



UNIVERZITET U NIŠU
ELEKTRONSKI FAKULTET



Slavimir Stošović, dipl. inž. el.

**NOVI PRISTUP REŠAVANJU PROBLEMA
FREKVENCIJSKOG OFSETA KOD SISTEMA SA
ORTOGONALNIM FREKVENCIJSKIM MULTIPLEKSOM**

- doktorska disertacija -

Mentor:
prof. dr Zorica Nikolić

Niš, 2013.

Ova doktorska disertacija je realizovana u okviru Laboratorije za telekomunikacione mreže i obradu signala Elektronskog fakulteta u Nišu i rezultat je višegodišnjeg istraživanja u oblasti bežičnih komunikacija.

Sa posebnim zadovoljstvom se zahvaljujem svom mentoru, dr Zorici Nikolić, redovnom profesoru Elektronskog fakulteta Univerziteta u Nišu. Saveti, uputstva i sugestije bili su od velikog značaja pri stvaranju kompletne slike disertacije ali i samog procesa koncipiranja i pisanja rada.

Dragocenu i bezrezervnu pomoć u toku istraživanja i realizacije doktorske disertacije pružili su mi dr Bojan Dimitrijević i dr Nenad Milošević, i ovom prilikom im se najiskrenije zahvaljujem.

Najveću zahvalnost dugujem svojoj porodici koja me je podržavala i ohrabivala da savladam izazove i rešavam probleme opominjući me da sve što radim treba da radim sa ljubavlju i osmehom.

U Nišu, februara 2013. godine

Autor

I Autor

Ime i prezime	Slavimir N. Stošović
Datum i mesto rođenja	04.04.1981.godine, Prokuplje
Sadašnje zaposlenje	Visoka tehnička škola strukovnih studija, Niš Studijski smerovi: Komunikacione tehnologije i Savremene računarske tehnologije

II Doktorska disertacija

Naslov	Novi pristup rešavanju problema frekvencijskog ofseta kod sistema sa ortogonalnim frekvencijskim multipleksom
Naučna oblast	Telekomunikacije
Ustanova i mesto gde je disertacija rađena	Univerzitet u Nišu Elektronski fakultet, Niš Katedra za komunikacije
Mentor	prof. dr Zorica Nikolić

III Tok prijave doktorske disertacije

Datum prijave teme doktorske disertacije	26.04.2012.godine
Broj odluke i datum prihvatanja teme doktorske disertacije	NSV br. 8/20-01-006/12-023 od 20.09.2012.godine
Komisija za pisanje izveštaja o naučnoj zasnovanosti teme doktorske disertacije	1. prof. dr Zorica Nikolić 2. prof. dr Mihajlo Stefanović 3. prof. dr Zoran Perić 4. prof. dr Vladimir Milošević
Komisija za ocenu i odbranu doktorske disertacije	1. prof. dr Zorica Nikolić 2. prof. dr Mihajlo Stefanović 3. prof. dr Zoran Perić 4. prof. dr Vladimir Milošević
Datum odbrane	

NAUČNI DOPRINOS DOKTORSKE DISERTACIJE

- Za potrebe analize performansi sistema sa ortogonalnim frekvencijskim multipleksom, razvijeno je sopstveno modularno simulaciono okruženje u kome je kreiran univerzalni model OFDM sistema, sa mogućnošću podešavanja svih OFDM parametara i parametara kanala.
- U cilju rešavanja problema frekvencijskog ofseta, analizirani su OFDM prijemnici različitih konfiguracija i kompleksnosti. Analizirane su performanse OFDM sistema sa MDPSK modulacijom i diferencijalnom detekcijom u prijemniku za različite vrednosti modulacionih nivoa i različite vrednosti OFDM parametara, u skladu sa postojećim standardima i OFDM sistemi koji ne pripadaju određenoj standardnoj klasifikaciji.
- Unapređenjem postojećih algoritama za diferencijalnu detekciju (dvostruka diferencijalna detekcija, diferencijalna detekcija na osnovu više simbola i diferencijalna detekcija sa povratnom spregom), projektovani su prijemnici koji poseduju dobre performanse u prisustvu frekvencijskog ofseta. Izvršena je komparativna analiza predloženih prijemnika sa postojećim i pokazano je na koji način novopredloženi sistemi popravljaju performanse i podižu kvalitet OFDM sistema, u uslovima frekvencijskog ofseta.
- Prikazan je potpuno novi pristup rešavanju problema frekvencijskog ofseta kod OFDM sistema, zasnovan na teoriji adaptivnih transverzalnih filtara. Prijemnici koji poseduju osobine adaptacije i rekonfiguracije, predstavljaju OFDM prijemnike pomoću kojih se dobijaju optimalni rezultati u pogledu performansi, u uslovima frekvencijskog ofseta, u kanalu sa Rejlijevom i Rajsovom fadingom.
- Na osnovu izvršenih analiza, može se zaključiti da predloženi algoritmi višestruko popravljaju kvalitet primljenog signala kod OFDM sistema, ostvarujući pri tome zadovoljavajuće performanse u pogledu brzine konvergencije i brzine adaptacije. Svi predloženi algoritmi su u potpunosti primenljivi u okviru savremenih telekomunikacionih sistema.

SPISAK KORIŠĆENIH SKRAĆENICA

ACI	<i>Adjacent Channel Interference</i>
ADSL	<i>Asymmetric Digital Subscriber Loop</i>
ARF-OFDM	<i>Adaptive Remodulation Filter - OFDM</i>
ATF	<i>Adaptive Transversal Filter</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BDPSK	<i>Binary Differential Phase Shift Keying</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BWA	<i>Broadband Wireless Access</i>
CAZAC	<i>Constant Amplitude Zero Autocorrelation</i>
CCI	<i>Co-Channel Interference</i>
CCK	<i>Code Keying</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
CP	<i>Cyclic Prefix</i>
CSMA	<i>Carrier Sense Multiple Access</i>
CW	<i>Continuous Wave</i>
DAB	<i>Digital Audio Broadcasting</i>
DD-OFDM	<i>Double Differential – OFDM Receiver</i>
DFDD	<i>Decision Feedback Differential Detection</i>
DFDDI-OFDM	<i>Decision Feedback Differential Detection Improved – OFDM Receiver</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DPSK	<i>Differential Phase Shift Keying</i>
DQPSK	<i>Differential Quadrature Phase Shift Keying</i>
DVB	<i>Digital Video Broadcasting</i>
DVB-T	<i>Digital Video Broadcasting Terrestrial TV</i>
ETSI	<i>European Telecommunications Standards Institute</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FM	<i>Frequency Modulation</i>
FMSDD	<i>Fast Multiple-Symbol Differential Detection</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
HDTV	<i>High Definition Television</i>
ICI	<i>Inter Carrier Interference</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
IMD	<i>Inter Modulation Distortion</i>

IP	<i>Internet Protocol</i>
ISI	<i>InterSymbol Interference</i>
LEO	<i>Low Earth Orbit</i>
LMS	<i>Least Mean Squares</i>
LoS	<i>Line of Sight</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
MC	<i>Multi-Carrier</i>
MIMO-OFDM	<i>Multiple Input Multiple Output OFDM</i>
MLSE	<i>Maximum Likelihood Sequence Estimation</i>
MPSK	<i>M-ary Phase Shift Keying</i>
MQAM	<i>M-ary Quadrature Amplitude Modulation</i>
MSDD	<i>Multiple-Symbol Differential Detection</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplex</i>
PDF	<i>Probability Density Function</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QoS	<i>Quality of Service</i>
RDD-OFDM	<i>Reconfigurable Differential Detection - OFDM Receiver</i>
SER	<i>Symbol Error Rate</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
TFPR	<i>Time-Frequency-Phase Reference</i>
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunications System</i>
UWB	<i>Ultra-Wideband</i>
VoIP	<i>Voice over IP</i>
WCDMA	<i>Wideband CDMA</i>
Wi-Fi	<i>Wireless Fidelity</i>
WiMax	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>
WMAN	<i>Wireless Metropolitan Area Network</i>

SADRŽAJ

1 UVOD.....	1
2. OSNOVE BEŽIČNIH KOMUNIKACIJA.....	5
2.1 BEŽIČNI STANDARDI KOJI PODRŽAVAJU VELIKE BRZINE PRENOSA PODATAKA.....	6
2.2 RAZVOJ KONCEPTA PRENOSA SA VIŠE NOSILACA	8
2.2.1 DAB sistemi	9
2.2.2 DVB sistemi	11
2.2.3 WLAN sistemi.....	13
2.3 BEŽIČNI KANAL.....	14
2.3.1 Slabljenje sa rastojanjem i efekat senke	15
2.3.2 Feding usled prostiranja po više putanja	16
2.3.2.1 Rejlijev model.....	18
2.3.2.2 Rajssov model	19
2.3.2.3 Nakagami-m model.....	19
2.3.2.4 Vejbulov model.....	21
2.3.3 Interferencija i šum.....	21
2.4 ADAPTIVNI DISKRETNI FILTRI	23
2.4.1 Optimalni diskretni filter	24
2.4.2 Teorijska osnova procesa adaptacije	25
2.4.2.1 Kriterijumska funkcija i njene osobine	26
2.4.2.2 Algoritmi adaptacije.....	26
<i>Njutnov algoritam</i>	27
<i>Gradijentni algoritam - metod najbržeg spuštanja</i>	28
<i>LMS (Widrow-Hopf) algoritam</i>	28
<i>Njutnov LMS algoritam</i>	29
<i>Kompleksni LMS algoritam</i>	30
2.4.2.3 Mere za procenu kvaliteta adaptivnih algoritama	32
<i>Razdešenje</i>	32
<i>Brzina konvergencije</i>	35
3. OSNOVNI PRINCIPI OFDM TEHNOLOGIJE.....	40
3.1 KONCEPT PRENOSA SA VIŠE NOSILACA.....	40
3.2 OFDM KAO PRENOS SA VIŠE NOSILACA	44
3.3 IMPLEMENTACIJA POMOĆU FFT	48
3.4 OFDM SA ZAŠTITNIM INTERVALOM	49
4. SINHRONIZACIJA I PROCENA KANALA KOD OFDM SISTEMA	56
4.1 VREMENSKA I FREKVENCIJSKA SINHRONIZACIJA OFDM SISTEMA	56
4.1.1 Vremenska sinhronizacija	57
4.1.2 Sinhronizacija frekvencije.....	60
4.2 OFDM SA PILOT SIMBOLIMA ZA PROCENU KANALA.....	64

5. ANALIZA UTICAJA KLJUČNIH FAKTORA NA PERFORMANSE OFDM SISTEMA.....	67
5.1 UTICAJ BELOG GAUSOVOG ŠUMA	68
5.2 MODULACIONE ŠEME	68
5.2.1 Gray-ovo kodiranje	73
5.2.2 Digitalna fazna modulacija.....	73
5.2.3 Diferencijalna digitalna fazna modulacija.....	74
5.2.4 Diferencijalna QAM.....	75
5.2.5 Poređenje performansi OFDM sistema u zavisnosti od primenjene modulacione šeme.....	76
5.3 MODEL OFDM PRIJEMNIKA KORIŠĆENOG U ANALIZAMA	80
5.4 UTICAJ FEDINGA	83
5.5 UTICAJ FREKVENCIJSKOG OFSETA	87
6. REŠAVANJE PROBLEMA FREKVENCIJSKOG OFSETA MODIFIKOVANIM ALGORITMIMA ZA DIFERENCIJALNU DETEKCIJU	93
6.1 UNAPREĐENE MODULACIONE ŠEME ZA DIFERENCIJALNU DETEKCIJU	94
6.1.1 Diferencijalna detekcija na osnovu više simbola MPSK signala (MSDD algoritam).....	94
6.1.2 Brza detekcija na osnovu više simbola (FMSDD algoritam)	100
6.1.3 Diferencijalna detekcija na osnovu povratne sprege (DFDD algoritam)	102
6.2 OFDM PRIJEMNIK SA DVOSTRUKOM DIFERENCIJALNOM DETEKCIJOM.....	103
6.3 OFDM/QPSK PRIJEMNIK SA DIFERENCIJALNOM DETEKCIJOM NA OSNOVU VIŠE SIMBOLA (MSDD ALGORITAM).....	107
6.4 OFDM/MDPSK PRIJEMNIK SA DIFERENCIJALNOM DETEKCIJOM NA OSNOVU POVRATNE SPREGE	111
7. NOVI PRISTUP REŠAVANJU PROBLEMA FREKVENCIJSKOG OFSETA KOD OFDM SISTEMA	117
7.1 OFDM/DPSK PRIJEMNIK SA ADAPTIVNIM TRANSVERZALNIM FILTROM I LMS ADAPTACIJOM KOEFICIJENATA	118
7.2 OFDM/MDPSK PRIJEMNIK SA REKONFIGURABILNOM STRUKTUROM.....	123
7.3 MSDD OFDM/MDPSK PRIJEMNIK SA REKONFIGURABILNOM STRUKTUROM PRIMENJENOM PRE FFT BLOKA	128
7.4 MSDD OFDM/MDPSK PRIJEMNIK SA REKONFIGURABILNOM STRUKTUROM PRIMENJENOM POSLE FFT BLOKA	136
7.5 OFDM/MDPSK PRIJEMNIK SA ADAPTIVNIM REMODULACIONIM FILTROM	143
7.6 OFDM/MDPSK PRIJEMNIK SA UNAPREĐENIM ADAPTIVNIM REMODULACIONIM FILTROM.....	150
8. ZAKLJUČAK	166
LITERATURA.....	171

1 UVOD

Poslednjih godina bežične komunikacije naglo dobijaju na značaju. Razloga za povećanje popularnosti je mnogo. Veća fleksibilnost, bolja pouzdanost, lakša instalacija bežičnih sistema, manja cena i sve veće potrebe za mobilnim komunikacijama, predstavljaju samo neke od njih. Pored toga, razvoj bežičnih mobilnih komunikacija zahteva stalno povećanje brzine prenosa podataka. Tako se došlo do brzina od nekoliko stotina Mb/s. Jedan od problema koji se javlja u takvim slučajevima jeste i intersimbolska interferencija, koja nastaje kao posledica fedinga usled višestruke propagacije i postaje sve izraženija sa povećanjem brzine prenosa. Kako bi se zadovoljile potrebe za sve većim brzinama prenosa i rešili postojeći problemi, neophodno je bilo razviti nove modulacione tehnike koje to omogućavaju. Ortogonalni frekvencijski multipleks (OFDM - *Orthogonal Frequency Division Multiplex*) je, po svemu sudeći, ključna tehnika koja će i u budućnosti omogućiti velike brzine prenosa i veliku iskorišćenost frekvencijskog spektra kod bežičnih komunikacija.

U ovoj doktorskoj disertaciji biće predstavljeni osnovni principi OFDM-a, koji predstavlja specijalan slučaj prenosa podataka sa više ortogonalnih nosilaca kod bežičnih komunikacija. Kod OFDM tehnike prenosa, jedan niz korisničkih podataka se deli na više nizova podataka, od kojih svaki ima manju brzinu protoka u odnosu na izvorni i paralelno se prenosi posebnim nosiocem. Ovakva tehnika prenosa omogućava velike brzine protoka podataka, ali i otpornost na intersimbolsku interferenciju. Zbog svojih dobrih osobina, OFDM je našao primenu u više standardizovanih žičanih i bežičnih sistema za prenos podataka velikim brzinama, kao što su DAB (*Digital Audio Broadcasting*), DVB-T (*Digital Video Broadcasting – Terrestrial*), WLAN (*Wireless Local Area Network*), BWA (*Broadband Wireless Access*), WiMax (*Worldwide interoperability for Microwave access*), UWB (*Ultra-Wideband*), LTE (*Long Term Evolution*) mreže četvrte generacije i mnogi drugi.

Zbog povećanja zahteva stalno je prisutna i težnja za unapređenjem bežičnih sistema, odnosno svakog njihovog pojedinačnog dela. Za rad na unapređenju neophodno je razumeti osnovne karakteristike bežičnog kanala. Stoga će, u drugom poglavlju doktorske disertacije,

biti prikazana teorijska osnova bežičnog kanala, odnosno objašnjenje za tri ključna efekta u bežičnom kanalu - refleksiju, difrakciju i rasejanje. S obzirom da se bežične tehnologije sastoje od mnoštva standarda i aplikacija koji su nastali u poslednjoj deceniji, u drugom poglavlju biće opisani neki od bežičnih standarda, sa posebnim osvrtom na razvoj koncepta prenosa sa više nosilaca. Takođe, biće dat pregled najvažnijih osobina komercijalnih sistema koji koriste OFDM.

Veoma bitnu ulogu u prijemu signala u uslovima frekvencijskog ofseta imaju filtri. Posebno mesto zauzimaju adaptivne i rekonfigurabilne strukture, na kojima se zasniva najveći doprinos doktorske disertacije. Teorijska osnova adaptivnih diskretnih filtara biće, takođe, prikazana u drugom poglavlju.

U trećem poglavlju doktorske disertacije biće opisan koncept OFDM-a, kao i prednosti i nedostaci ovakve vrste prenosa. Takođe, ukratko će biti opisani osnovni blokovi klasičnog OFDM sistema i dati komentari na koji način se mogu unaprediti ponašanje i implementacija svakog od njih.

Veoma bitan problem vremenske i frekvencijske sinhronizacije biće razmatran u četvrtom poglavlju. Tehnika sa pilot simbolima, koja se koristi kao standardna tehnika kod OFDM sistema sa koherentnom modulacijom, opisana je takođe u ovom poglavlju.

S obzirom da se kao najčešće modulacije kojima se modulišu nosioci u OFDM sistemu primenjuje MPSK (*M-ary Phase Shift Keying*) ili MQAM (*M-ary Quadrature Amplitude Modulation*), u okviru petog poglavlja biće grafički predstavljen uticaj ovih modulacionih tehnika na performanse sistema. Osim toga biće dat i pregled uticaja fedinga i frekvencijskog ofseta na performanse OFDM sistema i rezultati koji to ilustruju, kao uvod u predložena rešenja za otklanjanje negativnih efekata.

PSK kao najpopularnija modulacija za kanale sa fedingom, jer njene performanse nisu osetljive na varijacije amplitude, biće posebno razmatrana u okviru OFDM sistema. Postoje dva načina za detekciju PSK signala: koherentna i diferencijalna detekcija. Koherentni prijemnik pri radu zahteva usklađenost faze sa predajnikom, što nije jednostavno rešiti. Kod diferencijalne detekcije se koristi razlika u fazi, za detekciju primljene informacije. I pored toga koherentni PSK ima nešto bolje performanse od diferencijalne PSK, ali je koherentna detekcija složeniji proces, jer od prijemnika zahteva sinhronizovanost sa predajnikom i poznavanje koeficijenata kanala. Sa druge strane, kod diferencijalne detekcije nije potrebno poznavanje koeficijenata kanala.

Jedan od problema kod bežičnih sistema, koji nije prisutan kod komunikacija koje se odvijaju po žičanim vodovima, je i problem fedinga. Feding se javlja zbog postojanja

višestrukih putanja po kojima se prostire signal od predajnika do prijemnika. Kombinacija ovih signala u prijemniku može da dovede do značajnog slabljenja ukupnog signala. Prostiranje po više putanja rezultira frekvencijski selektivnim fedingom koji dovodi i do fedinga na svakom podnosiocu.

Glavni nedostatak OFDM sistema je osetljivost na frekvencijski ofset, koji nastaje kao posledica Doplerovog pomeraja. Frekvencijski ofset narušava ortogonalnost među podnosiocima i stvara interferencu među njima, poznatiju kao interferenca među podnosiocima (*InterCarrier Interference* - ICI). Stoga, frekvencijski ofset predstavlja glavni faktor, koji ograničava smanjenje širine OFDM podnosioca i povećanje brzine prenosa.

Cilj ove doktorske disertacije je da se na osnovu analize OFDM prijemnika, različitih konfiguracija i kompleksnosti, projektuju prijemnici sa dobrim performansama, u pogledu kvaliteta signala na prijemu, u uslovima frekvencijskog ofseta. Za dobijanje simulacionih rezultata razvijeno je sopstveno modularno simulaciono okruženje, u kome je kreiran univerzalni model OFDM sistema. Podešavanjem vrednosti svih parametara OFDM sistema i bežičnog kanala biće analizirani OFDM sistemi u skladu sa postojećim standardima, ali i OFDM sistemi koji ne pripadaju određenoj standardnoj klasifikaciji.

Neki od predloženih prijemnika se zasnivaju na modifikaciji postojećih algoritama za diferencijalnu detekciju, dok su drugi potpuno nove vrste OFDM prijemnika, a prikazani su u šestom i sedmom poglavlju, respektivno. Biće izvršena komparativna analiza postojećih sistema sa predloženima i biće pokazano na koji način novopredloženi sistemi popravljaju performanse i podižu kvalitet OFDM komunikacionih sistema.

U prisustvu fedinga, Doplerovog efekta ili loše frekvencijske sinhronizacije oscilatora, za poboljšanje performansi se često koristi diferencijalna detekcija sa više od dva simbola (*Multiple-Symbol Differential Detection* - MSDD). Zbog dobrih karakteristika MSDD tehnike, u doktorskoj disertaciji će biti predloženi OFDM prijemnici sa ovom vrstom detekcije signala. S obzirom na povećanje kompleksnosti sistema, koje je neizbežno dodavanjem MSDD-a unutar OFDM prijemnika, biće predloženi i OFDM prijemnici sa detekcijom na osnovu povratne sprege (*Decision Feedback Differential Detection* – DFDD). Zbog nedostataka koji pokazuju navedeni algoritmi u prisustvu frekvencijskog ofseta, u disertaciji će biti predloženi i prijemnici sa modifikovanim MSDD i DFDD detekcijama. OFDM prijemnici sa MSDD i DFDD algoritmima i njihovim unapređenjima, biće prikazani u šestom poglavlju.

Adaptivne i rekonfigurabilne strukture pored odgovarajuće filtarske funkcionalnosti imaju i mogućnost prilagođavanja odgovarajuće filtarske funkcije promenama koje se

dešavaju u telekomunikacionim sistemima, kao i mogućnost nagle promene konfiguracije sistema po ispunjenju odgovarajućeg kriterijuma. U mnogim sistemima je dokazano da se, tek kada telekomunikacioni sistemi imaju mogućnost i adaptacije i rekonfiguracije, mogu očekivati optimalni rezultati po pitanju performansi primljenog signala.

U sedmom poglavlju doktorske disertacije biće prikazani OFDM prijemnici koji se zasnivaju na teoriji adaptivnih transversalnih filtara. Prvo će biti prikazan prijemnik koji koristi poznati algoritam adaptacije težinskih koeficijenata filtra. Zatim će biti prikazani rekonfigurabilni prijemnici zasnovani na dobrim karakteristikama MSDD algoritma. Kao prijemnici koji daju značajno bolje rezultate, biće predloženi potpuno novi filtri čija primena na OFDM sisteme značajno poboljšava performanse u prisustvu frekvencijskog ofseta.

Osnovni zaključci koji su izvedeni iz istraživanja, prikazanog u okviru doktorske disertacije, biće navedeni u okviru osmog poglavlja. Na kraju disertacije dat je pregled korišćene i citirane literature kao i kratak sadržaj doktorske disertacije na srpskom i engleskom jeziku i biografija kandidata.

2. OSNOVE BEŽIČNIH KOMUNIKACIJA

Moderna era bežičnih komunikacija počinje sa matematičkom teorijom elektromagnetnih talasa koju je formulisao James Clark Maxwell, još 1873. godine. Postojanje ovih talasa je kasnije demonstrirao Heinrich Hertz 1887. godine, kada je po prvi put radio predajnik generisao varnicu u prijemniku postavljenom na udaljenosti od samo nekoliko metara. Nikola Tesla je bio prvi istraživač koji je prikazao mogućnost elektromagnetnih talasa za prenos informacija, ipak Guglielmo Marconi je poznat kao pronalazač bežičnog prenosa jer je prvi uspeo da javnosti prikaže prenos informacija na daljinu bežičnim putem (1898. godine). Od tada su bežične komunikacije beležile stalni napredak, ali sve do 1920. godine, na ovaj način, prenošen je samo Morzeov kod. Nakon prenosa radio signala (1920. godine) i televizijskog signala (1929. godine) usledili su različiti razvoji mobilne telefonije. Kada je lansiran prvi satelit počela je era istraživanja svemira i era satelitskih komunikacija.

Na samom početku razvoja bežičnih komunikacija, ovaj vid prenosa podataka bio je dostupan samo pojedincima ili specijalnim službama (vojska i policija), a danas je nezaobilazni deo života svakog čoveka. Internet konekcija u toku putovanja, korišćenje mobilnog telefona za proveru bankovnog računa ili daljinsko plaćanje, deljenje posebnih trenutaka iz našeg života slanjem fotografija ili video sadržaja, samo su neke od primena bežičnih komunikacija. Danas čovek ima stalnu potrebu za većom količinom podataka, za većom brzinom prenosa, što boljim kvalitetom svih servisa koji mu se pružaju kroz bežične mreže. Pored toga uvek je prisutna i težnja za smanjenjem cene servisa, čime bi bežični servisi bili dostupni sve većem broju ljudi.

Danas se bežične tehnologije sastoje od mnoštva standarda i aplikacija koji su nastali u poslednjoj deceniji. U ovom poglavlju biće opisani neki od bežičnih standarda, sa posebnim osvrtom na razvoj koncepta prenosa sa više nosilaca. Takođe, biće dat pregled najvažnijih osobina komercijalnih sistema koji koriste OFDM. Zbog povećanja zahteva, stalno je prisutna težnja za unapređenjem bežičnih sistema, odnosno svakog pojedinačnog dela.

Za rad na unapređenju neophodno je razumeti osnovne karakteristike bežičnog kanala. Stoga, će biti prikazana teorijska osnova za tri ključna efekta u bežičnom kanalu - refleksiju, difrakciju i rasejanje.

Adaptivna modulacija, koja ima mogućnost odabira optimalnog nivoa snage, modulacionog nivoa, verovatnoće greške, kodne šeme ili bilo koje kombinacije ovih parametara, u skladu sa ograničenjima kanala, može značajno da unapredi performanse sistema. Savremeni softverski i kognitivni radio sistemi su često zasnovani na primeni adaptivnih i rekonfigurabilnih struktura. Adaptivne i rekonfigurabilne strukture pored odgovarajuće filtarske funkcionalnosti imaju i mogućnost prilagođavanja odgovarajuće filtarske funkcije promenama koje se dešavaju u telekomunikacionim sistemima, kao i mogućnost nagle promene konfiguracije sistema po ispunjenju odgovarajućeg kriterijuma. Teorija adaptivnih diskretnih filtara, je data na kraju poglavlja.

2.1 Bežični standardi koji podržavaju velike brzine prenosa podataka

Zahtevi za velikim brzinama prenosa podataka kod bežičnih sistema i ograničeni propusni opseg RF signala podstakao je razvoj efikasnih rešenja u pogledu iskorišćenja propusnog opsega.

Kod sistema za mobilnu telefoniju, zahtevi stalno rastu, pa je stoga i razvoj bežičnih sistema koji zadovoljavaju potrebe korisnika bio i biće neprekidan proces. Nakon pojavljivanja prvih analognih bežičnih sistema, ranih 80-tih godina prošlog veka, broj korisnika bežičnih (mobilnih) glasovnih servisa je naglo počeo da raste. To je dovelo do razvoja nekoliko digitalnih mobilnih standarda druge generacije (2G – 2nd Generation), početkom 90-tih, kao što su *Global System for Mobile communications* (GSM) i *Code Division Multiple Access* (CDMA), sa ciljem da pruže veće kapacitete sistema potrebne glasovnim servisima. Brzine prenosa podataka do mobilnih telefona su bile veoma niske (9.6 kb/s – 14.4 kb/s) a cena koštanja je bila vrlo visoka (0.20\$ - 1.30\$ po minutu) i umanjivala je korisnost ovog sistema.

Paralelno sa potrebama korisnika za jeftinijim servisima, razvijala se i potreba za većim brzinama kao i Internet servisima i aplikacijama, uglavnom korišćenjem Internet protokol (IP – *Internet Protocol*) infrastrukture. Sa porastom potrebe za bežičnim prenosom podataka i multimedijalnim aplikacijama, mobilna telefonija i Internet su postale konvergentne tehnologije. To je dovelo do razvoja treće generacije mobilne telefonije (3G - 3rd Generation), kao što su *Universal Mobile Telecommunications System* (UMTS) [1],

Wideband CDMA (WCDMA) [2] i *cdma2000* [3], koji su podržavali bežični prenos glasa, podataka i multimedijalnih aplikacija, omogućavajući veću otpornost na fading usled višestrukog prostiranja i veću spektralnu efikasnost sistema. Sveprisutnost Interneta dovela je do toga da mreže mobilne telefonije pređu sa mreža zasnovanih na komutaciji kola na mreže zasnovane na IP komutaciji paketa. Stoga, mreže su počele da podržavaju ne samo aplikacije osetljive na vremensko kašnjenje već i prenos glasa (VoIP – *Voice over IP*) veoma dobro. Mobilni sistemi treće generacije doveli su do značajnog povećanja brzine prenosa (64 kb/s – 2Mb/s).

Zahtevi za korišćenje radio spektra su stalno rasli, a sistemi za zemaljsku mobilnu telefoniju predstavljaju samo jednog od brojnih korisnika raspoloživog radio spektra. Svi oni su zahtevali od sistema da radi u uslovima i kada nema optičke vidljivosti sa rastojanjima kašnjenja od 0.5km do 30km, i brzinama od preko 100km/h. Ograničenja RF frekvencije na 5GHz rezultirala su velikim gubicima sa rastojanjem i značajnim Doplerovim efektom na velikim brzinama, a samim tim i velikom cenom koštanja radio spektra.

Razvoj Interneta je takođe doveo do razvoja različitih WLAN (WLAN- *Wireless Local Area Network*) standarda kao što su standardi razvijeni pod oznakom IEEE802.11, koji su omogućili mobilno povezivanje na Internet. Sa povećanjem zahteva za bežičnim povezivanjem na Internet, razvijeni su novi WLAN standardi, uključujući i IEEE802.11b, popularno poznat kao Wi-Fi (*Wireless Fidelity*) koji pruža brzine do 11Mb/s, kao i noviji IEEE802.11a/g koji pruža brzine i do 54Mb/s. IEEE802.11b koristi prenos signala zasnovan na tehnici poznatijoj kako *complementary code keying* (CCK), dok IEEE802.11a koristi OFDM tehniku prenosa, što je i predmet ove doktorske disertacije. Radio uređaji koji imaju dvostruku mogućnost povezivanja, na javnu mobilnu mrežu i privatnu WLAN mrežu, pružili su veće mogućnosti i veću isplativost krajnjem korisniku.

Unapređenjem nedostataka sistema treće generacije došlo se do četvrte generacije sistema (4G – *4th Generation*) koji su omogućili veći broj primena i unapredili jedinstveni pristup. Digitalna televizija visoke definicije (HDTV – *High Definition Television*) i kompjuterske aplikacije su samo neke od primena koje zahtevaju velike brzine prenosa i koje je trebalo podržati, a pri tom smanjiti cenu koštanja. Povećane su vrednosti kvaliteta usluge (QoS – *Quality of Service*) kao i spektralne efikasnosti. To znači da su sadašnji sistemi fleksibilniji uz mogućnost stalne adaptacije na promene u kanalu, što je zahtevalo promene u mrežnoj infrastrukturi, promene u mrežnim protokolima, primenu „pametnih“ antena, RF modulacija i sl. U doktorskoj tezi će biti prikazan novi pristup poboljšanja kvaliteta signala na prijemu kod savremenih bežičnih komunikacionih sistema.

2.2 Razvoj koncepta prenosa sa više nosilaca

Digitalne modulacione tehnike se mogu grubo podeliti na:

- Modulacione tehnike sa jednim nosiocem (*single-carrier modulation*), gde se podaci prenose korišćenjem jedinstvene frekvencije nosioca.
- Modulacione tehnike sa više nosilaca (*multi-carrier modulation*), gde se podaci prenose naizmeničnom modulacijom višestrukim frekvencijama nosioca.

Sistemi koji danas omogućavaju korisniku velike brzine prenosa, uglavnom koriste više nosilaca za prenos podataka (*MC – multi-carrier*). Prvi primer modema koji radi u opsegu visokih frekvencija (HF opseg), a pri tome koristi više nosilaca za prenos podataka, predložen je još davne 1950. godine. U ovom ranom eksperimentu, u ovoj oblasti, propusni opseg signala je podeljen na nekoliko podkanala koji se ne preklapaju, a svaki je modulisan različitim nizom podataka koji dolaze sa zajedničkog izvora. Sa jedne strane, odsustvo spektralnog preklapanja između pojedinačnih podkanala, pomaže da se eliminiše interferencija između različitih tokova podataka, što se naziva međukanalna interferencija. Sa druge strane, to rezultira i veoma neefikasnim korišćenjem raspoloživog spektra. Ideju o ortogonalnom prenosu sa više nosilaca, gde se spektri susednih nosilaca delimično preklapaju, prvi put je predstavio Chang 1966. godine u svom prvom radu na temu paralelnog prenosa podataka [4]. Kasnih 60-tih godina prošlog veka koncept prenosa sa više nosilaca bio je primenjen na vojnim sistemima KATHRYN [5] i ANDEFT [4]. Ovo su bili sistemi velike kompleksnosti jer je paralelni prenos bio implementiran pomoću banke oscilatora, svakog podešenog na različitu frekvenciju. Zbog složenosti hardvera u to vreme su mnoga istraživanja bila posvećena pronalaženju efikasnije modulacione i demodulacione šeme za komunikaciju pomoću više nosilaca [6]-[8]. Prekretnicu u ovoj oblasti su napravili Weinstein i Ebert, 1971. godine, kada su predložili korišćenje brze Fourijeove transformacije (FFT – *Fast Fourier Transform*) za modulaciono procesiranje, a kao zamenu za banku oscilatora. Ovo je bio uvod u “*guard band*“ koncept koji je eliminisao interferenciju između pojedinačnih blokova podataka. Nova FFT tehnika je nazvana ortogonalni frekvencijski multipleks (OFDM). U poređenju sa prethodno razvijenom *MC* šemom, došlo je do značajnog pojednostavljenja arhitekture i kompleksnosti sistema. I pored toga, praktična implementacija je bila veoma teška zbog ograničenja hardvera u to vreme, pre svega u pogledu procesiranja signala. Zbog toga, OFDM nije bio posebno atraktivan i nije privukao posebnu pažnju sve do 1985. kada je Cimini predložio OFDM za bežične komunikacije velikih brzina [9].

Napredak u oblasti digitalnog procesiranja signala omogućio je ranih 90-tih godina praktičnu implementaciju FFT algoritma velikih dimenzija, a samim tim OFDM je postao realna opcija i za žičani i za bežični prenos.

Zbog mogućnosti OFDM-a da podrži adaptivnu modulaciju i da se izbori sa promenama uslova u kanalu, primenjen je u SAD kao deo tehnologije poznate kao ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Loop*) [10]. U Evropi je DAB (*Digital Audio Broadcasting*), standardizovan od strane organizacije *European Telecommunications Standards Institute* (ETSI), bio prvi komercijalni bežični sistem koji je koristio OFDM kao interfejs, 1995. godine [11]. Ovaj uspeh je nastavljen 1997. godine prihvatanjem OFDM za DVB-T (*Digital Video Broadcasting Terrestrial*) standard [12] i 1999. godine sa pojavom WLAN standarda HiperLan2 [13] i IEEE 802.11, oba bazirana na OFDM-TDMA. Poslednjih godina OFDM je našao primenu u više standardizovanih žičanih i bežičnih sistema za prenos podataka velikim brzinama, kao što su IEEE802.16 WMAN (*Wireless Metropolitan Area Network*) [14], WLAN (*Wireless Local Area Network*), BWA (*Broadband Wireless Access*) mreže, WiMax (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*), UWB (*Ultra-Wideband*) i mnogi drugi. Svakako najsavremeniju primenu OFDM-a u bežičnim sistemima predstavljaju MIMO-OFDM (*Multiple Input Multiple Output OFDM*), LTE (*Long Term Evolution*) [15] i kognitivni radio (*CR - Cognitive Radio*) četvrte i pete generacije.

2.2.1 DAB sistemi

DAB (*Digital Audio Broadcasting*) predstavlja prvu komercijalnu primenu OFDM tehnologije, 1995. godine u Velikoj Britaniji i Švedskoj. DAB je zamenio FM audio radiodifuziju, pružajući visok kvalitet audio i informacionih servisa.

OFDM je u DAB sistemima našao primenu zahvaljujući njegovoj toleranciji na efekte višestrukog prostiranja, koji su detaljnije opisani u nastavku disertacije. S obzirom da radiodifuzni sistemi rade sa potencijalno velikim rastojanjima (20km – 100km), efekti višestrukog prostiranja (pre svega, intersimbolska interferencija - ISI) predstavljaju glavni problem prilikom prenosa signala. OFDM prevazilazi negativne efekte višestrukog prostiranja deljenjem signala na više podnosilaca sa užim propusnim opsegom od izvornog signala. Na ovaj način se smanjuje brzina protoka podataka, a samim tim i intersimbolska interferencija. Osim toga, dodavanjem zaštitnog intervala (*guard period*) na početku svakog simbola, dodatno se uklanjaju efekti intersimbolske interferencije za signale čije je kašnjenje manje od trajanja zaštitnog intervala. Visoka tolerancija na efekte višestrukog prostiranja čini

OFDM mnogo pogodnijim za velike brzine prenosa u zemaljskom okruženju nego što je to slučaj sa prenosom jednim nosiocem.

Evropski DAB sistem (EN300401 2001a) koristi OFDM sa diferencijalnom QPSK modulacijom i konvolucione kodove sa odvajanjem bitova. Parametri OFDM-a treba da su pažljivo prilagođeni zahtevima kanala. Sistem je otporniji na refleksije zbog veće dužine simbola T_S zajedno sa dugačkim zaštitnim intervalom Δ , ali je osetljiviji na velike Doplerove frekvencije. Kako bi planiranje usluga bilo što fleksibilnije, definišu se četiri različita prenosna moda (Tabela 2.1). U ovoj tabeli se uvodi vremenska jedinica $t_s = f_s^{-1} = 1/2048$ ms. Frekvencija $f_s = 2048$ kHz je frekvencija odmeravanja ukoliko se koristi najmanja moguća FFT dužina pri svakom prenosnom modu.

Tabela 2.1 OFDM parametri za četiri DAB prenosna moda

Mod	K	T^{-1}	T_S	Δ	f_{max}
TM I	1536	1 kHz	$2552 t_s \approx 1.246$ ms	$504 t_s \approx 246$ μ s	≈ 375 MHz
TM IV	768	2 kHz	$1276 t_s \approx 623$ μ s	$252 t_s \approx 123$ μ s	≈ 750 MHz
TM II	384	4 kHz	$638 t_s \approx 312$ μ s	$126 t_s \approx 62$ μ s	≈ 1500 MHz
TM III	192	8 kHz	$319 t_s \approx 156$ μ s	$63 t_s \approx 31$ μ s	≈ 3000 MHz

Prenosni mod I sa dugačkim zaštitnim intervalom od skoro 250 μ s je projektovan za pokrivanje velikih oblasti, u kojima se javljaju duge refleksije. Pogodan je za mreže sa jednom frekvencijom i dugim veštačkim refleksijama; 200 μ s odgovara rastojanju od 60 km, koje je tipično za rastojanje među predajnicima. Na prijemu se ne javljaju signali na nivoima od važnosti i kašnjenjem većim od zaštitnog intervala ukoliko su svi prijemnici date oblasti pokrivanja sinhronizovani i šalju isti OFDM signal. Kako je dužina OFDM simbola T_S velika, prenosni mod I je osetljiv na brze promene faze i poželjno ga je koristiti u VHF opsegu.

Prenosni mod II se dobro snalazi sa refleksijama koje su karakteristične u većini topografskih situacija. Međutim, u planinskim oblastima dolazi do problema. Ovaj mod je pogodan za VHF/UHF prenos kao i za prenos u L-opsegu na 1.5 GHz.

Prenosni mod III je dizajniran za satelitski prenos. Može se koristiti i za zemaljsko pokrivanje, ukoliko se ne očekuje pojavljivanje dugih refleksija.

Parametri moda IV se nalaze između modova I i II. Ovaj mod je uveden zbog specifičnih uslova emitovanja u Kanadi, gde se koristi frekvencija od čak 1.5 GHz. Ovo je ostvarljivo za vozila ograničene brzine i direktne linije vidljivosti, pa se pretpostavlja Rajsov kanal (umesto Rejljevog kanala).

Kako su prenosni modovi sa različitim brojem podnosioca u istom propusnom opsegu od oko 1.5 MHz, simboli su različitih dužina i različita je udaljenost među nosiocima. Maksimalna prenosna brzina iz zadnje kolone Tabele 2.1 je u skladu sa Doplerovom frekvencijom, pa je $v_{\max} T_s = 0.05$ za brzine vozila do 120 km/h. Nije poželjno premašivanje ove vrednosti zato što za Rejljeve fading kanale i ove vrednosti dovode do značajnog pogoršanja performansi pri DQPSK modulaciji.

OFDM signal ima K modulisanih nosilaca na frekvencijama $f_k = k / T$, sa indeksima podnosioca $k \in \{\pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, \pm K/2\}$. Centralni podnosilac, koji odgovara DC komponenti kompleksnog signala u osnovnom opsegu, se ne moduliše zbog načina realizacije prijemnika. Za sve prenosne modove, razmak između najvišeg i najnižeg podnosioca je $f_{K/2} - f_{-K/2} = 1536 \text{ kHz}$. Za prenosni mod I, prozor Furijeove analize je $T = 1 \text{ ms}$. Razmak među nosiocima je $T^{-1} = 1 \text{ kHz}$. Minimalna FFT dužina za prenosni mod I koja je stepen broja dva je $N_{FFT} = 2048$, tj. najmanji stepen broja dva koji je veći od broja podnosioca $K = 1536$. Ukupna dužina OFDM simbola je $T_s = 2552 t_s \approx 1.246 \text{ ms}$. Zaštitni interval je $\Delta = 504 t_s \approx 246 \text{ ms}$, pa se dobija odnos $T/T_s \approx 0.8$ čime zbog zaštitnog intervala dolazimo do gubitaka spektralne snage i spektralne efikasnosti od 20%. OFDM parametri za prenosne modove IV, II, III se mogu izvesti (tim redom) iz odgovarajućih parametara za prenosni mod I, deljenjem sa 2 svih vremenskih perioda i FFT dužine i dupliranjem svih frekvencija.

2.2.2 DVB sistemi

DVB (*Digital Video Broadcasting*) predstavlja prenosnu šemu zasnovanu na MPEG-2 standardu, kao metod za prenos od jedne tačke do više tačaka (*point-to-multipoint*) visokokvalitetnog kompresovanog digitalnog audio i video sadržaja. DAB predstavlja poboljšanu zamenu za analognu televizijsku radiodifuziju.

Evropski DVB sistem se deli na tri različita prenosna sistema u skladu sa tri fizički različita kanala: kablovski sistem (DVB-C), satelitski sistem (DVB-S) i zemaljski sistem (DVB-T). Kako se zahtevi kanala ova tri sistema dosta razlikuju, primenjuju se različite šeme kodiranja i multipleksiranja. Zajednički za sva tri sistema je Reed-Solomonov (RS) kôd, kojim se postiže izuzetno mala verovatnoća greške koja je neophodna za prenos video zapisa, a koja se ne može efikasno postići samo konvolucionim kodovima. Za DVB-C standard se pretpostavlja AWGN kanal sa visokim SNR, pa je dovoljno koristiti samo Reed-Solomonov kôd. Za DVB-S i DVB-T je potreban i dodatni konvolucionni kôd, koji je za prvi sistem

neophodan zbog velikih ograničenja snage satelitskog kanala. Zemaljski kanali su klasični feding kanali i za njih su najbolji izbor konvolucionni kodovi. Sva tri sistema koriste QAM modulaciju. Zbog energetske efikasnosti, DVB-S koristi samo 4QAM (QPSK). Za ostala dva sistema je otvorena mogućnost za QAM višeg nivoa. DVB-C i DVB-S imaju klasičnu modulaciju sa jednim nosiocem. Kod DVB-T sistema je potreban OFDM da bi se izašlo na kraj sa dugim refleksijama, kao i da bi se omogućio rad mrežama sa jednom frekvencijom (SFN). Zbog korišćenja OFDM tehnike, predmet daljeg razmatranja biće zemaljski sistemi.

Sâm fizički kanal je sličan kanalu DAB sistema. Topografska situacija izaziva refleksije zbog kojih dolazi do razlika u vremenu stizanja signala i to za nekoliko desetina mikrosekundi. Za oba sistema zahteva se mogućnost rada SFN sistema, makar kao jedna od mogućnosti. Bitna razlika je što je DAB sistem dizajniran specijalno za mobilni prijem. Kod DVB-T sistema, prilikom utvrđivanja njegovih parametara, bio je potreban prijem na različitim mestima, ali ne i mobilni prijem.

Zamišljeno je da DVB-T zameni postojeće televizijske signale po istim kanalima. U zavisnosti od zemlje i frekvencijskog opsega (VHF ili UHF opseg), postojeći TV kanali su u osnovnom opsegu širine 6 MHz, 7 MHz i 8 MHz. DVB-T sistem može da prati ova tri slučaja različitih širina propusnog opsega signala. Kao i kod DAB sistema, prenosni mod je tako specificiran da se prilagodi različitim scenarijima. Za svaki od tri različita propusna opsega, postoje dva takva skupa parametara. Zovu se $8k$ mod i $2k$ mod, u skladu sa najmanjim mogućim (faktor od dva) FFT dužinama 8192 i 2048, respektivno. OFDM simbol $8k$ moda je sličan simbolu DAB prenosnog moda I, pa je namenjen za SFN pokrivanje. Kako je trajanje simbola veliko, osetljiviji je na višim Doplerovim frekvencijama. OFDM simbol $2k$ moda je sličan DAB prenosnom modu II, pa je pogodniji za klasično zemaljsko emitovanje, ali ne za SFN. Zbog toga ga je najbolje koristiti za lokalno pokrivanje. Označimo ponovo prozor Furijeove analize za OFDM sa T , ukupnu dužinu simbola sa T_S i zaštitni interval sa Δ . Za razliku od DAB sistema, ovde imamo nekoliko mogućnosti za dužinu zaštitnog intervala: $\Delta = T/4$, $\Delta = T/8$, $\Delta = T/16$ i $\Delta = T/32$.

Broj nosilaca je $K + 1 = 6817$ za $8k$ mod i $K + 1 = 1705$ za $2k$ mod. Razmak $f_{K/2} - f_{-K/2}$ između najvišeg i najnižeg podnosioca je 7607 kHz za 8 MHz kanal, 6656 kHz za 7 MHz kanal i 5705 kHz za 6 MHz kanal. Frekvencija u zadnjoj koloni je optimistična gornja granica za maksimalnu frekvenciju pogodnu za vozila brzine 120 km/h, ukoliko je primenjeno kvalitetno procenjivanje kanala Vinerovim filtriranjem uz jako kodiranje kanala i pogodna modulaciona šema. Za mod $8k$, u skladu sa tim primerom, kanal se odmerava frekvencijom

200 Hz. Usled teoreme o odmeravanju, granica za Doplerovu frekvenciju je 100 Hz, koja odgovara radio frekvenciji od 900 MHz za vozilo brzine 120 km/h. U praksi ova frekvencija je znatno ispod granice iz teoreme.

Tabela 2.2. OFDM parametri za DVB-T 8k mod i $\Delta = T / 4$

Kanal	t_s	T	T_S	Δ	f_{max}
8 MHz	7/64 μ s	8192 t_s 896 μ s	10240 t_s 1120 μ s	2024 t_s 224 μ s	\approx 800 MHz
7 MHz	1/8 μ s	1024 μ s	1280 μ s	256 μ s	\approx 700 MHz
6 MHz	7/48 μ s	\approx 1195 μ s	\approx 1493 μ s	\approx 299 μ s	\approx 600 MHz

Tabela 2.3. OFDM parametri za DVB-T 2k mod i $\Delta = T / 4$

Kanal	t_s	T	T_S	Δ	f_{max}
8 MHz	7/64 μ s	2048 t_s 224 μ s	2560 t_s 280 μ s	512 t_s 56 μ s	\approx 3200 MHz
7 MHz	1/8 μ s	256 μ s	320 μ s	64 μ s	\approx 2800 MHz
6 MHz	7/48 μ s	\approx 299 μ s	\approx 373 μ s	\approx 75 μ s	\approx 2400 MHz

Pri dobroj proceni kanala moguća je frekvencija od 700 MHz. Ovoj vrednosti odgovara Doplerova frekvencija od 78 Hz ili $v_{max} T_S = 0.1$. Ova vrednost se toleriše za, npr. 16-QAM i kodnu brzinu $R_c = 1/2$, ali ne pri višoj spektralnoj efikasnosti. Za 64-QAM i kodnu brzinu $R_c = 1/2$, maksimalna frekvencija treba da je 25 % niža.

Kako DAB prenosni modovi I i II imaju sličnu dužinu simbola kao i 8k i 2k modovi DAB-T, moguće je direktno poređenje osetljivosti na visokim Doplerovim frekvencijama. Zaključujemo da su kod DVB-T sistema moguće dvostruko veće frekvencije (ili brzine vozila) nosioca nego kod DAB sistema. Dolazimo i do zaključka da na najvišoj vrednosti za DAB sistem, DVB-T sistem sa 16-QAM ima slične performanse kao i DAB sistem, sa približno dvostruko većom spektralnom efikasnosti. Za oba slučaja se pretpostavlja $R_c = 1/2$.

2.2.3 WLAN sistemi

OFDM sa zaštitnim intervalom je primenjen u dva sistema za bežičnu komunikaciju računara u lokalnoj mreži. Standardi za bežične lokalne mreže (WLAN) su:

- HIPERLAN/2 - koji je formulisao evropski telekomunikacioni institut za standarde (ETSI) 2000. godine;
- IEEE 802.11a i IEEE 802.11g – koje je definisao Institut inženjera elektronike i elektrotehnike (IEEE) 1999. i 2003., respektivno.

HIPERLAN/2 i IEEE 802.11a rade u 5 GHz opsegu, IEEE 802.11g u opsegu na 2.4 GHz, koji koriste i drugi sistemi, kao što su Bluetooth i varijante IEEE 802.11 standarda,

među koje spada IEEE 802.11b sa proširenim spektrom i kodnim multipleksom kao osnovnom prenosnom šemom. OFDM parametri su identični glavnim parametrima modulacije i kodiranja kanala kod IEEE 802.11a i IEEE 802.11g. Postoje male razlike u zaglavlju i na početku same grupe fizičkih podataka, pošto IEEE 802.11b i 802.11g modovi u jednofrekvencijskom opsegu imaju posebne zahteve. Parametri fizičkog sloja IEEE 802.11a i HIPERLAN/2 su usklađeni sa odgovarajućim standardizacionim grupama. Međutim, postoje neke bitne razlike u formatu grupe podataka i u tehnikama višestrukog pristupa. HIPERLAN/2 koristi šemu višestrukog pristupa sa vremenskom raspodelom (TDMA) sa fiksnom dužinom TDMA rama od 2ms i centralizovanim dodeljivanjem resursa, dok je višestruki pristup kod IEEE 802.11 modova realizovan kao CSMA (*Carrier Sense Multiple Access*). CSMA je decentralizovana šema višestrukog pristupa poznata iz žičanog LAN-a (IEEE 802.3: Ethernet), koja nema fiksnu strukturu vremenskog slota, već pakete podataka promenljive dužine. Važniji parametri IEEE802.11a OFDM standarda prikazani su u Tabeli 2.4.

Tabela 2.4 Ključni parametri IEEE 802.11a OFDM standarda

Brzine prenosa (Data Rate)	6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54 Mb/s
Modulacije	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Kodiranje	1/2, 2/3, 3/4 CC
Broj podkanala	52
Broj pilot signala	4
Trajanje OFDM simbola	4 μ s
Trajanje zaštitnog intervala	800 ns
Razmak između podnosioca	312.5 kHz
3dB širina	16.56 MHz
Širina kanala (channel spacing)	20 MHz

2.3 Bežični kanal

Za razumevanje prednosti OFDM sistema kao i pozadine efekata koji se javljaju prilikom prenosa navedenim sistemima, neophodno je razumeti osnovne karakteristike bežičnog kanala. Radio signali generalno kasne zbog tri mehanizma – refleksije, difrakcije i rasejanja. Odgovarajući model bežičnog kanala u mnogo čemu zavisi od primene, pa se u teorijskim analizama koriste različiti modeli. Generalno, kašnjenje radio signala se grubo može opisati sa tri međusobno nezavisna fenomena:

- slabljenje signala sa rastojanjem (*path loss attenuation*)
- efekat senke (*shadowing*)
- feding usled višestrukog prostiranja (eng. *multipath fading*)

Svaki od ovih fenomena je zasnovan na različitim fizičkim principima. Prilikom projektovanja bežičnih telekomunikacionih sistema, koji ispunjavaju visoke zahteve po pitanju pouzdanosti, kapaciteta i kvaliteta usluga, mora se voditi računa o pomenutim fenomenima. Naime, signal kojim se prenosi korisna informacija je, pored šuma, izložen i uticaju interferencija zbog nesavršenosti primopredajnika, nejasnog razgraničenja između klastera, kao i ambijentalnih uslova. Osim toga, navedene smetnje, ali i sam korisni signal predstavljaju veličine koje su promenljive u vremenu, što dodatno komplikuje postupak analize signala.

2.3.1 Slabljenje sa rastojanjem i efekat senke

Zakon po kome intenzitet elektromagnetnog talasa u slobodnom prostoru opada sa kvadratom rastojanja je vrlo dobro poznat. Ako dužinu putanje, odnosno rastojanje, označimo sa d , onda se prema tom zakonu primljena snaga na rastojanju d , može izraziti pomoću sledeće jednačine [16]:

$$\Omega_p(d) = \Omega_t k \left(\frac{\lambda_c}{4\pi d} \right)^2, \quad (2.1)$$

gde je Ω_t snaga poslatog signala, λ_c talasna dužina poslatog signala i k konstanta proporcionalnosti.

Slabljenje sa rastojanjem ima i svoju dobru stranu, a ona se ogleda u sistemima velikog kapaciteta. Brzo slabljenje jačine signala sa rastojanjem dozvoljava da se isti propusni opseg koristi više puta na bliskim rastojanjima bez interferencije i predstavlja osnovu za mobilne radio sisteme bazirane na ćelijskoj arhitekturi.

Međutim, u bežičnom okruženju, slabljenje sa rastojanjem ne zavisi samo od rastojanja i talasne dužine, već i od tipa antene, visine antene, kao i lokalne topografije terena. Zbog svega toga, veoma je složeno izvršiti teorijsko predviđanje slabljenja sa rastojanjem, osim u slučajevima ravnih i glatkih reflektujućih površina. Pomoću jednostavnog modela slabljenja sa rastojanjem, snaga primljenog signala na rastojanju d , može se izraziti sledećim izrazom:

$$\Omega_{p(dBm)}(d) = \mu \Omega_{p(dBm)}(d_0) - 10\beta \log_{10}(d/d_0) + \varepsilon_{(dB)}, \quad (2.2)$$

gde $\mu \Omega_{p(dBm)}(d_0) = E[\Omega_{p(dBm)}(d_0)]$ predstavlja srednju primljenu snagu signala (u dBm) na poznatoj referentnoj udaljenosti. Vrednost $\mu \Omega_{p(dBm)}(d_0)$ zavisi od prenete snage, frekvencije,

visine i pojačanja antene, kao i drugih faktora. Parametar β se naziva eksponent gubitka sa rastojanjem i predstavlja ključni parametar koji utiče na performanse bežičnog sistema. Za tipična ćelijska i mobilna radio okruženja, vrednost ovog parametra se kreće u granicama $3 \leq \beta \leq 4$. Veoma često se vrednost ovog parametra određuje eksperimentalno.

Parametar $\varepsilon_{(dB)}$ u (2.2) predstavlja grešku između trenutnog i procenjenog gubitka i često se modeluje kao Gausova slučajna promenljiva sa nultom srednjom vrednošću (u dB). Ova greška se javlja zbog različite konfiguracije terena, kao što su zgrade i brda, a u literaturi se naziva i efekat senke (*shadowing, shadow fading*). Generalno, ovaj efekat je modelovan kao log-normalna raspodela, što znači da je funkcija gustine verovatnoće primljene snage u decibelima data sledećom jednačinom:

$$p\Omega_{p(dBm)}(d)(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\Omega} \exp\left\{-\frac{(x - \mu\Omega_{p(dBm)}(d))^2}{2\sigma_\Omega^2}\right\}, \quad (2.3)$$

gde je

$$\mu\Omega_{p(dBm)}(d) = \mu\Omega_{p(dBm)}(d_0) - 10\beta \log_{10}(d / d_0) \quad (dBm). \quad (2.4)$$

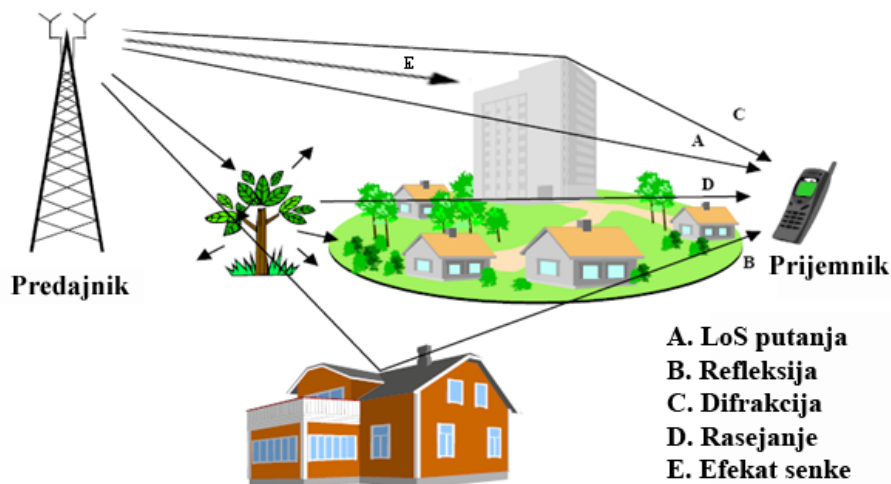
Parametar σ_Ω je standardna devijacija efekta senke i često se kreće u granicama od 5dB do 12dB, gde je $\sigma_\Omega = 8$ dB tipična vrednost za ćelijsku zemaljsku radio primenu.

2.3.2 Feding usled prostiranja po više putanja

Tipično bežično okruženje je izloženo višestrukom prostiranju, što znači da do prijemne antene pristiže veći broj replika izvornog (poslatog, emitovanog) signala. Ravnih talasi, koji stižu na prijemnu antenu, su različite amplitude, frekvencije i faze. Razlog za to predstavljaju refleksija (odbijanje), difrakcija (savijanje) i rasejanje o objekte koji se nalaze u okruženju između predajnika i prijemnika. Ova pojava, poznata pod nazivom prostiranje signala po više putanja ili višepropagacioni efekat (*multipath propagation*), ilustrovana je na Slici 2.1.

Do refleksije dolazi kada signal naiđe na glatku površinu, dimenzija mnogo većih od talasne dužine signala. Ukoliko su dimenzije objekata male u poređenju sa talasnom dužinom signala dolazi do rasejanja signala. Kako je talasna dužina relativno kratka (približno 30cm na 1GHz, s obzirom na izraz $\lambda = c / f$) male promene lokacije predajnika, prijemnika ili objekata rasejanja predstavljaju uzrok velike promene faze komponenata upadnih ravnih talasa. Difrakcija signala se javlja na ivicama objekata čije su dimenzije velike u poređenju sa

talasnom dužinom signala. Sekundarni talasi koji se javljaju oko prepreke prostiru se svuda (čak i iza prepreke). Prema tome, može se reći da je došlo do pojave savijanja talasa što omogućava komunikaciju između predajnika i prijemnika i u slučaju kada ne postoji direktna linija optičke vidljivosti (*LoS - line of sight*).



Slika 2.1 *Prostiranje signala po više putanja i efekat senke u tipičnom bežičnom telekomunikacionom sistemu*

Signal na mestu prijema predstavlja superpoziciju velikog broja kopija poslatog signala sa različitim slabljenjima, kašnjenjima i faznim pomerajima. U zavisnosti od faza ovih pojedinačnih signala, na mestu prijema može doći do konstruktivne ili destruktivne superpozicije. Promena anvelope i faze rezultujućeg signala u vremenu, usled relativnog kretanja predajnika i prijemnika ili usled promena u prenosnom medijumu, predstavlja brzi feding (radi jednostavnosti, u literaturi je usvojen naziv feding) i predstavlja jedan od osnovnih problema u bežičnim telekomunikacijama.

Feding ima dvostruko dejstvo i u vremenskom i u frekvencijskom domenu. Vremenska disperzija nastaje zbog komponenata koje se prostiru prenosnim putanjama različitih dužina i stoga stižu na prijemnu antenu u različitim vremenskim trenucima. Vremenska disperzija izaziva Intersimbolsku interferenciju (ISI – *Inter Symbol Interference*) koja može biti uklonjena korišćenjem vremenskog ili frekvencijskog ekvalizatora u sistemima sa jednim nosiocem, RAKE prijemnikom u CDMA sistemima ili ekvalizacijom u frekvencijskom domenu. Vremenske promene kanala zbog pokretljivosti se mogu okarakterisati Doplerovim efektom širenja u frekvencijskom domenu. Zbog toga je, u vremenski promenljivim kanalima, neophodno korišćenje adaptivnih prijemnika. Adaptivni prijemnici imaju mogućnost estimacije kanala (impulsnog odziva ili parametra kanala) i podešavanja parametara prijemnika u skladu sa promenama u kanalu, u toku vremena.

U zavisnosti od propagacionog okruženja razvijen je veći broj modela koji opisuju statističko ponašanje anvelope signala. Najčešće korišćeni su Rejljev, Rajsov, Nakagami- m i Vejbulov model. U okviru ove doktorske disertacije biće predloženi adaptivni algoritmi koji omogućavaju OFDM prijemnicima bolje performanse u prisustvu frekvencijskog ofseta ali i prisustvu fedinga. U simulacionim analizama, feding je modelovan Rejljevim i Rajsovim modelom.

2.3.2.1 Rejljev model

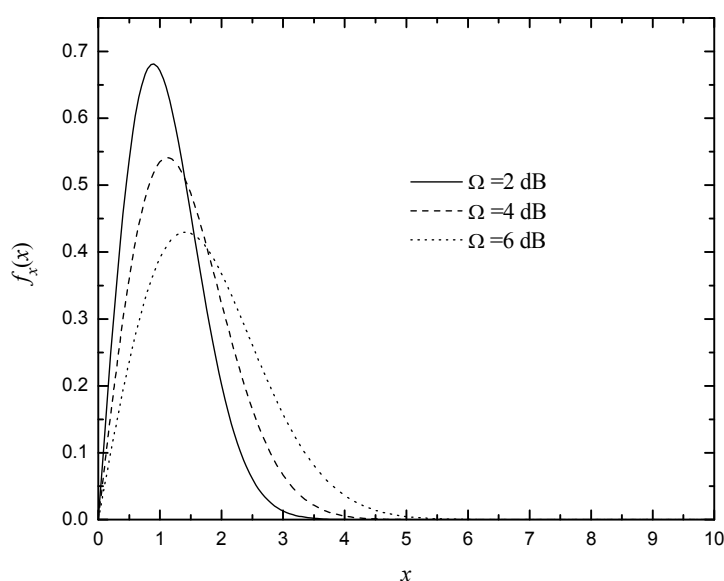
Rejljeva raspodela se koristi za modelovanje fedinga u okruženjima gde ne postoji linija optičke vidljivosti između predajnika i prijemnika. Ova raspodela je pogodna za opis komunikacionih kanala u urbanim sredinama, kao što su gradska područja sa visokim zgradama [17]-[19]. Funkcija gustine verovatnoće (PDF - *probability density function*) anvelope signala x je u ovom slučaju data relacijom [17, j-na 2.6]

$$f_x(x) = \frac{2x}{\Omega} \exp\left(-\frac{x^2}{\Omega}\right), \quad x \geq 0, \quad (2.5)$$

gde je Ω srednja snaga signala, tj. $\Omega = \varepsilon\langle x^2 \rangle = \overline{x^2}$. Sa $\varepsilon\langle \cdot \rangle$ je označeno matematičko očekivanje koje se definiše na sledeći način

$$\varepsilon\langle x^2 \rangle = \int_0^{\infty} x^2 f_x(x) dx. \quad (2.6)$$

Na Slici 2.2 je prikazana Rejljeva gustina verovatnoće za različite vrednosti srednje snage signala.



Slika 2.2 Rejljeva raspodela

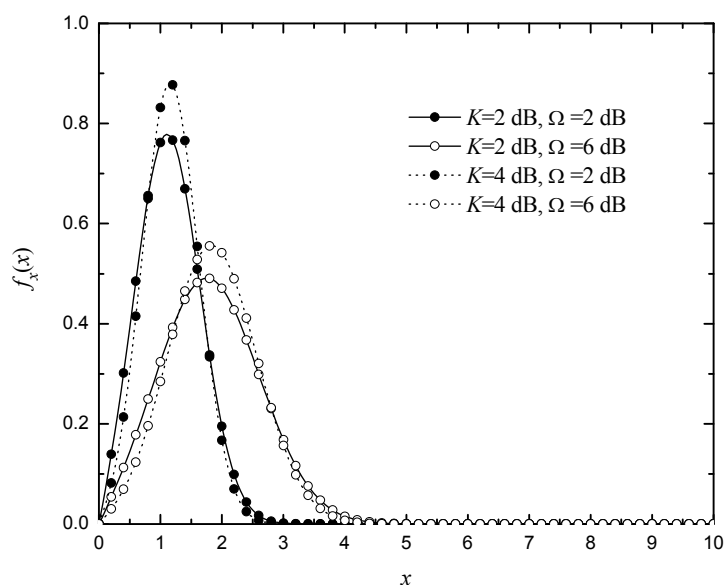
2.3.2.2 Rajsov model

Rajsov model se koristi za opisivanje fedinga u slučajevima kada između predajnika i prijemnika postoji linija optičke vidljivosti, odnosno kada na mestu prijema postoji jedna jako izražena komponenta koja odgovara upravo liniji optičke vidljivosti i mnoštvo slučajnih slabijih komponenti [20]. Ovaj model se koristi za opisivanje zemaljskih mobilnih kanala u predgradima i ruralnim sredinama i mobilnih satelitskih kanala. Rajsova funkcija gustine verovatnoće predstavljena je sledećom relacijom [17, j-na 2.15]

$$f_x(x) = \frac{2(1+K)\exp(-K)x}{\Omega} \exp\left(-\frac{(1+K)x^2}{\Omega}\right) I_0\left(2x\sqrt{\frac{K(1+K)}{\Omega}}\right), \quad x \geq 0, \quad (2.7)$$

gde je $I_0(\cdot)$ modifikovana Beselova funkcija prve vrste i nultog reda, a K Rajsov faktor koji definiše odnos snage dominantne komponente i snage rasejanih komponenti. Rajsov faktor uzima vrednosti od 0 (Rajsov feding se svodi na Rejljev) do ∞ (u kanalu nema fedinga).

Na Slici 2.3 je prikazana Rajsova raspodela za različite vrednosti Rajsovog faktora i srednje snage signala.



Slika 2.3 Rajsova raspodela

2.3.2.3 Nakagami-m model

Zahvaljujući lakoj manipulaciji i širokom opsegu primenljivosti, pre svega u mobilnim zemaljskim bežičnim sistemima [21]-[23], Nakagami- m raspodela je našla široku primenu u teoriji telekomunikacija. Funkcija gustine verovatnoće anvelope signala u kanalu sa Nakagami- m fedingom je [24, j-na 11]

$$f_x(x) = \frac{2m^m x^{2m-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{mx^2}{\Omega}\right), \quad x \geq 0, \quad (2.8)$$

gde je $\Gamma(\cdot)$ gama funkcija, a m Nakagami parametar koji opisuje oštrinu fedinga ($m \geq 0.5$). Sa porastom parametra m oštrina fedinga se smanjuje. Nakagami- m raspodela se može svesti na Rejljevu raspodelu kada je $m = 1$ i na jednostranu Gausovu raspodelu za $m = 0.5$. Kada $m \rightarrow \infty$ kanal je bez fedinga (raspodela postaje Dirakov impuls).

Na Slici 2.4a je prikazana Nakagami- m raspodela za različite vrednosti srednje snage i oštine fedinga.

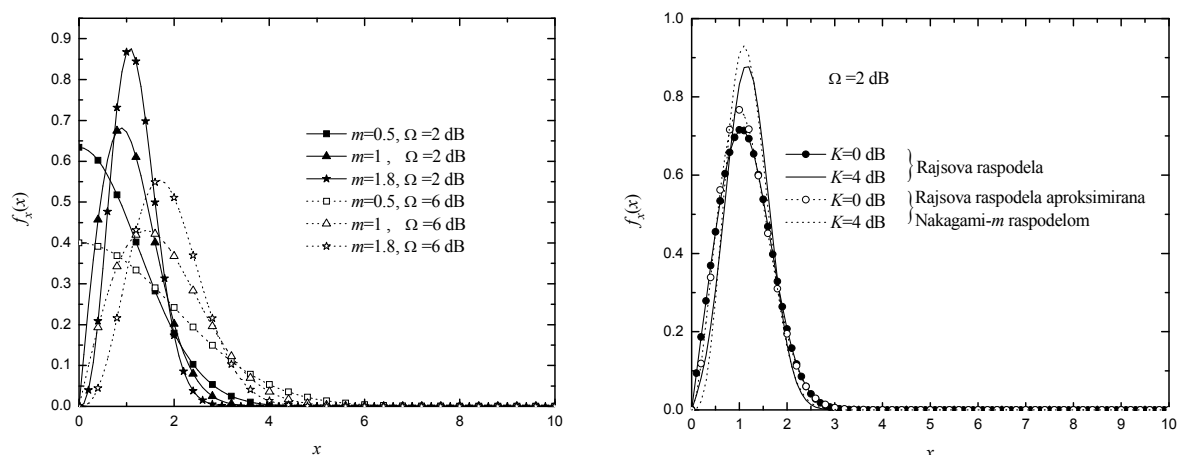
Rajsova raspodela se može približno aproksimirati Nakagami- m raspodelom koristeći sledeću relaciju

$$K = \frac{\sqrt{m^2 - m}}{m - \sqrt{m^2 - m}}, \quad K \geq 0, \quad (2.9)$$

tj.

$$m = \frac{(1 + K)^2}{1 + 2K}, \quad m \geq 1. \quad (2.10)$$

Primer aproksimacije Rajsove raspodele Nakagami- m raspodelom koristeći prethodno pomenute relacije između parametara koji opisuju oštrinu fedinga prikazan je na Slici 2.4b. Imajući u vidu da Rajsova gustina verovatnoće sadrži Beselovu funkciju, a Nakagami- m raspodela ne sadrži, kanal sa fedingom je znatno lakše analizirati koristeći Nakagami- m model.



