbog navedenih karakteristika ova veoma atraktivna modulaciona tehnika je našla primjenu u velikom broju sistema kao što su WLAN (*Wireless Local Area Networks*), mobilni komunikacioni sistemi četvrte generacije i drugi.

OFDM tehnologija, uz sve prednosti koje joj daju karakter naprednog rješenja, nije dovoljna za prevazilaženje svih izazova uzrokovanim zahtjevima za prenosom podataka velikim brzinama u mobilnim radio-komunikacionim sistemima [3]. Uz takvu naprednu transmisionu tehniku, potrebne su i značajne modifikacije arhitektura bežičnih mreža [4]. U tom smislu, uvode se relejne tehnologije koje dodatno stvaraju uslove za odgovor na visoke zahtjeve za boljom distribucijom i prijemom signala od i prema korisnicima, kao i na zahtjeve za kvalitetnijim pokrivanjem u okvirima pojedinačnih ćelija i ukupne mreže.

U ovoj Glavi najprije je predstavljen koncept relejnog prosleđivanja. Nakon uvodog dijela u kome se govori o motivima implementacije relejne tehnologije i potencijalnim dobrim stranama uvođenja releja, dat je kratak opis razvoja OFDM tehnike, što će poslužiti kao uvod u opis pojedinosti OFDM baziranog relejnog prosleđivanja. Posebna pažnja je posvećena OFDM zasnovanim DF relejnim stanicama, principu rada ove vrste relejnih stanica, kao i dobrim stranama implementacije OFDM DF releja. U cilju sagledavanja značaja uvođenja releja u arhitekturu mobilnih bežičnih mreža opisani su različiti scenariji korišćenja releja, a data je i njihova klasifikacija po više različitih osnova.

1.1. Relejni sistemi

Od mobilnih bežičnih mreža četvrte generacije se očekuje da podrže prenos podataka brzinama koje značajno prevazilaze brzine koje su dostupne u mrežama treće generacije, što utiče na ograničenje snage, jer za dati transmisioni nivo snage, energija simbola, a time i bita, opada linearno sa rastom brzine prenosa [9]. S druge strane, za mreže četvrte generacije predviđeno je korišćenje frekvencijskog opsega iznad 2 GHz koji koriste 3G sistemi [9, 34]. Radio propagacija na tako visokim radnim frekvencijama neizostavno je praćena velikim slabljenjem signala sa porastom rastojanja između izvora informacije i destinacije. To je ozbiljan ograničavajući faktor koji čini radio propagaciju u ovom opsegu značajno osjetljivijom i utiče na smanjenje maksimalno ostvarivog dometa bazne stanice. Na taj način smanjenje oblasti pokrivanja bazne stanice iziskuje potrebu uvođenja novih baznih stanica kako bi se popunile sjenke u pokrivenosti, što je veoma nepovoljno sa aspekta ekonomske isplativosti i kompleksnosti arhitekture mreže. Naročita nepovoljnost korišćenja velikog broja baznih stanica je izražena u urbanim oblastima zbog teškoće obezbjeđivanja kako lokacija, tako i žičnog

backhaul linka realizovanog korišćenjem optičkih vlakana. Zahtjevi za kvalitetnim pokrivanjem dodatno dobijaju na kompleksnosti uzimanjem u obzir i zahtjeva i očekivanja korisnika u pogledu sve većih brzina prenosa i sve većeg kapaciteta.

U tom kontekstu, relejne tehnologije predstavljaju rješenje kojim se efektivno povećavaju pokrivenost i propusnost sistema. Relejni prenos može biti ostvaren uz korišćenje jedne ili nekoliko relejnih stanica posredstvom kojih se ostvaruje veza između korisničke opreme i bazne stanice. Nakon odgovarajuće obrade signala koji je primljen na relejnoj stanici, vrši se njegovo prosleđivanje prema destinaciji.

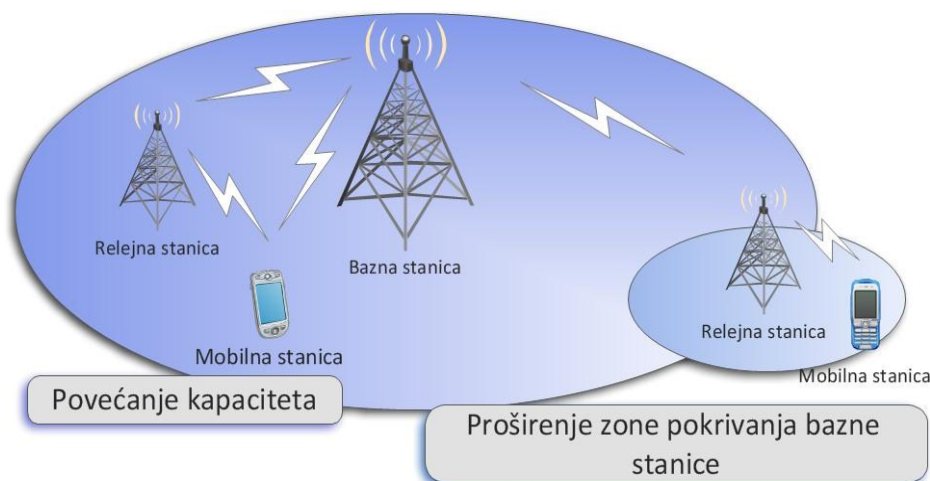
Teorijska osnova koncepta relejne tehnologije je razvijena 1970-ih i ranih 1980-ih. Prvi put je mogućnost komunikacije tri čvora opisana od strane Van Der Meulen-a, nakon čega su se Cover i El Gamal bavili izračunavanjem performansi ovakvog relejnog sistema [10, 15]. Decenijama nakon prvih studija o relejnom prosleđivanju koncept je bio zapostavljen. Nakon dugog perioda, pojava brojnih aplikacija ne samo da otvara prostor za korišćenje releja, već ovaj koncept postaje neophodno rješenje za poboljšanje arhitekture sistema u cilju zadovoljenja velikih zahtjeva korisnika, uz minimalno povećanje kompleksnosti mreže.

Uvođenje releja u arhitekturu mobilnih mreža četvrte generacije povoljno je iz više razloga. Osim što se poboljšanje arhitekture mreža postiže bez velikog povećanja kompleksnosti sistema, implementacija releja je i ekonomski opravdana. Ekonomska opravdanost ovog koncepta se zasniva na pogodnosti da relejne stanice nisu povezane sa kičmom mreže fiksnim linkovima za koje su potrebna značajna ulaganja. Veza relejnih stanica sa baznom stanicom, izvorom informacije, ostvaruje se bežičnim linkovima. Osim toga, konvencionalne celularne mreže imaju ćelije čiji je prečnik značajno veći od prečnika ćelija relejnih stanica. Manja oblast koju pokrivaju relejne stanice znači i manju potrošnju snage, što je dodatna prednost sa aspekta zaštite životne sredine i sa aspekta ekonomske isplativosti. Kako ćelije koje pokrivaju releji imaju male dimenzije, njihovim implementiranjem se uspješno rješava problem pokrivenosti za velike brzine prenosa u velikim ćelijama. Veća pogodnost u pogledu jednostavnosti implementacije u odnosu na bazne stanice bazirana je na činjenici da su relejne stanice manjih dimenzija, što čini njihovu implementaciju znatno lakšom. Dodatno, objekat na kojem se nalazi relejna stanica ne mora biti toliko visok kao u slučaju baznih stanica, čime se direktno utiče na smanjenje operativnih troškova za podizanje visokih tornjeva.

Pored brojnih prednosti, relejne stanice imaju i određene nedostatke. Nedostaci implementacije relejnih stanica kao što su povećana kompleksnost bazne stanice-izvora informacije zbog dodatnih *scheduling* funkcija, veće signalizaciono zaglavlje, veliko kašnjenje od kraja do kraja i povećanje interferencije ipak nisu dovoljni da ugroze mogućnost korišćenja relejne tehnologije, jer je pozitivan uticaj koji ova tehnologija ima na razvoj mobilnih bežičnih mreža znatno veći. U narednom dijelu biće opisana podjela relejnih tehnologija koja je napravljena po osnovu motiva uvođenja relejne tehnologije i načina razdvajanja prenosa na *backhaul* i pristupnom linku.

1.2. Vrste releja

Relejne stanice se uključuju u arhitekturu mobilnih bežičnih mreža sa ciljem proširenja oblasti pokrivanja bazne stanice na oblasti koje nemaju zadovoljavajuću pokrivenost ili sa ciljem povećanja kapaciteta sistema. Povećanjem pokrivenosti se povećava domet bazne stanice i korisnicima koji se nalaze na ivici ćelije omogućava se prenos podataka većom brzinom, dok se povećanjem kapaciteta poboljšava kvalitet konekcije između bazne stanice i korisničke opreme u oblasti pokrivanja bazne stanice.



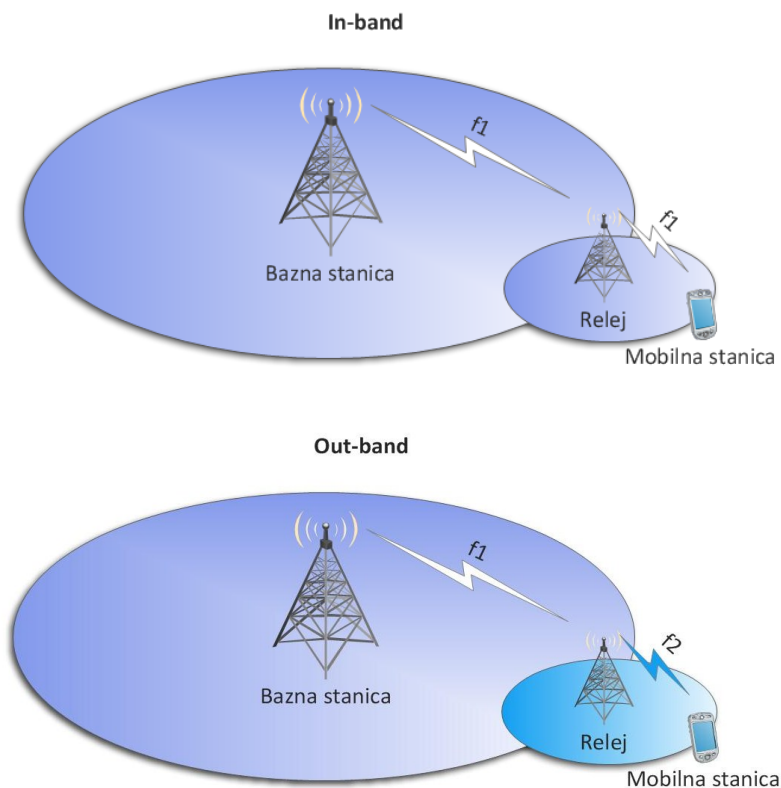
Slika 1.1. Motivi uvođenja releja

Dva osnovna relejna scenarija su osnova za prvi način klasifikacije relejnih tehnika, Tip I i Tip II releji [19].

Tip-I releji (releji netransparentni korisničkoj opremi) - relejne stanice koje prenose korisničke podatke i kontrolne informacije primijenjene su u scenariju proširenja zona pokrivanja i povećanja kapaciteta. Iz ugla korisničkih terminala ne postoji razlika između releja Tipa-I i baznih stanica. Primarni zadatak relejnih stanica ovog tipa je obezbjeđivanje servisa korisničkim terminalima koji se nalaze van zone pokrivanja bazne stanice.

Tip-II releji (transparentni releji) - relejne stanice koje prenose samo korisničke podatke. Kako releji ovog tipa ne prenose kontrolne informacije, za njihovo funkcionisanje je neophodno postojanje direktne komunikacije između mobilne stanice i bazne stanice. Releji Tipa II se koriste za povećanje kapaciteta sistema. Povećanje kapaciteta se ostvaruje omogućavanjem višestruke propagacije relejne i bazne stanice prema korisničkoj opremi. Karakteristika ove vrste releja da nemaju identifikatore ćelije čini ih transparentnim iz perspektive korisničke opreme.

Relejna stanica komunicira i sa korisničkom opremom i sa baznom stanicom, pa je obezbjeđivanje potrebnog nivoa izolacije predajnih i prijemnih signala veoma važan zadatak. Postoje različiti načini za podjelu resursa između pristupnog i *backhaul* linka, odnosno za razdvajanje signala koje emituje i prima relejna stanica. U odnosu na način razdvajanja signala, relejne stanice u LTE-Advanced mrežama dijele se na *in-band* i *out-band*. Različiti pristupi u obezbjeđivanju potrebnog nivoa izolacije prijemnih i predajnih signala od strane *in-band* i *out-band* relejnih stanica uslovljava različit način korišćenja dostupnih resursa. Kod *out-band* releja razdvajanje signala na *backhaul* i pristupnom linku se vrši u frekvencijskom domenu. Drugim riječima, za prenos signala na *backhaul* i pristupnom linku *out-band* releji koriste različite frekvencije. Nasuprot tome, *in-band* releji koriste iste radne učestanosti za pristupni i *backhaul* link, dok se izolacija prenosa na dva linka vrši u prostornom ili vremenskom domenu. Razlika između korišćenja *in-band* i *out-band* releja je prikazana na Slici 1.2.



Slika 1.2. *In-band* i *out-band* relejni režimi

Zahtjevi i očekivanja korisnika nisu samo vezani za pokrivenost signalom i dostupnost servisa, već i za velike brzine prenosa koje omogućavaju korišćenje multimedijalnih servisa. Zato je veoma bitan izbor odgovarajuće prenosne tehnike koja može pružiti odgovor na velika očekivanja u pogledu ostvarive brzine prenosa. U narednom dijelu biće opisan koncept OFDM modulacione tehnike koja predstavlja kvalitetno rješenje za ispunjenje takvih očekivanja korisnika.

1.3. Koncept OFDM paralelne transmisione šeme

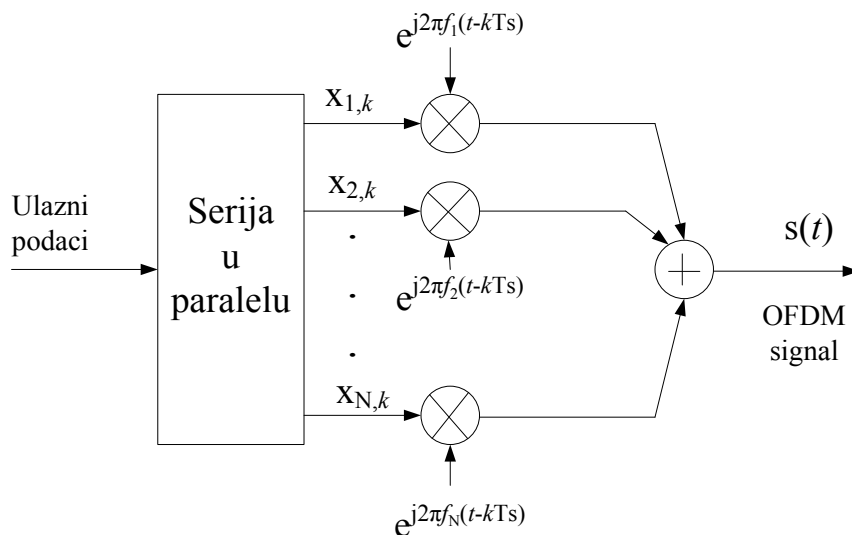
Nasuprot *single-carrier* sistemima, kod kojih frekvencijska selektivnost može biti uzrok značajnih problema, gubitka informacija ili nerijetko prekida komunikacije, *multi-carrier* sistemi imaju povećanu otpornost na uticaj frekvencijski-selektivnog fedinga i uskopojasne interferencije. Velika prednost *multi-carrier* sistema u odnosu na *single-carrier* sisteme je činjenica da je u *multi-carrier* sistemima uticaj dubokog fedinga ograničen na određen broj

podnosilaca. Kodiranje sa *interleaving*-om u vremenskom i frekvencijskom domenu, adaptivno opterećenje različitih podnosilaca u skladu sa stanjem kanala, frekvencijska ekvilizacija i predkodiranje su tehnike koje se mogu iskoristiti kako bi se smanjila povećana vjerovatnoća greške zbog eventualnog dubokog fedinga na nekim podnosiocima [3]. Pored navedenih prednosti *multi-carrier* sistema, oni imaju i nedostatke, a jedan od glavnih je neefikasnost u korišćenju raspoloživog frekvencijskog opsega. Uzrok problema neefikasnog korišćenja spektra kod klasičnih MCM sistema je u uvođenju zaštitnih opsega između susjednih podnosilaca sa ciljem sprečavanja međukanalne interferencije. Kao način borbe protiv spektralne neefikasnosti, 1960-ih je predložena ideja upotrebe paralelnog prenosa podataka i frekvencijsko multipleksiranje sa potkanalima koji se preklapaju [6]. Kako bi se izbjegla pojava neželjene interferencije između potkanala mora biti zadovoljen uslov ortogonalnosti podnosilaca. Ortogonalnost preklapajućih podnosilaca podrazumijeva precizno razdvajanje susjednih podnosilaca za $f = 1/T_s$, gdje je T_s trajanje simbola. Koncept ortogonalnosti preklapajućih OFDM podnosilaca podrazumijeva da maksimumu u spektru prenošenog signala na datom podnosiocu odgovaraju spektralne nule svih ostalih podnosilaca. Ortogonalnost preklapajućih podnosilaca je ključni koncept kada je u pitanju ušteda raspoloživog spektra OFDM sistema. Prenos ortogonalnim preklapajućim podnosiocima obezbjeđuje potpuno iskorišćenje prednosti koje nudi MCM modulacija uz uštedu u frekvencijskom spektru do skoro 50 procenata [2, 5], Slika 1.4.

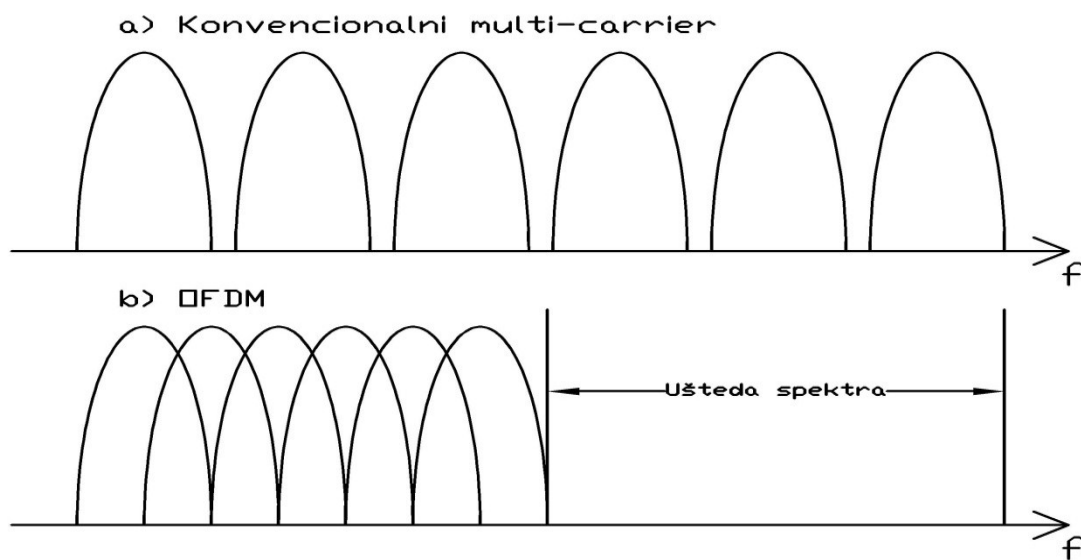
U OFDM šemi, preklapajući podnosioci $\cos(2\pi(f_c + \frac{i}{T_s} + \theta_i))$, $i = 0, 1, 2, \dots, N - 1$ formiraju set ortogonalnih funkcija na intervalu 0 do T_s , za bilo koji set faza podnosilaca θ_i [2]. Nakon modulacije podnosilaca, signal na izlazu iz predajnika može se zapisati kao:

$$s = \sum_{i=0}^{N-1} X_i e^{j(2\pi f_c + i2\pi f_s)} \quad (1.1)$$

gdje X_i označava informacioni simbol na i -toj paralelnoj grani, dok je $f_i = f_c + if_s$, za $i = 0, 1, \dots, N - 1$ je učestanost nosioca na i -toj paralelnoj grani.



Slika 0.1.3. Koncept OFDM modulatora



Slika 1.4. Ušteda spektra korišćenjem OFDM-a

Iako je *multi-carrier* modulacija otkrivena 1950-ih, zahtjev za odvojenim modulatorima i demodulatorima na svakom podkanalu je bio suviše kompleksan za većinu sistema tog vremena [5]. Pronalaskom načina da se realizacija ortogonalnih podnosilaca korišćenjem analogne tehnologije zamijeni primjenom diskretne Fourier-ove transformacije prevaziđena su ograničenja nepraktičnog koncepta korišćenja velikog broja modulatora i demodulatora, čime se otvara mogućnost za potpuno iskorišćenje prednosti OFDM-a. Danas, decenijama nakon uvođenja ideje

o paralelnom prenosu podataka, postoji nekoliko standarda baziranih na OFDM-u, od kojih su najznačajniji evropski standard za difuziju digitalnih audio signala (DAB – *Digital Audio Broadcasting*) prihvaćen 1995. godine, standard za difuziju digitalnih video signala (DVB-T – *Digital Video Broadcasting – Terrestrial*) prihvaćen 1997. godine, nekoliko standarda za WLAN mreže (IEEE 802.11a/g/n i HIPERLAN/2), standard za pristup fiksnim širokopojasnim bežičnim MAN mrežama (*Metropolitan Area Networks*), IEEE 802.16a/d 2004. godine i na kraju standardi celularnih mobilnih mreža baziranih na OFDM-u, IEEE 802.16 (WiMAX), IEEE 802.16/m (WiMAX 2) i 3GPP LTE i LTE-Advanced standardi [3].

1.4. OFDM DF releji

Kako je već rečeno, uz sve prednosti OFDM tehnike, potrebna je i dodatna modifikacija arhitekture celularne mreže u cilju ispunjavanja zahtjeva korisnika za bežičnom mobilnom komunikacijom velikim brzinama. To je i razlog razmatranja opcije uvođenja mogućnosti komunikacije između korisničke opreme i bazne stanice preko jednog ili više releja. Onda kada je proces komunikacije ostvaren posredstvom jednog releja govorimo o *dual-hop* relejnom sistemu, a *multi-hop* sistemom nazivamo sistem u kome se komunikacija između izvora informacije i destinacionog terminala ostvaruje preko više releja. Kada je u pitanju način prosleđivanja signala na relejnoj stanici, na raspolaganju je više opcija. Najčešće primjenjivane šeme prosleđivanja „Pojačaj i proslijedi“ (*Amplify-and-Forward* - AF) i „Dekodiraj i proslijedi“ (*Decode-and-Forward* - DF). Iako nisu jedine relejne šeme prosleđivanja, „Pojačaj i proslijedi“ i „Dekodiraj i proslijedi“ su osnova za sve ostale šeme prosleđivanja u radio-relejnim sistemima [15].

Princip rada AF releja zasniva se na pojačavanju primljenog signala, koje može biti varijabilno ili fiksno. Pojačani signal se šalje prijemniku kome je poruka namijenjena. Za razliku od AF releja na kojima se vrši fiksno pojačanje signala nezavisno od promjena stanja kanala na linku, kod AF releja sa varijabilnim pojačanjem se nivo pojačanja signala prilagođava trenutnom stanju kanala, što čini estimaciju kanala ključnom funkcijom kada je u pitanju pravilan rad ove vrste relejnih stanica.

Nezavisno od vrste pojačanja, AF releji pojačavaju međučelijsku interferenciju i šum, zajedno sa korisnim signalom. Kumulativan efekat pojačavanja interferencije i šuma utiče na smanjenje SINR-a (*Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio*). Generalno, korišćenje AF releja je pogodno u scenariju sa relativno visokim SINR-om, a nepovoljno kada SINR ima male vrijednosti.

Kod DF šeme relejnog prosleđivanja, po prijemu signala u prvoj fazi vrši se njegovo dekodiranje. Ukoliko se na osnovu CRC (*Cyclic Redundancy Check*) koda za detekciju greške utvrdi da su primljeni podaci tačni, obavlja se kodiranje i prosleđivanje dobijenog signala prema korisničkom terminalu, odnosno baznoj stanici, u drugoj fazi komunikacije [16]. Implementacijom ovakvog načina obrade signala na relejnoj stanici moguće je prevazići nedostatke neregenerativnog AF prosleđivanja, jer se na taj način omogućava izbjegavanje kumulativnog efekta pojačavanja interferencije i šuma.

Prednosti DF prosleđivanja u odnosu na AF prosleđivanje čini implementaciju DF relejnih stanica pogodnijom u scenarijima sa malim SNR-om. To znači da su DF relejni sistemi bolji izbor u scenarijima u kojima je potreba povećanje oblasti pokrivanja ćelije bazne stanice. Kombinacijom OFDM-a kao modulacione tehnike i DF prosleđivanja signala na relejnoj stanici otvara se mogućnost ostvarivanja velike brzine prenosa podataka i onim korisnicima koji su veoma udaljeni od bazne stanice. Takođe je otvorena i mogućnost korišćenja OFDM zasnovanih DF relejnih sistema u situacijama kada su operatori suočeni sa potrebom obezbeđivanja dovoljnog kapaciteta na lokacijama sa velikim brojem korisnika. Osim što se implementiranjem ovakvog sistema može odgovoriti na zahtjeve korisnika u pogledu ostvarive brzine prenosa, uvođenje OFDM baziranih releja je povoljno i iz ugla operatora, jer se ukupna pokrivenost signalom i kapacitet mogu povećati bez prevelikih troškova.