Slika 2.4 a) Nakagami- m raspodela

b) Aproksimacija Rajsove raspodele Nakagami- m raspodelom)

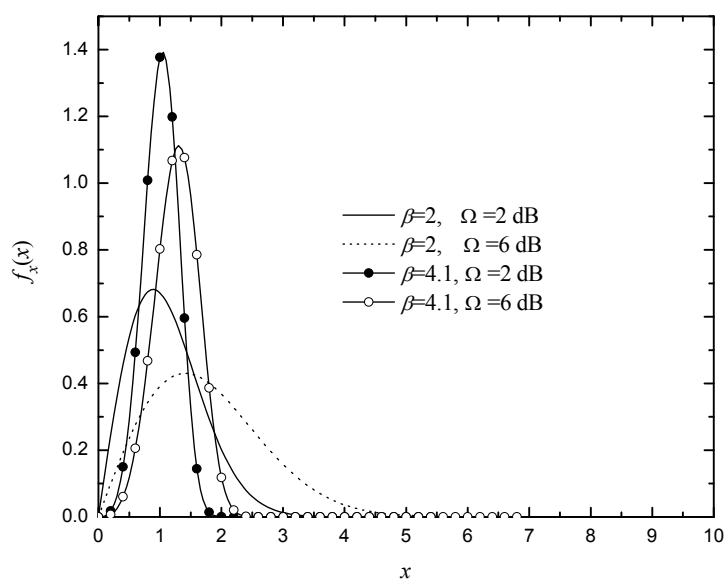
2.3.2.4 Weibull model

Weibullova raspodela je najpre korišćena kao statistički model za analizu pouzdanosti tehničkih sistema [25]. Danas je Weibullova raspodela našla široku primenu u mnogim oblastima nauke. Što se tiče bežičnih telekomunikacija, Weibullova raspodela pokazuje dobro slaganje sa eksperimentalno dobijenim rezultatima u zemaljskim bežičnim sistemima i u unutrašnjoj [26], [27] i u spoljašnjoj sredini [28], [29]. Weibullova funkcija gustine verovatnoće anvelope opisana je sledećom relacijom [30, j-na 3]

$$f_x(x) = \frac{\beta x^{\beta-1}}{\Omega} \exp\left(-\frac{x^\beta}{\Omega}\right), \quad x \geq 0, \quad (2.11)$$

gde je $\Omega = \overline{x^\beta}$, a β Weibullov fading parametar koji opisuje oštrinu fedinga ($\beta > 0$). Kada vrednost parametra β raste, oštrina fedinga opada, dok se za $\beta=2$ Weibullova raspodela svodi na Rejljev.

Weibullova gustina verovatnoće za različite vrednosti srednje snage signala i oštine fedinga prikazana je na Slici 2.5.



Slika 2.5 Weibullova raspodela

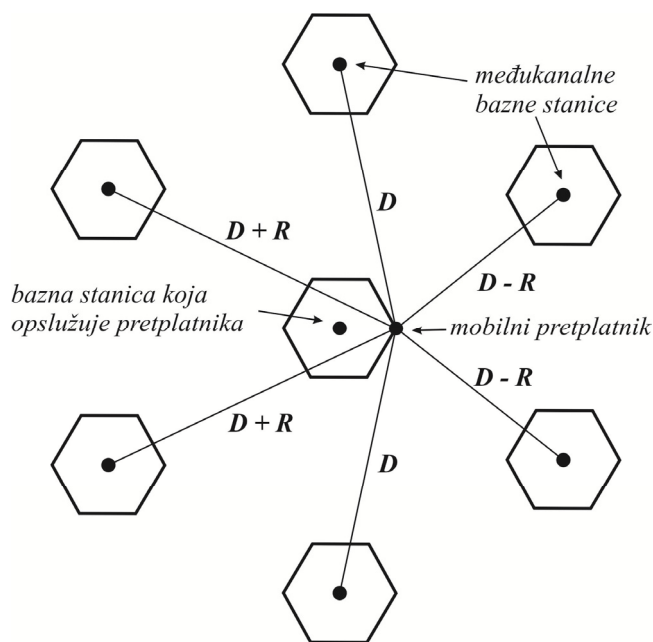
2.3.3 Interferencija i šum

Svi komunikacioni sistemi su podložni uticaju termičkog ili belog Gausovog šuma (AWGN - *Additive White Gaussian Noise*). Međutim, kod bežičnih sistema koji ponovo koriste istu frekvenciju za prenos nakon određenog rastojanja, znatno je veći uticaj međukanalne interferencije (CCI, *Co-Channel Interference*). CCI raste kada se noseća frekvencija

prostorno ponovo koristi. U ovom slučaju, dolazi do preklapanja spektra raspodele snage signala, zbog međusobne interferencije. CCI predstavlja ograničenje koje utiče na minimalno rastojanje na kome može ponovo da se koristi ista noseća frekvencija. Značajan negativni efekat CCI prvenstveno ima u sistemima na visokim frekvencijama, kao što su zemaljski sistemi za mobilnu ćelijsku radio komunikaciju. Slika 2.6 označava najnepovoljniji slučaj povratne međukanalne interferencije u ćelijskom radio okruženju, koja se odnosi na slučaj kada su mobilne stanice locirane u uglovima ćelija na maksimalnom mogućem rastojanju od bazne stanice, sa kojom komunicira. Sa omni-direkcionim antenama, postoji šest primarnih izvora međukanalne interferencije, dva na rastojanju $D-R$, dva na rastojanju D i dva na rastojanju $D+R$, gde R predstavlja poluprečnik ćelije. Korišćenjem modela za slabljenje sa rastojanjem datog sa (2.4) i zanemarivanjem efekta senke, najgori slučaj odnosa signal-smetnja je:

$$\frac{C}{I} = \frac{1}{2} \frac{R^{-\beta}}{(D-R)^{-\beta} + D^{-\beta} + (D+R)^{-\beta}} = \frac{1}{2} \frac{1}{\left(\frac{D}{R}-1\right)^{-\beta} + \left(\frac{D}{R}\right)^{-\beta} + \left(\frac{D}{R}+1\right)^{-\beta}}, \quad (2.12)$$

gde je β eksponent gubitka sa rastojanjem. Parametar D/R predstavlja faktor koji definiše ponovno među-kanalno korišćenje. U okruženju gde su ćelije modelovane kao šestougaonici veza pomenutog faktora i veličine klastera je data sa $D/R = \sqrt{3N}$. To znači da odnos C/I raste sa povećanjem veličine klastera, čime se obezbeđuje bolji kvalitet linka. Međutim, u isto vreme raspoloživi propusni opseg (i broj kanala) po ćeliji opada, čime raste verovatnoća da se blokira novi poziv ili poziv preuzet iz druge ćelije.



Slika 2.6 Najnepovoljniji slučaj međukanalne interferencije

Ponovno korišćenje frekvencije dovodi do interferencije susednih kanala (ACI – *Adjacent Channel Interference*). Ovaj tip interferencije nastaje kada susedne ćelije koriste kanale koji su susedni po spektru. U ovom slučaju, spektralna gustina snage se delimično preklapa. Ipak, negativan uticaj ove vrste interferencije je mnogo manji nego uticaj međukanalne interferencije, jer se signali ne preklapaju po frekvenciji u potpunosti.

2.4 Adaptivni diskretni filtri

U sistemima za obradu signala, kako u telekomunikacijama, tako i u drugim područjima, dugo su korišćeni digitalni filtri sa konstantnim koeficijentima. Razloge za ovo treba tražiti, kako u relativnoj nerazvijenosti teorije neophodne za ispravnu konfiguraciju i realizaciju adaptivnih filtara, tako i u nedovoljnoj sposobnosti mikroelektronske tehnologije da ponudi dovoljno minijaturne i, što je najvažnije, dovoljno brze adaptivne digitalne filtre. Razvoj komunikacionih tehnologija i uopšte elektronike neminovno nameće pred inženjere probleme koje je veoma teško ili nemoguće rešavati bez korišćenja adaptivnih sistema. To su raznovrsni problemi ekvalizacije, filtriranja u užem smislu, identifikacije prenosne funkcije sistema, itd.

Istaknimo da se problematici adaptivnih filtara može prići u osnovi na dva načina: prvi se može nazvati konstruktivnim, dok se drugi može nazvati analitičkim pristupom.

Konstruktivni pristup postulira raspoloživost filtra koji se na najbolji mogući način ponaša u datom slučaju pa se, poznavajući parametre filtra, projektuju strukture pogodne za određeni zadatak koje sadrže adaptivni filter.

Analitički pristup posmatra adaptivni sistem sa gledišta brzine i valjanosti procesa adaptacije. Analiziraju se uticaji na ponašanje sistema korišćenja različitih algoritama i pogodnog izbora njihovih parametara. Kod ovog pristupa, od velikog je značaja postojanje teorijske osnove adaptivnih filtara i uopšte adaptivnih sistema, kao i ispravan izbor parametara kojima će se opisati sistem.

Adaptivni diskretni filtri su oni diskretni filtri kojima se težinski koeficijenti menjaju po unapred određenom zakonu, a sam karakter i veličina promene zavisi od ulaznog signala u filter, ili, mogli bismo generalnije reći, od okoline sistema.

Adaptivni diskretni filtri imaju osobinu da, u smislu koji će kasnije biti objašnjen, konvergiraju optimalnom diskretnom filteru. Zbog toga će, pre navođenja konkretnih adaptivnih struktura, biti definisan optimalni diskretni filter. Radi opštosti, posmatrani filter ima kompleksni ulazni signal i kompleksne težinske koeficijente.

2.4.1 Optimalni diskretni filter

Optimalna filtracija klasičnim kontinualnim filtrima je dobro poznata i opisana u literaturi ([31],[32]). Ovde će biti ukratko opisan diskretni adaptivni filter ([33]-[35]).

Posmatrajmo filter sa fiksnom prenosnom funkcijom $H(z)$ i impulsnim odzivom $[h_k]$ u koji ulazi diskretni slučajni signal $[x_k]$. Izlaz iz filtra je diskretni signal $[u_k]$. Definišimo referentni diskretni signal $[d_k]$ i signal greške $[\varepsilon_k]$ na sledeći način:

$$\varepsilon_k = d_k - y_k, \forall k \in Z \quad (2.13)$$

Iz teorije diskretnih filtera ([36],[35]) poznata je sledeća relacija

$$y_k = \sum_n x_{k-n} h_n \quad (2.14)$$

gde se sumiranje vrši po svim koeficijentima diskretnog filtra.

Poslednji izraz može se pisati u obliku:

$$y_k = X_k^T H \quad (2.15)$$

gde T označava operaciju transpozicije vektora, a vektori X i H za slučaj jednostranog filtra sa N težina definisani su kako sledi:

$$\begin{aligned} X_k &= [x_{k-1} \dots x_{k-N}]^T \\ H &= [h_1 \dots h_N]^T \end{aligned} \quad (2.16)$$

Nađimo očekivanje kvadrata modula signala greške ξ :

$$\xi \equiv E(|\varepsilon_k|^2) = E(\varepsilon_k \varepsilon_k^*) = E(|d_k|^2) - E(d_k^* X_k^T H) - E(d_k X_k^{\#} H^*) + E(H^T X_k X_k^{\#} H^*) \quad (2.17)$$

gde su sa * i $^{\#}$ označene redom operacije konjugovanja kompleksne veličine i transponovanog vektora.

S obzirom da je filter fiksni, to se njegovi koeficijenti mogu izvući ispred očekivanja pa (2.17) postaje:

$$\xi = E(|d_k|^2) - E(d_k^* X_k^T) H - E(d_k X_k^{\#}) H^* + H^T E(X_k X_k^{\#}) H^* \quad (2.18)$$

Ako definišemo autokorelacionu matricu R i vodeći vektor P [37]:

$$\begin{aligned} R &\equiv E(X_k^* X_k^T) \\ P &= E(d_k X_k^*) \end{aligned} \quad (2.19)$$

i zamenimo u (2.18) dobiće se:

$$\xi = E(|d_k|^2) - P^{\#} H - P^T H^* + H^T R^* H^* \quad (2.20)$$

Poslednji izraz je kao realan jednak svom konjugovano kompleksnom izrazu, pa je:

$$\xi = E(|d_k|^2) - P^{\#} H^* - P^{\#} H + H^{\#} R H \quad (2.20a)$$

Minimizacijom očekivanja kvadrata modula signala greške (2.20a) po realnim i imaginarnim delovima težinskih koeficijenata filtara tj. rešavanjem sistema jednačina:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \xi}{\partial h_{k,R}} &= 0 \\ & ; k = 1, \dots, N \\ \frac{\partial \xi}{\partial h_{k,I}} &= 0 \end{aligned} \quad (2.21)$$

dobija se da mora važiti jednačina:

$$RH = P \quad (2.22)$$

Na osnovu poslednje jednačine, ukoliko je poznata statistika ulaznog signala i reference, moguće je odrediti koeficijente diskretnog filtra koji minimizuju očekivanje modula kvadrata greške. Ovako dobijeni koeficijenti nazivaju se *Wienerovo rešenje*, dok se jednačina (2.22) naziva Wienerovom jednačinom.

Jednačina (2.22) je linearna pa je njeno rešenje - Wienerovo rešenje:

$$W \equiv H = R^{-1}P \quad (2.23)$$

Kao što vidimo iz jednačine (2.22), vektor P , ukoliko je matrica R realna, determiniše fazne stavove pojedinih koeficijenata optimalnog filtra, pa mu odatle i ime vodeći (*steering*) vektor. U teoriji adaptivnih filtara uobičajeno je da se vektor trenutnih vrednosti koeficijenata označava sa $W^{(k)}$ gde indeks k označava iteraciju. Primitimo da, iako strogo uzevši trenutna vrednost koeficijenata nije i Wienerovo rešenje, zadržavamo oznaku W .

Takođe, radi potpunosti valja napomenuti da su izrazi (2.16) i (2.21) navedeni samo za specijalnu klasu jednostranih filtara. Međutim, izrazi (2.19), (2.20), (2.22) i (2.23) su opštevažeći, i to kako za opisane filtre sa kompleksnim koeficijentima (kompleksne filtre), tako i za njihovu potklasu - filtre sa realnim koeficijentima i signalima (realne filtre).

2.4.2 Teorijska osnova procesa adaptacije

Preduslov da se u određenim strukturama mogu koristiti adaptivni filtri je da adaptivni filtar konvergira ka optimalnom filtru. Zato će u nastavku, biti prvo uveden pojam kriterijumske funkcije, zatim će biti definisani adaptivni algoritmi za realne i kompleksne signale, uvedene mere za procenu kvaliteta adaptacije, dati uslovi i brzina konvergencije i izvršene određene generalizacije poznatih adaptivnih algoritama.

2.4.2.1 Kriterijumska funkcija i njene osobine

Vektor težina filtra označavaćemo sa W , pa se ova formula može pisati u obliku:

$$\xi = E(|d_k|^2) - P^{\#}W - P^T W^* + W^{\#}RH \quad (2.24)$$

U nastavku će biti razmatrana funkcionalna zavisnost parametra ξ od koeficijenata filtra. Pri ovom razmatranju, izvesnu poteškoću predstavlja nemogućnost vizuelizacije funkcije više realnih, a naročito kompleksnih promenljivih. Zbog toga će kao ilustracija izlaganja biti naveden slučaj filtra sa dva realna koeficijenta.

Funkcionalna zavisnost ξ od koeficijenata filtra naziva se kriterijumska funkcija [35]. Za slučaj transversalnog filtra kriterijumska funkcija ima kvadratnu formu, a to znači da ima samo jedan minimum. Odavde, bilo koja metoda koja se bazira na traženju lokalnog minimuma daće i globalni minimum kriterijumske funkcije, koji je determinisan koeficijentima optimalnog filtra.

Ako se posmatra kriterijumska funkcija dve promenjive [38], onda su nivojske linije ove kriterijumske funkcije elipse, dok bi u slučaju više promenljivih to bili hiperelipsoidi. Ove elipse su sve koncentrične i centar im je determinisan koeficijentima optimalnog filtra. Može se pokazati [39], [34] da su poluose elipsa paralelne sopstvenim vektorima [32] autokorelacione matrice R i da je dužina poluosa obrnuto srazmerna sopstvenim vrednostima autokorelacione matrice (s obzirom da je matrica R Hermitska [32] to su joj sopstvene vrednosti realne [40]).

Može se pokazati i da različitim sopstvenim vrednostima autokorelacione matrice odgovaraju međusobno ortogonalni vektori [34] pa je spomenuti hiperelipsoid prav. Oblik kriterijumske funkcije, i prema tome odnos sopstvenih vrednosti i položaji sopstvenih vektora, veoma je bitan za analizu ponašanja adaptivnog filtra u konkretnom slučaju, jer ćemo videti da adaptivni algoritam zapravo predstavlja način kretanja po kriterijumskoj funkciji sa težnjom da se stigne do njenog minimuma.

2.4.2.2 Algoritmi adaptacije

Pod algoritmom adaptacije adaptivnog filtra podrazumevamo način prilagođenja koeficijenata adaptivnog filtra, sa ciljem da se minimizuje kriterijumska funkcija. Ovde će prvo biti dati osnovni algoritmi adaptacije za filtre sa realnim i kompleksnim koeficijentima, zatim će biti iznete mere brzine i kvaliteta konvergencije algoritma i na kraju će biti data jedna generalizacija adaptivnih algoritma.

Algoritmi adaptacije mogu se grubo podeliti na algoritme koji iziskuju poznavanje statistike ulaznog signala u adaptivni filter i na algoritme za čije funkcionisanje takva informacija nije potrebna. U principu, evolucija adaptivnih algoritama ide u pravcu da se redukuje potrebno poznavanje signala, tako da istorijski prvo slede algoritmi koji traže poznavanje statistike. Ovi algoritmi, kao što će se videti, potiču iz opšte teorije rešavanja sistema nelinearnih jednačina.

Njutnov algoritam

Za rešavanje linearnog sistema $RW = P$ koji predstavlja Wienerovu jednačinu može se koristiti klasičan Njutn-Kantorovičev metod [40] i primenom ovog metoda dobija se:

$$W_{opt} = W_0 - \frac{1}{2} R^{-1} \nabla \xi \quad (2.25)$$

gde je ξ kriterijumska funkcija, koja za realne koeficijente glasi:

$$\xi = E(d_k^2) - 2PW + W^T RW. \quad (2.26)$$

Sa

$$\nabla f(x_1, \dots, x_N) = \left[\frac{\partial}{\partial x_1} f, \dots, \frac{\partial}{\partial x_N} f \right]^T \quad (2.27)$$

označavamo operator gradijenta realne funkcije N promenljivih [41], W_{opt} je Wienerovo rešenje-vektor koeficijenata optimalnog filtra, a W_0 oznaka za početno rešenje sistema jednačina.

Pošto je reč o iterativnoj metodi za linearni sistem, sistem (2.25) konvergira u samo jednom koraku, i to za proizvoljne početne uslove. Da bismo pokazali ovo, iz (2.26) naći ćemo gradijent kriterijumske funkcije:

$$\nabla \xi = 2RW - 2P \quad (2.28)$$

Smenom (2.28) u (2.25) i imajući u vidu da se gradijent nalazi u početnoj tački, uveravamo se u istinitost tvrdjenja.

Algoritam (2.25) može se modifikovati na sledeći način:

$$W^{k+1} = W^k - \mu R^{-1} \nabla \xi^k \quad (2.29)$$

Smenom (2.28) u (2.29) i iterirajući dobija se:

$$W^{k+1} = (1 - 2\mu)^{k+1} W_0 - [1 - (1 - 2\mu)^{k+1}] W_{opt} \quad (2.30)$$

Iz izraza (2.30) vidljivo je da algoritam (2.29) konvergira za

$$\left| \mu - \frac{1}{2} \right| \leq 1 \quad (2.31)$$

i to bez obzira na početno rešenje i bez ikakvih dodatnih pretpostavki o osobinama autokorelacione matrice R i vodećeg vektora P . Promenljivu μ nazivamo faktor konvergencije.

Primetimo da Njutnov algoritam zahteva poznavanje kako kriterijumske funkcije tako i autokorelacione matrice, pa je u velikom broju slučajeva neprimenljiv.

Gradijentni algoritam - metod najbržeg spuštanja

Drugi popularni metod korišćen u numeričkoj matematici za iterativno rešavanje sistema jednačina jeste gradijentni metod [40]. Po ovom metodu, lokalnom minimumu teži se u smeru suprotnom vektoru gradijenta. Odatle, za dve uzastopne iteracije pri rešavanju Wienerove jednačine važi:

$$W^{k+1} = W^k - \mu \nabla \xi^k \quad (2.32)$$

Vidimo da je gradijentni metod jednostavniji od Njutnovog zbog toga jer više nije potrebno poznavati recipročnu vrednost autokorelacione matrice već samo gradijent kriterijumske funkcije. Može se pokazati [31] da gradijentni metod konvergira ka Wienerovom rešenju ukoliko za maksimalnu sopstvenu vrednost autokorelacione matrice i faktor konvergencije μ važi:

$$\frac{1}{\lambda_{\max}} > \mu > 0 \quad (2.33)$$

Treba istaći da je brzina konvergencije gradijentnog metoda manja nego kod Njutnovog i da konvergencija veoma zavisi od oblika kriterijumske krive. Naime, što je veće izobličenje kriterijumske krive, vreme potrebno za konvergenciju je veće.

LMS (Widrow-Hopf) algoritam

Ovaj algoritam je prikazan u [31],[33],[34] i izveden je polazeći od gradijentnog metoda. Naime, videli smo da je kod gradijentnog metoda potrebno poznavati kriterijumsku funkciju, da bismo našli njen gradijent. Kod LMS algoritma, gradijent poznate funkcije se zamenjuje gradijentom trenutne vrednosti kvadrata signala greške, te mu otuda i ime (*Least Mean Square*):

$$\nabla \xi = \nabla E(\varepsilon^2) \approx \nabla \varepsilon^2 \quad (2.34)$$

S obzirom na osobine gradijenta [41] lako se dobija:

$$\nabla \varepsilon = -2\varepsilon X \quad (2.35)$$

pa se, smenom (2.34) u (2.32) i imajući u vidu (2.35) za LMS algoritam dobija:

$$W^{k+1} = W^k + 2\mu\varepsilon^k X^k \quad (2.36)$$

LMS algoritam konvergira [31] ukoliko važi uslov (2.33).

S obzirom da je trag matrice [40], [32], koji se definiše kao zbir elemenata na glavnoj dijagonali, jednak zbiru sopstvenih vrednosti kao i da su sopstvene vrednosti autokorelacione matrice pozitivne, to je njen trag jednak:

$$\text{tr}R = \sum_{i=1}^N \lambda_i > \lambda_{\max} \quad (2.37)$$

pa je dovoljan (i stroži) uslov za konvergenciju:

$$\frac{1}{\text{tr}R} > \mu > 0 \quad (2.38)$$

Ukoliko je ulazni signal u filter stacionaran, svi dijagonalni elementi autokorelacione matrice su međusobno jednaki i iz njene definicije tada sledi da je njen trag jednak snazi ulaznog signala pomnoženoj brojem koeficijenata filtra, pa se uslov (2.38) u stacionarnom slučaju može pisati kao:

$$\frac{1}{NP_x} > \mu > 0 \quad (2.39)$$

gde je P_x snaga ulaznog signala i N broj koeficijenata adaptivnog filtra.

Njutnov LMS algoritam

Ukoliko u jednačini (2.29) nepoznati gradijent kriterijumske funkcije aproksimiramo formulom (2.35) i pri tome koristimo neku od aproksimacija \tilde{R}^{-1} inverzne autokorelacione matrice [34],[35] dobija se Njutnov LMS algoritam koji glasi:

$$W^{k+1} = W^k + 2\mu\varepsilon^k \tilde{R}^{-1} X^k \quad (2.40)$$

Potrebni i dovoljni uslovi za konvergenciju ovog algoritma isti su kao i za LMS algoritam. Radi jasnoće, navedimo da se ovaj algoritam u literaturi [34] naziva SR algoritmom, dok se pod Njutnovim LMS algoritmom podrazumeva algoritam (2.41) u kome se koristi tačna, a ne aproksimativna vrednost inverzne autokorelacione matrice:

$$W^{k+1} = W^k + 2\mu\varepsilon^k R^{-1} X^k \quad (2.41)$$

Kompleksni LMS algoritam

Kao što je već rečeno, ovaj algoritam je najčešće korišćen pri projektovanju kompleksnih adaptivnih filtara. Osnovna ideja ovog algoritma je da se na osnovu LMS algoritma za realne signale dobije kompleksan algoritam koji bi imao što je moguće sličniji simbolički iskaz, i za čiju bi analizu važile slične ili iste formule kao za realni LMS algoritam.

Kao što je realni LMS algoritam potekao iz aproksimacije gradijenta pri minimizovanju kriterijumske funkcije $f(\varepsilon) = E(\varepsilon^2)$, tako je kompleksni LMS algoritam nastao kao aproksimacija metoda za minimizovanje kriterijumske funkcije $f(\varepsilon) = E(|\varepsilon|^2)$.

Kod kompleksnog LMS algoritma, cilj je minimizacija kriterijumske funkcije

$$f(\varepsilon) = |\varepsilon|^2 \quad (2.42)$$

gde je ε signal greške čija je vrednost u k -toj iteraciji definisana sa (2.13), a koji predstavlja kompleksnu funkciju težinskih koeficijenata adaptivnog filtra.

Neka je:

$$\begin{aligned} \varepsilon_R &= \text{Re}\{\varepsilon\} \\ \varepsilon_I &= \text{Im}\{\varepsilon\} \end{aligned} \quad (2.43)$$

Pošto važi:

$$\begin{aligned} (\exists \varepsilon) \text{Re}\{f(\varepsilon)\} &= \varepsilon_R^2 + \varepsilon_I^2 \neq 0 \\ (\forall \varepsilon) \text{Im}\{f(\varepsilon)\} &= 0 \end{aligned} \quad (2.44)$$

to očigledno nisu ispunjeni Koši-Rimanovi uslovi. Zbog toga posmatrana funkcija nije diferencijabilna, pa njen kompleksni gradijent nije definisan. Međutim, funkcija (2.42) je R -diferencijabilna.

Zbog toga, umesto da minimizujemo kriterijumsku funkciju promenom kompleksnog težinskog vektora W , ažuriraćemo odvojeno realni i imaginarni deo težinskih vektora W_R i W_I , respektivno.

Kompleksni LMS algoritam može se zato izraziti kao:

$$\begin{aligned} W_R^{k+1} &= W_R^k - \mu \nabla_{\text{Re}} f(\varepsilon^k) \\ W_I^{k+1} &= W_I^k - \mu \nabla_{\text{Im}} f(\varepsilon^k) \end{aligned} \quad (2.45)$$

gde je podgradijentna funkcija definisana sa (2.42), a indeks, kao i kod realnih algoritama, označava trenutak iteracije.

Na osnovu definicija gradijenata i signala greške (2.12):

$$\begin{aligned}\nabla_{\text{Re}} |\varepsilon|^2 &= \nabla_{\text{Re}} (\varepsilon \varepsilon^*) = \varepsilon \nabla_{\text{Re}} (\varepsilon^*) + \varepsilon^* \nabla_{\text{Re}} (\varepsilon) = \varepsilon (-X^*) + \varepsilon^* (-X) \\ \nabla_{\text{Im}} |\varepsilon|^2 &= \nabla_{\text{Im}} (\varepsilon \varepsilon^*) = \varepsilon \nabla_{\text{Im}} (\varepsilon^*) + \varepsilon^* \nabla_{\text{Im}} (\varepsilon) = \varepsilon (jX^*) + \varepsilon^* (-jX)\end{aligned}\quad (2.46)$$

pa, s obzirom da je, po definiciji,

$$W^k = W_R^k + jW_I^k \quad (2.47)$$

iz (2.45) i (2.46) sledi:

$$W^{k+1} = W^k + 2\mu \varepsilon^k X^{k*} \quad (2.48)$$

Jednačina (2.48) predstavlja kompleksni LMS algoritam.

Poređenjem (2.48) sa (2.36) uočavamo da realni i kompleksni LMS algoritam, ako apstrahujemo konjugovani vektor X , imaju isti oblik, mada se dobijaju na različite načine. Zbog toga se mogu primeniti slični metodi analize.

Zamenom izraza za signal greške, dobija se:

$$\xi = E\{|\varepsilon|^2\} = E(|d|^2) - P^T W^* - P^\# W + W^\# R W \quad (2.49)$$

Odavde, se dobija [42] po analogiji sa (2.13):

$$\xi_{\min} = E(|d|^2) - P^\# R^{-1} P \quad (2.50)$$

pa je:

$$\xi = \xi_{\min} + P^\# R^{-1} P - P^T W^* - P^\# W + W^\# R W \quad (2.51)$$

Pošto je P vektor i W matrica, to važi:

$$P^T W^* = W^\# P \quad (2.52)$$

Takođe za kompleksnu autokorelacionu matricu je po definiciji:

$$R^\# = R \quad (2.53)$$

pa iz (2.51) korišćenjem (2.52) i (2.53) dobijamo [42]:

$$\xi = \xi_{\min} + V^\# \Lambda V \quad (2.54)$$

Takođe, autokorelaciona matrica R može se pomoću (3.3.8) dijagonalizovati pa se dobija:

$$\xi = \xi_{\min} + V'^\# \Lambda V' \quad (2.55)$$

Sada se za vrednosti razdešenja, vremenskih konstanti i maksimalne vrednosti faktora konvergencije dobijaju iste vrednosti kao i za realni LMS. Ove vrednosti su radi preglednosti ovde ponovo navedene:

$$|M_{LMS}| = \mu \cdot \text{tr}R = \mu N P_x \quad (2.56)$$

$$\tau_{LMS} = \frac{1}{4\mu\lambda_i} \quad i = 1, \dots, N \quad (2.57)$$

$$\frac{1}{\text{tr}R} > \mu > 0 \quad (2.58)$$

Istaknimo ponovo da se može pokazati da su sve sopstvene vrednosti autokorelacione matrice uvek realne pa zbog toga (2.58) važi i za kompleksan slučaj.

Napomenimo da je u radu [32] data stroža statistička analiza kompleksnog LMS algoritma i da je pokazano da formule (2.56), (2.57) i (2.58) važe za slučaj signala sa Gausovom raspodelom na ulazu filtra.

2.4.2.3 Mere za procenu kvaliteta adaptivnih algoritama

Da bismo se u konkretnom slučaju odlučili koji adaptivni algoritam da upotrebimo, potrebno je da ustanovimo određene mere njihovog kvaliteta. Kao najznačajniji parametri svakog adaptivnog algoritma figurišu:

- razdešenje (*missadjustment*)
- brzina konvergencije
- složenost realizacije

Ovde ćemo prvo definisati ove parametre, a zatim ćemo, imajući ih u vidu, porediti do sada navedene algoritme za realne signale.

Razdešenje

Pri navođenju adaptivnih algoritama akcenat je bio stavljen na uslov konvergiranja i definiciju algoritma, međutim problem čemu algoritam konvergira nije bio razmatran. Gradijentni i Njutnov metod baziraju se na kretanju po kriterijumskoj funkciji i u slučaju kada algoritam ne divergira, teže ka optimalnom rešenju, tj. minimizuju kriterijumsku funkciju. Međutim, algoritmi koji koriste aproksimacije gradijenta ili autokorelacione matrice, neće težiti optimalnom rešenju i postignuta vrednost kriterijumske funkcije u stacionarnom stanju biće uvek veća od minimalne.

Kao mera odstupanja vrednosti kriterijumske funkcije od minimuma i , prema tome, kvaliteta prilagođenja, definiše se razdešenje M na sledeći način:

$$M \equiv \frac{E(\xi - \xi_{\min})}{\xi_{\min}} \quad (2.59)$$

pri čemu se usrednjavanje vrši kada algoritam dospe u stacionarno stanje.

Na primeru LMS algoritma uvešćemo jedan metod za izvođenje vrednosti razdešenja i odredićemo samo razdešenje [31]. Zamenom Wienerovog rešenja (2.25) u izraz za kriterijumsku funkciju (2.26) dobija se izraz za njen minimum:

$$\xi_{\min} = E(d_k^2) - P^T W_{opt} = E(d^2) - P^T R^{-1} P \quad (2.60)$$

Smenom (2.60) u (2.26) dobija se lako:

$$\xi = \xi_{\min} + (W - W_{opt})^T R \cdot (W - W_{opt}) \quad (2.61)$$

što se, ako definišemo vektor V odstupanja težinskog vektora od Wienerovog rešenja kao:

$$V \equiv W - W_{opt} \quad (2.62)$$

svodi na sledeći izraz

$$\xi = \xi_{\min} + V^T R V \quad (2.63)$$

Kao što smo već rekli, iz definicije matrice R sledi da je ona hermitska, tj. da je

$$R = R^\# \quad (2.64)$$

(u realnom slučaju, ovo se svodi na simetričnost matrice R)

Iz (2.64) sledi :

$$R R^\# = R^\# R \quad (2.65)$$

pa je matrica R normalna [32]; otuda postoji dijagonalna matrica, a unitarno slična matrici R , tj. može se pisati

$$R = Q^\# \Lambda Q \quad (2.66)$$

gde je Q unitarna matrica. Kako slične matrice imaju [32] identične karakteristične polinome i prema tome istovetne sopstvene vrednosti, matrica Λ na svojoj dijagonali ima sopstvene vrednosti matrice R :

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \lambda_N \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

Interesantna je i činjenica da je za kvadratnu matricu R konstantne dimenzije matrica Q fiksna. Pri promeni autokorelacione funkcije, menja se samo matrica sopstvenih vrednosti. Takođe, iz (2.65) sledi, za realnu matricu R ,

$$R Q = Q \Lambda \quad (2.68)$$

pa je Q matrica koju čine sopstveni vektori matrice R . S obzirom na ono što je ranije rečeno o sopstvenim vektorima, vrste-kolone matrice Q su međusobno ortogonalne ako su sopstvene vrednosti različite. U tom slučaju Q je ortogonalna matrica.

S obzirom na (2.65) i imajući u vidu da se ovde radi o slučaju realnih koeficijenata, (2.62) se svodi na:

$$\xi = \xi_{\min} + V^T Q \Lambda Q^{-1} V \quad (2.69)$$

Ako definišemo ortogonalizovani vektor V' na sledeći način:

$$V' = [v'_1 \ v'_2 \ \dots \ v'_N]^T = Q^{-1}V \quad (2.70)$$

čije pojedine koordinate čine zapravo vrednosti projekcija vektora V na ose paralelne sopstvenim vektorima, tada se iz (2.69) dobija

$$\xi = \xi_{\min} + V'^T \Lambda V' \quad (2.71)$$

Iz poslednje formule sledi da je:

$$E(\xi - \xi_{\min}) = E(V'^T \Lambda V') \quad (2.72)$$

pa imajući u vidu (2.67) i (2.70) važi:

$$E(\xi - \xi_{\min}) = E\left\{ \begin{bmatrix} v'_1 & v'_2 & \dots & v'_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \lambda_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_1 & v'_2 & \dots & v'_N \end{bmatrix}^T \right\} \quad (2.73)$$

odakle je (pošto očekivanje prolazi kroz sopstvene vrednosti kao konstante):

$$E(\xi - \xi_{\min}) = \sum_{i=1}^N \lambda_i E(v_i'^2) \quad (2.74)$$

Može se pokazati [33] da je:

$$(I - \mu\Lambda)E(V'V'^T) = \mu\xi_{\min}I \quad (2.75)$$

gde je I jedinična matrica (skalar bi bio rezultat korelacije $E(V^T V)$)

pa je odatle:

$$E(v_i'^2) = \frac{\mu\xi_{\min}}{1 - \mu\lambda_i} \quad (2.76)$$

Smenom (2.76) u (2.74) dobija se:

$$E(\xi - \xi_{\min}) = \mu\xi_{\min} \sum_{i=1}^N \frac{\lambda_i}{1 - \mu\lambda_i} \quad (2.77)$$

i, konačno, smenom u (2.59):

$$M = \mu \sum_{i=1}^N \frac{\lambda_i}{1 - \mu\lambda_i} \quad (2.78)$$

Za dovoljno mali faktor konvergencije μ , kada važi:

$$\mu\lambda_i \ll 1 \quad (2.79)$$

formula (2.78) se uprošćava i postaje:

$$|M_{LMS} = \mu \cdot trR = \mu NP_x \quad (2.80)$$

Ovim smo dobili tačnu i aproksimativnu formulu za razdešenje LMS algoritma u stacionarnom slučaju. Očigledno je da je razdešenje proporcionalno snazi ulaznog signala u

filtar i da, kada faktor konvergencije teži nuli, razdešenje takođe teži nuli. Kasnije ćemo međutim videti da tada vreme konvergencije teži beskonačnosti pa ovaj slučaj nema praktičnu važnost.

U slučaju Njutnovog LMS algoritma (2.40) razdešenje se veoma teško nalazi, pa se zato u literaturi navodi formula za idealizovani algoritam (2.41), koja glasi:

$$M_{idealised\ Newton-LMS} = \frac{N\mu\lambda_{average}}{1 - \mu\lambda_{average}} \quad (2.81)$$

pri čemu je:

$$\lambda_{average} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \lambda_i \quad (2.82)$$

usrednjena sopstvena vrednost autokorelacione matrice. Formula (2.81) se, ukoliko važi uslov (2.79), može dodatno uprostiti po ugledu na (2.80). Bez obzira na aproksimativnost izvođenja, možemo zaključiti da se Njutnov i običan LMS algoritam za jednake vrednosti faktora konvergencije približno jednako ponašaju u pogledu kvaliteta prilagođenja.

Brzina konvergencije

Drugi značajan parametar za procenu performansi nekog adaptivnog algoritma je brzina konvergencije. Pri istoj vrednosti razdešenja, bolji je onaj algoritam koji brže konvergira: u slučaju stacionarnog ulaznog signala, sistemu koji koristi takav algoritam će biti potrebno kraće vreme da postane operativan; u slučaju nestacionarnog signala, sa druge strane, algoritam koji brže konvergira bolje će se prilagoditi promenama parametara signala pa će njegova primena dati bolje rezultate.

U principu, pri adaptaciji moguće je posmatrati dve vrste konvergiranja: kojom brzinom težinski vektor konvergira Wienerovom rešenju i kojom brzinom očekivanje kvadrata signala greške teži svom minimumu. Ovde će se pod konvergencijom podrazumevati drugonavedena, pošto je primarni cilj adaptacije pri otklanjanju smetnji, ne dobijanje Wienerovog rešenja kao takvog, već pre svega što veće smanjenje greške. Razume se, pri drugim primenama kao što je na primer projektovanje filtera, i brzina konvergencija vektora težina dolazi do izražaja.

Takođe, za razliku od kvaliteta filtracije, gde se odgovarajući parametar (razdešenje) sam po sebi nameće, kod brzine filtracije stvar već nije tako jednostavna. Pošto je vreme do potpune konvergencije teorijski beskonačno, očigledno je da ono ne može poslužiti kao parametar za poređenje algoritama. Zbog toga se kao mera brzine uvodi vremenska konstanta

adaptivnog algoritma. U nastavku, definisaćemo ovu vremensku konstantu i naći ćemo njene vrednosti prvo za Njutnov i gradijentni, a zatim koristeći ove vrednosti za ostala dva do sada spomenuta algoritma.

Za Njutnov metod, iz (2.30) dobija se [35] izraz za trenutne vrednosti vektora odstupanja u k -toj iteraciji:

$$V^k = (1 - 2\mu)^k V_0 \quad (2.83)$$

gde je:

$$V_0 \equiv W_0 - W_{opt} \quad (2.84)$$

vrednost vektora odstupanja na početku konvergencije.

Imajući u vidu (2.84) i (2.62), trenutna vrednost kriterijumske funkcije u k -toj iteraciji biće:

$$\xi^k = \xi_{min} + (1 - 2\mu)^{2k} V_0^T R V_0 \quad (2.85)$$

Sa druge strane, za malo τ važi približna jednakost [43]:

$$e^{-\tau} \approx 1 - \tau \quad (2.86)$$

pa se može pisati:

$$(1 - 2\mu)^{2k} \approx 1 - 4k\mu \approx e^{-4\mu k} \quad (2.87)$$

Uz aproksimaciju (2.87), trenutna vrednost kriterijumske funkcije imaće eksponencijalnu zavisnost i možemo definisati vremensku konstantu [44] jednaku:

$$\tau_{Newton} = \frac{1}{4\mu} \quad (2.88)$$

Dakle, kod Njutnovog metoda brzina konvergencije ne zavisi od osobina signala koji filtriramo već isključivo od faktora konvergencije. Uočimo i da je vremenska konstanta obrnuto proporcionalna faktoru konvergencije, tj. što je faktor konvergencije manji to algoritam sporije konvergira (ovo, pokazaće se, važi i za ostale algoritme adaptacije).

Za slučaj gradijentnog algoritma, smenivši u definicioni izraz (2.29) vrednost gradijenta (2.38) i izraz za Wienerovo rešenje (2.40), dobija se:

$$W^{k+1} (I - 2\mu R) W^k + 2\mu R W_{opt} \quad (2.89)$$

Nakon translacije i rotacije koordinata, tj. koristeći (2.61) i (2.70) dobija se:

$$Q V'^{k+1} = (I - 2\mu R) Q V'^k \quad (2.90)$$

odnosno, posle množenja obe strane sa Q^{-1} :

$$\begin{aligned} V'^{k+1} &= Q^{-1} (I - 2\mu R) Q V'^k = V'^k - 2\mu Q^{-1} R Q V'^k \\ &= V'^k - 2\mu \Lambda V'^k = (I - 2\mu \Lambda) V'^k \end{aligned} \quad (2.91)$$

pri čemu su iskorišćene napred navedene osobine matrice R kao i izraz (2.65).

Iz izraza (2.91) lako se dobija:

$$V'^k = (I - 2\mu\Lambda)^k V'_0 \quad (2.92)$$

Primetimo da je u poslednjoj formuli izraz stepenovan sa k dijagonalna matrica, pa matričnu jednakost (2.64) možemo pretvoriti u N nezavisnih skalarnih:

$$v_i'^k = (I - 2\mu\Lambda)^k v_i'^0, \quad i = 1, \dots, N \quad (2.93)$$

Na ovaj način pokazali smo da projekcije vektora odstupanja na ose definisane sopstvenim vektorima autokorelacione matrice, teže nuli nezavisno jedna od druge i da je brzina konvergencije svake komponente inverzno proporcionalna odgovarajućoj sopstvenoj vrednosti. Na ovaj način, skalarizovali smo proces konvergencije težinskih funkcija ka Wienerovom rešenju.

Ako sada u izraz (2.43) smenimo (2.64), dobiće se:

$$\xi^k = \xi_{\min} + [(I - 2\mu\Lambda)^k V'_0]^T \Lambda [(I - 2\mu\Lambda)^k V'_0] \quad (2.94)$$

Koristeći činjenicu [32] da za dve proizvoljne matrice važi:

$$(AB)^T = B^T A^T \quad (2.95)$$

kao i da je matrično množenje dijagonalnih matrica komutativna operacija, a dijagonalna matrica jednaka svojoj transponovanoj matrici, iz (2.94) se dobija:

$$\xi^k = \xi_{\min} + V_0'^T (I - 2\mu\Lambda)^k \Lambda V'_0 \quad (2.96)$$

Matrica $\xi(I - 2\mu\Lambda)^k \Lambda$ je dijagonalna, pa se po analogiji sa izvođenjem (2.74) iz (2.73) dobija:

$$\xi^k = \xi_{\min} + \sum_{i=1}^N \lambda_i (v_i'^0)^2 (1 - 2\mu\lambda_i)^{2k} \quad (2.97)$$

Oдавde se vidi da u slučaju gradijentnog algoritma postoji onoliko vremenskih konstanti koliko i težina filtra. Te vremenske konstante respektivno iznose:

$$\tau_{gradient} = \frac{1}{4\mu\lambda_i} \quad i = 1, \dots, N \quad (2.98)$$

Konstatujemo da su vremenske konstante kod gradijentnog algoritma zavisne od sopstvenih vrednosti autokorelacione matrice, tj. od statistike ulaznog signala. Takođe, poredeći (2.88) i (2.98) lako je videti da Njutnov metod brže konvergira (ovo je činjenica poznata i u numeričkoj matematici [40]).

Pređimo sada na određivanje vremenskih konstanti kod LMS algoritma. Nadimo očekivanje po ansamblu leve i desne strane izraza (2.36) (pošto radimo proces prilagođenja,

očekivanje po vremenu i nema mnogo smisla, jer signali u procesu prilagođenja nisu ergodični [45],[49])

$$E(W^{k+1}) = E(W^k) + 2\mu E(\varepsilon^k X^k) \quad (2.99)$$

(faktor konvergencije kao konstanta izlazi ispred očekivanja).

Smenom vrednosti za signal greške (2.13) dobija se:

$$E(W^{k+1}) = E(W^k) + 2\mu E(X^k (d^k - X^{kT} W^k)) \quad (2.100)$$

(signal greške kao skalar može da permutuje sa vektorom X^k)

S obzirom na definiciju vodećeg vektora kao i na aditivnost očekivanja, iz (2.100) dalje sledi:

$$E(W^{k+1}) = E(W^k) + 2\mu (P - E(X^k X^{kT} W^k)) \quad (2.101)$$

Da bismo dalje razvili ovaj izraz, usvojicemo pretpostavku da su dva uzastopna ulazna vektora X^k i X^{k+1} međusobno nezavisna, tj. da je

$$E(X^k X^{(k+1)T}) = 0 \quad (2.102)$$

U tom slučaju, pošto težinski vektor zavisi jedino od ulaznih vektora, proizvod $X^k X^{kT}$ biće nezavisan od W^k , pa je očekivanje njihovog proizvoda jednako proizvodu očekivanja, [34], [37], [46]. Zbog toga, (2.101) postaje:

$$E(W^{k+1}) = E(W^k) + 2\mu (P - E(X^k X^{kT}) E(W^k)) = 2\mu P + E(W^k)(1 - 2\mu R) \quad (2.103)$$

Izrazivši vodeći vektor preko Wienerovog rešenja i autokorelacione matrice, iz (2.103) sledi:

$$E(W^{k+1}) = 2\mu R W_{opt} + E(W^k)(1 - 2\mu R) \quad (2.104)$$

Poslednja jednačina ima istu formu kao i jednačina (2.89) pa dakle možemo pisati, analogno sa (2.92):

$$E(V'^k) = (I - 2\mu \Lambda) V'_0 \quad (2.105)$$

i konačno, analogno sa (2.97):

$$E(\xi^k) = \xi_{\min} + \sum_{i=1}^N \lambda_i (v_i'^0)^2 (1 - 2\mu \lambda_i)^{2k} \quad (2.106)$$

Iz poslednjeg izraza, očigledno je da su vremenske konstante LMS algoritma jednake konstantama gradijentnog algoritma datim sa (2.98) (Na osnovu (2.106) posmatrač ne sme zaključiti da srednja vrednost kvadrata signala greške konvergira ka svome minimumu. Razlog što to sledi iz (2.106) jeste učinjena aproksimacija koja je zadovoljavajuća za procenu brzine, ali ne i kvaliteta konvergencije)

Iz dosadašnjeg teksta uvideli smo da je, u slučaju LMS algoritma, razdešenost proporcionalna tragu autokorelacione matrice i da je vreme potrebno da algoritam stigne u

stabilno stanje proporcionalno najdužoj vremenskoj konstanti (ovo važi inače i u teoriji prelaznih režima električnih kola [44]), tj. obrnuto proporcionalno najmanjoj sopstvenoj vrednosti. Kako je trag matrice jednak zbiru sopstvenih vrednosti, on će prevashodno biti određen maksimalnom sopstvenom vrednošću i biće joj direktno proporcionalan. Otuda odnos maksimalne i minimalne sopstvene vrednosti pruža zbirnu informaciju o mogućnosti filtracije nekog signala LMS algoritmom. Ovaj odnos se naziva dinamikom sopstvenih vrednosti, i označavaćemo ga sa:

$$\varphi \equiv \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}} \quad (2.107)$$

Naime, generalno se može reći da, za ulazne signale jednakih snaga, filter pokazuje bolje osobine ukoliko je dinamika sopstvenih vrednosti manja. Više o ovom parametru se može videti u [47],[48].

Na sličan način kao i za običan LMS algoritam, za Njutnov LMS algoritam može se pokazati [34],[50] da konvergira sa jedinstvenom vremenskom konstantom (kao i Njutnov algoritam), približno jednakom:

$$\tau_{\text{Newton-LMS}} = \frac{1}{4\mu\lambda_{\text{average}}} \quad (2.108)$$

Poređenjem izraza (2.98) i (2.108) može se videti da Njutnov LMS algoritam konvergira brže od običnog LMS algoritma za istu vrednost faktora konvergencije (pošto na konvergenciju potonjeg prevashodno utiče minimalna sopstvena vrednost koja je, pošto su sve sopstvene vrednosti pozitivne, uvek manja od usrednjene sopstvene vrednosti koja figuriše u izrazu za konvergenciju Njutnovog LMS algoritma). S obzirom da ova dva algoritma u tom slučaju daju približno isto razdešenje (jednačine (2.80) i (2.81)), to bi, ukoliko kompleksnost realizacije nije problem, trebalo koristiti Njutnov LMS algoritam.

3. OSNOVNI PRINCIPI OFDM TEHNOLOGIJE

Iako su prvi OFDM sistemi zaživeli u praksi pre više od 15 godina, a koncept predložen pre 35 godina [51]-[53], i dalje je prisutna težnja stručnjaka, u ovoj oblasti, za unapređenjem i usavršavanjem svih njegovih delova. Za rad na unapređenju i umanjeњу nedostataka, koje ima OFDM, neophodno je razumeti principe na kojima je zasnovana OFDM tehnologija. U ovom poglavlju biće prikazane osnovne karakteristike prenosa signala pomoću ortogonalnih nosilaca korišćenjem frekvencijskog multipleksa. U sklopu najvažnijih karakteristika biće reći o realizaciji OFDM tehnika prenosa pomoću Furijeove transformacije, koja je svojom pojavom značajno uticala na pojednostavljenje realizacije samog hardvera. Na kraju poglavlja biće objašnjena uloga zaštitnog intervala u očuvanju ortogonalnosti podnosilaca.

3.1 Koncept prenosa sa više nosilaca

Uzmimo u obzir digitalnu prenosnu šemu sa linearnom modulacijom nosioca (MPSK ili MQAM) sa trajanjem simbola T_S . Neka je B zauzeti propusni opseg. Najčešće je B reda T_S^{-1} , na primer, $B = (1 + \alpha)T_S^{-1}$ za impulse dignutog kosinusa sa *roll-off* faktorom α . Za prenosni kanal sa opsegom kašnjenja τ_m , moguć je prijem bez intersimbolske interferencije (ISI) ukoliko je ispoštovan uslov:

$$\tau_m \ll T_S \quad (3.1)$$

Ovim je moguća bitska brzina $R_b = \log_2(M)T_S^{-1}$ posmatrane modulacione šeme sa jednim nosiocem ograničena širinom kašnjenja kanala.

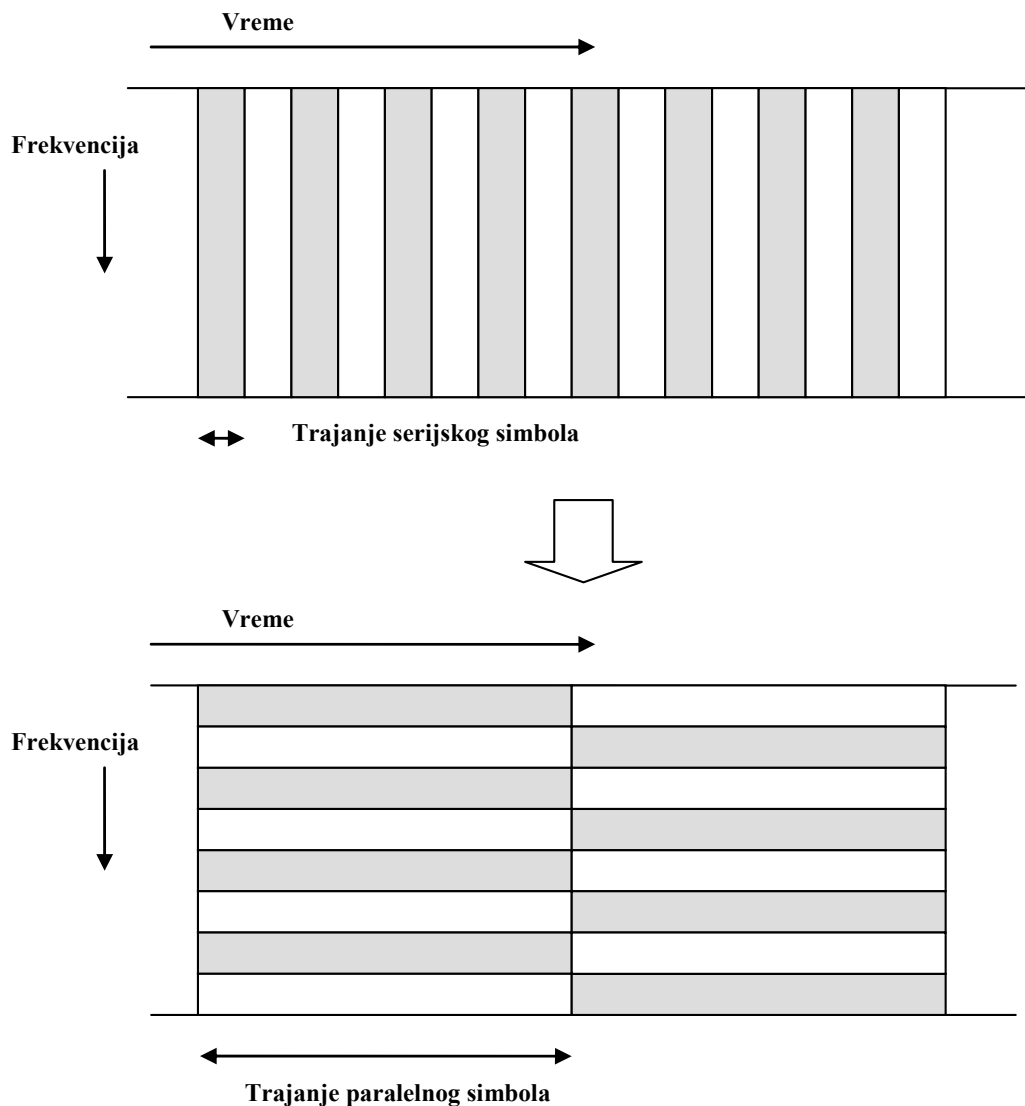
Jednostavan način prevazilaženja ove granice, kod prenosa više nosilaca, je deljenjem toka podataka na K podtokova sa nižom brzinom prenosa i prenosom ovih informacionih podtokova na susednim podnosiocima, kao što je prikazano na Slici 3.1, za $K = 8$. Ovo se može posmatrati kao paralelni prenos u frekvencijskom domenu, pri čemu se ne ugrožava

ukupni propusni opseg koji je u upotrebi. Svaki podnosilac ima propusni opseg B/K , a trajanje simbola T_S je uvećano za faktor K . Ovim je K puta povećana brzina prenosa podataka za dati opseg kašnjenja. Faktor K ne može biti proizvoljno veliki, jer ukoliko je trajanje simbola predugačko javlja se vremenska nekoherentnost kanala prilikom prenosa, što je u vezi sa maksimalnom Doplerovom frekvencijom v_{\max} .

Odavde proizilazi da uslov:

$$v_{\max} T_S \ll 1 \quad (3.2)$$

mora biti ispunjen. Uslovi dati jednačinama (3.1) i (3.2) su ispunjeni ukoliko faktor koherentnosti $\kappa = v_{\max} \tau_m$ ispunjava uslov $\kappa \ll 1$. Za dovoljno mali faktor κ , može se očekivati da postoji neka dužina simbola T_S koja zadovoljava oba uslova i daje najbolje uslove prenosa za dati kanal.



Slika 3.1 Princip više nosilaca

Nakon početnih implementacija OFDM sistema [54]-[56], danas su aktuelna dva načina za analizu (i implementaciju) ideje o prenosu sa više nosilaca [16]. Oba pristupa su sa istim mogućnostima prenosa, sa matematičke strane su slični, ali se blago razlikuju u konceptu. Prvi koncept više nosilaca realizuje nezavisnom modulacijom K individualnih nosioca, i najviše je zastupljen u literaturi. Drugi se bazira na banci od K susednih filtara propusnika opsega koji se pobuđuju paralelnim tokom podataka, što dovodi do paralelnog prenosa u frekvencijskom domenu. Ovaj koncept se obično sreće kod realizovanih sistema.

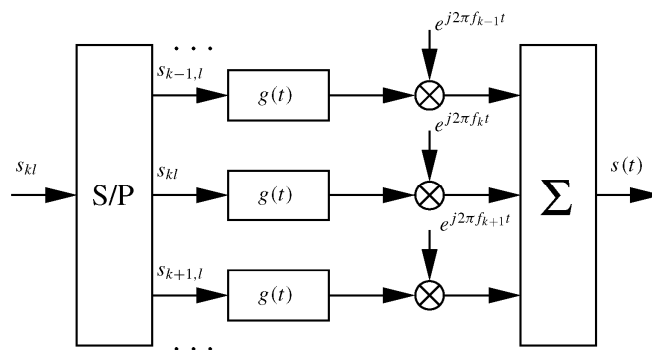
Kod prvog koncepta, tok podataka se deli na K paralelnih podtokova, od kojih svaki moduliše svoj podnosilac na frekvenciji f_k u kompleksnom osnovnom opsegu, opisan kompleksnim talasnim oblikom $\exp(j2\pi f_k t)$. Označićemo kompleksne (npr. PSK ili QAM) modulišuće simbole sa s_{kl} , gde k označava frekvenciju, a l vremenski trenutak. Na Slici 3.2 je prikazana blok šema modulatora za ovaj koncept. Paralelni tok podataka se dovodi na identične filtre za uobličavanje impulsa $g(t)$, a zatim filtrirani signali modulišu različite nosioce i sabiraju se pre emitovanja. Kompleksni signal u osnovnom opsegu može da se napiše kao

$$s(t) = \sum_k e^{j2\pi f_k t} \sum_l s_{kl} g(t - lT_S) \quad (3.3)$$

gde je T_S trajanje paralelnog simbola. Da bi zapis bio fleksibilniji namerno su izostavljene granice u sumama. Vremenski indeks l bi mogao da ide od nule ili od minus beskonačnosti, pa do beskonačnosti. Međutim, svaki realni prenos počinje i završava se u nekom trenutku, pa je mnogo realističnije da se l kreće u opsegu od 0 do $L - 1$, gde je L ceo broj. Frekvencijski indeks može da se kreće u okviru ograničenog skupa od, recimo, K različitih frekvencija. Sa matematičke tačke gledišta, moglo bi da se usvoji $k = 0, 1, \dots, K - 1$. Sa druge strane, inženjerima bi više odgovaralo da se f_0 nađe u sredini, što odgovara jednosmernoj komponenti u osnovnom opsegu i centralnoj frekvenciji f_c u transponovanom opsegu, dok bi negativne vrednosti indeksa k odgovarale donjem bočnom opsegu, a pozitivne gornjem. Iz razloga simetrije, možemo da izaberemo da broj nosilaca bude $K + 1$, gde je K paran broj, i da važi $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm K / 2$. Signal u transponovanom opsegu je sada

$$\tilde{s}(t) = \text{Re}\left\{\sqrt{2}e^{j2\pi f_c t} s(t)\right\} = \text{Re}\left\{\sqrt{2} \sum_k e^{j2\pi(f_c + f_k)t} \sum_l s_{kl} g(t - lT_S)\right\} \quad (3.4)$$

Iz razloga lakše implementacije, kod realizovanih sistema se često izostavlja jednosmerna komponenta, tj. koristiće se samo podnosioci za $k = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm K / 2$.



Slika 3.2 Blok šema prenosa sa više nosilaca: Verzija 1

Kod drugog koncepta se polazi od osnovnog impulsa $g(t)$. Od njega se dobijaju frekvencijski pomerene replike kao:

$$g_k(t) = e^{j2\pi f_k t} g(t), \quad (3.5)$$

odnosno, ako se $g(t) = g_0(t)$ nalazi na frekvenciji $f = 0$, tada se $g_k(t)$ nalazi na frekvenciji $f = f_k$. Nasuprot prvom konceptu, ovde se u svakom vremenskom trenutku l , skup od K (ili $K + 1$) simbola prenosi korišćenjem različitih impulsa $g_k(t)$: paralelni tok podataka pobuđuje banku od K (ili $K + 1$) različitih filtara propusnika opsega. Izlazi filtara se zatim sabiraju pre emisije. Ovaj postupak je prikazan na Slici 3.3. Signal u osnovnom opsegu je oblika

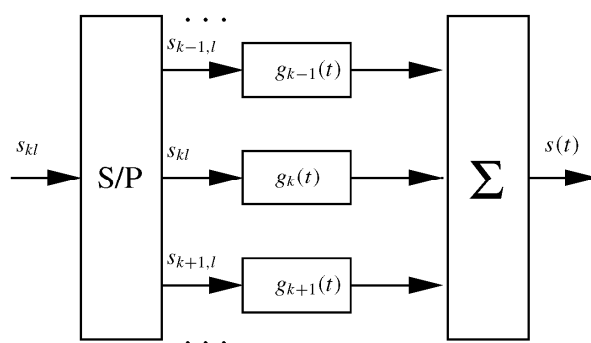
$$s(t) = \sum_l \sum_k s_{kl} g_k(t - lT_s) \quad (3.6)$$

Što se tiče oblasti u kojima se nalaze indeksi k i l , važe iste napomene kao i kod prvog koncepta. Ako definišemo

$$g_{kl}(t) = g_k(t - lT_s) = e^{j2\pi f_k(t - lT_s)} g(t - lT_s) \quad (3.7)$$

izraz 3.6 može da se napiše u kompaktnom obliku

$$s(t) = \sum_{kl} s_{kl} g_{kl}(t) \quad (3.8)$$



Slika 3.3 Blok šema prenosa sa više nosilaca: Verzija 2

Očigledno je da ako simbole s_{kl} zamenimo sa $s_{kl}e^{-j2\pi f_k l T_s}$, dobićemo prvi koncept, definisan jednačinom (3.3). Ovakva vremensko-frekvencijska promena faze ne utiče na promenu performansi, tako da se ova dva metoda mogu smatrati ekvivalentnim. Međutim, drugi metod je prirodniji za praktičnu realizaciju. U daljem tekstu, koristićemo drugi metod.

3.2 OFDM kao prenos sa više nosilaca

Do sada nije bilo reči o obliku osnovnog prenosnog impulsa $g(t)$. Kako je pogodno korišćenje ortogonalne prenosne baze, sasvim je prirodno da definišemo impulse $g_{kl}(t)$ iz jednačine (3.8) tako da su ortogonalni u vremenu i frekvenciji, tj.

$$\langle g_{kl}, g_{k'l'} \rangle = \delta_{kk'} \delta_{ll'} \quad (3.9)$$

Neortogonalne baze (Gausova) su moguće i imaju interesantne mogućnosti, ali se mi ograničavamo na impulse koji su u skladu sa (3.9).

Ortogonalnost nam dopušta dobijanje modulacionog simbola iz prenesenog signala bez ISI, pa detektor D_{kl} za $g_{kl}(t)$ daje na izlazu samo modulacioni simbol s_{kl} :

$$D_{kl}[s] = \langle g_{kl}, s \rangle = s_{kl} \quad (3.10)$$

U principu, postoje dva očigledna pristupa koji zadovoljavaju uslov ortogonalnosti pri prenosu sa više nosilaca. Dva impulsa su ortogonalna ukoliko se ne preklapaju u vremenskom ili u frekvencijskom domenu, a impuls ne može biti ograničen istovremeno u vremenskom i frekvencijskom domenu. Zbog toga se moramo odlučiti za jednu od te dve mogućnosti.

Prvi pristup je naizgled najjasniji u primeni ideje modulacije sa više nosilaca. Koristimo impulse ograničene u frekvencijskom domenu koji su ortogonalni u vremenu. Najvažniji primeri vremenski ortogonalne i frekvencijski strogo ograničene Nikvistove baze su impulsi dignutog kosinusa i njihov kvadratni koren. Propusni opseg B je povezan sa *rolloff* faktorom α preko $BT_s = 1 + \alpha$. Neka je $g(t)$ impuls koji je koncentrisan u frekvencijskom domenu oko $f = 0$, pa je $g(t) = g_0(t)$, tj. ovo je impuls koji odgovara frekvencijskom indeksu $k = 0$. Impulsi $g_{0l}(t) = g_0(t - lT_s)$ sa $l \in \{0, \pm 1, \pm 2, \dots\}$ su Nikvistova baza, pa zadovoljavaju uslov ortogonalnosti

$$\langle g_{0l}, g_{0l'} \rangle = \delta_{ll'} \quad (3.11)$$

u vremenskom domenu. Ako je

$$f_k = k \frac{1 + \alpha}{T_s}, \quad (3.12)$$

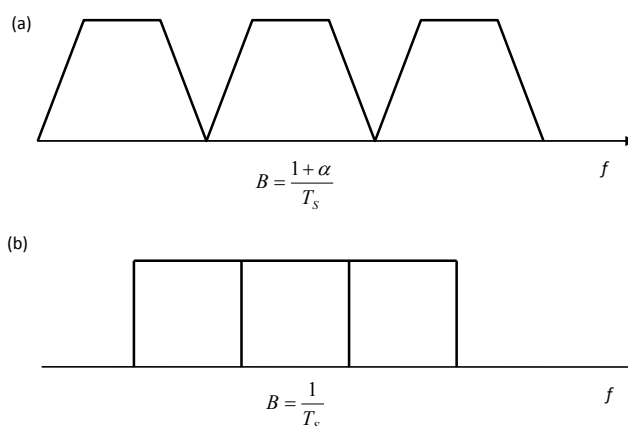
definišemo

$$g_k(t) = e^{j2\pi f_k t} g_0(t) \quad (3.13)$$

i

$$g_{kl}(t) = g_k(t - lT_s). \quad (3.14)$$

Kako su ovi impulsi frekvencijski odvojeni za različito k , očigledno je da je uslov (3.9) ispunjen. Ova modulaciona šema sa više nosilaca je prikazana na Slici 3.4 za $\alpha = 0.5$ i $\alpha = 0$. Na slici je impuls dignutog kosinusa zamenjen trapezoidnim, koji takođe odgovara Nikvistovoj bazi. Slučaj za $\alpha = 0$ odgovara idealnom pravougaonom obliku spektra i $\sin(x)/x$ obliku u vremenskom domenu, i spektralno je najefikasniji, ali nije moguć za praktičnu primenu.



Slika 3.4 Spektar više nosilaca

U drugom pristupu se koriste vremenski ograničeni impulsi koji su frekvencijski ortogonalni. U bazu vremenski ograničenih ortogonalnih impulsa spadaju vremenski ograničene kompleksne eksponencijalne funkcije iz Furijeovog razvoja. One su bazni impulsi za OFDM prenos. Pored ove postoje i druge mogućnosti za vremenski ograničene ortogonalne bazne impulse.

Nikvistova baza ispunjava samo uslov ortogonalnosti jednog baznog impulsa i njegove periodično vremenski pomerene kopije. Kako su vremenski i frekvencijski domen matematički ekvivalentni, može se definisati isti uslov ortogonalnosti i u frekvencijskom domenu. Ovim dobijamo vremenski ograničene impulse $g_{kl}(t)$ koji su ortogonalni u frekvencijskom domenu na sledeći način: biramo impulse $g(t)$ tako da su ograničeni na

vremenski interval $[-T_s/2, T_s/2]$, trajanja T_s , tako da $|g(t)|^2$ ima oblik dignutog kosinusa sa *rolloff* faktorom α . Neka je $G(f)$ impuls u frekvencijskom domenu. Definišemo:

$$f_k = k \frac{1 + \alpha}{T_s} \quad (3.15)$$

i frekvencijski pomerene impulse:

$$g_k(t) = e^{j2\pi f_k t} g(t) \quad (3.16)$$

napisane u frekvencijskom domenu kao:

$$G_k(f) = G(f - f_k). \quad (3.17)$$

U skladu sa osobinama Nikvistovih impulsa sledi da je:

$$\langle G_k, G_{k'} \rangle = \langle g_k, g_{k'} \rangle = \delta_{kk'}. \quad (3.18)$$

Imajući u vidu definiciju

$$g_{kl}(t) = g_k(t - lT_s), \quad (3.19)$$

i uzimajući u obzir činjenicu da su ovi impulsi odvojeni u vremenu za različito l , lako se utvrđuje da je uslov (3.9) zadovoljen. Ova modulaciona šema je predstavljena na Slici 3.5 za $\alpha = 0$. Primećujemo da postoji spektralno preklapanje podnosilaca, ali se nosioci mogu razdvojiti zbog njihove ortogonalnosti.

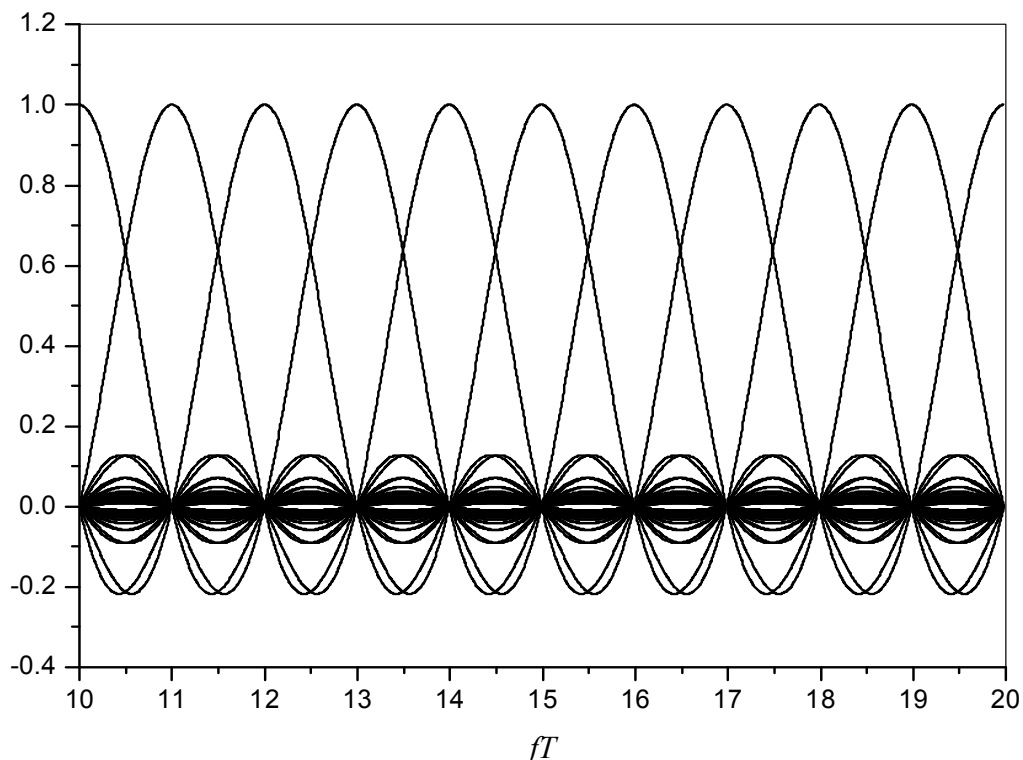
Za razliku od prethodne metode moguća je primena u praktičnim sistemima za $\alpha = 0$ sa prihvatljivom tačnošću. Iako svaki impulsni prenos sa više ortogonalnih nosilaca zaslužuje naziv OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* – Ortogonalni frekvencijski multipleks), ipak samo u slučaju $\alpha = 0$ dobijamo pravi OFDM. U tom slučaju, $g(t)$ je pravougaoni impuls trajanja T_s , odabran da bude u intervalu $[0, T_s]$ radi lakšeg rada. Tada je $f = k/T_s$, a frekvencijski pomereni impulsi su funkcije sa Furijeovom bazom:

$$g_k(t) = \sqrt{\frac{1}{T}} \exp\left(j2\pi \frac{k}{T} t\right) \Pi\left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2}\right) \quad (3.20)$$

na Furijeovoj periodi dužine $T = T_s$. Odavde proizilazi da je OFDM prenos jednostavno samo Furijeova sinteza za svaki vremenski interval, pri čemu je informacija sadržana u Furijeovim koeficijentima s_{kl} . Za signal na prijemu $r(t)$, izlazi detektora $D_k[r] = D_{g_k}[r]$, na frekvenciji broj k za $l = 0$, su rezultati Furijeove analize, dati sa:

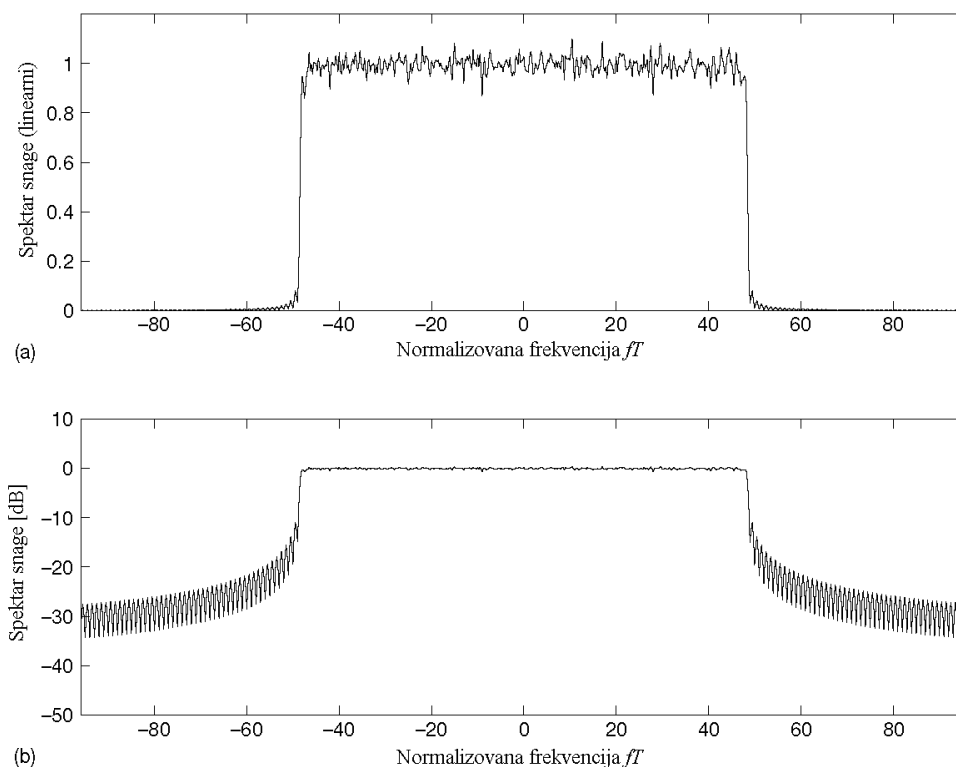
$$D_k[r] = \langle g_k, r \rangle = \sqrt{\frac{1}{T}} \int_0^T \exp\left(-j2\pi \frac{k}{T} t\right) r(t) dt \quad (3.21)$$

čime se dobija s_{k0} za idealni prenosni kanal kada je $r(t) = s(t)$. Za svako l , $D_{kl}[r] = \langle g_{kl}, r \rangle$ je izlaz Furijeovog analizatora za frekvenciju broj k u vremenskom intervalu pomerenom za lT_S .



Slika 3.5 Ortogonalni preklapajući spektri za OFDM

Spektralna gustina snage OFDM signala za $K + 1 = 97$ podnosilaca je prikazana na Slici 3.6. U linearnoj razmeri spektralna gustina snage dosta je slična pravougaonom spektru. Međutim linearna razmera nije baš adekvatna za prikaz OFDM spektra. Primećuje se da zbog pravougaonog impulsa, na svakoj frekvenciji podnosioca $f_k = k/T$, spektar ima oblik $\sin(x)/x$. To se najbolje vidi na krajevima spektra. Ivični efekti su važno pitanje i moraju se uzeti u obzir u praksi. Najčešće se eliminišu filtriranjem i izravnavanjem. Relativna veličina (u odnosu na propusni opseg) ivičnih efekata se smanjuje kako broj nosilaca K (ili $K + 1$) raste. Zbog ovoga, potreban propusni opseg za prenos K kompleksnih simbola u vremenskom slotu T raste linearno kao $B \approx K/T + C$ gde je C konstanta zbog ivičnih efekata. Prema tome, idealni, u užem smislu, OFDM za $K \rightarrow \infty$ ima istu spektralnu efikasnost kao i idealni $\sin(x)/x$ impuls u vremenskom domenu.



Slika 3.6 Spektralna gustina snage OFDM signala u linearnoj (a) i logaritamskoj razmeri (b)

3.3 Implementacija pomoću FFT

Implementacija OFDM u užem smislu je veoma jednostavna uz korišćenje Furijeove baze. Ako se uzme u obzir jedan vremenski interval (npr. za $l = 0$), signal koji se prenosi je:

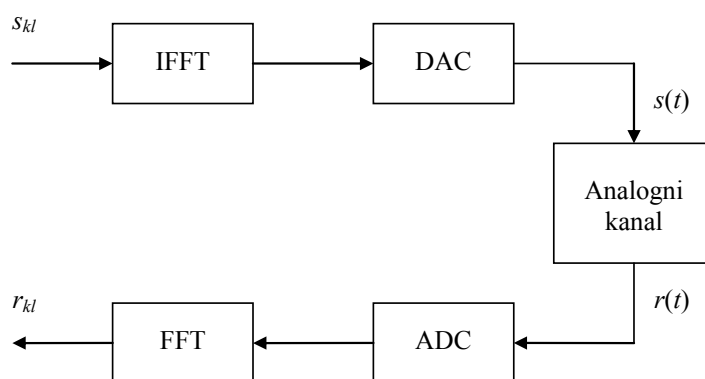
$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{k=-K/2}^{K/2} s_k \exp\left(j2\pi \frac{k}{T} t\right) \Pi\left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2}\right). \quad (3.22)$$

To znači da u svakom vremenskom intervalu dužine T , OFDM predstavlja Furijeovu sintezu za taj period. Savršeno sinhronizovani prijemnik obavlja samo Furijeovu analizu u cilju izdvajanja simbola podataka s_k iz signala:

$$s_k = \langle g_k, s \rangle = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_0^T \exp\left(-j2\pi \frac{k}{T} t\right) s(t) dt \quad (3.23)$$

Furijeova analiza je primenjena preko brze Furijeove transformacije (FFT), sinteza preko inverzne brze Furijeove transformacije (IFFT), čime dobijamo konstrukciju kao na Slici 3.7. Niz digitalno moduliranih simbola s_{kl} se deli na blokove dužine K (ili $K + 1$), na koje se primenjuje diskretna inverzna Furijeova transformacija preko IFFT, zatim vrši digitalno-analoga konverzija i na kraju se podaci šalju. Dužina brze Furijeove transformacije

N_{FFT} se bira tako da je dosta veća od K u cilju da ivični efekti postanu zanemarljivi na polovini frekvencije odmeravanja i da oblik rekonstruktivnog filtra u D/A konvertoru ne utiče na veći deo spektra. Na primer, Evropski DAB (*Digital Audio Broadcasting*) i DVB-T (*Digital Video Broadcasting – Terrestrial*) sistemi koriste FFT sa $N_{\text{FFT}} = 2048$ (između ostalog), a broj modulisanih nosilaca je reda $K \approx 1500$ i $K \approx 1700$, respektivno. Preostalih $N_{\text{FFT}} - K$ spektralnih koeficijenata van prenosnog opsega su postavljeni na nulu. Na prijemu se signal u osnovnom opsegu konvertuje iz analognog u digitalni, pa se za svaki blok od N_{FFT} odmeraka, primenjuje FFT te dužine i izvlači K korisnih koeficijenata iz N_{FFT} spektralnih koeficijenata.



Slika 3.7 OFDM preko FFT

Praktično gledano, za sistem sa Slike 3.7 se lako može poverovati da bi funkcionisao, zato što svaki blok na predajnoj strani ima sebi odgovarajući na prijemnoj strani, pa bi svi podaci mogli da se idealno dobiju ukoliko svaki blok dobro funkcioniše.

Treba imati u vidu da ova blok šema ne predstavlja idealno preslikano teorijsko rešenje, jer OFDM signal nije ograničenog opsega zbog $\sin(x)/x$ oblika spektra, dok analogni signal idealno može da se predstavi preko svojih odmeraka jedino ako je ograničenog spektra. Međutim ovaj problem se javlja kod više različitih komunikacionih sistema.

3.4 OFDM sa zaštitnim intervalom

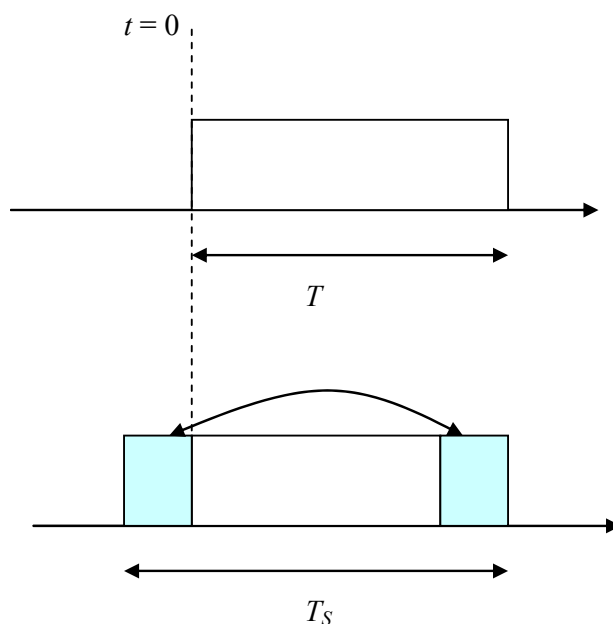
Do sada smo pretpostavljali da postoji idealna sinhronizacija između predajnika i prijemnika. U frekvencijsko-selektivnim fading kanalima sa prostiranjem po više putanja sinhronizacija je veoma značajna, zato što svaka eho komponenta signala predstavlja loše sinhronizovani signal. Kao rezultat dobijamo da bazni impulsi originalnog OFDM signala i zakašnjene verzije signala nisu ortogonalni. Zbog ovoga dolazi do jake intersimbolske interferencije (ISI) u vremenu i frekvenciji gde se izlazu detektora $D_{kl}[s_\tau] = \langle g_{kl}, s_\tau \rangle$ za

frekvenciju broj k i vremenski slot l zakašnjenog signala $s_\tau(t) = s(t - \tau)$ gde je $0 < \tau < T$ dodaje ISI od impulsa na svim frekvencijama podnosilaca u vremenskom slotu l i $l - 1$. Ova osobina, koja nastaje zbog gubitka ortogonalnosti zbog preklapanja spektralnih komponenata, naizgled označava OFDM u užem smislu kao lošu tehniku za kanale gde se javlja prostiranje po više putanja. Međutim postoji jednostavni način kojim se modifikuje prenosni signal tako da se očuva ortogonalnost na određeni način kada se radi u pomenutom kanalu.

Ideja je da se uvede *zaštitni interval* (nekada se zove *ciklični prefiks*). Ovim se simbol ciklično produžava, tako da od originalnog talasa periode T se dodavanjem zaštitnog intervala dužine Δ dobija talas iste frekvencije i faze, ali trajanja $T_S = T + \Delta$. Kao što je prikazano na Slici 3.8, kopira se deo dužine Δ sa kraja simbola i dodaje se na početak. Da bismo ovo formalno izrazili, zamenićemo bazni impuls $g_k(t)$ dat u (3.20) novom definicijom baznog impulsa:

$$g'_k(t) = \sqrt{\frac{1}{T_S}} \exp\left(j2\pi \frac{k}{T} t\right) \Pi\left(\frac{t + \Delta}{T_S} - \frac{1}{2}\right) \quad (3.24)$$

Primećuje se da se kompleksni eksponent ne menja. Frekvencija je i dalje $f_k = k/T$, a i faza ostaje nepromenjena. Samo interval u okviru koga postoji se menja od $t \in [0, T)$ na $t \in [-\Delta, T)$. Radi lakšeg rada faktor ispred eksponencijalne funkcije je izabran tako da energija impulsa ostaje normalizovana na jediničnu vrednost.



Slika 3.8 Ubacivanje zaštitnog intervala

Prenosni signal je sada dat sa

$$s(t) = \sum_{kl} s_{kl} g'_{kl}(t) \quad (3.25)$$

gde je

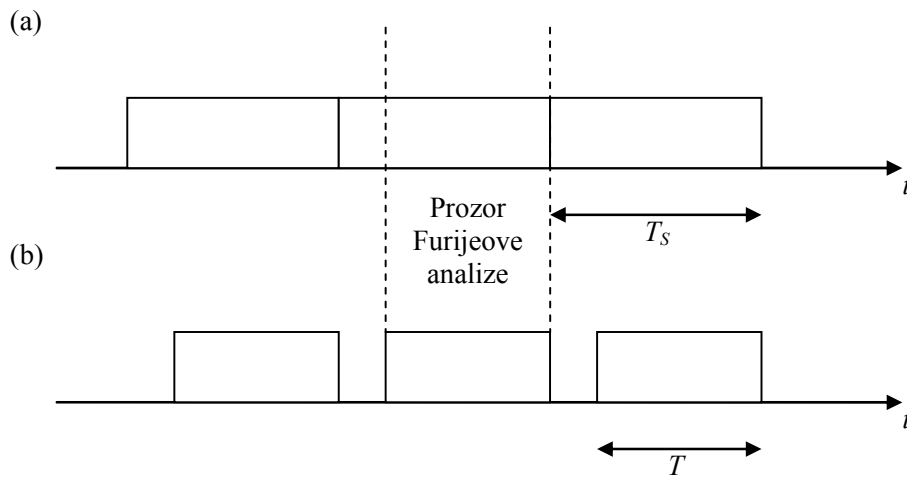
$$g'_{kl}(t) = g'_k(t - lT_S). \quad (3.26)$$

Prvo se primećuje da ovi prenosni impulsi $g'_{kl}(t)$ sami po sebi nisu ortogonalni međusobno. Međutim, na prijemu se radi sa skupom ortonormalnih detektorskih impulsa:

$$g_{kl}(t) = g_k(t - lT_S), \quad (3.27)$$

gde su $g_k(t)$ i dalje funkcije sa Furijeovom bazom za dužinu intervala T kao što je definisano u jednačini (3.20). Ovo znači da Furijeova analiza na prijemu radi sa istim prozorom dužine T , ali se izvršava jednom u toku vremenskog perioda T_S , a ne jednom u toku intervala T . Kao što je prikazano na Slici 3.9, javlja se razmak (ili vreme relaksacije) dužine Δ između dva susedna prozora analize. U narednom tekstu ćemo videti da samo ovaj razmak zajedno sa ciklično proširenim prenosnim impulsom omogućava grešku u sinhronizaciji maksimalnog trajanja $\tau = \Delta$, što odgovara pomeranju udesno signala pod a) na Slici 3.9. Na izlazu detektora za $g_{kl}(t)$, ako je poslat signal $g'_{k'l'}(t)$, imamo:

$$\langle g_{kl}, g'_{k'l'} \rangle = \sqrt{\frac{T}{T_S}} \delta_{kk'} \delta_{ll'}. \quad (3.28)$$



Slika 3.9. OFDM sa zaštitnim intervalom: a) poslani impulsi, b) detektovani impulsi

Ovo znači da su bazni impulsi na predaji $g_{kl}(t)$ i bazni impulsi detektora $g'_{k'l'}(t)$ ortogonalni osim ako su i vremenski i frekvencijski indeksi identični. Ukoliko su identični, na

izlazu nemamo 1 već manju vrednost $\sqrt{T/T_S}$, čime gubimo energiju prenoseći deo simbola (zaštitni interval) koji se ne koristi pri detekciji.

Definišimo $g'_{kl,\tau}(t) = g'_{kl}(t - \tau)$ za $0 < \tau < \Delta$ kao bazni impuls zakašnjen za τ . Primenom odgovarajućeg integrala dobijamo:

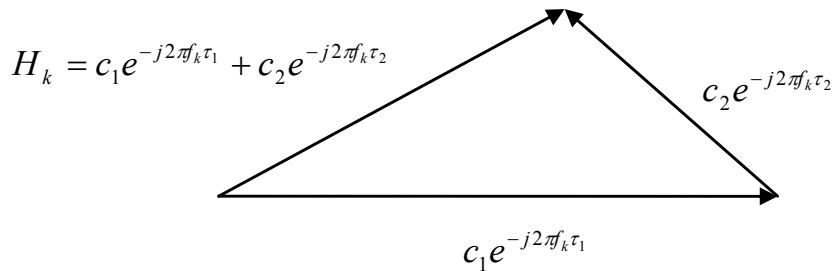
$$\langle g_{kl}, g'_{k'l',\tau} \rangle = \sqrt{\frac{T}{T_S}} \cdot e^{-j2\pi f_k \tau} \delta_{kk'} \delta_{ll'}. \quad (3.29)$$

Prethodna jednačina znači da sve dok je $\tau < \Delta$ ortogonalnost između poslatih i detektovanih impulsa je očuvana pri različitim uslovima, a na izlaz detektora sa istim indeksom utiče samo frekvencijsko-zavisni fazni faktor. Neka je $s(t)$ OFDM signal dat jednačinom (3.25), i neka je $r(t) = s(t - \tau)$, $0 < \tau < \Delta$ primljeni signal, pri čemu je on samo zakašnjena verzija početnog signala. Iz prethodne jednačine i jednačine (3.25) se dobija:

$$\langle g_{kl}, r \rangle = \sqrt{\frac{T}{T_S}} \cdot e^{-j2\pi f_k \tau} s_{kl}, \quad (3.30)$$

tj. poslati simbol s_{kl} je dobijen bez ISI, samo uz rotaciju za određeni fazni faktor. Kod diferencijalne demodulacije ovaj fazni faktor se gubi. Za koherentnu demodulaciju fazni faktor se određuje procenom kanala.

Ako je primljeni signal superpozicija dve zakašnjene verzije poslatog signala, tj. $r(t) = c_1 s(t - \tau_1) + c_2 s(t - \tau_2)$ sa kompleksnim konstantama c_1 i c_2 , tada će s_{kl} ponovo biti dobijen bez ISI, ukoliko njihova kašnjenja ne prevazilaze zaštitni interval. Na njih deluje kompleksni multiplikativni faktor $H_k = c_1 e^{-j2\pi f_k \tau_1} + c_2 e^{-j2\pi f_k \tau_2}$, koji nastaje superpozicijom fazora dve refleksije (Slika 3.10).



Slika 3.10. Signal plus refleksija

Na izlazu detektora je:

$$D_{kl}[r] = \langle g_{kl}, r \rangle = \sqrt{\frac{T}{T_S}} H_k s_{kl}. \quad (3.31)$$

Superpozicijom N refleksija dobijamo isti izraz, ali je H_k tada:

$$H_k = \sum_{n=1}^N c_n e^{-j2\pi f_k t_n} . \quad (3.32)$$

Pretpostavićemo sada da je kanal vremenski promenljiv i da je dat preko vremenski promenljivog impulsnog odziva $h(\tau, t)$. Pretpostavićemo i da je $h(\tau, t) = 0$ za $\tau > \Delta$. Odgovarajuća vremenski promenljiva prenosna funkcija $H(f, t)$ je:

$$H(f, t) = \int_0^{\Delta} e^{-j2\pi f \tau} h(\tau) d\tau . \quad (3.33)$$

Primljeni signal bez šuma je:

$$r(t) = \int_0^{\Delta} h(\tau, t) s(t - \tau) d\tau . \quad (3.34)$$

U buduće ćemo pretpostavljati da se kanal malo menja u vremenu pa se aproksimira da je vremenski nezavistan tokom vremenskog slota broj l , pa je $H(f, t) \approx H_l(f)$ i $h(\tau, t) \approx h_l(\tau)$:

$$H_l(f) = \int_0^{\Delta} e^{-j2\pi f \tau} h(\tau) d\tau \quad (3.35)$$

tokom OFDM simbola broj l dužine T_S . Sada možemo da izračunamo preneti bazni impuls po tom kanalu, koji je ranije dat kao:

$$D_{kl}[h_l * g'_{k'l'}] = \langle g_{kl}, h_l * g'_{k'l'} \rangle . \quad (3.36)$$

Ubacivanjem integrala dobijamo:

$$D_{kl}[h_l * g'_{k'l'}] = \int_0^T dt \cdot g_{kl}^*(t) \int_0^{\Delta} d\tau \cdot h_l(\tau) g'_{k'l'}(t - \tau) \quad (3.37)$$

gde je prvi integral skalarni proizvod, a drugi konvolucija. Promena reda integracije daje:

$$D_{kl}[h_l * g'_{k'l'}] = \int_0^{\Delta} d\tau \cdot h_l(\tau) \int_0^T dt \cdot g_{kl}^*(t) \cdot g'_{k'l'}(t - \tau) . \quad (3.38)$$

Drugi integral je $\langle g_{kl}, g'_{k'l', \tau} \rangle$. Iz jednačine (3.29) se dobija:

$$D_{kl}[h_l * g'_{k'l'}] = \int_0^{\Delta} d\tau \cdot h_l(\tau) \sqrt{\frac{T}{T_S}} \cdot e^{-j2\pi f_k \tau} \delta_{kk'} \delta_{ll'} \quad (3.39)$$

tj.

$$D_{kl}[h_l * g'_{k'l'}] = \sqrt{\frac{T}{T_S}} H_l(f_k) \delta_{kk'} \delta_{ll'}. \quad (3.40)$$

Izlaz detektora za vreme l i frekvenciju k za primljeni signal bez šuma $r(t)$ je oblika:

$$\langle g_{kl}, r \rangle = \sqrt{\frac{T}{T_S}} H_l(f_k) s_{kl}. \quad (3.41)$$

Definišimo da je $r_{kl} = \langle g_{kl}, r \rangle$ i $c_{kl} = H_l(f_k)$. Tada se OFDM prenos sa zaštitnim intervalom u feding kanalu sa šumom opisuje diskretnim modelom kanala:

$$r_{kl} = \sqrt{\frac{T}{T_S}} c_{kl} s_{kl} + n_{kl}, \quad (3.42)$$

gde je n_{kl} diskretni kompleksni Gausov slučajni proces sa nultom srednjom vrednošću i varijansom $\sigma^2 = E\{|n_{kl}|^2\} = N_0$. Amplituda fedinga c_{kl} se modelira kao Rejljev ili Rajsov feding. Pretpostavljamo da se prenosna snaga kanala normalizuje na jedan, tj. $E\{|c_{kl}|^2\} = 1$. Faktor $\sqrt{T/T_S}$ ukazuje na gubitke energije zato što se deo signala koji je dostupan na prijemu ne uzima u obzir. Ukupno Euklidsko rastojanje u izrazima za verovatnoću greške se umanjuje za taj faktor, tj.

$$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{1}{N_0} \sum_{kl} |c_{kl}|^2 |s_{kl} - \hat{s}_{kl}|^2} \right) \quad (3.43)$$

se zamenjuje izrazom:

$$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{1}{N_0} \frac{T}{T_S} \sum_{kl} |c_{kl}|^2 |s_{kl} - \hat{s}_{kl}|^2} \right) \quad (3.44)$$

zbog čega sve krive performansi koje zavise od E_b/N_0 ili E_s/N_0 se pomeraju za $10 \log_{10}(T/T_S)$ dB u desno. Za tipičnu vrednost $T/T_S = 0.8$, gubici su približno 1 dB. Kako se bazni impulsi $g'_{kl}(t)$ normalizuju u skladu sa $\|g'_{kl}\|^2 = 1$, i dalje je $E_s = E\{|s_{kl}|^2\}$, a SNR je:

$$SNR = \frac{E \left\{ \left| \sqrt{\frac{T}{T_S}} s_{kl} c_{kl} \right|^2 \right\}}{E \left\{ |n_{kl}|^2 \right\}}, \quad (3.45)$$

a na prijemu je:

$$SNR = \frac{T}{T_S} \cdot \frac{E_S}{N_0} = \frac{T}{T_S} \cdot R_c \log_2(M) \frac{E_b}{N_0} \quad (3.46)$$

za modulaciju sa $\log_2 M$ bita po kompleksnom simbolu i kodnom brzinom R_c . Ovo znači da krive performansi koje zavise od SNR ostaju nepromenjene uz zaštitni interval.

Ukratko, došli smo do sledećih zaključaka:

- Vremenski period dužine T na Slici 3.9 koji se koristi za Furijeovu analizu na detektoru se zove *prozor Furijeove analize*. Rastojanje između dva susedna podnosioca je $\Delta f = f_k - f_{k-1} = T^{-1}$.
- $T_S = T + \Delta$ je period simbola svakog podnosioca. Zbog toga je za svaki fiksni indeks k , brzina simbola za prenete simbole s_{kl} je T_S^{-1} .
- Za razliku od OFDM-a bez zaštitnog intervala, dva koncepta na Slikama 3.2 i 3.3 nisu ista zbog $f_k = 1/T \neq 1/T_S$. Implementacija OFDM-a preko FFT-a je u skladu sa Slikom 3.3. Da bi se prešlo na koncept sa Slike 3.2, treba svaki modulacioni simbol s_{kl} pomnožiti sa $e^{-j2\pi k l T / T_S}$. Ovim postupkom ne dolazimo ni do kakvih prednosti, zbog čega se ne primenjuje u realnim sistemima.
- Deo signala koji se prenosi tokom svakog vremenskog perioda T_S se zove *OFDM simbol*. Svaki OFDM simbol odgovara broju K prenetih simbola s_{kl} . Ukupna brzina simbola je data sa $R_S = K T_S^{-1}$. Ignorišući druga prekoračenja (zbog sinhronizacije), korisna bitska brzina je $R_b = K \cdot R_c \log_2(M) T_S^{-1}$, gde smo pretpostavili da se za modulaciju i kodiranje kanala koristi MPSK ili MQAM sa kodnom brzinom R_c .
- FFT dužina N je najčešće data kao manja od dve koje ispunjavaju uslov $K < N$. Na primer, takozvani *2k režim* DVB-T sistema ima za $K + 1 = 1705$, pa je $N = 2048$ najmanja moguća FFT dužina (odakle i proizilazi ime režima). Moguća je i upotreba FFT, odnosno IFFT sa $N = 4096$ za Furijeovu analizu i sintezu, što je korisno u nekim slučajevima. FFT dužina kao implementacioni parametar predajnika i prijemnika nije od značaja za opis OFDM signala u vazduhu.

4. SINHRONIZACIJA I PROCENA KANALA KOD OFDM SISTEMA

Postoje neki specijalni aspekti zbog kojih se sinhronizacija OFDM sistema znatno razlikuje od sistema sa jednim nosiocem. OFDM deli tok podataka na više podnosilaca, tako da svaki od njih ima malu bitsku brzinu i veliko trajanje simbola T_s . Ovo je bila početna namera kod uvođenja modulacije sa više nosilaca, pri čemu sistem postaje otporan na refleksije. Sistem je otporniji i na greške pri sinhronizaciji, jer se apsorbuju zaštitnim intervalom.

U ovom poglavlju biće prikazani načini na koji se u OFDM sistemima, koji su danas u praktičnoj upotrebi, vrši vremenska sinhronizacija i sinhronizacija frekvencije [57], [58]. Za koherentnu demodulaciju je neophodno poznavanje kanala, tj. koeficijenata diskretnog vremenskog modela OFDM prenosa u fading kanalima. U većini OFDM sistema se u odgovarajućoj poziciji u vremenu i frekvenciji, modulacioni simboli zamenjuju poznatim *pilot* simbolima. Način na koji se to postiže biće objašnjen na kraju poglavlja.

4.1 Vremenska i frekvencijska sinhronizacija OFDM sistema

Sistem je otporniji i na greške pri sinhronizaciji koje se apsorbuju zaštitnim intervalom dužine $\Delta = T_s - T$. Obično se bira $\Delta = T_s / 5 = T / 4$ čime se postiže da sistem funkcioniše i kada greška pri sinhronizaciji iznosi do 20%, u slučaju prenosa bez refleksija.

Sa druge strane, kako je razmak između podnosilaca T^{-1} najčešće mnogo manji od ukupnog propusnog opsega, teže je postići frekvencijsku sinhronizaciju. Posmatrajmo, na primer, OFDM sistem sa centralnom frekvencijom $f_c = 1500$ MHz i $T = 500$ ms. Odnos između razmaka među nosiocima i centralne frekvencije je $(f_c T)^{-1} = 1.33 \cdot 10^{-9}$, što zahteva veliku preciznost pri konverziji naniže u kompleksni osnovni opseg.

Kada se odgovarajućim mehanizmom vremenske sinhronizacije nađe dobar prozor Furijeove analize i konverzija naniže obavi dovoljno precizno, OFDM demodulator (implementiran preko FFT) proizvodi primljene simbole sa šumom preko diskretnog kanala:

$$r_{kl} = \sqrt{\frac{T}{T_S}} c_{kl} s_{kl} + n_{kl} . \quad (4.1)$$

Amplitude i faze koeficijenata kanala c_{kl} su nepoznate. Kod sistema sa diferencijalnom modulacijom nije potrebno poznavanje kanala koeficijenata. Kod koherentne demodulacije procena kanala se obavlja nakon vremenske i frekvencijske sinhronizacije. U daljem tekstu će biti reči o vremenskoj i frekvencijskoj sinhronizaciji.

Kada se govori o frekvencijskoj sinhronizaciji OFDM sistema, treba naglasiti razliku u odnosu na sinhronizaciju kod PSK sistema sa jednim nosiocem, gde se frekvencijska i fazna sinhronizacija ostvaruju istovremeno, npr. kvadratnom ili Costasovom petljom. Kao što je već rečeno, procena faze i frekvencije kod OFDM sistema su dva potpuno odvojena zadatka.

4.1.1 Vremenska sinhronizacija

Očigledan način za obavljanje vremenske sinhronizacije je dodavanje neke vrste vremenskog pečata u naizgled nepravilan talasni oblik OFDM signala koji liči na šum. EU147 DAB sistem, koji je pionirski OFDM sistem, koristi tradicionalne analogne tehnike za grubu vremensku sinhronizaciju. Na početku svakog prenosnog rama, signal se postavlja na nulu u trajanju od približno jednog OFDM simbola. Ovaj *nulti simbol* može da se detektuje klasičnim analognim detektorom anvelope (koji može biti i digitalni) koji pokazuje prijemniku gde počinje ram i prvi OFDM simbol.

Napredniji vremenski pečat se realizuje periodičnim ponavljanjem nekog poznatog OFDM referentnog simbola poznatog sadržaja. Podnosioci se modulišu poznatim kompleksnim simbolima jednake amplitude da bi se dobio ravan spektar i ciklična vremenska autokorelaciona funkcija δ -tipa. Na ovaj način, impulsni odgovor kanala može da se izmeri korelacijom predajnog i prijemnog referentnog simbola, sve dok refleksije ne prevaziđu dužinu zaštitnog intervala.

Kod DAB sistema, prvi OFDM simbol posle nultog simbola je referentni simbol. Traje kao i normalni OFDM simbol T_S i zove se TFPR (*time-frequency-phase reference*) simbol. Koristi se i za frekvencijsku sinhronizaciju, a daje i fazne reference za početak diferencijalne

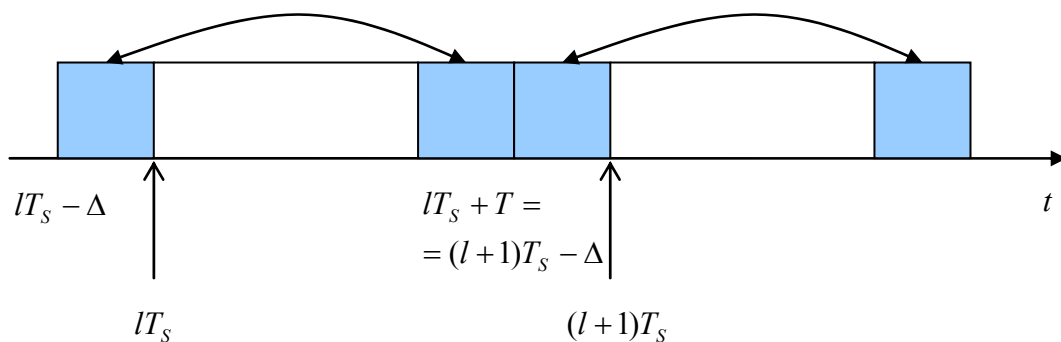
demodulacije. Primećujemo da TFPR simbol daje procenu kanala koja je potrebna samo za pozicioniranje prozora Furijeove analize, a ne za koherentnu demodulaciju.

Kod bežičnih LAN sistema IEEE 802.11a i HIPERLAN/2, referentni OFDM simbol dužine $2T_S$ se koristi za vremensku sinhronizaciju i za procenu koeficijenata kanala c_{kl} koji su potrebni za koherentnu demodulaciju. OFDM podnosioci se modulišu poznatim podacima. Signal dužine T koji se dobija Furijeovom sintezom se ciklično proširuje na dva puta veću dužinu od drugih OFDM simbola.

Drugi način za nalaženje vremenske sinhronizacije, bez vremenskog pečata, je pomoću zaštitnog intervala. OFDM signal sa zaštitnim intervalom ima pravilnu strukturu, zato što ciklično produženi deo signala se javlja dva puta u svakom OFDM simbolu trajanja T_S ; ovim se ukazuje da OFDM signal $s(t)$ ima karakteristiku:

$$s(t) = s(t + T) \quad (4.2)$$

za $lT_S - \Delta < t < lT_S$ (l je ceo broj), tj. početak i kraj svakog OFDM simbola je isti (Slika 4.1).



Slika 4.1 *Identični delovi OFDM simbola*

Izračunavanjem korelacije za $s(t)$ i $s(t + T)$ korišćenjem klizećeg prozora dužine Δ , dobija se:

$$y(t) = \Delta^{-1} \int_{t-\Delta}^t \text{Re}\{s(\tau)s^*(\tau + T)\}d\tau. \quad (4.3)$$

Ovaj izlaz korelatora se može posmatrati kao klizajuća srednja vrednost koja je izražena preko:

$$y(t) = h(t) * x(t), \quad (4.4)$$

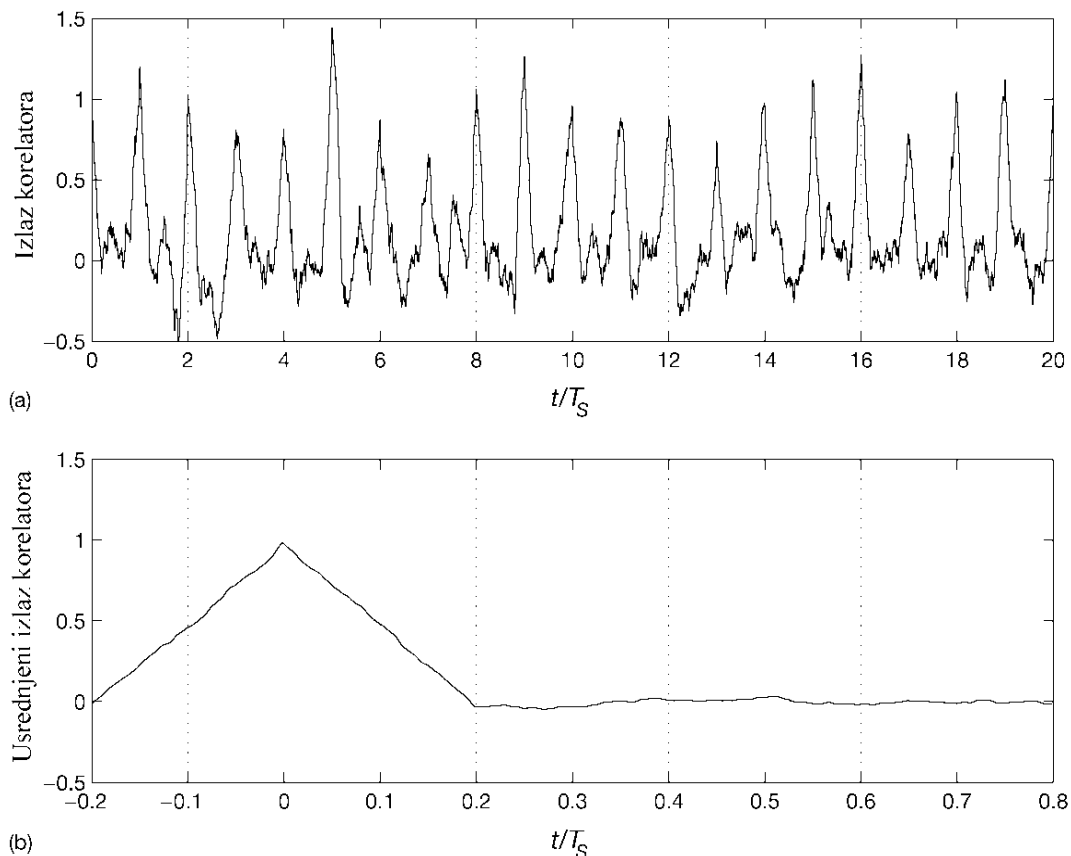
gde je:

$$h(t) = \Delta^{-1} \Pi\left(\frac{t}{\Delta} - \frac{1}{2}\right) \quad (4.5)$$

normalizovani pravougaonik između $t = 0$ i $t = \Delta$, i

$$x(t) = \text{Re}\{s(\tau)s^*(\tau + T)\} \quad (4.6)$$

je funkcija koja se usrednjuje. Signal $y(t)$ ima pikove za $t = lT_S$, tj. na početku prozora analize za svaki simbol (Slika 4.2a). Zbog statističke prirode OFDM signala, izlaz korelatora nije striktno periodičan, već pokazuje neko kolebanje, ali nije neophodno postavljanje prozora analize za svaki OFDM simbol. Od značaja je samo relativna pozicija i potrebno je njeno povremeno ažuriranje. Prema tome, vršimo usrednjavanje tokom nekoliko OFDM simbola da bismo dobili precizniji sinhronizacioni signal (Slika 4.2b). Usrednjavanjem smanjujemo greške nastale zbog šuma. U mobilnoj radio sredini, signal na Slici 4.2 je razvučen zbog impulsnog odziva kanala. Nije jednostavno utvrditi optimalni položaj prozora Furijeove analize, pa se postupak može olakšati korišćenjem rezultata procene kanala.



Slika 4.2 a) Izlaz korelatora $y(t)$ i
b) njegova srednja vrednost tokom intervala od 20 OFDM simbola

4.1.2 Sinhronizacija frekvencije

Kako je rastojanje T^{-1} između susednih podnosilaca malo, precizna frekvencijska sinhronizacija je bitan deo OFDM sistema. Visoku preciznost ne možemo dobiti samo lokalnim oscilatorom. Standardni mehanizam za praćenje frekvencije se može iskoristiti ukoliko su dostupne veličine frekvencijskog odstupanja (ofseta) δf .

Razmotrimo prvo slučaj OFDM sistema kod koga postoji preostali frekvencijski ofset δf , koji nije ispravljen. Tada se javljaju dve posledice:

1. Narušava se ortogonalnost predajnog i prijemnog impulsa.
2. Primljeni simboli su rotirani za vremenski-promenljivu fazu.

Drugi efekat se javlja u bilo kom digitalnom prenosnom sistemu, ali je prvi karakterističan za OFDM. Neka je

$$s(t) = \sum_{kl} s_{kl} g'_{kl}(t) \quad (4.7)$$

emitovani OFDM signal koji je modulisan, na primer, kompleksnim QAM simbolima s_{kl} . Ovde su k i l vremenski i frekvencijski indeksi, respektivno. Prepostavljamo da se radi o kanalu bez šuma sa vremenskim odstupanjem kojim se modeluje frekvencijski pomeraj. Primljeni signal je tada:

$$r(t) = e^{j2\pi\delta f t} s(t). \quad (4.8)$$

Za proučavanje prvog efekta uzimamo u obzir samo prvi OFDM simbol i izostavićemo odgovarajući vremenski indeks $l = 0$. Detektor za podnosilac na frekvenciji $f_k = k/T$ je dat pomoću Furijeove analize:

$$D_k[r] = \langle g_k, r \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} g_k^*(t) r(t) dt = \sqrt{\frac{1}{T}} \int_0^T e^{-j2\pi f_k t} r(t) dt. \quad (4.9)$$

Zbog ortogonalnosti

$$\langle g_k, g'_{k'} \rangle = \sqrt{\frac{T}{T_S}} \delta_{kk'} \quad (4.10)$$

između poslatog i primljenog baznog impulsa, detektor Furijeove analize obnavlja nenarušene QAM simbole originalnog poslatog simbola, tj.

$$D_k[s] = s_k \quad (4.11)$$

Frekvencijski ofset narušava ortogonalnost, pa na izlazu detektora imamo:

$$D_k[r] = \sqrt{\frac{T}{T_S}} \sum_m \gamma_{km}(\delta f) s_m \quad (4.12)$$

gde je:

$$\gamma_{km}(\delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} g_k^*(t) g_m(t) e^{j2\pi\delta f t} dt. \quad (4.13)$$

Tipično, za manje frekvencijske ofsete $\delta = \delta f \cdot T \ll 1$, sabirak za $k = m$ dominira sumom, ali i ostali sabirci daju svoj doprinos i izazivaju intersimbolsku interferenciju koja predstavlja aditivnu smetnju QAM signalu.

Posmatrajmo sada OFDM signal sa promenljivim vremenskim indeksom $l = 0, 1, 2, \dots$. Frekvencijski pomeraj koji je definisan množenjem sa $\exp(j2\pi\delta f t)$ ukazuje da su QAM simboli s_{kl} fazno rotirani za ugao $2\pi\delta f \cdot T_S$ između OFDM simbola sa vremenskim indeksima l i $l + 1$. Slika 4.3 pokazuje uticaj te rotacije i aditivne smetnje na 16-QAM konstelaciju. OFDM parametri su isti kao i prethodni, a odabran je mali frekvencijski ofset $\delta = \delta f \cdot T = 0.01$.

U diskretnom modelu kanala, rotacija faze se posmatra kao vremensko odstupanje kanala, tj. koeficijenti kanala su proporcionalni sa:

$$c_{kl} \sim e^{j2\pi\delta f T_S l}. \quad (4.14)$$

U koherentnom sistemu sa procenom kanala, ovo vremensko odstupanje se može izmeriti pa je moguće QAM konstelaciju zarotirati unazad. Na Slici 4.4a je prikazana rotacija unazad 16-QAM konstelacije za $\delta = 0.01$, $\delta = 0.02$ i $\delta = 0.05$. Aditivna smetnja dosta liči na Gausov šum. Zaista, statističkom analizom smetnje se pokazuje da se ona lepo uklapa u Gausovu normalnu raspodelu (Slika 4.4b). Moglo bi da se tvrdi da je frekvencija dovoljno precizna ukoliko je SIR ostatka aditivne smetnje (nakon podešavanja frekvencije) značajno ispod vrednosti za SNR pri kojoj bi sistem trebalo da radi. SNR se dobija preko grafika za verovatnoću greške po bitu za odgovarajuće kanalno kodovanje i modulaciju.

Kao što je ranije pomenuto, vrednost za δf može da se dobije iz procenjenih koeficijenata kanala \hat{c}_{kl} , a izračunava se frekvencijskom demodulacijom i usrednjavanjem. Frekvencijska demodulacija se obavlja na sledeći način. Za bilo koji kompleksni vremenski signal

$$z(t) = a(t)e^{j\varphi(t)} \quad (4.15)$$

sa amplitudom $a(t)$ i fazom $\varphi(t)$, izvod faze po vremenu se dobija kao

$$\dot{\varphi}(t) = \text{Im} \left\{ \frac{\dot{z}(t)}{z(t)} \right\}, \quad (4.16)$$

gde tačka označava izvod po vremenu. Trenutna frekvencijska modulacija (FM) je data sa:

$$f_M(t) = \frac{1}{2\pi} \dot{\varphi}(t) = \frac{1}{2\pi} \text{Im} \left\{ \frac{\dot{z}(t)}{z(t)} \right\}. \quad (4.17)$$

Za diskretni vremenski signal $z[n] = z(nt_s)$ koji je dobijen odmeravanjem $z(t)$ frekvencijom $f_s = t_s^{-1}$, vremenski diskretan FM je:

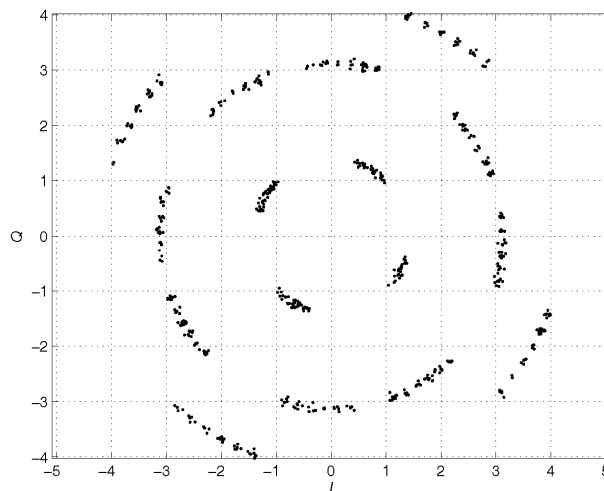
$$f_M[n] = \frac{1}{2\pi} \text{Im} \left\{ \frac{z[n] - z[n-1]}{z[n]} \right\}. \quad (4.18)$$

Za OFDM sistem sa procenom kanala, procena koeficijenta kanala (c_{kl}) sa šumom \hat{c}_{kl} se dobija za svaki OFDM simbol trajanja T_s za frekvenciju sa rednim brojem k . Trenutna frekvencijska devijacija za vremenski indeks l je:

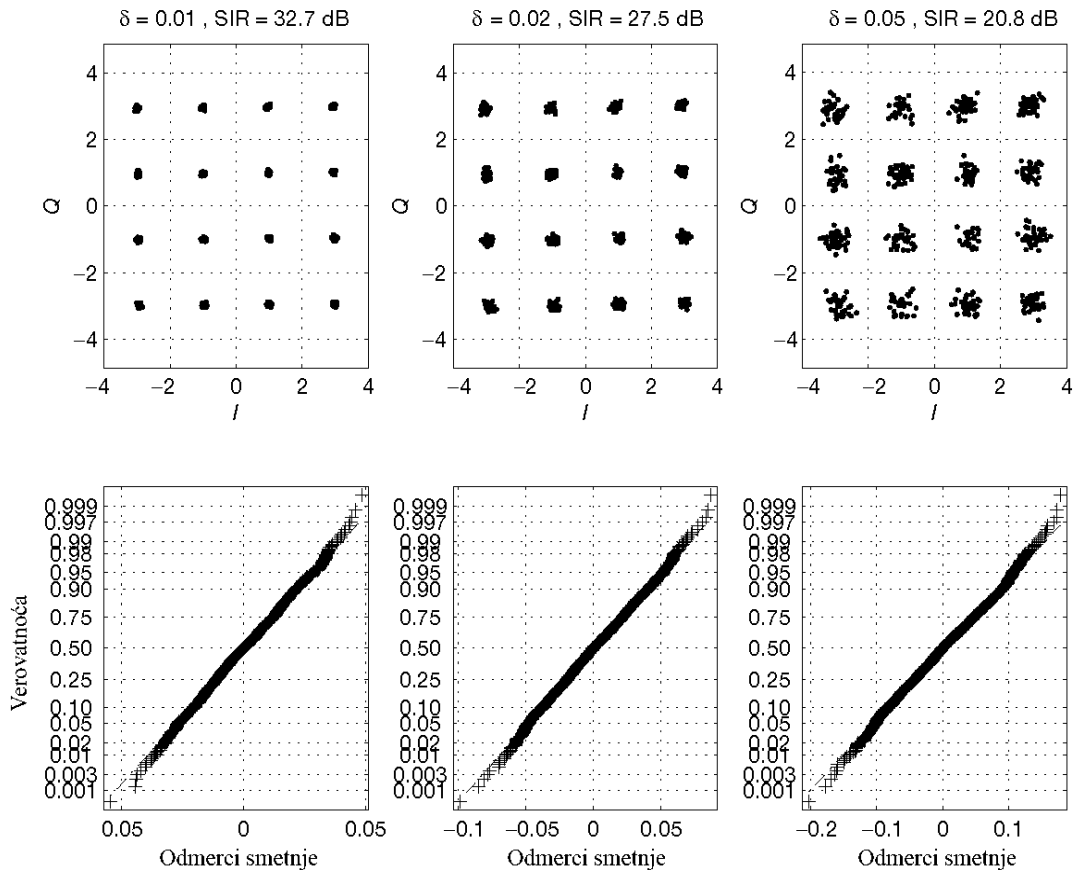
$$\hat{\delta}f_{kl} = \frac{1}{2\pi T_s} \text{Im} \left\{ \frac{\hat{c}_{kl} - \hat{c}_{kl-1}}{\hat{c}_{kl}} \right\}. \quad (4.19)$$

Potrebno je naći srednju vrednost ove procenjene trenutne frekvencijske devijacije u okviru dovoljno velikog broja OFDM simbola i po frekvencijskom indeksu k . Tada se ta srednja vrednost $\hat{\delta}f$ koristi za dobijanje primljenog signala sa frekvencijskom korekcijom:

$$\hat{r}(t) = e^{-j2\pi\hat{\delta}f t} r(t). \quad (4.20)$$



Slika 4.3 16-QAM za OFDM sa frekvencijskim ofsetom $\delta = \delta f \cdot T = 0.01$



Slika 4.4 16-QAM za OFDM nakon rotacije unazad za različite frekvencijske ofsete

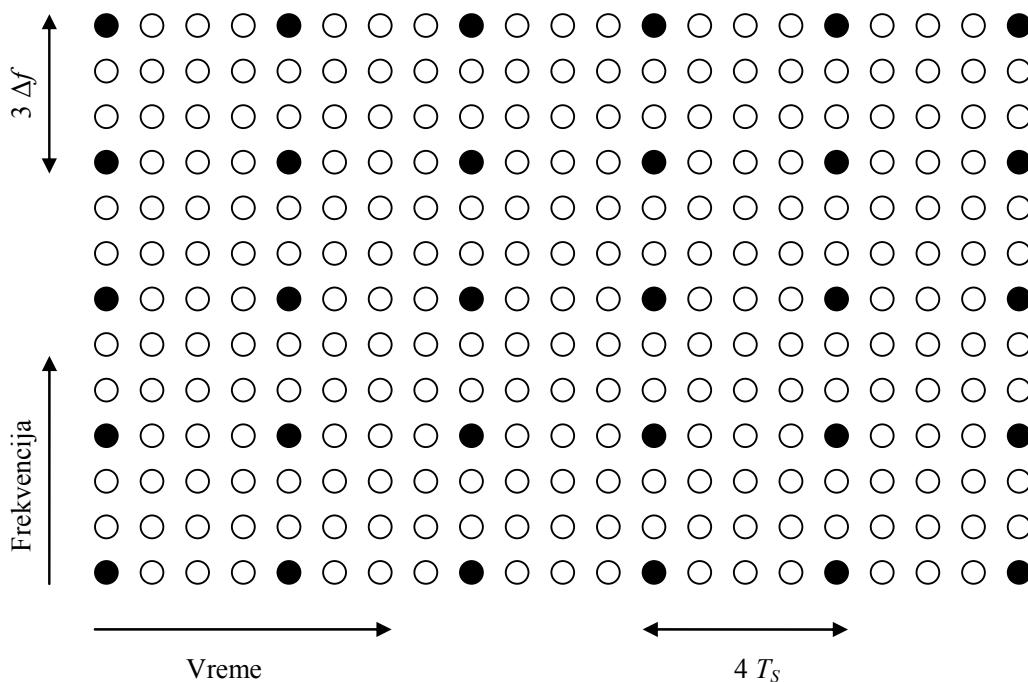
U tipičnom mobilnom radio kanalu sa Doplerovim efektom, menjanje kanala u vremenu dovodi do dodatne frekvencijske modulacije. Usrednjavanjem frekvencijske modulacije, Doplerov spektar će se tako postaviti da prvi moment nestaje. U WSSUS modelu (*Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering* – stacionaran i nekorelisan u širokom opsegu frekvencija), Doplerov spektar je isti za svaku frekvenciju podnosioca, tako da preciznu procenu frekvencijskog ofseta i Doplerovog spektra dobijamo iz merenih vrednosti nekoliko pozicija podnosioca (najmanje jedne). U DVB-T sistemu kao i bežičnom LAN sistemu IEEE 802.11a i HIPERLAN/2 je uobičajeno da se koriste određeni podnosioci kao *kontinualni piloti*. Ovi podnosioci, koji su pomnoženi određenim faktorom i prenose poznate podatke, se koriste za frekvencijsku sinhronizaciju i procenu Doplerovog propusnog opsega v_{\max} . Doplerov spektar se procenjuje preko kontinualnih pilota (posle frekvencijske korekcije) standardnim metodama procene spektralne gustine snage.

Kod bežičnih LAN sistema je neophodna brza sinhronizacija frekvencije na početku svake grupe podataka. Za ovu svrhu se formira specijalni OFDM simbol na početku grupe. U ovom OFDM simbolu se samo 12 podnosilaca modulišu tako da služe kao frekvencijske

reference. Za OFDM sisteme sa diferencijalnom demodulacijom je neophodna i precizna frekvencijska sinhronizacija. EU147 DAB sistem koristi DQPSK. Prvi simbol svakog rama (posle nultog simbola) je fazna referenca diferencijalne modulacije i referenca vremenske i frekvencijske sinhronizacije. Kompleksni simboli se formiraju od CAZAC (*Constant Amplitude Zero AutoCorrelation*) sekvenci. One omogućavaju procenu frekvencijskog ofseta korelacijom po frekvenciji.

4.2 OFDM sa pilot simbolima za procenu kanala

Za koherentnu demodulaciju je neophodno poznavanje kanala, tj. koeficijenata c_{kl} diskretnog vremenskog modela OFDM prenosa u fading kanalima. Za dvodimenzionalnu strukturu OFDM signala je pogodna dvodimenzionalna mreža pilota za merenja i procenu kanala. Primer ovakve mreže je prikazan na Slici 4.5. Ovakvi piloti se najčešće zovu *rasejanim pilotima* da bi ih razlikovali od kontinualnih pilota.



Slika 4.5 Primer pravougaone mreže pilota

U odgovarajućoj poziciji u vremenu i frekvenciji, modulacioni simboli s_{kl} se zamenjuju poznatim pilot simbolima. Na ovim pozicijama, kanal može da se izmeri. Slika 4.5 pokazuje pravougaonu mrežu sa pilot simbolima na svakoj trećoj frekvenciji i svakom četvrtom vremenskom slotu. Zbog toga je gustina pilota 1/12, tj. 1/12 ukupnog kapaciteta se koristi za procenu kanala, čime se smanjuje ne samo brzina podataka, već i energija po bitu E_b koja je

na raspolaganju. Ovo je potrebno uzeti u obzir pri proceni snage i spektralne efikasnosti ovakvog sistema.

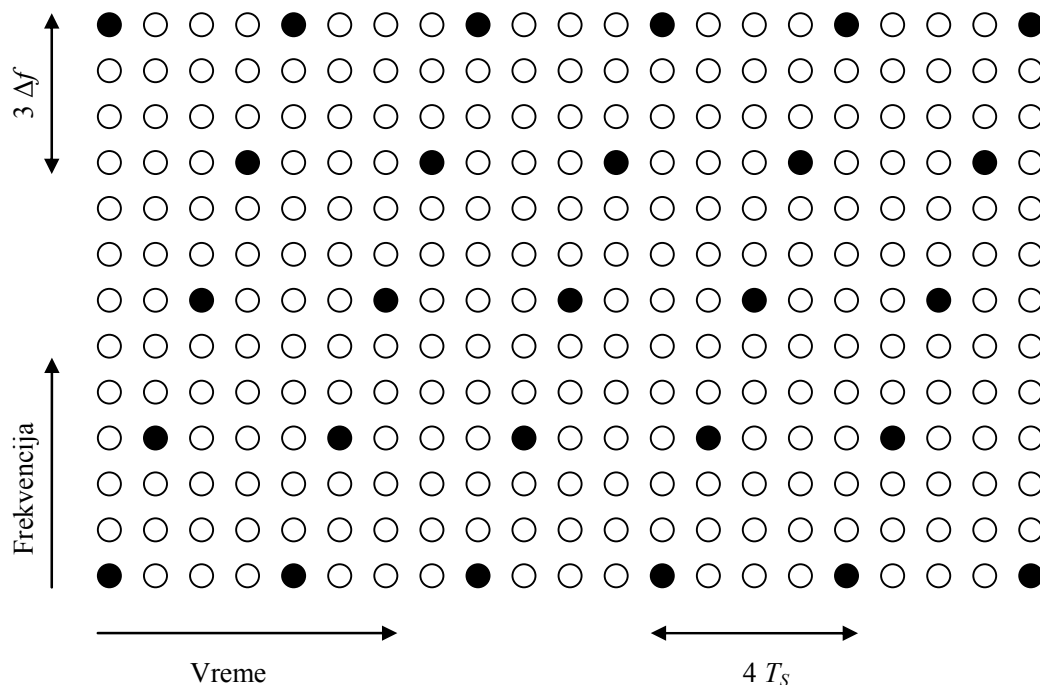
Gustina rešetke treba da bude u skladu sa nekoherentnošću kanala, tj. vremensko-frekvencijskim promenama koje su predstavljene u funkciji rasejanja. Da bismo ovo prikazali na numeričkom primeru, korišćićemo rešetku sa Slike 4.5 za OFDM sistem sa razmakom nosilaca $\Delta f = 1/T = 1\text{kHz}$ i trajanjem simbola $T_S = 1250 \mu\text{s}$. Na svakoj trećoj frekvenciji, kanal se meri jednom za vreme $4T_S = 5 \text{ms}$, nepoznati signal (vremenski promenljiv kanal) se odmerava frekvencijom od 200 Hz. Za kanal bez šuma, na osnovu teoreme o odmeravanju potrebno je da maksimalna Doplerova frekvencija v_{max} ispunjava uslov:

$$v_{\text{max}} < 100 \text{ Hz} \quad (4.21)$$

Ako generalizujemo, za rastojanje pilota $4T_S$, potrebno je ispuniti uslov:

$$v_{\text{max}} T_S < 1 / 8. \quad (4.22)$$

U frekvencijskom domenu rastojanje među odmercima je 3 kHz. Na osnovu teoreme o odmeravanju (frekvencijski domen), zaključujemo da zakašnjeni spektar snage treba da je u okviru intervala dužine 333 μs . Kako je zaštitni interval dužine 250 μs , ovaj uslov je automatski ispunjen ako pretpostavimo da sve refleksije leže u okviru zaštitnog intervala.



Slika 4.6 Primer dijagonalne mreže pilota

Sada se može početi sa interpolacijom (u skladu sa teoremom o odmeravanju) bilo u vremenskom ili frekvencijskom domenu, pa zatim izračunati interpolirane vrednosti za drugi

domen. U praksi se mogu koristiti jednostavnije interpolacije za strogo koherentne kanale, npr. linearna interpolacija ili *piecewise* konstantna aproksimacija. Međutim, za vremenski promenljive i frekvencijski selektivne kanale ove metode nisu adekvatne. Za kanal sa šumom, čak ni interpolacija po teoremi o odmeravanju nije najbolji izbor zato što šum nije uzet u obzir.

U nekim sistemima pilot simboli su *pojačani*, šalju se sa većom energijom nego modulacioni simboli. Pravougaona mreža prikazana na Slici 4.5 dovodi do povećanja srednje snage svakog četvrtog OFDM simbola, što nije poželjno pri implementaciji prijemnika, pa se u tom slučaju koristi dijagonalna mreža. Na Slici 4.6 je prikazana dijagonalna mreža koju koristi DVB-T sistem.

5. ANALIZA UTICAJA KLJUČNIH FAKTORA NA PERFORMANSE OFDM SISTEMA

Performanse OFDM sistema zavise od mnogih faktora, kao što su korišćena modulaciona šema, vrsta i količina fedinga i nivo šuma u signalu.

Ako posmatramo performanse OFDM sistema u slučaju kada je prisutan samo AWGN, onda se može reći da su performanse OFDM sistema iste kao i performanse prenosa jednim nosiocem korišćenjem iste modulacione šeme. Ako posmatramo samo jedan OFDM podnosilac (zbog međusobne ortogonalnosti podnosilaca, oni ne utiču jedni na druge) onda je to svakako identično prenosu jednim nosiocem koji je kvadratno modulisan bez propusnika opsega. Preneta amplituda i faza ostaju konstantne u toku trajanja simbola i njihova vrednost zavisi od modulacione šeme i podatka koji se prenosi. Može se zaključiti da će u AWGN kanalu, OFDM imati iste performanse kao i prenos sa jednim nosiocem bez ograničenja opsega.

Međutim, u svim bežičnim kanalima postoji kašnjenje, kao i efekat fedinga usled kašnjenja po višestrukim putanjama. Za dati propusni opseg, brzina prenosa jednim nosiocem je veoma visoka, dok je kod OFDM signala brzina prenosa N puta niža, posmatrajući na jednom podnosiocu, gde N predstavlja broj korišćenih podnosilaca. Ova niža brzina prenosa se ogleda u nižoj intersimbolskoj interferenciji (ISI). Osim prednosti zbog niže brzine prenosa, OFDM sistemi takođe koriste i zaštitni interval (*guard period*) na početku svakog simbola. On pomaže u uklanjanju ISI koje su kraće od dužine trajanja zaštitnog intervala. Ako je zaštitni interval dovoljno dugačak, onda je i ISI uklonjena.

Prostiranje po više putanja rezultira frekvencijski selektivnim fedingom koji dovodi i do fedinga na svakom podnosiocu. Mnogi OFDM sistemi koriste tehniku poznatu pod nazivom *Forward Error Correction* kako bi ublažili negativan uticaj fedinga na podnosiocem. Pregled ključnih faktora koji utiču na performanse, kao i rezultati koji to ilustruju, dati su u okviru ovog poglavlja, a kao uvod u predložena rešenja za otklanjanje negativnih posledica.

5.1 Uticaj belog Gausovog šuma

Šum postoji u svim komunikacionim sistemima koji funkcionišu preko analognog fizičkog kanala, kao što je radio kanal. Glavne komponente celokupnog šuma jesu termički šum, električni šum u pojačavačima prijemnika i međučelijska interferencija. U komunikacionim sistemima, šum se javlja kao posledica inter-simbolske interferencije (ISI – *Inter Symbol Interference*), zatim interferencije između pojedinačnih nosilaca (ICI – *Inter Carrier Interference*), kao i nelinearnih izobličenja (IMD – *Inter Modulation Distortion*). Prisustvo šuma u značajnoj meri pogoršava odnos signal šum izražen kao SNR (*Signal to Noise Ratio*) faktor, a time narušava i spektralnu efikasnost sistema. Zbog toga, šum predstavlja glavni izvor degradacije signala u komunikacionim sistemima i veoma je važno istražiti uticaj šuma na performanse sistema i pogodnim metodama umanjiti njegov negativan uticaj.

U komunikacionim sistemima se mogu sresti različiti tipovi šuma. Većina njih može se prikazati korišćenjem modela belog Gausovog šuma, koji se u literaturi označava kao AWGN (*Additive White Gaussian Noise*). Ova vrsta šuma ima uniformnu spektralnu gustinu, kao i Gausovu raspodelu amplitude. Termički i električni šum iz pojačavača, prvenstveno imaju karakteristike belog Gausovog šuma, što im omogućava da se modeluju pomoću AWGN modela.

OFDM signal ima ravnu spektralnu gustinu i Gausovu raspodelu amplitude što omogućava veliki broj podnosilaca, a zbog toga i inter-čelijska interferencija drugih OFDM sistema ima AWGN osobine. Iz istih razloga ICI, ISI i IMD takođe imaju AWGN osobine za OFDM signale.

5.2 Modulacione šeme

Digitalni podaci se prenose putem OFDM linka korišćenjem odgovarajuće modulacione šeme na svakom podnosiocu. Modulaciona šema predstavlja preslikavanje (mapiranje) reči podataka u realnu (*In phase*) i imaginarnu (*Quadrature*) konstelaciju, poznatiju kao IQ konstelacija. Na primer 256-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) ima 256 IQ tačaka u konstelaciji (Slika 5.1 (h)), koje formiraju kvadrat sa 16 kolona, koje se nalaze na jednakom rastojanju na realnoj osi i 16 redova, koji se nalaze na jednakom rastojanju na imaginarnoj osi. Broj bitova koji može da se prenese jednim simbolom se određuje izrazom $\log_2(M)$, gde M predstavlja broj tačaka u konstelaciji, odnosno modulacioni nivo. Stoga, 256-QAM prenosi

8 bitova jednim simbolom. Svaka reč podataka je preslikana (mapirana) u jedinstvenu IQ tačku u konstelaciji. Rezultujućem kompleksnom vektoru $I + j \cdot Q$, odgovara amplituda $\sqrt{I^2 + Q^2}$ i faza $\angle(I + j \cdot Q)$, gde je $j = \sqrt{-1}$.

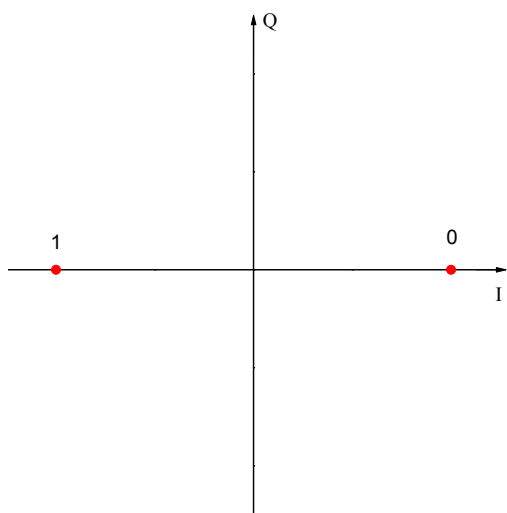
Povećanje broja tačaka u konstelaciji ne menja širinu propusnog opsega kod prenosa, ali korišćenje modulacionih šema sa većim modulacionim nivoom, omogućava poboljšanje spektralne efikasnosti sistema. Na primer, 256-QAM ima spektralnu efikasnost od 8b/s/Hz u poređenju sa 1b/s/Hz koliko iznosi za BPSK. Međutim, povećanje modulacionog nivoa ima i svoju negativnu stranu. Veći broj konstelacionih tačaka predstavlja i manje rastojanje između njih, a to otežava prijemniku da donese pravilnu odluku o primljenom simbolu. Razlog za to predstavlja mogućnost da, zbog malog rastojanja između konstelacionih tačaka, mala vrednost šuma može dovesti do greške u prenosu. To znači da postoji direktna veza između tolerancije na šum i spektralne efikasnosti modulacione šeme, a prikazana je u Šenonovoj teoriji informacija [59], [60]. U pomenutoj teoriji je prikazano da je maksimalni kapacitet kanala čiji je propusni opseg W , sa snagom signala S i belim Gausovim šumom snage N , dat sledećom jednačinom:

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (5.1)$$

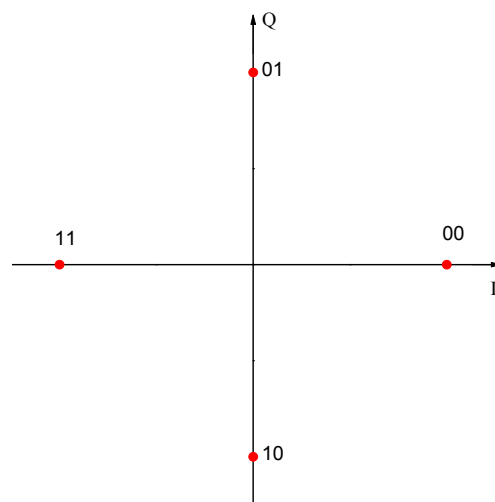
Spektralna efikasnost kanala predstavlja meru prenetih bitova u sekundi za svaki Hz propusnog opsega i stoga je S_E dato sa:

$$C = \frac{C}{W} \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (5.2)$$

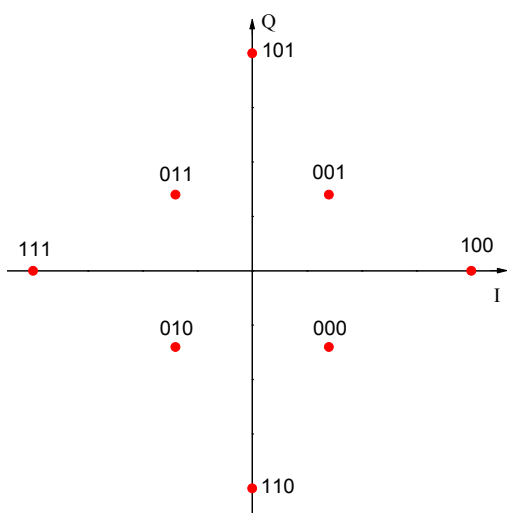
gde su vrednosti S i signala i šuma dati u linearnoj skali, a spektralna efikasnost je izražena u jedinici b/s/Hz. Ako je SNR znatno veći od jedinice, onda svako povećanje snage signala dva puta (što predstavlja porast od 3dB), utiče da se spektralna efikasnost poveća za 1b/s/Hz.