Jedan od načina koji može pomoći u stvaranju jasnije slike o značaju implementacije OFDM DF releja u arhitekturu bežičnih komunikacionih mreža je razmatranje konkretnih scenarija u kojima bi uvođenje ove tehnologije bilo potencijalno korisno. U tom smislu će biti opisani neki od scenarija korišćenja OFDM DF releja.

1.5. Moguće primjene i scenariji korišćenja OFDM DF relejne tehnologije

U najjednostavnijem relejnom sistemu u kojem pored izvora informacije i destinacionog terminala u procesu komunikacije učestvuje i relejna stanica, radio link između bazne stanice i korisničke opreme se uz pomoć relejne stanice dijeli na dva hopa. Link između bazne stanice, koja se još naziva i donor eNB (DeNB), i relejnog čvora se naziva *backhaul* link, dok se link između relejnog čvora i korisničke opreme naziva pristupni link.

Kako relejna stanica može biti postavljena tako da postoji direktna veza sa baznom stanicom, a udaljenost korisničke opreme od relejne stanice nije velika, od pristupnog i *backhaul* linka se očekuje da imaju bolje propagacione uslove od direktnog linka između donorske bazne stanice i korisničkog terminala. Male dimenzije relejne stanice i mogućnost komunikacije bez potrebe za komplikovanim distribuiranim algoritmima rutiranja pružaju veliki stepen fleksibilnosti kada je u pitanju mogućnost promjene lokacije releja, koja može biti motivisana promjenom saobraćajnog opterećenja. Razvoj mobilnih širokopojasnih mreža obuhvata veliki broj scenarija, od veoma gustih urbanih oblasti, do udaljenih ruralnih oblasti, uz različite opsege koji se koriste za prenos, sa različitim propagacionim karakteristikama i različitim nivoima pokrivenosti [12]. U zavisnosti od scenarija možemo govoriti o različitim potrebama uvođenja koncepta relejne tehnologije. Jedan od najčešćih motiva zbog kojeg se uvodi ovo tehnološko rješenje je ekonomično proširenje pokrivenosti na oblasti u kojima je postavljanje žične okosnice mreže nepraktično i skupo. Relejne tehnologije su efikasne u omogućavanju privremene pokrivenosti i privremenog razvoja mreže, naročito u nepovoljnim okolnostima, kada se dese zemljotresi ili neke druge prirodne nepogode, ili, situacije u kojima nije moguće korišćenje linkova okosnice [20]. Scenariji u kojima je uvođenje relejne tehnologije interesantno o potencijalno korisno prikazani su u Tabeli 1 i na Slici 1.5.

1.5.1. Ruralne oblasti

Jedan od najtežih zadataka sa kojima se suočavaju mobilni operatori je proširivanje oblasti pokrivanja na udaljene regione. Taj zadatak postaje zahtjevniji kada se ima u vidu da se pokrivanje ovih oblasti u kojima je broj korisnika mali mora ostvariti na ekonomski isplativ način. Drugim riječima, ostvarivanje bolje pokrivenosti signalom mora biti izvršeno uz smanjivanje troškova za razvoj mrežne infrastrukture. U tom smislu, imajući u vidu da je težnja

izbjeci korišćenje velikog broja eNB-ova, releji se nameću kao najbolja alternativa. Mali broj korisnika znači i ravnomjernu raspoređenost korisničkih terminala u okviru ćelije, pa je stoga potrebno omogućiti i ravnomjernu pokrivenost u cijeloj oblasti pokrivanja [4]. Rastojanja između eNB-ova koji pokrivaju ćelije velikih dimenzija i destinacionih terminala mogu biti veoma velika što utiče na mali odnos snage signala i šuma (*Signal-to-Noise* - SNR) na prijemu. U situaciji malog SNR-a nije pogodno korišćenje AF releja, jer se, pored toga što se pojačava korisni signal, pojačava se i šum. U konkretnom scenariju DF releji su bolje rješenje i njihovom implementacijom može se postići značajno unapređenje arhitekture bežične mreže, čime se u krajnjem smanjuje rastojanje između korisnika i mrežne infrastrukture.

Kako bi se pokrila što je moguće veća oblast bez uvođenja velikog broja releja, predajna snaga relejne stanice može biti potencijalno velika, zbog čega najpogodnije rješenje za korišćenje u ovoj oblasti predstavljaju fiksni releji, uz pažljivo frekvencijsko planiranje i pažljiv odabir lokacije za relejnu stanicu [4].

Tabela 1. Razvojni scenariji OFDM DF relejne tehnologije

Scenario	Razvoj
Ruralna oblast	Proširenje oblasti pokrivanja na planinske regione i slabo naseljene oblasti
Urban hot spot	Proširenje pokrivenosti i povećanje propusnosti u urbanim oblastima
Dead spot	Pokrivanje prethodno nepokrivenih oblasti
Indoor hot spot	Proširenje pokrivenosti na <i>indoor</i> okruženja
Grupna mobilnost	Instaliranje relejnih stanica na vozilima javnog saobraćaja kako bi se smanjio broj <i>handovera</i> i obim razmjene signalizacionih poruka

1.1.1. Urban Hot Spot

Mrežni operatori se često susreću sa problemom poboljšanja pokrivanja signalom prostora unutar zgrada i u dijelu između zgrada gdje kvalitet servisa često nije na željenom nivou. Kako instalacija kablova unutar zgrada može biti otežana, onda se rješenja u formi piko baznih stanica i femto ćelija, ovdje ne mogu primijeniti. Pomenuto ograničenje otvara mogućnost efikasnog korišćenja relejne tehnologije i u urbanim scenarijima [20]. U datom scenariju

neophodno je ostaviti otvorenom mogućnost da relejne stanice može postaviti i operator i krajnji korisnici unutar same zgrade. Taj uslov znači da ne treba očekivati da relejne stanice ovog tipa uvijek budu pažljivo postavljene tako da postoji direktna linija vidljivosti sa baznom stanicom, već trenutna potreba korisnika postaje primarni kriterijum za određivanje njihove lokacije [4]. Kada je u pitanju korišćenje releja nomadskog karaktera od strane operatora, fleksibilnost u pogledu promjene lokacije relejne stanice može biti pogodna u slučaju kada je potrebno omogućiti privremeno pokrivanje oblasti gdje postoji veliki broj korisnika, za vrijeme sportskih događaja ili nekih drugih masovnih okupljanja [4, 20].

Za razliku od ruralnog scenarija u kojem je broj korisnika mali u *urban hot spot* scenariju to nije slučaj. *Hot spot* lokacije su lokacije sa velikom gustom korisnika. U scenariju sa velikim brojem korisnika uobičajen problem sa kojima se suočavaju mobilne bežične mreže je nedostatak kapaciteta. Upravo je povećanje kapaciteta cilj uvođenja releja u *urban hot spot* scenariju. U okviru jedne ćelije bazne stanice može postojati više *hot spot* lokacija. Ove lokacije mogu biti više ili manje međusobno udaljene, zbog čega su scenariji interferencije veoma kompleksni i teški za predviđanje, što čini ulogu *hybrid automatic repeat request* (HARQ) protokola ključnom u omogućavanju pouzdanog prenosa [4]. Dodatno, uticaj interferencije na komunikaciju koja se odvija posredstvom releja može se smanjiti kontrolom predajne snage relejne stanice. I pored pokušaja kontrole interferencije kroz smanjenje predajne snage relejne stanice i korišćenje HARQ protokola, negativan uticaj ove pojave je takav da čini konvencionalne *repeater*-e (obnavljačke stanice), koji zajedno sa signalom pojačavaju i interferenciju, neupotrebljivim u ovom scenariju. Stoga su u opisanim uslovima nepredvidljive interferencije DF releji identifikovani kao rješenje koje na kvalitetan način može odgovoriti na izazove vezane za konkretan scenario.

1.1.2. Dead spot

Još jedan scenario gdje bi implementacija OFDM DF releja mogla biti korisna je *dead spot* scenario. Za razliku od *urban hot spot* scenarija gdje je cilj povećanje kapaciteta, u *dead spot* scenariju cilj uvođenja relejne tehnologije je pokrivanje onih oblasti koje nisu prethodno pokriveno. Naime, zbog velike visine okolnih zgrada u velikim gradovima se u određenim

djelovima javljaju sjenke u pokrivenosti, *dead spot*-ovi (mrtve zone). Ove sjenke predstavljaju veliki problem za servis provajdera i javljaju u onim urbanim oblastima u kojima je visina makro eNB antena je značajno manja od visine susjednih zgrada. Blokovi visokih zgrada mogu biti tako visoki da stvaraju velike izolovane oblasti do kojih teško može doći signal bliskih eNB-ova [4]. Tako se korišćenjem releja može postići da korisnici u zonama koje nisu imale pokrivenost dobiju mogućnost pouzdane komunikacije i korišćenja servisa koji zahtijevaju veliku brzinu prenosa.

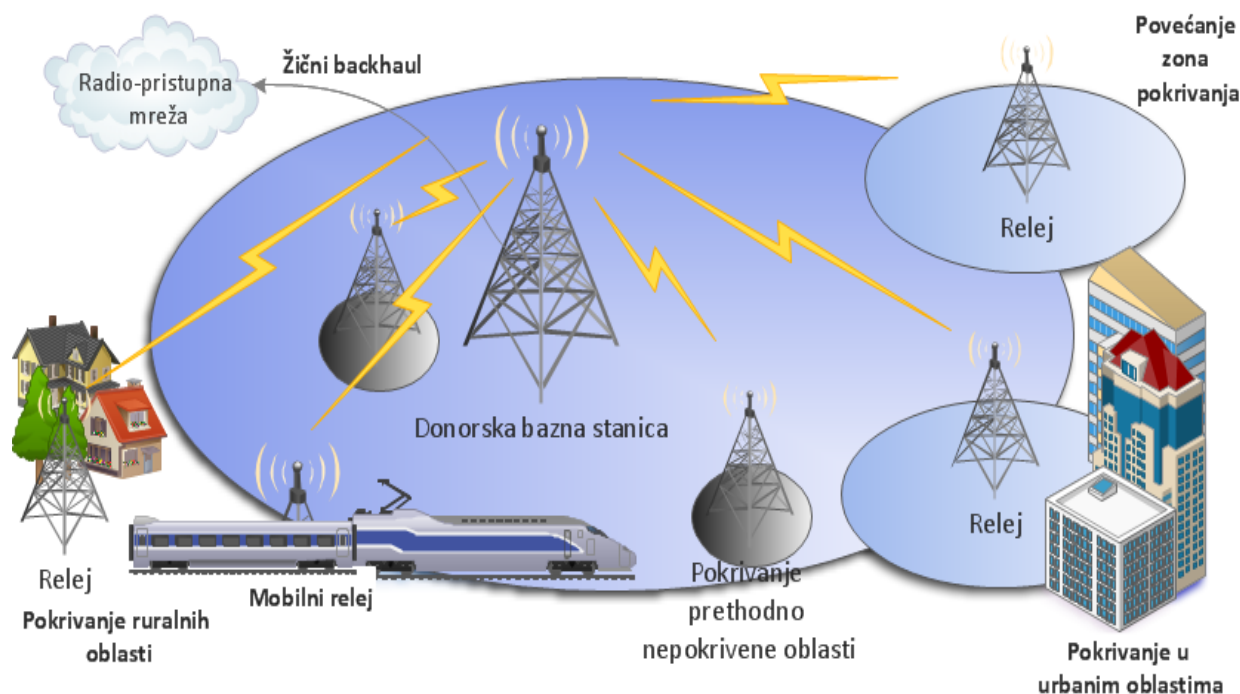
1.1.3. Indor Hot Spot

Najveći dio korisničkog saobraćaja u mobilnim bežičnim mrežama čini saobraćaj koji se generiše u *indoor* okruženju [34]. Ukoliko mobilni bežični operator želi da bude konkurentan servis provajderu koji svoje usluge pruža korišćenjem vođenog medijuma za prenos, onda je neophodno da uloži dodatan napor u cilju poboljšanja kvaliteta servisa koji se može ponuditi stacionarnim korisnicima. Ispunjavanje očekivanja korisnika u *indoor hot spot* scenariju u pogledu dostupne brzine prenosa i pouzdanosti komunikacije može biti veoma zahtjevno, čak i u situaciji kada njihov broj nije veliki. Relejna tehnologija može biti iskorišćena kada je cilj pružiti podršku ostvarivanju velike brzine prenosa u *indoor hot spot* scenariju. *Indoor hot spot* scenario se razlikuje od ranije opisanog *urban hot spot* scenarija, jer su korisnici sa veoma malom mobilnošću.

Od releja se očekuje da omoguće relativno stacionarnim korisnicima unutar zgrada i drugih objekata prenos podataka velikim brzinama prenosa, što je dovoljna motivacija za implementaciju OFDM zasnovanih relejnih sistema. *Indoor hot spot* releji mogu biti od koristi i kada se želi poboljšati kvalitet servisa *indoor* korisnicima u udaljenim suburbanim i urbanim oblastima. Takođe, ova vrsta releja je dobro rješenje kada je cilj pokrivanje signalom dijelova zgrada, blokova apartmana, kuća, šoping centara i sličnih objekata. Broj korisnika koje je potrebno opslužiti u navedenim scenarijima može biti veoma različit, od nekoliko korisnika kada su u pitanju kuće, do nekoliko desetina, pa čak i stotina korisnika kada su u pitanju spratovi zgrada i šoping centri.

1.1.4. Grupna mobilnost

Osim navedenih scenarija korišćenja OFDM baziranih DF relejnih sistema, predložen je i grupni mobilni scenario gdje je osnovna ideja instalirati mobilnu relejnu stanicu na vozilima kao što su vozovi i autobusi [13]. Komunikacija korisničke opreme sa baznom stanicom se odvija posredstvom mobilnog releja. Prednosti korišćenja mobilnih releja su brojne. Tokom kretanja vozila javnog transporta velika grupa korisničkih terminala simultano zahtijeva *handover*, što rezultira značajno manjim brojem uspješnih *handover*-a zbog signalizacionog zagušenja [14].



Slika 1.5. Scenariji korišćenja relejne tehnologije

Korišćenje mobilnih releja utiče na rasterećenje mreže smanjenjem obima kontrolnih signala, tako što se *handover* velikog broja korisničkih terminala zamijeni *handover*-om mobilne relejne stanice. Uvođenje mobilnih releja nije samo korisno iz ugla operatora. Blizina mobilne relejne stanice utiče na smanjenje emisije snage korisničke opreme, što produžava trajanje baterije mobilnih terminala. Takođe, relativna pozicija korisničke opreme u odnosu na mobilni relej ostaje relativno nepromijenjena tokom vožnje. Blizina relejne stanice i nepromjenljivost

relativne pozicije korisničke opreme u odnosu na mobilni relej znači dobre uslove na kanalu na pristupnom linku, što uz kombinaciju sa OFDM-om stvara povoljne uslove za prenos podataka veoma velikim brzinama. Takođe, efekti Doppler-ovog pomjeraja su uvođenjem mobilnog releja ograničeni na *backhaul* link. Osim što komunikaciju na *backhaul* linku otežava prisustvo Doppler-ovog pomjeraja, na lošiji kvalitet linka utiče i udaljenost od donorske bazne stanice i gubici usled penetracije signala kroz vozilo. Pažljivim odabirom lokacije *outdoor* antena mobilnog releja mogu se značajno smanjiti gubici usled penetracije signala kroz vozilo, čime se postižu bolji uslovi na kanalu na *backhaul* linku [34]. Kako je ruta vozila javnog transporta obično poznata, pokrivanje makro eNB-ova može biti prilagođeno tim rutama korišćenjem usmjerenih antena, čime se dodatno može uticati na poboljšanje kvaliteta *backhaul* linka [34].

U različitim scenarijima koji su opisani komunikacija posredstvom relejne stanice može biti ostvarena u situaciji izražene mobilnosti korisnika ili same relejne stanice. U ovom radu je fokus na analizi performansi OFDM DF relejnih sistema u scenariju izražene mobilnosti korisnika, gdje je kanal na drugom hopu vremenski selektivan. U tom kontekstu će u narednoj Glavi biti opisane specifičnosti prenosa signala vremenski selektivnim kanalom.

2. VREMENSKI SELEKTIVAN MOBILNI RADIO KANAL

Frekvencijska selektivnost kanala je jedan od velikih problema kada je u pitanju prenos signala bežičnim putem. ISI kao posledica frekvencijske selektivnosti, odnosno vremenske disperzivnosti kanala, dovodi do ugrožavanja procesa komunikacije. U prvom poglavlju, u dijelu u kojem je opisan OFDM sistem, kao glavna prednost koju ova *multi-carrier* tehnika prenosa na fizičkom nivou ima u odnosu na *single-carrier* tehnike navedena je upravo otpornost na štetne efekte frekvencijske selektivnosti kanala na prenošeni signal. Prednosti OFDM-a, kao kvalitetnog odgovora na frekvencijsku selektivnost kanala, mogu se iskoristiti i u relejnim sistemima. Dosadašnja istraživanja su pokazala da OFDM bazirani relejni sistemi pokazuju dobre rezultate u pogledu BER performansi i ostvarenog kapaciteta sistema [15] i da se primjenom ovih sistema omogućava povećanje maksimalno ostvarive brzine prenosa udaljenim korisnicima sa ivice ćelije bazne stanice. Budući da OFDM zasnovani relejni sistemi imaju dobre karakteristike i da predstavljaju veliki potencijal za unapređenje arhitekture sistema, poslednjih godina su intenzivirani naponi istraživača koji imaju za cilj pronalaženje načina za dalje unapređenje njihovih performansi.

U ovom radu fokus je na analizi i unapređenju performansi OFDM DF relejnih sistema u vremenski selektivnom kanalu. Vremenska selektivnost kanala nastaje kao rezultat kretanja velikom brzinom destinacionog terminala. Kada se ima u vidu da je vremenska selektivnost posledica relativnog kretanja između predajnika i prijemnika, kao i kretanja objekata od kojih se odbijaju signali, ona je jasno da se radi o neizbježnoj pojavi u scenarijima mobilne komunikacije. Nivo uticaja vremenske selektivnosti kanala na prenos signala zavisi od nivoa mobilnosti učesnika u komunikaciji, mobilnosti objekata koji su dio propagacionog okruženja, kao i radne učestanosti prenošenog signala i korišćene tehnologije na fizičkom nivou. Kada se na fizičkom nivou koristi OFDM modulaciona tehnika, do izražaja dolazi jedan od rijetkih nedostataka OFDM-a, osjetljivost na frekvencijski ofset. Pojava ICI kao posledice narušene ortogonalnosti OFDM podnosilaca veoma negativno utiče na BER performanse relejnog sistema. Zato je od velikog značaja razumijevanje pojave vremenske selektivnosti i uticaja koji vremenska selektivnost kanala ima na prenošeni signal. U tom kontekstu su u ovoj Glavi, nakon dijela koji govori o specifičnostima prenosa signala kroz *multipath* propagaciono okruženje, opisane

pojediniosti vezane za prenos signala kroz vremenski selektivan kanal, sa akcentom na uniformno *scattering* okruženje.

2.1. *Multipath* prostiranje signala i modelovanje bežičnog propagacionog okruženja

Bežični sistemi prenosa se suštinski razlikuju od tradicionalnih fiksni sistema u pogledu načina propagacije signala kroz medijum za prenos. Specifičnost prenosa radio signala u odnosu na prenos signala kroz vođeni medijum prenosa je u *multipath* prirodi radio kanala. Pored direktne komponente signala, koja se naziva LOS (*Line of Sight*) komponenta, *multipath* propagacija signala pretpostavlja i prostiranje dodatnih NLOS (*Non-Line of Sight*) komponenti koje predstavljaju kopije poslatog signala. Prostiruće *multipath* komponente signala različito su oslabljene, jer prelaze različita rastojanja na putu do prijemnika. Pored različitog nivoa slabljenja, prelazak različitih rastojanja istom brzinom uzrok je različitog kašnjenja i faze *multipath* komponenti. Prema tome, do prijemnika stiže veliki broj kopija signala različitih amplituda, faza i kašnjenja koje se na prijemniku mogu konstruktivno ili destruktivno superponirati. Konstruktivna i destruktivna superponiranja *multipath* komponenti će izazvati nepredvidljive fluktuacije amplitude i faze prenošenog signala. Te slučajne fluktuacije amplitude i faze signala koje se nazivaju fading jedan su od najvećih uzroka problema koji nastaju pri prenosu signala kroz radio kanal.

Multipath komponente do prijemnika dolaze kroz više mehanizama propagacije. Mehanizmi prostiranja signala koji se mogu javiti u bežičnim komunikacionim sistemima su refleksija, difrakcija i rasijanje. Imajući u vidu da se prenos signala u radio kanalu odvija kroz različite mehanizme propagacije signala, različita radio okruženja, različit nivo mobilnosti učesnika u komunikaciji i objekata na koje signal nailazi, jasno je da mobilni radio kanal ima karakter nepredvidljivog. Ovakva svojstva radio kanala čine prenos signala složenijim i nepouzdanijim u odnosu na prenos signala kroz neki od vođenih medijuma prenosa. Slučajna priroda radio kanala predstavlja ozbiljan izazov prilikom dizajniranja mobilnih komunikacionih sistema. Iz tog razloga je razumijevanje karakteristika prenošenja signala u bežičnom radio kanalu ključni elemenat prilikom razvijanja modela mobilnog radio kanala koji bi sa neophodnim nivoom preciznosti opisao prenos signala kroz ovu vrstu kanala.

Opcija modelovanja bežičnog propagacionog okruženja korišćenjem determinističkog modela nije izvodljiva kada se uzme u obzir da je broj objekata na koje signal nailazi veoma veliki i promjenljiv. Alternativni pristup koji se zasniva na zakonima teorije vjerovatnoće i koji može predstavljati dovoljno preciznu aproksimaciju komunikacionog okruženja je u statističkom opisivanju određenih parametara.