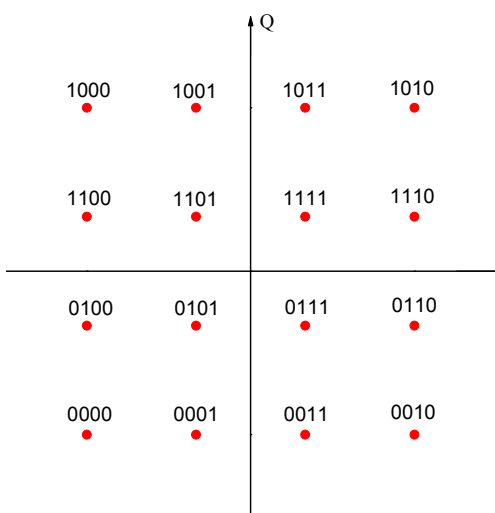
(a) IQ dijagram za BPSK



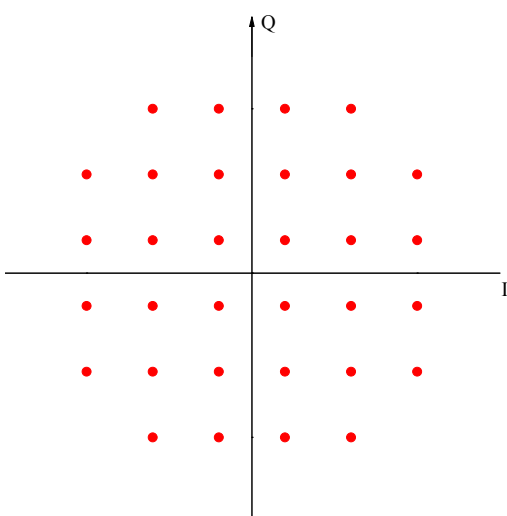
(b) IQ dijagram za QPSK



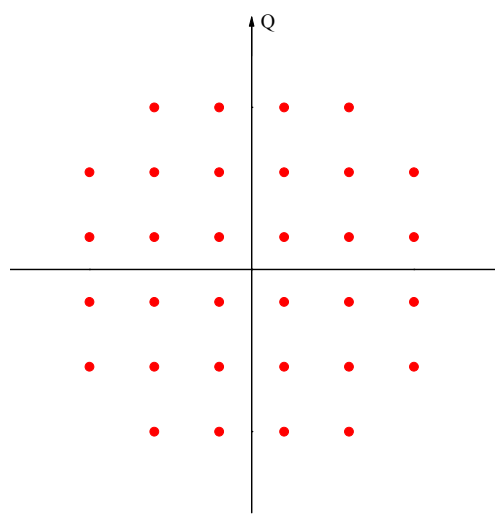
(c) IQ dijagram za 8QAM



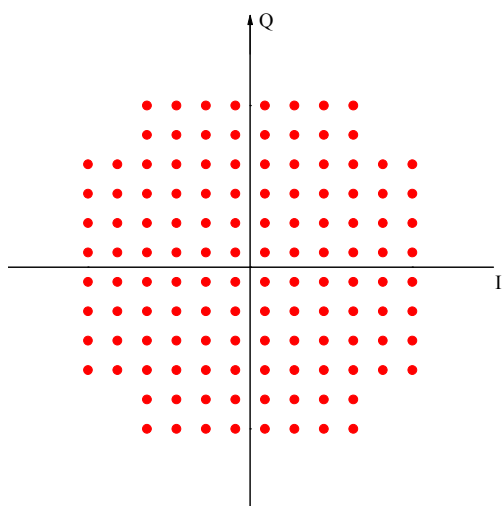
(d) IQ dijagram za 16QAM



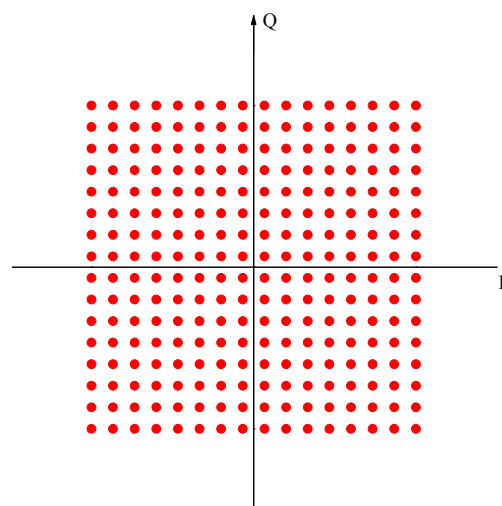
(e) IQ dijagram za 32QAM



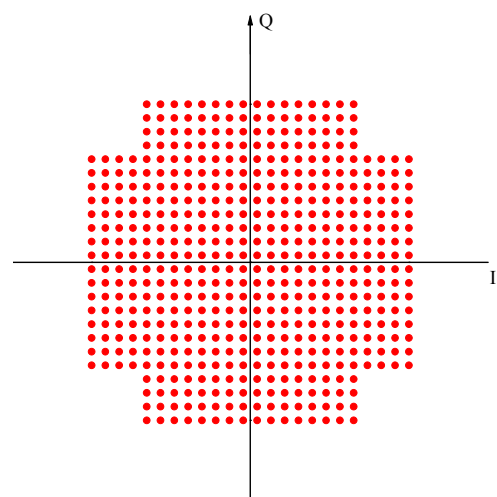
(f) IQ dijagram za 64QAM



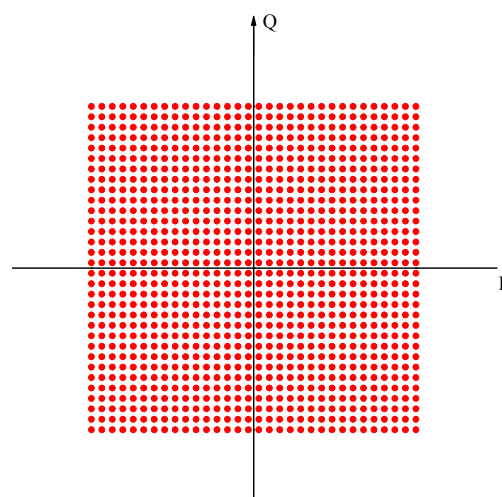
(g) IQ dijagram za 128QAM



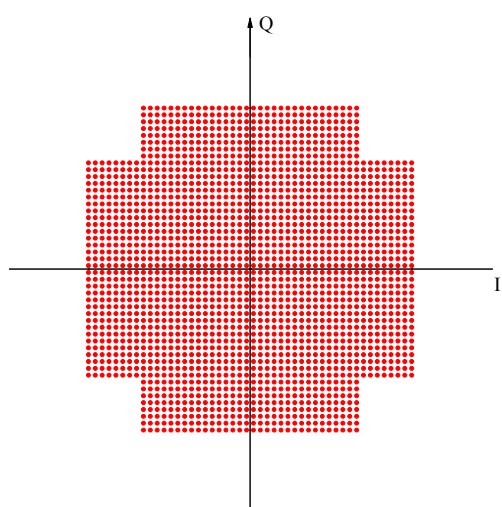
(h) IQ dijagram za 256QAM



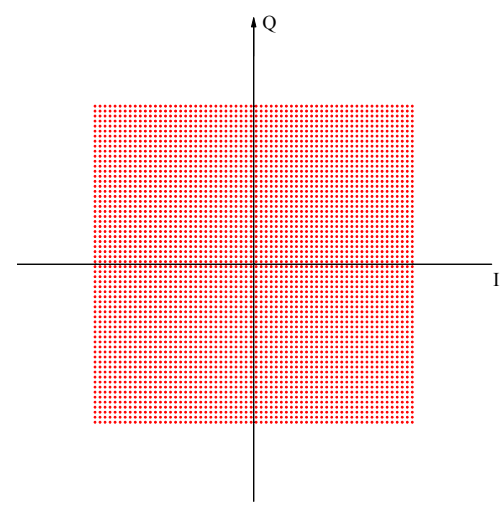
(i) IQ dijagram za 512QAM



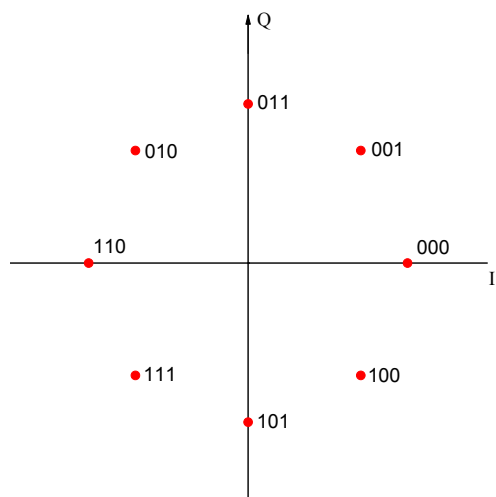
(j) IQ dijagram za 1024QAM



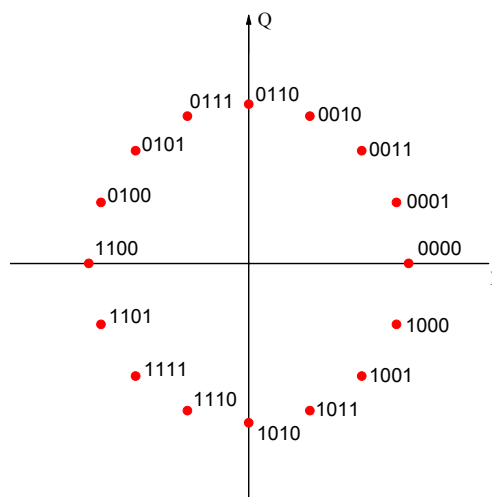
(k) IQ dijagram za 2048QAM



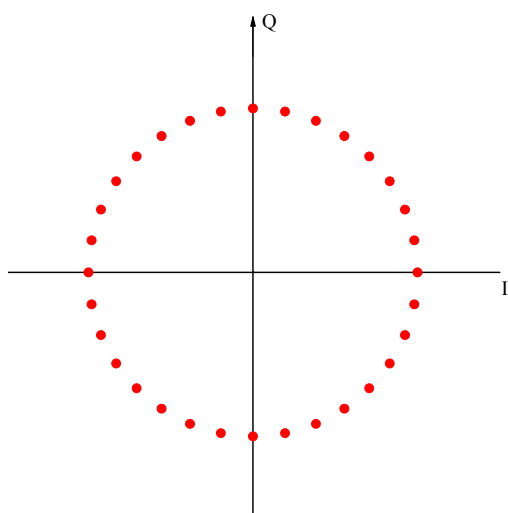
(l) IQ dijagram za 4096QAM



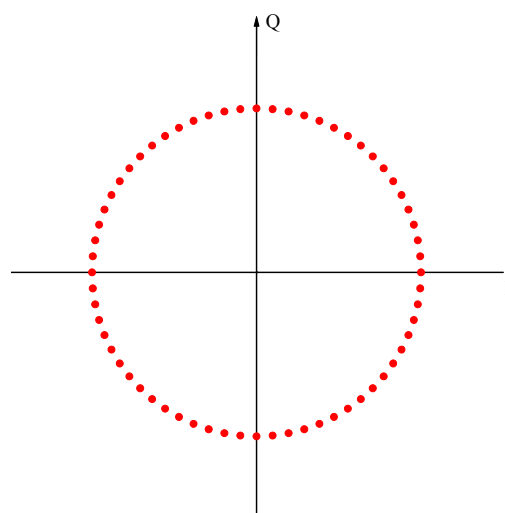
(m) IQ dijagram za 8PSK



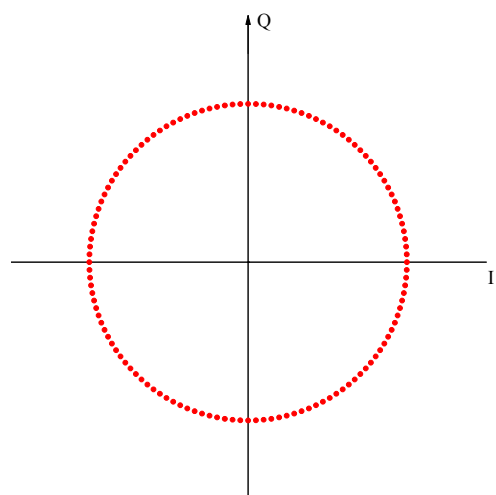
(n) IQ dijagram za 16PSK



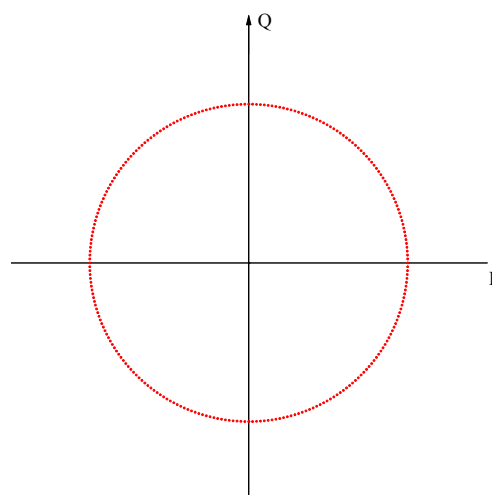
(o) IQ dijagram za 32PSK



(p) IQ dijagram za 64PSK



(q) IQ dijagram za 128PSK



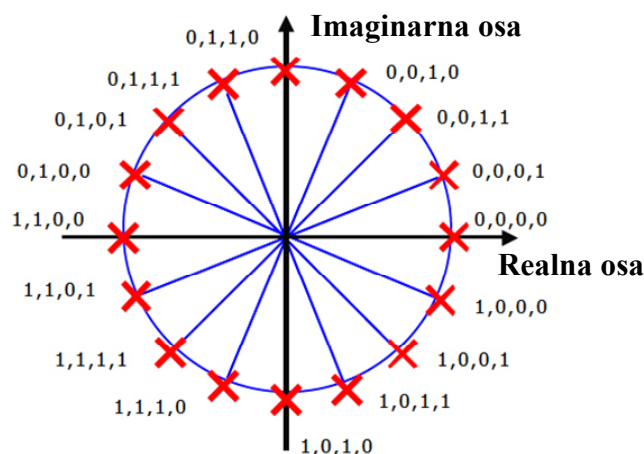
(r) IQ dijagram za 256PSK

Slika 5.1 IQ dijagrami za različite modulacione šeme

5.2.1 Gray-ovo kodiranje

Za svaku modulacionu šemu IQ dijagram prikazuje po jedan vektor za svaku reč podataka, odnosno za svaku kombinaciju. Gray-ov kod predstavlja metod kodiranja po kome se susedne tačke u konstelaciji razlikuju samo po vrednosti jednog bita. Ovaj način kodiranja pomaže u pokušaju da se minimizuje ukupan BER, jer umanjuje šansu da se pojavi više bitskih grešaka koje potiču od jedne simbolske greške. Na Slici 5.2 prikazan je primer Gray-ovog koda za 16-PSK modulacionu šemu.

Decimalni broj	Gray-ov kod	Decimalni broj	Gray-ov kod
0	0000	8	1100
1	0001	9	1101
2	0011	10	1111
3	0010	11	1110
4	0110	12	1010
5	0111	13	1011
6	0101	14	1001
7	0100	15	1000



Slika 5.2 IQ dijagram za 16PSK modulacionu šemu korišćenjem Gray-ovog kodiranja (susedne lokacije se razlikuju samo na poziciji jednog bita)

5.2.2 Digitalna fazna modulacija

Digitalna fazna modulacija predstavlja prenošenje vektora podataka iz IQ konstelacije sa apsolutnim faznim uglom. Npr. za BPSK preneti uglovi bi bili 0° ili 180° , tako da se na prijemu upoređuje preneti faza sa 0° ili 180° . Rotacija faze i promena amplitude, značajno narušava SER kod svih komunikacija. Ovaj problem se često rešava ekvalizacijom kanala, kako bi ublažili negativan uticaj kanala, pre demodulacije. Kod OFDM sistema, rotacija faze

i promena amplitude u kanalu, može se meriti pomoću pilot simbola ili pilot tonova, koji sadrže unapred poznati vektor podatka iz IQ konstelacije. U statičkim kanalima, gde nema pomeranja, odziv kanala je konstantan, tako da bi jedno merenje i korekcija bili dovoljni. Međutim, u većini primena bežični kanal nije statički. Frekvencijski selektivni fading izaziva kompletno pomeranje u spektru, približno jednom unutar jedne talasne dužine, što izaziva značajne promene u odzivu kanala. Podešavanje kanala zahteva kontinualno praćenje promena u kanalu, pa zato pilot simboli ili pilot tonovi moraju takođe kontinualno da se ubacuju u toku prenosa podataka. Veći broj pilot signala, podrazumeva i brže prilagođavanje promenama u kanalu, ali sa druge strane smanjuje brzinu prenosa korisničkih podataka.

5.2.3 Diferencijalna digitalna fazna modulacija

Drugi uobičajeni metod za modulaciju podnosioca kod OFDM-a je da se podaci šalju diferencijalno. Umesto da svaki simbol bude nezavisan jedan od drugog, informacija koja se prenosi predstavlja razliku između vektora simbola. *Differential Phase Shift Keying* (DPSK) predstavlja najčešće korišćeni metod za slanje diferencijalnih informacija. Umesto mapiranja podataka u apsolutni fazni ugao, kao što je to slučaj kod koherentne modulacije, DPSK mapira podatak u faznu razliku između simbola. Preneta faza odgovara kumulativnoj sumi faznih razlika. Npr. za diferencijalnu QPSK (DQPSK ili 4DPSK) svaki simbol prenosi 2 bita informacija, čemu odgovaraju 4 fazne razlike (diference). Slika 5.2(b) prikazuje IQ dijagram za koherentnu QPSK. DQPSK ima isti IQ dijagram, ali tako da svakoj kombinaciji podataka odgovara fazna razlika. Najočigledniji metod za preslikavanje kombinacije reči u faznu razliku je linearna mapa koja kombinacije binarnih reči preslikava u linearnu faznu razliku, kao što je prikazano u Tabeli 5.1. Kao primer, ako su podaci za prenos dati skupom $\{1,0 \ 1,1 \ 0,0 \ 0,1\}$ onda su diferencijalne faze date skupom $\{180^\circ, 270^\circ, 0^\circ, 90^\circ\}$, tako da ako je početna faza 0° onda su prenete faze date sledećim skupom:

$$\{180^\circ, 180^\circ + 270^\circ = 90^\circ, (90^\circ + 0^\circ) = 90^\circ, (90^\circ + 90^\circ) = 180^\circ\}$$

Tabela 5.1 Mapiranje faze za diferencijalnu QPSK modulaciju

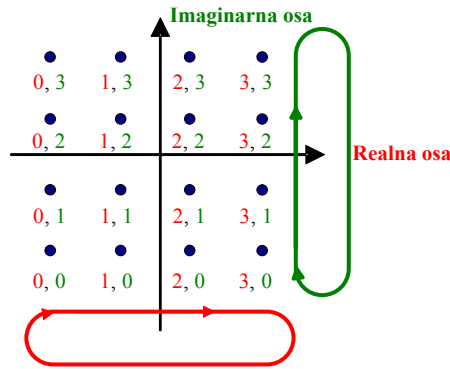
Reč podatka (Data Word)	Fazna razlika (linearno mapiranje)	Fazna razlika (Gray-ovo kodiranje)
0,0	0°	0°
0,1	90°	90°
1,0	180°	270°
1,1	270°	180°

U kanalu sa šumom dolazi do fazne greške koja se ogleda u tome da je primljena faza bliže sledećoj ili prethodnoj kombinaciji fazne razlike i detektuje se pogrešan simbol na prijemu. Broj pogrešno primljenih bitova zavisi od načina na koji se mapiraju reči podataka. Linearno mapiranje nije optimalno u opsegu od 270° do 0° , jer može dovesti do duple bitske greške i da se (1,1) detektuje kao (0,0). Korišćenjem Grey-ovog kodiranja, broj bitskih grešaka se može smanjiti jer se susedne fazne razlike razlikuju samo za jedan bit.

Glavna prednost diferencijalne modulacije se ogleda u mogućnosti da smanji uticaj rotacije faze u kanalu. Zbog toga nema potrebe za dodatnom ekvalizacijom kanala. Pored toga, podešavanje faze kanala se ažurira kod svakog simbola, tako da se obavlja veoma brzo. Zbog toga je diferencijalna modulacija veoma pogodna za mobilne komunikacije. Ipak, diferencijalna modulacija ima i određene nedostatke, koji se odnose na ograničenja u pogledu izbora modulacione šeme i potrebe za oko 3dB većeg SNR-a, u poređenju sa koherentnom modulacijom. Faza signala na izlazu modulatora odgovara faznoj razlici između sadašnjeg i prethodnog simbola, pa se kao rezultat toga javlja dvostruko veća vrednost šuma (narušava performanse za 3dB) u poređenju sa fazom šuma kod jednog simbola, što je slučaj kod koherentne modulacije.

5.2.4 Diferencijalna QAM

Diferencijalno mapiranje se, uz određena ograničenja, može primeniti i na QAM modulaciju. Da bi diferencijalna modulacija funkcionisala, mapiranje podataka u modulacioni domen mora biti u određenim granicama. Npr. sa diferencijalnom PSK modulacijom, faza koja treba da se prenese se nalazi mapiranjem svake reči podataka u fazu iz opsega 0 do 2π , a zatim se vrši integracija od simbola do simbola. Vrednost faze se ciklično ponavlja i kreće se uvek u granicama od 0 do 2π . Prijemnik dekodira fazu uzimanjem vrednosti fazne razlike između dva simbola. Da bi se postigao ovaj način mapiranja korišćenjem QAM modulacione šeme, ulazni tok (*stream*) podataka može biti podeljen na dva toka podataka sa $N/2$ bitova po simbolu, gde je N ulazni broj bitova po simbolu. U tom slučaju, broj bitova po simbolu mora imati određenu vrednost i moguće je samo za kvadratno QAM mapiranje, kao što su 16QAM, 64QAM, i sl. Jedna polovina toka podataka od $N/2$ bitova se mapira na realnoj (I) osi, dok se druga polovina mapira na imaginarnoj (Q) osi, da bi se formirao vektor koji će biti prenet. Zbog toga što je signal diferencijalno modulisan, svaka osa je integrisana po modulu, od simbola do simbola. Na Slici 5.3 prikazan je primer diferencijalne QAM modulacije.



Slika 5.3 IQ mapiranje za diferencijalnu 16QAM modulaciju

Svaki broj predstavlja dva bita (0-3) tako da svaki par sadrži četiri bita

Ako posmatramo samo jednu osu, i ako bi podaci za prenos bili $\{1,2,0,3,1\}$ i ako za početnu referencu uzmemo vrednost 0, onda se diferencijalno kodirani signal može naći računanjem kumulativne sume reči podataka $\{1,3,3,6,7\}$, a zatim nalaženja modula i svođenjem na opseg od 0 do 3. Za navedeni primer rezultat opisane operacije je $\{1,3,3,2,3\}$. Prijemnik dekodira primljeni signal, računajući razliku koja iznosi $\{1,2,0,-1,1\}$, imajući u vidu da je za početnu referentnu vrednost uzeta 0. Svođenjem skupa razlika na opseg od 0 do 3 dobija se $\{1,2,0,3,1\}$.

5.2.5 Poređenje performansi OFDM sistema u zavisnosti od primenjene modulacione šeme

Efekat AWGN na OFDM je prikazan na Slici 5.4, za veliki opseg modulacionih šema [61]. IQ dijagrami su prikazani na Slici 5.1. Modulacione šeme manje gustine mapiranja su korišćene za kasnija istraživanja. U skladu sa prethodnim razmatranjima, prikazane modulacione šeme su podeljene u četiri kategorije: koherentna QAM, koherentna PSK, diferencijalna QAM i diferencijalna PSK.

Rezultati pokazuju performanse OFDM sistema (BER) u zavisnosti od odnosa energije po bitu i energije šuma (E_b/N_0). Oni zapravo predstavljaju meru energetske efikasnosti modulacione šeme. Ako je potreban viši odnos E_b/N_0 za prenos podataka, za datu modulacionu šemu, to znači da je potrebno više energije za prenos svakog bita pojedinačno. Modulacione šeme čija je spektralna efikasnost manja, kao što su BPSK ili QPSK, zahtevaju niži odnos E_b/N_0 , pa stoga imaju i veću energetska efikasnost. U sistemima limitirane snage i bez ograničenja u propusnom opsegu, maksimalne brzine podataka se mogu postići korišćenjem BPSK ili QPSK modulacionih šema. Međutim, u mnogim primenama postoje

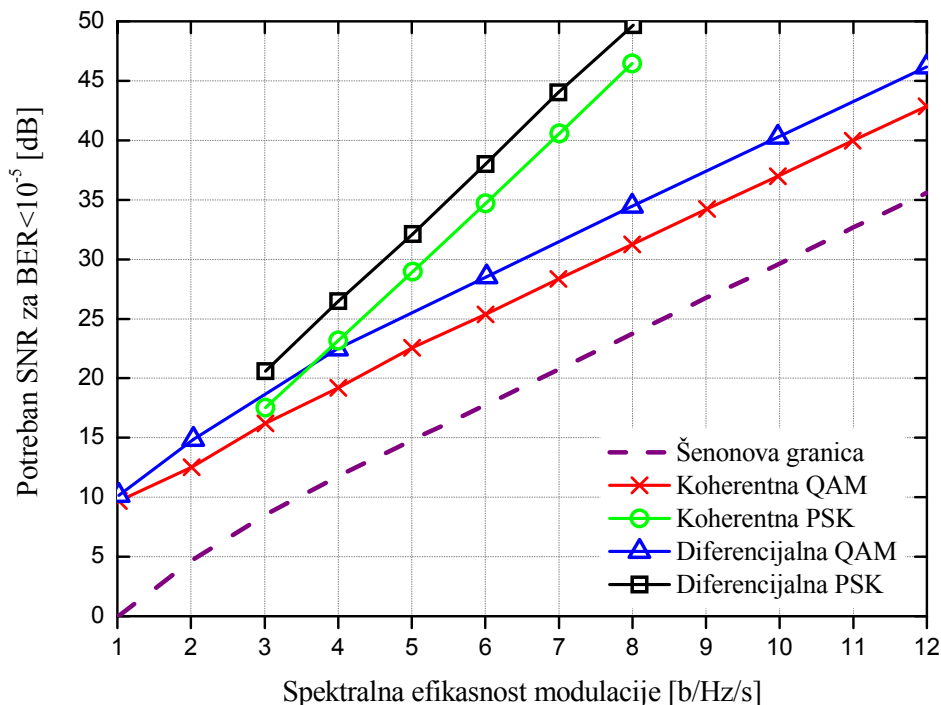
ograničenja u širini propusnog opsega, pa se brzina podataka povećava korišćenjem modulacionih šema veće spektralne efikasnosti, kao što je 256QAM.

Sa Sl. 5.4 se može lako izračunati i vrednost verovatnoće greške po simbolu (SER). SNR za svaku modulacionu šemu zavisi od broja bitova po simbolu, tako da snaga simbola odgovara energiji po bitu pomnoženu sa brojem bitova po simbolu. U logaritamskoj razmeri, SNR za dati odnos E_b / N_0 se može sračunati sledećom relacijom:

$$SNR = 10 \log_{10}(N_b) + E_b / N_0 [dB] \quad (5.3)$$

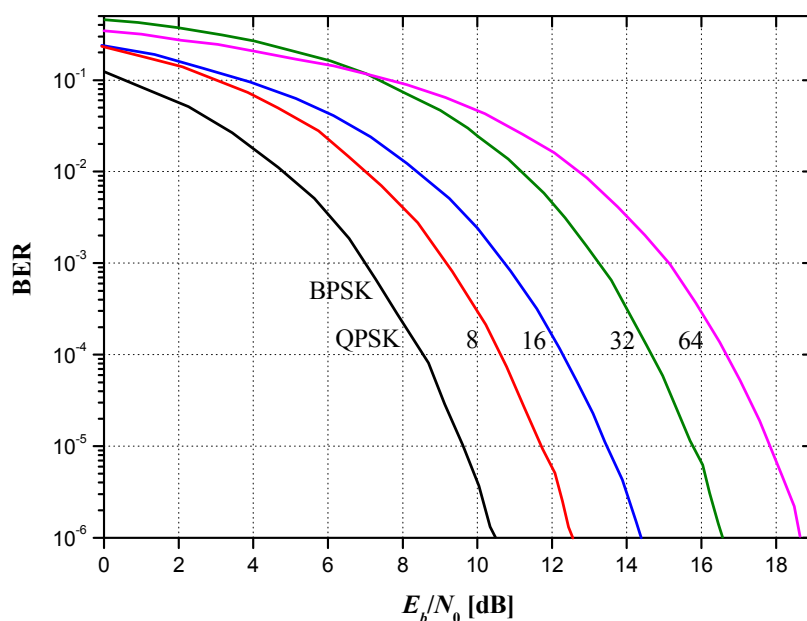
gde je SNR dato u dB, N_b predstavlja broj bitova po simbolu za datu modulacionu šemu i $E_b / N_0 [dB]$ predstavlja odnos energije bita i spektralne gustine snage šuma, u decibelima. Npr. za 256PSK broj bitova po simbolu iznosi 8, pa je stoga $SNR = 10 \log_{10}(8) + E_b / N_0 [dB]$, pa bi se za $E_b / N_0 = 40dB$, dobilo da SNR iznosi 49dB.

Na Slici 5.4 prikazano je poređenje modulacionih šema, na osnovu potrebne vrednosti SNR -a za fiksiranu vrednost BER-a 1×10^{-5} . Koherentna QAM pokazuje najbolje osobine odnosno zahteva najmanju vrednost SNR -a, dok diferencijalna PSK pokazuje najslabije osobine. Takođe je pokazana i Šenonova granica, koja predstavlja najmanju moguću vrednost SNR -a koja je potrebna da se postigne željena verovatnoća greške.



Slika 5.4 Uporedni prikaz modulacionih šema na osnovu potrebne vrednosti SNR -a za $BER = 1 \times 10^{-5}$

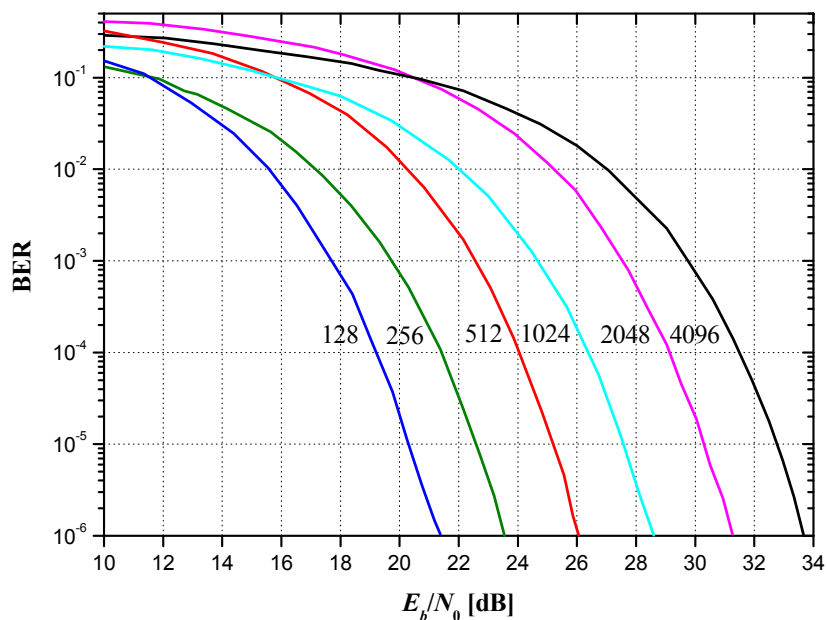
Koherentna QAM modulacija



(a) BPSK, 8QAM, 16QAM, 32QAM, 64QAM

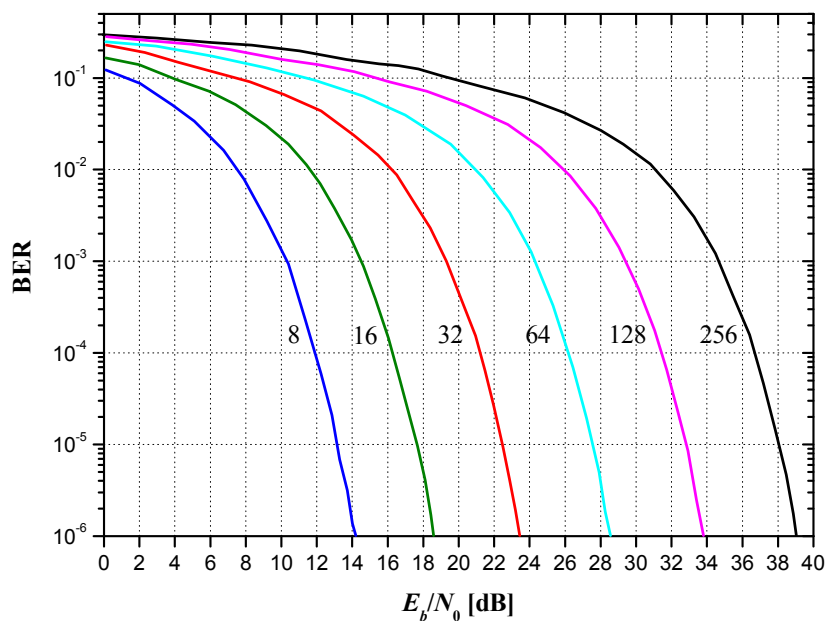
BPSK i QPSK imaju iste performanse

Koherentna QAM modulacija



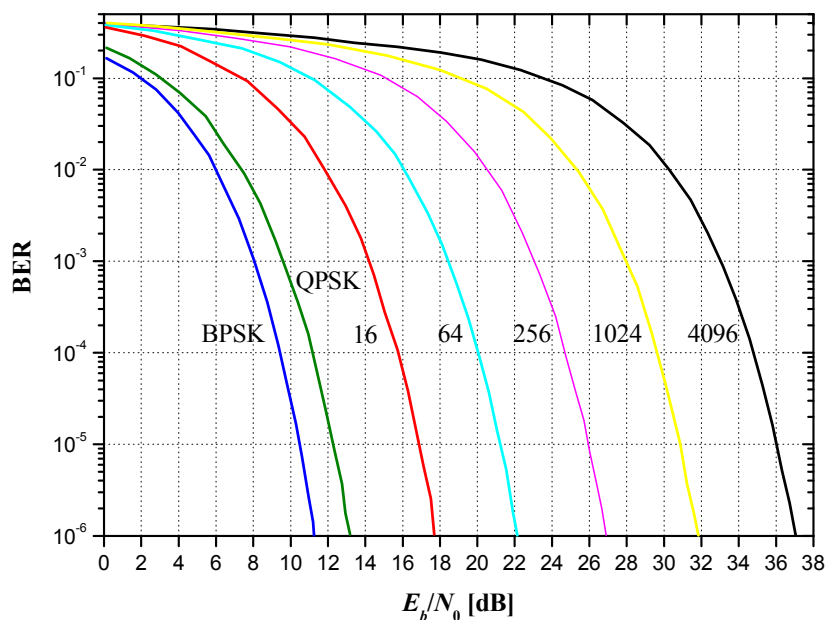
(b) 128QAM, 256QAM, 512QAM, 1024QAM, 2048QAM, 4096QAM

Koherentna PSK modulacija



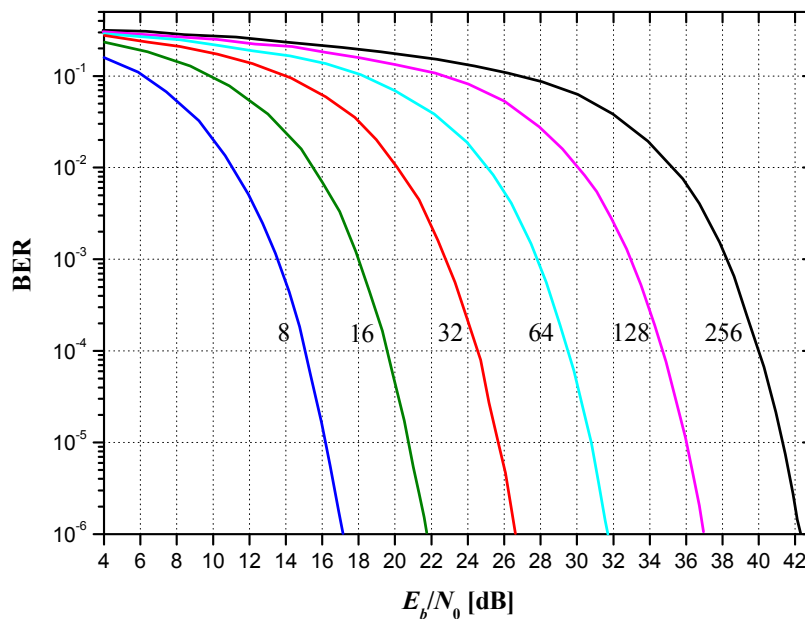
(c) 8PSK, 16PSK, 32PSK, 64PSK, 128PSK, 256PSK

Diferencijalna QAM modulacija



(d) D-BPSK, D-QPSK, D-16QAM, D-64QAM, D-256QAM, D-1024QAM, D-4096QAM

Diferencijalna PSK modulacija



(e) D-8PSK, D-16PSK, D-32PSK, D-64PSK, D-128PSK, D-256PSK

Slika 5.4 Verovatnoća greške po bitu (BER)

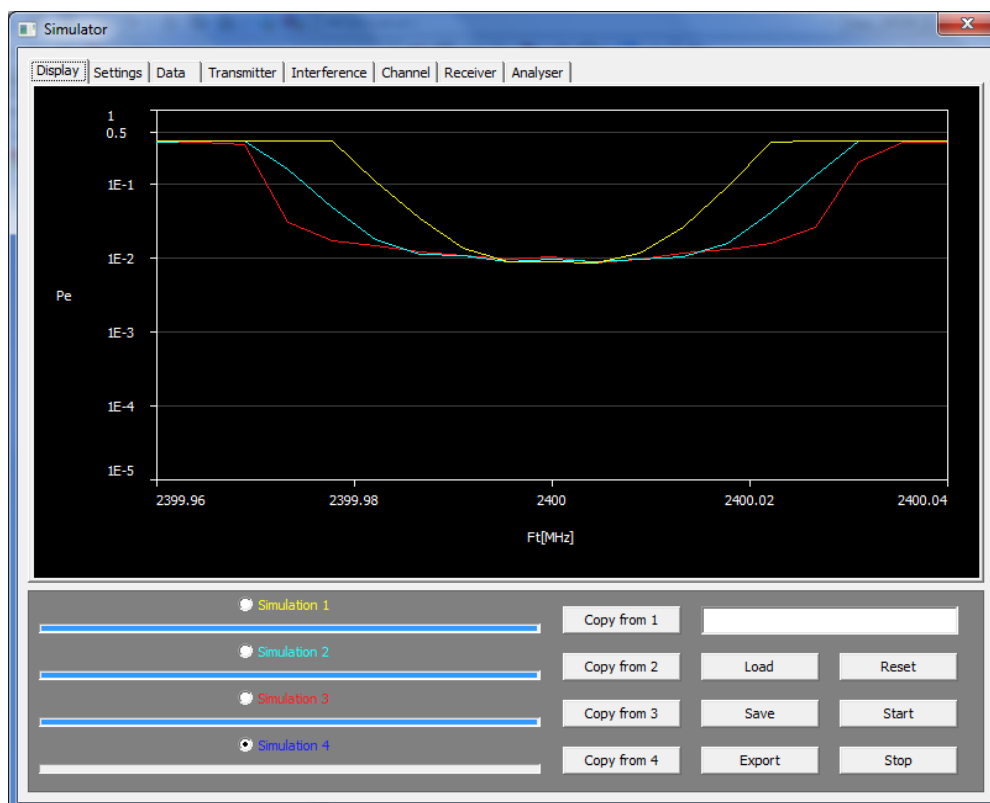
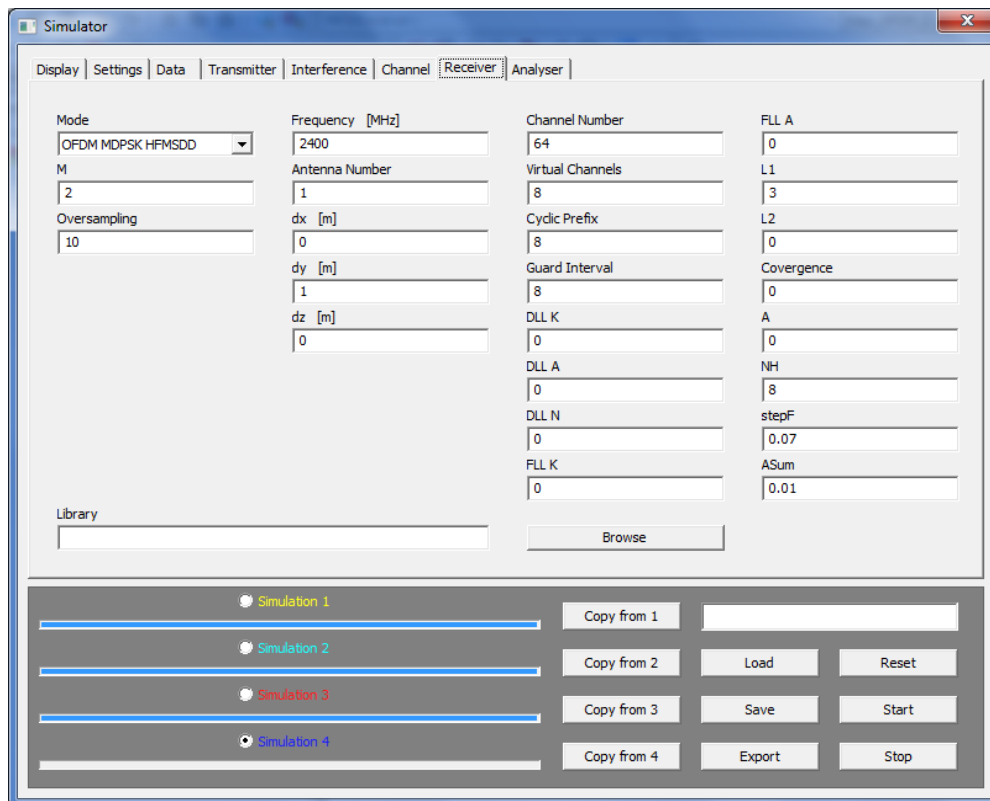
u zavisnosti od odnosa energije bita i energije šuma (E_b/N_0) u dB

Napomena: Broj koji je napisan pored svake linije odgovara modulacionom nivou.

5.3 Model OFDM prijemnika korišćenog u analizama

Savremene telekomunikacije se zasnivaju na primeni znanja iz digitalnog procesiranja signala i rada sa hardverskim platformama uz korišćenje odgovarajućeg programskog jezika. Kao početak istraživanja u ovoj oblasti, razvijeno je sopstveno modularno simulaciono okruženje, koje je prikazano na Slici 5.5.

Korišćenjem grafičkog interfejsa omogućava se interakcija korisnika sa simulacionim softverom. Putem grafičkog interfejsa podešavaju se parametri simulacije (*Settings*), predajnika (*Transmitter*), interferencije (*Interference*), kanala (*Channel*), prijemnika (*Receiver*) i analizatora greške (*Analyser*). Promenom velikog broja parametara OFDM prijemnika i predajnika, ali i uslova u kanalu (feding, ofset, interferencija,...) analizirane su performanse OFDM sistema u uslovima koji odgovaraju realnim uslovima u bežičnom kanalu. Omogućena je da se paralelno izvršava do četiri simulacije, što značajno olakšava postupak analize različitih prijemnika.



Slika 5.5 Izgled ekrana simulacionog okruženja pomoću koga su vršene analize performansi OFDM sistema

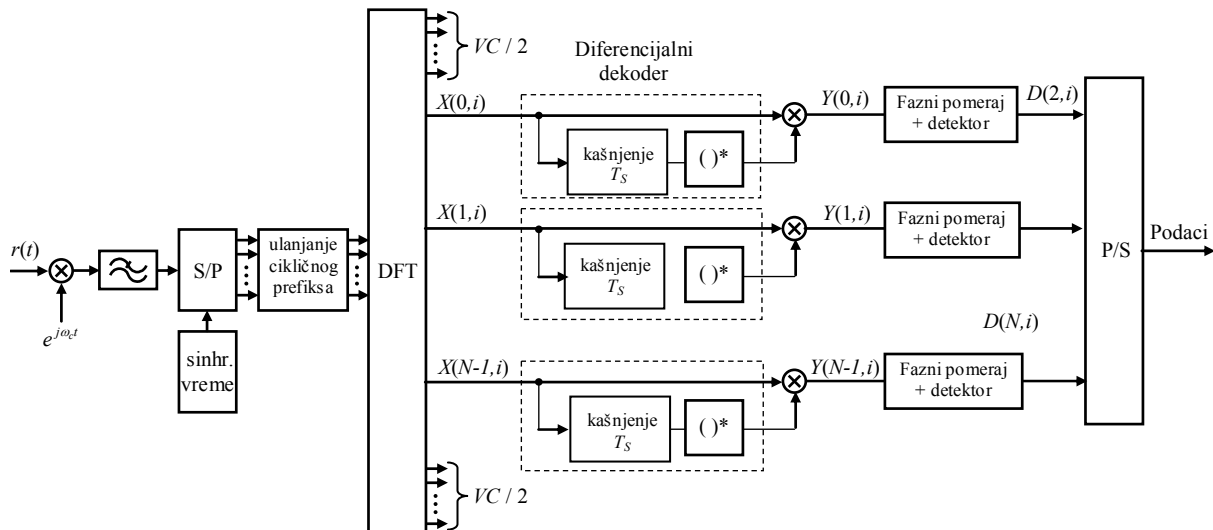
Analize u okviru disertacije biće prikazane u digitalnom kompleksnom domenu, pa i -ti odmerak OFDM simbola generisanog inverznom Furijeovom transformacijom može da se napiše kao:

$$s(i) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} A_n(k) e^{j2\pi \frac{ni}{N}}, 0 \leq i \leq N-1 \quad (5.4)$$

gde je $A_n(k)$ vrednost amplitude n -tog podnosioca u k -tom OFDM frejmu, predstavljenog sledećom jednačinom:

$$A_n(k) = A_n(k-1) e^{j2\pi \frac{d_n(k)}{M}} \quad (5.5)$$

gde $d_n(k) \in \{0, 1, \dots, (M-1)\}$ simbol koji se prenosi n -tim OFDM kanalom u k -tom OFDM frejmu. M je broj modulacionih nivoa u MDPSK modulaciji. Podaci se konvertuju u serijsku sekvencu i nakon dodavanja cikličnog prefiksa (CP) šalju kanalom.



Slika 5.6 Model OFDM/MDPSK prijmnika korišćenog za analizu

Na Slici 5.6 je prikazan polazni model OFDM prijmnika sa diferencijalnom detekcijom na prijemu koji je korišćen za simulacije. Nakon konverzije opsega na dole i filtriranja vrši se odmeravanje signala periodom $T_f = T_{GI} + T_s + T_{CP}$, gde je T_{GI} trajanje zaštitnog (*guard*) intervala, T_{CP} je trajanje cikličnog prefiksa, T_s je vreme trajanja simbola. N predstavlja broj OFDM kanala koji se koristi za prenos podataka, N_{VC} predstavlja broj virtuelnih kanala. Virtuelni kanali služe za dodavanje pilot tonova i signala za sinhronizaciju, ali u okviru disertacije neće biti korišćeni odnosno biće prazni, bez bilo koje informacije. To znači da, pod uslovom da se virtuelni kanali koriste za prenos korisne informacije, svi predloženi prijmnici imaju veću spektralnu efikasnost. S/P predstavlja serijsko/paralelni

konvertor koji zahteva vremensku sinhronizaciju. Nakon uklanjanja cikličnog prefiksa, primenjuje se Furijeova transformacija.

Ako pretpostavimo korektnu vremensku sinhronizaciju i sinhronizaciju frejma primljeni signal u n -tom OFDM kanalu, nakon uklanjanja cikličnog prefiksa, može da se napiše kao:

$$X_n(k) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{i=kN}^{k(N+1)-1} r(i) e^{-j2\pi \frac{ni}{N}}, 0 \leq n \leq N-1 \quad (5.6)$$

gde je $r(i) = s(i) + n(i)$, dok $n(i)$ predstavlja Additive White Gaussian Noise (AWGN) sa gustinom spektralne snage $N_0 / 2$.

5.4 Uticaj fedinga

Feding ima veliki uticaj na kvalitet primljenog signala kod OFDM sistema kao što je to slučaj i kod ostalih bežičnih sistema za komunikaciju. Feding ima dvostruko dejstvo i u vremenskom i u frekvencijskom domenu. Vremenska disperzija nastaje zbog komponenata koje se prostiru prenosnim putanjama različitih dužina i stoga stižu na prijemnu antenu u različitim vremenskim trenucima. Vremenska disperzija izaziva intersimbolsku interferenciju. Vremenske promene kanala zbog pokretljivosti se mogu okarakterisati Doplerovim efektom širenja u frekvencijskom domenu.

Poznavanje efekata fedinga je vrlo važno kako bi se došlo do rešenja za projektovanje prijemnika koji ima dobre performanse u uslovima fedinga. Izvršena je analiza performansi OFDM sistema sa MDSPK modulacijom (BDPSK, 4DPSK i 8DPSK) u kanalu sa Rejljevom i Rajsovim fedingom. Rejljev i Rajsov model, najviše odgovaraju uslovima u kojima se primenjuju OFDM sistemi, pa je to razlog njihove analize.

Feding je modelovan na osnovu teorije likova, uz pretpostavku da se likovi ne kreću u prostoru. Svi likovi imaju jednaku amplitudu, dok se prijemnik kreće u prostoru brzinom v . Kod Rejljevog fedinga prisutna je samo reflektovana komponenta fedinga, dok je kod Rajsovog prisutna i direktna komponenta sa konstantom $K = 10\text{dB}$, gde je K dato sa:

$$K = 10 \log \frac{S^2}{\sum_{i=1}^{N_L} A_i^2}, \quad (5.7)$$

gde S predstavlja amplitudu signala direktne komponente, dok A_i predstavlja amplitudu i -tog signala koji dolaze iz pravca odgovarajućeg i -tog lika, N_L je broj likova i u simulacijama ima vrednost $N_L = 10$.

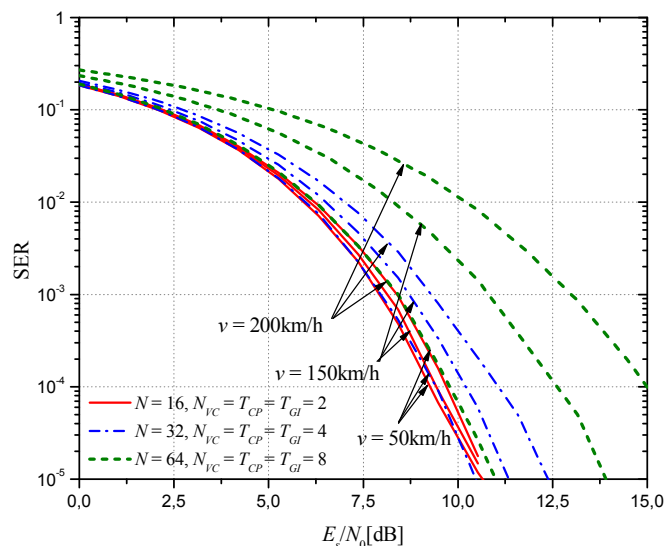
Sve analize su urađene na frekvenciji 800MHz Monte - Carlo simulacijama, sa 10 miliona simulacionih tačaka. Simulirani su slučajevi za tri različite diferencijalne PSK modulacije (BDPSK, 4DPSK i 8DPSK) i različiti broj OFDM kanala za prenos podataka kako bi se što bolje upoznali sa uticajem fedinga na OFDM prenos [62].

Na Slici 5.7 prikazana je zavisnost verovatnoće greške po simbolu (SER) OFDM sistema od odnosa energije po bitu i spektralne gustine snage šuma (E_b/N_0) za kanal sa Rejljevim fedingom, za BDPSK modulaciju. Analiza je urađena za tri različite brzine kretanja prijemnika, kao i za različiti broj kanala OFDM sistema. Sa slike se može uočiti da kada je broj kanala i nivo modulacije mali, može se postići dobar kvalitet prenosa, u prisustvu fedinga i pri velikim brzinama kretanja prijemnika. Za isti modulacioni nivo, povećanje brzine ima znatno veći uticaj na pogoršanje performansi OFDM sistema kada se koristi veći broj OFDM kanala za prenos, kao što je to u drugom ($N=32$, $N_{VC}=4$, $T_{CP} = T_{GI} = 4T_c$) i trećem ($N=64$, $N_{VC}=8$, $T_{CP} = T_{GI} = 8T_c$) simuliranom slučaju.

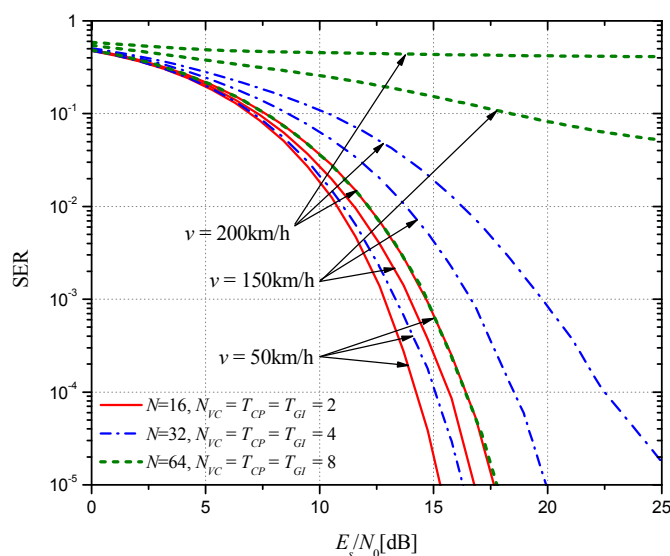
Na Slikama 5.8 i 5.9 prikazana je zavisnost performansi OFDM sistema u kanalu sa Rejljevim fedingom za 4DPSK i 8DPSK, respektivno. Pri tome su broj kanala i brzina uzeti za parametre. Krive imaju isti karakter kao i krive na Slici 5.7. Kod velikog broja kanala dolazi do pada performansi i prestanka rada sistema. Sa Slike 5.8 se može uočiti da za 4DPSK sistem prestaje da radi pri brzinama od $v = 150\text{km/h}$ i $v = 200\text{km/h}$ samo za najveći broj kanala, odnosno za treći simulirani slučaj. Pri istim brzinama, za 8DPSK modulaciju, sa Slike 5.8 se može uočiti da i za manji broj kanala ($N = 32$) dolazi do prestanka rada sistema.

Na osnovu Slika 5.7 - 5.9 se može zaključiti da, u uslovima fedinga, povećanje modulacionog nivoa znatno utiče na narušavanje kvaliteta prenosa kod OFDM sistema. Takođe, značajan uticaj imaju i broj kanala kao i brzina prijemnika u kanalu sa fedingom. Sa povećanjem broja kanala, kao i brzine kretanja prijemnika, sistem postaje osetljiviji na feding u kanalu.

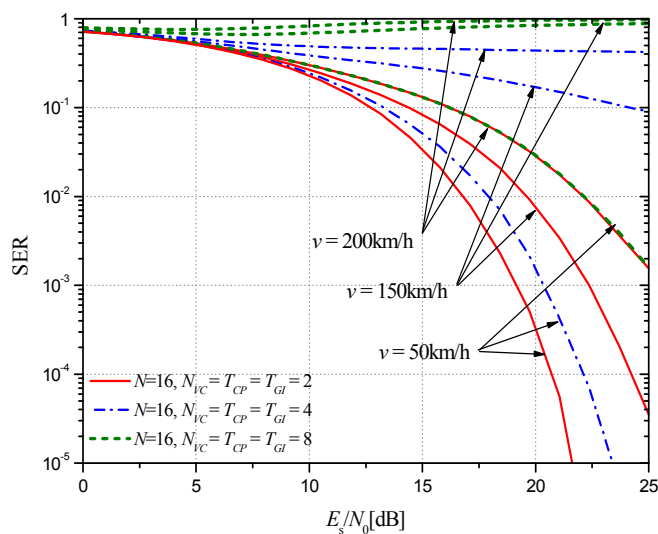
Na Slikama 5.10, - 5.12 prikazana je zavisnost performansi OFDM sistema u kanalu sa Rajsovim fedingom za tri simulirana slučaja kao i tri vrednosti modulacionog nivoa $M = 2$, $M = 4$ i $M = 8$. Krive imaju slični karakter kao i u kanalu sa Rejljevim fedingom, dok se granice prestanka rada sistema razlikuju, pre svega zbog postojanja direktne komponente kod ovog modela fedinga.



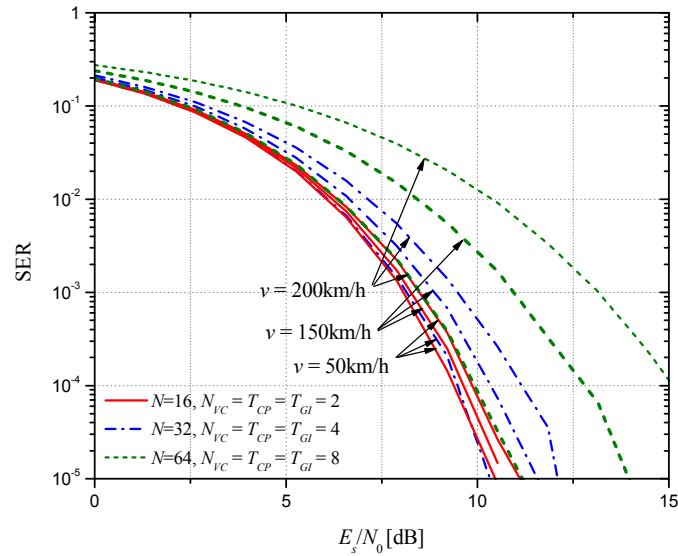
Slika 5.7 Verovatnoća greške po simbolu u zavisnosti od E_b/N_0 , za BDPSK i Rejljev feding



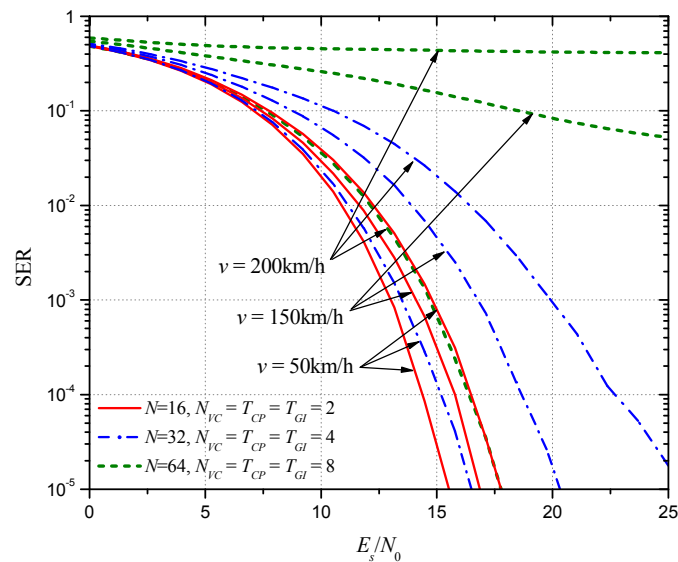
Slika 5.8 Verovatnoća greške po simbolu u zavisnosti od E_b/N_0 , za 4DPSK i Rejljev feding



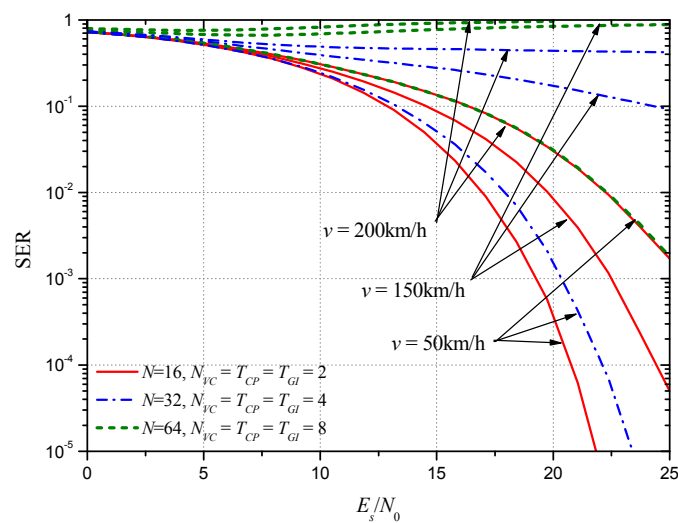
Slika 5.9 Verovatnoća greške po simbolu u zavisnosti od E_b/N_0 , za 8DPSK i Rejljev feding



Slika 5.10 Verovatnoća greške po simbolu u zavisnosti od E_b/N_0 , za BDPSK i Rajsov feding



Slika 5.11 Verovatnoća greške po simbolu u zavisnosti od E_b/N_0 , za 4DPSK i Rajsov feding



Slika 5.12 Verovatnoća greške po simbolu u zavisnosti od E_b/N_0 , za 8DPSK i Rajsov feding

5.5 Uticaj frekvencijskog ofseta

Glavni nedostatak OFDM sistema je osetljivost na frekvencijski ofset, koji nastaje kao posledica Doplerovog pomeraja. Frekvencijski ofset narušava ortogonalnost među podnosiocima i stvara interferencu među njima poznatiju kao interferenca među podnosiocima (*Inter-Carrier Interference* - ICI). Stoga, frekvencijski ofset predstavlja glavni faktor, koji ograničava smanjenje širine OFDM podnosioca i povećanje brzine prenosa. Cilj doktorske disertacije je da se projektuju prijemnici koji pokazuju dobre performanse u prisustvu značajnog frekvencijskog ofseta. Kako bi to bilo moguće, neophodno je detaljno se upoznati sa uticajem frekvencijskog ofseta na performanse sistema.

Simulacioni rezultati su dobijeni pomoću razvijenog simulacionog okruženja na frekvenciji 2.4 GHz, bez zaštitnog kodovanja. Pri tom je korišćen OFDM prijemnik sa diferencijalnom detekcijom signala prikazan na Slici 5.6. Simulirani su i prikazani rezultati za tri različita slučaja [63], [64]. Prvi slučaj za OFDM sistem sa parametrima $N=16$, $N_{VC}=2$, $T_{CP} = T_{GI} = 2T_c$, drugi sa parametrima $N=32$, $N_{VC}=4$, $T_{CP} = T_{GI} = 4T_c$ i treći gde je $N=64$, $N_{VC}=8$, $T_{CP} = T_{GI} = 8T_c$, u skladu sa prethodno uvedenom notacijom. Korišćena je MDPSK modulacija u svakom kanalu kako bi se analizirao uticaj modulacionog nivoa na performanse OFDM prijemnika u uslovima frekvencijskog ofseta.

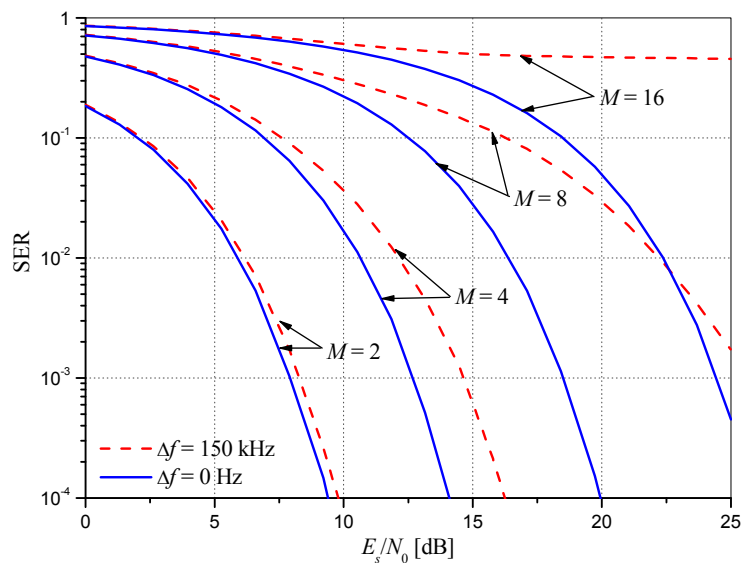
Slike 5.13 – 5.15 prikazuju performanse OFDM prijemnika (*SER*) u funkciji od odnosa energije po simbolu i spektralne gustine snage šuma (E_s/N_0), za različite vrednosti modulacionih nivoa, u prisustvu frekvencijskog ofseta, vrednosti $\Delta f=150$ kHz (isprekidana linija) i u idealnom slučaju bez frekvencijskog ofseta (puna linija). Rezultati su dobijeni bez estimacije i korekcije frekvencijskog ofseta.

Slika 5.13 prikazuje performanse OFDM sistema, za prvi simulirani slučaj ($N=16$, $N_{VC}=2$, $T_{CP} = T_{GI} = 2T_c$) u zavisnosti od odnosa E_b/N_0 . Na Slici 5.13 se može videti kako performanse sistema zavise od modulacionog nivoa (M), odnosno kako opadaju sa povećanjem modulacionog nivoa. Takođe, razlika između performansi u prisustvu frekvencijskog ofseta i performansi bez frekvencijskog ofseta raste sa povećanjem parametra M , što znači da *SER* još brže opada sa povećanjem M , kada je prisutan frekvencijski ofset. Slično, Slike 5.14 i 5.15 prikazuju performanse OFDM sistema, za drugi ($N=32$, $N_{VC}=4$, $T_{CP} = T_{GI} = 4T_c$) i treći simulirani slučaj ($N=64$, $N_{VC}=8$, $T_{CP} = T_{GI} = 8T_c$), u zavisnosti od E_b/N_0 sa M kao parametrom, respektivno.

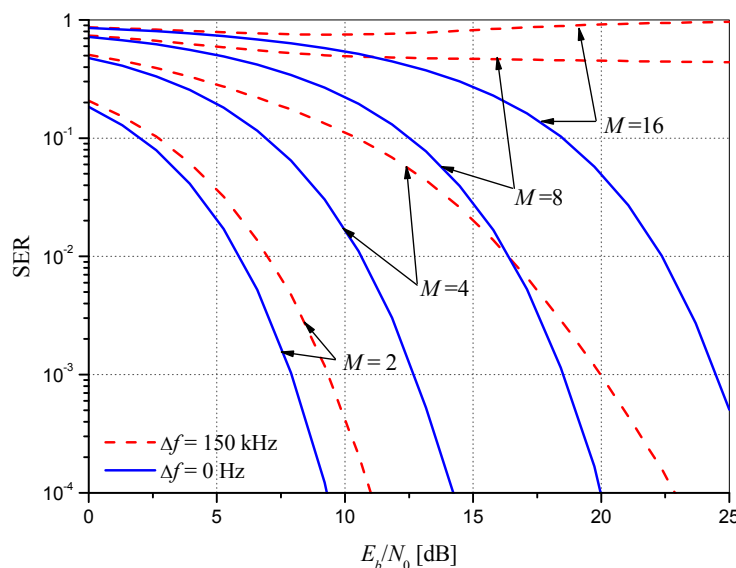
Sa Slika 5.13 - 5.15 se može zaključiti da frekvencijski ofset pogoršava performanse sistema u odnosu na idealno sinhronizovani sistem, što je očekivano. Performanse opadaju sa

povećanjem modulacionog nivoa diferencijalne PSK modulacije i broja OFDM podnosilaca, što je u skladu sa prirodom OFDM prenosa. Za velike vrednosti broja podnosilaca ili modulacionog nivoa, sistem prestaje da radi, što navodi na potrebu estimacije i korekcije frekvencijskog ofseta, kako bi se postigle velike brzine prenosa i iskoristio potencijal OFDM prenosa.

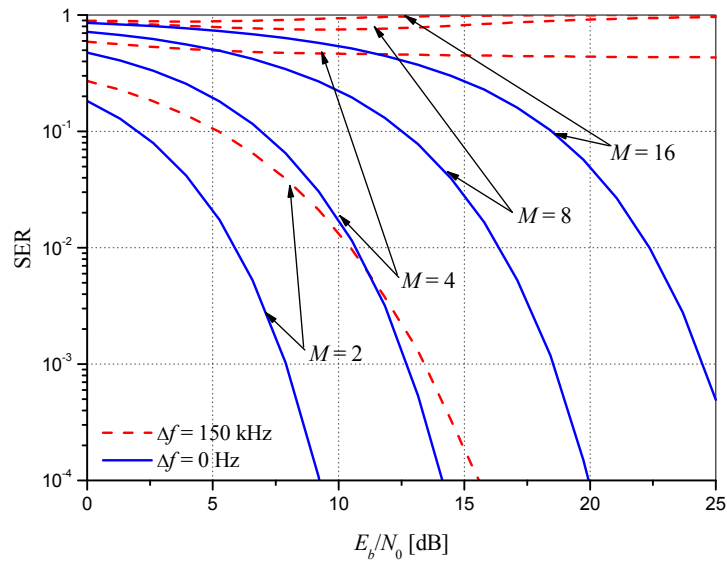
Slika 5.16 prikazuje zavisnost performansi OFDM sistema (SER) od frekvencijskog ofseta Δf , za prvi simulirani slučaj ($N=16$, $N_{VC}=2$, $T_{CP}=T_{GI}=2T_c$) i M kao parametrom. Za manje vrednosti parametra M , frekvencijski opseg u kome se može postići zadovoljavajući kvalitet prenosa je širi. Sa povećanjem parametra M , uticaj frekvencijskog ofseta na kvalitet prenosa takođe raste.