Signal koji se šalje kroz bežični kanal se može predstaviti u obliku:

$$x(t) = \Re\{s_b(t)e^{j2\pi f_c t}\} = \Re\{s_b(t)\} \cos(2\pi f_c t) - \Im\{s_b(t)\} \sin(2\pi f_c t) \quad (2.1)$$

gdje $s_b(t)$ predstavlja kompleksni niskopropusni ekvivalent signala $x(t)$, tj. njegova kompleksna anvelopa sa propusnim opsegom B_{s_b} i frekvencijom nosioca f_c . Sa $\Re\{\cdot\}$ je označen realni dio od argumenta u zagradi, a sa $\Im\{\cdot\}$ imaginarni dio. Primljeni signal je konvolucija poslatog signala $x(t)$ i impulsnog odziva sistema $h(t)$:

$$y(t) = x(t) * h(t) \quad (2.2)$$

U ovoj pojednostavljenoj relaciji izostavljen je aditivni bijeli Gaussov šum (*Additive White Gaussian Noise* - AWGN). Impulsnim odzivom sistema $h(t)$ modeluju se brze varijacije amplitude i faze primljenog signala. Impulzni odziv kanala se može zapisati kao:

$$h(t) = \sum_{i=0}^{L(t)} a_i(t) e^{-j2\pi f_c \tau_i(t) + \phi_{D_i}} = \sum_{i=0}^{L(t)} a_i(t) e^{-j\phi_i(t)} = h_x(t) + jh_y(t) = a(t)e^{-j\phi(t)} \quad (2.3)$$

gdje je $h_x(t) = \sum_{i=0}^{L(t)} a_i(t) \cos(\phi_i(t)) = a(t) \cos(\phi(t))$, a $h_y(t) = -\sum_{i=0}^{L(t)} a_i(t) \sin(\phi_i(t)) = a(t) \sin(\phi(t))$. Nepoznate veličine u jednačini (2.3) su broj *multipath* komponenti $L(t)$, njihova odgovarajuća kašnjenja $\tau_i(t)$, Doppler-ovi fazni pomjeraji ϕ_{D_i} i amplitude $a_i(t)$. Kako su $h_x(t)$ i $h_y(t)$ sume velikog broja slučajnih komponenti, na osnovu centralne granične teoreme može se pretpostaviti da su ove veličine nezavisne Gausove slučajne promjenljive [2]. Prema tome, $h(t)$ se može modelovati kao kompleksni Gaussov slučajan proces čija je srednja vrijednost jednaka:

$$\bar{a} = E\{h(t)\} \quad (2.4)$$

a varijansa:

$$\sigma_a^2 = \frac{1}{2} E\{h^*(t)h(t)\} \quad (2.5)$$

Veličina $a(t)$ predstavlja promjenljivu anvelopu, a $\phi(t)$ je faza impulsnog odziva kanala:

$$a(t) = |h(t)| = \sqrt{h_x^2 + h_y^2} \quad (2.6)$$

$$\phi(t) = \arg(h(t)) \quad (2.7)$$

Sa $|\cdot|$ je označen moduo kompleksnog broja, a $\arg(\cdot)$ označava njegov argument. Združena funkcija gustine vjerovatnoća (*Probability Density Function* - PDF) anvelope i faze se može zapisati kao:

$$\begin{aligned} p_{A,\phi}(a, \varphi) &= \frac{a}{2\pi\sigma_a^2} e^{-\frac{1}{2\sigma_a^2}[(a\cos(\varphi)-\bar{a}_R)^2 + (a\sin(\varphi)-\bar{a}_I)^2]} \\ &= \frac{a}{2\pi\sigma_a^2} e^{\frac{a(\bar{a}_R \cos(\varphi) + \bar{a}_I \sin(\varphi))}{\sigma_a^2}} e^{-\frac{a^2 + A_0^2}{2\sigma_a^2}} \end{aligned} \quad (2.8)$$

gdje je $\bar{a}_R = \Re\{\bar{a}\}$, $\bar{a}_I = \Im\{\bar{a}\}$, $A_0 = |\bar{a}|$. Funkcija gustine vjerovatnoće anvelope i faze primljenog signala se pronalazi usrednjavanjem združene PDF po fazi, odnosno anvelopi. Ovo podrazumijeva pronalaženje marginalnih raspodjela po φ i a . Tako se PDF faze dobijena na ovaj način može izraziti kao [20]:

$$\begin{aligned} p_\phi(\varphi) &= \int_0^\infty p_{A,\phi}(a, \varphi) da = \int_0^\infty \frac{a}{2\pi\sigma_a^2} e^{\frac{a(\bar{a}_R \cos(\varphi) + \bar{a}_I \sin(\varphi))}{\sigma_a^2}} e^{-\frac{a^2 + A_0^2}{2\sigma_a^2}} da \\ &= \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{A_0^2}{2\sigma_a^2}} \left[1 + \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{A_0 \cos(\varphi)}{\sigma_a^2} e^{\frac{A_0^2 \cos^2(\varphi)}{2\sigma_a^2}} \right] \left[1 + \operatorname{erf}\left(\frac{A_0 \cos(\varphi)}{\sigma_a^2 \sqrt{2}}\right) \right] \end{aligned} \quad (2.9)$$

a PDF anvelope [20]:

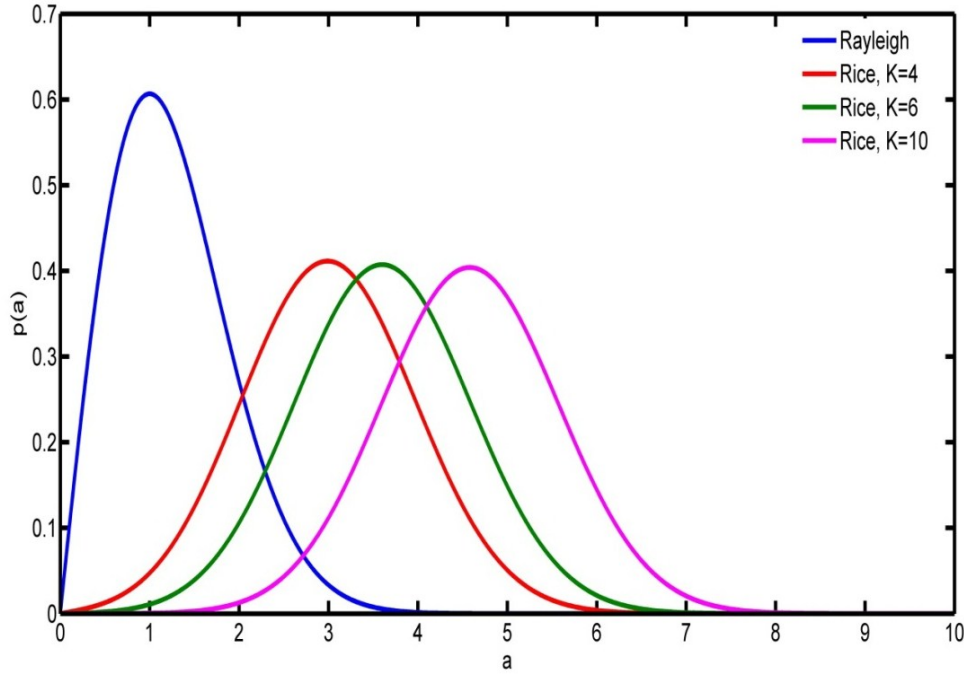
$$p_A(a) = \int_0^{2\pi} p_{A,\phi}(a, \varphi) d\varphi = \begin{cases} \frac{a}{\sigma_a^2} J_0\left(\frac{aA_0}{\sigma_a^2}\right) e^{-\frac{a^2 + A_0^2}{2\sigma_a^2}} & a \geq 0 \\ 0 & \text{ostalo } a \end{cases} \quad (2.10)$$

$J_0(x)$ je modifikovana Bessel-ova funkcija nultog reda, prve vrste, definisana na sledeći način:

$$J_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{x \cos(\theta)} d\theta \quad (2.11)$$

Funkcija gustine vjerovatnoće koja je opisana izrazom (2.10) važi za scenario u kojem postoje i NLOS *multipath* komponente i dominantna LOS komponenta. Parametar koji određuje ovu raspodjelu je Rice-ov faktor K , definisan kao odnos snage direktne LOS komponente i snage svih NLOS komponenti:

$$K = \frac{A_0^2}{2\sigma_a^2} \quad (2.12)$$



Slika 2.1. PDF anvelope primljenog signala za $K = 0$, $K = 4$, $K = 6$ i $K = 10$

Rice-ov faktor K može imati vrijednosti od 0 do $K \rightarrow \infty$. Jednak je nuli onda kada je snaga direktne LOS komponente jednaka nuli, to jest, kad na mjestu prijema ne postoji LOS komponenta. Nasuprot tome, u slučaju kanala bez fedinga, Rice-ov faktor K teži beskonačnosti ($K \rightarrow \infty$). Kada Rice-ov faktor ima vrijednost $K = 0$, PDF slučajne promjenljive a prati Rayleigh-jevu raspodjelu:

$$p_A(a) = \begin{cases} \frac{a}{\sigma_a^2} e^{-\frac{a^2}{2\sigma_a^2}} & a \geq 0 \\ 0 & \text{ostalo } a \end{cases} \quad (2.13)$$

PDF faze primljenog signala, opisana relacijom (2.9) se tada takođe značajno pojednostavljuje i prati uniformnu raspodjelu:

$$p_\phi(\phi) = \frac{1}{2\pi}, \quad 0 < \phi < 2\pi \quad (2.14)$$

Na Slici 2.1. je prikazana PDF anvelope primljenog signala na primjeru Rayleigh-jeve i Rice-ove raspodjele, za različite vrijednosti faktora K .

2.2. Vremenski selektivni radio kanali

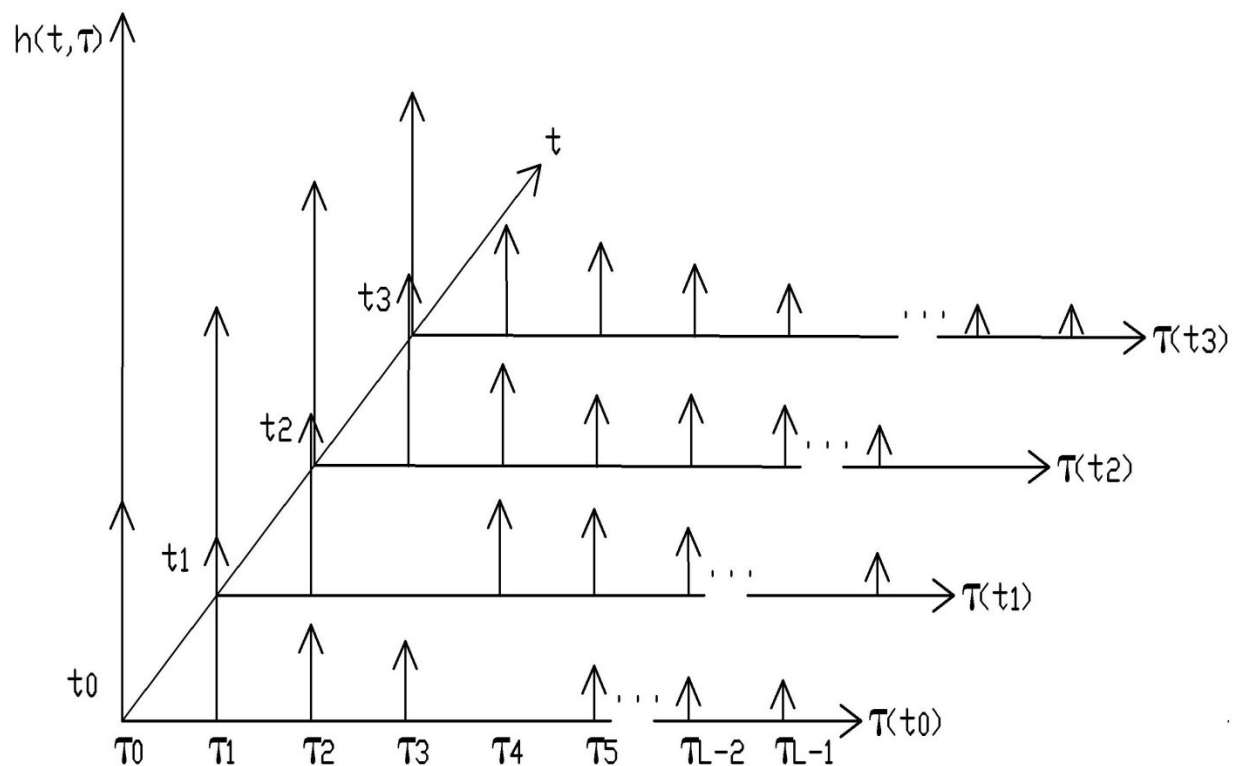
Specifičnost prenosa signala kroz radio kanal nije samo u *multipath* prirodi radio kanala i u frekvencijskoj selektivnosti kao posledici ovakvog načina propagacije signala. Pored frekvencijske selektivnosti kanala, na značajno povećanje izazova pri dizajniranju radio-komunikacionih sistema utiče i pojava vremenske selektivnosti kanala. Zato je pažnja istraživača i dizajnera sistema sve više usmjerena na proučavanje specifičnosti prenosa signala takvim kanalima. Dizajniranje radio-komunikacionih sistema uvijek zahtijeva dobro razumijevanje specifičnosti prenosa signala kroz ovu vrstu kanala koje može pomoći u pronalaženju naprednih metoda za prevazilaženje problema koji nastaju pri prenosu signala.

Istorijski, kanali kod kojih je prisutna vremenska selektivnost prvi put su razmatrani u kontekstu jonosferskih i troposferskih komunikacija, kao i u radio-astronomiji, da bi teorijske temelje o brzo-promjenljivim kanalima postavili Bello, Gallager, Kailath i Kennedy tokom 1960-tih godina [22].

Imajući u vidu da je vremenska selektivnost posledica relativnog kretanja između predajnika i prijemnika, ali i kretanja objekata od kojih se odbijaju signali, ona je neizbježna pojava u scenarijima mobilne komunikacije. Primjeri komunikacije u vremenski selektivnom kanalu su brojni, od komunikacije koja se odvija između vozila i bazne stanice, do direktne komunikacije između dva vozila u kretanju. U podvodnim akustičnim komunikacijama uticaj vremenske selektivnosti na ovu vrstu komunikacije je takođe značajan [22]. Generalno, stepen

uticaja vremenske selektivnosti na prenos informacija zavisi od nivoa mobilnosti učesnika u komunikaciji, mobilnosti objekata koji čine propagaciono okruženje, kao i radne učestanosti prenošenog signala i korišćene tehnologije na fizičkom nivou.

Na Slici 2.2 je prikazan impulsni odziv vremenski selektivnog kanala.



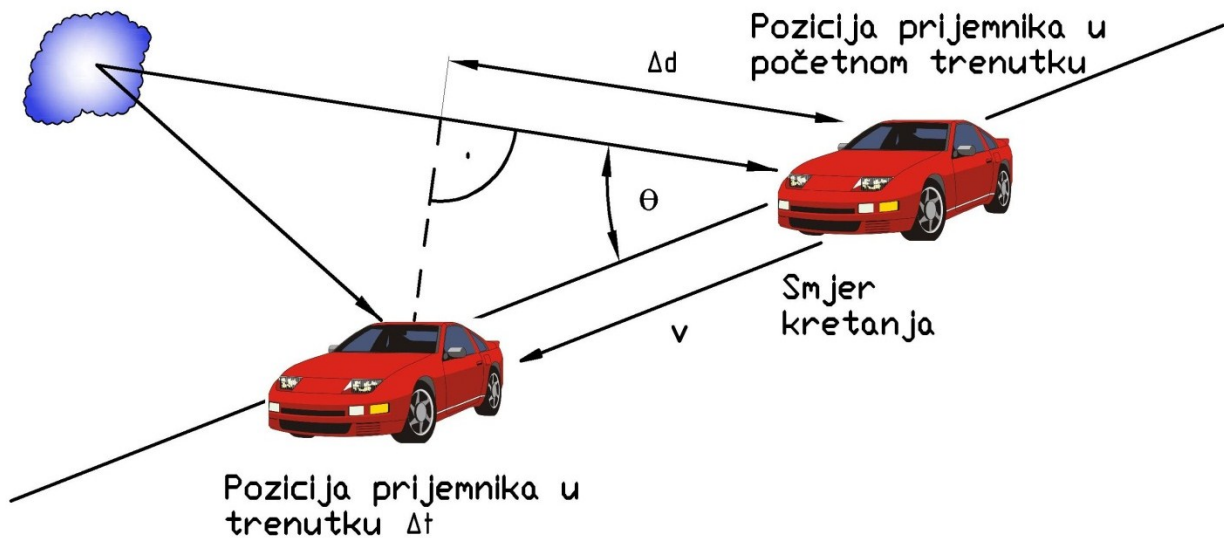
Slika 2.2. Impulsni odziv vremenski selektivnog kanala

2.3. Doppler-ov pomjeraj

Mobilnost korisnika, uobičajena pojava u bežičnim mrežama, značajan je faktor u današnjim širokopojasnim pristupnim sistemima koji čini kanal vremenski selektivnim. Doppler-ov pomjeraj je promjena frekvencije elektromagnetnog talasa usled relativnog kretanja između predajnika i prijemnika. Ovaj fenomen je prvi opisao austrijski fizičar i matematičar Christian Doppler 1842. godine. Pravilno funkcionisanje brojnih aplikacija kao što su procjena brzine

automobila, procjena dubine okeana, mjerenje brzine i udaljenosti planeta, zvijezda i galaksija upravo se zasniva na postojanju Doppler-ovog efekta.

Na Slici 2.3 je prikazana geometrija vezana za pojavu Doppler-ovog pomjeraja. Relacija koja opisuje promjenu frekvencije primljenog signala je $f_d = v \cos(\theta) / \lambda$. U ovoj relaciji veličina θ je upadni ugao primljenog signala u odnosu na pravac kretanja prijemnika, v je brzina prijemnika prema predajniku u pravcu kretanja, a $\lambda = c/f_c$ predstavlja talasnu dužinu signala. U izrazu za talasnu dužinu signala, c je konstanta koja predstavlja brzinu svjetlosti odnosno elektromagnetnih talasa, a sa f_c je označena učestanost nosioca. Doppler-ov pomjeraj je posledica promjene rastojanja koje signal treba da pređe na putu od predajnika do prijemnika [2]. Fazna promjena usled ove razlike u dužini putanje koju elektromagnetni talas prelazi je $\Delta\phi = 2\pi v \Delta t \cos(\theta) / \lambda$, dok se Doppler-ov pomjeraj računa po relaciji koja opisuje vezu između frekvencije i faze signala:



Slika 2.3. Geometrija vezana za pojavu Doppler-ovog pomjeraja

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{\Delta t} v \cos(\theta) / \lambda \quad (2.15)$$

Doppler-ov pomjeraj (učestanost) može biti pozitivan ili negativan, što zavisi od upadnog ugla signala θ , odnosno od smjera kretanja prijemnika ili predajnika. U slučaju kada se prijemnik kreće ka predajniku, ako je $-\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}$, onda je Doppler-ova učestanost pozitivna. Kada se

prijemnik kreće od predajnika, tada je upadni ugao prostirućeg elektromagnetnog talasa $\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{3\pi}{2}$. Za ove vrijednosti upadnog ugla θ , $\cos(\theta)$ je negativno, što čini i Doppler-ov pomjeraj negativnim. Kada je vrijednost upadnog ugla $\theta = \frac{\pi}{2}$ i $\theta = \frac{3\pi}{2}$, promjena frekvencije signala se ne dešava.

Kretanje prijemnika ka predajniku utiče na smanjenje kašnjenja koje elektromagnetni talas prelazi po zakonu $\tau_i(t) = \tau_i - \frac{v\cos(\theta)}{c}$, gdje je τ_i početno kašnjenje. Kanal kod kojeg imamo promjenljivo kašnjenje *multipath* komponenti može se opisati kao:

$$\begin{aligned} h(t) &= \sum_{i=1}^{L-1} a_i e^{-j2\pi f_c \tau_i(t)} = \sum_{i=1}^{L-1} a_i e^{-j2\pi f_c \left(\tau_i - \frac{v\cos(\theta_i)}{c} \right)} \\ &= \sum_{i=1}^{L-1} a_i e^{-j2\pi f_c \tau_i} e^{j2\pi f_c \frac{v\cos(\theta_i)}{c}} = \sum_{i=1}^{L-1} a_i e^{-j2\pi f_c \tau_i} e^{j2\pi f_d i} \end{aligned} \quad (2.16)$$

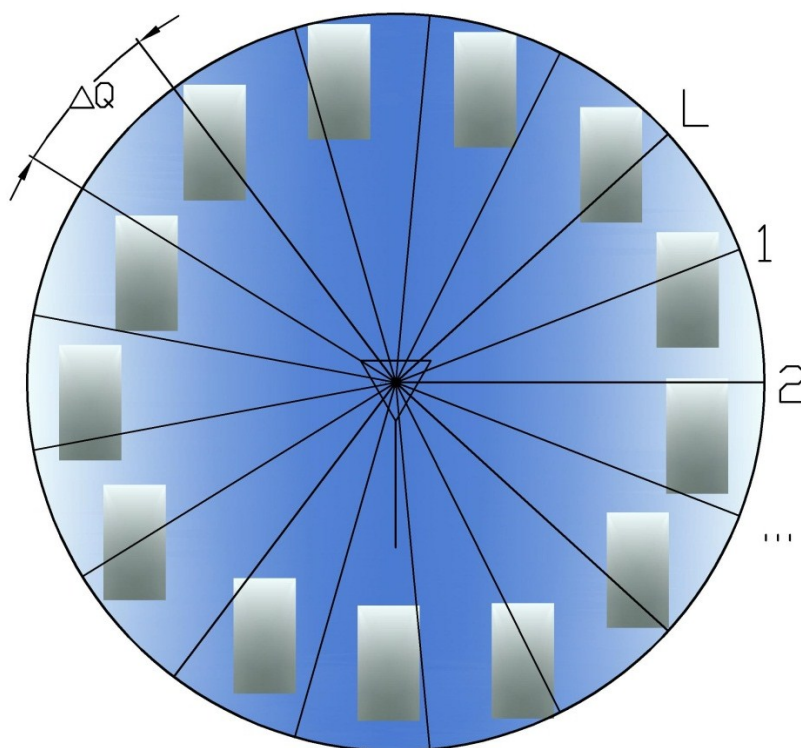
gdje faktor $e^{j2\pi f_d i}$ predstavlja vremenski promjenljivu fazu i -te *multipath* komponente. Iz izraza se može vidjeti da Doppler-ov pomjeraj utiče na to da komponente signala imaju vremenski promjenljivu fazu. Brzina promjene mobilnog radio kanala je proporcionalna brzini kretanja mobilnog terminala. Kako brzina mobilnog terminala raste, kanal se brže mijenja i Doppler-ov pomjeraj je veći.

2.4. Funkcija gustine vjerovatnoće Doppler-ovog pomjeraja frekvencije

Kako *multipath* komponente do mobilnog prijemnika dolaze iz različitih uglova, različiti su i Doppler-ovi pomjeraji kojima su podložne. Broj *multipath* komponenti može biti veoma veliki, tako da deterministički metod opisivanja uticaja Doppler-ovog pomjeraja na prenošeni signal nije moguć. Zato se pribjegava statističkom načinu opisivanja ove pojave. U tom smislu, potrebno je definisati propagaciono okruženje za koje se određuje statistika Doppler-ovog pomjeraja frekvencije.

U ovom radu posvećena je pažnja uniformnom *scattering* okruženju. Prvi put je ovakvo propagaciono okruženje razmatrano od strane Clarke-a i kasnije Jakes-a [2]. Osnovna

pretpostavka vezana za uniformno *scattering* okruženje je da se ono sastoji od veoma velikog broja reflektora ($L \rightarrow \infty$) koji su gusto raspoređeni u blizini prijemnika tako da gustina raspodjele upadnog ugla *multipath* komponenti prati uniformnu raspodjelu, $p(\theta) = 1/2\pi$. U ovakvom okruženju, uglovi pod kojima pojedine *multipath* komponente stižu do prijemnika mogu se opisati sa $\theta_i = i\Delta\theta$, gdje je $\Delta\theta = 2\pi/L$, a primljena snaga svih *multipath* komponenti je ista [2]. Na Slici 2.4 prikazano je opisano *scattering* okruženje.



Slika 2.4. Gusto *scattering* okruženje

Vremenska selektivnost kanala može uticati na značajno degradiranje performansi bežičnih komunikacionih sistema. Zato je pri dizajniranju radio-komunikacionog sistema veoma bitno procjeniti koliki je uticaj vremenske selektivnosti kanala na performanse sistema. Parametar koji može pružiti uvid u nivo uticaja vremenske selektivnosti kanala na performanse sistema je spektralna gustina snage impulsnog odziva kanala. Spektralna gustina snage se može posmatrati kao funkcija gustine vjerovatnoće Doppler-ovog pomjeraja frekvencije *multipath* komponenti [2].