Slika 5.13 SER u zavisnosti od E_b/N_0 , $N=16$, $N_{VC}=2$, $T_{CP}=T_{GI}=2T_c$



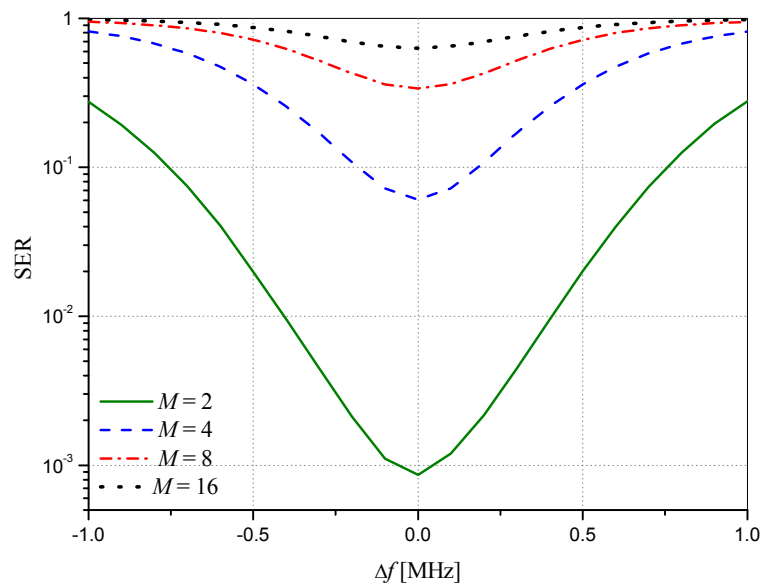
Slika 5.14 SER u zavisnosti od E_b/N_0 , $N=32$, $N_{VC}=4$, $T_{CP}=T_{GI}=4T_c$



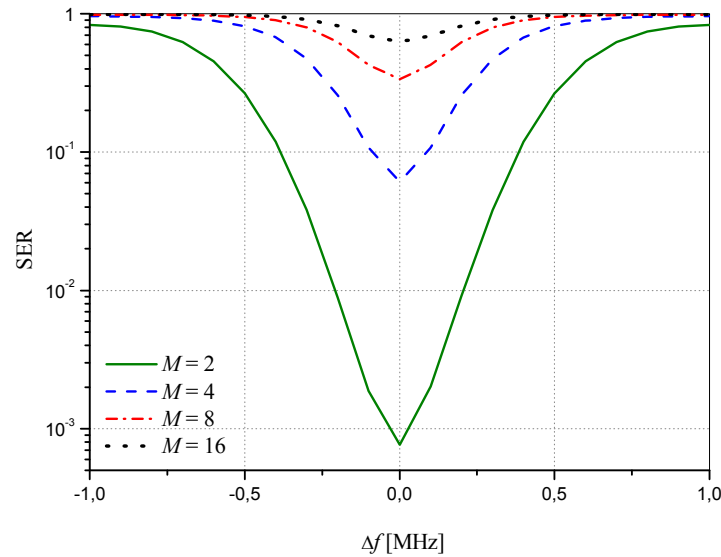
Slika 5.15 SER u zavisnosti od E_b/N_0 , $N=64$, $N_{VC}=8$, $T_{CP} = T_{GI} = 8T_c$

Na Slikama 5.17 i 5.18 prikazana je zavisnost SER od frekvencijskog ofseta za drugi ($N=32$, $N_{VC}=4$, $T_{CP} = T_{GI} = 4T_c$) i treći simulirani slučaj ($N=64$, $N_{VC}=8$, $T_{CP} = T_{GI} = 8T_c$), respektivno. Uticaj parametra M je isti kao i na Slici 5.16

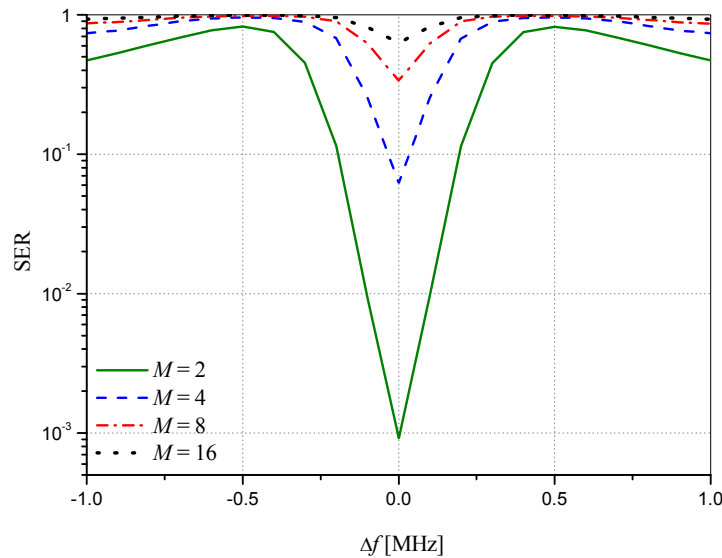
Parametar E_b/N_0 za Slike 5.16 do 5.18 iznosi 8dB, pa je to razlog što su, za više modulacione nivoe, slabije performanse (krive se nalaze jedna iznad druge). Može se doći do istog zaključka kao i na osnovu prethodnih slika da performanse opadaju sa povećanjem modulacionog nivoa diferencijalne PSK modulacije i broja OFDM podnosilaca, pa je estimacija i korekcija frekvencijskog ofseta neophodna.



Slika 5.16 SER u zavisnosti od frekvencijskog ofseta Δf , $N=16$, $N_{VC}=2$, $T_{CP} = T_{GI} = 2T_c$



Slika 5.17 SER u zavisnosti od frekvencijskog ofseta Δf , $N=32$, $N_{VC}=4$, $T_{CP} = T_{GI} = 4T_c$



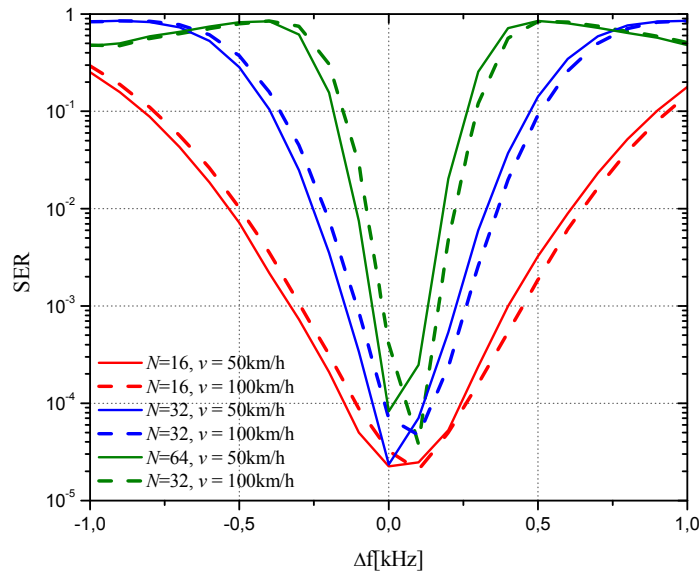
Slika 5.18 SER u zavisnosti od frekvencijskog ofseta Δf , $N=64$, $N_{VC}=8$, $T_{CP} = T_{GI} = 8T_c$

Na Slici 5.19 prikazana je zavisnost performansi OFDM sistema u kanalu sa Rejljevom fadingom od frekvencijskog ofseta za različiti broj kanala i dve različite brzine kretanja prijemnika ($v = 50\text{km/h}$ i $v = 100\text{km/h}$), za BDPSK modulaciju. Može se uočiti da sa povećanjem broja kanala raste i uticaj frekvencijskog ofseta na kvalitet prenosa. To znači da je opseg frekvencija u kome se može postići zadovoljavajući kvalitet prenosa najširi za najmanji broj kanala.

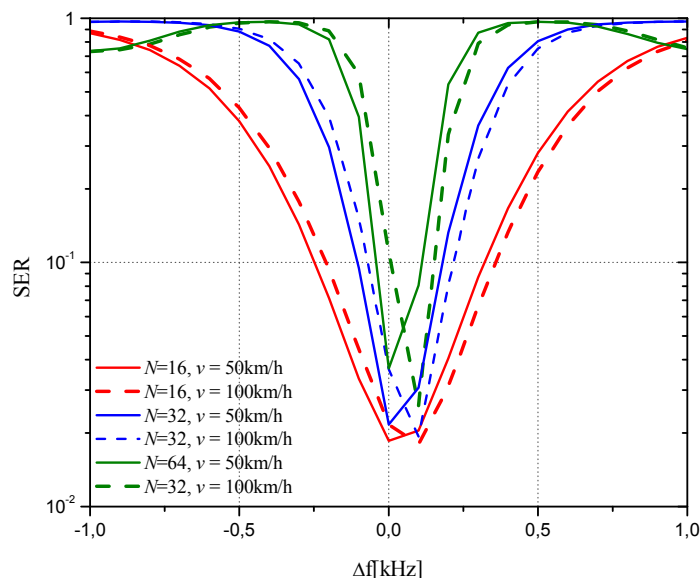
Na Slici 5.20 i 5.21 prikazana je ista zavisnost kao i na Slici 5.19, za 4DPSK i 8DPSK, respektivno. Povećanjem modulacionog nivoa znatno je veća osetljivost OFDM sistema na

frekvencijski ofset, a kada je prisutan i feding u kanalu vrlo brzo dolazi do prestanka rada sistema (za malu vrednost ofseta i male brzine kretanja).

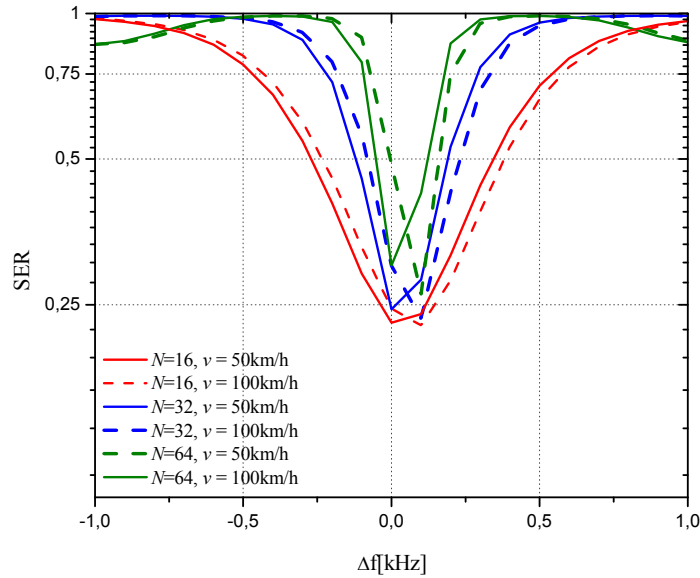
Takođe, može se uočiti i pomeranje centra frekvencijskog opsega u stranu (centar se ne poklapa sa nultom vrednošću frekvencijskog ofseta) pod uticajem frekvencijskog ofseta, što je zapravo posledica kretanja prijemnika i Doplerovog efekta.



Slika 5.19 Verovatnoća greške po simbolu u zavisnosti od frekvencijskog ofseta za diferencijalnu BPSK modulaciju, u kanalu sa Rejljevim fedingom



Slika 5.20 Verovatnoća greške po simbolu u zavisnosti od frekvencijskog ofseta za diferencijalnu 4PSK modulaciju, u kanalu sa Rejljevim fedingom



Slika 5.21 Verovatnoća greške po simbolu u zavisnosti od frekvencijskog ofseta za diferencijalnu 8PSK modulaciju, u kanalu sa Rejljevom fadingom

Na osnovu dobijenih rezultata, može se uočiti negativan uticaj frekvencijskog ofseta, kao jednog od glavnih faktora, koji ograničava smanjenje širine OFDM podnosioca i povećanje brzine prenosa. Kako bi umanjili negativan uticaj frekvencijskog ofseta, dalja istraživanja u ovoj oblasti usmerena su na projektovanje prijemnika koji pokazuju dobre performanse u prisustvu značajnog frekvencijskog ofseta. Rezultati, odnosno različite vrste prijemnika, do kojih se došlo u toku istraživanja, biće prikazani u sledećim poglavljima.

6. REŠAVANJE PROBLEMA FREKVENCIJSKOG OFSETA MODIFIKOVANIM ALGORITMIMA ZA DIFERENCIJALNU DETEKCIJU

Dobro je poznato da u sistemima gde jednostavnost ima prednost nad najboljim performansama sistema, diferencijalna detekcija predstavlja vrlo popularnu zamenu za koherentnu detekciju. Pored toga, često je moguće da je okruženje u kome radi sistem previše degradirano. Npr. fading usled višestrukog prostiranja u kanalu može dovesti do toga da je podešavanje parametara koherentne detekcije u odnosu na referentni signal veoma teško ili gotovo nemoguće. U ovakvim situacijama, moguće je primeniti diferencijalnu detekciju, a ponekada je to i jedino rešenje.

Koherentni prijemnik pri radu zahteva usklađenost faze sa predajnikom, što nije jednostavno rešiti. DPSK koristi razliku u fazi za detekciju primljene informacije. I pored toga koherentni PSK ima nešto bolje performanse od diferencijalne PSK, ali je koherentna detekcija složeniji proces, jer od prijemnika zahteva sinhronizovanost sa predajnikom i poznavanje koeficijenata kanala. Kod diferencijalne detekcije nije potrebno poznavanje koeficijenata kanala.

U okviru disertacije su razmatrani OFDM sistemi sa MDPSK modulacijom i diferencijalnom detekcijom. Performanse OFDM prijemnika sa standardnom diferencijalnom detekcijom, pod uticajem fadinga i frekvencijskog ofseta, prikazane su u prethodnom poglavlju. U ovom poglavlju biće prikazani različiti OFDM prijemnici, koji su projektovani sa ciljem da se unaprede performanse OFDM prijemnika sa diferencijalnom detekcijom na prijemu. To je postignuto primenom naprednih algoritama za diferencijalnu detekciju, i to dvostruke diferencijalne detekcije, diferencijalne detekcije na osnovu više simbola i diferencijalne detekcije sa povratnom spregom. Analizom rezultata biće pokazano na koji način i u kojoj meri ovi sistemi doprinose rešavanju problema frekvencijskog ofseta kod OFDM-a.

6.1 Unapređene modulacione šeme za diferencijalnu detekciju

Postoji više različitih algoritama za diferencijalnu detekciju koji se uobičajeno sreću u okviru modulacionih tehnika, a najčešće se primenjuju sledeći:

1. **Multiple-Symbol Differential Detection (MSDD)** - diferencijalna detekcija na osnovu više simbola, predstavlja diferencijalnu detekciju MPSK signala koja koristi više od dva simbola za donošenje odluke o detektovanom signalu.
2. **Fast Multiple-Symbol Differential Detection (FMSDD)** - brzi algoritam za detekciju na osnovu više simbola, predstavlja modifikaciju MSDD algoritma u smislu smanjenja broja računskih operacija.
3. **Decision Feedback Differential Detection (DFDD)** - diferencijalna detekcija na osnovu povratne sprege, koja za donošenje odluke o detektovanom signalu koristi informacije o detektovanim signalima u prethodnim diskretnim vremenskim trenucima.

6.1.1 Diferencijalna detekcija na osnovu više simbola MPSK signala

(MSDD algoritam)

Diferencijalna detekcija kod MPSK modulacije se realizuje poređenjem primljene faze u trenutnom simbolskom intervalu i faze u prethodnom simbolskom intervalu, na osnovu čega se donosi odluka o razlici između ove dve faze. Pretpostavka je da je referentna faza nosioca konstantna u bar dva simbolska intervala i da nema uticaja na proces odlučivanja kada se u obzir uzmu obe fazne razlike. Takođe, da bi informacije bile prenete kao razlika između odgovarajućih primljenih faza, ulazna informacija mora da bude diferencijalno kodirana u prijemniku, pre nego što se prenese kanalom. Prednost diferencijalne detekcije se ogleda u nepostojanju potrebe za podešavanjem i prilagođavanjem prijemnika na promene u kanalu, a nedostatak su slabije performanse u odnosu na koherentnu detekciju. Stoga, prirodno se nametalo pitanje da li je moguće unaprediti konvencionalnu diferencijalnu detekciju (gde se razmatraju dva simbola), a da smanjiti negativnu razliku u odnosu na koherentnu detekciju. Sa druge strane, ako je to moguće, šta je kompromis između poboljšanja performansi i povećanja kompleksnosti sistema. Odgovor na ta pitanja, dala je ideja u kojoj se produžava interval u kome se donosi odluka o primljenom simbolu, tako da iznosi više od dva simbola, a prvi su je predložili Divsalar i Simon [65]. Oni su pretpostavili da je faza kanala nepoznata prijemniku, ali da je konstantna unutar intervala koji se posmatra a sastoji se od više simbola. To znači da se donosi odluka o nekoliko simbola istovremeno,

nasuprot detekcije simbol po simbol kod konvencionalne diferencijalne detekcije. Novi pristup kod diferencijalne detekcije dobio je naziv *multiple-bit differential detection*, čiji će princip biti predstavljen u nastavku.

Ako se posmatra prenos MPSK signala u AWGN kanalu, signal koji se šalje u intervalu $kT \leq t \leq (k+1)T$, u kompleksnom obliku se može napisati kao

$$s_k = \sqrt{2P}e^{j\phi_k}, \quad (6.1)$$

gde P označava konstantnu snagu signala, T označava MPSK simbolički interval, a ϕ_k označava fazu simbola koja može imati jednu od vrednosti $\beta_m = 2\pi m / M$, $m=0, 1, \dots, M-1$.

Onda se primljeni signal može napisati kao

$$r_k = s_k e^{j\theta_k} + n_k, \quad (6.2)$$

gde je n_k odmerak kompleksnog Gausovog šuma sa nultom srednjom vrednošću i varijansom:

$$\sigma_n^2 = \frac{2N_0}{T}, \quad (6.3)$$

θ_k je proizvoljna faza nastala pod uticajem kanala koja ima uniformnu raspodelu i pripada intervalu $(-\pi, \pi)$.

Ako se posmatra sekvenca dužine N_B bitova, uz pretpostavku da je θ_k nezavisno od k , unutar posmatrane sekvence, odnosno $\theta_k = \theta$, onda na osnovu (6.2) za r sekvencu može da se napiše

$$r = s e^{j\theta} + n, \quad (6.4)$$

gde r_k , s_k , i n_k predstavljaju k -tu komponentu sekvenci r , s i n , respektivno.

Za dato r , s i θ je definisana *posteriori* verovatnoća kao:

$$p(r|s, \theta) = \frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^N} \exp\left\{-\frac{\|r - s e^{j\theta}\|^2}{2\sigma_n^2}\right\}, \quad (6.5)$$

Generalno, pretpostavlja se da θ ima ravnomernu raspodelu i da se (6.5) može jednostavnije napisati kao:

$$\begin{aligned} p(r|s) &= \int_{-\pi}^{\pi} p(r|s, \theta) p(\theta) d\theta \\ &= \frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^N} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{i=0}^{N-1} \left[|r_{k-i}|^2 - |s_{k-i}|^2 \right]\right\} \times I_0\left(-\frac{1}{\sigma_n^2} \left| \sum_{i=0}^{N-1} r_{k-i} s_{k-i}^* \right|\right), \end{aligned} \quad (6.6)$$

gde je $I_0(x)$ modifikovana Beselova funkcija prve vrste i nultog reda. $|s_k|^2$ je konstantno za sve faze, pa je $I_0(x)$ monotono rastuća funkcija za svaki argument.

U okviru [65] pokazano je da se pravilo za donošenje odluke na prijemu može svesti na odabir vektora ϕ koji će dati maksimalnu vrednost sledećeg izraza

$$\eta = \left| r_{k-N+1} + \sum_{i=0}^{N-2} r_{k-i} e^{-j \sum_{m=0}^{N-i-2} \Delta \phi_{k-i-m}} \right|^2, \quad (6.7)$$

gde je

$$\phi_k = \phi_{k-1} + \Delta \phi_k, \quad (6.8)$$

i $\Delta \phi_k$ predstavlja fazu ulaznog podatka koja odgovara k -tom intervalu, ϕ_k predstavlja kodiranu verziju tog signala.

To znači da na osnovu primljenog signala u toku N_B simbolskih intervala vremena, donosimo simultanu odluku za N_B-1 fazu podataka.

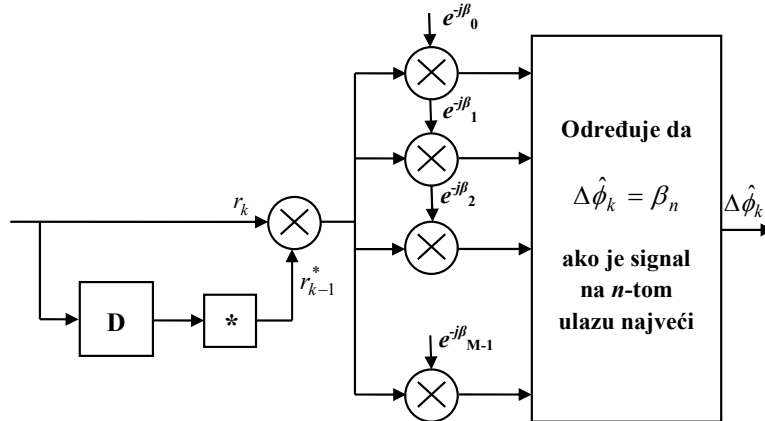
Za $N_B = 2$, j-na (6.7) postaje

$$\eta = \left| r_{k-1} + r_k e^{-j \Delta \phi_k} \right|^2 = |r_{k-1}|^2 + |r_k|^2 + 2 \operatorname{Re} \{ r_k r_{k-1}^* e^{-j \Delta \phi_k} \}. \quad (6.9)$$

Ovaj rezultat je vrlo dobro poznat i predstavlja pravilo za odlučivanje kod konvencionalne diferencijalne detekcije MPSK signala. Odluka zapravo predstavlja izbor $\hat{\Delta \phi}_k$ koje daje maksimalnu vrednost izraza

$$\operatorname{Re} \{ r_k r_{k-1}^* e^{-j \Delta \hat{\phi}_k} \}. \quad (6.10)$$

Blok šema u kompleksnom obliku, koja opisuje ovaj slučaj, data je na Slici 6.1.



Slika 6.1 Konvencionalni diferencijalni detektor MPSK signala

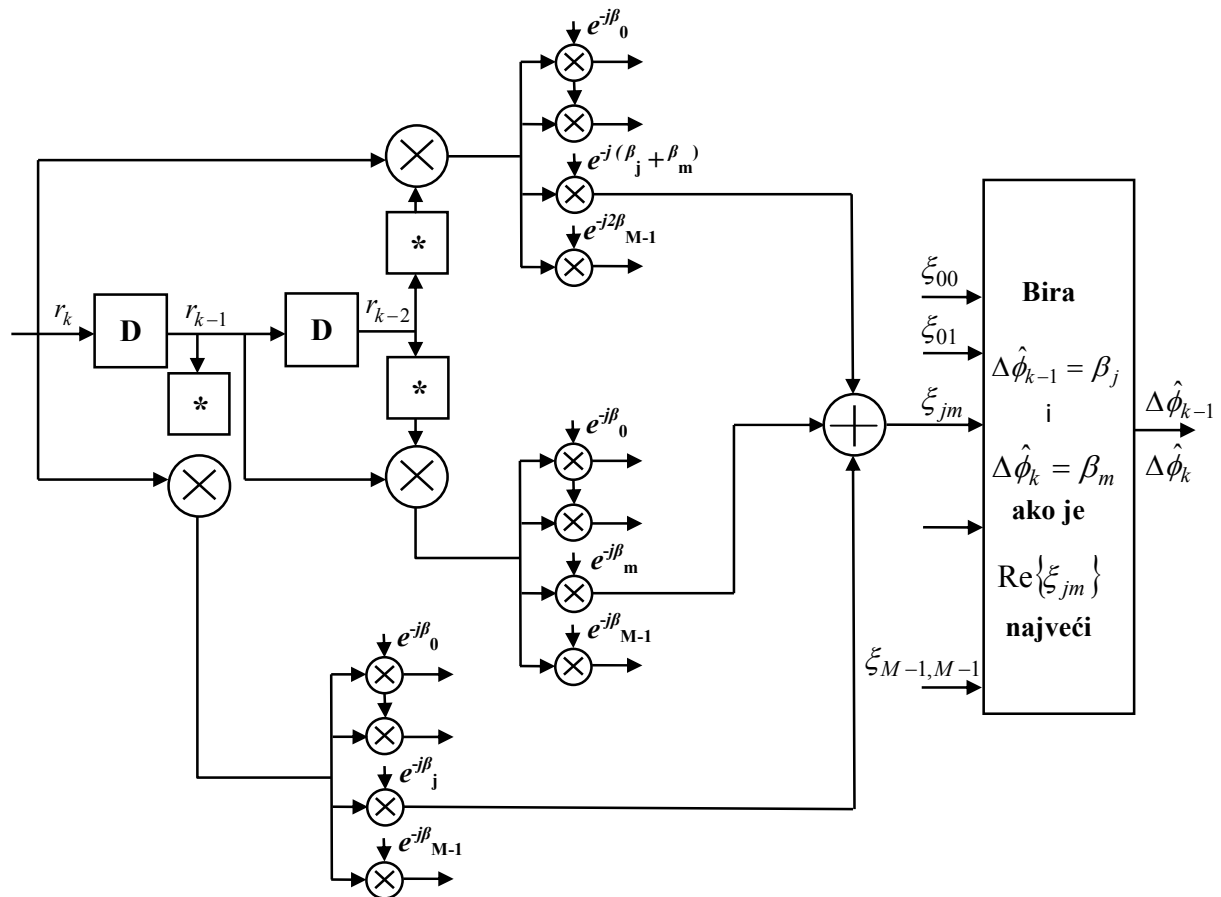
Za $N_B = 3$, j-na (6.7) postaje

$$\begin{aligned} \eta &= \left| r_{k-2} + r_k e^{-j(\Delta \phi_k + \Delta \phi_{k-1})} + r_{k-1} e^{-j \Delta \phi_{k-1}} \right|^2 \\ &= |r_{k-2}|^2 + |r_{k-1}|^2 + |r_k|^2 + 2 \operatorname{Re} \{ r_k r_{k-2}^* e^{-j(\Delta \phi_k + \Delta \phi_{k-1})} \} + 2 \operatorname{Re} \{ r_{k-1} r_{k-2}^* e^{-j \Delta \phi_{k-1}} \} + 2 \operatorname{Re} \{ r_k r_{k-1}^* e^{-j \Delta \phi_k} \}, \end{aligned} \quad (6.11)$$

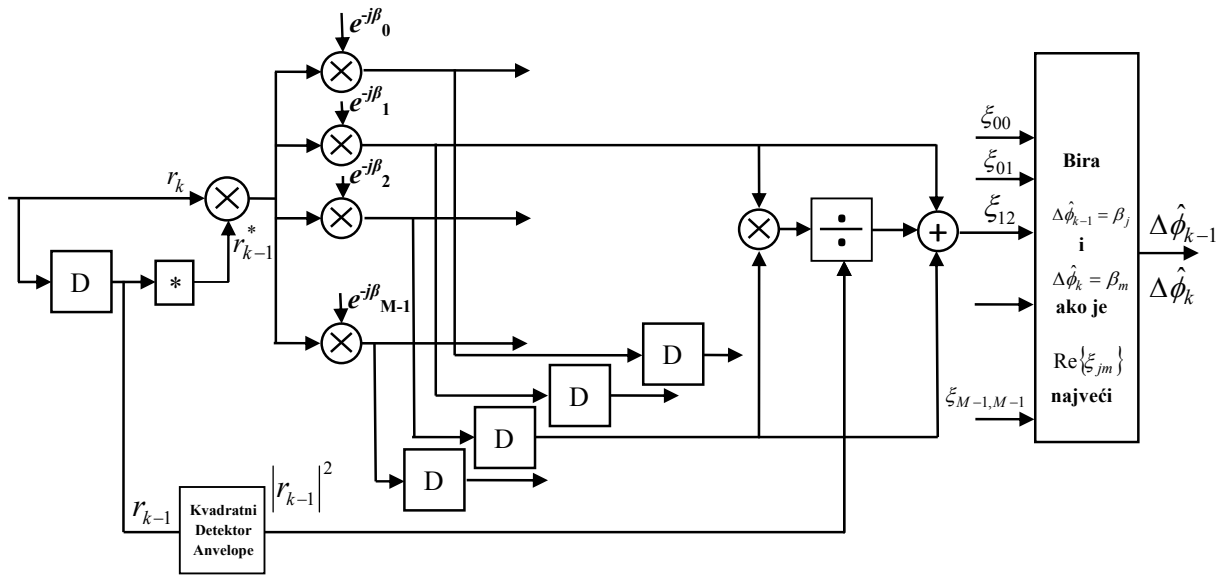
Na osnovu prethodne jednačine, odluka predstavlja određivanje $\Delta\hat{\phi}_k$ i $\Delta\hat{\phi}_{k-1}$, tako da se dobije maksimalna vrednost izraza

$$\text{Re}\{r_k r_{k-1}^* e^{-j\Delta\phi_k} + r_{k-1} r_{k-2}^* e^{-j\Delta\phi_{k-1}} + r_k r_{k-2}^* e^{-j(\Delta\phi_k + \Delta\phi_{k-1})}\}. \quad (6.12)$$

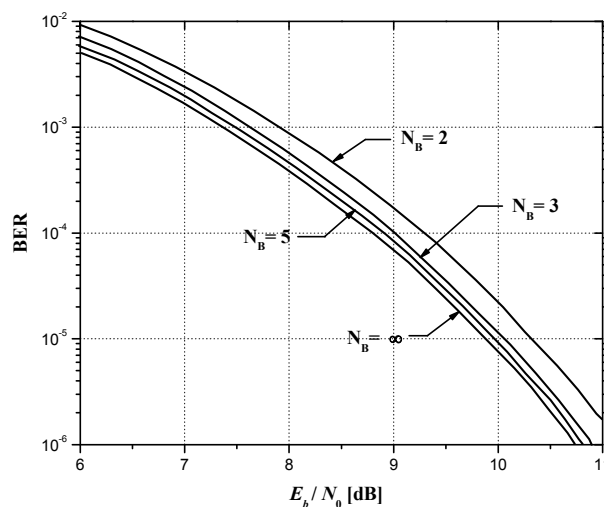
Na Slici 6.2 prikazano je pravilo za odlučivanje prikazano j-nom (6.12) u paralelnom obliku. Ovaj način izračunavanja znači da je potrebno M^2 vektora da bi se izvršila rotacija izlaza $r_k(r_{k-2})^*$, a mogu se dobiti korišćenjem matrice koja vrši sva moguća množenja M vektora, $e^{-j\beta_0}, e^{-j\beta_1}, \dots, e^{-j\beta_{M-1}}$ sa samim sobom. Na Slici 6.3 je prikazana serijska implementacija pravila odlučivanja datog j-nom (6.12). Ovaj način implementacije jeste jednostavnijeg izgleda, ali zahteva i dodatna kola za kašnjenje kao i kolo za normalizaciju anvelope.

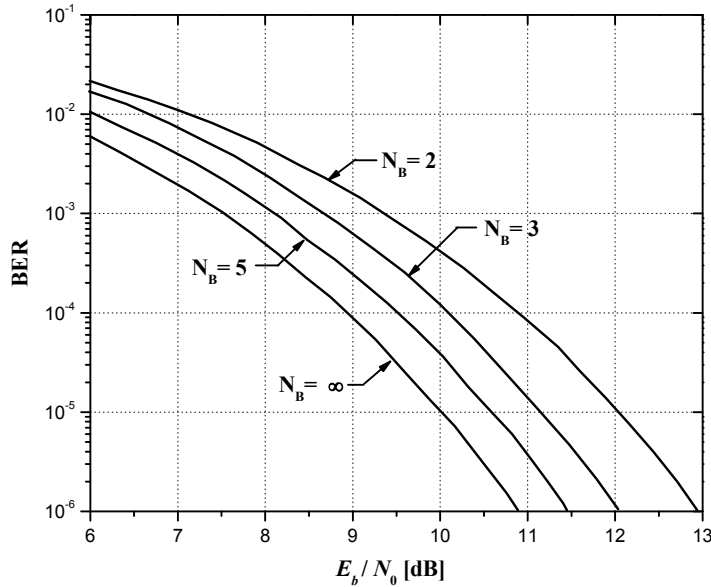


Slika 6.2 Paralelna implementacija multi-simbol diferencijalnog detektora, $N = 3$

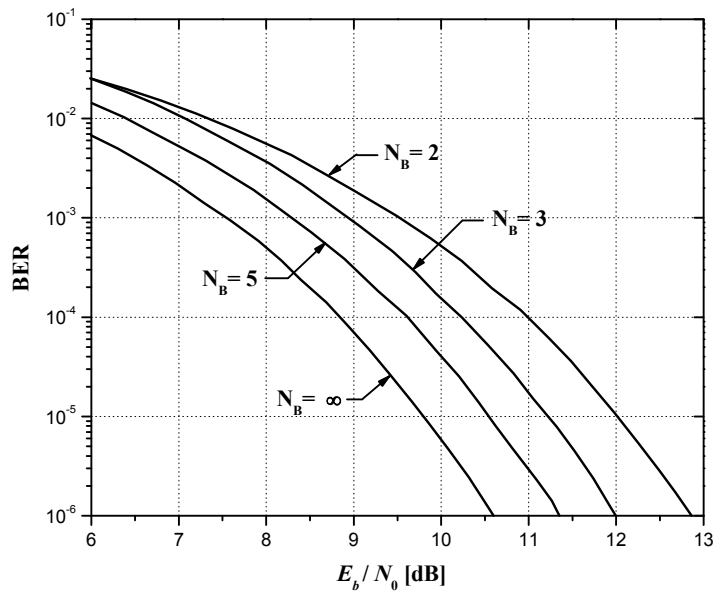

 Slika 6.3 Serijska implementacija multi-simbol diferencijalnog detektora, $N = 3$

Na Slikama 6.4, 6.5 i 6.6 prikazane su performanse MSDD algoritma kao i gornja granica verovatnoće greške za $M = 2, 4$ i 8 , respektivno, koji su dobijeni simulacionim putem. Na svim slikama, dužina posmatranog intervala N_B (prikazana u broju MPSK simbola) predstavlja parametar koji se menja od $N_B = 2$ (konvencionalna MDPSK) do $N_B = \infty$ (idealna koherentna detekcija). Sa slika se može uočiti, npr. za binarnu DPSK modulaciju, proširenje dužine posmatranog intervala sa $N_B = 2$ na $N_B = 3$, vrši poboljšanje odnosa E_b/N_0 za više od pola gubitka koji je nastao korišćenjem diferencijalne detekcije u odnosu na koherentnu detekciju. Za $M = 4$, poboljšanje odnosa E_b/N_0 za slučaj kada je $N_B = 3$ u odnosu na slučaj kada je $N_B = 2$, je više od 1 dB, što je nešto manje od polovine razlike između diferencijalne i koherentne detekcije.


 Slika 6.4 BER u zavisnosti od odnosa E_b/N_0 za multi-simbol diferencijalnu detekciju BPSK signala ($M = 2$)



Slika 6.5 BER u zavisnosti od odnosa E_b/N_0 za multi-simbol diferencijalnu detekciju QPSK signala ($M = 4$)



Slika 6.6 BER u zavisnosti od odnosa E_b/N_0 za multi-simbol diferencijalnu detekciju 8PSK signala ($M = 8$)

Broj operacija koji se izvršava prikazanim algoritmom iznosi $3N_B 2M^{N-1}$, što pored prednosti koje poseduje, predstavlja njegov glavni nedostatak. Glavni nedostatak jeste povećanje složenosti sistema, odnosno povećanja broja matematičkih operacija koje je potrebno izvršiti kako bi se izvršila detekcija.

6.1.2 Brza detekcija na osnovu više simbola (FMSDD algoritam)

Kao što je prethodno opisano detekcija MPSK signala na osnovu više simbola koristi algoritam *Maximum Likelihood Sequence Estimation* (MLSE), za razliku od detekcije simbol po simbol kod konvencionalne diferencijalne detekcije, a zadržava dobre performanse. Sa druge strane složenost sistema eksponencijalno raste sa povećanjem dužine posmatranog intervala (N_B). Kako bi smanjili broj potrebnih operacija, Kenneth i MaCkenthun su predložili unapređeni algoritam koji je redukovao broj operacija na $N \log_2 N$, a koji su nazvali *Fast Algorithm for Multiple-Symbol Differential Detection of MPSK*, [66].

Prateći notaciju koja je korišćena za MSDD algoritam, a koja je ovde ukratko ponovljena radi preglednosti, za prenos MPSK signala u AWGN kanalu, signal koji se šalje u intervalu $kT \leq t \leq (k+1)T$, u kompleksnom obliku se može napisati kao $s_k = \sqrt{2P}e^{j\phi_k}$, gde P označava konstantnu snagu signala, T označava MPSK simbolski interval, a ϕ_k označava fazu simbola koja može imati jednu od vrednosti $\{0, 2\pi/M, \dots, 2\pi(M-1)/M\}$. Onda se primljeni signal može napisati kao

$$r_k = s_k e^{j\theta_k} + n_k, \quad (6.13)$$

gde je n_k odmerak kompleksnog Gausovog šuma, nulte srednje vrednosti i sa varijansom $\sigma_n^2 = \frac{2N_0}{T}$, θ_k je proizvoljna faza nastala pod uticajem kanala koja ima uniformnu raspodelu i pripada intervalu $(-\pi, \pi)$.

Model AWGN kanala u vektorskom obliku je

$$r = s e^{j\theta} + n, \quad (6.14)$$

gde su r , s i n nizovi dužine N_B čiji su k -ti članovi r_k , s_k , i n_k , respektivno i $k = 0, 1, \dots, N_B - 1$. Ako se vektor faza označi sa $\Phi = (\phi_0, \phi_1, \dots, \phi_{N_B-1})$. Na osnovu MSDD algoritma, maksimalna verovatnoća pravila odluke za $\Phi = (\phi_0, \phi_1, \dots, \phi_{N_B-1})$ je da se odabere vektor Φ koji daje maksimalnu vrednost izraza

$$\eta(\Phi) = \left| \sum_{k=1}^N r_k e^{-j\phi_k} \right|^2. \quad (6.15)$$

S obzirom da je pretpostavka da je informacija diferencijalno kodirana, može se napisati

$$\phi_k = \phi_{k-1} + \Delta\phi_k, \quad k = 0, 1, \dots, N_B - 1, \quad (6.16)$$

i $\Delta\phi_k$ predstavlja fazu ulaznog podatka koja odgovara k -tom intervalu, ϕ_k predstavlja kodiranu verziju tog signala. Na osnovu toga, pravilo odluke (6.15) može se prevesti na pronalaženje

vrednosti vektora $\Delta\Phi = (\Delta\phi_1, \Delta\phi_2, \dots, \Delta\phi_{N_B-1})$, pa na osnovu j-ne (6.7) može se napisati da je pravilo odluke nalaženje maksimalne vrednosti izraza

$$\left| r_1 + \sum_{k=1}^{N_B-1} r_k e^{-j \sum_{m=1}^{N_B-1} \Delta\phi_m} \right|^2. \quad (6.17)$$

Na osnovu teorema i njihovih dokaza, koji su navedene u [66] FMSDD algoritam se može opisati sledećim koracima:

a. Sve primljene vektore r_k treba remodulisati tako da se nalaze unutar jednog sektora $(0, 2\pi/M)$ za MDPSK modulaciju. Neka je $\tilde{\Phi}$ jedinstveno Φ tako da za svako $k = 0, 1, \dots, N_B - 1$ važi

$$\arg[r_k e^{-j\tilde{\phi}_k}] \in [0, 2\pi/M]. \quad (6.18)$$

b. Ako definišemo

$$z_k = r_k e^{-j\tilde{\phi}_k}, \quad (6.19)$$

Onda za svako $k = 0, 1, \dots, N_B - 1$ se izračunava $\arg[z_k]$ i poređaju vrednosti $\arg[z_k]$ od najvećeg do najmanjeg. Vrednosti z_k , zapravo predstavljaju remodulacione tačke za r_k , unutar segmenta $(0, 2\pi/M)$, poređane po vrednosti njihovog argumenta.

c. Definiše se funkcija $k(i)$, koja daje indeks k od z_k , za i -tu poziciju u listi, $i = 0, 1, \dots, N_B - 1$. Na osnovu toga se dobija

$$0 \leq \arg[z_{k(N_B-1)}] \leq \arg[z_{k(N_B-2)}] \leq \dots \leq \arg[z_{k(0)}] \leq \frac{2\pi}{M}. \quad (6.20)$$

d. Formiraju se sledeće sume

$$\left| \sum_{i=q}^{q+N_B-1} z_{k(i)} \right|^2, \quad q = 0, 1, \dots, N_B - 1. \quad (6.21)$$

i nalazimo maksimalnu vrednost sume kojoj odgovara $q = q'$.

e. Vršimo određenu korekciju za $q' \leq i \leq q' + N_B - 1$, kao što sledi

$$\phi_{n_c, n_h}(k - l_{n_c, n_h}(i)) = \tilde{\phi}_{n_c, n_h}(k - l_{n_c, n_h}(i)), \quad q' \leq i \leq N_B - 1 \quad (6.22)$$

$$\phi_{n_c, n_h}(k - l_{n_c, n_h}(i) + 1) = \tilde{\phi}_{n_c, n_h}(k - l_{n_c, n_h}(i) + 1) + \frac{2\pi}{M}, \quad N_B - 1 < i \leq q' + N - 2 \quad (6.23)$$

Izračunavanje izraza (6.22) i (6.23) daje elemente $\phi_{n_c, n_h}(k - l_{n_c, n_h}(l))$, $l=0, \dots, N_B-1$. Uređenjem elemenata $\phi_{n_c, n_h}(k - l_{n_c, n_h}(l))$, $l=0, \dots, N_B-1$, po veličini indeksa $l_{n_c, n_h}(l)$, dobija se niz $\phi_{n_c, n_h}(k), \phi_{n_c, n_h}(k-1), \dots, \phi_{n_c, n_h}(k - N_B + 1)$, koji predstavlja vektor Φ_{n_c, n_h} .

S obzirom da je signal diferencijalno kodiran, da bi pronašli vektor $\Delta\hat{\Phi}$, koristimo sledeću jednačinu:

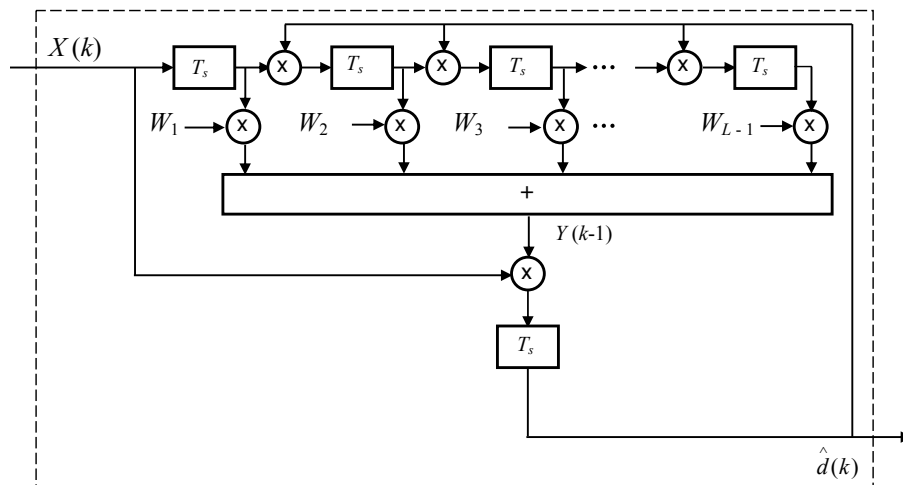
$$\Delta\phi_{n_c}(k) = \phi_{n_c, n_h}(k) - \phi_{n_c, n_h}(k-1), \quad k = 1, \dots, N_B - 1 \quad (6.24)$$

FMSDD algoritam poseduje identične performanse kao i MSDD algoritam, prikazane u prethodnom poglavlju. Dobitak FMSDD algoritma se ogleda u smanjenju broja operacija koje su potrebne za detekciju signala. Zbog toga je u okviru disertacije korišćen FMSDD algoritam, kako bi se smanjila složenost i vreme trajanja simulacija.

6.1.3 Diferencijalna detekcija na osnovu povratne sprege (DFDD algoritam)

Leib i Pasupathy [67], kao i Edbauer [68] su predložili jednostavnu šemu koju su nazvali diferencijalna detekcija sa povratnom spregom, koja pruža poboljšanje performansi konvencionalne diferencijalne detekcije uz neznatno povećanje kompleksnosti sistema. Povećanje složenosti sistema je svakako manje od povećanja koje se dobija uvođenjem prethodno opisanih MSDD i FMSDD algoritama.

Blok šema koja opisuje DFDD algoritam data je na Slici 6.7. Glavna ideja ovog algoritma je da se za detekciju koristi L detektora simbola čija su kašnjenja $1, 2, \dots, L$ perioda simbola, kao i informacija o detektovanom PSK simbolu u prethodnom diskretnom vremenskom trenutku. Unapređenje BER performansi se postiže u slučaju kada je broj detektora zakašnjenih simbola veći od periode simbola.



Slika 6.7 DFDD prijemnik sa povratnom spregom

Procesiranje signala unutar DFDD detektora opisano je sledećim jednačinama:

$$Y(k-1) = \sum_{l=1}^{L-1} W_l \prod_{i=1}^{l-1} R(k-i) \cdot X(k-l) \quad (6.25)$$

gde L predstavlja dužinu filtra. Adaptacija koeficijenata filtra se vrši pomoću normalizovanog LMS (*Least Mean Squares*) algoritma:

$$W_l(k+1) = W_l(k) + \frac{\mu E(k) X(k)^*}{|X(k)|^2}, \quad (6.26)$$

$$l = 1 \dots L-1$$

i $E(k)$ signal greške algoritma koji je dat sa

$$E(k) = (X(k-1) - Y(k-1)) \quad (6.27)$$

gde je μ faktor adaptacije, a $(\cdot)^*$ predstavlja operaciju kompleksne konjugacije, i $\overline{|X(k)|^2}$ predstavlja srednju snagu k -tog simbola.

Detekcija k -tog simbola DFDD prijemnika se može napisati sledećom jednačinom:

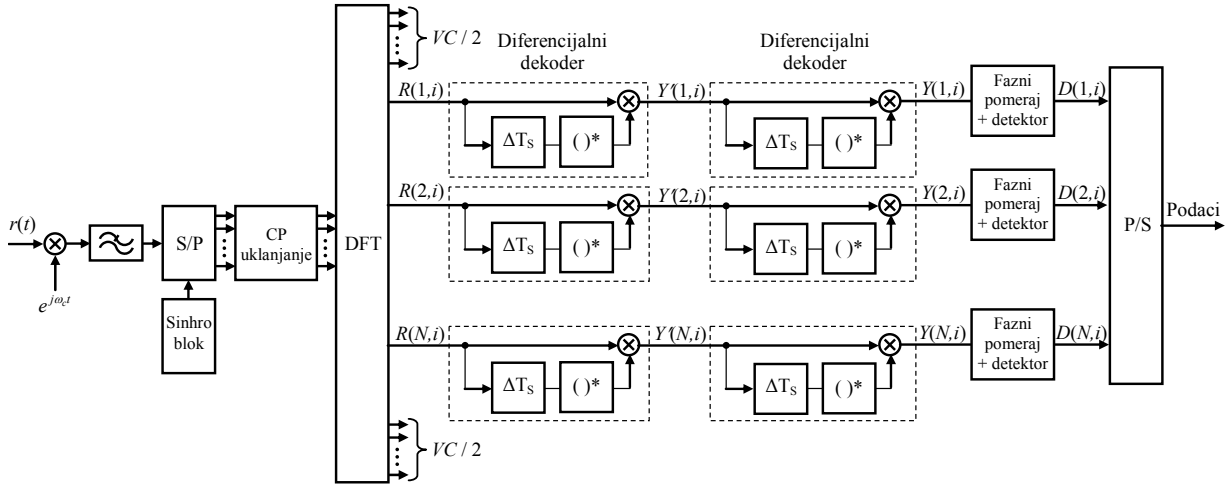
$$\hat{d}(k) = \arg \max_{\tilde{d}} \left\{ \operatorname{Re} \left\{ \tilde{d} \cdot X(k) Y^*(k-1) \right\} \right\} \quad (6.28)$$

DFDD algoritam je algoritam manje složenosti u poređenju sa MSDD algoritmom i daje znatno poboljšanje performansi u poređenju sa konvencionalnom diferencijalnom detekcijom. U poglavljima koja slede biće pokazane performanse OFDM sistema sa DFDD algoritmom na prijemu, kao i načini da se dodatno poboljšaju performanse OFDM sistema kada koriste ovaj algoritam za detekciju signala.

6.2 OFDM prijemnik sa dvostrukom diferencijalnom detekcijom

Dobro je poznato da klasična diferencijalna detekcija MPSK signala, gde se informacija jednostavno kodira diferenciranjem prvog reda, predstavlja jednostavan ali i efikasan način za komunikaciju kod sistema gde nema velike varijacije frekvencije. U kanalima gde je česta pojava slučajna promena frekvencije nosioca (npr. zbog kretanja vozila, kanala sa fadingom, oštećenja signala u prisustvu Doplerove frekvencije), prethodno pomenuta klasična diferencijalna detekcija može dati loše rezultate. U tim slučajevima, može da se primeni neki od specijalnih slučajeva diferencijalne detekcije, odnosno da se pribegne diferencijalnom kodiranju višeg reda. Jedan takav slučaj jeste i dvostruka diferencijalna detekcija ili diferencijalna detekcija drugog reda [69].

U cilju unapređenja performansi OFDM sistema u uslovima frekvencijskog ofseta, u ovom poglavlju biće predstavljen OFDM prijemnik sa dvostrukom diferencijalnom detekcijom [70]. Ovaj prijemnik predstavlja modifikaciju prijemnika prikazanog na Slici 5.6 u smislu dodavanja još jednog bloka za diferenciranje, u skladu sa izrazima datim u [69] i prikazan je na Slici 6.8.



Slika 6.8 OFDM prijemnik sa dvostrukom diferencijalnom detekcijom

Nakon DFT bloka primenjuje se dva puta diferencijalna detekcija i opisana je sledećim jednačinama:

$$Y'(k,i) = R(k,i)R^*(k,i-1) \quad (6.29)$$

$$Y(k,i) = Y'(k,i)Y'^*(k,i-1) \quad (6.30)$$

gde $R(k,i)$ predstavlja k -ti izlaz iz DFT bloka u i -tom vremenskom trenutku, $Y'(k,i)$ predstavlja izlaz prvog diferencijalnog dekodera i $Y(k,i)$ predstavlja izlaz drugog diferencijalnog dekodera. Signali $R(k,i)$, $Y'(k,i)$, $Y(k,i)$, na izlazima odgovarajućih blokova, dati su u kompleksnom domenu.

Iz jednačina (6.29) i (6.30) dobijamo:

$$Y'(k,i-1) = R(k,i-1)R^*(k,i-2) \quad (6.31)$$

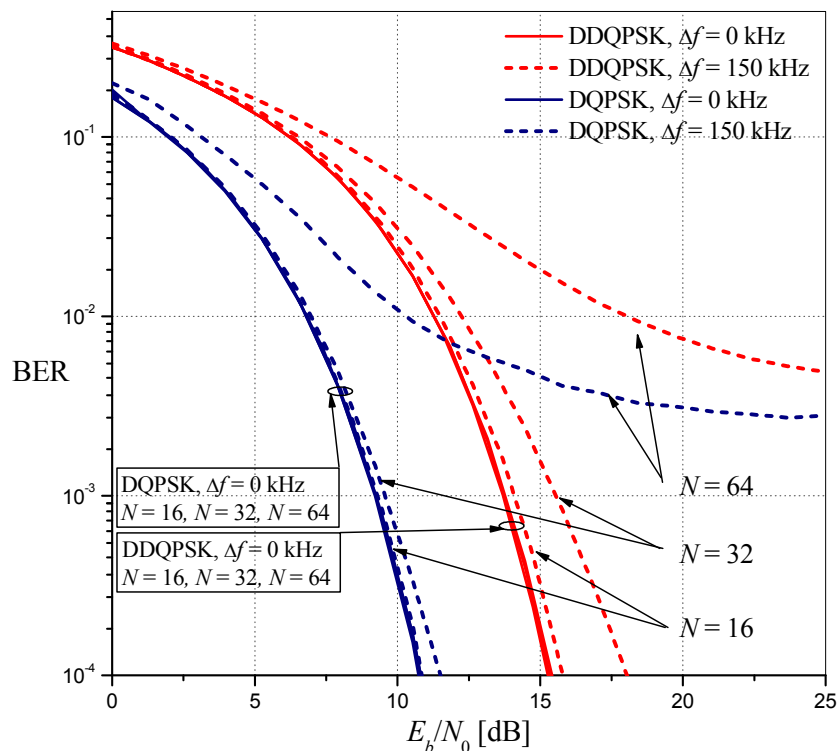
$$Y(k,i) = R(k,i)(R^*(k,i-1))^2 R(k,i-2) \quad (6.32)$$

Signal $Y(k,i)$ se vodi na detektor, gde se vrši odlučivanje o primljenom signalu koji je označen sa $D(k,i)$.

Performanse OFDM sistema za QPSK modulaciju analizirane su u okviru opisanog simulacionog okruženja. Frekvencija nosioca je 2.4 GHz, a trajanje jednog OFDM kanala $T_s=10^{-2}\mu\text{s}$. Izvršena su poređenja performansi OFDM sistema za QPSK modulaciju sa diferencijalnom detekcijom (DQPSK) i QPSK modulaciju sa dvostrukom diferencijalnom detekcijom na prijemu (DDQPSK), u zavisnosti od broja OFDM kanala (N) korišćenih za prenos korisnog signala, bez estimacije i korekcije frekvencijskog ofseta. Simulirana su tri različita slučaja, gde su vrednosti OFDM parametara za prvi simulirani slučaj $N=16$, $N_{VC}=2$, $T_{CP}=T_{GI}=2T_c$, za drugi $N=32$, $N_{VC}=4$, $T_{CP}=T_{GI}=4T_c$ i za treći simulirani slučaj $N=64$, $N_{VC}=8$, $T_{CP}=T_{GI}=8T_c$.

Na Slici 6.9 prikazane su performanse OFDM sistema kao verovatnoća greške po bitu u funkciji odnosa energije po bitu i spektralne gustine snage šuma (E_b/N_0), za različite vrednosti broja OFDM kanala koji su korišćeni za prenos korisnog signala. Isprekidanom linijom su prikazane performanse sistema u prisustvu frekvencijskog ofseta ($\Delta f=150$ kHz), dok su punom linijom prikazane performanse za idealan slučaj, bez frekvencijskog ofseta.

U slučaju kada je sistem idealno sinhronizovan ($\Delta f=0$ kHz) krive za sva tri slučaja se gotovo poklapaju. To znači da performanse sistema ne zavise od parametra N . Takođe, razlika između verovatnoće greške po bitu u prisustvu frekvencijskog ofseta u poređenju sa odgovarajućom verovatnoćom greške kada nema frekvencijskog ofseta je manja kada je parametar N manji. U prisustvu frekvencijskog ofseta, maksimalno odstupanje je kada je i broj OFDM kanala za prenos najveći ($N=64$). Povećanje broja kanala je ograničeno jer veliki broj kanala dovodi do prekida rada sistema, što je i očekivano s obzirom na prirodu OFDM tehnike prenosa.

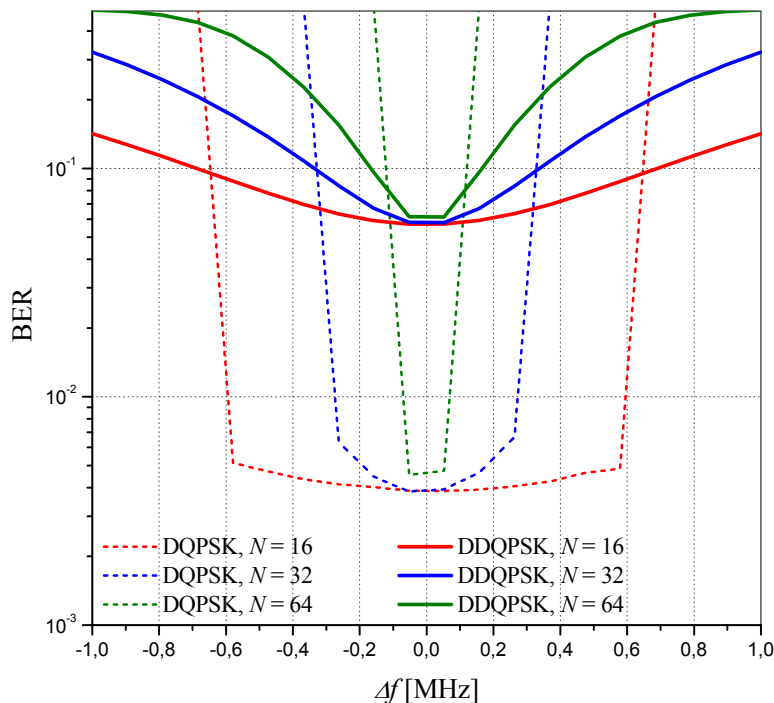


Slika 6.9 Verovatnoća greške po bitu u zavisnosti od odnosa E_b/N_0 za OFDM/DQPSK i OFDM/DDQPSK sisteme

Takođe, može se uočiti da OFDM/DQPSK sistem ima bolje performanse od OFDM sistema sa dvostrukom QPSK modulacijom za manje vrednosti odnosa signal šum. Slika 6.10 prikazuje verovatnoću greške po bitu u zavisnosti od frekvencijskog ofseta Δf , sa brojem

kanala za prenos podataka kao parametrom i vrednosti $E_b/N_0 = 8$ dB za OFDM sistem sa DQPSK modulacijom (puna linija) i DDQPSK modulacijom (isprekidana linija). Za manje vrednosti parametra N , frekvencijski ofset ima manji uticaj na performanse sistema, odnosno opseg u kome se može postići zadovoljavajući kvalitet prenosa je najširi. Sa povećanjem broja OFDM kanala, uticaj frekvencijskog ofseta na kvalitet prenosa takođe raste, odnosno opseg u kome se može postići zadovoljavajući kvalitet prenosa postaje uži.

Opseg frekvencijskog ofseta u kome su još uvek zadovoljavajuće performanse sistema je uži kod OFDM/DQPSK sistema ali se i karakteriše manjom vrednošću verovatnoće greške po bitu. OFDM/DDQPSK sistem je manje osetljiv na frekvencijski ofset ali ima i značajno veću vrednost verovatnoće greške po bitu u opsegu u kome sistem radi, što predstavlja nedostatak.

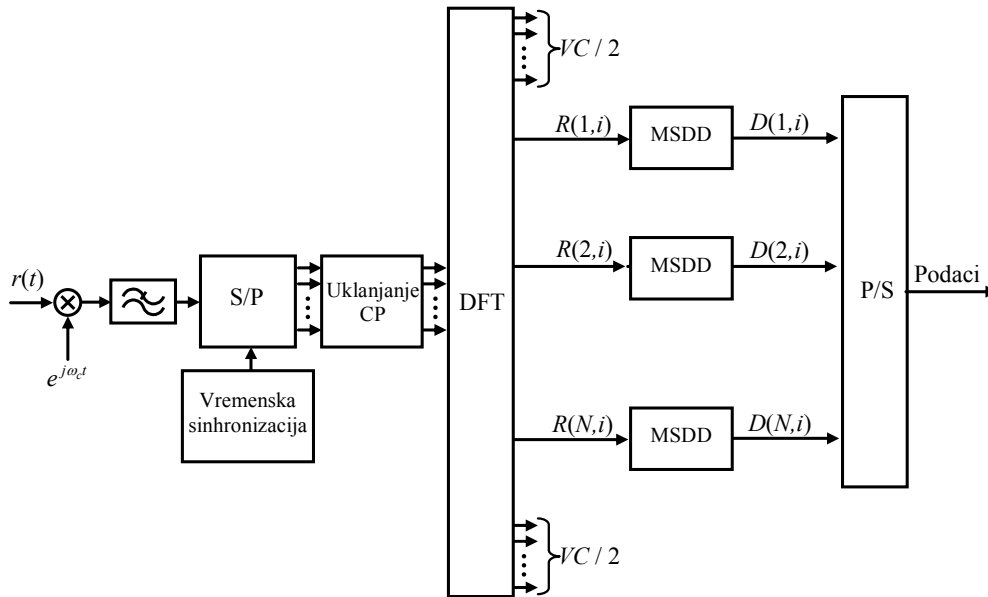


Slika 6.10 Verovatnoća greške po bitu u zavisnosti od frekvencijskog ofseta Δf za OFDM/DQPSK i OFDM/DDQPSK sisteme

Poređenjem sistema sa DQPSK i DDQPSK modulacijom, može se zaključiti da je unapređeni OFDM sistem sa dvostrukom integracijom manje osetljiv na frekvencijski ofset, što se ogleda kroz širi opseg frekvencijskog ofseta u kome se može postići dobar kvalitet prenosa. Sa druge strane, u pomenutom opsegu verovatnoća greške po bitu je veća nego što je to slučaj kod OFDM sistema sa DQPSK modulacijom. To znači, ako želimo da postignemo zadovoljavajući kvalitet prenosa, neophodno je i povećanje snage signala na predaji.

6.3 OFDM/QPSK prijemnik sa diferencijalnom detekcijom na osnovu više simbola (MSDD algoritam)

Zbog svojih dobrih osobina, MSDD algoritam, koji vrši diferencijalnu detekciju na osnovu više simbola, primenjen je u okviru OFDM sistema i iskorišćen za detekciju simbola nakon DFT bloka [71]. Blok šema OFDM sistema sa MSDD algoritmom za detekciju je prikazana na Slici 6.11.



Slika 6.11 Predloženi model OFDM/QPSK sistema sa MSDD algoritmom za detekciju

Nakon DFT bloka, nalazi se blok za diferencijalnu detekciju na osnovu više simbola (MSDD). U ovom bloku se najpre formiraju hipoteze vrednosti za N_B simbola, gde svaki simbol može uzeti jednu od vrednosti iz skupa $\{1, j, -1, -j\}$, s obzirom da je primenjen sistem sa QPSK modulacijom. Svako hipotezi odgovara različita kombinacija vrednosti simbola iz prethodnog skupa. Na osnovu opšteg izraza za broj hipoteza, koji se može formirati [72], izraz za broj hipoteza kod QPSK sistema može se prikazati na sledeći način:

$$N_H = 4^{N_B-1} \quad (6.33)$$

Estimirani simbol u c -tom OFDM kanalu, $\hat{d}_c(k)$ se određuje u bloku za procesiranje signala, a na osnovu algoritma koji je opisan u nastavku. U svakom OFDM kanalu i za svaku hipotezu se sračunava odgovarajuća suma, pri čemu je suma za i -tu hipotezu i c -ti OFDM kanal data sledećom jednačinom:

$$R_{c,i}(k) = \text{Re} \left\{ \sum_{m=0}^{N_B-2} \sum_{n=m+1}^{N_B-1} X_c(k-m) X_c^*(k-n) \times \exp \left(-j \sum_{l=m}^{n-1} \theta_i(k,l) \right) \right\}, \quad i = 0, 1, \dots, N_H - 1 \quad (6.34)$$

gde $X_c(k)$ predstavlja c -ti izlaz iz DFT bloka u k -tom diskretnom vremenskom trenutku, i označava broj hipoteze, iz opsega od 0 do $NH - 1$. $Y_c(k)$ predstavlja kompleksni signal u k -tom diskretnom vremenskom trenutku i c -tom OFDM kanalu, na izlazu iz odgovarajućeg bloka.

$$Y_c(k) = \hat{d}_c(k) \quad (6.35)$$

$$\theta_i(k, l) = \left(\frac{i}{4^l} \bmod 4 \right) \frac{\pi}{2} \quad (6.36)$$

Prvo se određuje maksimalna vrednost za $R_{i,j}(k)$ po indeksu i .

$$R_{c \max}(k) = \max_i R_{c,i}(k) \quad (6.37)$$

Vrednost za i koja odgovara maksimalnoj vrednosti $R_{c,i}(R_{c \max})$ je označena sa $i_{\max}(k)$:

$$i_{\max}(k) = \arg \max_i R_{c,i}(k) \quad (6.38)$$

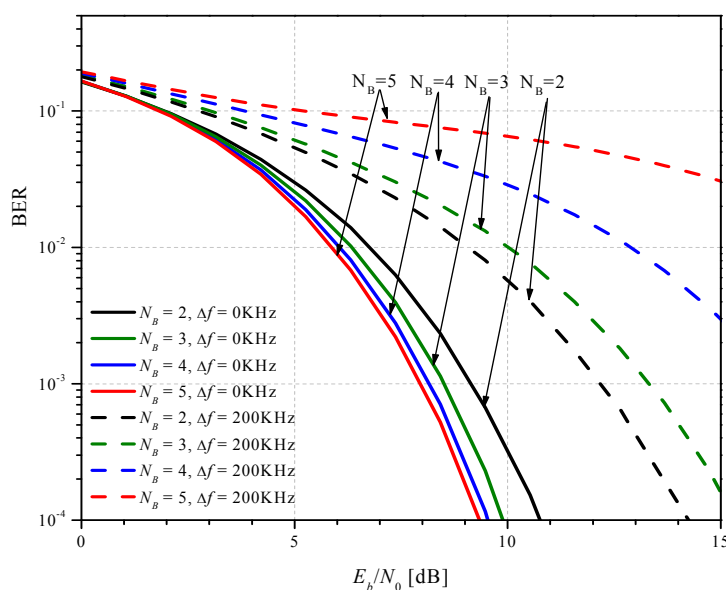
Detektovani simbol je dat sa:

$$\hat{d}_c(k) = \frac{i_{\max}(k)}{4^{\frac{N_B-1}{2}}} \bmod 4 \quad (6.39)$$

Performanse opisanog sistema su analizirane Monte-Carlo simulacijama. Frekvencija nosioca je 2.4 GHz, trajanje svakog OFDM kanala je $T_s = 10$ ns. Za svaki kanal je korišćena QPSK modulacija i MSDD algoritam za detekciju. Performanse OFDM sistema su analizirane u zavisnosti od parametara N (broj OFDM kanala) i N_B (broj simbola korišćenih za detekciju kod MSDD algoritma). Dodatne tehnike estimacije i korekcije frekvencijskog ofseta nisu korišćene.

Na Slici 6.12 prikazana je verovatnoća greške po bitu u funkciji odnosa energije po bitu i spektralne gustine snage šuma (E_b / N_0), za različite vrednosti parametra N_B za OFDM/QPSK sistem. Isprekidanom linijom su prikazane performanse u prisustvu frekvencijskog ofseta ($\Delta f = 200$ kHz), dok su punom linijom prikazane performanse bez frekvencijskog ofseta, u slučaju kada je broj OFDM kanala najmanji, $N = 16$. Ako je sistem idealno sinhronizovan ($\Delta f = 0$ kHz), krive za sve vrednosti parametra N_B imaju slične karakteristike, ali su performanse najbolje za slučaj kada je N_B najveće. Na osnovu toga je potvrđeno da i kod OFDM sistema MSDD algoritam ima osobine koje su za sisteme sa jednim nosiocem (*single-carrier*) opisane u poglavlju 6.1.1 ove disertacije. Sa povećanjem broja simbola za detekciju N_B , dobitak u performansama postaje sve manji. Razlika između krive za $N_B = 2$ i $N_B = 3$ je znatno veća nego razlika između krivih za $N_B = 4$ i $N_B = 5$. Dakle,

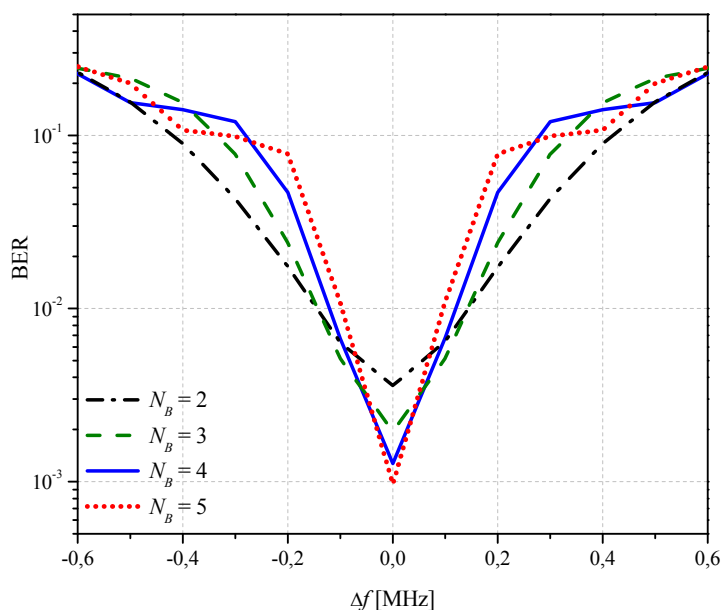
dobitak je najveći pri prelasku sa 2 na 3 simbola za detekciju. S obzirom na složenost OFDM sistema i na prethodnu analizu može se doći do zaključka da povećanje broja simbola za detekciju na vrednost veću od 3 nema smisla. Kompleksnost sistema se značajno povećava za $N_B \geq 4$ a to ne dovodi do značajnog poboljšanja performansi. Zaključak je da se za MSDD algoritam primenjen kod OFDM sistema, treba zadržati na vrednosti od 3 simbola za detekciju.