Do funkcije gustine vjerovatnoće slučajnog Doppler-ovog pomjeraja $p(f_d)$ moguće je doći korišćenjem funkcije gustine vjerovatnoće upadnog ugla θ dolazećih *multipath* komponenti za propagaciono okruženje koje se razmatra. Za uniformno *scattering* okruženje ugao θ predstavlja slučajnu promjenljivu sa uniformnom raspodjelom u intervalu $[0, 2\pi]$. Sa uniformnom raspodjelom upadnog ugla *multipath* komponenti, vjerovatnoća da talas dolazi do prijemnika pod uglom u opsegu uglova od θ do $\theta + d\theta$, gdje je $d\theta$ infinitezimalno mali ugao, jednaka je $\frac{d\theta}{2\pi}$. Doppler-ov pomjeraj talasa koji dolaze u ovom opsegu je u granicama $[f_d, f_d + df_d]$ koje se mogu izračunati kao:

$$f_d = \frac{v \cos(\theta)}{\lambda} \quad (2.17)$$

$$f_d + df_d = \frac{v \cos(\theta + d\theta)}{\lambda} \quad (2.18)$$

Vjerovatnoća da je upadni ugao dolazeće *multipath* komponente u opsegu uglova između θ i $\theta + d\theta$ i u opsegu $-\theta$ i $-\theta - d\theta$ je jednaka i iznosi $\frac{d\theta}{2\pi}$. Mala promjena upadnog ugla dolazećeg talasa od $d\theta$ odgovara negativnoj promjeni Doppler-ovog pomjeraja od $-df_d$. Kako upadni ugao može biti i negativan i pozitivan, vjerovatnoća da će primljeni signal imati Doppler-ov pomjeraj f_d se može izračunati na sledeći način:

$$\begin{aligned} p(f_d) &= -2p(\theta) \frac{d\theta}{df_d} \\ &= -\frac{1}{\pi} \left(\frac{df_d}{d\theta} \right)^{-1} = \frac{1}{\pi} \left(\frac{v}{\lambda} \sin(\theta) \right)^{-1} = \frac{1}{\pi} \frac{\lambda}{v} \frac{1}{\sqrt{1 - \cos^2(\theta)}} \\ &= \frac{1}{\pi} \frac{\lambda}{v} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda f_d}{v} \right)^2}} = \frac{\lambda}{\pi} \frac{1}{\sqrt{v^2 - (\lambda f_d)^2}} = \frac{\lambda}{\pi} \frac{1}{\sqrt{v^2 \left(1 - \left(\frac{\lambda f_d}{v} \right)^2 \right)}} \\ &= \frac{\lambda}{\pi v} \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{f_d}{f_{Dmax}} \right)^2 \right)}} = \frac{1}{\pi f_{Dmax}} \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{f_d}{f_{Dmax}} \right)^2 \right)}} \end{aligned} \quad (2.19)$$

Dobijeni izraz potpuno odgovara izrazu za spektralnu gustinu snage (2.20) [2].

$$S_h(f_d) = \frac{\text{rect}\left(\frac{f_d}{2f_d^{max}}\right)}{\pi f_d^{max} \sqrt{1 - \frac{f_d}{f_d^{max}}}} = \left\{ \begin{array}{ll} \frac{1}{\pi f_{Dmax}} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_d}{f_{Dmax}}\right)^2}} & \text{za } |f_d| \leq f_d^{max} \\ 0 & , \text{ drugdje} \end{array} \right\} \quad (2.20)$$

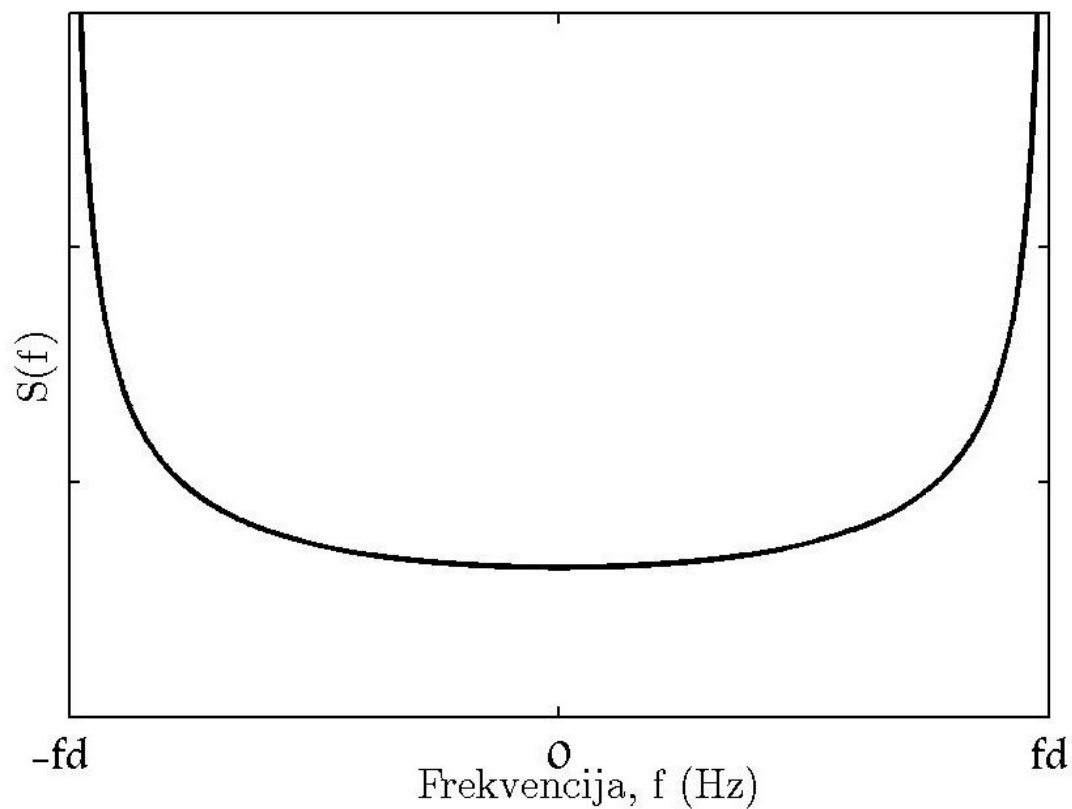
gdje je:

$$\text{rect}\left(\frac{f_d}{2f_d^{max}}\right) = \left\{ \begin{array}{ll} 1 & \text{za } \left| \frac{f_d}{2f_d^{max}} \right| \leq \frac{1}{2} \\ 0 & , \text{ drugdje} \end{array} \right\} \quad (2.21)$$

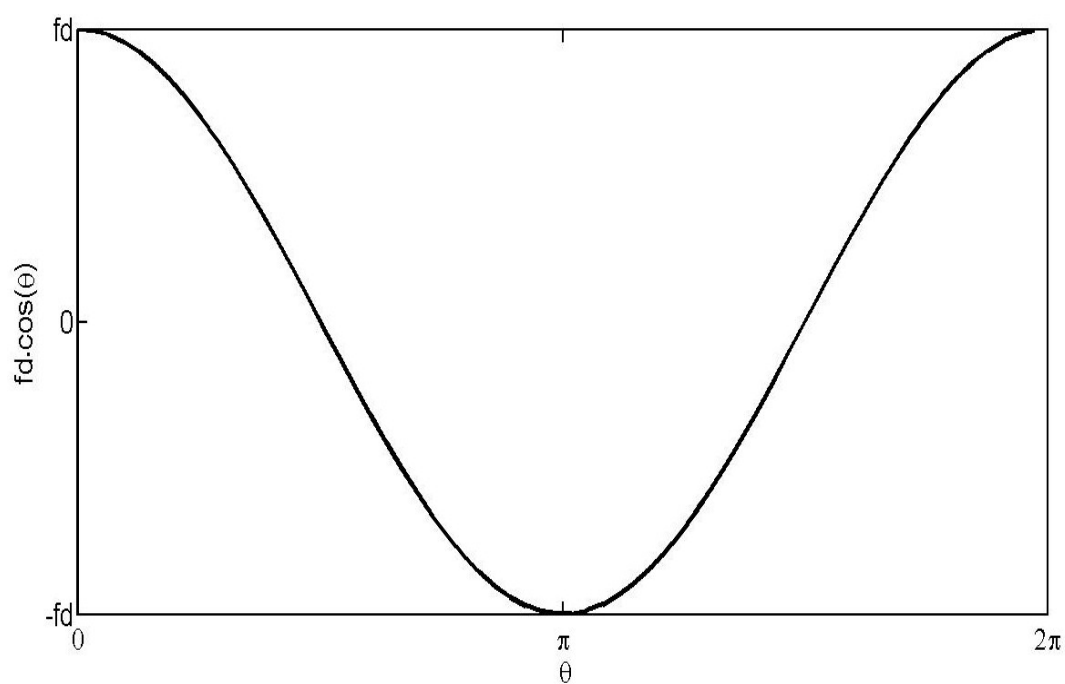
Stoga spektralnu gustinu snage $S_h(f_d)$ možemo posmatrati kao funkciju gustine vjerovatnoće Doppler-ovog pomjeraja $p(f_d)$.

Dobijena spektralna gustina snage impulsnog odziva prikazana je na Slici 2.5. Kao što se sa slike može vidjeti, funkcija gustine vjerovatnoće Doppler-ovih pomjeraja učestanosti $p(f_d)$ dostiže svoj maksimum za frekvencije $f = f_d^{max}$. To je u skladu sa očekivanjem, imajući u vidu da je $\cos(\theta) \cong 1$ za relativno veliki opseg vrijednosti ugla θ , što uslovljava da *multipath* komponente sa upadnim uglom iz ovog opsega imaju Doppler-ov pomjeraj koji je blizak maksimalnom Doppler-ovom pomjeraju: $f_d(\theta) \cong \pm f_d^{max}$ [2].

Fizički neodrživ zaključak sa Slike 2.5 da spektralna gustina snage impulsnog odziva sistema ne samo da dostiže maksimum, već i da teži beskonačnosti za frekvencije $f = \pm f_d^{max}$ potiče iz činjenice da uniformno *scattering* okruženje sa brojem reflektora koji teži beskonačnosti predstavlja samo aproksimaciju realnog propagacionog okruženja.



Slika 2.5. Spektralna gustina snage $S(f)$

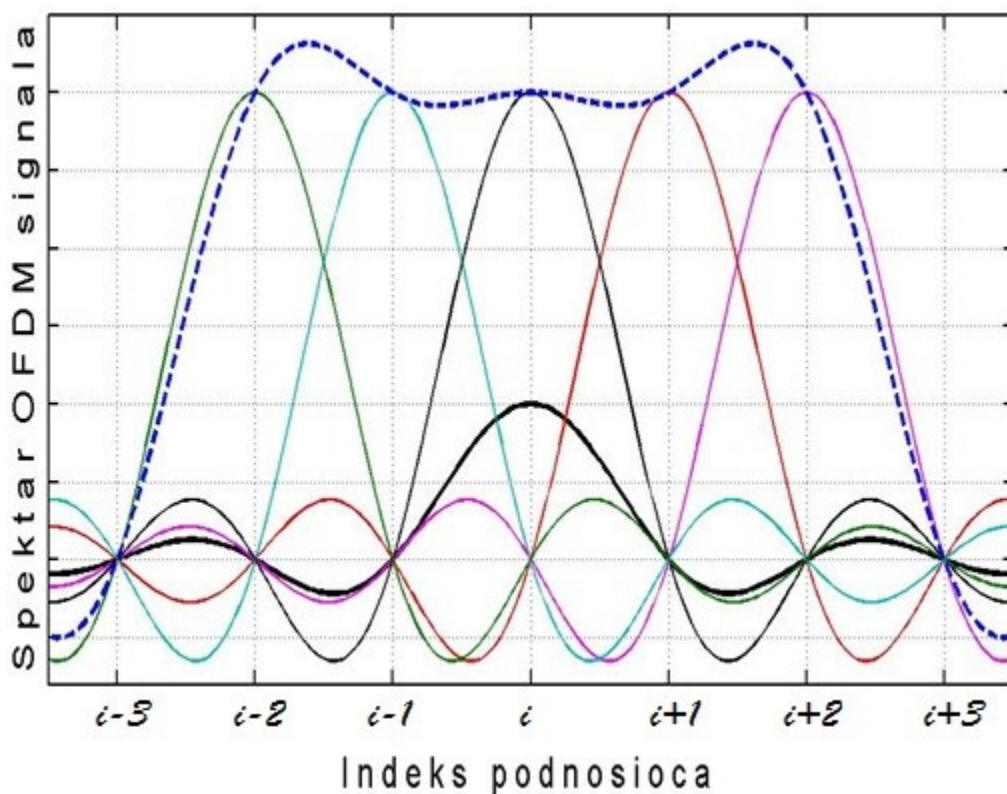


Slika 2.6. Zavisnost Doppler-ovog pomjeraja od upadnog ugla θ

Već je naglašeno da nivo uticaja vremenske selektivnosti kanala na prenos signala zavisi od više faktora, a jedan od tih faktora je korišćena tehnologija na fizičkom nivou. Sistemi koji na fizičkom nivou koriste OFDM modulacionu tehniku veoma su podložni negativnom uticaju vremenske selektivnosti kanala u pogledu pojave interferencije koja potiče od susjednih podkanala (ICI), a izuzetak nisu ni OFDM DF relejni sistemi. U narednoj Glavi biće detaljnije opisane pojedinosti vezane za pojavu ICI u OFDM DF relejnom sistemu koja nastaje kao posledica izražene vremenske selektivnosti kanala.

3. ICI U OFDM DF RELEJNOM SISTEMU

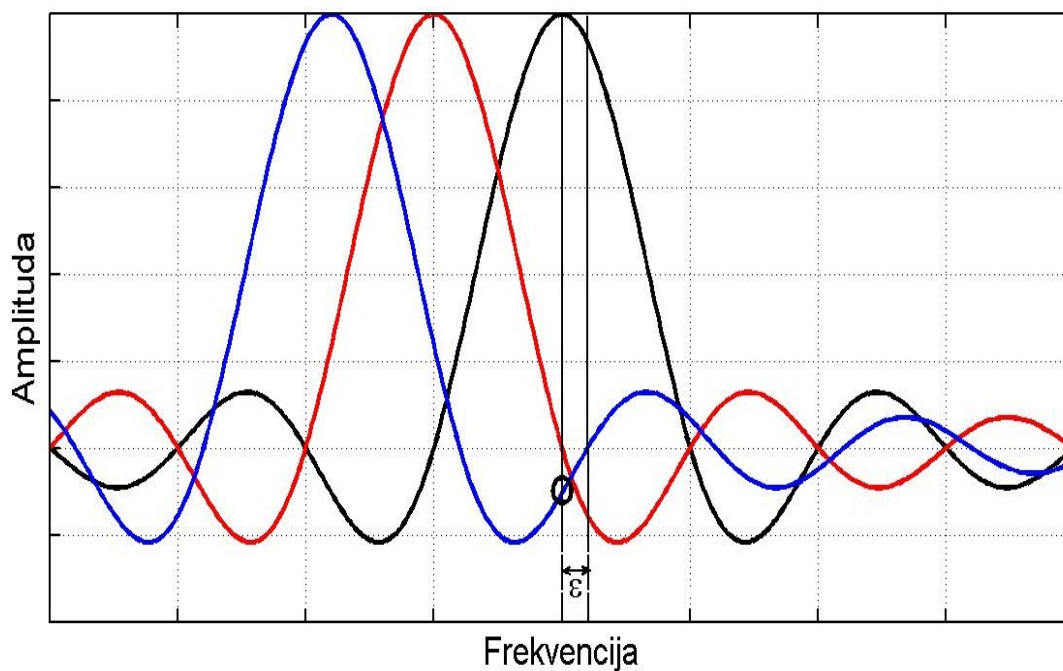
Prenos podataka u OFDM sistemima je specifičan jer se odvija po više preklapajućih ortogonalnih podkanala. Pojam ortogonalnosti odnosi se na precizno frekvencijsko rastojanje između podnosilaca i ključni je aspekt bilo kojeg OFDM sistema, pa i DF relejnog sistema koji je razmatran u ovom radu. Za pojam ortogonalnosti, za koji se veže jedna od najvećih prednosti OFDM sistema - efikasno korišćenje raspoloživog spektra, vezuju se i najozbiljniji nedostaci OFDM-a. Jedan od najvećih problema OFDM baziranih sistema je velika osjetljivosti na frekvencijski ofset [22-30]. Frekvencijski ofset je neželjena pojava koja narušava ortogonalnost OFDM podnosilaca i time uzrokuje pojavu grešaka pri demodulaciji OFDM signala. Dva su razloga nastanka ovog problema. Frekvencijski ofset može nastati ili kao rezultat neusklađenosti predajnog i prijemnog oscilatora ili zbog Doppler-ovog pomjeraja, ukoliko se radi o komunikaciji korisnika koji imaju veliku mobilnost.



Slika 3.1. Ortogonalnost OFDM podnosilaca

Narušavanje ortogonalnosti između podnosilaca rezultira pojavom smetnje koja potiče od signala iz susjednih podkanala koja se označava kao interferencija među podnosiocima (*inter-carrier* interferencija - ICI) (Slika 3.2.). Pojava ICI nije jedina negativna posledica koju prouzrokuje frekvencijski ofset. Pored problema pojave ICI koja potiče od susjednih podnosilaca, frekvencijski ofset takođe utiče i na smanjenje snage korisnog signala, što u konačnom dovodi do smanjenja efektivnog odnosa signal-šum (SNR). *Multipath* propagacija signala komplikuje problem ICI. Pri prenosu OFDM signala kroz *multipath* kanal veliki broj različitih *multipath* komponenti sa različitim slabljenjima i kašnjenjima ima različite Doppler-ove pomjeraje, što čini borbu protiv negativnih uticaja vremenske selektivnosti na performanse sistema još težom.

Nivo snage interferencije približno je isti za sve podnosioce, osim za one sa ivice spektra [32]. Podnosioci sa ivice OFDM spektra imaju manje susjednih podnosilaca, pa je za očekivati da imaju i manju snagu ICI.



Slika 3.2. Narušavanje ortogonalnosti podnosilaca u OFDM sistemu

Kako vremenska selektivnost može ozbiljno ugroziti komunikaciju u OFDM baziranom sistemu, neophodno je osmisliti strategiju borbe protiv ove negativne pojave. Prvi korak u borbi protiv pojave ICI je određivanje nivoa degradacije performansi sistema, nakon čega se može

razmotriti uvođenje tehnika koje mogu smanjiti stepen narušenosti performansi. Matematički modeli za izračunavanje snage ICI u OFDM sistemima i tehnike za ublažavanje ovih efekata su razmatrane u velikom broju radova do sada [22, 25, 27]. U ovom poglavlju će biti opisan matematički model za izračunavanje snage ICI u *multipath* mobilnom radio kanalu. Na bazi dobijenih analitičkih rezultata može se precizno utvrditi nivo negativnog uticaja vremenske selektivnosti kanala na BER performanse OFDM DF relejnog sistema. Na kraju poglavlja biće opisane i tehnike koje se uvode u cilju ublažavanja negativnog uticaja ICI na performanse sistema. Tehnike koje su predložene za borbu protiv efekata ICI na performanse sistema su tehnike oblikovanja impulsa u vremenskom domenu. Mogućnosti poboljšanja BER performansi OFDM DF relejnog sistema kroz primjenu tehnika oblikovanja impulsa predstavljene su prikazom odgovarajućih grafika koji su dobijeni na osnovu analitičkih izraza za vjerovatnoću greške po bitu.

3.1. Model sistema

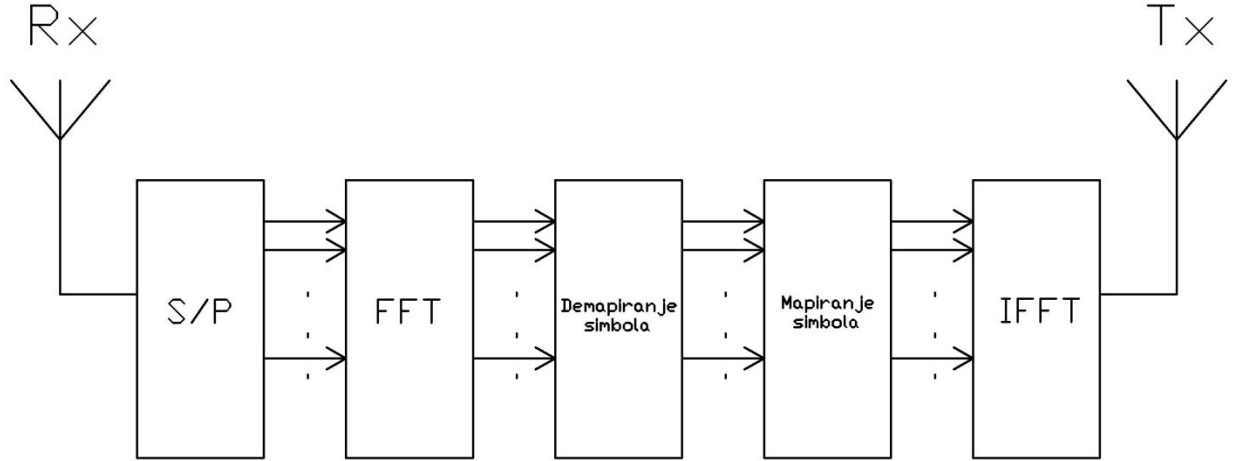
U narednom dijelu biće opisan model razmatranog *dual-hop* OFDM DF relejnog sistema. U ovakvom sistemu, proces komunikacije između izvora informacije S i destinacionog terminala D izvodi se posredstvom relejne stanice. Pretpostavljeni model isključuje mogućnost neposredne komunikacije između izvorišnog i destinacionog terminala. Signal koji se prima od izvora informacije S se, po odstranjivanju *guard* intervala (GI – *Guard Interval*) i konverzije podataka iz serije u paralelu, na relejnoj stanici demoduliše korišćenjem FFT bloka, nakon čega se vrši dekodiranje OFDM simbola. Nakon dekodiranja vrši se ponovno kodiranje, pa potom OFDM modulacija kroz IFFT operaciju i slanje destinacionom terminalu, kome je poruka namijenjena.

Na Slici 3.3 je data blok šema DF relejne stanice. OFDM signal u vremenskom domenu na izlazu OFDM predajnika sa N podnosilaca je dat sa:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} w(t - kT_u) \sum_{n=0}^{N-1} a_n(k) * e^{j(\omega_c + n\omega_s)(t - kT_t)},$$

gdje je:

$$p(t - kT_u) = \begin{cases} 1, & -T_g < t < T_s \\ 0, & t < -T_g, t > T_s \end{cases} \quad (3.1)$$



Slika 3.3. Blok šema DF relejne stanice

U ovom izrazu, $a_n(k)$ označava k -ti modulacioni simbol n -tog podnosioca, $\omega_c + n\omega_s$ je frekvencija n -tog podnosioca $\omega_s = \frac{2\pi}{T_s}$, gdje je ω_c centralna učestanost zauzetog spektra, $T_u = T_s + T_g$ je trajanje frejma, gdje je T_g trajanje *guard* intervala. Nakon prolaska signala kroz mobilni radio kanal primljeni signal na izlazu OFDM prijemnika postaje:

$$r(t) = \int_0^{\tau_{max}} s(t - \tau)h(\tau, t)d\tau + n(t) \quad (3.2)$$

gdje je $n(t)$ kompleksni Gausov šum sa nultom srednjom vrijednošću i jednostranom spektralnom gustinom N_{01} , a $h(\tau, t)$ je impulsni odziv kanala, koji se modeluje kao direktna komponenta signala plus suma nezavisnih *multipath* komponenti (Rice-ov feding kanal).

Ako je kanal koji se posmatra kvazistatičan tokom prenosa k -tog OFDM simbola, $h_k(\tau, t)$ je tada $h_k(\tau)$. Konačno, primljeni k -ti OFDM simbol u n -tom OFDM potkanalu na relejnoj stanici postaje :

$$y_{n,k} = a_n(k)h_{n,k} + n_{1,n,k} \quad (3.3)$$

gdje su odbirci $n_{1,n,k}$ nezavisne Gausove slučajne promjenljive sa nultom srednjom vrijednošću i varijansom σ^2 . Veličina $h_{n,k}$ predstavlja kompleksne koeficijente kanala definisane kao Furijeova transformacija $h_k(\tau)$ na frekvencijskim odbircima $n\omega_s$ [8]. OFDM signal u vremenskom domenu na izlazu iz predajnika relejne stanice se može izraziti kao:

$$s_{RS}(t) = \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} p(t - kT_u) \sum_{n=0}^{N-1} \ddot{a}_n(k) * e^{j(\omega_c + n\omega_s)(t - kT_t)} \quad (3.4)$$

gdje je sa $\ddot{a}_n(k)$ označena estimacija k -tog modulacionog simbola na n -tom podnosiocu detektovanom na relejnoj stanici. Primljeni signal na destinaciji može se izraziti kao:

$$r_D(t) = \int_0^{\tau_{max}} s_{RS}(t - \tau) g(\tau, t) d\tau + n_2(t) \quad (3.5)$$

Impulsni odziv kanala na drugom hopu, $g(\tau, t)$ se modeluje preko direktne komponente signala i sume nezavisnih NLOS *multipath* komponenti (Rice-ov fading kanal). Primljeni k -ti OFDM simbol na n -tom OFDM podkanalu na destinaciji postaje:

$$Y_{D,n,k} = g_{n,k} \ddot{a}_n(k) + n_{2,n,k} \quad (3.6)$$

pri čemu je $g_{n,k}$ prenosna funkcija n -tog podnosioca u k -tom trenutku na drugom hopu, a $n_{2,n,k}$ su odbirci Gausovog šuma sa nultom srednjom vrijednošću i varijansom koja je jednaka varijansi šuma na relejnoj stanici, σ^2 .

3.2. BER performanse OFDM DF relejnog sistema

BER performanse razmatranog sistema zavise od karakteristika kanala na prvom i drugom hopu, odnosno od BER performansi na oba hoba. Kada se koristi binarno mapiranje, primljeni bit na n -tom podnosiocu na destinaciji će biti ispravno dekodiran ako se greška u dekodiranju ne pojavljuje ni na relejnoj stanici, ni na destinacionom terminalu, ili ako se greška na bitu pojavljuje i na relejnoj stanici i na destinacionom terminalu. Stoga je vjerovatnoća greške na n -tom podnosiocu na destinaciji definisana kao:

$$P_{b,n} = 1 - [(1 - P_{b1,n})(1 - P_{b2,n}) + P_{b1,n}P_{b2,n}] = P_{b1,n} + P_{b2,n} - 2P_{b1,n}P_{b2,n} \quad (3.7)$$

gdje $P_{b1,n}$ i $P_{b2,n}$ označavaju BER vrijednosti za n -ti podnosilac na prvom hopu i n -ti podnosilac na drugom hopu, respektivno. BER performanse OFDM DF relejnog sistema mogu se dobiti usrednjavanjem vjerovatnoće greške po bitu n -tog podkanala na destinaciji po svim podkanalima:

$$P_b = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} P_{b,n}(n). \quad (3.8)$$

U cilju izračunavanja vjerovatnoće greške u razmatranom sistemu biće izveden BER izraz za BPSK modulisani OFDM sistem u kanalu sa vremenski selektivnim Rice-ovim fedingom, što odgovara pretpostavljenoj pojavi ICI usled mobilnosti destinacionog terminala. Iz izvedenog izraza je moguće izračunati BER performanse za prvi hop birajući da je ICI jednaka nuli (Rice-ov *flat* feding kanal). BER izraz za slučaj kada ne postoji direktna linija vidljivosti između relejne stanice i destinacionog terminala se dobija podešavanjem da je Rice-ov faktor $K = 0$ i $ICI \neq 0$.

Signal na n -tom podnosiocu na prijemniku u k -tom intervalu za standardni OFDM sistem bez releja može se zapisati kao:

$$y_{n,k} = a_n(k)g_{n,k} + n_{n,k} \quad (3.9)$$

Za BPSK modulaciju, analiza počinje definisanjem poslatog simbola kao: $a_{k,m} = \{1, -1\}$, $m = 1, 2$. Na prijemniku, optimalni detektor će izabrati simbol $a_{k,l} \in \{a_{k,m}\}$, koji minimizuje distancionu metriku:

$$M_d\{a_{k,l}\} = |y_k - \hat{g}_k a_{k,l}|^2 \quad (3.10)$$

U ovoj relaciji $\hat{g}_k$ označava estimaciju kanala. Greška u prenosu se javlja ukoliko je metrika izračunata za simbol $a_{k,l}$ manja od manja od metrike poslatog simbola $a_{k,i}$:

$$P_e(n) = Prob\{M_d(a_{k,l}) < M_d(a_{k,i})\} = Prob\{D < 0\} \quad (3.11)$$

Iz jednačine (3.10), uvedena veličina D postaje [32, 8]:

$$D = y_k \hat{g}_k^* (a_{k,i}^* - a_{k,l}^*) + y_k^* \hat{g}_k (a_{k,i} - a_{k,l}) + |\hat{g}_k|^2 (|a_{k,l}|^2 - |a_{k,i}|^2) \quad (3.12)$$

Kompleksna Gausova veličina y_k ima srednju vrijednost koja zavisi od prisustva direktne komponente signala na prijemnom kraju [32]. Kako je $\hat{g}_k$, kao estimacija prenosne funkcije kanala, takođe kompleksna Gausova veličina, iz jednačine (3.12) na osnovu koje se donosi odluka, D , može se prepoznati kao specijalan slučaj generalne kvadratne forme definisane u [32, Appendix B]:

$$D = A|X|^2 + B|Y|^2 + CX^*Y + C^*XY^* \quad (3.13)$$

gdje su X i Y kompleksne Gausove slučajne veličine, a A , B i C su konstante. Upoređujući (3.12) i (3.13), evidentno je sledeće [32]:

$$\begin{aligned} Y &= y_k \\ X &= g_k \\ A &= |a_{k,l}|^2 - |a_{k,i}|^2 \\ B &= 0 \\ C &= a_{k,i} - a_{k,l} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Koristeći (3.13) i (3.14), vjerovatnoća greške po bitu se može naći kao [8]:

$$P_e = \text{Prob}\{D < 0\} = \int_{-\infty}^0 p(D) dD = Q_1(a, b) - \frac{v_2/v_1}{1 + v_2/v_1} I_0(a, b) e^{-\frac{(a^2+b^2)}{2}} \quad (3.15)$$

gdje je $Q_1(a, b)$ Markum Q funkcija, a $I_n(x)$ je modifikovana Beselova funkcija n -tog reda prve vrste [32]. Parametri (a, b, v_1, v_2) u gornjim relacijama su definisani u [32] i oni zavise od karakteristika kanala i tehnika za estimaciju kanala:

$$\begin{aligned} a &= \left[\frac{2v_1^2 v_2 (\alpha_1 v_2 - \alpha_2)}{(v_1 + v_2)^2} \right]^{\frac{1}{2}} \\ b &= \left[\frac{2v_1 v_2^2 (\alpha_1 v_1 - \alpha_2)}{(v_1 + v_2)^2} \right]^{\frac{1}{2}} \\ v_{1,2} &= \sqrt{w^2 + \frac{1}{4(\Psi_{xx}\Psi_{yy} - |\Psi_{xy}|^2)}(|C|^2 - AB)} \mp w \\ w &= \frac{A\Psi_{xx} + B\Psi_{yy} + C\Psi_{xy}^* + C\Psi_{xy}}{4(\Psi_{xx}\Psi_{yy} - |\Psi_{xy}|^2)(|C|^2 - AB)} \\ \alpha_1 &= 2(|C|^2 - AB)(|\bar{X}_1|^2 \Psi_{yy} + |\bar{Y}_1|^2 \Psi_{xx} - \bar{X}_1^* \bar{Y}_1 \Psi_{xy} - \bar{X}_1 \bar{Y}_1^* \Psi_{xy}^*) \\ \alpha_2 &= A|\bar{X}_1|^2 + B|\bar{Y}_1|^2 + C\bar{X}_1^* \bar{Y}_1 + C^* \bar{X}_1 \bar{Y}_1^* \end{aligned} \quad (3.16)$$

Karakteristike kanala i tehnika za estimaciju kanala izražavaju se prvim i drugim momentom promjenljivih X_1 i Y_1 [8, 32]:

$$\begin{aligned}
 \bar{X}_1 &= E\{\hat{g}_k\} = \rho e^{j\theta_d} \\
 \bar{Y}_1 &= E\{y_k\} = E\{y_k\} = a_{k,i} \rho e^{j\theta_d} \\
 \Psi_{xx} &= \frac{1}{2} [E\{|\hat{g}_k|^2\} - |\bar{X}_1|^2] = \frac{1}{2} (P_0 - \rho^2) \\
 \Psi_{yy} &= \frac{1}{2} [E\{|y_k|^2\} - |\bar{Y}_1|^2] = \frac{1}{2} [|a_{k,i}|^2 (P_0 - \rho^2) + \sigma_N^2] \\
 \Psi_{xy} &= \frac{1}{2} [E\{|\hat{g}_k y_k^*|\} - \bar{X}_1 \bar{Y}_1^*] = \frac{1}{2} a_{k,i}^* (P_0 - \rho^2)
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

Impulsni odziv kanala $g(\tau, t)$ čine direktna komponenta signala (sa amplitudom ρ , snagom P_d , i slučajnom fazom θ_d) i L reflektovanih nezavisnih *multipath* komponenti (sa amplitudama R_i kašnjenjima τ_i , Doppler-ovim frekvencijskim pomjerajima f_i i snagama P_i). U razmatranim scenarijima Dopplerov pomjeraj f_i uzima vrijednosti u granicama $-f_m < f_i < f_m$. Ukupna snaga reflektovanih komponenti je $P_r = \sum_{i=1}^L P_i$, pa je faktor K Rice-ovog fedinga definisan kao $K = P_d/P_r$. Pretpostavljena je savršena vremenska i frekvencijska sinhronizacija između terminala koji učestvuju u komunikaciji i ICI se javlja samo kao posledica vremenske selektivnosti kanala. Impulsni odziv kanala modelovan je kao:

$$g(\tau, t) = \rho \delta(\tau) + \sum_{i=1}^L R_i g_i(t) \delta(\tau - \tau_i) \tag{3.18}$$

gdje je $\delta(\tau)$ Dirakova delta funkcija, a $g_i(t)$ je nezavisni, kompleksni Gausov proces sa nultom srednjom vrijednošću. Za omni-direkcione antene i uniformno *scattering* okruženje spektralna gustina snage veličine $g_i(t)$ je opisana relacijom (2.20):

$$S(f) = \begin{cases} \frac{1}{\pi f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_m}\right)^2}} & \text{za } |f| < f_m \\ 0, & \text{drugdje} \end{cases} \tag{3.19}$$

Greške u dekodiranju ne javljaju se samo usled bijelog Gausovog šuma, već i zbog Doppler-ovog frekvencijskog pomjeraja koji dovodi do ICI. Stoga, trenutni odnos $signal/(šum + ICI)$ po OFDM podkanalu je definisan kao [8]:

$$\gamma = \frac{E\{|a_n(k)|^2\}g_k g_k^*}{\sigma_N^2 + \sigma_{ICI}^2} \quad (3.20)$$

Varijansa ICI koja potiče od podnosioca n na podnosilac $n + \Delta$ na prijemu je [8]:

$$\sigma_{ICI}^2 = \sum_{\Delta \neq 0} E\{g_{n+\Delta,n} g_{n+\Delta,n}^*\} \quad (3.21)$$

Uzimajući u obzir model kanala definisan u jednačini (3.18), $g_{n+\Delta,n}$ je izvedeno u sledećoj formi [8]:

$$g_{n+\Delta,n} = \sum_{i=1}^I \frac{R_i}{2} \text{sinc}\left(\Delta + \frac{\omega_i}{\omega_s}\right) e^{-j(\omega_c + \omega_i + n\omega_s)\tau_i - \frac{1}{2}j\omega_i T_s - j\pi\Delta} \quad (3.22)$$

gdje je $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$. Z

a pretpostavljenu spektralnu gustinu snage $S(f)$, uvodeći novi promjenljivu $u = f_i/f_m$, ICI varijansa postaje [8]:

$$\sigma_{ICI}^2 = \frac{P_T}{\pi} \int_{-1}^1 \frac{\text{sinc}(\Delta + \frac{f_m}{f_s} u)}{\sqrt{1 - u^2}} du \quad (3.23)$$

Srednji odnos signal/(šum+interferencija) po podnosiocu izražen je kao $\bar{\gamma} = \frac{\Gamma}{1+\Gamma\xi}$, gdje je sa Γ označen srednji odnos signal/šum, a $\xi = \sigma_{ICI}^2/P_T$ predstavlja srednji odnos $ICI/signal$. Parametri z i q se uvode kako bi se opisao Rice-ov vremenski selektivan feding kanal:

$$z = 1 + \frac{K + 1}{\bar{\gamma}}, \quad q = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}K}{2(K + 1)}}. \quad (3.24)$$

Korišćenjem ovih parametara izveden je BER izraz u zatvorenoj formi za standardan BPSK modulisan OFDM sistem u vremenski selektivnom, Rice-ovom feding kanalu kao [8]:

$$P_e = e^{-q^2 \frac{z^2-1}{z}} \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{\sqrt{z}-1}{\sqrt{z}+1} \right)^n I_n \left[q^2 \frac{(z-1)^2}{z} \right] \frac{\sqrt{z}+1}{2\sqrt{z}} I_0 \left[q^2 \frac{(z-1)^2}{2z} \right] \right\} \quad (3.25)$$

Odgovarajućim izborom z i q parametara se dobijaju parametri koji opisuju Rice-ov kanal sa ravnim fedingom na prvom hopu (z_1, q_1) i vremenski selektivni feding kanal na drugom hopu (z_2, q_2):

$$z_1 = 1 + \frac{K_1 + 1}{\Gamma}, \quad q_1 = \sqrt{\frac{\Gamma K_1}{2(K_1 + 1)}} \quad (3.26)$$

$$z_2 = 1 + \frac{K_2 + 1}{\bar{\gamma}}, \quad q_2 = \sqrt{\frac{\bar{\gamma} K_2}{2(K_2 + 1)}}. \quad (3.27)$$

BER izraz u zatvorenoj formi za n -ti podnosilac na prvom hopu OFDM DF relejnog sistema se dobija u formi:

$$P_{b1,n} = e^{-q_1^2 \frac{z_1^2-1}{z_1}} \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{\sqrt{z_1}-1}{\sqrt{z_1}+1} \right)^n I_n \left[q_1^2 \frac{(z_1-1)^2}{z_1} \right] \frac{\sqrt{z_1}+1}{2\sqrt{z_1}} I_0 \left[q_1^2 \frac{(z_1-1)^2}{2z_1} \right] \right\} \quad (3.28)$$

dok se izraz za BER za n -ti podnosilac na drugom hopu može zapisati kao:

$$P_{b2,n} = e^{-q_2^2 \frac{z_2^2-1}{z_2}} \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{\sqrt{z_2}-1}{\sqrt{z_2}+1} \right)^n I_n \left[q_2^2 \frac{(z_2-1)^2}{z_2} \right] \frac{\sqrt{z_2}+1}{2\sqrt{z_2}} I_0 \left[q_2^2 \frac{(z_2-1)^2}{2z_2} \right] \right\} \quad (3.29)$$

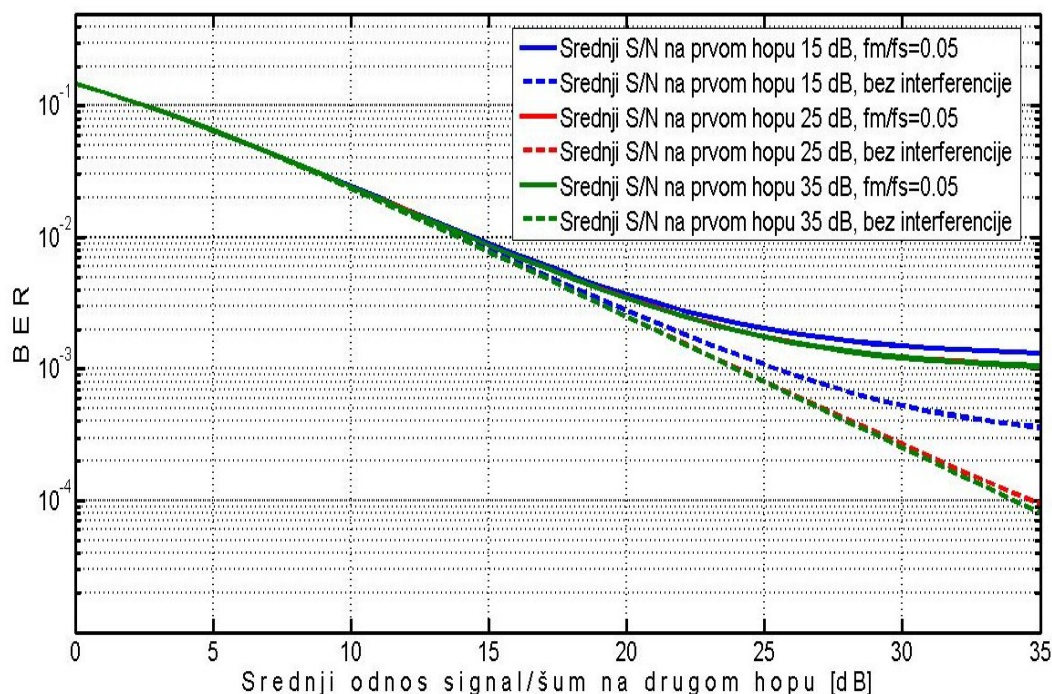
Zamjenom (3.28) i (3.29) u relaciju (3.7), a zatim u (3.8) dobija se konačan BER izraz za BPSK modulirani OFDM DF relejni sistem u razmatranom scenariju.

3.3. Analiza BER performansi OFDM DF relejnog sistema

BER vrijednosti za BPSK modulirani OFDM DF relejni sistem sa Rice-ovim ($K_1 = 6$) feding kanalom na prvom hopu i Rayleigh-jevom feding kanalom na drugom hopu dobijeni analitičkim putem su prikazani na Slikama 3.4 i 3.6. BER vrijednosti za isti sistem, ali sa Rice-ovim ($K_2 = 6$) feding kanalom na prvom hopu i Rice-ovim ($K_2 = 6$) feding kanalom na drugom hopu prikazane su na Slikama 3.5 i 3.7. Razmatran je relejni sistem sa 64 podnosioca.

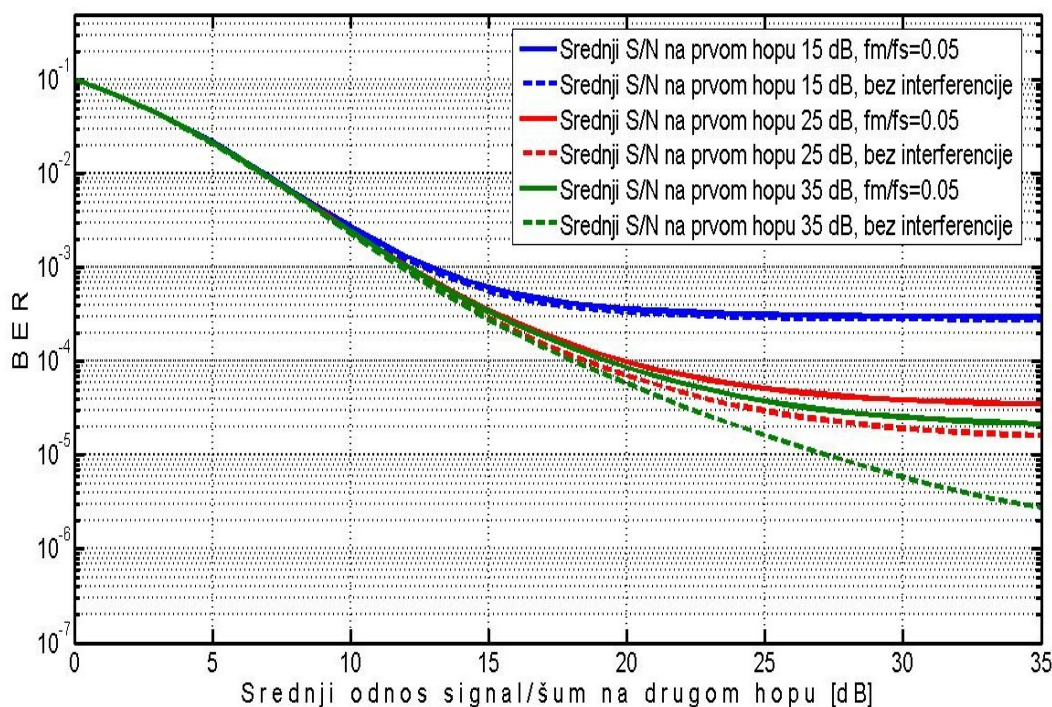
Predstavljeni rezultati na Slikama 3.4 ($K_2 = 0$, Rayleigh-jev feding kanal) i 3.5 ($K_2 = 6$) važe za scenario sa vremenski-selektivnim kanalom na drugom hopu, u mobilnom okruženju koje je opisano normalizovanim Doppler-ovim širenjem (f_m/f_s) vrijednosti 0.05, dok su na Slikama 3.6 ($K_2 = 0$, Rayleigh-jev feding kanal) i 3.7 ($K_2 = 6$) predstavljeni rezultati koji važe za scenario kod kojeg je vremenski-selektivni kanal na drugom hopu opisan normalizovanim Doppler-ovim širenjem vrijednosti 0.08. Za razmatrani opseg od 3.5 GHz i za rastojanje između OFDM podnosilaca od 15 kHz, izabrane vrijednosti normalizovanog Doppler-ovog širenja od 0.05 i 0.08 odgovaraju situaciji veoma velike brzine kretanja mobilne jedinice od preko $200 \frac{km}{h}$ koje mogu postići veoma brzi vozovi. U cilju poređenja, prikazani su i BER grafici za OFDM DF relejni sistem bez ICI na drugom hopu, za različite vrijednosti srednjeg odnosa signal-šum, za svaki od scenarija.

Sa prikazanih grafika se može uočiti da je za manje SNR vrijednosti na prvom linku degradacija BER performansi veoma mala, čak i za vrijednost normalizovanog Doppler-ovog širenja od 0.08. Za veće vrijednosti srednjeg SNR-a na oba linka, degradacija BER performansi prouzrokovana vremenskom selektivnošću drugog kanala je značajna. Tako, na primjer, u scenariju sa Rice-ovim feding kanalom na prvom linku i Rayleigh-jevim feding kanalom na drugom linku, kada je srednji SNR na prvom linku jednak 25 dB i vrijednost normalizovanog Doppler-ovog širenja 0.05 (Slika 3.4), za BER vrijednost od $3 * 10^{-3}$, degradacija SNR-a je oko 2 dB. Takođe, za srednju vrijednost SNR-a od 25 dB na prvom i drugom linku, BER razmatranog sistema bez interferencije na drugom linku je jednak $8 * 10^{-4}$. U istom SNR scenariju, ali sa interferencijom na drugom linku, BER je jednak $1.7 * 10^{-3}$.



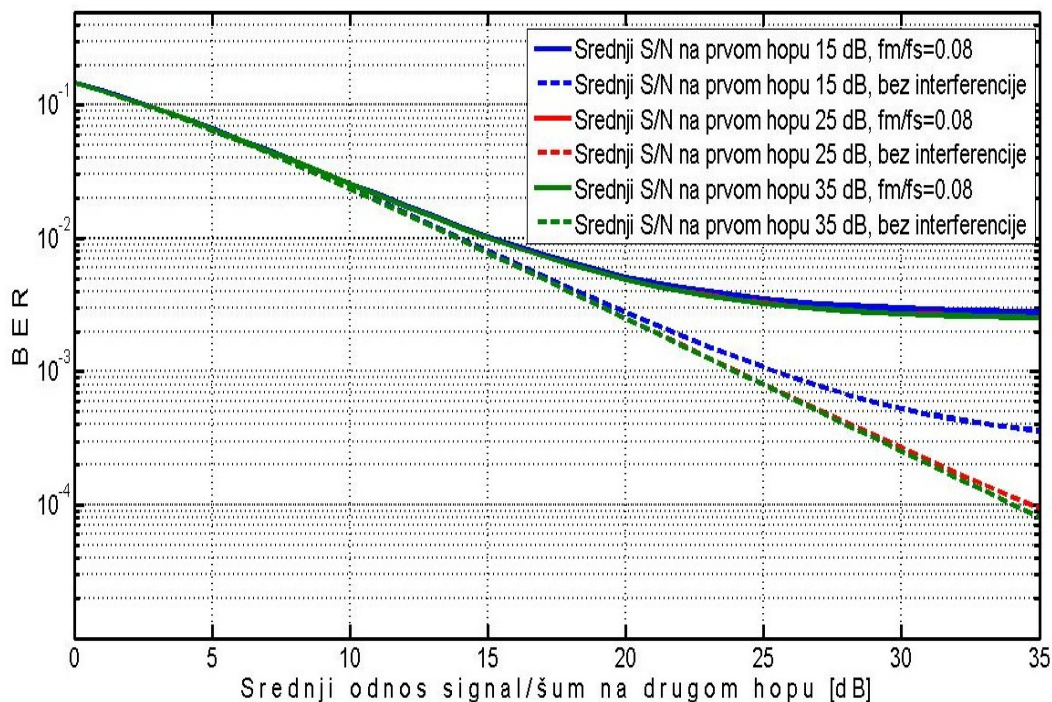
Slika 3.4. Vjerovatnoća greške po bitu u OFDM DF relejnom sistemu, $K_1 = 6$, $K_2 = 0$

Poređenje BER performansi OFDM DF relejnog sistema sa i bez interferencije na drugom linku, u slučaju kanala sa Rice-ovim fadingom na oba linka (Slika 3.5, $f_m/f_s = 0.05$), kada je SNR na prvom linku 15 dB pokazuje da se grafici neznatno razlikuju i degradacija BER performansi skoro da nije prisutna. Za veće vrijednosti SNR-a na prvom hopu uticaj ICI postaje značajan. Tako, pri vrijednosti BER-a od 10^{-4} i sa SNR-om na prvom linku 25 dB, degradacija SNR-a je približno 2 dB. Za veoma velike vrijednosti SNR-a na prvom i drugom hopu, degradacija BER performansi koja nastaje usled vremenske selektivnosti kanala postaje više izražena, pa je pri BER-u od $4 \cdot 10^{-5}$, za srednji SNR na prvom hopu 35 dB degradacija SNR-a oko 4 dB.



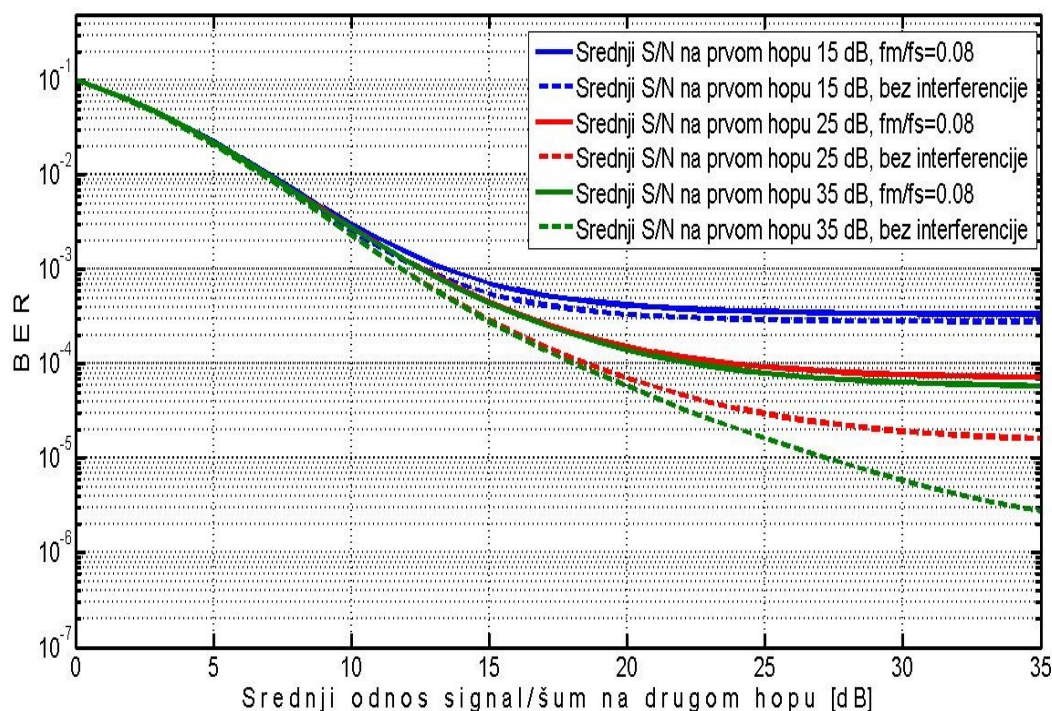
Slika 3.5. Vjerovatnoća greške po bitu u OFDM DF relejnom sistemu, $K_1 = 6$, $K_2 = 6$

Performanse BPSK modulisanog OFDM DF relejnog sistema su više narušene za veću vrijednosti normalizovanog Doppler-ovog širenja, što je u skladu sa očekivanjem. Na primjer, u scenariju sa Rayleigh-jevim feding kanalom na drugom linku, za srednji SNR na prvom linku od 25 dB i za vrijednost normalizovanog Doppler-ovog širenja od 0.08 (Slika 3.6), za BER vrijednost od $3 \cdot 10^{-3}$, degradacija SNR-a je oko 7.5 dB, u poređenju sa degradacijom od oko 2 dB za isti SNR i feding scenario na oba hopa sa normalizovanim Doppler-ovim širenjem od 0.05 (Slika 3.4). Porastom srednjeg SNR-a na oba linka, raste i degradacija usled prisustva interferencije na drugom linku. Za srednju vrijednost SNR-a od 25 dB na prvom i drugom linku, u scenariju sa Rice-ovim feding kanalom na prvom linku i Rayleigh-jevim feding kanalom na drugom linku (Slika 3.6), BER razmatranog sistema bez interferencije na drugom linku je jednak $8 \cdot 10^{-4}$. U istom feding scenariju i za iste vrijednosti srednjeg SNR-a na hopovima, ali sa interferencijom na drugom linku ($f_m/f_s = 0.08$), BER je jednak $3.2 \cdot 10^{-3}$, što je skoro dva puta veća vjerovatnoća greške u odnosu na scenario kod kojeg je vremenska selektivnost kanala na drugom hopu karakterisana normalizovanim Doppler-ovim pomjerajem vrijednosti 0.05 (Slika 3.4).