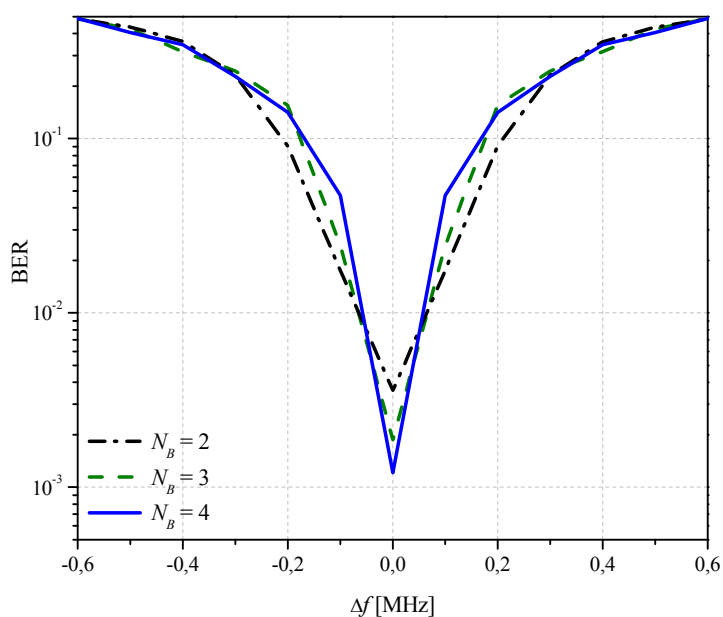
Slika 6.12 Verovatnoća greške po bitu u zavisnosti od E_b/N_0 za OFDM/QPSK sistem sa MSDD algoritmom za detekciju

Sa Slike 6.12 se može uočiti da u prisustvu frekvencijskog ofseta sistem ima najbolje performanse u slučaju kada se koristi najmanji broj bitova za detekciju ($N_B = 2$). Sa povećanjem vrednosti N_B performanse se pogoršavaju, odnosno sistem je osetljiviji na frekvencijski ofset. Poređenjem performansi sistema sa i bez frekvencijskog ofseta, koje odgovaraju istoj vrednosti parametra N_B , vidi se da je najveća razlika u slučaju kada je i parametar N_B najveći ($N_B = 5$).

Slika 6.13 prikazuje zavisnost verovatnoće greške po bitu za OFDM/QPSK sistem sa MSDD algoritmom od frekvencijskog ofseta Δf , sa N_B kao parametrom i vrednosti $E_b/N_0 = 8$ dB. Broj OFDM kanala za prenos podataka je $N = 16$. Za manje vrednosti broja bita koji se koriste za detekciju kod MSDD algoritma, sistem je manje osetljiv na frekvencijski ofset i opseg u kome su zadovoljavajuće performanse je najširi. Sa povećanjem, taj opseg postaje sve uži, što znači da je sistem osetljiviji na frekvencijski ofset, ali je u tom slučaju vrednost za BER bolja u okolini tačke $\Delta f = 0$ MHz.

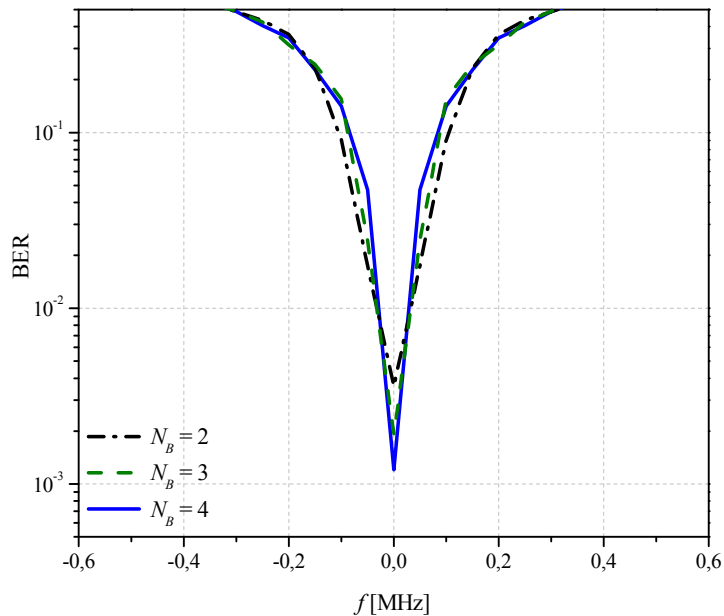


Slika 6.13 Zavisnost verovatnoće greške po bitu od frekvencijskog ofseta Δf za OFDM/QPSK sistem sa MSDD algoritmom, $N = 16$



Slika 6.14 Zavisnost verovatnoće greške po bitu od frekvencijskog ofseta Δf za OFDM/QPSK sistem sa MSDD algoritmom, $N = 32$

Slike 6.14 i 6.15 prikazuju verovatnoće greške po bitu OFDM/QPSK sistema sa MSDD algoritmom u zavisnosti od frekvencijskog ofseta Δf , gde je broj bitova N_B parametar, za $N = 32$ i $N = 64$, respektivno. Krive pokazuju isti karakter kao i krive sa Slike 6.13.



Slika 6.15 Zavisnost verovatnoće greške po bitu od frekvencijskog ofseta Δf za OFDM/QPSK sistem sa MSDD algoritmom, $N = 64$

Sa Slika 6.13 – 6.15 dolazi se do zaključka da je OFDM sistem sa MSDD algoritmom na prijemu manje osetljiv na frekvencijski ofset u slučajevima kada je broj bita koji se koristi za detekciju manji. Iz toga bi se moglo zaključiti da nema svrhe primenjivati MSDD algoritam na OFDM sistem. Međutim, s obzirom da sistem, u okolini centralne frekvencije, ima bolju vrednost BER-a, za veće vrednosti parametra N_B , došlo se na ideju da se ta dobra osobina iskoristi, a da se opseg u kome se može postići zadovoljavajući kvalitet prenosa proširi nekom drugom tehnikom. Ovaj pristup će biti detaljno predstavljen u poglavlju 7.3.

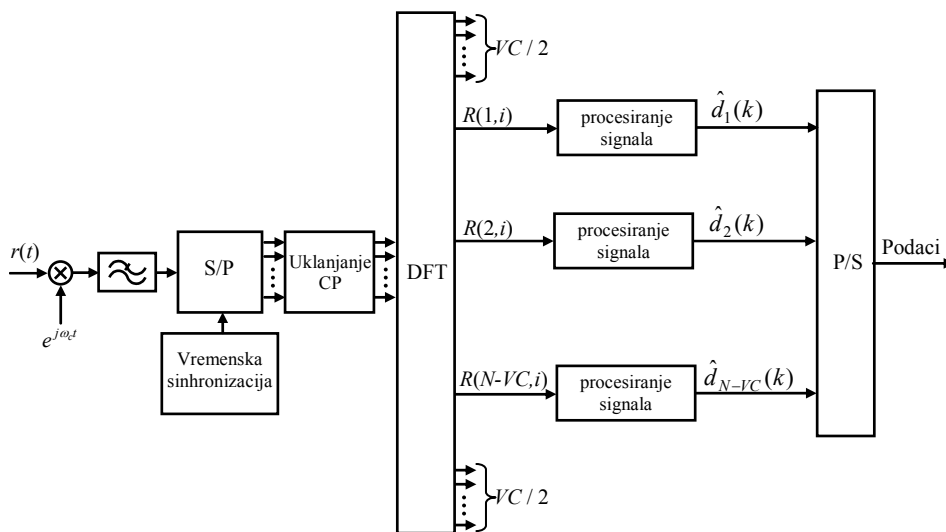
6.4 OFDM/MDPSK prijemnik sa diferencijalnom detekcijom na osnovu povratne sprege

Ako referentna faza signala nije stabilna iz bilo kog razloga (feding usled višestrukog prostiranja, Doplerov efekat ili narušena frekvencijska sinhronizacija između oscilatora prijemnika i predajnika) dolazi do značajnog narušavanja performansi prijemnika. To znači da se donosi odluka o nekoliko simbola istovremeno, nasuprot detekcije simbol po simbol kod konvencionalne diferencijalne detekcije.

Jedno od rešenja problema je primena diferencijalne detekcije na osnovu više simbola (MSDD), čija je primena na OFDM sistem prikazana u prethodnom poglavlju. Glavni nedostatak ovog algoritma je povećanje kompleksnosti sistema. Pored toga direktna primena

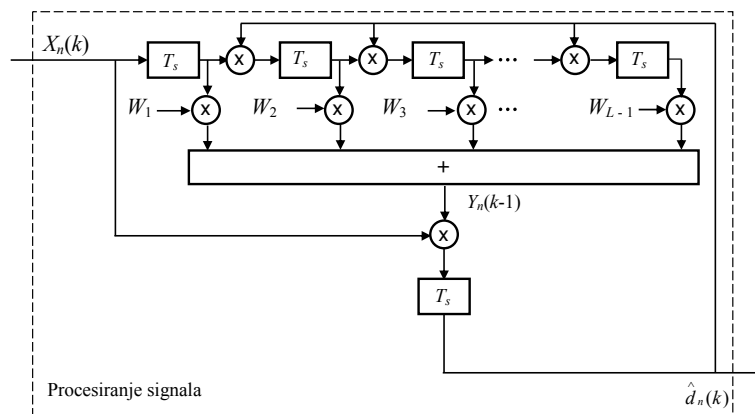
na OFDM sistem ne donosi značajna poboljšanja performansi. Za AWGN kanale, u radovima [68] i [73] je predložena diferencijalna detekcija sa povratnom spregom, odnosno DFDD algoritam, koji se odlikuje manjom kompleksnošću u poređenju sa MSDD algoritmom, a veoma dobrim performansama. U radu [74] je prikazana šema diferencijalne detekcije sa povratnom spregom i diverziti prijemom za OFDM/MDPSK sisteme. Prikazano je da je DFDD algoritam veoma efikasna metoda za smanjenje praga verovatnoće greške.

U nastavku je prikazan unapređeni DFDD algoritam primenjen na OFDM sistem, označen kao DFDDI-OFDM (*DFDD improved*) [75], sa ciljem da se dodatno poboljšaju performanse DFDD algoritma u okviru OFDM sistema. Blok dijagram OFDM/MDPSK prijemnika sa DFDD algoritmom nakon DFT bloka je prikazan na Slici 6.16.



Slika 6.16 OFDM/MDPSK prijemnik sa unapređenim DFDD algoritmom

Svi blokovi od ulaza u prijemnik do bloka u kome se vrši diskretna Furijeova transformacija su opisani jednačinama u prethodnim poglavljima. U bloku za procesiranje signala se odvija zapravo unapređeni algoritam za diferencijalnu detekciju sa povratnom spregom. Unutrašnja struktura ovog bloka je prikazana na Slici 6.17.



Slika 6.17 Struktura bloka za procesiranje signala DFDDI-OFDM prijemnika

Unapređeni DFDD algoritam se zasniva na principima standardnog DFDD algoritma. DFDD algoritam je opisan sledećim jednačinama [76]:

$$Y_n(k-1) = \sum_{l=1}^{L-1} W_{n,l} \prod_{i=1}^{l-1} R_n(k-i) \cdot X_n(k-l) \quad (6.40)$$

gde L predstavlja dužinu filtra, dok $n = 0, 1, \dots, (N-VC-1)$ označava n -ti OFDM kanal. Težine filtra se podešavaju normalizovanim LMS (*Least Mean Squares*) algoritmom:

$$W_{n,l}(k+1) = W_{n,l}(k) + \frac{\mu E_n(k) X_n(k)^*}{|X_n(k)|^2}, \quad (6.41)$$

$$l = 1 \dots L-1$$

gde je $E_n(k)$ signal greške algoritma u n -tom OFDM kanalu, definisan na sledeći način:

$$E_n(k) = (X_n(k-1) - Y_n(k-1)) \quad (6.42)$$

dok μ predstavlja adaptacioni faktor, a $(\cdot)^*$ označava kompleksnu konjugaciju, i $\overline{|X_n(k)|^2}$ predstavlja srednju snagu k -tog simbola u n -tom OFDM kanalu.

Detekcija k -tog simbola u n -tom kanalu DFDD-OFDM prijemnika definisana je sledećom jednačinom:

$$\hat{d}_n(k) = \arg \max_{\tilde{d}_n} \left\{ \text{Re} \left\{ \tilde{d}_n \cdot X_n(k) Y_n^*(k-1) \right\} \right\} \quad (6.43)$$

Razlika između unapređenog i standardnog DFDD algoritma se odnosi na skup težinskih koeficijenata algoritma $W_{n,l}$. Zapravo, ne kreira se poseban skup koeficijenata za svaki OFDM kanal, već se za svaki OFDM kanal koristi isti skup težinskih koeficijenata dužine $L-1$, koji je označen sa $W_{0,l}$. Stoga se, za unapređeni DFDD algoritam, jednačina (6.41) može napisati kao:

$$W_{0,l}(k+1) = W_{0,l}(k) + \sum_{n=0}^{N-VC-1} \frac{\mu E_n(k) X_n(k)^*}{|X_n(k)|^2}, \quad (6.44)$$

$$l = 1 \dots L-1$$

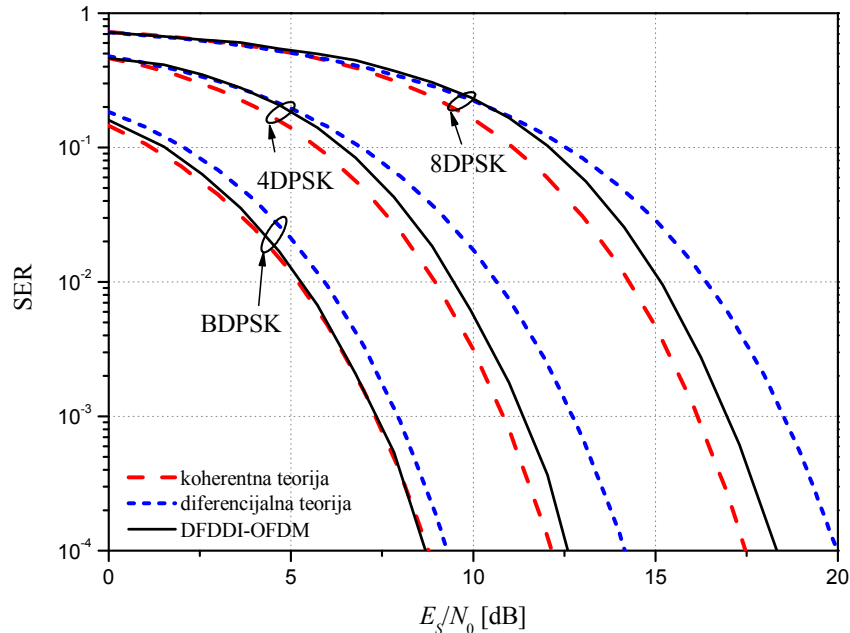
I jednačina (6.40) postaje:

$$Y_n(k-1) = \sum_{l=1}^{L-1} W_{0,l} \prod_{i=1}^{l-1} R_n(k-i) \cdot X_n(k-l) \quad (6.45)$$

U ostalim jednačinama, DFDD-OFDM i predloženi DFDDI-OFDM algoritam su identični.

Slika 6.18 prikazuje performanse DFDDI-OFDM sistema, odnosno zavisnost verovatnoće greške po simbolu od odnosa energije simbola i spektralne gustine snage šuma

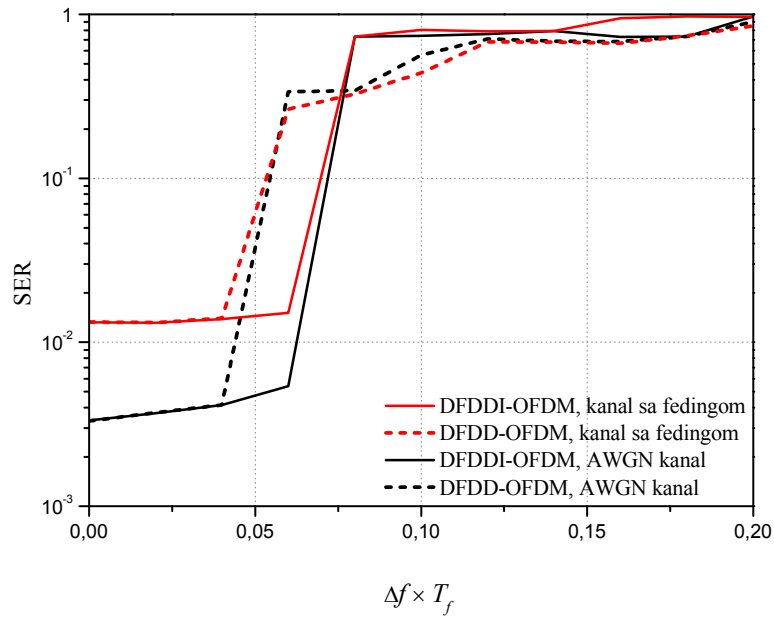
(E_s / N_0) u AWGN kanalu, kada nema frekvencijskog ofseta, za različite modulacione nivoe. Takođe su prikazane i teorijske krive za idealnu koherentnu i diferencijalnu detekciju. Može se uočiti da predloženi prijemnik, za sve modulacione nivoe, ima performanse bolje od prijemnika sa standardnom diferencijalnom detekcijom na prijemu, ali nešto slabije nego prijemnik sa idealnom koherentnom detekcijom.



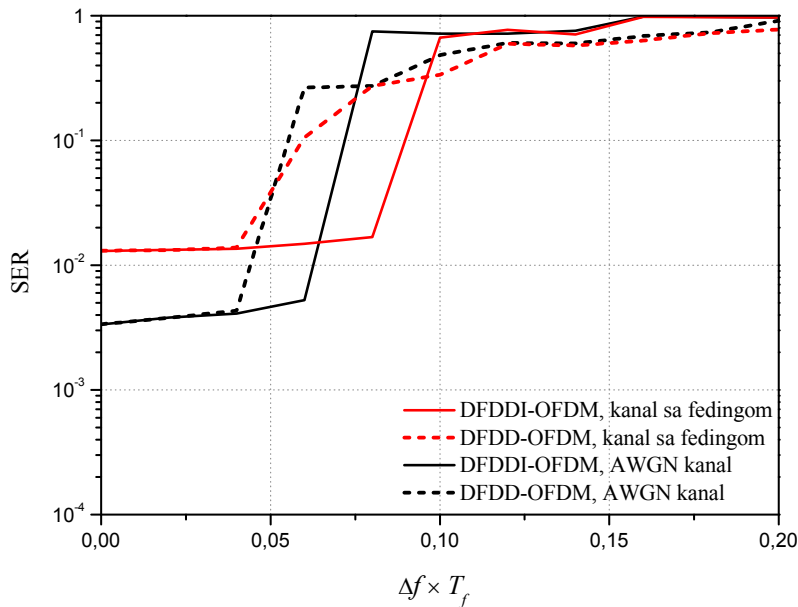
Slika 6.18 Verovatnoća greške po simbolu u funkciji od E_s / N_0 bez frekvencijskog ofseta ($\Delta f = 0$) u AWGN kanalu

Uticaj modulacionog nivoa M , kao i broja OFDM kanala N , na performanse sistema u slučaju procesiranja signala u prijemniku DFDDI-OFDM i DFDD-OFDM algoritmima, za 4DPSK i 8DPSK modulacije, prikazane su na Slikama 6.19 – 6.22. Vrednost odnosa signal-šum je različit za sva tri modulaciona nivoe, i biran je tako da verovatnoća greške za nulti frekvencijski ofset bude oko 10^{-2} . U simulacijama korišćene vrednosti odnosa E_s / N_0 su 10.5dB i 16dB, za 4DPSK i 8DPSK modulacije, respektivno. Simulacije su primenjene u AWGN kanalu, kao i kanalu sa Rajsovim fedingom i parametrom $K = 10$ dB. Brzina prijemnika je podešena na $v_{rec} = 150$ km/h.

Slike 6.19 i 6.20 prikazuju verovatnoću greške po simbolu u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta za dva različita skupa OFDM parametara $\{N=32, N_{VC}=4, T_{CP} = T_{GI} = 4T_c\}$ i $\{N=64, N_{VC}=8, T_{CP} = T_{GI} = 8T_c\}$, za 4DPSK modulaciju. Normalizovani frekvencijski ofset je određen kao $\Delta f \times T_f$, gde je trajanje OFDM frejma definisano sa $T_f = T_s \times (N + CP + GI)$.

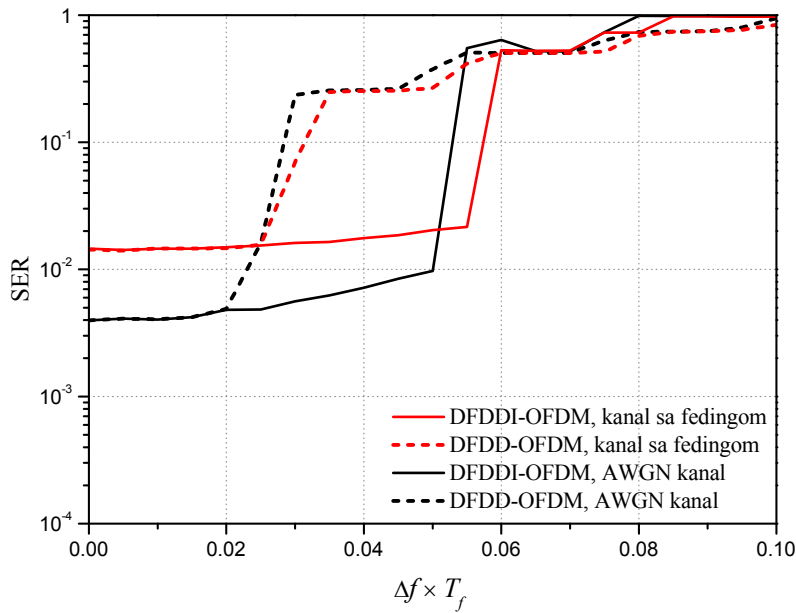


Slika 6.19 Verovatnoća greške po simbolu u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta za $N=32$, $N_{VC}=4$, $T_{CP} = T_{GI} = 4T_c$, 4DPSK modulacija

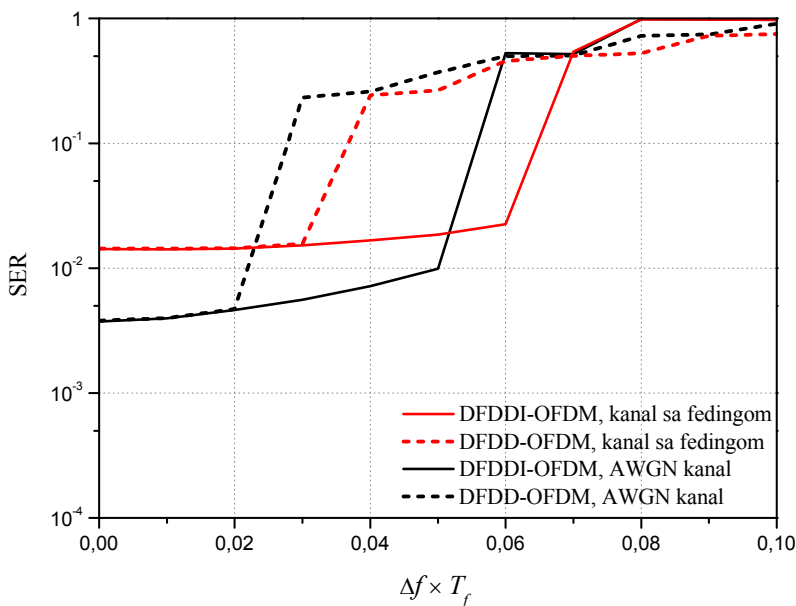


Slika 6.20 Verovatnoća greške po simbolu u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta za $N=64$, $N_{VC}=8$, $T_{CP} = T_{GI} = 8T_c$, 4DPSK modulacija

Poređenjem odgovarajućih krivih na Slikama 6.19 i 6.20 može se uočiti značajan dobitak u performansama sistema u prisustvu frekvencijskog ofseta, primenom DFDDI-OFDM prijemnika. Dobitak je značajan u oba slučaja, kanalu sa fedingom, kao i AWGN kanalu. Slično poređenje je prikazano na Slikama 6.21 i 6.22 za 8DPSK modulaciju i može se izvesti isti zaključak.



Slika 6.21 Verovatnoća greške po simbolu u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta za $N=32$, $N_{VC}=4$, $T_{CP} = T_{GI} = 4T_c$, 8DPSK modulacija



Slika 6.22 Verovatnoća greške po simbolu u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta za $N=64$, $N_{VC}=8$, $T_{CP} = T_{GI} = 8T_c$, 8DPSK modulacija

Predloženi DFDDI/OFDM sistem sa unapređenim DFDD algoritmom pokazuje značajno bolje performanse, u poređenju sa OFDM sistemom koji koristi standardni DFDD algoritam za detekciju, što se ogleda u širem frekvencijskom ofsetu u kome se zadržavaju dobre performanse prijemnika. Ovo poboljšanje važi kako za AWGN kanal tako i za kanal sa Rajsovim fedingom i ne zavisi od modulacionog nivoa. Najznačajnija je činjenica da kod unapređenog DFDD algoritma nema povećanja kompleksnosti sistema.

7. NOVI PRISTUP REŠAVANJU PROBLEMA FREKVENCIJSKOG OFSETA KOD OFDM SISTEMA

Performanse OFDM sistema su značajno pogoršane u slučaju kada postoji frekvencijski ofset između lokalnih oscilatora prijemnika i predajnika [77], [78]. U cilju povećanja otpornosti OFDM sistema na frekvencijski ofset, a u zavisnosti od karakteristika signala koji se prenosi (zasnovanog ili ne na pilot simbolima), u literaturi je poznato nekoliko različitih pristupa rešavanju ovog problema [79]-[85]. Sa istim ciljem, u prethodnom poglavlju su prikazani OFDM prijemnici koji se zasnivaju na primeni naprednih algoritama za diferencijalnu detekciju, dok će u ovom poglavlju biti prikazan potpuno novi pristup rešavanju problema frekvencijskog ofseta.

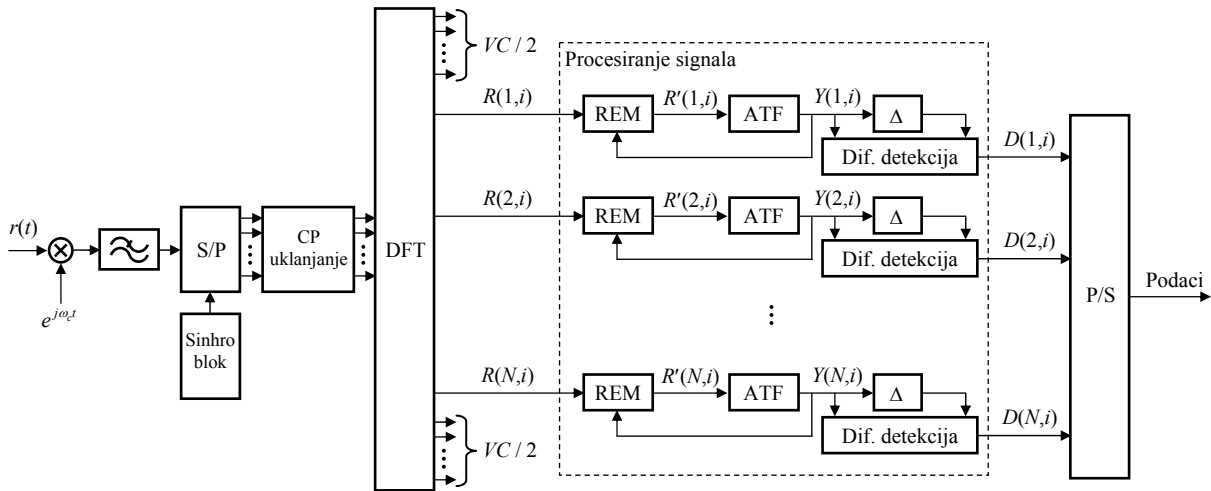
Adaptivna modulacija, koja ima mogućnost odabira optimalnog nivoa snage, modulacionog nivoa, verovatnoće greške, kodne šeme ili bilo koje kombinacije ovih parametara, u skladu sa ograničenjima kanala, može značajno da unapredi performanse sistema. Savremeni softverski i kognitivni radio sistemi su često zasnovani na primeni adaptivnih i rekonfigurabilnih struktura [86]. Rekonfigurabilne strukture su često u pomenutim sistemima i jedino rešenje, kao što je to slučaj kod problema potiskivanja smetnji [87].

U ovom poglavlju će biti prikazani OFDM prijemnici koji se zasnivaju na unapređenju OFDM prijemnika sa standardnom diferencijalnom detekcijom i unapređenjem prijemnika sa MSDD algoritmom, prikazanih u prethodnim poglavljima. Tehnikom frekvencijskih hipoteza, dobijeno je značajno poboljšanje performansi. Pri tom su analizirane mogućnosti postavljanja hipoteza kako pre, tako i nakon FFT bloka.

Potpuno novi pristup se zasniva na teoriji adaptivnih filtara. Biće prikazan prijemnik koji koristi LMS algoritam adaptacije težinskih koeficijenata filtra. Kao prijemnici koji daju značajno bolje rezultate, biće predloženi potpuno novi filtri čija primena na OFDM sisteme značajno poboljšava performanse u prisustvu frekvencijskog ofseta.

7.1 OFDM/DPSK prijemnik sa adaptivnim transverzalnim filtrom i LMS adaptacijom koeficijenata

Primer primene adaptivne modulacije na OFDM sistem, u cilju poboljšanja performansi u prisustvu frekvencijskog ofseta, prikazan je u ovom poglavlju [88]. Performanse OFDM sistema će biti prikazane kroz simulacione rezultate, na primeru 4DPSK modulacije. Takođe, biće prikazana i zavisnost performansi od parametara filtra i parametara OFDM sistema. Estimacija kanala i korekcija greške se vrši adaptivnim transverzalnim filtrom (ATF) kod koga se LMS algoritmom vrši adaptacija težinskih koeficijenata.



Slika 7.1 OFDM/ADPSK prijemnik sa adaptivnom modulacijom LMS algoritmom

Na slici 7.1. je prikazan OFDM prijemnik sa adaptivnim transverzalnim filtrom, koji je obeležen kao ATF blok. Ovaj blok koristi LMS algoritam za adaptaciju koeficijenata filtra i opisan je sledećim jednačinama:

$$Y(k,i) = \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L R'(k,i-j)W_j(k,i) \quad (7.1)$$

gde L predstavlja dužinu filtra a $Y(k,i)$ predstavlja kompleksni signal u osnovnom opsegu na izlazu adaptivnog filtra u k -tom OFDM kanalu i i -tom diskretnom vremenskom trenutku. Težinski koeficijenti filtra se podešavaju korišćenjem LMS algoritma, na sledeći način:

$$W_j(k,i+1) = W_j(k,i) + \frac{\mu E(k,i)(R'(k,i))^*}{|R(k,i)|^2} \quad (7.2)$$

gde je

$$E(k,i) = R'(k,0) - Y(k,i) \quad (7.3)$$

$$R'(k,i) = R(k,i)W_s \quad (7.4)$$

i $W_s \in \{1, j, -1, -j\}$.

Parametar W_s se računa kao:

$$W_s \leftarrow \min_{W_s} \left\{ |Y(k, i) - R(k, i)W_s|^2 \right\} \quad (7.5)$$

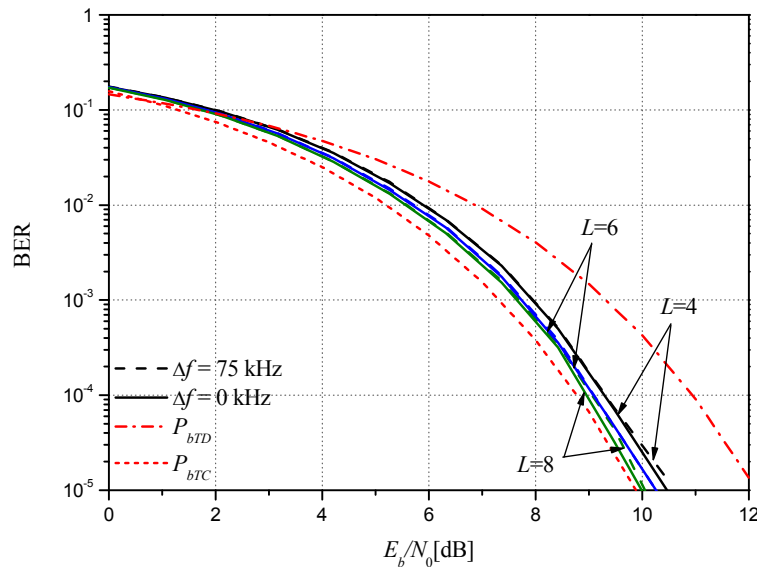
Detekcija i -tog simbola je izvršena kao:

$$D(k, i) \leftarrow \min_{D(k, i)} \left\{ |Y(k, i) - Y(k, i-1)D(k, i)|^2 \right\} \quad (7.6)$$

Predloženi sistem je testiran korišćenjem Monte-Carlo simulacija. Frekvencija osnovnog nosioca je 2.4 GHz. U svakom OFDM kanalu je izvršena estimacija kanala i korekcija korišćenjem ATF-a i LMS algoritma.

Slike 7.2. – 7.4. prikazuju performanse OFDM sistema (verovatnoću greške po bitu) u funkciji odnosa energije po bitu i spektralne gustine snage šuma (E_b/N_0), za različite vrednosti dužine filtra L , u prisustvu frekvencijskog ofseta, $\Delta f = 75$ kHz (isprekidana linija) i bez frekvencijskog ofseta (puna linija).

Slika 7.2. prikazuje performanse OFDM sistema, za prvi simulirani slučaj ($N=16$, $N_{VC}=2$, $T_{CP}=T_{GI}=2T_c$), u zavisnosti od E_b/N_0 . Može se uočiti da na performanse sistema ne utiče značajno dužina filtra L . Takođe, razlike između performansi sistema u slučajevima sa i bez frekvencijskog ofseta je vrlo mala.



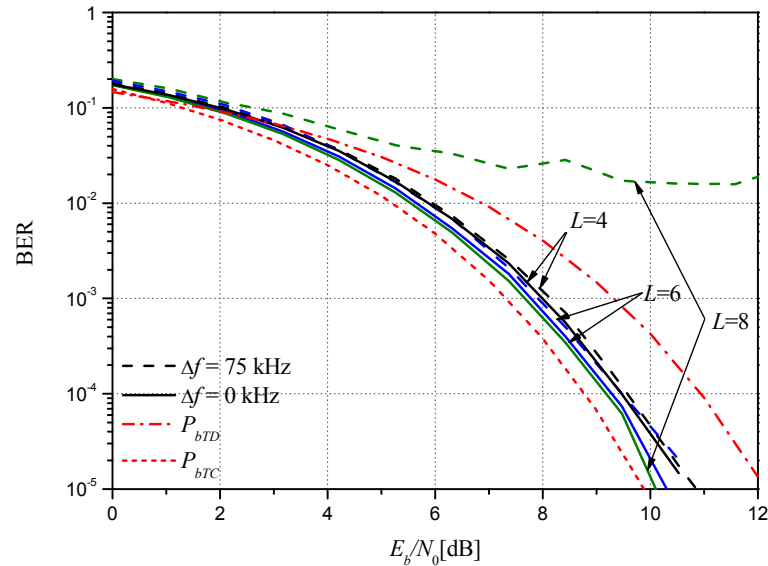
Slika 7.2 BER u zavisnosti od E_b/N_0 , za $N=16$, $N_{VC}=2$, $T_{CP}=T_{GI}=2T_c$

Radi poredenja, na slici se nalaze i dve teorijske krive za verovatnoću greške po bitu u AWGN kanalu, u slučaju idealne sinhronizacije, koje se mogu napisati kao [89]:

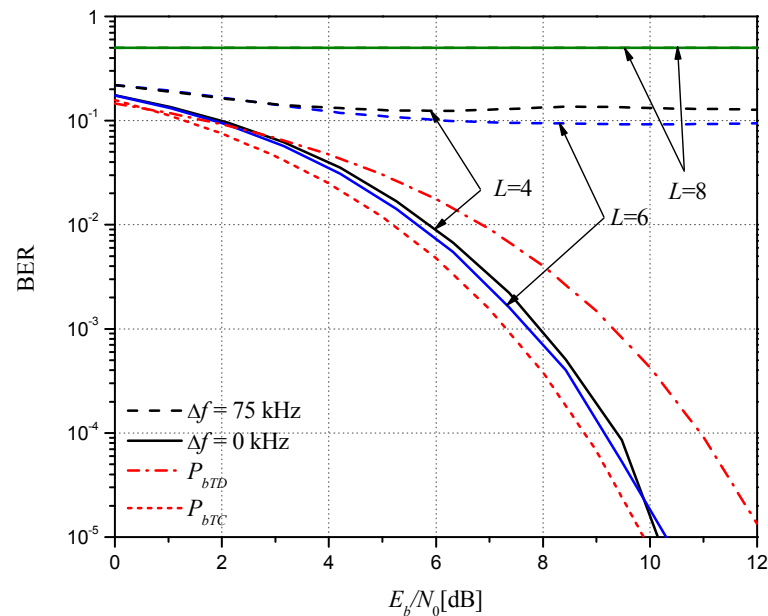
$$P_{bTD} \approx Q \sqrt{\frac{4E_b}{N_0}} \sin \frac{4\pi}{\sqrt{2}}, \quad (7.7)$$

$$P_{bTC} \approx 2Q \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}, \quad (7.8)$$

za diferencijalnu demodulaciju signala 4DPSK (P_{bTD}) i koherentnu demodulaciju signala 4DPSK (P_{bTC}). Funkcija $Q(x)$ je takođe definisana u [89].



Slika 7.3 BER u zavisnosti od E_b / N_0 za $N=32$, $N_{VC}=4$, $T_{CP} = T_{GI} = 4T_c$



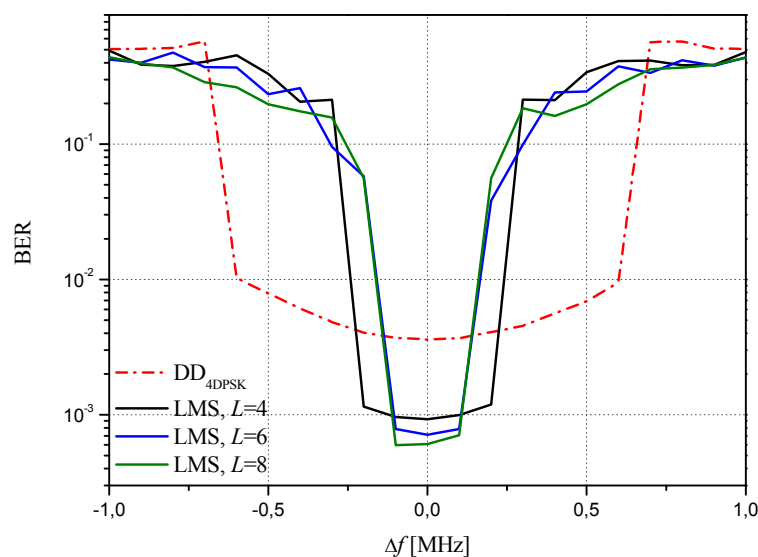
Slika 7.4 BER u zavisnosti od E_b / N_0 za $N=64$, $N_{VC}=8$, $T_{CP} = T_{GI} = 8T_c$

Može se uočiti da su performanse predloženog sistema bolje nego performanse sistema sa diferencijalnom detekcijom, a veoma bliske performansama sistema sa koherentnom detekcijom signala. Dakle, prednost predloženog prijemnika je da pruža performanse vrlo bliske koherentnoj detekciji a ne zahteva poznavanje kanala.

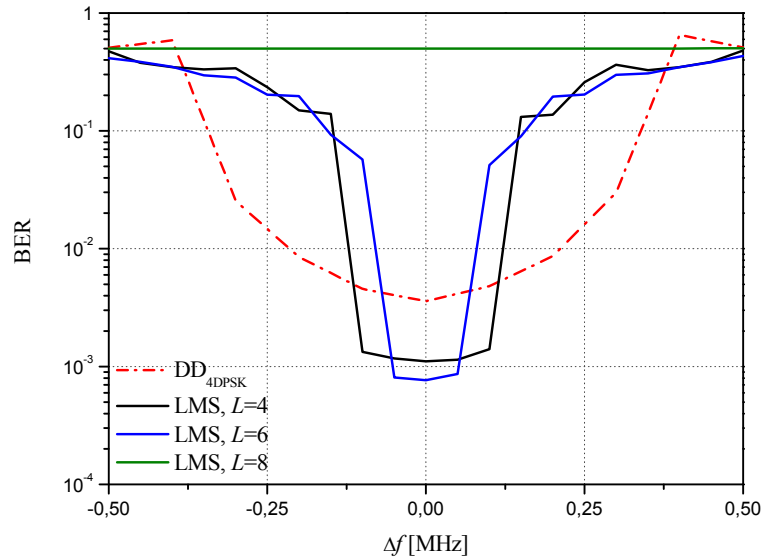
Slično, Slike 7.3. i 7.4. prikazuju performanse sistema za drugi ($N=32$, $N_{VC}=4$, $T_{CP} = T_{GI} = 4T_c$) i treći simulirani slučaj ($N=64$, $N_{VC}=8$, $T_{CP} = T_{GI} = 8T_c$) u zavisnosti od E_b/N_0 , sa dužinom filtra L kao parametrom. Može se uočiti da performanse sistema opadaju sa porastom dužine filtra i da za veći broj OFDM kanala sistem u potpunosti prestaje da radi, što predstavlja nedostatak.

Na Slikama 7.5 do 7.7 prikazana je zavisnost verovatnoće greške po bitu od frekvencijskog ofseta Δf , gde je dužina filtra L uzeta kao parametar i $E_b/N_0 = 8$ dB. Za manje vrednosti parametra L , frekvencijski ofset ima manji uticaj na performanse sistema, a uticaj frekvencijskog ofseta na kvalitet prenosa raste sa porastom parametra L . Frekvencijski opseg u kome se može postići zadovoljavajući kvalitet prenosa postaje uži, ali je nivo verovatnoće greške po bitu niži. Slika 7.5 prikazuje simulacione rezultate za 4DPSK modulaciju bez estimacije i korekcije frekvencijskog ofseta (kriva obeležena sa DD_{4DPSK}). Može se zaključiti da predloženi OFDM prijemnik ima bolje performanse u smislu nivoa verovatnoće greške po bitu. Sa druge strane opseg, u kome se može postići zadovoljavajući nivo verovatnoće greške za prenos signala, je uži u poređenju sa prijemnikom koji koristi standardnu diferencijalnu detekciju na prijemu.

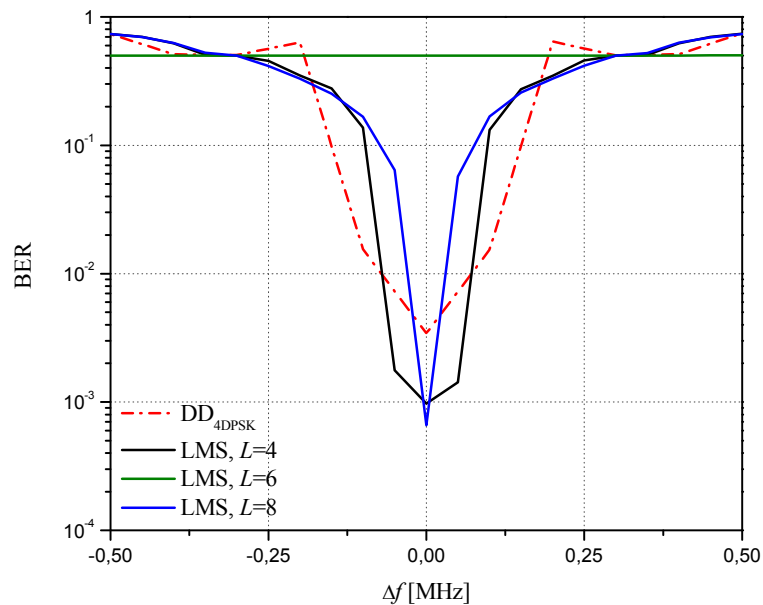
Takođe, frekvencijski opseg sa zadovoljavajućim kvalitetom prenosa postaje uži i sa porastom broja OFDM podnosilaca, kao i sa porastom dužine filtra. Za sve nivoe MDPSK modulacije krive imaju iste karakteristike [64]. Međutim, korišćenjem adaptivnog transversalnog filtra i LMS algoritma karakteristika postaje ravna, ali sa boljim nivoom verovatnoćom greške.



Slika 7.5 Verovatnoća greške po simbolu u zavisnosti od frekvencijskog ofseta Δf za $N=16$, $N_{VC}=2$, $T_{CP} = T_{GI} = 2T_c$



Slika 7.6 Verovatnoća greške po simbolu u zavisnosti od frekvencijskog ofseta Δf za $N=32$, $N_{VC}=4$, $T_{CP} = T_{GI} = 4T_c$

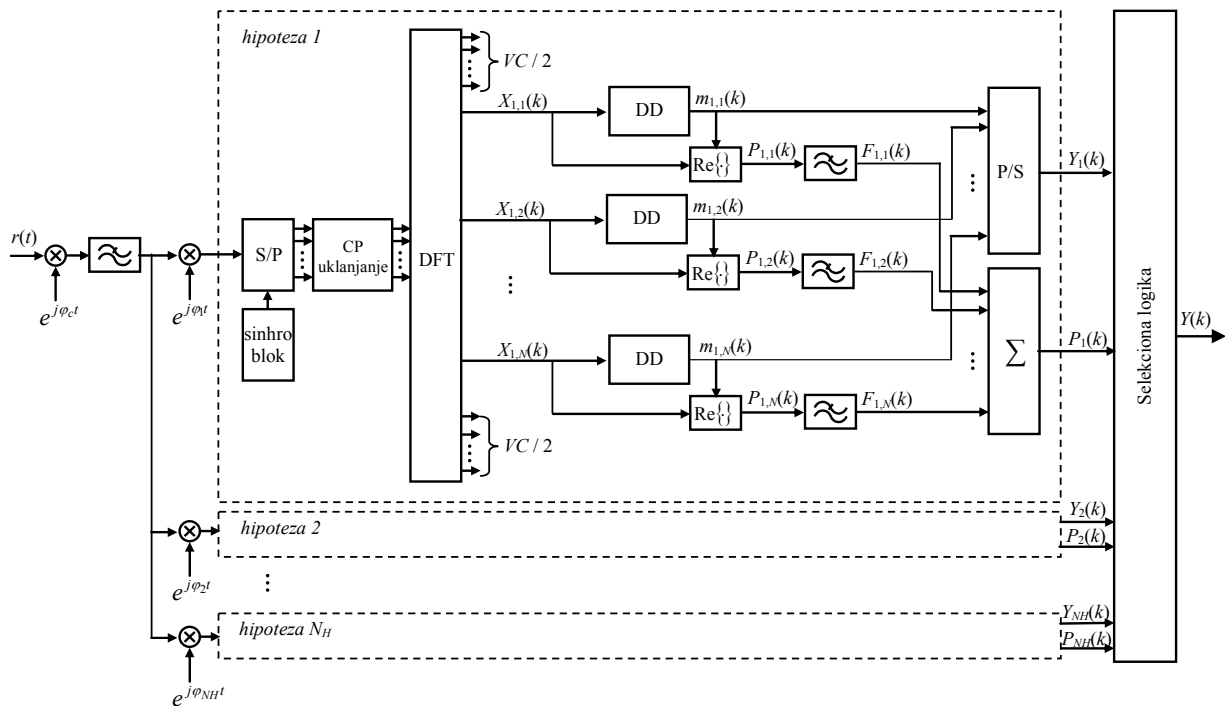


Slika 7.7 Verovatnoća greške po simbolu u zavisnosti od frekvencijskog ofseta Δf za $N=64$, $N_{VC}=8$, $T_{CP} = T_{GI} = 8T_c$

Performanse predloženog OFDM/DQPSK prijemnika sa adaptivnim transverzalnim filtrom sa LMS algoritmom za adaptaciju težinskih koeficijenata, nisu u potpunosti zadovoljavajuće, u pogledu rešavanja problema frekvencijskog ofseta. Direktnom primenom već poznatog adaptivnog filtra dobijaju se dobri rezultati u smislu nivoa verovatnoće greške, ali je opseg frekvencijskog ofseta u kome je to slučaj uži nego kod OFDM prijemnika sa standardnom diferencijalnom detekcijom. Stoga se dolazi do zaključka da povoljnije rešenje treba tražiti u nekim drugim rekonfigurabilnim strukturama.

7.2 OFDM/MDPSK prijemnik sa rekonfigurabilnom strukturom

Prijemnik, prikazan u ovom poglavlju [90], predstavlja modifikaciju OFDM prijemnika sa standardnom diferencijalnom detekcijom, čime je postao rekonfigurabilan i može se koristiti za prijem MDPSK signala u prisustvu značajnog frekvencijskog ofseta. U svim slučajevima predloženi prijemnik koji je označen kao RDD-OFDM ima bolje performanse nego OFDM prijemnik sa standardnom diferencijalnom detekcijom (DD-OFDM) za bilo koju posmatranu vrednost frekvencijskog ofseta, što je i dokazano simulacionim putem.



Slika 7.8 Predloženi model OFDM/MDPSK prijemnika sa rekonfigurabilnom strukturom

Na Slici 7.8 je prikazana blok šema OFDM prijemnika za MDPSK signal sa rekonfigurabilnom strukturom. Na šemi se može uočiti ukupno N_H blokova koji su ograničeni isprekidanom linijom. Svaki blok predstavlja jednu od frekvencijskih hipoteza. Ulazni signal se unutar svakog bloka množi odgovarajući φ_{n_h} , koja predstavlja normalizovanu vrednost frekvencijske hipoteze i gde n_h predstavlja redni broj hipoteze i uzima vrednosti $n_h = 1, 2, \dots, N_H$.

$$\varphi_{n_h} = n_h \Delta\varphi - \frac{(N_H - 1)\Delta\varphi}{2}, n_h = 1, 2, \dots, N_H \quad (7.9)$$

gde $\Delta\varphi$ predstavlja kao parametar algoritma koji označava fazni korak između hipoteza.

U svakom bloku za hipotezu nalazi se S/P blok koji predstavlja serijsko paralelni konvertor i zahteva vremensku sinhronizaciju. Nakon uklanjanja cikličnog prefiksa, primenjuje se diskretna Furijeova transformacija (DFT) dužine N . DFT prima i rekonstruiše OFDM frejm na ulazu i na izlazu daje prenete modulisane simbole pod uticajem odziva kanala. U ovom slučaju se koristi OFDM demodulator sa N podnosilaca i diskretnom Furijeovom transformacijom. Ulaz je u vremenskom domenu, a izlaz je u frekvencijskom domenu.

Nakon DFT bloka, unutar DD bloka se vrši standardna diferencijalna detekcija. Ulaz u svaki DD blok je X_{n_h, n_c} signal koji odgovara n_h hipotezi i n_c ($n_c = 1, 2, \dots, N$) OFDM kanalu. Na izlazu se donosi odluka o diferencijalnoj detekciji koja je označena sa m_{n_h, n_c} . Nakon paralelno serijskog bloka (P/S) dobija se OFDM niz podataka (Y_{n_h}).

Procesiranje u grani ispod DD bloka se koristi za utvrđivanje kvaliteta signala. Blok obeležen sa $\text{Re}\{\}$ označava sledeću operaciju:

$$P_{n_h, n_c}(k) = \text{Re} \left\{ X_{n_h, n_c}^*(k-1) X_{n_h, n_c}(k) \times \exp \left(j \frac{2\pi}{M} m_{n_h, n_c} \right) \right\} \quad (7.10)$$

Da bi se otklonio efekat šuma, vrši se filtriranje signala $P_{n_h, n_c}(k)$, tako da se na izlazu iz filtra dobija $F_{n_h, n_c}(k)$ signal:

$$F_{n_h, n_c}(k) = (1 - A) F_{n_h, n_c}(k-1) + A \cdot P_{n_h, n_c}(k) \quad (7.11)$$

Na osnovu sume:

$$P_{n_h}(k) = \sum_{i=1}^N F_{n_h, i}(k) \quad (7.12)$$

dobija se mera kvaliteta signala za n_h hipotezu. Selekciona logika na osnovu maksimalne mere kvaliteta signala:

$$P_{\max}(k) = \max_{n_h} P_{n_h}(k) \quad (7.13)$$

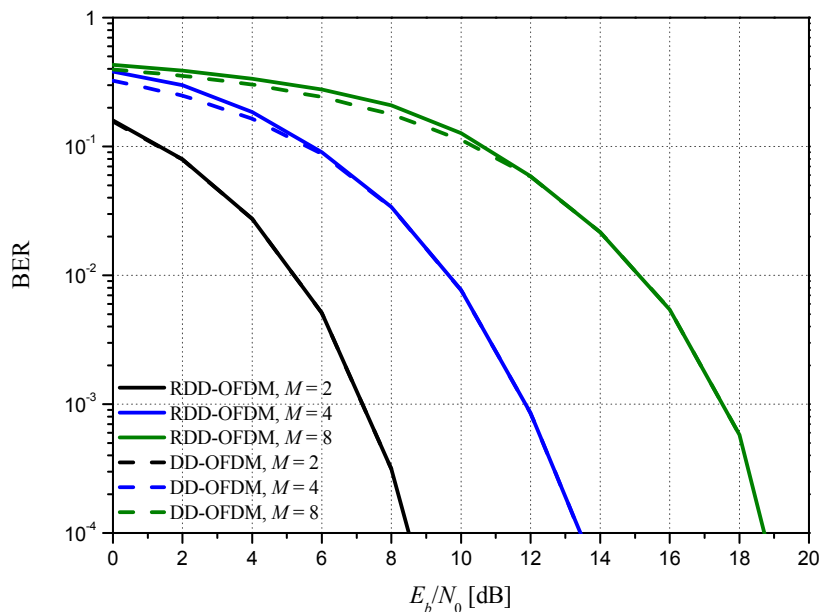
određuje redni broj hipoteze koji odgovara maksimalnoj meri kvaliteta signala:

$$n_{h, \max} = \arg \max_{n_h} P_{n_h}(k) \quad (7.14)$$

Na osnovu maksimalnog indeksa, selekciona logika na izlazu iz prijemnika bira odgovarajuće $Y_{n_h, \max}$:

$$Y(k) = Y_{n_h, \max}(k) \quad (7.15)$$

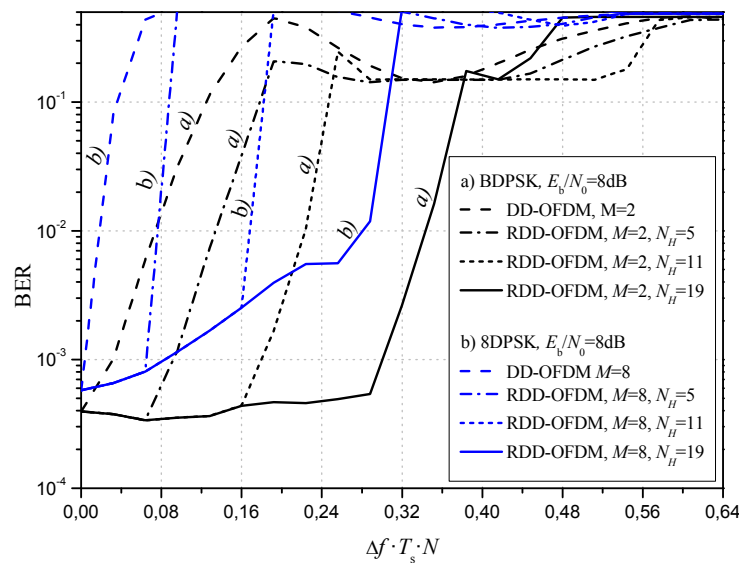
Dobre performanse opisanog sistema su dokazane korišćenjem Monte-Carlo simulacija. Frekvencija nosioca je 2.4 GHz, perioda semplovanja pre DFT bloka je $1\mu\text{s}$, a odnos energije po bitu i spektralne gustine snaga šuma $E_b/N_0 = 8\text{ dB}$, $E_b/N_0 = 12.5\text{ dB}$ i $E_b/N_0 = 18\text{ dB}$ za BDPSK, 4DPSK i 8DPSK modulaciju, respektivno. Testiran je OFDM sistem ($N = 32$, $N_{VC} = 4$, $T_{CP} = T_{GI} = 4T_c$) za različite vrednosti modulacionog nivoa (M), broja hipoteza (N_H) i parametra koji predstavlja odnos faznog koraka i širine frekvencijskog opsega jednog OFDM kanala $\Delta\varphi/B_c$.



Slika 7.9 Verovatnoća greške po bitu u zavisnosti od E_b/N_0 za AWGN kanal

Slika 7.9 prikazuje verovatnoću greške po bitu (BER) u funkciji odnosa energije po bitu i spektralne gustine snage šuma (E_b/N_0) u AWGN kanalu, za različite vrednosti modulacionog nivoa M i sledećim vrednostima parametara za predloženi OFDM prijemnik: $N=32$, $N_{VC} = 4$, $T_{CP} = T_{GI} = 4T_c$, $\Delta\varphi/B_c = 3\%$, $N_H = 11$. Isprekidanom linijom su prikazane performanse OFDM sistema sa standardnom diferencijalnom detekcijom (DD-OFDM). Rezultati su prikazani za idealan slučaj, kada nema frekvencijskog ofseta i nalaze se tri grupe krivih, pojedinačno za BDPSK, 4DPSK i 8DPSK modulaciju. Za BDPSK modulaciju, krive za RDD-OFDM i DD-OFDM prijemnik se preklapaju. Za veće modulacione nivoe, DD-OFDM sistem u opsegu manjih odnosa E_b/N_0 , pokazuje malo bolje performanse nego predloženi sistem. Ipak, za sve tri grupe ($M = 2, 4, 8$) predloženi RDD-OFDM prijemnik ima vrlo bliske performanse DD-OFDM prijemniku.

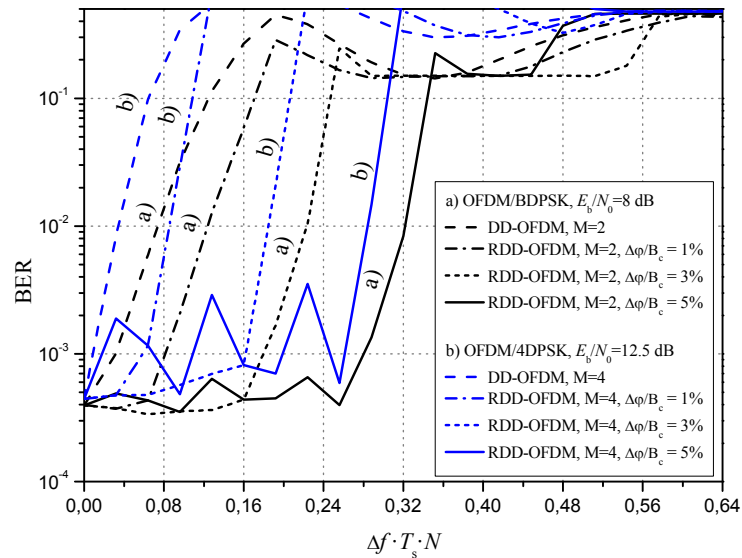
Verovatnoća greške po bitu u funkciji frekvencijskog ofseta, sa brojem hipoteza kao parametrom, prikazana je na Slici 7.10. Linije obeležene sa *a)* predstavljaju performanse BDPSK DD-OFDM i BDPSK RDD-OFDM sistema. Linije obeležene sa *b)* predstavljaju performanse 8DPSK DD-OFDM i 8DPSK RDD-OFDM sistema. Na slici su predstavljene krive za tri različite vrednosti parametra N_H , jednake 5, 11 i 19, respektivno. Sa slike se može zaključiti da sa povećanjem broja hipoteza sistem postaje otporniji na frekvencijski ofset. Sa druge strane, mora se imati uvidu da sa povećanjem broja hipoteza, dolazi i do povećanja kompleksnosti predloženog sistema. Zato mora da postoji kompromis između poboljšanja performansi i povećanja povećanja parametra N_H .



Slika 7.10 BER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta ($\Delta f \cdot T_s \cdot N$) za OFDM/BDPSK i OFDM/8DPSK sa N_H kao parametrom ($N = 32$, $\Delta\varphi / B_c = 3\%$)

Na Slici 7.11 je prikazana verovatnoća greške po bitu u funkciji normalizovanog frekvencijskog ofseta $\Delta f \cdot T_s \cdot N$, za različite vrednosti parametra $\Delta\varphi / B_c$. Odabrane su sledeće vrednosti parametara: $E_b / N_0 = 8$ dB za BDPSK OFDM sistem (linije obeležene sa *a)*) i $E_b / N_0 = 12.5$ dB za 4DPSK OFDM sistem (linije obeležene sa *b)*), broj hipoteza je $N_H = 11$, i OFDM sistem ima $N = 32$ kanala za prenos podataka. Isprekidanom linijom su prikazane performanse OFDM sistema sa standardnom diferencijalnom detekcijom na prijemu. Sa povećanjem vrednosti parametra $\Delta\varphi / B_c$, opada uticaj frekvencijskog ofseta na performanse sistema. To znači da opseg u kome se može postići zadovoljavajući kvalitet prenosa postaje širi, što je od interesa. Za oba prikazana modulaciona nivoa, BDPSK i 4DPSK, sa smanjenjem odnosa $\Delta\varphi / B_c$, uticaj frekvencijskog ofseta na kvalitet prenosa raste, odnosno opseg sa dobrim performansama se sužava. Sa slike se može uočiti da je nemoguće

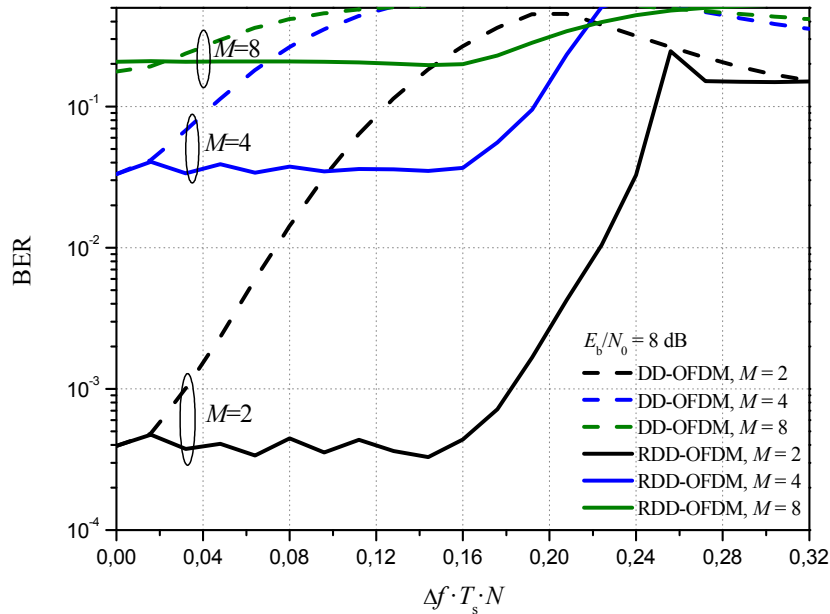
neograničeno povećavati odnos $\Delta\varphi/B_c$, jer za velike vrednosti dolazi do nestabilnosti performansi, a razlog za to je veliki fazni korak između hipoteza.



Slika 7.11 BER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta ($\Delta f \cdot T_s \cdot N$) za OFDM/BDPSK i OFDM/4DPSK sa $\Delta\varphi/B_c$ kao parametrom ($N = 32$, $N_H = 11$)

Sa Slika 7.10 i 7.11 se može uočiti da se željeno proširenje frekvencijskog opsega u kome se može postići zadovoljavajući kvalitet prenosa može postići na dva načina. Prvi način je povećanjem broja hipoteza, što dodatno povećava kompleksnost sistema. Drugi način je povećanjem odnosa $\Delta\varphi/B_c$, koji ne povećava kompleksnost sistema, ali za velike vrednosti ovog parametra dolazi do nestabilnosti performansi sistema. Ova nestabilnost se može uočiti sa Slike 7.11 kada je $\Delta\varphi/B_c = 5\%$. Proširenje, koje se može postići, zapravo predstavlja proizvod N_H i $\Delta\varphi/B_c$ parametara. Ograničenje u povećanju ova dva parametra je da njihov proizvod treba da bude manji od polovine širine propusnog opsega jednog OFDM kanala.

Na Slici 7.12 je prikazana verovatnoća greške po bitu u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta $\Delta f \cdot T_s \cdot N$, za DD-OFDM i RDD-OFDM sistem za različite modulacione nivoe. Radi preglednosti na slici su prikazane krive za različite modulacione nivoe i isti odnos energije po bitu i spektralne gustine snage šuma $E_b/N_0 = 8$ dB. Isprekidanom linijom prikazane su performanse OFDM sistema sa standardnom diferencijalnom detekcijom (DD-OFDM), dok puna linija predstavlja performanse sistema sa predloženom rekonfigurabilnom strukturom (RDD-OFDM). Poređenjem odgovarajućih krivih može se uočiti značajan dobitak u performansama u prisustvu frekvencijskog ofseta. Za sve vrednosti modulacionih nivoe ostvareni dobitak je jednako značajan.



Slika 7.12 BER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta ($\Delta f \cdot T_s \cdot N$) za OFDM/BDPSK, OFDM/4DPSK i OFDM/8DPSK sisteme u AWGN kanalu ($N = 32$, $\Delta\phi/B_c = 3\%$, $N_H=4$)

Kod predložene rekonfigurabilne strukture (RDD-OFDM) za prijem MDPSK signala u prisustvu frekvencijskog ofseta veoma je značajna činjenica da nema gubitaka u širini frekvencijskog opsega kanala, kao što je slučaj kod standardnih tehnika sa pilot signalima. Analize pokazuju da je verovatnoća greške po bitu predloženog rekonfigurabilnog OFDM prijemnika gotovo konstantna i jednaka vrednosti za nulti frekvencijski ofset u širokom opsegu frekvencijskog ofseta koji je od interesa. Sa druge strane, treba imati na umu da povećanje broja hipoteza kod predloženog sistema, povećava kompleksnost sistema. Stoga, poboljšanje treba tražiti kao kompromis između povećanja kompleksnosti, stabilnosti sistema i krajnjeg dobitka u performansama. Predloženi prijemnik se može koristiti u mobilnim komunikacijama gde je uticaj Doplerovog efekta veliki, najčešće zbog pomeranja mobilne u odnosu na baznu stanicu.

7.3 MSDD OFDM/MDPSK prijemnik sa rekonfigurabilnom strukturom primenjenom pre FFT bloka

Dobitak u performansama prethodno prikazanih prijemnika, koji su analizirani u cilju rešavanja problema frekvencijskog ofseta, se može posmatrati na dva načina. Prvi dobitak predstavlja poboljšanje nivoa verovatnoće greške u opsegu frekvencijskog ofseta u kome sistem radi, što je prikazano na primeru OFDM prijemnika sa MSDD algoritmom za

detekciju. Drugi, koji je značajniji kod povećanja otpornosti na frekvencijski ofset, jeste proširenje opsega frekvencijskog ofseta u kome sistem ima zadovoljavajući nivo verovatnoće greške, što je postignuto rekonfigurabilnom strukturom prikazanom u prethodnom poglavlju.

U poglavlju 6.3 su prikazane performanse OFDM/MDPSK sistema sa diferencijalnom detekcijom na osnovu više simbola [71]. Zaključeno je da je MSDD-OFDM sistem manje osetljiv na frekvencijski ofset za manju vrednost simbola koji se koriste za detekciju kod MSDD algoritma, ali da sistem ima bolji BER za veći broj simbola i nulti frekvencijski ofset. U prethodnom poglavlju predloženi prijemnik sa frekvencijskim hipotezama, gde je prijemnik sa standardnom diferencijalnom detekcijom modifikovan i učinjen rekonfigurabilnim, omogućava diferencijalnu detekciju signala u širem opsegu frekvencijskog ofseta. U cilju da se zadrže dobre performanse (SER) MSDD-OFDM sistema i proširi opseg frekvencijskog ofseta u kome se postiže zadovoljavajući kvalitet prenosa, u ovom poglavlju će biti predložena nova rekonfigurabilna struktura, koja je označena kao RMSDD-OFDM [72].

U okviru predajnika, i -ti odmerak OFDM simbola, generisan na osnovu inverzne Furijeove transformacije (IFFT - *Inverse Fast Fourier Transformations*) se može definisati kao:

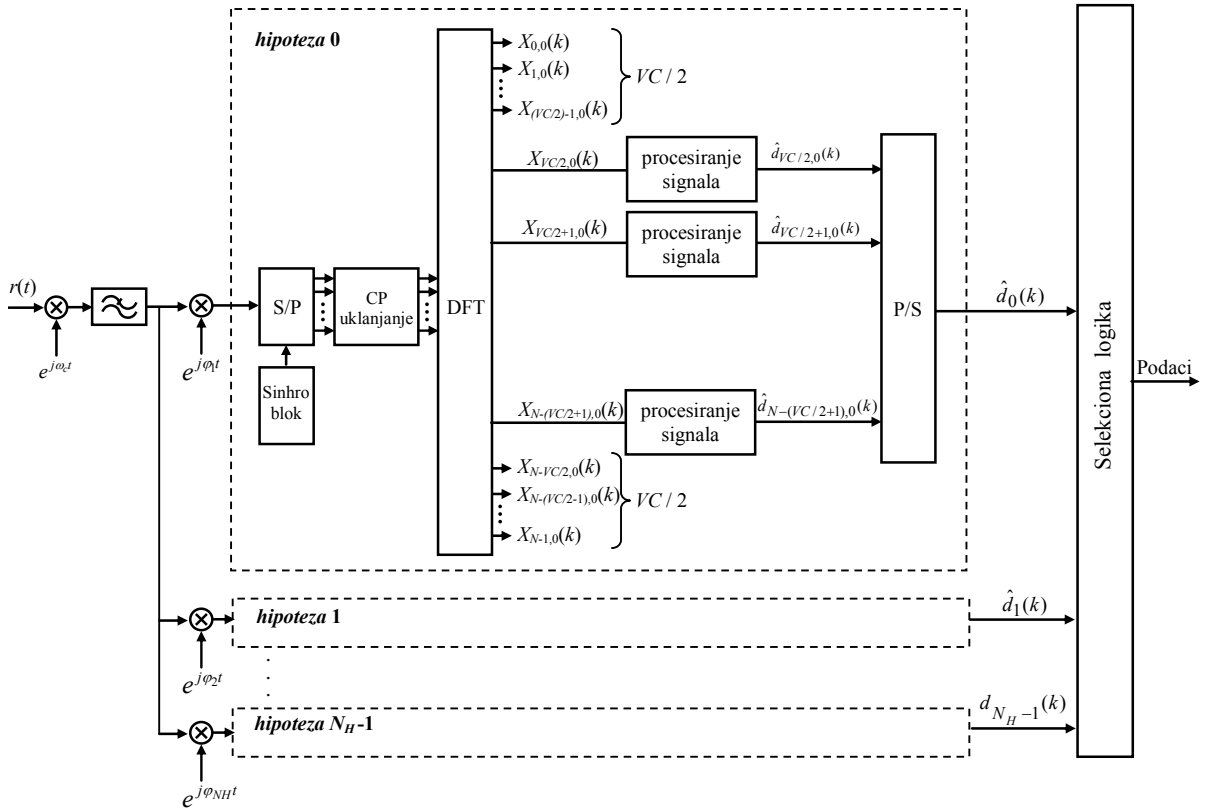
$$s(i) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n_c=0}^{N-1} A_{n_c}(k) e^{j2\pi \frac{n_c i}{N}}, 0 \leq i \leq N-1 \quad (7.16)$$

$A_{n_c}(k)$ predstavlja vrednost amplitude za n_c -ti podnosilac k -tog OFDM frejma, predstavljenog pomoću jednačine na sledeći način:

$$A_{n_c}(k) = A_{n_c}(k-1) e^{j2\pi \frac{d_{n_c}(k)}{M}} \quad (7.17)$$

gde $d_{n_c}(k) \in \{0, 1, \dots, (M-1)\}$ predstavlja simbol koji je prenet n_c -tim OFDM kanalom i k -tim OFDM frejmom. N je broj OFDM kanala (podnosilaca) i M predstavlja modulacioni nivo za MDPSK modulaciju.