Slika 3.6. Vjerovatnoća greške po bitu u OFDM DF relejnom sistemu, $K_1 = 6$, $K_2 = 0$

Slika 3.7 potvrđuje prethodne zaključke, ali za scenario kada je $K_1 = 6$ i $K_2 = 6$. Na primjer, pri vrijednosti BER-a od 10^{-4} i sa SNR-om na prvom linku 25 dB, degradacija SNR-a je približno 5 dB, u odnosu na degradaciju SNR-a od 2 dB u istom feding i SNR scenariju sa vremenski selektivnim kanalom na drugom hopu kod kojeg je $f_m/f_s = 0.05$. Kada je SNR vrijednost na prvom i drugom hopu 35 dB i kada Rice-ov feding kanal na drugom hopu vremenski selektivan $f_m/f_s = 0.08$, BER razmatranog sistema je $5.8 \cdot 10^{-5}$. Međutim, u istom SNR i feding scenariju, ali sa vremenski ravnom Rice-ovom feding kanalom na drugom hopu, BER razmatranog OFDM DF sistema je $2.7 \cdot 10^{-6}$.



Slika 3.7. Vjerovatnoća greške po bitu u OFDM DF relejnom sistemu, $K_1 = 6$, $K_2 = 6$

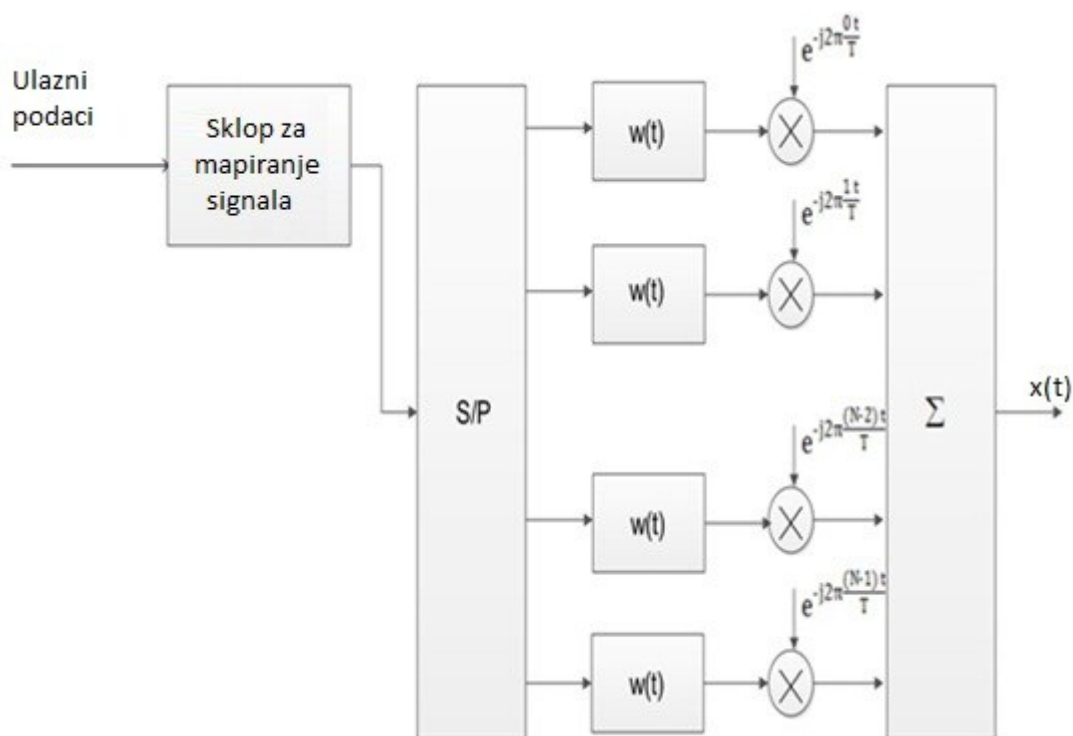
Analiza BER rezultata prikazanih na grafičima 3.4 - 3.7 pokazuje da je u slučaju OFDM DF relejnog sistema, kada se prenos podataka vrši u vremenski selektivnom kanalu, neophodno implementirati neku od tehnika koje mogu pomoći u redukciji negativnog uticaja ICI na BER performanse u oblasti SNR-ova koji su od interesa u cilju postizanja zadovoljavajućeg kvaliteta servisa. Porastom vrijednosti normalizovanog Doppler-ovog širenja uloga tehnika oblikovanja impulsa, može postati značajnija. U narednom dijelu će biti razmatrane različite tehnike oblikovanja impulsa u cilju identifikovanja optimalnog rješenja za smanjenje uticaja ICI na performanse sistema.

3.4. Oblikovanje impulsa u cilju redukcije ICI u OFDM sistemima

Kao što se na osnovu prethodnog izlaganja može zaključiti, ICI predstavlja veliki problem u OFDM sistemima. *Multipath* prostiranje signala dodatno usložnjava problem, jer veliki broj različito oslabljenih komponenti dolazi do prijemnika pod različitim uglovima, pa su im različiti i Doppler-ovi pomjeraji. Kako ne bi bila ugrožena komunikacija i prenos podataka, neželjenu pojavu interferencije između OFDM podnosilaca je potrebno adekvatno tretirati. U

literaturi postoje različita rješenja za redukciju interferencije, između kojih se kao jedna od ponuđenih tehnika može izdvojiti tehnika oblikovanja impulsa u vremenskom domenu. Pri tome, u OFDM sistemu tehnika oblikovanja impulsa se može efikasno implementirati, bez obzira na broj podnosilaca i modulaciju koja se koristi na pojedinačnim podnosiocima [23].

U spektru OFDM signala svaki od podnosilaca se sastoji od glavne laticе koju prati određen broj bočnih laticа opadajućih amplituda. Međusobna ortogonalnost podnosilaca znači da frekvenciji maksimuma svakog podnosioca odgovaraju spektralne nule svih ostalih podnosilaca. Međutim, usled frekvencijskog ofseta, ortogonalnost se gubi. Narušena ortogonalnost znači pojavu interferencije. Povećanjem frekvencijskog ofseta će rasti i snaga interferencije. Implementiranjem tehnike oblikovanja impulsa moguće je smanjiti amplitude bočnih laticа, čime se smanjuje ukupna snaga interferencije u uslovima narušene ortogonalnosti podnosilaca.



Slika 3.8. OFDM predajnik sa implementiranom tehnikom oblikovanja impulsa

U ovoj tezi se razmatra uticaj tehnike oblikovanja impulsa signala na performanse sistema sa stanovišta BER-a. Na bazi dobijenih rezultata će biti izvršeno upoređivanje BER

performansi sistema u kojem se primjenjuje konvencionalni pravougaoni oblik impulsa i sistema u kome su implementirane tehnike oblikovanja impulsa.

Veliki broj radova koji je objavljen do sada opisuje upotrebu tehnike oblikovanja impulsa u OFDM sistemima u cilju redukcije ICI. Ovi radovi se mogu klasifikovati u dvije grupe; prva grupa kod koje je opisana tehnika oblikovanja impulsa u predajniku, [25, 27, 28], i druga grupa radova u kojoj je opisana upotreba ove tehnike na prijemnoj strani, [25, 27, 28]. Na predajnoj strani, OFDM signalu se nakon IFFT operacije dodaje ciklični prefiks. Nakon ove operacije se na predajnoj strani vrši oblikovanje impulsa. Tehnika oblikovanja impulsa na prijemniku se koristi kako bi se umanjila osjetljivost na frekvencijske greške. Kod ove vrste oblikovanja impulsa, primljeni signal se u vremenskom domenu oblikuje množenjem sa prozor (*window*) funkcijom za oblikovanje impulsa, nakon čega se obavlja FFT operacija [25].

Na Slici 3.6. je prikazan blok dijagram OFDM predajnika sa N podnosilaca kod kojeg se koristi tehnika oblikovanja impulsa. Prema ovoj šemi, nakon što se izvrši mapiranje signala u odgovarajuću konstalaciju, tok podataka se dijeli na N paralelnih grana. Svaka od paralelnih totkova podataka se oblikuje talasnom formom za oblikovanje impulsa signala, $w(t)$, i šalje po datom podnosiocu. Opisano rješenje je moguće primijeniti i kada se na svakom podnosiocu koristi različita modulacija.

3.5. Razmatrani impulsni oblici

U literaturi je predloženo nekoliko *window* funkcija ili funkcija za oblikovanje impulsa. Važan uslov koji mora zadovoljiti *window* funkcija je da njena Furijeova transformacija mora imati spektralne nule na frekvencijama $\pm 1/T, \pm 2/T, \dots$, kako bi se očuvala ortogonalnost. Impulsni oblici koji ispunjavaju ovaj uslov se nazivaju Nyquist-ovi impulsni oblici ili Nyquist-ovi prozori. U daljem dijelu biće predstavljeni Nyquist-ovi impulsni oblici koji su dostupni u literaturi: Poboljšani podignuti kosinus (*Better Than Raised Cosine* - BTRC), Sinc snaga (*Sinc Power* - SP), Poboljšana sinc snaga (*Improved Sinc Power* - ISP). Pravougaoni impulsni oblik i BTRC impulsni oblik se koriste na predaji, dok se SP i ISP impulsni oblici koriste samo na prijemu [25].

U literaturi se ne mogu pronaći izrazi u zatvorenoj formi koji u vremenskom domenu predstavljaju SP i ISP impulsne oblike. Međutim, ovi impulsni oblici se mogu izračunati numerički upotrebom IFFT operacije. S druge strane, izraz za RC, BTRC su dostupni i u vremenskom i u frekvencijskom domenu. Izrazi za različite impulsne oblike u vremenskom i frekvencijskom domenu su dati u [25, 36]:

a. *Pravougaoni impuls (REC)*

$$w_{rec}(t) = \begin{cases} \frac{1}{T}, & -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \\ 0 & \text{drugdje} \end{cases} \quad (3.30)$$

$$W_{rec}(f) = \text{sinc}(fT) \quad (3.31)$$

b. *Better Than Raised Cosine impuls (BTRC)*

$$w_{BTRC}(t) = \begin{cases} \frac{1}{T}, & 0 \leq t \leq \frac{T(1-\alpha)}{2} \\ \frac{1}{T} e^{-\left\{\frac{2\log 2}{\alpha T} \left(t - \frac{T(1-\alpha)}{2}\right)\right\}}, & \frac{T(1-\alpha)}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \\ \frac{1}{T} \left\{1 - e^{-\left\{\frac{2\log 2}{\alpha T} \left(\frac{T(1-\alpha)}{2} - t\right)\right\}}\right\}, & \frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T(1+\alpha)}{2} \\ 0 & \text{drugdje} \end{cases} \quad (3.32)$$

$$W_{BTRC}(f) = \frac{[2\beta fT \sin(\pi\alpha fT) + 2\cos(\pi\alpha fT - 1)]}{(1 + (2\beta fT)^2)^2} \text{sinc}(fT) \quad (3.33)$$

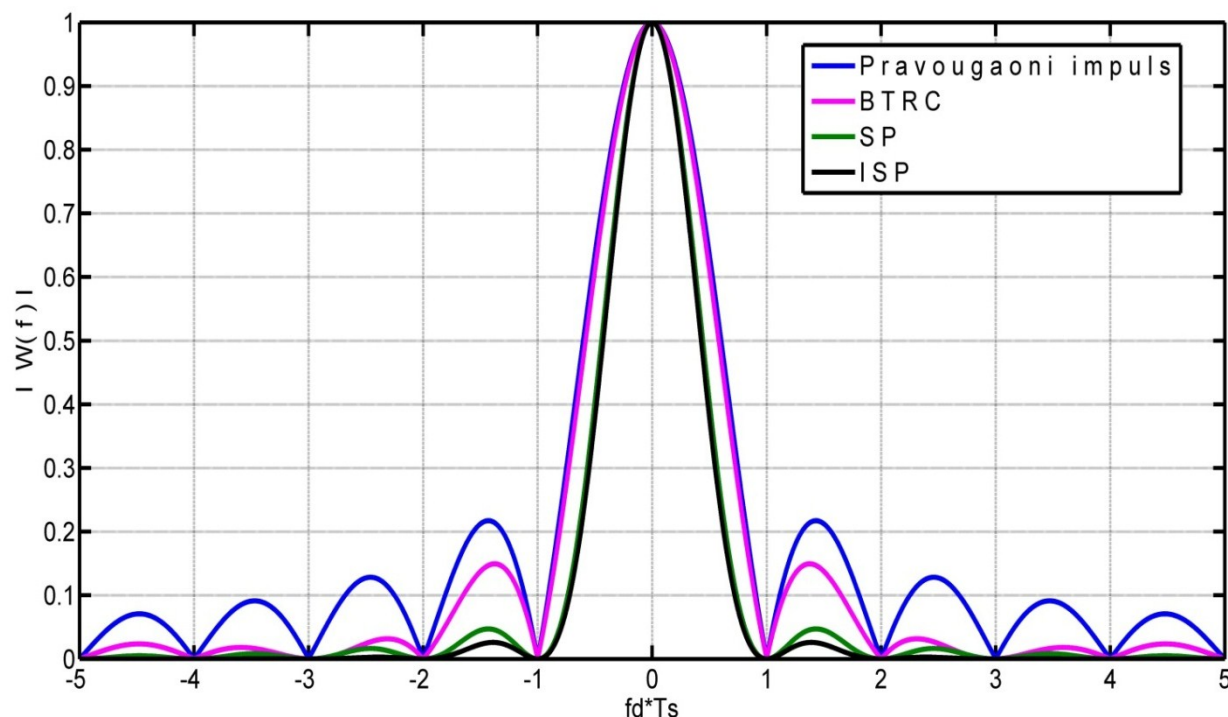
gdje je $\beta = \frac{\alpha\pi}{\ln(2)}$. Neki impulsni oblici su definisani samo u frekvencijskom domenu:

c. *Sinc Power impuls (SP)*

$$W_{SP}(f) = \text{sinc}(ft)^n \quad (3.34)$$

d. *Improved Sinc Power impuls (ISP)*

$$W_{ISP}(f) = e^{-\alpha(fT)^2} \text{sinc}(ft)^n \quad (3.35)$$



Slika 3.9. Poređenje spektara različitih impulsnih oblika

Na Slici 3.9 je prikazano poređenje spektara impulsnih oblika koji su opisani. Bitno je primijetiti da su bočne latice u spektru pravougaonog oblika impulsa izraženije od bočnih latica u spektrima BTRC, SP i ISP oblika impulsa. Što se tiče glavne laticе, spektar SP i ISP impulsnog oblika uzima manje vrijednosti u odnosu na spektar pravougaonog impulsa. Ove činjenice mogu značajno uticati na manju snagu ICI u slučaju primjene tehnika oblikovanja impulsa u odnosu na slučaj kada te tehnike nisu primijenjene. U narednom dijelu će biti ispitane BER performanse OFDM DF relejnog sistema sa implementiranom tehnikom oblikovanja impulsa u scenariju narušene ortogonalnosti u uslovima vremenski promjenljivog kanala u OFDM DF sistemu koji se razmatra.

3.6. BER performanse OFDM DF relejnog sistema sa implementiranom tehnikom oblikovanja impulsa u mobilnom radio kanalu

Uticaj primjene razmatranih tehnika oblikovanja impulsa na poboljšanje performansi OFDM DF relejnog sistema je analiziran u slučaju primijenjene BPSK modulacije. Predstavljeni analitički rezultati podrazumijevaju idealno vremenski i frekvencijski sinhronizovan OFDM DF sistem. Uz pretpostavljenu savršenu sinhronizaciju, može se izračunati σ_{ICI}^2 za različite impulsne oblike, kao mjera uticaja ICI na performanse sistema. Varijanse ICI za različite impulsne oblike dobijene na osnovu Furijeove transformacije ovih impulsnih oblika su date jednačinama [25, 36]:

$$\sigma_{ICI}^2_{BTRC} = \frac{P_T}{\pi} \int_{-1}^1 \frac{\left[2\beta\left(\Delta + \frac{f_m}{f_s}u\right) \sin\left(\pi\alpha\left(\Delta + \frac{f_m}{f_s}u\right)\right) + 2\cos\left(\pi\alpha\left(\Delta + \frac{f_m}{f_s}u\right) - 1\right) \right]^2}{\sqrt{1-u^2} \left(1 + \left(\beta\left(\Delta + \frac{f_m}{f_s}u\right) \right)^2 \right)^2} \text{sinc}^2\left(\Delta + \frac{f_m}{f_s}u\right) du \quad (3.36)$$

$$\sigma_{ICI}^2_{SP} = \frac{P_T}{\pi} \int_{-1}^1 \frac{\text{sinc}^{2n}\left(\Delta + \frac{f_m}{f_s}u\right)}{\sqrt{1-u^2}} du \quad (3.37)$$

$$\sigma_{ICI}^2_{ISP} = \frac{P_T}{\pi} \int_{-1}^1 \frac{\text{sinc}^{2n}\left(\Delta + \frac{f_m}{f_s}u\right) e^{-2\alpha\left(\Delta + \frac{f_m}{f_s}u\right)^2}}{\sqrt{1-u^2}} du \quad (3.38)$$

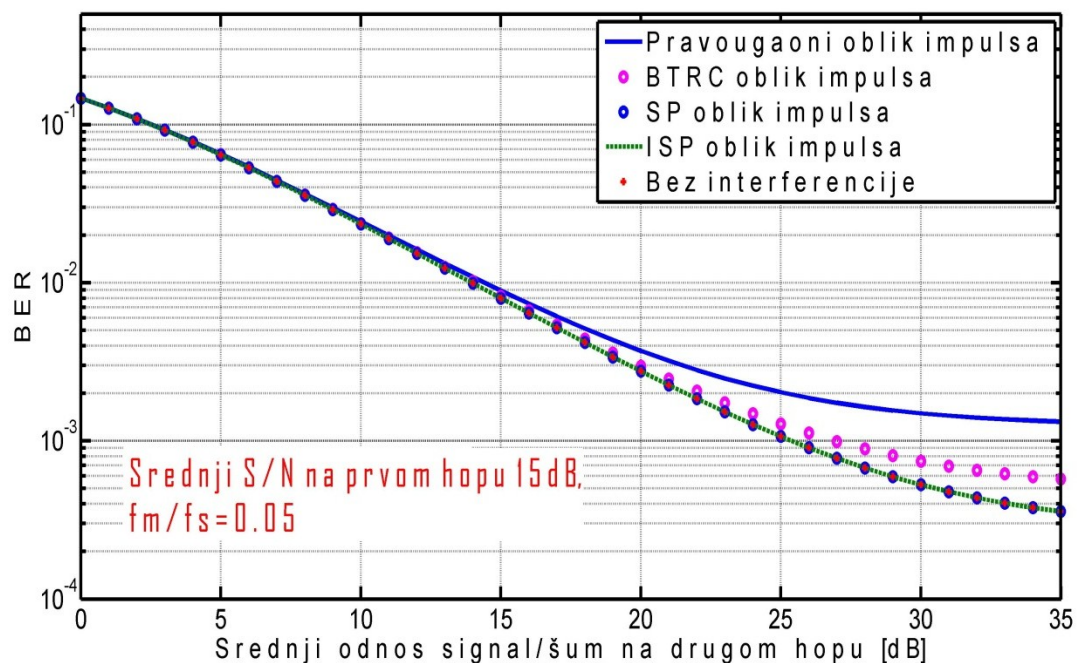
Srednji odnos signal/(šum+interferencija) po podnosiocu je $\bar{\gamma} = \frac{\Gamma}{1+\Gamma\xi}$. Sa Γ je označen srednji odnos snage signala i šuma, a ξ predstavlja srednji odnos $ICI/signal$. Na osnovu parametara koji opisuju Rice-ov kanal sa ravnim fadingom na prvom hopu i vremenski selektivan fading kanal na drugom hopu, datim u relacijama (3.26) i (3.27), dobijaju se izrazi za BER za n -ti podnosilac na prvom (3.28) i drugom hopu (3.29) OFDM DF relejnog sistema. Zamjenom (3.28) i (3.29) u relaciju (3.7), a zatim u (3.8) dobija se konačan BER izraz za BPSK modulisani OFDM DF relejni sistem u razmatranom scenariju.

3.7. Analiza BER performansi OFDM DF relejnog sistema sa implementiranom tehnikom oblikovanja impulsa u mobilnom radio kanalu

U ovom poglavlju biće predstavljeni rezultati koji opisuju BER performanse OFDM DF relejnih sistema i biće pokazano da metoda implementacije funkcije za oblikovanje impulsa u cilju korekcije uticaja vremenski-selektivnog kanala na BER performanse sistema omogućava da OFDM DF relejni sistem, za koji je dokazano da je osjetljiv na Doppler-ov efekat, postane otporniji na uticaj vremenski-selektivnog kanala. Izračunate BER vrijednosti za BPSK modulisani OFDM DF relejni sistem sa različitim tehnikama oblikovanja impulsa prikazane su na Slikama 3.10 – 3.21.

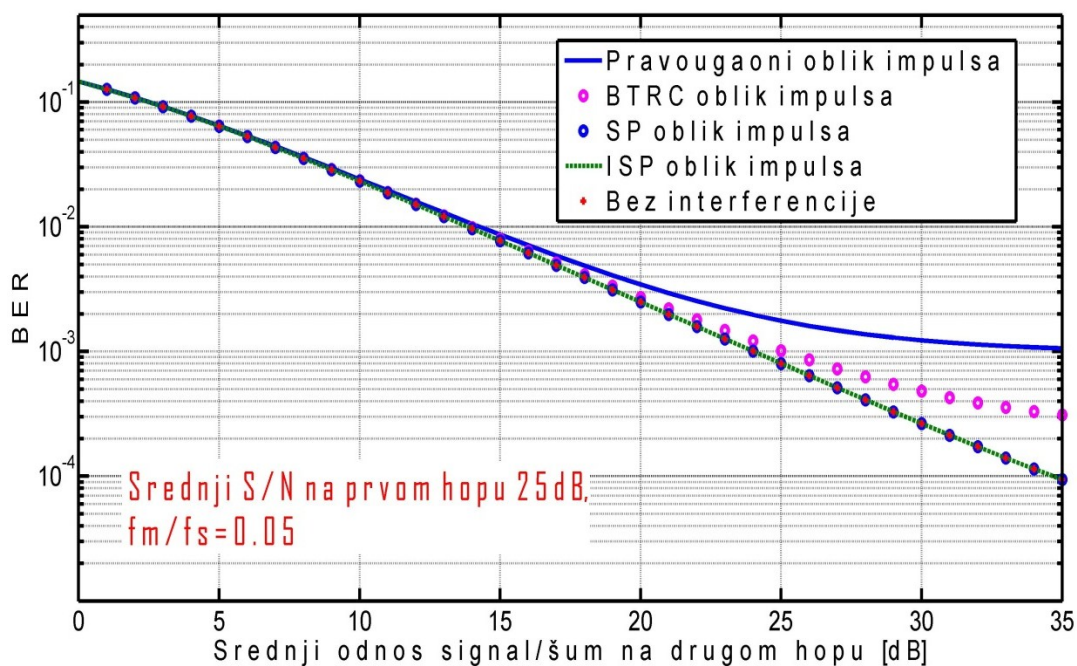
Na Slikama 3.10 - 3.12 su prikazane BER vrijednosti BPSK modulisanog OFDM DF relejnog sistema sa Rice-ovim fading kanalom na prvom hopu i vremenski-selektivnim Rayleigh-jevim fading kanalom na drugom hopu za vrijednost normalizovanog Doppler-ovog širenja od 0.05. U opsegu nižih SNR vrijednosti na drugom hopu, poboljšanje BER performansi je malo za sve analizirane scenarije funkcija za oblikovanje impulsa, jer je degradacija BER performansi veoma mala za ove vrijednosti SNR-a. Za veće vrijednosti SNR-a na oba hopa, predstavljeni rezultati pokazuju da BTRC, SP i ISP tehnike za oblikovanje impulsa omogućavaju poboljšanje BER performansi u poređenju sa konvencionalnim OFDM DF relejnim sistemom sa pravougaonim oblikom impulsa.

Tako, na primjer, za BER vrijednost od $3 \cdot 10^{-3}$ i za srednji SNR na prvom hopu od 25 dB (Slika 3.11), SNR dobitak iznosi oko 1 dB kada se implementira BTRC tehnika i nešto više od 1 dB kada se implementira SP ili ISP tehnika oblikovanja impulsa, u poređenju sa scenarijom kada se koristi konvencionalno pravougaono oblikovanje impulsa u sistemu sa vremenski selektivnim Rayleigh-jevim fading kanalom na drugom hopu. Za veće vrijednosti srednjeg SNR-a na prvom hopu, poboljšanja koja se postižu implementacijom tehnika za oblikovanje impulsa su veća. Za srednju vrijednost SNR-a na prvom hopu od 35 dB i za BER vrijednost 10^{-3} , SNR dobitak koji se postiže implementacijom BTRC tehnike za oblikovanje impulsa iznosi oko 10 dB, dok se korišćenjem SP i ISP tehnike za oblikovanje impulsa postiže pojačanje od približno 12 dB.



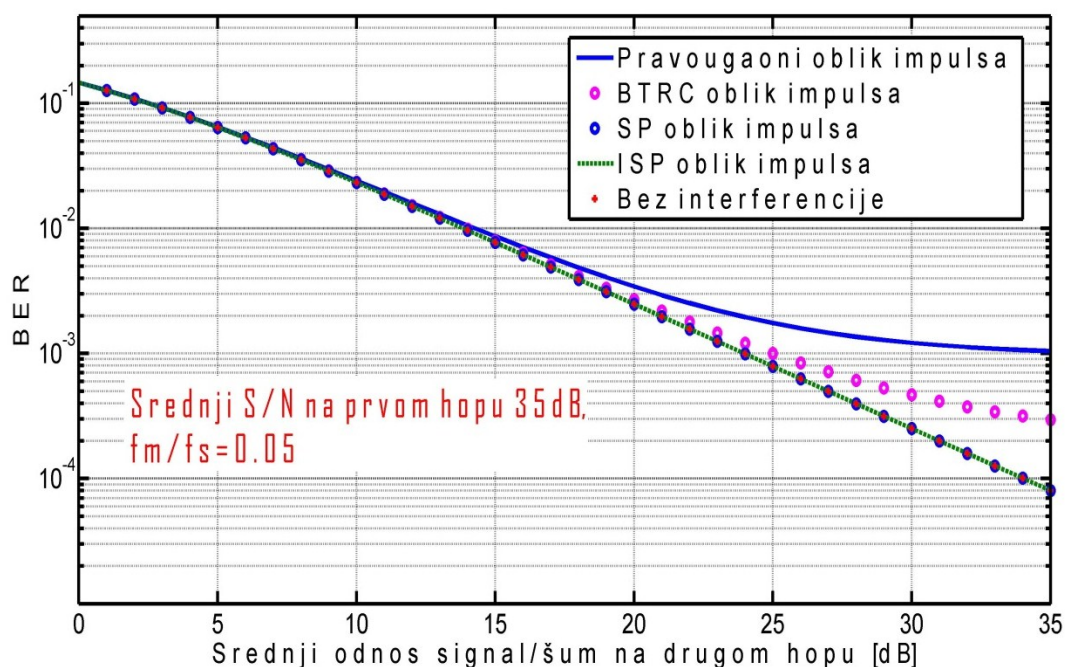
Slika 3.10. Vjerovatnoća greške po bitu BPSK modulisanog OFDM DF relejnog sistema,

$$K_1 = 6, K_2 = 0$$



Slika 3.11. Vjerovatnoća greške po bitu BPSK modulisanog OFDM DF relejnog sistema,

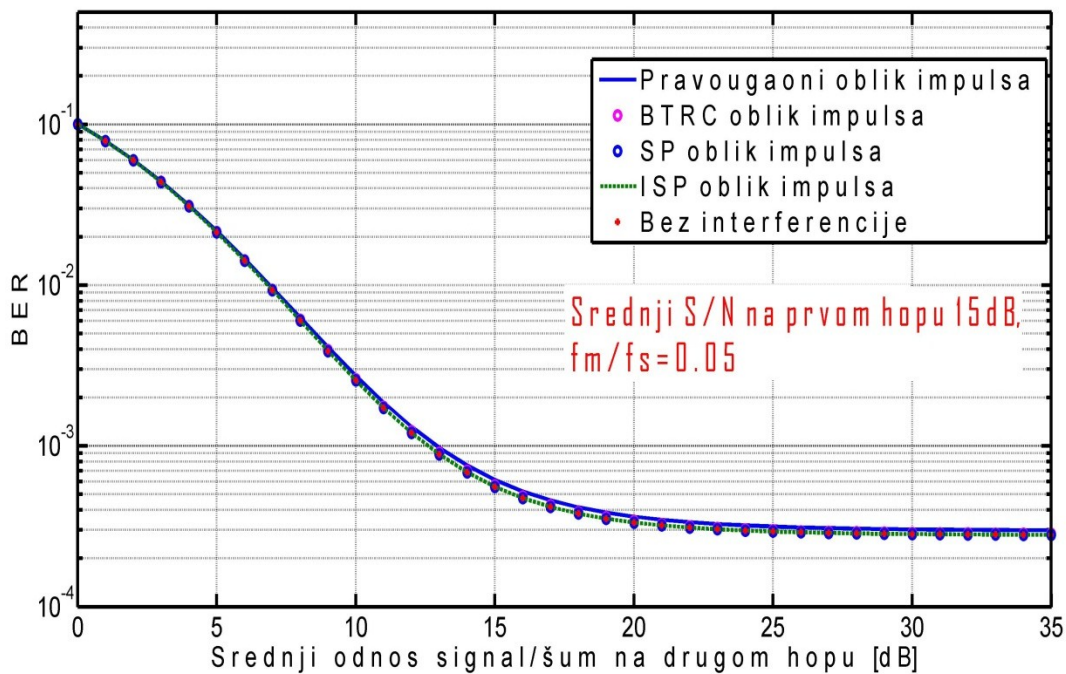
$$K_1 = 6, K_2 = 0$$



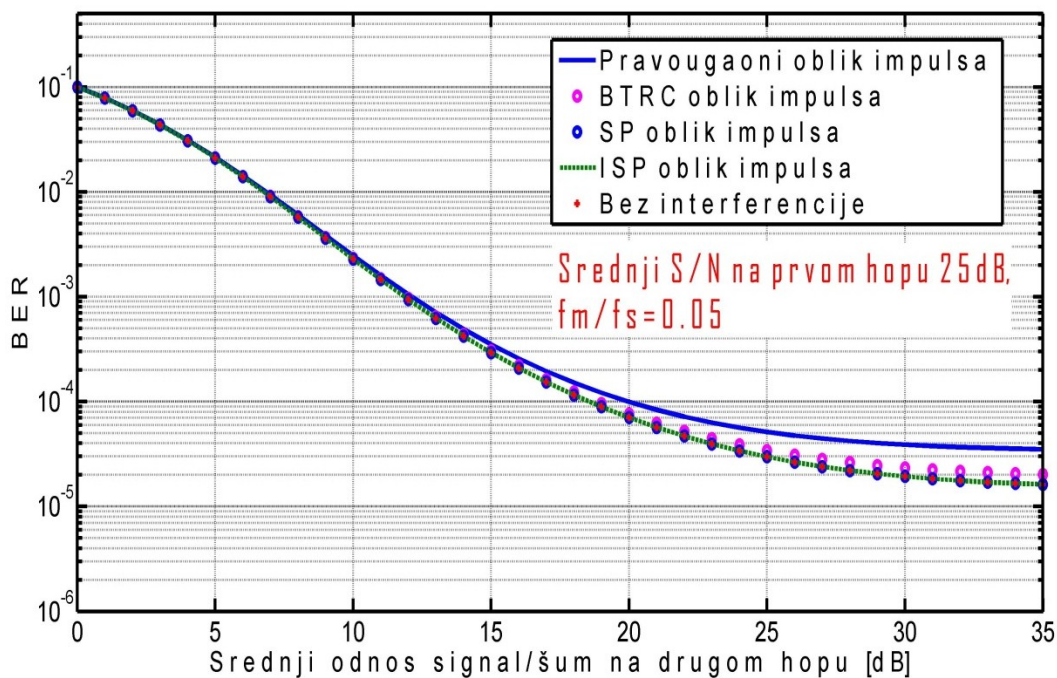
Slika 3.12. Vjerovatnoća greške po bitu BPSK modulisanog OFDM DF relejnog sistema,

$$K_1 = 6, K_2 = 0$$

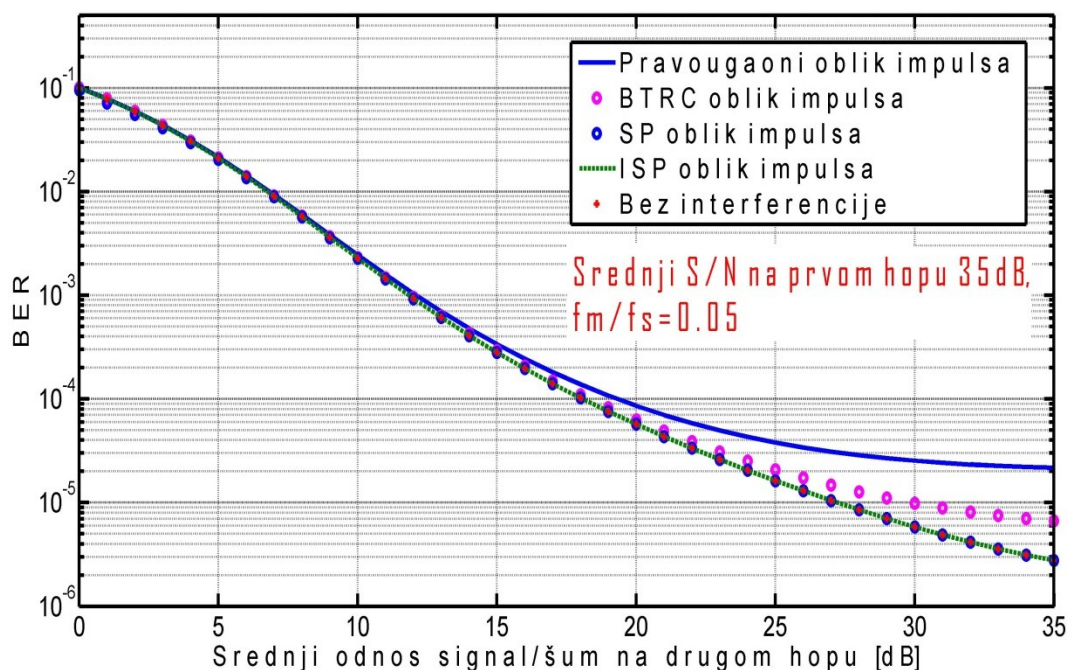
Što se tiče BER performansi razmatranog OFDM DF sistema u slučaju kanala sa Rice-ovim fadingom na oba hopa, uz pretpostavku da je kanal na drugom hopu vremenski selektivan ($f_m/f_s = 0.05$), grafici potvrđuju da se i u ovom scenariju implementiranjem tehnika oblikovanja impulsa takođe mogu postići određena poboljšanja, osim za scenario sa malom vrijednošću srednjeg SNR-a na prvom hopu. Kada se koristi BTRC oblik impulsa, za srednji SNR od 25 dB, pri vrijednosti BER-a od 10^{-4} , ostvareni SNR dobitak je 1 dB, a pri BER-u od $4 \cdot 10^{-5}$ SNR dobitak iznosi oko 16 dB, u odnosu na sistem u kojem nije primijenjena tehnika za oblikovanje impulsa. Sa Slike 3.14 može se primijetiti da su BER performanse koje se postižu za implementirane SP i ISP tehnike slične performansama postignutim pri implementiranoj BTRC tehnici oblikovanja impulsa. Za Rice-ov faktor $K = 6$ i srednju SNR vrijednost od 25 dB na oba hopa, BER razmatranog sistema sa pravougaonim oblikom impulsa je jednaka $3.8 \cdot 10^{-5}$. U istom SNR scenariju, ali sa implementiranom BTRC tehnikom oblikovanja impulsa BER iznosi $2.2 \cdot 10^{-5}$, a uz implementiranu ISP tehniku oblikovanja impulsa, BER je jednak $1.6 \cdot 10^{-5}$.



Slika 3.13. Vjerovatnoća greške po bitu BPSK modulisanog OFDM DF relejnog sistema,
 $K_1 = 6, K_2 = 6$



Slika 3.14. Vjerovatnoća greške po bitu BPSK modulisanog OFDM DF relejnog sistema,
 $K_1 = 6, K_2 = 6$



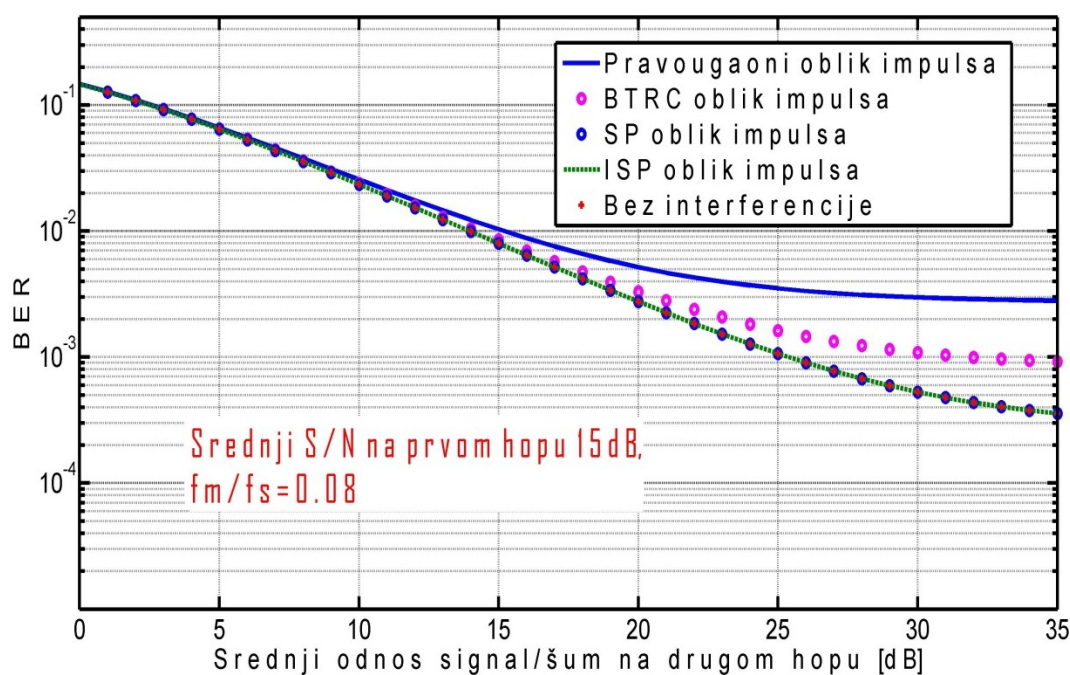
Slika 3.15. Vjerovatnoća greške po bitu BPSK modulisanog OFDM DF relejnog sistema,

$$K_1 = 6, K_2 = 6$$

Na Slikama 3.16 - 3.18 su prikazani rezultati BER vrijednosti OFDM DF relejnog sistema sa Rice-ovim fading kanalom na prvom hopu i vremenski-selektivnim Rayleigh-jevim fading kanalom na drugom hopu za normalizovano Doppler-ovo širenje vrijednosti 0.08. Slično kao u slučaju kada je $f_m/f_s = 0.05$, sa porastom SNR-a na drugom hopu, degradacija performansi zbog vremenske selektivnosti kanala na drugom hopu postaje izraženija i u takvom scenariju upotreba tehnika oblikovanja impulsa može biti naročito korisna.

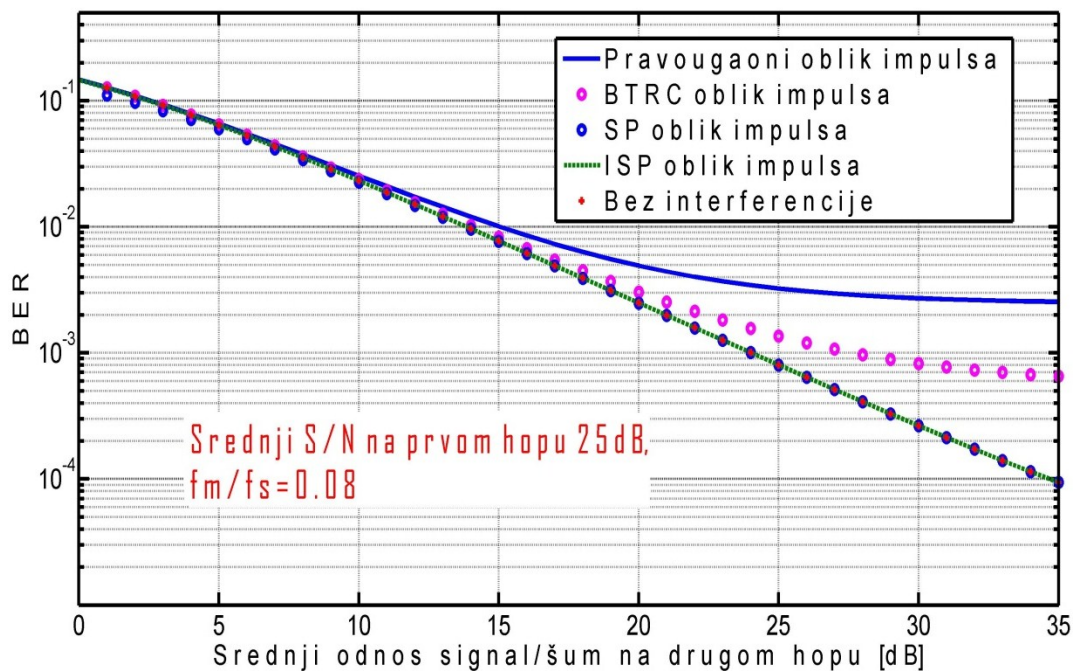
U odnosu na sistem u kojem nije implementirana tehnika oblikovanja impulsa, za SNR vrijednost na prvom hopu od 25 dB, pri vrijednosti BER-a od $3 \cdot 10^{-3}$ ostvareni SNR dobitak iznosi približno 3 dB kada se koristi BTRC tehnika oblikovanja impulsa. SNR dobitak je nešto veći kada se koristi SP ili ISP tehnika oblikovanja impulsa (Slika 3.17). Za fiksnu vrijednost SNR-a na prvom hopu od 25 dB, pri SNR-u od 20 dB na drugom hopu, BER razmatranog sistema kada se ne koriste tehnike oblikovanja impulsa iznosi $5 \cdot 10^{-3}$. U istom scenariju, ali sa implementiranom BTRC tehnikom oblikovanja impulsa BER je $3 \cdot 10^{-3}$, a za imlementirane SP i ISP tehnike oblikovanja impulsa BER je približno ista i iznosi oko $2.5 \cdot 10^{-3}$.

Na Slici 3.18 mogu se uočiti značajna poboljšanja BER performansi sistema sa vremenski-selektivnim Rayleigh-jevim feding kanalom na drugom hopu za normalizovano Doppler-ovo širenje vrijednosti 0.08. Tako SNR dobitak iznosi približno 6 dB kada se implementira BTRC tehnika oblikovanja impulsa i oko 7 dB kada se koristi SP ili ISP tehnika oblikovanja impulsa onda kada je BER oko $3 \cdot 10^{-3}$ i srednji SNR na prvom hopu 35 dB, u poređenju sa scenarijom kada se koristi konvencionalno pravougaono oblikovanje impulsa. Za slučaj veoma visokog SNR-a na oba hopa od 35 dB, poboljšanje performansi razmatranog sistema korišćenjem tehnika oblikovanja je najveće i BER razmatranog sistema iznosi $6 \cdot 10^{-4}$ za korišćeni BTRC oblik impulsa, $8 \cdot 10^{-5}$ za SP i ISP oblik impulsa, u odnosu na BER od $3 \cdot 10^{-3}$ postignut za slučaj kada se koristi konvencionalni pravougaoni oblik impulsa.



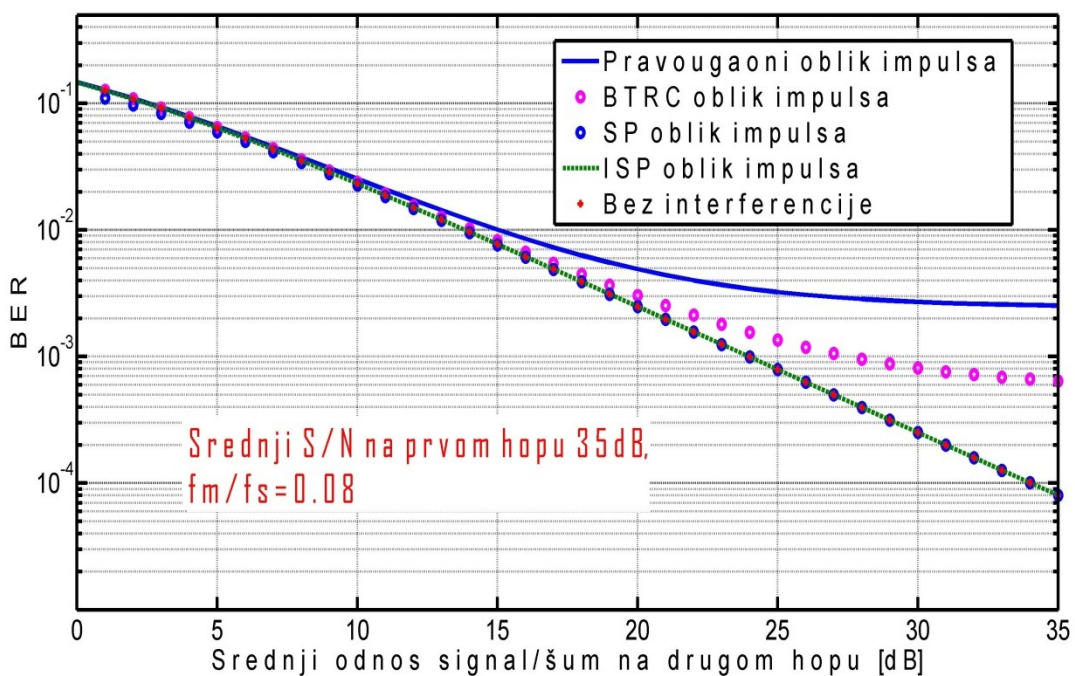
Slika 3.16. Vjerovatnoća greške po bitu BPSK modulisanog OFDM DF relejnog sistema,

$$K_1 = 6, K_2 = 0$$



Slika 3.17. Vjerovatnoća greške po bitu BPSK modulisanog OFDM DF relejnog sistema,

$$K_1 = 6, K_2 = 0$$

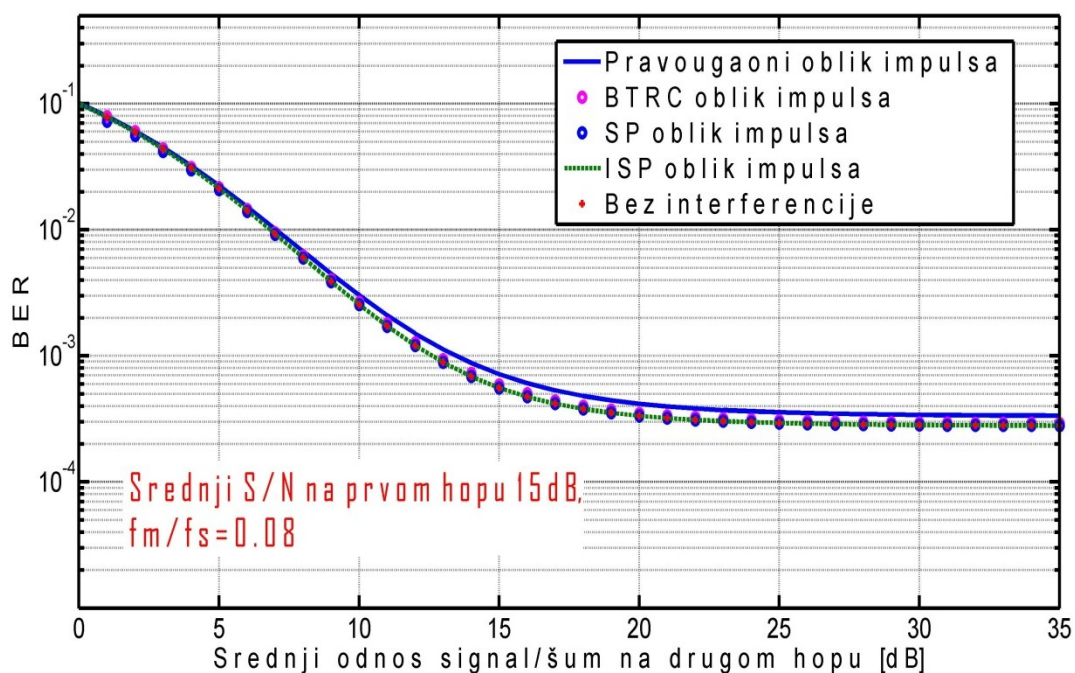


Slika 3.18. Vjerovatnoća greške po bitu BPSK modulisanog OFDM DF relejnog sistema,