Blok šema OFDM/MDPSK prijemnika sa MSDD algoritmom i frekvencijskim hipotezama je prikazan na slici 7.6, gde N_{VC} predstavlja broj virtuelnih kanala. Nakon filtriranja primljenog signala, vrši se njegovo odmeravanje sa periodom $T_f = T_{GI} + T_S + T_{CP}$, gde je T_{GI} , T_{CP} i T_S trajanje zaštitnog intervala, trajanje cikličnog prefiksa i trajanje simbola kod OFDM-a, respektivno.



Slika 7.13 Blok šema RMSDD-OFDM prijelnika sa frekvencijskim hipotezama

Pod pretpostavkom da je izvršena sinhronizacija frejma, kao i vremenska sinhronizacija, onda se primljena sekvenca podataka u n_c -tom OFDM kanalu i k -tom OFDM frejmu, nakon uklanjanja cikličnog prefiksa, može napisati kao:

$$X_{n_c}(k) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{i=kN}^{k(N+1)-1} r(i) e^{-j2\pi \frac{in_c}{N}}, 0 \leq n_c \leq N-1 \quad (7.18)$$

i $r(i) = s(i) + n(i)$, gde $n(i)$ predstavlja beli Gausov šum (AWGN), čija je spektralna gustina snage $N_0/2$.

U delu za detekciju OFDM prijelnika, nalazi se unapređeni MSDD algoritam. Može se uočiti ukupno N_H blokova, ograničenih isprekidanom linijom, koji predstavljaju različite frekvencijske hipoteze. Ulazni signal se množi signalom sa odgovarajućim frekvencijskim ofsetom θ_{n_h}

$$\theta_{n_h} = n_h \Delta\varphi - \frac{(N_H - 1)\Delta\varphi}{2}, n_h = 0, \dots, N_H - 1 \quad (7.19)$$

gde n_h predstavlja broj hipoteza, $\Delta\varphi$ je parametar algoritma koji predstavlja fazni korak i $n_h = 0, 1, \dots, N_H - 1$.

Stoga, jednačina (7.18) za n_h -tu hipotezu, postaje:

$$X_{n_c, n_h}(k) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{i=kN}^{k(N+1)-1} r(i) e^{-j2\pi \frac{in_c}{N}} e^{ji\theta_{n_h}} \quad (7.20)$$

$$0 \leq n_c \leq N-1, \quad 0 \leq n_h \leq N_H - 1$$

Blok za procesiranje signala ima zadatak da izabere vektor faza $\Phi_{n_c, n_h} = \{\phi_{n_c, n_h}(k), \phi_{n_c, n_h}(k-1), \dots, \phi_{n_c, n_h}(k-N_B+1)\}$ koji daje maksimalnu vrednost sume $S_{n_c, n_h}(k)$, za svaki OFDM kanal i svaku hipotezu, gde je:

$$S_{n_c, n_h}(k) = \left| \sum_{n_b=0}^{N_B-1} X_{n_c, n_h}(k-n_b) e^{-j\phi(k-n_b)} \right|^2 \quad (7.21)$$

$X_{n_c, n_h}(k-n_b)$ je n_b -ti preneti MDPSK simbol u n_c -tom OFDM kanalu i za n_h -tu hipotezu, dok je $n_b = 0, \dots, N_B - 1$; $n_c = 0, \dots, N - VC - 1$; $n_h = 0, \dots, N_H - 1$, a k predstavlja diskretno vreme. N_B predstavlja broj simbola korišćenih za detekciju kod MSDD algoritma i N_H predstavlja ukupan broj hipoteza.

Algoritam za jednu hipotezu je opisan u nastavku. U cilju pronalaženja Φ_{n_c, n_h} , prvo se vrši remodulacija $X_{n_c, n_h}(k-n_b)$ u MDPSK sektor $\left[0, \frac{2\pi}{M}\right)$, za svako $n_b = 0, \dots, N_B - 1$. Neka je $\tilde{\Phi}_{n_c, n_h}$ jedinstveno Φ_{n_c, n_h} za koje

$$\arg[X_{n_c, n_h}(k-n_b) e^{-j\tilde{\phi}(k-n_b)}] \in \left[0, \frac{2\pi}{M}\right) \quad (7.22)$$

za $n_b = 0, \dots, N_B - 1$. Ako se $Z_{n_c}(k-n_b)$ definiše kao

$$Z_{n_c, n_h}(k-n_b) = X_{n_c, n_h}(k-n_b) e^{-j\tilde{\phi}(k-n_b)} e^{jn_b\theta_{n_h}} \quad (7.23)$$

Za svako n_b , $n_b = 0, \dots, N_B - 1$, izračunava se $\arg[Z_{n_c, n_h}(k-n_b)]$ gde se $\arg[Z_{n_c}(k-n_b)]$ sortira od najvećeg do najmanjeg. Definišimo funkciju $l_{n_c, n_h}(i)$ koja nam daje vrednost n_b za $Z_{n_c, n_h}(k-n_b)$ koji se nalazi na i -toj poziciji u listi, $i=0, \dots, N_B - 1$. Stoga je

$$\begin{aligned} 0 &\leq \arg[Z_{n_c, n_h}(k-l_{n_c, n_h}(N_B-1))] \leq \\ &\leq \arg[Z_{n_c, n_h}(k-l_{n_c, n_h}(N_B-2))] \leq \\ &\leq \dots \leq \arg[Z_{n_c, n_h}(k-l_{n_c, n_h}(0))] < \frac{2\pi}{M} \end{aligned} \quad (7.24)$$

Nakon toga, formiraju se sledeće sume:

$$\left| \sum_{i=q}^{q+N_B-1} Z_{n_c, n_h}(k-l_{n_c, n_h}(i)) \right|^2, q=0, \dots, N_B-1 \quad (7.25)$$

i bira najveća. Tačke $Z_{n_c, n_h}(k-l_{n_c, n_h}(i))$, $i=0, \dots, N_B-1$, predstavljaju remodulaciju za $X_{n_c}(k-n_b)$, $n_b=0, \dots, N_B$, u sektoru $\left[0, \frac{2\pi}{M}\right)$, poredane po vrednosti njihovog ugla.

Pretpostavimo da se najveća veličina u (7.25), pojavljuje za $q=q'$. Sada se nalazi vektor faza $\hat{\Phi}_{n_c, n_h}$ koji odgovara $q=q'$. U skladu sa prethodnim razmatranjem i vrednošću i u opsegu $q' \leq i \leq q' + N_B - 1$, imamo da je

$$\phi_{n_c, n_h}(k-l_{n_c, n_h}(i)) = \tilde{\phi}_{n_c, n_h}(k-l_{n_c, n_h}(i)), \quad q' \leq i \leq N_B - 1 \quad (7.26)$$

$$\phi_{n_c, n_h}(k-l_{n_c, n_h}(i)+1) = \tilde{\phi}_{n_c, n_h}(k-l_{n_c, n_h}(i)+1) + \frac{2\pi}{M}, \quad N_B - 1 < i \leq q' + N - 2 \quad (7.27)$$

Na osnovu jednačina (7.26) i (7.27) dobijaju se elementi $\phi_{n_c, n_h}(k-l_{n_c, n_h}(l))$, $l=0, \dots, N_B-1$. Sortiranjem elemenata $\phi_{n_c, n_h}(k-l_{n_c, n_h}(l))$, $l=0, \dots, N_B-1$, na osnovu vrednosti $l_{n_c, n_h}(l)$, dobija se vektor $\phi_{n_c, n_h}(k), \phi_{n_c, n_h}(k-1), \dots, \phi_{n_c, n_h}(k-N_B+1)$, koji zapravo predstavlja vektor Φ_{n_c, n_h} za jednu hipotezu.

Nakon izračunavanja vektora Φ_{n_c, n_h} za svaku hipotezu, treba sračunati sledeću sumu

$$\hat{S}_{n_h}(k) = (1-A)\hat{S}_{n_h}(k-1) + A \cdot \sum_{n_c=0}^{N-VC+1} S_{n_c, n_h}(k) \quad (7.28)$$

$$n_h \Leftarrow \max_{n_h} \hat{S}_{n_h}(k) \quad (7.29)$$

Zbog diferencijalne detekcije, za pronalaženje $\Delta\hat{\Phi}$, neophodno je da se koristi sledeća jednačina:

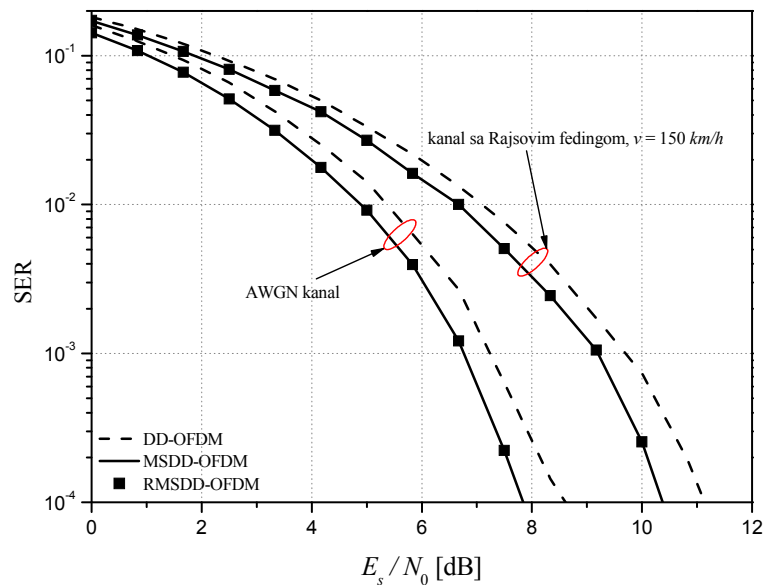
$$\begin{aligned} \Delta\phi_{n_c}(k) &= \phi_{n_c, n_h}(k) - \phi_{n_c, n_h}(k-1), \\ k &= 1, \dots, N_B - 1, \quad n_c = \frac{VC}{2}, \dots, N - \left(\frac{VC}{2} + 1\right) \end{aligned} \quad (7.30)$$

Na osnovu prethodne jednačine i MDPSK konstelacije može se odrediti primljeni signal, gde na osnovu (7.29) blok za selekcionu logiku bira odgovarajući blok hipoteze.

Performanse ovog prijemnika su, kao i u prethodnim slučajevima, analizirane Monte-Carlo simulacijama. Frekvencija nosioca je 2.4 GHz, a perioda odmeravanja pre DFT bloka je $T_c = 100$ ns. Korišćen je model OFDM sistema sa sledećim parametrima: $N = 64$, $N_{VC} = 8$,

$T_{CP} = T_{GI} = 8T_c$. Čest slučaj u literaturi je da OFDM ciklični prefiks i zaštitni interval predstavljaju jednu celinu, ali u ovim analizama se T_{CP} definiše odvojeno od T_{GI} . Na osnovu uvedenih oznaka, trajanje jednog frejma se može napisati kao $T_f = T_{GI} + T_s + T_{CP} = 80T_c = 8\mu s$, što znači da je brzina prenosa OFDM sistema 7 MSym/s.

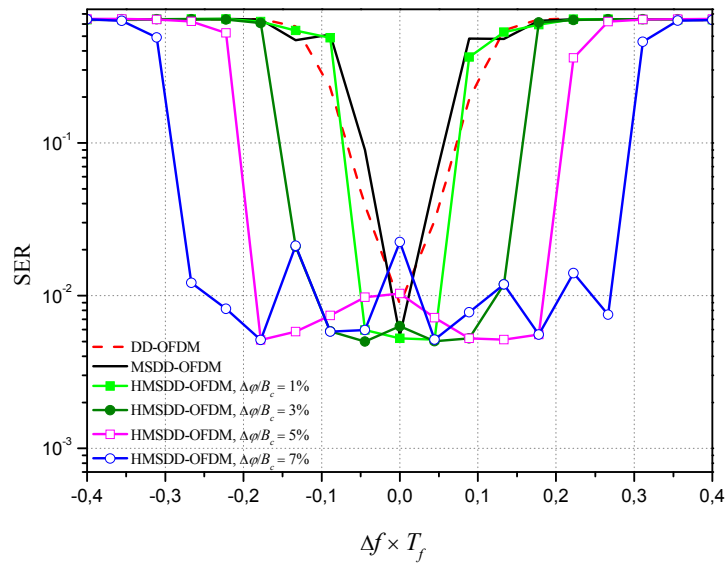
Performanse predloženog prijemnika su upoređene sa performansama OFDM prijemnika koji na prijemu koristi standardnu diferencijalnu detekciju (DD-OFDM) [64] i performansama OFDM prijemnika sa diferencijalnom detekcijom na osnovu više simbola (MSDD-OFDM), [71].



Slika 7.14 SER u zavisnosti od E_s/N_0 bez frekvencijskog ofseta u AWGN kanalu i kanalu sa Rajsovim fedingom (BDPSK modulacija)

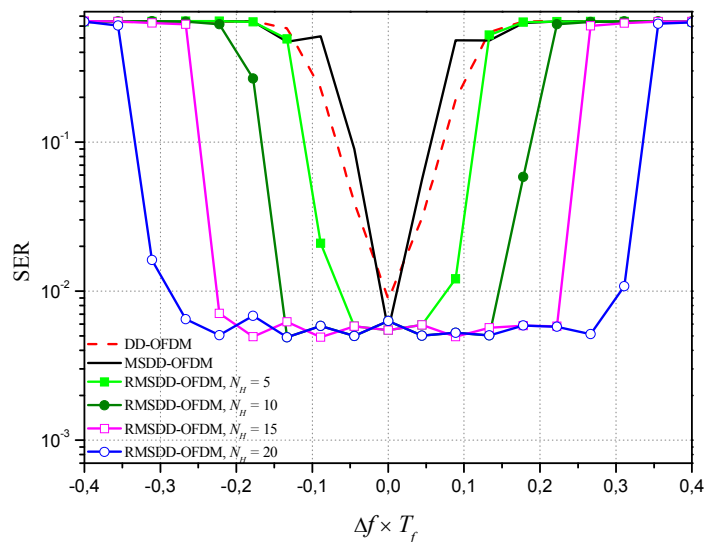
Verovatnoća greške po simbolu u funkciji odnosa energije po simbolu i spektralne gustine snage šuma (E_s/N_0) u slučaju kada nema frekvencijskog ofseta u AWGN kanalu i kanalu sa Rajsovim fedingom prikazana je na Slici 7.14. Faktor Rajsovog fedinga je $K = 10$ dB. Feding je modelovan na osnovu Džejkovog (*Jake*) modela fedinga gde je broj likova $N_L = 10$ i oni su uniformno raspoređeni na kružnici dok se prijemnik kreće u prostoru brzinom v . Broj simbola koji je korišćen za detekciju kod MSDD-OFDM prijemnika je $N_B = 5$, dok su parametri za predloženi prijemnik: $N_B = 5$, $N_H = 11$, and $\Delta\phi/B_c = 4\%$.

Sa Slike 7.14 može se uočiti da u slučaju kada nema frekvencijskog ofseta, predloženi prijemnik daje bolje performanse od DD-OFDM prijemnika i jednako dobre performanse kao MSDD-OFDM prijemnik.



Slika 7.15 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta za $N_B = 4$, $N_H = 8$, sa $\Delta\varphi/B_c$ kao parametrom (4DPSK modulacija)

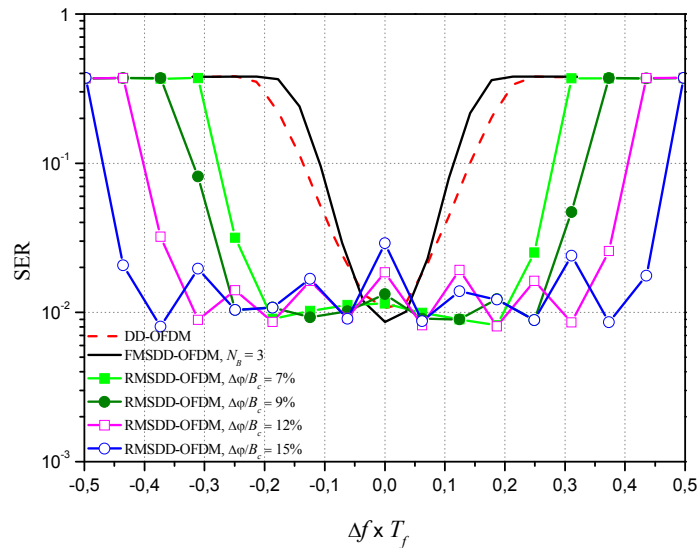
Slike 7.15 i 7.16 prikazuju verovatnoću greške po simbolu u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta $\Delta f \times T_f$, sa $\Delta\varphi/B_c$ i N_H kao parametrom, respektivno. Ostali parametri su $N_B = 4$ i $E_s/N_0 = 12$ dB.



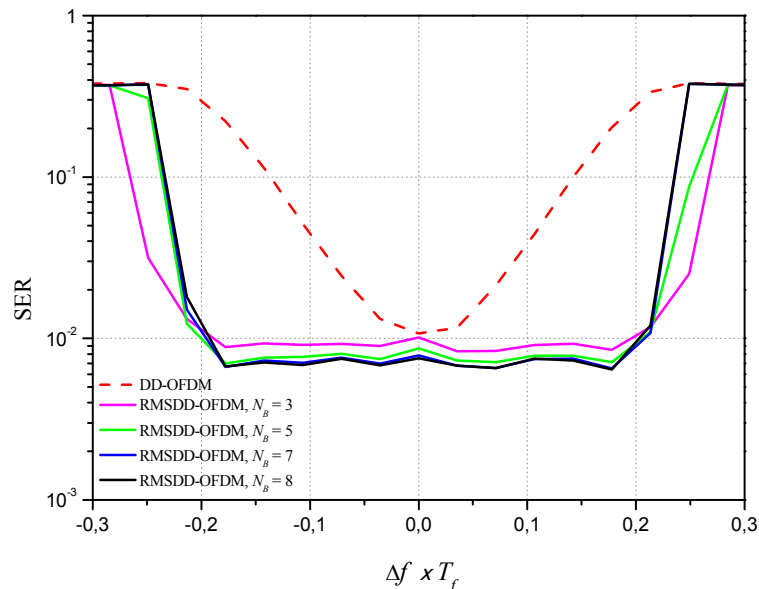
Slika 7.16 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta za $N_B = 4$, $\Delta\varphi/B_c = 3\%$, sa N_H kao parametrom (4DPSK modulacija)

Sa prethodnih slika se može uočiti da predloženi RMSDD-OFDM prijemnik, u poređenju sa druga dva prijemnika, ima znatno širi opseg frekvencijskog ofseta u kome poseduje dobre performanse. Sa povećanjem proizvoda $\Delta\varphi/B_c \times N_H$, taj opseg postaje još

širi. Međutim, ako ovaj proizvod postane veći od 50% širine jednog OFDM kanala, performanse postaju nestabilne (oscilovanje SER vrednosti), posebno za visoku vrednost odnosa $\Delta\varphi/B_c$. Ovo je potvrđeno i na Slici 7.17 za slučaj kada je $N_B = 3$, $N_H = 6$, $E_s/N_0 = 7\text{dB}$ za BDPSK modulaciju, a odnos $\Delta\varphi/B_c$ je uzet tako da pomenuti proizvod prelazi 50% širine jednog OFDM kanala. Može se uočiti da su performanse nestabilne za sve slučajeve, kao što je napomenuto.



Slika 7.17 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta za $N_B = 3$, $N_H = 6$, sa $\Delta\varphi/B_c$ kao parametrom (BDPSK modulacija)



Slika 7.18 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta za $\Delta\varphi/B_c = 5\%$, $E_s/N_0 = 7\text{dB}$, $N_H = 8$, sa N_B kao parametrom (BDPSK modulacija)

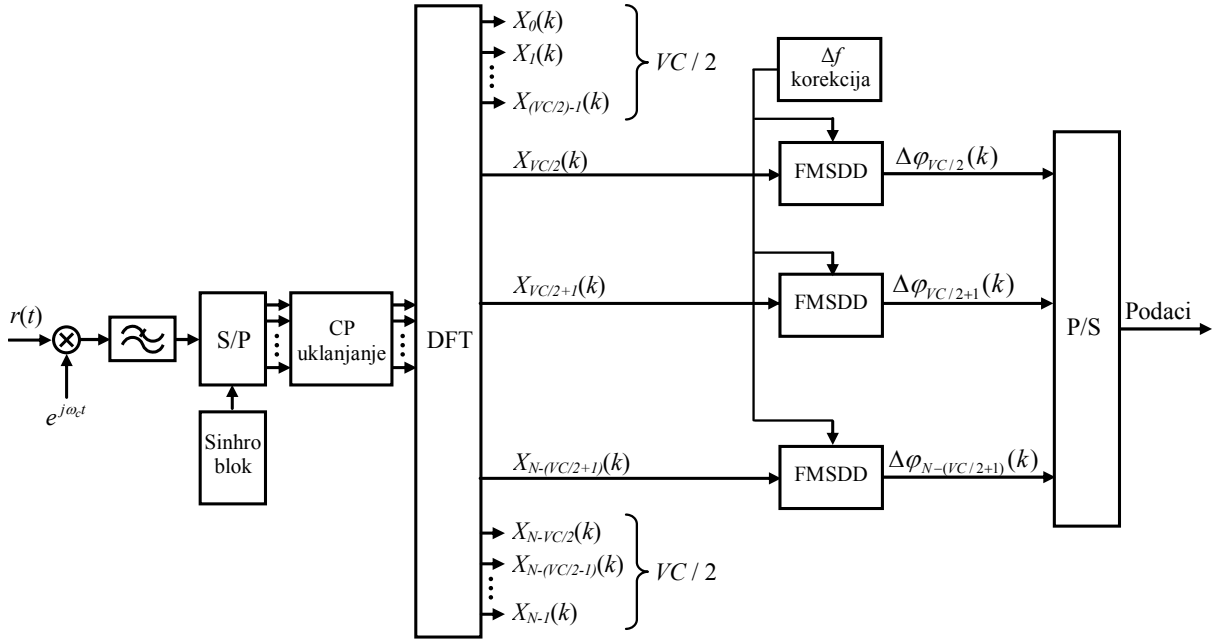
Na Slici 7.18 prikazana je verovatnoća greške po simbolu u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta $\Delta f \times T_f$, sa N_B kao parametrom. Ostali parametri su $\Delta\varphi / B_c = 5\%$, $N_H = 8$ i $E_s / N_0 = 7$ dB za BDPSK modulaciju. Punom linijom su prikazane performanse predloženog sistema (RMSDD-OFDM) za različite vrednosti N_B kao parametra. Sa porastom parametra N_B dobijaju se bolje performanse, ali se opseg frekvencijskog ofseta, u kome ovo važi, sužava. Ovo je očekivani rezultat, koji je i prikazan u poglavlju 6.3 za slučaj bez hipoteza.

Prijemnik predložen u ovom poglavlju predstavlja potpuno novu rekonfigurabilnu strukturu za prijem OFDM/MDPSK signala. Postignuto je poboljšanje performansi ali i proširenje opsega frekvencijskog ofseta u kome sistem ima zadovoljavajuće performanse. Proširenje opsega, koje je od interesa u okviru istraživanja u ovoj disertaciji, se može postići na dva načina. Prvi način je povećanjem broja hipoteza, čija je negativna strana povećanje kompleksnosti sistema. Drugi način je povećanje odnosa $\Delta\varphi / B_c$, koji ne povećava kompleksnost sistema, ali za velike vrednosti $\Delta\varphi / B_c$ dolazi do pojave nestabilnosti. Samo uvođenje MSDD algoritma, dodatno povećava kompleksnost, ali zahvaljujući savremenim čipovima za digitalno procesiranje signala to i ne predstavlja veliki problem.

7.4 MSDD OFDM/MDPSK prijemnik sa rekonfigurabilnom strukturom primenjenom posle FFT bloka

Prijemnik prikazan u prethodnom poglavlju pored mnogobrojnih pozitivnih osobina, među kojima je najvažnija povećanje otpornosti na frekvencijski ofset, pokazuje i određene nedostatke. S obzirom da se praktično vrši multipliciranje celokupnog OFDM prijemnika brojem uvedenih hipoteza, dolazi se do zaključka da se i broj matematičkih operacija povećava isto toliko puta. FFT blok se sam po sebi odlikuje velikim brojem operacija, pa nije poželjno da se primenjuje više puta. Stoga je prethodno opisani prijemnik unaprediti, u smislu smanjenja ukupnog broja matematičkih operacija, na račun neznatnog pada performansi. Smanjenje ukupnog broja operacija je smanjen „pomeranjem” frekvencijskih hipoteza nakon FFT bloka.

Blok šema unapređenog prijemnika je prikazana na Slici 7.19. Prijemnik se može opisati istim jednačinama kao i prijemnik u prethodnom poglavlju. Na osnovu [88], u detekcionom delu OFDM prijemnika, koristi se *Fast Multiple-Symbol Differential Detection* (FMSDD) algoritam za MPSK signal unapređen dodavanjem frekvencijskih hipoteza.



Slika 7.19 OFDM/MDPSK prijemnik sa frekventijskim hipotezama nakon FFT bloka

Blok za procesiranje signala ima zadatak da izabere vektor faza $\Phi_{n_c, n_h} = \{\phi_{n_c, n_h}(k), \phi_{n_c, n_h}(k-1), \dots, \phi_{n_c, n_h}(k-N_B+1)\}$ koji daje maksimalnu vrednost sume $S_{n_c, n_h}(k)$, za svaki OFDM kanal i svaku hipotezu, gde je:

$$S_{n_c, n_h}(k) = \left| \sum_{n_b=0}^{N_B-1} X_{n_c}(k-n_b) e^{-j\phi(k-n_b)} e^{jn_b\theta_{n_h}} \right|^2 \quad (7.31)$$

Ova suma se razlikuje od sume (7.21) za poslednji član $e^{jn_b\theta_{n_h}}$ koji potiče od frekventijske hipoteze, gde je θ_{n_h} definisano u (7.19). $X_{n_c, n_h}(k-n_b)$ je n_b -ti preneti MDPSK simbol u n_c -tom OFDM kanalu i za n_h -tu hipotezu, dok je $n_b = 0, \dots, N_B - 1$; $n_c = 0, \dots, N - VC - 1$; $n_h = 0, \dots, N_H - 1$, a k predstavlja diskretno vreme. N_B predstavlja broj simbola korišćenih za detekciju kod MSDD algoritma i N_H predstavlja ukupan broj hipoteza.

Algoritam za jednu hipotezu je opisan u nastavku. U cilju pronalaženja Φ_{n_c, n_h} , prvo se vrši remodulacija $X_{n_c, n_h}(k-n_b)$ u MDPSK sektor $\left[0, \frac{2\pi}{M}\right)$, za svako $n_b = 0, \dots, N_B - 1$. Neka je $\tilde{\Phi}_{n_c, n_h}$ jedinstveno Φ_{n_c, n_h} za koje

$$\arg\left[X_{n_c}(k-n_b) e^{-j\tilde{\phi}(k-n_b)} e^{jn_b\theta_{n_h}}\right] \in \left[0, \frac{2\pi}{M}\right) \quad (7.32)$$

za $n_b = 0, \dots, N_B - 1$. Definišimo $Z_{n_c}(k-n_b)$ kao

$$Z_{n_c, n_h}(k - n_b) = X_{n_c, n_h}(k - n_b) e^{-j\tilde{\phi}(k - n_b)} e^{jn_b \theta_{n_h}} \quad (7.33)$$

Za svako n_b , $n_b = 0, \dots, N_B - 1$, izračunava se $\arg[Z_{n_c, n_h}(k - n_b)]$, gde se $\arg[Z_{n_c}(k - n_b)]$ sortira od najvećeg do najmanjeg. Definišimo funkciju $l_{n_c, n_h}(i)$ koja nam daje vrednost n_b za $Z_{n_c, n_h}(k - n_b)$ koji se nalazi na i -toj poziciji u listi, $i = 0, \dots, N_B - 1$. Stoga je

$$\begin{aligned} 0 &\leq \arg[Z_{n_c, n_h}(k - l_{n_c, n_h}(N_B - 1))] \leq \\ &\leq \arg[Z_{n_c, n_h}(k - l_{n_c, n_h}(N_B - 2))] \leq \\ &\leq \dots \leq \arg[Z_{n_c, n_h}(k - l_{n_c, n_h}(0))] < \frac{2\pi}{M} \end{aligned} \quad (7.34)$$

Nakon toga, formiraju se sledeće sume:

$$\left| \sum_{i=q}^{q+N_B-1} Z_{n_c, n_h}(k - l_{n_c, n_h}(i)) \right|^2, q = 0, \dots, N_B - 1 \quad (7.35)$$

i bira najveća. Tačke $Z_{n_c, n_h}(k - l_{n_c, n_h}(i))$, $i = 0, \dots, N_B - 1$, predstavljaju remodulaciju za $X_{n_c}(k - n_b)$, $n_b = 0, \dots, N_B$, u sektoru $\left[0, \frac{2\pi}{M}\right)$, poredane po vrednosti njihovog ugla.

Ako se najveća veličina u (7.35), pojavljuje za $q = q'$ može se naći vektor faza $\hat{\Phi}_{n_c, n_h}$ koji odgovara $q = q'$. U skladu sa prethodnim razmatranjem i vrednošću i u opsegu $q' \leq i \leq q' + N_B - 1$, imamo da je

$$\phi_{n_c, n_h}(k - l_{n_c, n_h}(i)) = \tilde{\phi}_{n_c, n_h}(k - l_{n_c, n_h}(i)), \quad q' \leq i \leq N_B - 1 \quad (7.36)$$

$$\phi_{n_c, n_h}(k - l_{n_c, n_h}(i) + 1) = \tilde{\phi}_{n_c, n_h}(k - l_{n_c, n_h}(i) + 1) + \frac{2\pi}{M}, \quad N_B - 1 < i \leq q' + N - 2 \quad (7.37)$$

Na osnovu prethodne dve jednačine dobijaju se elementi $\phi_{n_c, n_h}(k - l_{n_c, n_h}(l))$, $l = 0, \dots, N_B - 1$. Sortiranjem elemenata $\phi_{n_c, n_h}(k - l_{n_c, n_h}(l))$, $l = 0, \dots, N_B - 1$, na osnovu vrednosti $l_{n_c, n_h}(l)$, dobija se vektor $\phi_{n_c, n_h}(k), \phi_{n_c, n_h}(k - 1), \dots, \phi_{n_c, n_h}(k - N_B + 1)$, koji zapravo predstavlja vektor Φ_{n_c, n_h} za jednu hipotezu.

Nakon izračunavanja vektora Φ_{n_c, n_h} za svaku hipotezu, treba sračunati sledeću sumu

$$\hat{S}_{n_h}(k) = (1 - A)\hat{S}_{n_h}(k - 1) + A \cdot \sum_{n_c=0}^{N-1/C+1} S_{n_c, n_h}(k) \quad (7.38)$$

$$n_h \Leftarrow \max_{n_h} \hat{S}_{n_h}(k) \quad (7.39)$$

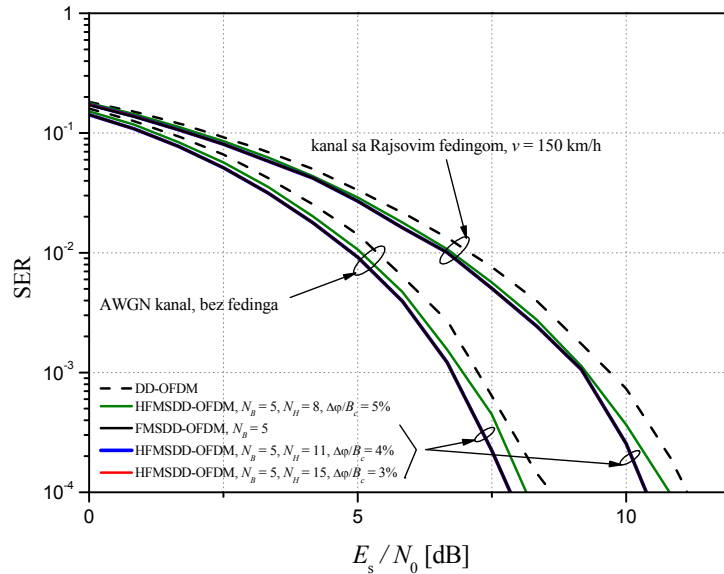
Zbog diferencijalne detekcije, za pronalaženje $\Delta\hat{\Phi}$, neophodno je koristiti sledeću jednačinu:

$$\begin{aligned} \Delta\phi_{n_c}(k) &= \phi_{n_c, n_h}(k) - \phi_{n_c, n_h}(k-1), \\ k &= 1, \dots, N_B - 1, \quad n_c = \frac{VC}{2}, \dots, N - \left(\frac{VC}{2} + 1\right) \end{aligned} \quad (7.40)$$

Na osnovu (7.40) i MDPSK konstelacije može se odrediti primljeni signal, gde na osnovu (7.39) blok za selekcionu logiku bira odgovarajući blok hipoteze.

Monte-Carlo simulacijama sa istim parametrima kao i za prijemnik sa frekvencijskim hipotezama pre FFT bloka analizirane su performanse i ovog prijemnika. Testiran je sistem za različite vrednosti parametara: broj hipoteza (N_H), broj simbola koji je korišćen za detekciju u brzom algoritmu za diferencijalnu detekciju na osnovu više simbola (N_B) i parametar koji predstavlja odnos između faznog koraka i širine jednog OFDM kanala $\Delta\varphi / B_c$.

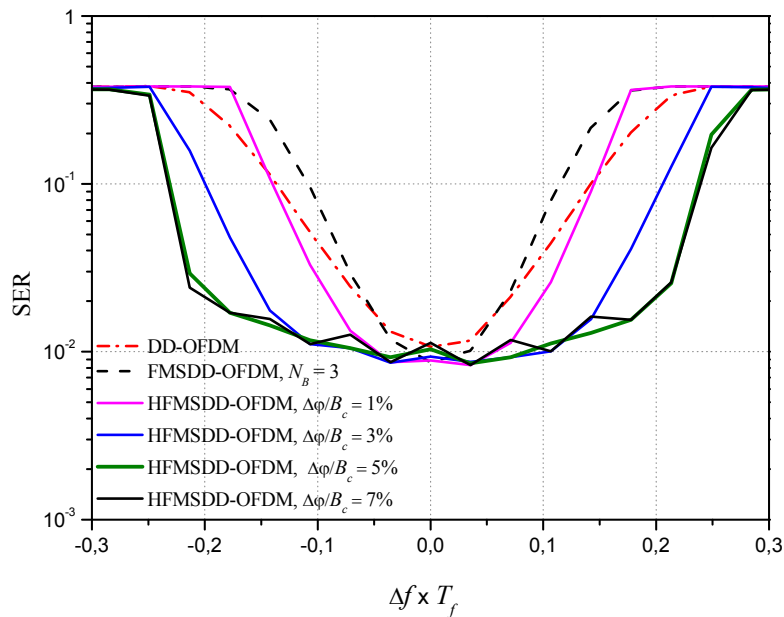
Verovatnoća greške po simbolu u zavisnosti od odnosa E_s / N_0 je prikazana na slici 7.20, za AWGN kanal i kanal sa Rajsovim fedingom. U oba slučaja predloženi prijemnik ima najbolje performanse.



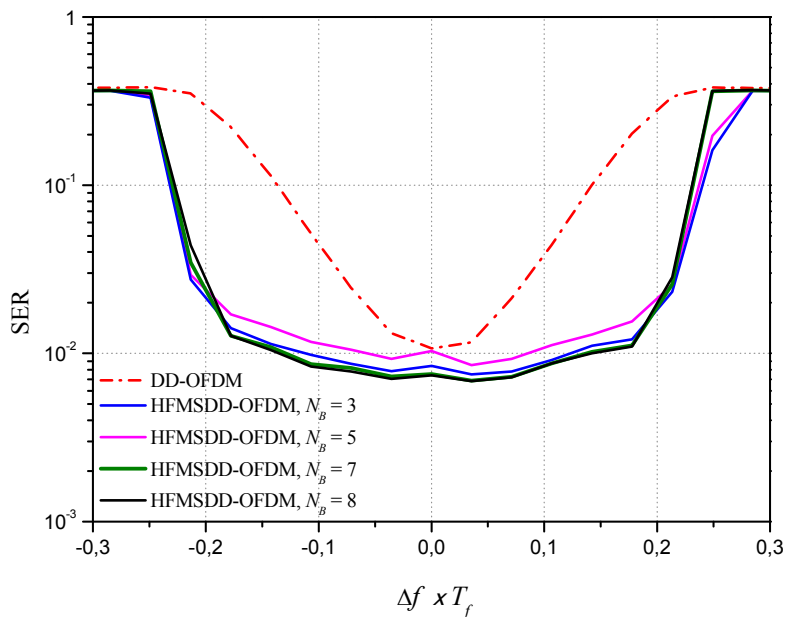
Slika 7.20 SER u zavisnosti od E_s / N_0 bez frekvencijskog ofseta u AWGN kanalu i kanalu sa Rajsovim fedingom (BDPSK modulacija)

Slika 7.21 prikazuje verovatnoću greške po simbolu u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta $\Delta f \times T_f$, za različite vrednosti parametra $\Delta\varphi / B_c$, $N_B = 3$ i $N_H = 8$. Za sve krive za BDPSK modulaciju važi da je $E_s / N_0 = 8$ dB. Isprekidanom linijom su prikazane performanse OFDM prijemnika sa standardnom diferencijalnom detekcijom (DD-OFDM), a linijom "crta-tačka" performanse OFDM prijemnika sa *Fast Multi Symbol Differential*

Detection algoritmom, bez unapređenja (FMSDD-OFDM). Sa slike se može uočiti dobitak u performansama koji se postiže predloženim prijemnikom i on raste sa porastom parametra $\Delta\varphi/B_c$.



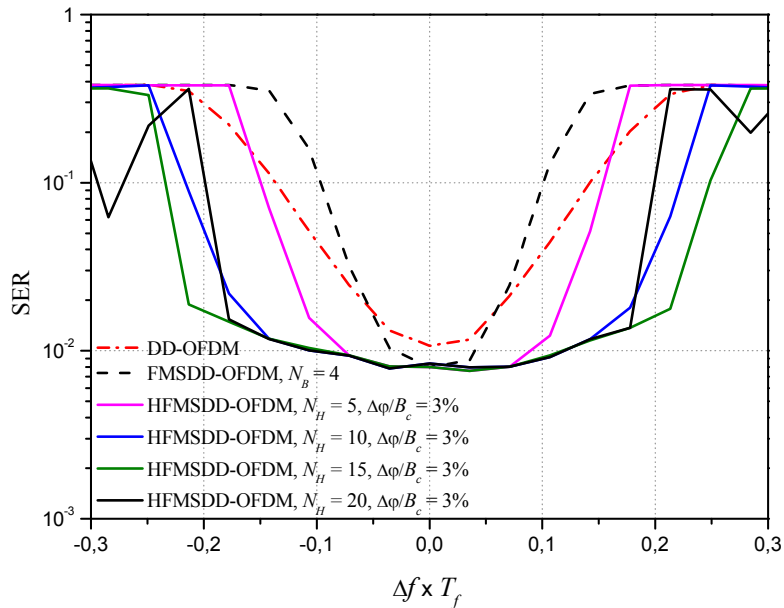
Slika 7.21 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta $N=64, N_{VC}=8, T_{GI}=T_{CP}=8T_c, E_s/N_0 = 7\text{dB}, N_B = 3, N_H = 8$ (BDPSK modulacija)



Slika 7.22 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta $N=64, N_{VC}=8, T_{GI}=T_{CP}=8T_c, E_s/N_0 = 7\text{dB}, N_H = 8, \Delta\varphi/B_c = 5\%$ (BDPSK modulacija)

Na slici 7.22 je prikazana verovatnoća greške po simbolu u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta $\Delta f \times T_f$, za različite vrednosti parametra N_B . Sa

povećanjem broja bitova N_B poboljšavaju se performanse u pogledu nivoa verovatnoće greške, ali opseg u kome je to slučaj postaje nešto uži.

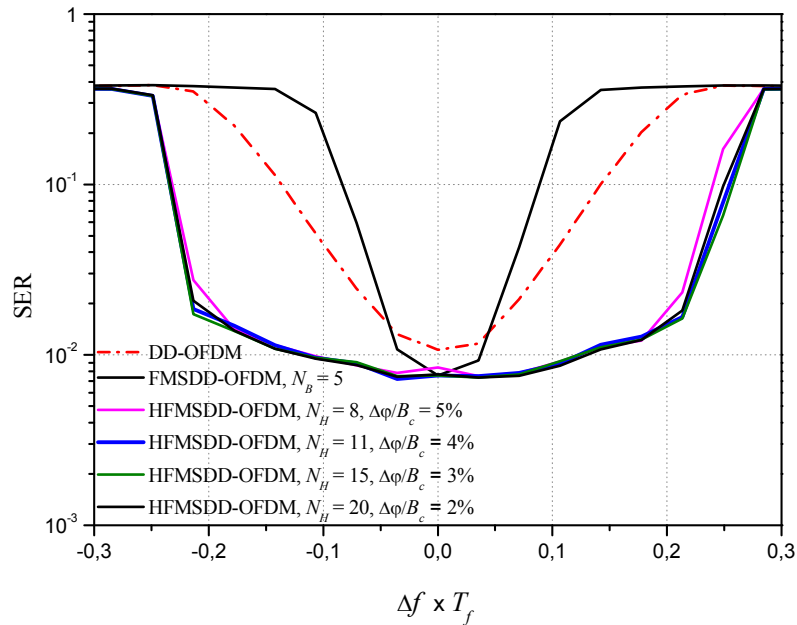


Slika 7.23 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta

$N=64$, $N_{VC}=8$ i $T_{GI}=T_{CP}=8T_c$, $E_s/N_0 = 7\text{dB}$, $N_B = 4$, $\Delta\varphi/B_c = 3\%$ (BDPSK modulacija)

Na Slici 7.23 je prikazana analiza uticaja broja hipoteza (N_H) na performanse sistema. Vrednosti parametara su $N_B = 4$ i $\Delta\varphi/B_c = 3\%$. Sa povećanjem parametra N_H u određenim granicama, dolazi do proširenja opsega u kome se postiže dobar kvalitet prenosa. Može se uočiti da za najveću vrednost $N_H = 20$, to nije slučaj. Dolazi se do zaključka da nema smisla dalje povećanje parametra N_H , ako proizvod parametra N_H i odnosa $\Delta\varphi/B_c$ pređe vrednost 50% širine OFDM kanala.

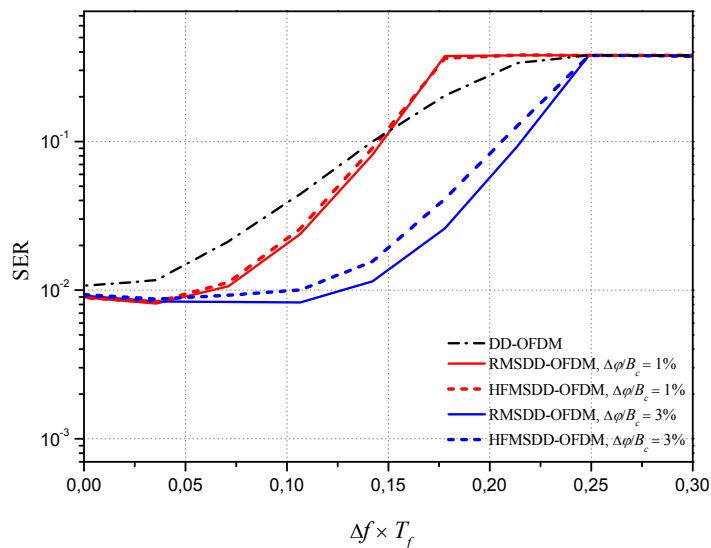
Slike 7.21 – 7.23 prikazuju da ovaj prijemnik ima isti karakter kao i prethodni, što je i očekivano. Proširenje frekvencijskog opsega se takođe može postići na dva načina, povećanjem broja hipoteza ili povećanjem odnosa $\Delta\varphi/B_c$. Proširenje koje je moguće ostvariti zavisi od proizvoda ova dva parametra i moguć je samo ako proizvod N_H i $\Delta\varphi/B_c$ nije veći od 50% širine frekvencijskog opsega OFDM kanala. Na Slici 7.24 prikazane su performanse sistema za različite kombinacije vrednosti parametara N_H i $\Delta\varphi/B_c$, ali birane tako da njihov proizvod bude u opsegu (40% - 45%). U ovom slučaju dobitak u pogledu proširenja opsega i poboljšanja nivoa verovatnoće greške je najveći i performanse su vrlo slične.



Slika 7.24 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta

$N=64$, $N_{VC}=8$ i $T_{GI}=T_{CP}=8T_c$, $E_s/N_0 = 7\text{dB}$, $N_B = 5$, (BDPSK modulacija)

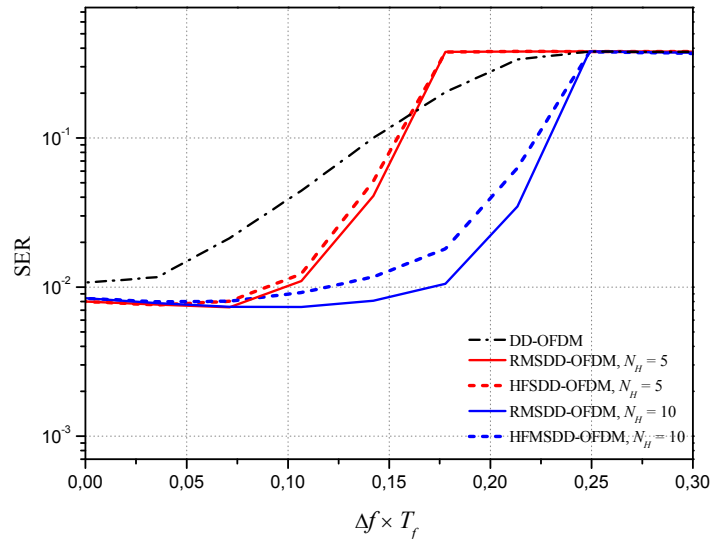
Kao i kod prethodnog prijemnika iskorišćen je fast MSDD algoritam koji sam po sebi smanjuje kompleksnost sa $3N_B^2M^{N-1}$ na $N_B \log_2 N_B$ operacija u poređenju sa standardnim MSDD algoritmom. Osim toga pomeranjem dela za kreiranje hipoteza dodatno je smanjen broj operacija, u odnosu na prijemnik opisan u prethodnom poglavlju, a performanse su približno dobre. Uporedni prikaz performansi RMSDD-OFDM i HFMSDD prijemnika je prikazan na Slikama 7.25 i 7.26.



Slika 7.25 SER za RMSDD-OFDM i HFMSDD-OFDM

u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta

za $N_B = 4$, $N_H = 8$, BDPSK modulacija



Slika 7.26 SER za RMSDD-OFDM i HFMSDD-OFDM u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta za $N_B = 4$, $\Delta\phi/B_c = 3\%$, BDPSK modulacija

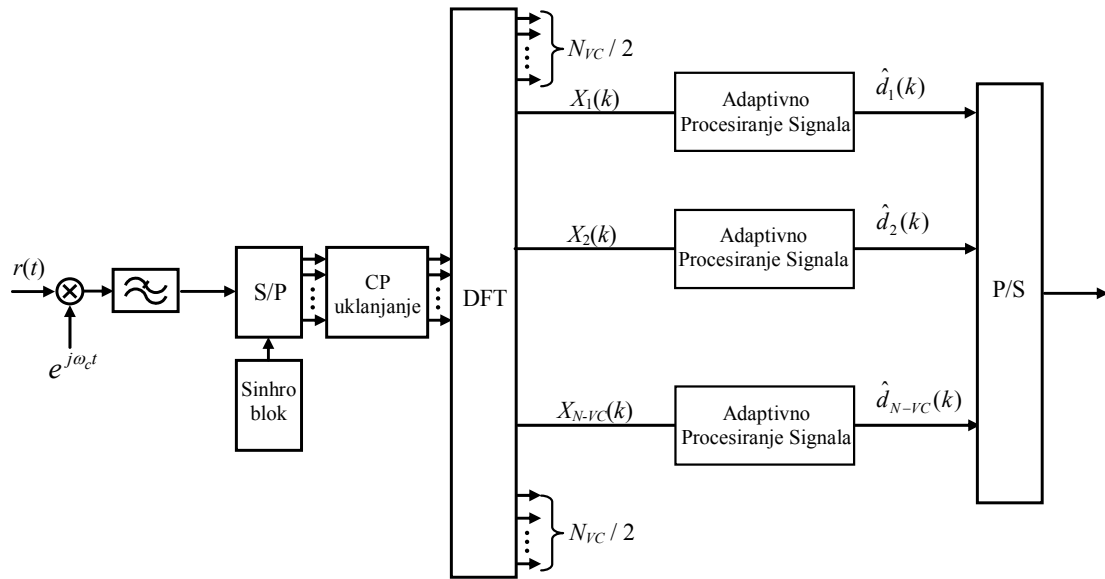
Sa Slika 7.25 i 7.26 se može uočiti da se primenom HFMSDD-OFDM prijemnika zadržavaju performanse u smislu nivoa verovatnoće greške, ali dolazi da malog sužavanja opsega frekvencijskog ofseta u kome su dobre performanse.

7.5 OFDM/MDPSK prijemnik sa adaptivnim remodulacionim filtrom

U prethodnim poglavljima su prikazani OFDM prijemnici sa rekonfigurabilnom strukturom zasnovanom na teoriji adaptivnih diskretnih filtara. U ovom poglavlju je opisan OFDM/DQPSK prijemnik sa adaptivnim remodulacionim filtrom (ARF-OFDM), gde je primenjen novi algoritam za podešavanje težinskih koeficijenata filtra, a koji se primenjuju posebno na svaki OFDM kanal. Performanse ovog sistema su vrlo bliske performansama OFDM sistema sa koherentnom detekcijom diferencijalno kodiranog signala. Biće pokazano da predloženi prijemnik može da zadrži veoma dobre performanse u znatno širem opsegu frekvencijskog ofseta, nego do sada prikazani prijemnici, naročito MSDD-OFDM i DFDD-OFDM, bez obzira na broj OFDM kanala koji se koriste za prenos [91].

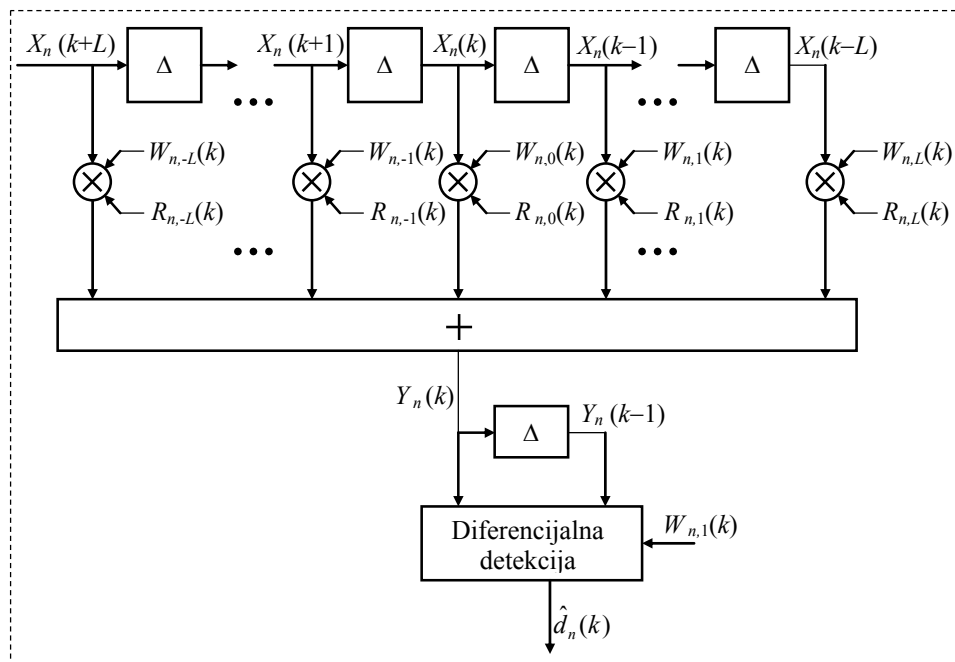
Unutrašnja struktura bloka za adaptivno procesiranje signala sa Slike 7.27 je prikazana na Slici 7.28. Predloženi algoritam sa 4DPSK ulaznim signalom je ekvivalentan LMS algoritmu sa CW (*Continuous Wave* – signal sa konstantnom amplitudom i frekvencijom i slučajnom fazom) ulaznim signalom u pogledu brzine adaptacije i konvergencije, u slučaju

ispravno određenih remodulacionih težina $R_{n,l}(k)$. Remodulacioni težinski koeficijenti se dovoljno tačno određuju u opsegu verovatnoća greške koje su od praktičnog značaja.



Slika 7.27 Blok šema ARF-OFDM prijemnika

Transverzalni filtri sa remodulacijom umanjuju nivo šuma ulaznog signala sa najmanjom mogućom degradacijom korisnog signala. Stoga, ako se postavi transverzalni filtar ispred detektora, detektoru se omogućava da radi sa procenjenim ulaznim signalom koji ima manju varijansu šuma. Time je detektoru omogućeno da donese precizniju (bolju) odluku.



Slika 7.28 Struktura bloka za adaptivno procesiranje signala u n-tom kanalu ARF-OFDM prijemnika

Procesiranje signala je opisano sledećim jednačinama:

$$Y_n(k) = \frac{1}{2L+1} \sum_{l=-L}^L R_{n,l}(k) \cdot X_n(k-l) \cdot W_{n,l}(k) \quad (7.41)$$

gde $n = 1, 2, \dots, (N - N_{VC})$ označava n -ti OFDM kanal, $2L$ je dužina predložene strukture i $R_{n,l}(k)$ predstavlja remodulacione težinske koeficijente. Remodulacioni težinski koeficijenti se definišu nezavisno za svaku granu kako bi se sprečila propagacija grešaka. $R_{n,l}(k)$ je definisan kao:

$$\begin{aligned} R_{n,l}(k) &= \arg \min_{w \in S} \{ |X_n(k) - w \cdot X_n(k-l) \cdot W_{n,l}(k)|^2 \} \\ R_{n,l}(k) &\in S \end{aligned} \quad (7.42)$$

gde je

$$S = \left\{ e^{j\frac{\pi}{2}m}, m \in (0, 1, 2, 3) \right\},$$

$$n = 1, 2, \dots, (N - N_{VC}),$$

$$l = -L, \dots, L, \quad l \neq 0 \text{ i } R_{n,0}(k) = 1.$$

Težinski koeficijenti $R_{n,l}(k)$ su iskorišćeni za uklanjanje modulacije dok $W_{n,l}(k)$ predstavljaju kompleksne težinske koeficijente koji kompenzuju rotaciju u fazi, koja je posledica frekvencijskog ofseta. Inicijalna vrednost težinskih koeficijenata je 1, što odgovara nultoj vrednosti faze. Konvergencija će biti detaljno razmotrena u nastavku.

ARF-OFDM prijemnik sadrži novi algoritam, koji je kreiran u skladu sa prirodom OFDM signala. Podešavanje adaptivnih težinskih koeficijenata filtra, $W_{n,l}(k)$ se primenjuje na svaki OFDM kanal u skladu sa sledećim algoritmom:

$$\begin{aligned} W_{n,l}(k+1) &= W_{n,l}(k) \\ &+ \frac{\mu}{2 \cdot L} \sum_{n=1}^{N-N_{VC}} \frac{E_n(k) [X_n(k-l) R_{n,l}(k)]^*}{|X_n(k)|^2}, \\ l &= -L, \dots, L, \quad l \neq 0 \end{aligned} \quad (7.43)$$

gde je $W_{n,0}(k) = 1$. $E_n(k)$ predstavlja parcijalni (za svaki OFDM kanal) signal greške LMS algoritma, koji je definisan sa

$$E_n(k) = X_n(k) - Y_n(k) \quad (7.44)$$

μ je faktor adaptacije, $(\cdot)^*$ predstavlja kompleksnu konjugaciju, dok $\overline{|X_n(k)|^2}$ predstavlja srednju snagu ulaznog signala. Težinski koeficijenti $W_{n,l}(k)$ se koriste u svakom OFDM kanalu i podešavaju se u svakom kanalu, jedan za drugim.

U slučaju *continuous wave* (CW) ulaznog signala i ukoliko se termički šum zanemari, težinski koeficijenti filtra $W_{n,1}(k)$ sadrže estimirani frekvencijski ofset Δf , na osnovu [92] definisano kao:

$$W_{n,1}(k) \sim e^{j2\pi\Delta f T_f} . \quad (7.45)$$

Imajući u vidu prethodno rečeno, predlaže se korekcija k -tog detektovanog simbola korišćenjem težinskog koeficijenta $W_{n,1}(k)$ i diferencijalna detekcija k -tog simbola se vrši na sledeći način:

$$\hat{d}_n(k) = \arg \min_m \left\{ \left| Y_n(k) - Y_n(k-1)W_{n,1}(k) \exp\left(j \frac{m\pi}{2}\right) \right|^2 \right\}, \quad (7.46)$$

$$m = 0,1,2,3$$

Predložena struktura ne minimizira frekvencijski ofset, već ima mogućnost da operiše u širokom opsegu frekvencijskog ofseta. Algoritam je veoma primenljiv zbog svojih dobrih osobina, koje čine zadovoljavajuća brzina, stabilnost i ne velika kompleksnost.

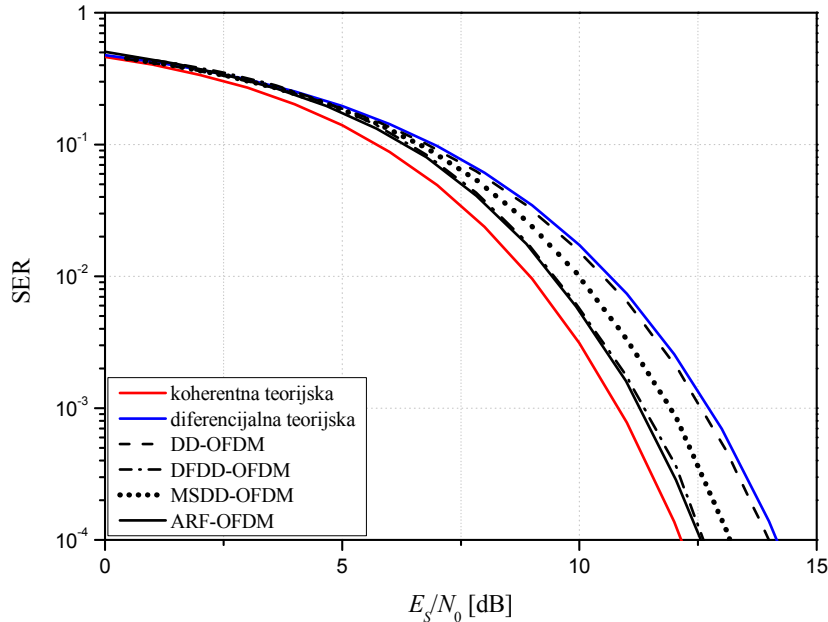
Razlika između prethodno opisanih DFDD-OFDM i DFDDI-OFDM algoritama sa jedne strane i OFDM-ARF algoritma je što kod predložene OFDM-ARF algoritma ne postoji grana sa povratnom spregom, a remodulacija je vršena za svaki težinski koeficijent posebno. S obzirom da nema povratne sprege, predloženi sistem nije podložan propagaciji grešaka.

Performanse sistema će biti prikazane na rezultatima koji su dobijeni Monte-Carlo simulacijama. Frekvencija nosioca je 2.4 GHz, perioda semplovanja pre DFT bloka je $T_c = 1\mu s$, a korišćeno je milion simulacionih tačaka. Pri tome su korišćena tri modela OFDM sistema: $N = 16$ ($N_{VC} = 2$, $T_{CP} = T_{GI} = 2T_c$), $N = 32$ ($N_{VC} = 4$, $T_{CP} = T_{GI} = 4T_c$), $N = 64$ ($N_{VC} = 8$, $T_{CP} = T_{GI} = 8T_c$).

Imajući u vidu da prikazani ARF-OFDM prijemnik koristi veliki broj ($2L$) odmeraka signala za donošenje odluke, performanse će biti upoređene sa prijemnicima koji za detekciju koriste algoritme slične kompleksnosti (MSDD-OFDM i DFDD-OFDM) i DD-OFDM prijemnikom, kao prijemnikom koji se često sreće u literaturi. Na osnovu zaključaka koji su izvedeni u prethodnim poglavljima za MSDD-OFDM sistem, ovde je prikazan sistem koji koristi 3 simbola za detekciju.

Na Slici 7.29 je prikazana verovatnoća greške po simbolu u zavisnosti od odnosa energije po simbolu i spektralne gustine snage šuma (E_s / N_0) bez frekvencijskog ofseta u AWGN kanalu. Parametri prikazanog ARF-OFDM prijemnika su: $2L + 1 = 9$ i $\mu = 0.01$. Odabrana vrednost parametra L daje gotovo optimalne performanse (verovatnoću greške) kada se uporedi sa performansama dobijenim sa drugim vrednostima parametara algoritma.

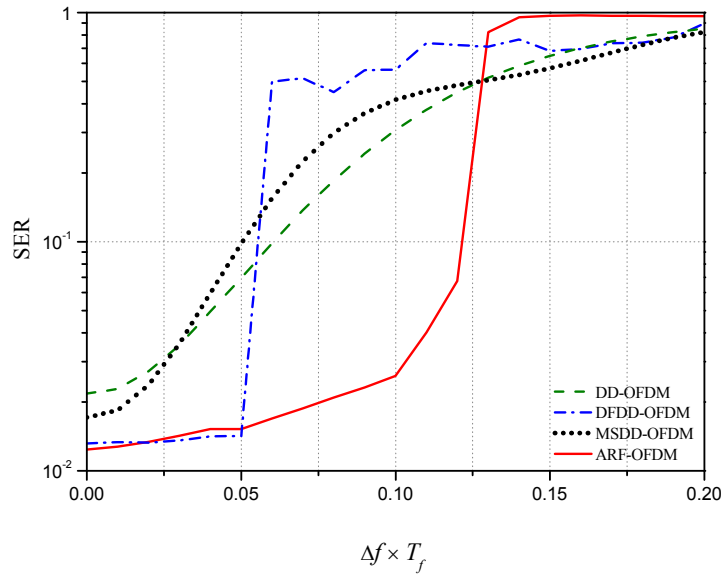
Na slici su takođe prikazane i dve teorijske krive, diferencijalna i koherentna detekcija primljenog OFDM signala koji je diferencijalno kodiran u predajniku. U literaturi je poznato da diferencijalna detekcija zahteva viši nivo SNR-a da bi postigla performanse koherentne detekcije. To potvrđuje i Slika 7.29.



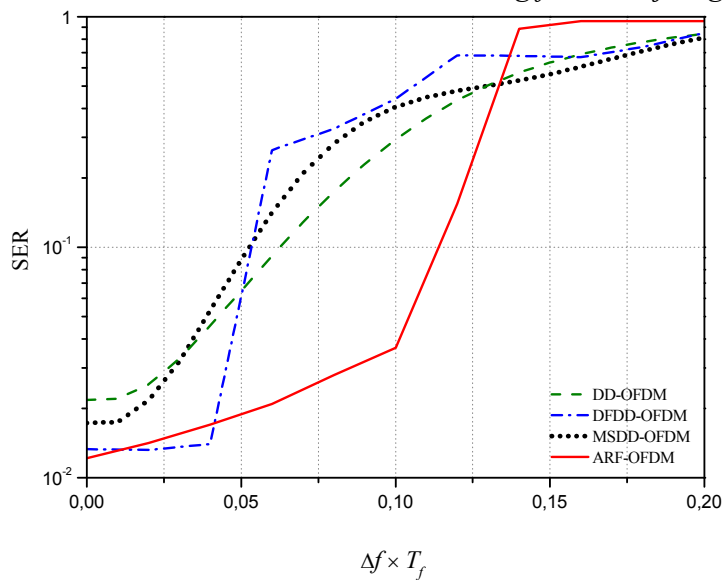
Slika 7.29 SER u funkciji E_s/N_0 bez frekvencijskog ofseta ($\Delta f = 0$) u AWGN kanalu

Ako je procesiranje signala izvršeno ARF-OFDM i DFDD-OFDM algoritmom performanse sistema su veoma bliske teorijskim rezultatima za koherentnu detekciju DQPSK signala. Performanse ARF-OFDM sistema su malo bolje od performansi DFDD-OFDM sistema.

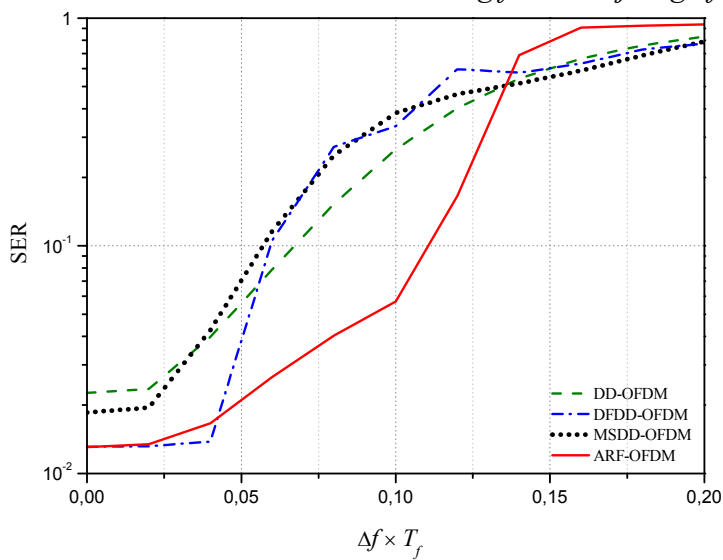
S obzirom da je OFDM šema primarno namenjena za mobilne i bežične sisteme prenosa gde je svakako prisutan feding u kanalu, na sledećim slikama su prikazane performanse sistema u kanalu sa Rajsovim fedingom. Faktor Rajsovog fedinga ima vrednost $K = 10$ dB. Slike 7.30 do 7.32 prikazuju verovatnoću greške po simbolu u funkciji normalizovanog frekvencijskog ofseta za prikazani ARF-OFDM prijemnik, kao i DFDD-OFDM, MSDD-OFDM sa 3 simbola korišćenih za detekciju i DD-OFDM prijemnik. Rezultati su prikazani za tri različite vrednosti skupa OFDM parametara $N = 16, 32$ i 64 . U svakom od simuliranih slučajeva, brzina prijemnika je podešena na vrednost $v_{rec} = 150$ km/h, dok je $E_s/N_0 = 10.5$ dB.



Slika 7.30 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta, N=16



Slika 7.31 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta, N=32



Slika 7.32 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta, N=64

Poređenjem odgovarajućih krivih na Slici 7.30, može se uočiti unapređenje performansi sistema postignuto ARF-OFDM prijemnikom, u prisustvu frekvencijskog ofseta. U poređenju sa performansama svih ostalih posmatranih prijemnika, ARF-OFDM prijemnik radi u najširem opsegu frekvencijskog ofseta. Dakle, opseg u kome se može postići zadovoljavajući kvalitet prenosa je značajno proširen. Može se uočiti da verovatnoća greške za DFDD-OFDM prijemnik značajno raste nakon vrednosti $\Delta f \times T_f = 0.05$. To je zbog toga što je DFDD algoritam podložan propagaciji grešaka [76]. Ovaj efekat postaje veoma značajan za veće vrednosti frekvencijskog ofseta. Kod ARF-OFDM prijemnika remodulacioni težinski koeficijenti se određuju nezavisno za svaku granu filtra, u cilju izbegavanja propagacije grešaka. Zbog toga verovatnoća greške neznatno raste sa povećanjem frekvencijskog ofseta, a razlog za to je interkanalna interferencija.

Dobitak je evidentan i za ARF-OFDM prijemnik koji je primenjen na OFDM sistem sa većim brojem kanala ($N = 32$ i $N = 64$), što se može uočiti na Slikama 7.31 i 7.32. U ovim slučajevima, DFDD-OFDM ima malo bolje performanse za manje vrednosti frekvencijskog ofseta, ali ARF-OFDM ima mogućnost funkcionisanja u uslovima mnogo većeg frekvencijskog ofseta.