$$K_1 = 6, K_2 = 0$$

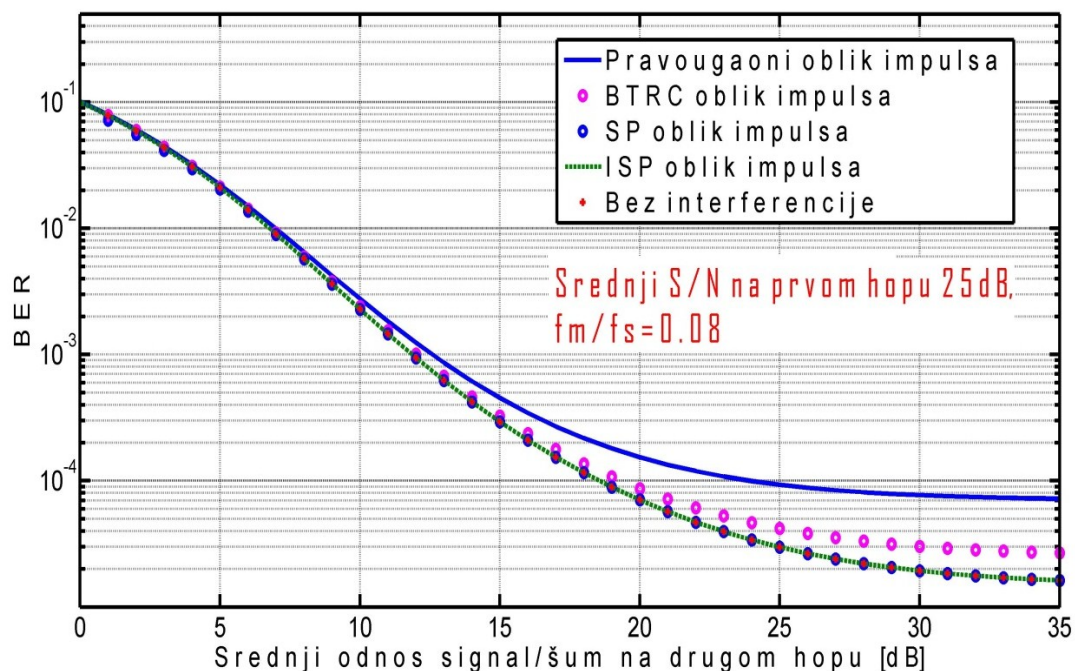
Kada su u pitanju BER performanse razmatranog OFDM DF sistema u slučaju kanala sa Rice-ovim fadingom na oba hopa, od kojih je kanal na drugom hopu vremenski selektivan, sa vremenskom selektivnošću koja se karakteriše normalizovanim Doppler-ovim širenjem od 0.08 (Slika 3.19 – 3.21), grafici pokazuju i u ovom scenariju određena poboljšanja koja se postižu zahvaljujući implementiranju tehnika oblikovanja impulsa. Kao i u prethodno analiziranim scenarijima, ta poboljšanja su mala kada je SNR na prvom hopu 15 dB (Slika 3.19). Kada je implementirana BTRC tehnika oblikovanja impulsa, za srednji SNR na prvom hopu od 25 dB, pri vrijednosti BER-a od 10^{-4} ostvareni dobitak iznosi oko 4 dB, a pri BER-u od $7.2 \cdot 10^{-5}$ oko 14 dB. U ovom scenariju poboljšanja BER-a za implementirane SP i ISP tehnike su neznatno veća od poboljšanja pri implementiranoj BTRC tehnici oblikovanja impulsa.

Za SNR vrijednost na prvom hopu od 35 dB, poboljšanja BER performansi su izraženija. Na primjer, kada se koristi BTRC tehnika oblikovanja impulsa, pri SNR- na drugom hopu od 25 dB, vjerovatnoća greške razmatranog sistema je $2.8 \cdot 10^{-5}$, a kada se koriste SP i ISP tehnike oblikovanja impulsa $1.6 \cdot 10^{-5}$. U istom scenariju, ali kada se koristi pravougaoni oblik impulsa



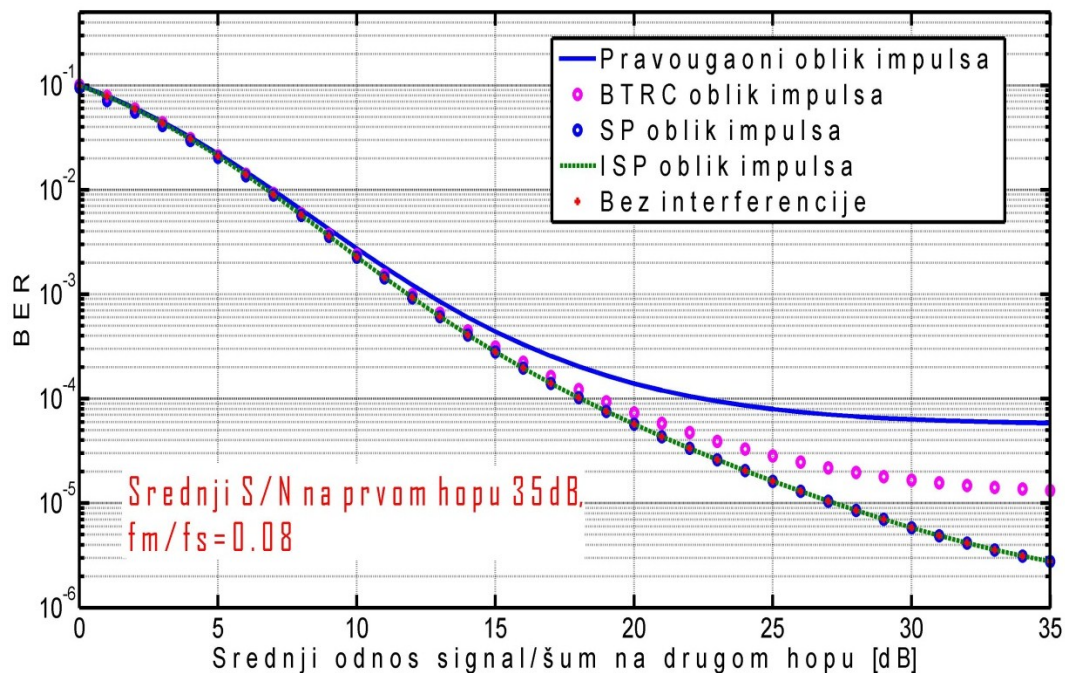
Slika 3.19. Vjerovatnoća greške po bitu BPSK modulisanog OFDM DF relejnog sistema,

$$K_1 = 6, K_2 = 6$$



Slika 3.20. Vjerovatnoća greške po bitu BPSK modulisanog OFDM DF relejnog sistema,

$$K_1 = 6, K_2 = 6$$



Slika 3.21. Vjerovatnoća greške po bitu BPSK modulisanog OFDM DF relejnog sistema,

$$K_1 = 6, K_2 = 6$$

BER je $7.8 * 10^{-5}$. I dok se daljim povećanjem SNR vrijednosti na drugom hopu u slučaju korišćenog konvencionalnog oblika impulsa BER performanse ne poboljšavaju značajno, kada se koriste BTRC, SP i ISP oblici impulsa, BER performanse su sve bolje i bolje. Tako se za SNR na prvom hopu od 35 dB i SNR na drugom hopu od 35 dB sa korišćenim konvencionalnim oblikom impulsa postiže BER od oko $5.8 * 10^{-5}$, dok je BER kada se koristi BTRC oblik impulsa $1.3 * 10^{-5}$, odnosno približno $2.7 * 10^{-6}$ za implementirane SP i ISP oblike impulsa.

U odnosu na BER performanse postignute u scenariju kada interferencija na drugom hopu nije prisutna, BER performanse OFDM DF sistema koje se dobijaju kada su implementirane SP i ISP tehnike oblikovanja impulsa neznatno odstupaju. Tako na primjer, za scenario sa sa Rice-ovim fading kanalom na prvom hopu i Rayleigh-jevim fading kanalom na drugom hopu, BER razmatranog OFDM DF sistema za SNR vrijednost od 15 dB na prvom hopu i 25 dB na drugom hopu iznosi 10^{-3} . Kada se koriste SP i ISP tehnike oblikovanja impulsa i za prisutnu vremensku selektivnost kanala na drugom hopu karakterisanu normalizovanim Doppler-ovim pomjerajem od 0.05 (Slika 3.10) i 0.08 (Slika 3.16), u istom SNR i fading scenariju, dobijaju se približno iste BER vrijednosti. Slično tome, za scenario sa Rice-ovim fading kanalom na drugom hopu, BER razmatranog OFDM DF sistema za SNR vrijednost od 25 dB na oba hopa je $3 * 10^{-5}$, kao i u slučaju kada je kanal na drugom hopu vremenski selektivan, pri implementiranim SP i ISP tehnikama oblikovanja impulsa (Slika 3.14 i 3.20).

Prikazani rezultati dokazuju da se implementiranjem tehnika oblikovanja impulsa može umanjiti negativan uticaj vremenske selektivnosti kanala na performanse OFDM DF relejnog sistema u odnosu na slučaj kada se koristi konvencionalni pravougaoni oblik impulsa. Time se otvara mogućnost za puno iskorišćenje prednosti relejnog prosleđivanja u OFDM baziranom DF sistemu i u scenariju izražene vremenske selektivnosti kanala na pristupnom linku. Može se primijetiti da za cijeli opseg vrijednosti SNR-a u svim razmotrenim scenarijima, SP i ISP tehnike imaju približno jednake BER performanse. Kako je poznato da ISP tehnika ima karakteristike koje omogućavaju bolje performanse sistema ne samo u pogledu redukcije ICI, već i sa aspekta redukcije PAPR-a (*Peak-to-Average Power Ratio*), to se ova tehnika nameće kao najbolje rješenje za implementaciju, od svih razmatranih [25].

ZAKLJUČAK

Zbog sve većeg broja korisnika, kao i različitih multimedijalnih aplikacija, današnji mobilni celularni komunikacioni sistemi se suočavaju sa velikim zahtjevima u pogledu omogućavanja prenosa podataka velikim brzinama i ostvarivanja zadovoljavajućeg kvaliteta servisa. U cilju ispunjenja ovih zahtjeva mogu pomoći napredna tehnološka rješenja u formi multiantenskih tehnika i OFDM modulacione šeme, ali ova rješenja nisu dovoljna. Zato su za povećanje brzina prenosa i povećanje kapaciteta sistema razmatrane druge opcije, između kojih se kao najbolje rješenje izdvojila mogućnost unapređenja arhitekture mobilnih bežičnih mreža kroz uvođenje relejnih stanica. Releji su po više kriterijuma dobra opcija za ostvarenje velike brzine prenosa podataka i rješenje pitanja ostvarenja traženog kapaciteta. Pored toga što je opcija implementacije releja ekonomično rješenje, zbog malih troškova za proizvodnju i postavljanje relejnih stanica, uvođenje relejnih stanica u arhitekturu bežičnih komunikacionih sistema je povoljno i sa aspekta zaštite životne sredine, zbog ograničene emisije snage relejnih stanica u odnosu na bazne stanice. Jedna od pogodnosti uvođenja releja je i mogućnost korišćenja relejne tehnologije u OFDM baziranim sistemima. OFDM zasnovani releji su zbog odličnih karakteristika i prednosti postali dio više standarda. Pored standarda IEEE 802.16j, koncept releja su i dio standarda za mobilne WiMAX sisteme, IEEE 802.16m kao i standarda za mobilne celularne sisteme naredne generacije, LTE-Advanced.

Postoje različite vrste relejnih transmisionih šema koje omogućavaju komunikaciju između bazne stanice i korisničke jedinice, korišćenjem jedne (*two-hop* relejni sistemi) ili više relejnih stanica. Tako se najčešće govori o Amplify-and-Forward i Decode-and-Forward relejnim tehnikama, koje su osnova za sve ostale vrste relejnih transmisionih šema. OFDM zasnovani DF sistemi su interesantni za korišćenje u situacijama kada je kašnjenje koje unosi ova vrsta relejnog prosleđivanja prihvatljivo, jer omogućavaju povećanje pokrivenosti i ostvarivog kapaciteta sistema na ekonomski isplativ način i nisu ograničeni nedostacima AF relejnih sistema koji se odnose na pojačavanje međucelijske interferencije i šuma.

I pored svih dobrih karakteristika releja, rezultati koji su predstavljeni u ovom radu pokazuju da performanse OFDM DF relejnih sistema mogu biti ozbiljno ugrožene u slučaju

velike mobilnosti korisnika kojeg opslužuje relejna stanica. Iako veoma efikasno rješava probleme koji nastaju kao rezultat frekvencijske selektivnosti kanala, OFDM je veoma osjetljiv na probleme koje prouzrokuje vremenska selektivnost kanala. U takvim uslovima, mobilni radio kanal je okarakterisan prisutnim vremenski selektivnim *multipath* fedingom, koji dovodi do pojave frekvencijskog ofseta koji narušava ortogonalnost između OFDM podnosilaca i izaziva ICI.

Istraživanje sadržano u ovoj tezi se odnosi na analizu performansi mobilnih radio sistema u kojima je implementirano OFDM DF relejno prosleđivanje, pri čemu je naglasak stavljen na analizu takvog prenosnog sistema u uslovima prisutnog frekvencijskog ofseta koji je posledica razmatranja scenarija u kome se mobilni korisnici kreću velikim brzinama. Kako interferencija ove vrste negativno utiče na performanse sistema, u radu je posebna pažnja posvećena tehnikama oblikovanja impulsa kao jednom od mogućih metoda za redukciju uticaja interferencije na performanse razmatranih sistema. U ovom radu su upoređeni rezultati BER performansi OFDM DF sistema sa Rice-ovim feding kanalom na prvom hopu i vremenski-selektivnim feding kanalom na drugom hopu (razmatrani su slučajevi i Rayleigh-jeve i Rice-ove feding statistike), u slučaju primijenjenog konvencionalnog pravougaonog oblika impulsa, sa rezultatima BER performansi koji se postižu u OFDM DF sistemu kod kojeg su, u cilju smanjenja negativnog uticaja vremenske selektivnosti kanala na performanse sistema, implementirani odabrani Nyquist-ovi impulsni oblici. Impulsni oblici koji su analizirani su Poboļjšani podignuti kosinus, Sinc snaga i Poboļjšana sinc snaga. Vremenski selektivan kanal na drugom hopu je karakterisan Doppler-ovim pomjerajem normalizovanim u odnosu na rastojanje između podnosilaca, a razmatrani su slučajevi kada je njegova vrijednost jednaka 0.05, odnosno 0.08.

Analiza je pružila uvid u stepen degradacije BER performansi OFDM DF relejnog sistema, koja se javlja zbog vremenske selektivnosti kanala na drugom hopu. Iako je za manje SNR vrijednosti na prvom linku degradacija BER performansi mala, čak i za vrijednost normalizovanog Doppler-ovog širenja od 0.08, za veće vrijednosti srednjeg SNR-a na oba linka, degradacija BER performansi prouzrokovana vremenskom selektivnošću drugog kanala je značajna. Pri tome je, u skladu sa očekivanjem, povećanjem normalizovanog Doppler-ovog pomjeraja, negativan uticaj vremenske selektivnosti kanala na performanse sistema na destinaciji veći. U kontekstu ispitivanja pretpostavke o opravdanosti korišćenja tehnika oblikovanja impulsa

u cilju postizanja poboljšanja BER performansi OFDM DF sistema, kod kojeg je kanal na drugom hopu sa vremenski selektivnim fadingom, dobijeni su rezultati koji pokazuju da je u scenariju sa razmatranim tehnikama u OFDM DF sistemu moguće postići BER performanse koje veoma malo odstupaju puno od slučaja kada interferencija na drugom hopu nije prisutna. Drugim riječima, primjenom tehnika oblikovanja impulsa moguće je ublažiti negativne efekte vremenske selektivnosti kanala na performanse razmatranog sistema. Doprinos ove teze je u identifikaciji optimalnog rješenja baziranog na tehnikama oblikovanja impulsa kojim se postiže poboljšanje performansi OFDM DF relejnih sistema u uslovima razmatranog komunikacionog scenarija. Primjenom SP i ISP tehnika oblikovanja impulsa dobijene su približno jednake BER performanse, ali kako ISP tehnika ima karakteristike koje omogućavaju poboljšanje performansi, ne samo u pogledu redukcije ICI, već i sa aspekta redukcije PAPR-a, ova tehnika je identifikovana kao najbolje rješenje od razmatranih.

Rezultati su pokazali da je naročito korisno implementirati neku od razmatranih tehnika oblikovanja impulsa za slučaj veće mobilnosti korisnika, kada su i negativni efekti vremenske selektivnosti kanala na BER performanse sistema veći. Implementacijom tehnike oblikovanja impulsa moguće je ublažiti probleme osjetljivosti OFDM sistema na frekvencijski ofset, odnosno vremensku selektivnost kanala, i to na jednostavan i efikasan način. Jednostavnost razmatranog rješenja je u mogućnosti efikasne implementacije, bez obzira na broj podnosilaca i modulaciju koja se koristi na pojedinačnim podnosiocima. Imajući u vidu poboljšanja performansi koja se postižu primjenom tehnike oblikovanja impulsa, kao i implementacionu jednostavnost, jasno je da razmatrane tehnike oblikovanja impulsa mogu biti uzete u obzir prilikom dizajniranja OFDM DF relejnih sistema.

REFERENCE

- [1] H. Harada, R. Prasad, „*Simulation and Software Radio for Mobile Communications*”, London Artech House, 2002.
- [2] A. Goldsmith, „*Wireless Communications*“, Cambridge University Press, 2005
- [3] S. Hara, R. Prasad, „*Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications*”, Artech House, 2003.
- [4] Y. Yuan, „*LTE-Advanced Relay Technology and Standardization*”, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2013.
- [5] R. Prasad, „*OFDM for Wireless Communications Systems*”, London, Artech House, 2004.
- [6] R. Van Nee, R. Prasad, „*OFDM Wireless Multimedia Communications*”, Artech House, 2000.
- [7] E. Kočan, „*Influence of frequency offset on the performance of the OFDM space-time diversity system*”, MSc Thesis, University of Montenegro, Podgorica, 2005.
- [8] M. Pejanović-Đurišić, „*OFDM System Performance Over Time-Selective Fading Channels*”, in Proc. of the IEEE Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, 2003. TELSIS 2003. 6th International Conference on, 2003.
- [9] R. Pabst, B. H. Walke, D. C. Schultz, P. Herhold, H. Yanikomeroglu, S. Mukherjee, H. Viswanathan, M. Lott, W. Zirwas, M. Dohler, H. Aghvami, K. College D. D. Falconer, G. P. Fettweis, „*Relay-Based Deployment Concepts for Wireless and Mobile Broadband Radio*”, IEEE Communications Magazine, Sep. 2004.

- [10] J. Góra, „*Radio Resource Management for Multi-Carrier Relay-Enhanced Networks*”, Ph.D. Thesis, Poznań University of Technology, Poznań, 2013
- [11] M. Pejanović-Đurišić, E. Kočan, R. Prasad, „*OFDM Based Relay Systems for Future Wireless Communications*”, River Publishers, Denmark, 2012.
- [12] C. Hoymann, W. Chen, J. Montojo, A. Golitschek, C. Koutsimianis, X. Shen, „*Relaying operation in 3GPP LTE: challenges and solutions*”, IEEE Communication Magazine, vol. 50, no. 2, pp. 156 - 162 , Feb. 2012.
- [13] L. Chen, Y. Huang, F. Xie, Y. Gao, L. Chu, H. He, Y. Li, F. Liang, Y. Yuan, „*Mobile Relay in LTE-Advanced Systems*”, IEEE Communications Magazine, Nov. 2013.
- [14] R. Balakrishnan, X. Yang, M. Venkatachalam, I. F. Akyildiz, „*Mobile Relay and Group Mobility for 4G WiMAX Networks*”, IEEE WCNC 2011.
- [15] E. Kočan, „*Solutions for performance improvement of OFDM relay systems through subcarrier permutation*”, Ph.D. Thesis, University of Montenegro, Podgorica, 2011.
- [16] Y. Yang, H. Hu, J. Xu, G. Mao, „*Relay Technologies for WiMAX and LTE-Advanced Mobile Systems*”, IEEE Communications Magazine, Oct. 2009.
- [17] A. Nosratinia, T. E. Hunter, and A. Hedayat, „*Cooperative communication in wireless networks*”, IEEE Communication Magazine, Vol. 42, no.10, pp. 74-80, Oct 2004.
- [18] K. Loa, C-C. Wu, „*IMT-Advanced relay standards*,” IEEE Communication Magazine, vol. 48, no. 8, pp. 40-48, Aug. 2010.
- [19] Aimi S. A. Ghafar, N. Satiman, N. Fisal, Siti M. M. Maharum, Faiz A. Saparudin, Rozeha A. Rashid, „*Relay Architectures for LTE-Advanced Network*”,
- [20] M. Iwamura, H. Takahashi, S. Nagata, „*Relay Technology in LTE-Advanced*”,

- [21] J.G. Proakis, „*Digital Communications*”, New York, McGraw Hill, 1995, pp. 882-886.
- [22] F. Hlawatsch, G. Matz, „*Wireless Communications Over Rapidly Time-Varying Channels*”, Elsevier, USA, 2011.
- [23] E. Salković, E. Kočan, M. Pejanović-Đurišić „*Performance of dual-hop OFDM DF relay system in presence of intercarrier interference*“, Telecommunications Forum (Telfor), Belgrade, November 2012.
- [24] E. Salković, E. Kočan, M. Pejanović-Đurišić, „*BER Performance Degradation in OFDM DF Relay System due to Intercarrier Interference*”, Communications, Signal Processing, and their Applications (ICCSPA), 2013, Sharjah, February 2013.
- [25] S. Mohapatra, „*A New Approach for Performance Improvement of OFDM System Using Pulse Shaping*”, MSc Thesis, National Institute of Technology Rourkela, India, 2009.
- [26] E. Salković, E. Kočan, M. Pejanović-Đurišić, „*Pulse Shaping Techniques for ICI Reduction in OFDM Decode-and-Forward Relay Systems*” Telecommunications Forum (Telfor) 2013, Beograd, November 2013.
- [27] N. M. Moghaddam and M. Mohebbi, „*ICI Reduction Methods in OFDM Systems*”, Recent Advances in Wireless Communications and Networks, Aug. 2011.
- [28] S. Mohapatra, S. Das, „*Performance Enhancement of OFDM System with ICI Reduction Technique*”, World Congress on Engineering 2009, Vol I, WCE 2009, July 1 - 3, 2009, London, U.K.

- [29] E. Kočan, M. Pejanović-Đurišić, Z. Veljović, „*On the Optimal Subcarrier Mapping Scheme in OFDM Decode-and-Forward Relay Systems*”, in Proc. of the IEEE Wireless Telecommunications Symposium (WTS), New York City, 2011.
- [30] J. Li, M. Kavehra, „*Effects of Time Selective Multipath Fading on OFDM Systems for Broadband Mobile Applications*”, Communications Letters, IEEE, vol. 3, no. 12, pp. pp. 332–334, Dec. 1999.
- [31] D. S. De Silva, H. U. Aboklosa „*Development of a MATLAB Toolbox for Mobile Radio Channel Simulators*”, MSc Thesis, University of Agder, 2011.
- [32] T.S.Rappaport, „*Wireless Communications: Principles and Practice*”, Englewood Cliffs New York, Prentice-Hall, 1996.
- [33] Y. Sui, J. Vihriälä, A. Papadogiannis, M. Sternad, W. Yang T. Svensson, „*Moving Cells: A Promising Solution to Boost Performance for Vehicular Users*”, IEEE Communications Magazine, June 2013.
- [34] P. Bhat, S. Nagata, L. Campoy, I. Berberana, T. Derham, G. Liu, X. Shen, P. Zong, J. Yang, „*LTE-Advanced: An Operator Perspective*”, IEEE Communications Magazine, Feb. 2012.
- [35] M. Baker, „*From LTE-Advanced to the Future*”, IEEE Communications Magazine, Feb. 2012.
- [36] Peter S. Rha, Sage Hsu, „*Peak-to-Average Ratio (PAPR) Reduction by Pulse Shaping Using New Family of Generalized Raised Cosine Filters*”, IEEE Vehicular Technology Conference, 2003. Oct.2003.