Na kraju, biće data analiza konvergencije prikazanog algoritma. Neka $\hat{R}_l(k)$ predstavlja idealni, potpuno tačan remodulacioni koeficijent. U tom slučaju, odziv filtra, za bilo koji OFDM kanal (zbog jednostavnosti je izostavljena oznaka n) se može napisati kao:

$$Y(k) = \frac{1}{2L+1} \sum_{l=-L}^L \hat{R}_l(k) \cdot X(k-l) \cdot W_l(k). \quad (7.47)$$

$\hat{R}_l(k)$ se može napisati u obliku $\hat{R}_l(k) = A(k-l) / A(k)$, gde je $A(k) \in S$ težina koja transformiše ulazni signal $X(k)$ u CW signal $U(k)$:

$$U(k) = A(k) \cdot X(k). \quad (7.48)$$

Nakon zamene prethodne jednačine u (7.47), dobijamo

$$Y(k) = \frac{1}{2L+1} \frac{1}{A(k)} \sum_{l=-L}^L U(k-l) \cdot W_l(k). \quad (7.49)$$

Odziv standardnog adaptivnog transverzalnog filtra na CW signal je:

$$Z(k) = \frac{1}{2L+1} \sum_{l=-L}^L U(k-l) \cdot W_l(k). \quad (7.50)$$

Zbog toga što važi sledeća jednačina

$$Z(k) = A(k) \cdot Y(k) \quad (7.51)$$

relacija (7.43), u slučaju idealnog težinskog koeficijenta $\hat{R}_l(k)$, za jedan OFDM kanal se može napisati kao

$$\begin{aligned} W_l(k+1) &= W_l(k) + \frac{\mu}{2} \frac{(X(k) - Y(k)) [X(k-l) \hat{R}_l(k)]^*}{L \cdot |X(k)|^2} \\ &= W_l(k) + \frac{\mu}{2L |U(k)|^2} (U(k) - Z(k)) U^*(k-l). \end{aligned} \quad (7.52)$$

Prethodna jednačina opisuje adaptaciju težina standardnog normalizovanog LMS algoritma [93], [94] kod koga je na ulazu CW signal.

Signal greške predloženog algoritma, takođe u slučaju idealnog težinskog koeficijenta $\hat{R}_l(k)$, se može napisati kao:

$$\begin{aligned} E(k) &= X(k) - Y(k) \\ &= X(k) - \frac{1}{2L+1} \sum_{l=-L}^L \hat{R}_l(k) \cdot X(k-l) \cdot W_l(k) \\ &= \frac{1}{A(k)} \left(X(k) A(k) - \frac{1}{2L+1} \sum_{l=-L}^L A(k-l) \cdot X(k-l) \cdot W_l(k) \right) \\ &= \frac{1}{A(k)} (U(k) - Z(k)), \end{aligned} \quad (7.53)$$

i *cost function* je

$$C(k) = E\{|E(k)|^2\}, \quad (7.54)$$

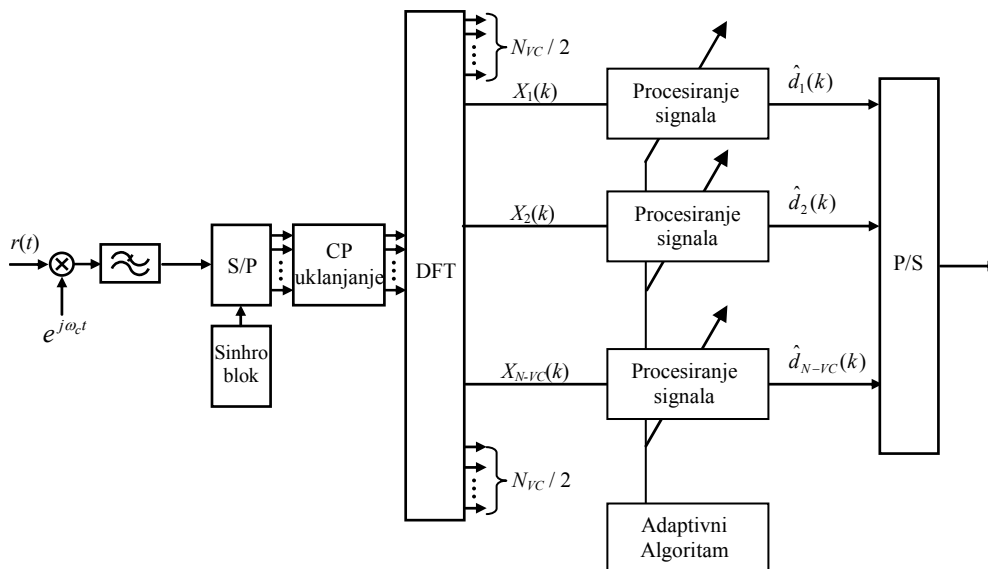
gde $E(\cdot)$ predstavlja funkciju očekivanja argumenta koji se nalazi u zagradi.

Zato se može zaključiti, da je predloženi algoritam sa MDPSK signalom na ulazu ekvivalentan normalizovanom LMS algoritmu sa CW signalom na ulazu, u pogledu brzine adaptacije i konvergencije, u slučaju korektno determinisanih remodulacionih težina $R(k)$. Remodulacione težine su determinisane sa dovoljnom preciznošću u opsegu verovatnoće greške koja je od praktičnog značaja.

7.6 OFDM/MDPSK prijemnik sa unapređenim adaptivnim remodulacionim filtrom

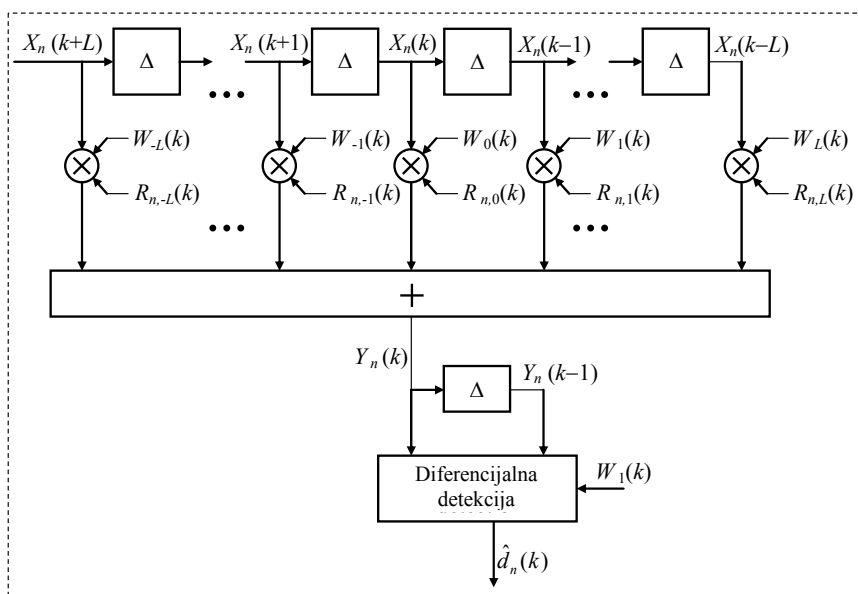
Kod prethodno opisanog prijemnika, podešavanje adaptivnih težinskih koeficijenata filtra se primenjuje na svaki OFDM kanal. Dobitak, u pogledu otpornosti na frekvencijski ofset, je evidentan. Međutim, pokazalo se kao moguće da se i ovaj prijemnik unapredi. Primenom istih težinskih koeficijenata na svaki OFDM kanal, dobijaju se bolje performanse, ali se i broj računskih operacija smanjuje, tj. ubrzava procesiranje.

Blok dijagram OFDM/MDPSK prijemnika, koji je označen kao ARFI-OFDM (ARFI - Adaptive Remodulation Filter Improved) je prikazan na Slici 7.33 na kojoj je simbolički predstavljeno (blok za adaptivni algoritam) da se primenjuju isti težinski koeficijenti u svakom OFDM kanalu.



Slika 7.33 ARFI-OFDM prijemnik

Blok za procesiranje signala je prikazan na Slici 7.34 i razlikuje se od bloka za procesiranje signala prikazanog u prethodnom poglavlju, samo u koeficijentu $W_1(k)$, koji utiče na blok za diferencijalnu detekciju.



Slika 7.34 Struktura bloka za procesiranje signala u n-tom kanalu ARFI-OFDM prijemnika

Procesiranje signala je opisano sličnim jednačinama kao što je to slučaj kod prethodno opisanog prijemnika.

$$Y_n(k) = \frac{1}{2L+1} \sum_{l=-L}^L R_{n,l}(k) \cdot X_n(k-l) \cdot W_l(k) \quad (7.47)$$

gde je, kao i do sada $n = 1, 2, \dots, (N - N_{VC})$ oznaka za n -ti OFDM kanal, $2L$ je dužina predložene strukture, a $R_{n,l}(k)$ predstavlja težinske koeficijente:

$$\begin{aligned} R_{n,l}(k) &= \arg \min_{w \in A} \{ |X_n(k) - w \cdot X_n(k-l) \cdot W_l(k)|^2 \} \\ R_{n,l}(k) &\in A \end{aligned} \quad (7.48)$$

gde je

$$A = \left\{ e^{j\frac{2\pi}{M}m}, m \in (0, 1, \dots, M-1) \right\},$$

$$n = 1, 2, \dots, (N - N_{VC}),$$

$$l = -L, \dots, L, \quad l \neq 0, \text{ and } R_{n,0}(k) = 1.$$

ARFI-OFDM prijemnik za sve modulacione nivoe, primenjuje algoritam za podešavanje adaptivnih težinskih koeficijenata, $W_l(k)$, koji se koriste u svim OFDM kanalima, na sledeći način:

$$\begin{aligned} W_l(k+1) &= W_l(k) + \frac{\mu}{2 \cdot L} \sum_{n=1}^{N-N_{VC}} \frac{E_n(k) [X_n(k-l) R_{n,l}(k)]^*}{|X_n(k)|^2} \\ l &= -L, \dots, L, \quad l \neq 0 \end{aligned} \quad (7.49)$$

gde je inicijalna vrednost $W_0(k) = 1$, a $E_n(k)$ predstavlja parcijalni (za svaki OFDM kanal posebno) signal greške LMS algoritma, definisanog kao

$$E_n(k) = X_n(k) - Y_n(k) \quad (7.50)$$

μ je kao i do sada adaptacioni faktor, $(\cdot)^*$ predstavlja kompleksnu konjugaciju, dok $\overline{|X_n(k)|^2}$ predstavlja srednju snagu ulaznog signala. Težine $W_l(k)$ se koriste u svakom OFDM kanalu i podešavaju se u svim kanalima.

I kod ovog prijemnika, u slučaju *continuous wave* (CW) ulaznog signala i ukoliko se termički šum zanemari, težinski koeficijenti filtra $W_l(k)$ sadrži estimirani frekvencijski ofset Δf , što je dokazano u prethodnom poglavlju.

$$W_l(k) \sim e^{j2\pi\Delta f T_f} \quad (7.51)$$

Na osnovu prethodno rečenog, predlaže se korekcija k -tog detektovanog simbola, korišćenjem težinskog koeficijenta $W_l(k)$ pa je diferencijalna detekcija k -tog simbola definisana na sledeći način:

$$\hat{d}_n(k) = \arg \min_m \left\{ \left| Y_n(k) - Y_n(k-1)W_1(k) \exp\left(j \frac{m \cdot 2\pi}{M}\right) \right|^2 \right\} \quad (7.52)$$

gde $m = 0, 1, \dots, M-1$ predstavlja modulacioni nivo.

Pre nego što budu prikazani rezultati koji opisuju performanse ovog prijemnika, a u cilju poređenja sa teorijskim granicama, biće data teorijska analiza performansi OFDM sistema u prisustvu frekvencijskog ofseta.

Teorijska analiza je predstavljena za prijemnik koji može da izvrši idealnu kompenzaciju frekvencijskog ofseta nakon FFT bloka. Ako se podrazumeva korektna sinhronizacija frejma, kao i vremenska sinhronizacija, onda se primljena sekvenca u n_c -tom OFDM kanalu i k -tom OFDM frejmu, nakon uklanjanja cikličnog prefiksa, može predstaviti kao:

$$X_{n_c}(k) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{i=kN}^{k(N+1)-1} s(i) e^{-j2\pi \frac{in_c}{N}}, 0 \leq n_c \leq N-1 \quad (7.53)$$

gde je $s(i)$ deo primljenog signala $r(i) = s(i) + n(i)$, gde $n(i)$ predstavlja beli Gausov šum sa varijansom σ_0^2 . $s(i)$ se može definisati jednačinom kao:

$$s(i) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n_s=0}^{N-1} A_{n_s}(k) e^{j2\pi \frac{in_s}{N}} e^{j2\pi \frac{i\varepsilon}{N}}, 0 \leq n_s \leq N-1 \quad (7.54)$$

$A_{n_s}(k)$ je vrednost amplitude n_s -tog nosioca u k -tom OFDM frejmu:

$$A_{n_s}(k) = A_{n_s}(k-1) e^{j2\pi \frac{d_{n_s}(k)}{M}} \quad (7.55)$$

gde $d_{n_s}(k) \in \{0, 1, \dots, (M-1)\}$ predstavlja simbol koji je prenet n_s -tim OFDM kanalom i k -tim OFDM frejmom. M je modulacioni nivo kod MDPSK modulacije.

Na osnovu prethodnog, šum u n_c -tom OFDM kanalu je:

$$N_{n_c}(k) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{i=kN}^{k(N+1)-1} n(i) e^{-j2\pi \frac{in_c}{N}}, 0 \leq n_c \leq N-1 \quad (7.56)$$

$$S_{n_c}(k) = X_{n_c}(k) + N_{n_c}(k), 0 \leq n_c \leq N-1 \quad (7.57)$$

gde je $\varepsilon = \Delta f \cdot T_f$ normalizovani frekvencijski ofset, Δf relativni frekvencijski ofset i T_f predstavlja trajanje OFDM frejma.

Ako označimo sa $s(i) = \sum_{n_s=0}^{N-1} s_{n_s}(i)$, sledi da signal u n_c -tom FFT kanalu pod uticajem

signala u n_s -tom OFDM kanalu je:

$$X_{n_c, n_s}(k, \varepsilon) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{i=kN}^{k(N+1)-1} s_{n_s}(i) e^{-j \frac{2\pi i n_c}{N}} \quad (7.58)$$

Nakon sređivanja, prethodni izraz postaje:

$$X_{n_c, n_s}(k, \varepsilon) = \frac{1}{N} A_{n_s} \sum_{i=kN}^{k(N+1)-1} e^{j \frac{2\pi i n_s}{N}} e^{-j \frac{2\pi i n_c}{N}} e^{j \frac{2\pi i \varepsilon}{N}} \quad (7.59)$$

$$X_{n_c, n_s}(k, \varepsilon) = \frac{1}{N} A_{n_s} \sum_{i=kN}^{k(N+1)-1} e^{j \frac{2\pi i}{N} (n_s - n_c + \varepsilon)} \quad (7.60)$$

Snaga signala koji je pod uticajem interkanalne interferencije između n_c -tog i n_s -tog OFDM kanala je:

$$I_{n_c, n_s}(\varepsilon) = E\left(|X_{n_c, n_s}(k, \varepsilon)|^2\right) = \frac{1}{N^2} |A_{n_s}|^2 \left| \sum_{i=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi i}{N} (n_s - n_c + \varepsilon)} \right|^2 \quad (7.61)$$

Odnos snage signala i snage šuma i interferencije, u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta, u n_c -tom OFDM kanalu je, za koherentnu detekciju:

$$SINR(\varepsilon) = \frac{|A_{n_c}|^2}{\sigma_0^2 + \sum_{\substack{n_s=0 \\ n_s \neq n_c}}^{N-1} I_{n_c}} \quad (7.62)$$

gde je $SNR = \frac{|A_{n_c}|^2}{\sigma_0^2}$ odnos signal-šum ulaznog signala.

Ukoliko imamo prijemnik koji idealno kompenzira frekvencijski ofset i ima performanse koje odgovaraju koherentnoj detekciji diferencijalno kodiranog signala, verovatnoća greške za BDPSK modulaciju se može definisati sledećom jednačinom:

$$P_e = 2Q\left(\sqrt{2 \cos^2(2\pi\varepsilon) SINR(\varepsilon)}\right) \quad (7.63)$$

Ova jednačina se za prijemnik sa frekvencijskim hipotezama pre FFT bloka, prethodno opisanom, može napisati kao:

$$P_e = 2Q\left(\sqrt{2 SINR(0)}\right) \quad (7.64)$$

dok se za prijemnik sa frekvencijskim hipotezama nakon FFT bloka, takođe opisanom u prethodnom poglavlju, može napisati kao:

$$P_e = 2Q\left(\sqrt{2 SINR(\varepsilon)}\right) \quad (7.65)$$

Za MDPSK modulaciju gde je modulacioni nivo $M \geq 4$, na osnovu [81] SER aproksimaciona formula je data sa:

$$P_e = 2Q\left(\sqrt{2\sin^2\left(\frac{\pi}{M} + 2\pi\varepsilon\right)SINR(\varepsilon)}\right) + 2Q\left(\sqrt{2\sin^2\left(\frac{\pi}{M} - 2\pi\varepsilon\right)SINR(\varepsilon)}\right) \quad (7.57)$$

Ova jednačina se za prijemnik sa frekvencijskim hipotezama pre FFT bloka može napisati kao:

$$P_e = 4Q\left(\sqrt{2\sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)SINR(0)}\right) \quad (7.64)$$

dok se za prijemnik sa frekvencijskim hipotezama nakon FFT bloka, takođe opisanom u prethodnom poglavlju, može napisati kao:

$$P_e = 4Q\left(\sqrt{2\sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)SINR(\varepsilon)}\right) \quad (7.65)$$

gde je $Q(x)$ Gausova Q-funkcija.

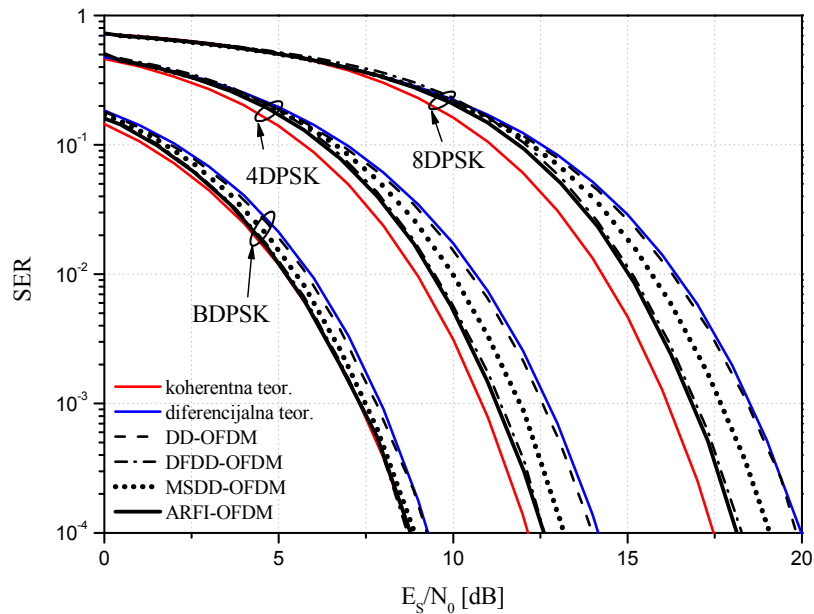
Zato što se primenjuje nakon FFT bloka, ovaj prijemnik je u dovoljnoj meri otporan na frekvencijski ofset, ali ne može da umanja negativan uticaj interkanalne interferencije koja je nastala usled FFT implementacije. Prednost ovog prijemnika je da ne poseduje povratnu petlju, pa je znatno stabilniji od sistema sa povratnom spregom.

Performanse opisanog sistema su dobijene Monte-Carlo simulacijama na frekvenciji od 2.4 GHz. Perioda odmeravanja pre DFT bloka je $T_c = 1 \mu s$. OFDM simulacioni parametri za dva simulirana slučaja su: $N = 32$, $N_{VC} = 4$, $T_{CP} = T_{GI} = 4T_c$ i $N = 64$, $N_{VC} = 8$, $T_{CP} = T_{GI} = 8T_c$, T_c predstavlja interval odmeravanja na ulazu u prijemnik. Sistem je testiran za tri modulacona nivoa MDPSK modulacije ($M = 2, 4, 8$).

Slika 7.35 prikazuje performanse sistema na osnovu verovatnoće greške po simbolu u zavisnosti od odnosa energije po simbolu i spektralne gustine snage šuma (E_s / N_0) kada nema frekvencijskog ofseta, u AWGN (Additive White Gaussian Noise) kanalu. Parametri koji opisuju ARFI-OFDM prijemnik su: $2L + 1 = 9$ i $\mu = 0.01$. Prikazane su krive za BDPSK, 4DPSK i 8DPSK modulaciju. Na slici su prikazana i dva teorijska slučaja. To su performanse diferencijalne i koherentne detekcije OFDM signala koji je diferencijalno kodiran na predaji. Razmak između ove dve krive odgovara činjenici da je za diferencijalnu detekciju potreban viši nivo SNR-a kako bi zadržala performanse koherentne detekcije.

U slučaju kada se procesiranje signala na prijemu vrši pomoću ARFI-OFDM i DFDD-OFDM algoritama, performanse sistema su veoma bliske teorijskoj granici za koherentnu detekciju MDPSK ($M = 2, 4, 8$) signala. Za BDPSK modulaciju, krive za ARFI-OFDM i DFDD-OFDM prijemnike se preklapaju, dok za 4DPSK i 8DPSK modulaciju, performanse

ARFI-OFDM sistema su malo bolje nego performanse DFDD-OFDM sistema. Na osnovu toga, može se zaključiti da, generalno gledano, ARFI-OFDM prijemnik ima najbolje performanse za sva tri modulaciona nivoa i slučaj kada nema frekvencijskog ofseta.

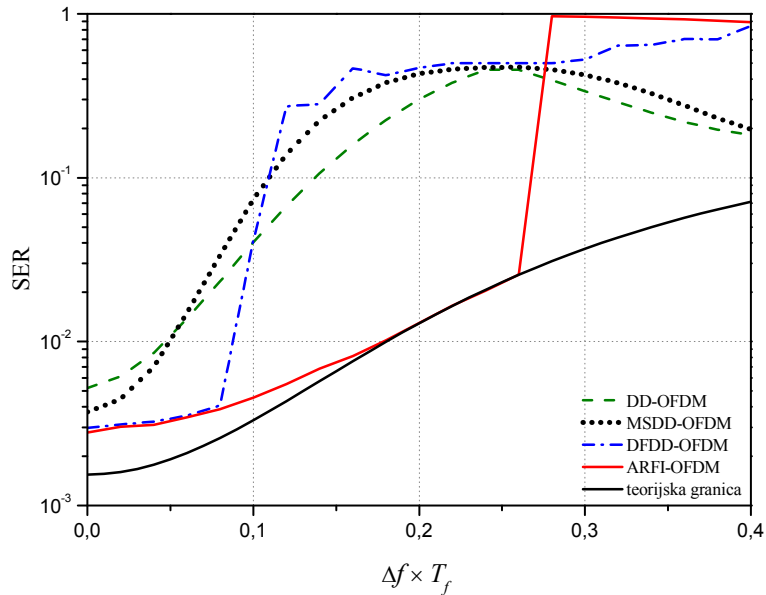


Slika 7.35 SER u zavisnosti od E_s / N_0 za ARFI-OFDM prijemnik

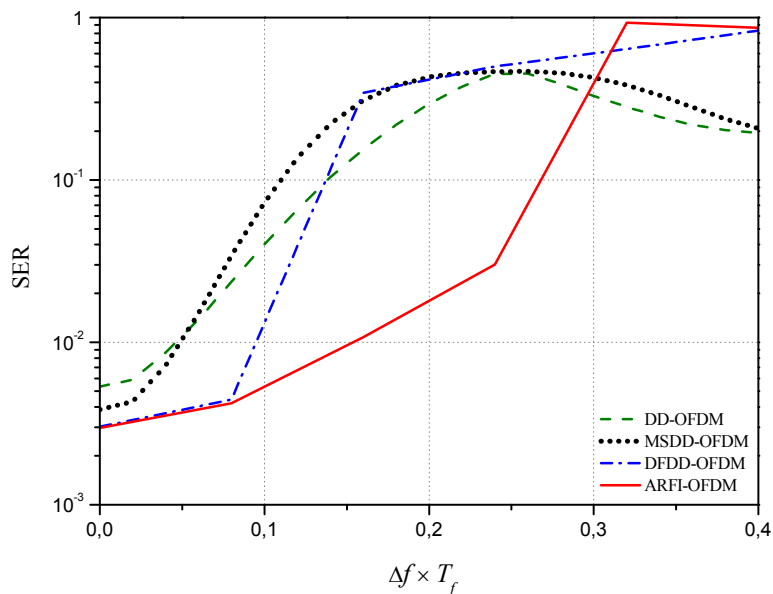
Slike 7.36 i 7.37 prikazuju verovatnoću greške po simbolu u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta za ARFI-OFDM prijemnik. Radi poređenja date su i krive koje opisuju i performanse prijemnika opisanih u prethodnim poglavljima: DFDD-OFDM, MSDD-OFDM sa 3 simbola korišćena za detekciju i DD-OFDM prijemnik. Takođe, simulirana su dva različita slučaja u pogledu broja OFDM kanala korišćenih za prenos podataka: a) $N = 32$, $N_{VC} = 4$, $T_{CP} = T_{GI} = 4T_c$ (Slika 7.34), b) $N = 64$, $N_{VC} = 8$, $T_{CP} = T_{GI} = 8T_c$ (Slika 7.35), za BDPSK modulaciju ($M = 2$). Normalizovani frekvencijski ofset je dat kao $\Delta f \times T_f$. Za sve slučajeve, prikazane su performanse u AWGN kanalu.

Poređenjem krivih na Slici 7.36 može se uočiti dobitak koji se postiže primenom ARFI-OFDM prijemnika. To znači da, u poređenju sa ostalim prijemnicima, ARFI-OFDM prijemnik radi u najširem opsegu frekvencijskog ofseta. Dobitak koji se postiže ARFI-OFDM prijemnikom je takođe značajan i za slučaj b) prikazan na Slici 7.37.

Takođe, u oba simulirana slučaja (različit broj OFDM kanala, Slika 7.36 i 7.37) može se uočiti ista razlika između performansi ARFI-OFDM i ostalih prijemnika. To znači da se dobitak, koji se postiže prikazanim prijemnikom, ne smanjuje sa povećanjem broja OFDM kanala i podjednako je važan i za veći broj kanala, što nije bio slučaj kod ATF-OFDM prijemnika.

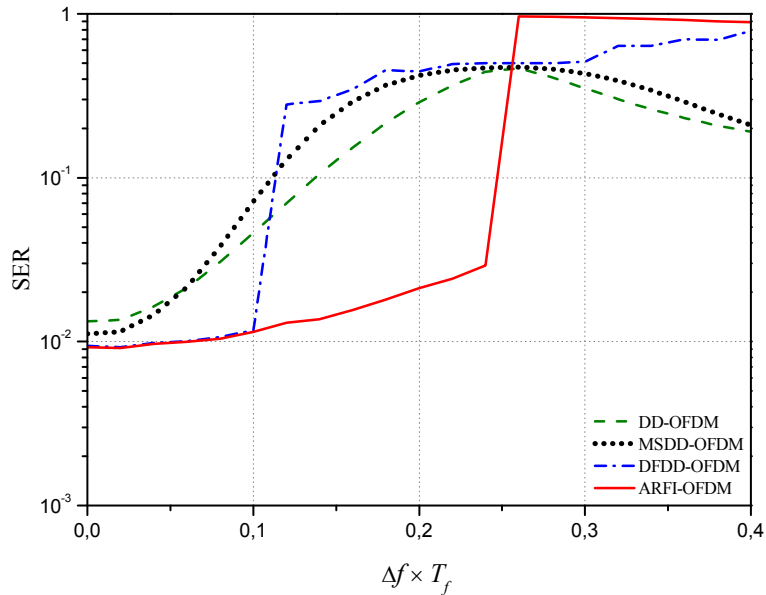


Slika 7.36 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta, za BDPSK modulaciju
 $N=32$, $N_{VC}=4$, $T_{GI}=T_{CP}=4T_c$, $E_s/N_0 = 6.5\text{dB}$, u AWGN kanalu

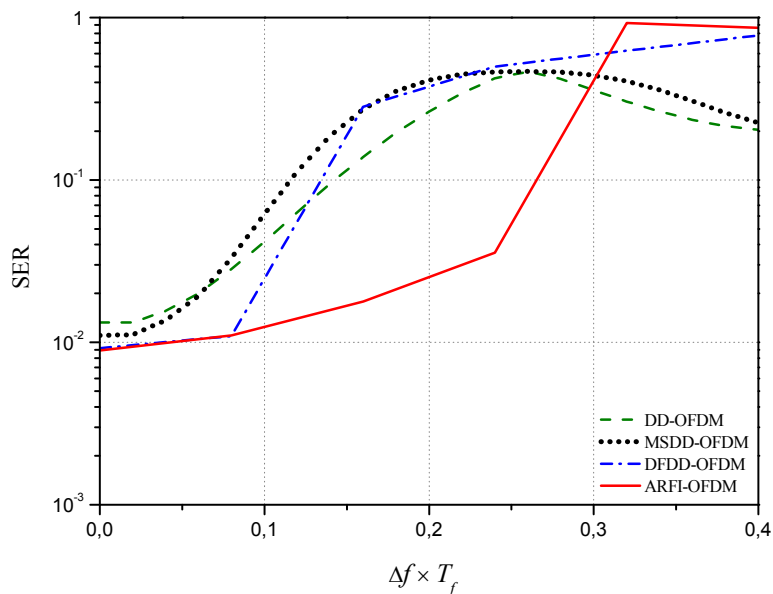


Slika 7.37 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta, za BDPSK modulaciju
 $N=64$, $N_{VC}=8$, $T_{GI}=T_{CP}=8T_c$, $E_s/N_0 = 6.5\text{dB}$, u AWGN kanalu

Odgovarajuće krive (za iste parametre kao na Slikama 7.36 i 7.37), u kanalu sa Rajsovim fedingom ($K = 10$ dB), prikazane su na Slikama 7.38 i 7.39. Brzina prijemnika je podešena na $v_{rec} = 150$ km/h. Krive za slučaj kanala sa fedingom imaju isti karakter kao i krive prikazane za AWGN kanal.

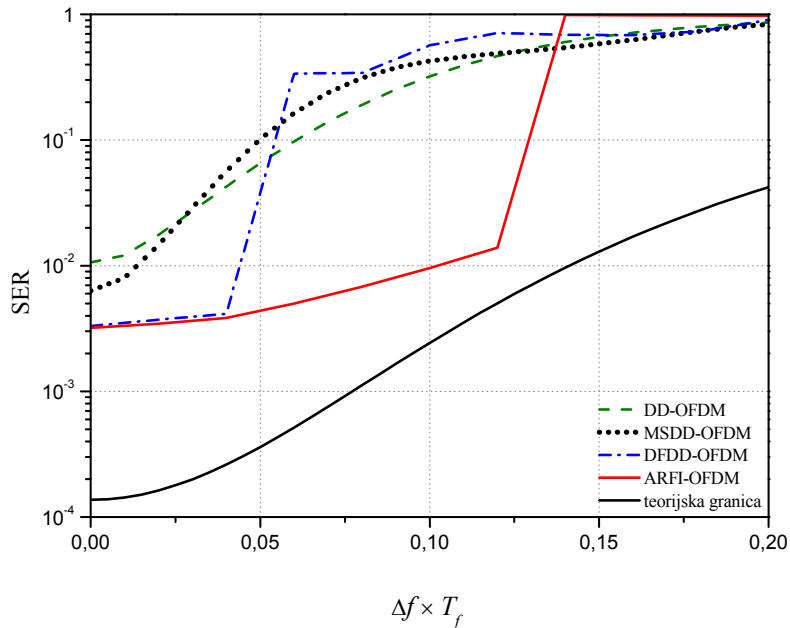


Slika 7.38 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta za BDPSK modulaciju
 $N=32$, $N_{VC}=4$, $T_{GI}=T_{CP}=4T_c$, $E_s/N_0 = 6.5\text{dB}$, u kanalu sa Rajsovim fedingom

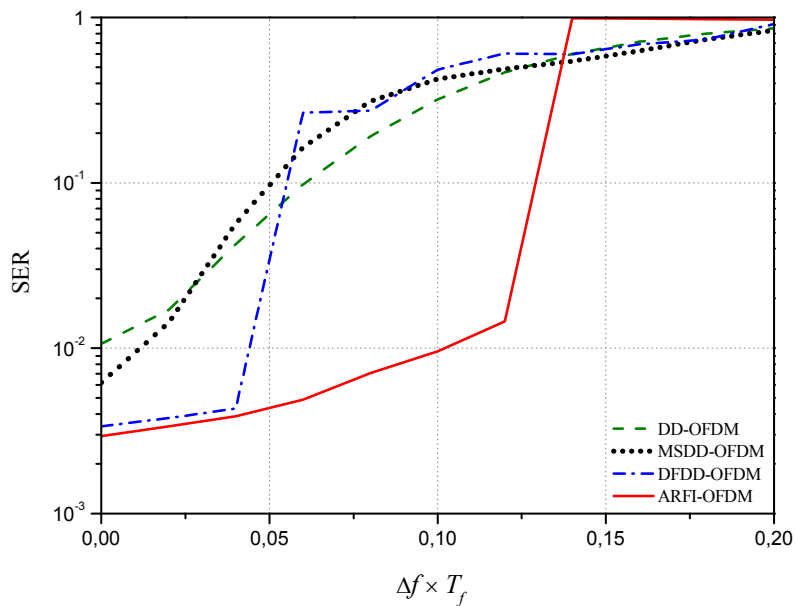


Slika 7.39 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta, za BDPSK modulaciju
 $N=64$, $N_{VC}=8$, $T_{GI}=T_{CP}=8T_c$, $E_s/N_0 = 6.5\text{dB}$, u kanalu sa Rajsovim fedingom

Slike 7.40 i 7.41 prikazuju verovatnoću greške po simbolu u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta i 4DPSK modulaciju ($M = 4$). Na Slikama 7.42 i 7.43 prikazane su performanse prijemnika u kanalu sa Rajsovim fedingom ($K = 10$ dB). Brzina prijemnika je $v_{rec} = 150$ km/h. Krive za slučaj kanala sa fedingom imaju isti karakter kao i krive prikazane za AWGN kanal.



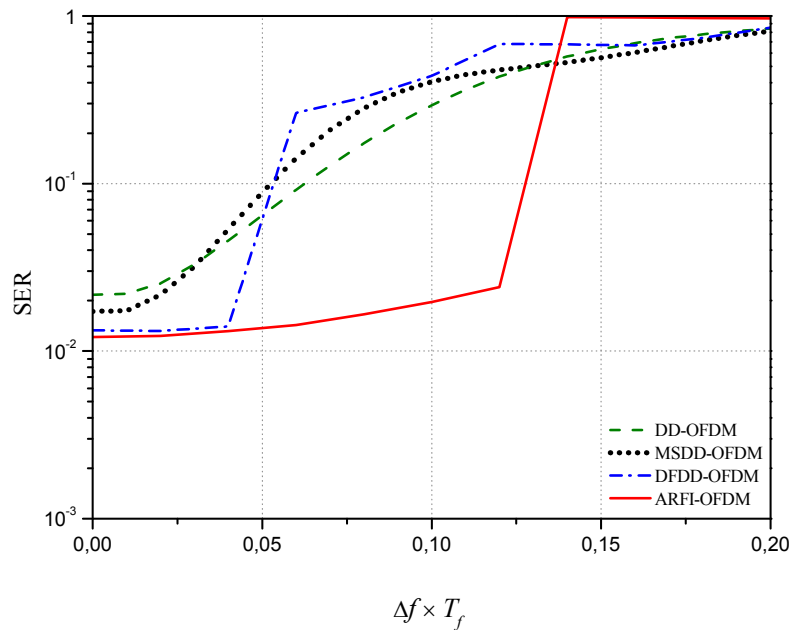
Slika 7.40 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta, za 4DPSK modulaciju
 $N=32$, $N_{VC}=4$, $T_{GI}=T_{CP}=4T_c$, 4DPSK modulacija, $E_s/N_0 = 10.5\text{dB}$, u AWGN kanalu



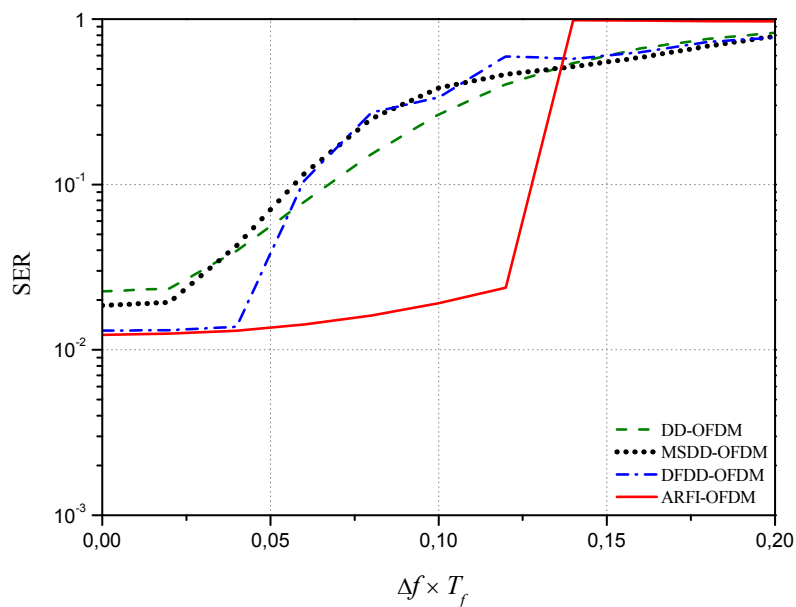
Slika 7.41 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta, za 4DPSK modulaciju
 $N=64$, $N_{VC}=$, $T_{GI}=T_{CP}=8T_c$, $E_s/N_0 = 10.5\text{dB}$, u AWGN kanalu

Slike 7.44 i 7.45 prikazuju verovatnoću greške po simbolu u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta i 8DPSK modulaciju ($M = 8$). Na Slikama 7.46 i 7.47 prikazane su performanse prijemnika u kanalu sa Rajsovim fedingom ($K = 10$ dB). Brzina

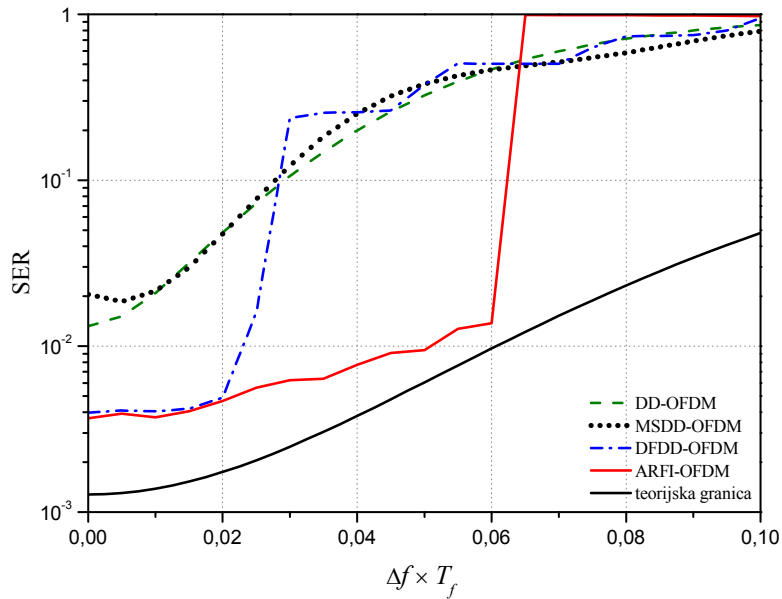
prijemnika je $v_{rec} = 150$ km/h. Krive za slučaj kanala sa fedingom imaju isti karakter kao i krive prikazane za AWGN kanal.



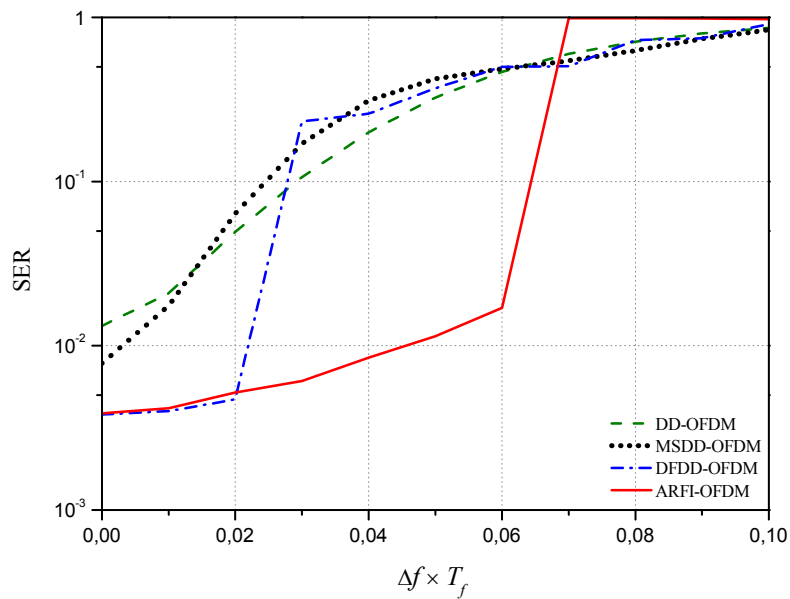
Slika 7.42 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta, za 4DPSK modulaciju $N=32$, $N_{VC}=4$, $T_{GI}=T_{CP}=4T_c$, $E_s/N_0 = 10.5\text{dB}$, u kanalu sa Rajsovim fedingom



Slika 7.43 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta, za , 4DPSK modulaciju $N=64$, $N_{VC}=8$, $T_{GI}=T_{CP}=8T_c$, $E_s/N_0 = 10.5\text{dB}$, u kanalu sa Rajsovim fedingom

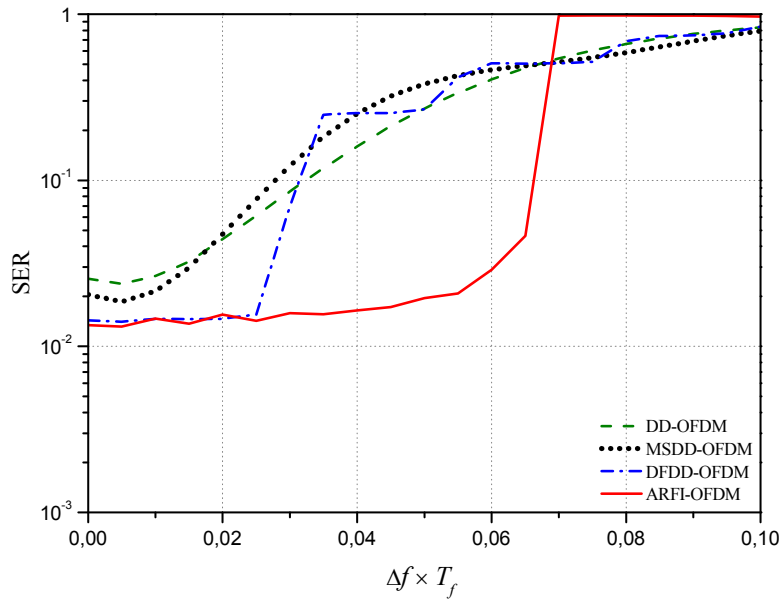


Slika 7.44 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta, za 8DPSK modulaciju
 $N=32$, $N_{VC}=4$, $T_{GI}=T_{CP}=4T_c$, $E_s/N_0 = 16\text{dB}$, u AWGN kanalu

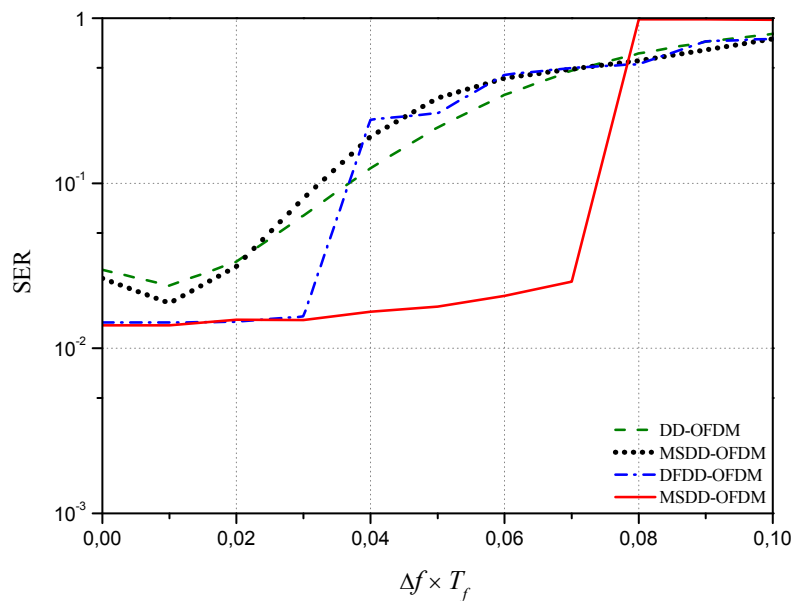


Slika 7.45 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta, za 8DPSK modulaciju
 $N=64$, $N_{VC}=8$, $T_{GI}=T_{CP}=8T_c$, $E_s/N_0 = 16\text{dB}$, u AWGN kanalu

Za sve tri grupe ($M = 2, 4, 8$) i oba tipa kanala (AWGN i kanal sa Rajsovim fedingom), vrednost odnosa E_s / N_0 je odabrana tako da verovatnoća greške za svaku modulacionu šemu ima vrednost između 10^{-2} i 10^{-3} za $\Delta f = 0$. Na osnovu ovoga, odabrane su sledeće vrednosti za odnos E_s / N_0 : 6.5 dB, 10.5 dB i 16 dB, respektivno za $M = 2, 4$ i 8.



Slika 7.46 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta, za 8DPSK modulaciju $N=32$, $N_{VC}=4$, $T_{GI}=T_{CP}=4T_c$, $E_s/N_0 = 16\text{dB}$, u kanalu sa Rajsovim fedingom

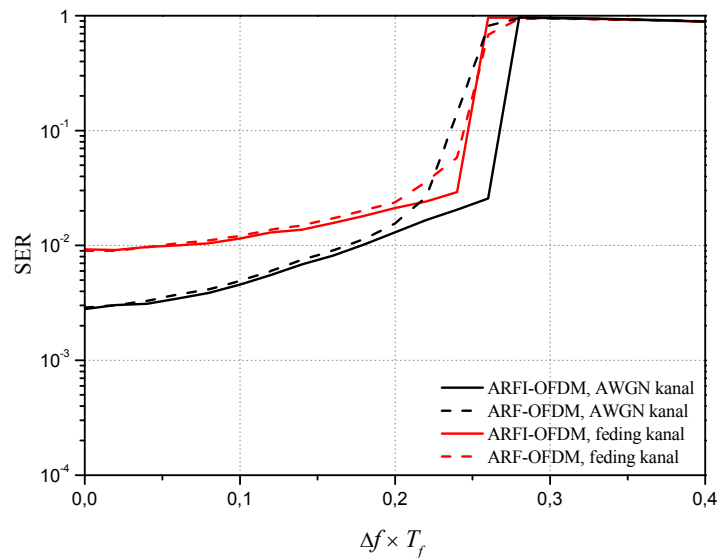


Slika 7.47 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta, za 8DPSK modulaciju $N=64$, $N_{VC}=8$, $T_{GI}=T_{CP}=8T_c$, $E_s/N_0 = 16\text{dB}$, u kanalu sa Rajsovim fedingom

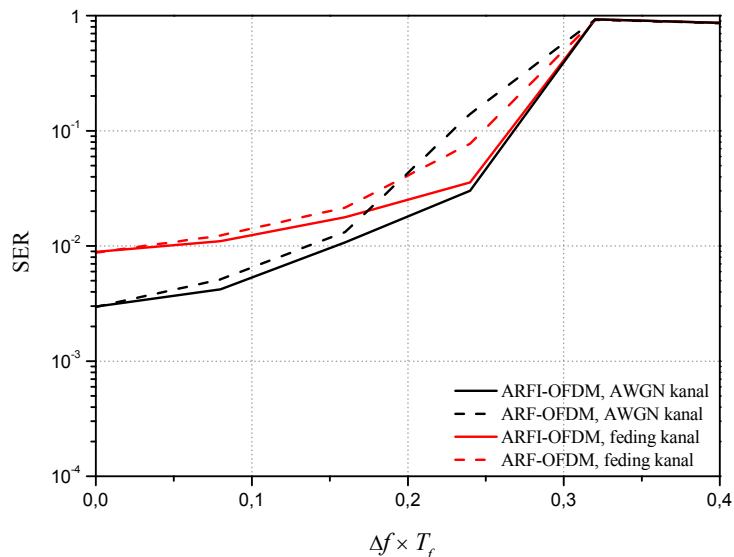
U oba razmatrana slučaja, za $M=4$ (Slike 7.38 i 7.39) i $M=8$ (Slike 7.40 i 7.41) DFDD-OFDM ima performanse koje su vrlo bliske ARFI-OFDM prijemniku, ali DFDD-OFDM prijemnik radi u znatno užem opsegu kada je frekvencijski ofset u pitanju, ako se poredi sa ARFI-OFDM prijemnikom.

Najbolje performanse kod prijema 4DPSK i 8DPSK signala, u širokom opsegu frekvencijskog ofseta se postižu ARFI-OFDM prijemnikom, kao što se vidi na prethodnim slikama.

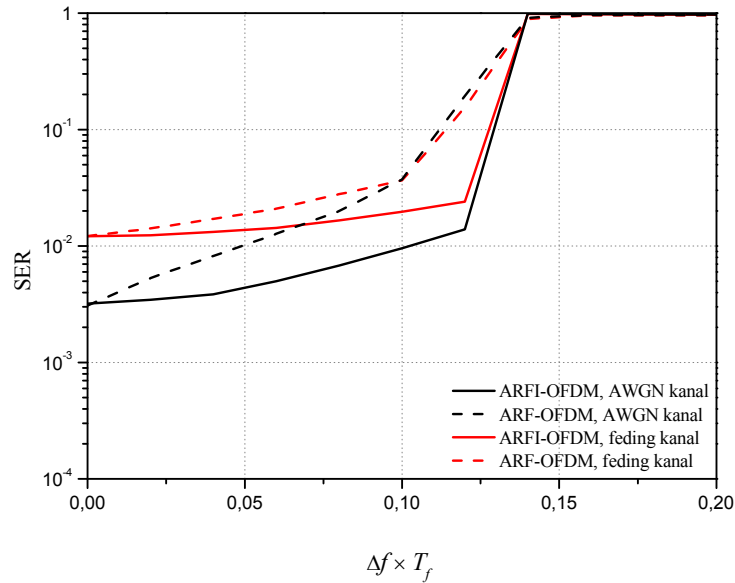
Uporedni prikaz performansi ARF-OFDM i ARFI-OFDM prijemnika, dat je na Slikama 7.48 - 7.51. Poboljšanje performansi ARFI-OFDM prijemnika je naročito značajno za više modulacione nivoe.



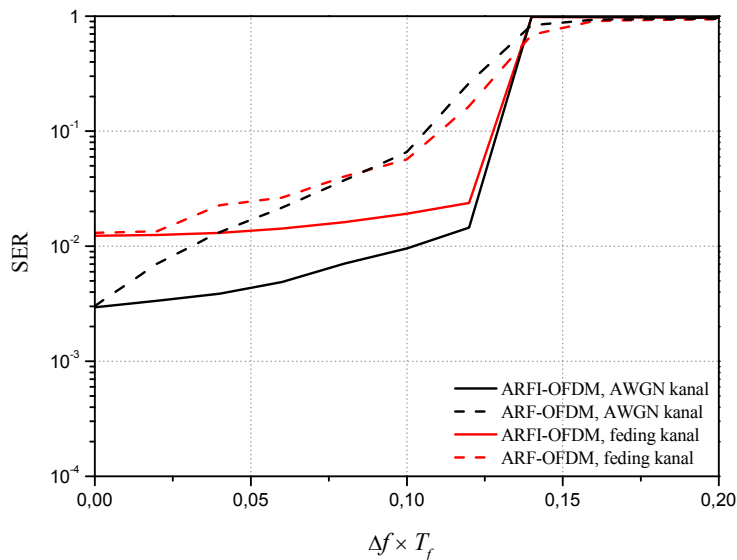
Slika 7.48 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta $N = 32$, $N_{VC} = 4$, $T_{GI} = T_{CP} = 4T_c$, BDPSK modulacija, $E_s / N_0 = 6.5\text{dB}$



Slika 7.49 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta $N = 64$, $N_{VC} = 8$, $T_{GI} = T_{CP} = 8T_c$, BDPSK modulacija, $E_s / N_0 = 6.5\text{dB}$



Slika 7.50 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta $N = 32, N_{VC} = 4, T_{GI} = T_{CP} = 4T_c, 4DPSK$ modulacija, $E_s / N_0 = 10.5dB$



Slika 7.51 SER u zavisnosti od normalizovanog frekvencijskog ofseta $N = 64, N_{VC} = 4, T_{GI} = T_{CP} = 8T_c, 4DPSK$ modulacija, $E_s / N_0 = 10.5dB$

Predloženi algoritam je ekvivalentan LMS algoritmu sa CW (*Continuous Wave* – signal sa konstantnom amplitudom i frekvencijom i slučajnom fazom) ulaznim signalom u pogledu brzine adaptacije i konvergencije, u slučaju ispravno određenih remodulacionih težina $R_{n,l}(k)$. Remodulacioni težinski koeficijenti se dovoljno tačno određuju u opsegu verovatnoća greške koje su od praktičnog značaja. Transverzalni filtri sa remodulacijom umanjuju nivo šuma ulaznog signala sa najmanjom mogućom degradacijom korisnog signala. Stoga, ako se postavi transverzalni filter ispred detektora, detektoru se omogućava da radi sa procenjenim

ulaznim signalom koji ima manju varijansu šuma. Time je detektoru omogućeno da donese precizniju (bolju) odluku.

Kao i prethodno opisani prijemnik i ovaj prijemnik ne minimizira frekvencijski ofset, već ima mogućnost da radi u širokom opsegu frekvencijskog ofseta. Algoritam je veoma primenljiv zbog svojih dobrih osobina, koje čine zadovoljavajuća brzina, stabilnost i ne velika kompleksnost. Broj računskih operacija je smanjen u odnosu na prethodno opisani, pa je to još jedna prednost koju poseduje.

Opisani ARFI-OFDM MDPSK prijemnik je poređen sa prijemnicima čiji je blok za procesiranje signala slične kompleksnosti (MSDD-OFDM i DFDD-OFDM), odnosno s algoritmima koji koriste veliki broj odmeraka za računanje. Može se zaključiti da ARFI-OFDM MDPSK pokazuje najbolje performanse u prisustvu frekvencijskog ofseta, bez obzira na modulacioni nivo kod MDPSK modulacije i broj OFDM kanala.

Stoga, opisani algoritam je veoma primenljiv kod sistema kod kojih je spektralna efikasnost veoma važna, kao što su mobilne komunikacije i prenos signala između zemaljskih predajnika i LEO (*low earth orbit*) satelita.

8. ZAKLJUČAK

Danas se pred inženjere, kao veliki izazov, postavlja problem stalnog unapređenja bežičnih telekomunikacionih sistema. Potreba za bežičnim komunikacijama se ne dovodi u pitanje, ali razvoj bežičnih mobilnih komunikacija zahteva stalno povećanje pouzdanosti, kapaciteta i kvaliteta usluga, kao i brzine prenosa podataka, koja danas dostiže vrednost i do nekoliko stotina Mb/s. Intersimbolska interferencija, koja nastaje kao posledica fedinga usled višestruke propagacije predstavlja jedan od glavnih problema koji se javlja u takvim slučajevima i postaje sve izraženiji sa povećanjem brzine prenosa. Kako bi se zadovoljile potrebe za sve većim brzinama prenosa i rešili postojeći problemi, neophodno je bilo razviti nove modulacione tehnike koje to omogućavaju.

Jedan od načina da se smanje negativni uticaji i da se poboljša pouzdanost komunikacija u bežičnim sistemima je upotreba ortogonalnog frekvencijskog multipleksa (OFDM - *Orthogonal Frequency Division Multiplex*). Kod OFDM tehnike prenosa, jedan niz korisničkih podataka se deli na više nizova podataka od kojih svaki ima manju brzinu protoka u odnosu na izvorni i paralelno se prenosi posebnim nosiocem. Ovakva tehnika prenosa omogućava velike brzine protoka podataka, ali i otpornost na intersimbolsku interferenciju.

Zbog svojih dobrih osobina OFDM se danas primenjuje u nekoliko standardizovanih žičanih i bežičnih mreža (DAB, DVB-T, WLAN, BWA, WiMax, UWB, LTE i dr.) i po svemu sudeći i u budućnosti će biti ključna tehnika koja će omogućavati velike brzine prenosa i veliku iskorišćenost frekvencijskog spektra kod bežičnih komunikacija.

OFDM sistemi pokazuju i određene nedostatke, a najveći predstavlja osetljivost na frekvencijski ofset. Frekvencijski ofset narušava ortogonalnost među podnosiocima i stvara interferencu među njima, čime ograničava smanjenje širine OFDM podnosioca i dalje povećanje brzine prenosa. U literaturi je poznato nekoliko načina za rešavanje ovog problema.

U ovoj disertaciji je opisan potpuno novi pristup rešavanju problema frekvencijskog ofseta kod OFDM sistema. Jedan deo predloženih rešenja je baziran na modifikaciji

postojećih algoritama za detekciju, ali su najbolji rezultati postignuti primenom novih filtara koji spadaju u grupu adaptivnih transverzalnih filtara.

Za rad na unapređenju neophodno je razumeti osnovne karakteristike bežičnog kanala. Stoga je, u drugom poglavlju doktorske disertacije, prikazana teorijska osnova bežičnog kanala, odnosno objašnjenje za tri ključna efekta u bežičnom kanalu - refleksiju, difrakciju i rasejanje. S obzirom da se bežične tehnologije sastoje od mnoštva standarda i aplikacija koji su nastali u poslednjoj deceniji, u drugom poglavlju je dat kratak pregled razvoja bežičnih standarda, sa posebnim osvrtom na razvoj koncepta prenosa sa više nosilaca. Takođe, dat je i pregled najvažnijih osobina komercijalnih sistema koji koriste OFDM. Na kraju poglavlja data je kratka teorija adaptivnih diskretnih filtara, s obzirom da se najveći doprinos disertacije zasniva na njima.

Osnovni razlog za korišćenje OFDM tehnike je povećanje robusnosti signala na uticaje frekvencijski selektivnog kanala. Pri OFDM modulaciji nisu potrebni oscilatori sa frekvencijama pojedinačnih nosilaca i pojedinačni koherentni demodulatori. Ceo postupak modulacije i demodulacije, opisan u trećem poglavlju, moguće je realizovati pomoću diskretne Furijeove transformacije, zahvaljujući razvoju DSP procesora.

U četvrtom poglavlju, opisan je način na koji se kod OFDM sistema vrši vremenska i frekvencijska sinhronizacija, kao i OFDM sa pilot tonovima za procenu kanala.

Kao i kod drugih sistema, veoma bitnu ulogu u kvalitetu primljenog OFDM signala ima vrsta modulacije. S obzirom da se kao najčešće modulacije kojima se modulišu nosioci u OFDM sistemu primenjuju MPSK i MQAM modulacije, u petom poglavlju analiziran je uticaj ovih modulacionih tehnika na performanse sistema.

Fazna modulacija predstavlja najpopularniji tip modulacije za kanale sa fadingom, jer njene performanse nisu osetljive na varijacije amplitude. Kao takva posebno je razmatrana u okviru OFDM sistema. Postoje dva načina za detekciju PSK signala: diferencijalna i koherentna detekcija. Koherentni prijemnik pri radu zahteva usklađenost faze sa predajnikom, što nije jednostavno rešiti. DPSK koristi razliku u fazi za detekciju primljene informacije, koji kod OFDM sistema, treba uzeti kao razliku između dva susedna signala u istom OFDM bloku. I pored toga što diferencijalna detekcija ima nešto slabije performanse, u okviru disertacije razmatrani su OFDM sistemi sa MDPSK modulacijom i diferencijalnom detekcijom u prijemniku, jer kod diferencijalne detekcije nije potrebno poznavanje koeficijenata kanala.

Analize su izvršene za različite vrednosti modulacionih nivoa, ali i različite vrednosti OFDM parametara. U svrhu analize performansi, razvijeno je sopstveno modularno

simulaciono okruženje, u kome je kreiran univerzalni model OFDM sistema sa mogućnošću podešavanja svih OFDM parametara i parametara kanala. Podešavanjem vrednosti trajanja cikličnog prefiksa i zaštitnog intervala, broja virtuelnih kanala, kao i broja kanala za prenošenje podataka, analizirani su OFDM sistemi u skladu sa postojećim standardima, ali i OFDM sistemi koji ne pripadaju određenoj standardnoj klasifikaciji.

Osim uticaja modulacionog formata, u ovom poglavlju dat je pregled i drugih ključnih faktora koji utiču na performanse, kao i rezultati koji to ilustruju, kao uvod u predložena rešenja za otklanjanje negativnih osobina OFDM prenosa.

Problem fedinga kod bežičnih sistema, koji nije prisutan kod komunikacija koje se odvijaju u žičanim vodovima, može da dovede do značajnog slabljenja signala na prijemu. Prostiranje po više putanja rezultira frekvencijski selektivnim fedingom koji dovodi i do fedinga na svakom podnosiocu. Mnogi OFDM sistemi koriste tehniku poznatu pod nazivom *Forward Error Correction* kako bi ublažili negativan uticaj fedinga na podnosioce. U disertaciji je korišćen model fedinga sa višestrukim refleksijama, modelovan na način koji je vrlo blizak prirodi fizičkog nastajanja fedinga. Predloženi model daje rezultate koji su u velikom slaganju sa eksperimentalnim rezultatima, a u analizu se mogu uključiti mnogi efekti koji utiču na karakteristike fedinga, od kojih je najznačajniji Doplerov efekat. Analizirane su performanse OFDM sistema u kanalu sa Rejlijevim i Rajsovim fedingom.

U šestom poglavlju, analizirani su OFDM prijemnici, različitih konfiguracija i kompleksnosti, a sve u cilju projektovanja prijemnika sa dobrim performansama, u uslovima frekvencijskog ofseta.

Kroz simulacione rezultate je pokazano da je OFDM sistem sa dvostrukom diferencijalnom detekcijom manje osetljiv na frekvencijski ofset ali ima i značajno veću vrednost verovatnoće greške po bitu u opsegu u kome sistem radi, što predstavlja nedostatak.

U prisustvu fedinga, Doplerovog efekta ili loše frekvencijske sinhronizacije oscilatora, za poboljšanje performansi se često koristi diferencijalna detekcija sa više od dva simbola (*Multiple-Symbol Differential Detection* - MSDD). Zbog dobrih karakteristika MSDD tehnike, u doktorskoj disertaciji su predloženi OFDM prijemnici sa ovom vrstom detekcije signala. Na osnovu simulacionih rezultata dolazi se do zaključka da je OFDM sistem sa MSDD algoritmom na prijemu manje osetljiv na frekvencijski ofset u slučajevima kada je broj simbola koji se koristi za detekciju manji.

S obzirom na povećanje kompleksnosti sistema, koje je neizbežno dodavanjem MSDD-a unutar OFDM prijemnika, predloženi su i OFDM prijemnici sa detekcijom na osnovu povratne sprege (*Decision Feedback Differential Detection* – DFDD). Nedostatak MSDD

algoritma je uzak opseg frekvencijskog ofseta u kome daje zadovoljavajuće performanse, dok je nedostatak DFDD algoritma osim uskog frekvencijskog opsega i propagacija grešaka.

Zbog nedostatka koji pokazuje DFDD algoritam, u prisustvu frekvencijskog ofseta, na kraju šestog poglavlja je prikazan sistem sa unapređenim DFDD algoritmom. Ovakav sistem pokazuje značajno bolje performanse, u poređenju sa OFDM sistemom koji koristi standardni DFDD algoritam za detekciju, što se ogleda u širem opsegu frekvencijskog ofseta u kome se zadržavaju dobre performanse prijemnika. Ovo poboljšanje važi kako za AWGN kanal tako i za kanal sa Rajsovim fadingom i ne zavisi od modulacionog nivoa. Najznačajnija je činjenica da kod unapređenog DFDD algoritma nema povećanja kompleksnosti sistema.

Potpuno novi pristup rešavanju problema frekvencijskog ofseta kod OFDM sistema, prikazan je u sedmom poglavlju. Prijemnici koji poseduju osobine adaptacije i rekonfiguracije, predstavljaju OFDM prijemnike pomoću kojih se dobijaju optimalni rezultati u pogledu performansi, u uslovima frekvencijskog ofseta.

S obzirom da OFDM sistem sa MSDD algoritmom za detekciju, u okolini centralne frekvencije, ima bolju vrednost BER-a za veće vrednosti broja simbola koji se koriste za detekciju, problem uskog opsega u kome se može postići zadovoljavajući kvalitet prenosa je rešen tehnikom frekvencijskih hipoteza. Pri tom su analizirane mogućnosti postavljanja hipoteza kako pre, tako i nakon FFT bloka. Iskorišćen je „brzi“ MSDD algoritam koji sam po sebi smanjuje kompleksnost sa $3N_B^2M^{N-1}$ na $N_B \log_2 N_B$ operacija u poređenju sa standardnim MSDD algoritmom, gde N_B predstavlja broj simbola korišćenih za detekciju, dok M predstavlja modulacioni nivo. Osim toga pokazano je da se pomeranjem dela za kreiranje hipoteza, posle FFT bloka, dodatno smanjuje broj operacija, a performanse ostaju približno dobre, kao i kada su hipoteze ispred FFT bloka.

Direktnom primenom već poznatog adaptivnog filtra, koji koristi LMS algoritam adaptacije težinskih koeficijenata, dobijaju se dobri rezultati u smislu nivoa verovatnoća greške. Međutim, opseg frekvencijskog ofseta, u kome je mali nivo verovatnoće greške, je uži nego kod OFDM prijemnika sa standardnom diferencijalnom detekcijom. Stoga je povoljnije rešenje pronađeno u nekim drugim rekonfigurabilnim strukturama. Kao prijemnici koji daju značajno bolje rezultate, predloženi su potpuno novi filtri, sa adaptivnom rekonfigurabilnom strukturom, čija primena na OFDM sisteme značajno i višestruko poboljšava performanse u prisustvu frekvencijskog ofseta.

U okviru disertacije su predloženi prijemnici koji se zasnivaju na unapređenju postojećih algoritama za diferencijalnu detekciju, ali i potpuno nove vrste OFDM prijemnika. Na osnovu komparativne analize postojećih sistema sa predloženima, pokazano je da

novopredloženi sistemi u značajnoj meri popravljaju performanse i podižu kvalitet OFDM komunikacionih sistema. Svi predloženi algoritmi su, zahvaljujući DSP procesorima, i te kako primenljivi u okviru OFDM sistema.

S obzirom da su istraživanja sprovedena za diferencijalnu detekciju fazno modulisanog signala, dalja istraživanja će biti usmerena na unapređenje OFDM sistema koji koriste koherentnu detekciju. Poseban deo istraživanja u ovoj oblasti biće posvećen verifikaciji svih simulaciono dobijenih rezultata na razvojnom telekomunikacionom okruženju baziranom na USRP (*Universal Software Radio Peripheral*) hardveru.

LITERATURA

- [1] K. W. Richard, "UMTS overview," *IEE Electronics and Communication Engineering Journal*, vol. 12, no. 3, June 2000, pp. 93-100.
- [2] S. Dehghan, D. Lister, R. Owen, P. Jones, "W-CDMA capacity and planning issues," *IEE Electronics and Communications Engineering Journal*, vol. 12, no. 3, June 2000, pp. 101-118.
- [3] D. N. Knisely, S. Kumar, S. Laha, S. Nanda, "Evolution of Wireless Data Services: IS-95 to cdma2000," *IEEE Communications Magazine*, October 1998, pp. 140-149.
- [4] R. W. Chang, "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-path channel data transmission," *Bell Syst. Tech. Journal* 46, 1966, pp. 1775-1796.
- [5] M. Zimmerman, A. Kirsch, "The AN/GSC-10 (KATHRYN) variable rate data modem for HF radio," *IEEE Trans. on Commun.* COM-15, 1967, pp. 197-205.
- [6] G. C. Porter, "Error distribution and diversity performance of a frequency differential PSK HF modem," *IEEE Trans. Commun.* COM-16, 1968, pp. 567-575.
- [7] E. Powers, M. Zimmerman, "A digital implementation of a multichannel data modem," *Proc. IEEE ICC, Philadelphia, Pennsylvania*, 1968.
- [8] B. Saltzberg, "Performance of an efficient parallel data transmission system," *IEEE Trans. Commun. Technology* COM-15, 1967, pp. 805-811.
- [9] L. Cimini, "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Trans. Commun.* COM-33, 1985, pp. 665-675.
- [10] J. Chow, J. Tu, J. Cio, "A discrete multitone transceiver system for HDSL applications," *IEEE Journal Select. Areas Commun.* 9, 1991, pp. 895-908.
- [11] *ETSI Radio Broadcasting Systems: Digital Audio Broadcasting to Mobile, Portable and Fixed Receivers*, European Telecommunication Standard, ETS 300 401, 1995.
- [12] *ETSI Digital Video Broadcasting (DVB-T); Frame structure, Channel Coding, and Modulation for Digital Terrestrial Television*, European Telecommunication Standard, ETS 300 744, 1997.
- [13] *ETSI Broadband Radio Access Network (BRAN): HIPERLAN type 2 functional specification Part I: Physical layer*, ETSI Std. ETS/BRAN 030 003-1, 1999.
- [14] *Draft Amendment to IEEE Standard for Local and metropolitan area networks, Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems-Amendment 2: Medium*

- Access Control Modifications and Additional Physical Layer Specifications for 2-11 GHz*, P802.16a/D3-2001, I., 2002.
- [15] *Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) and Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN): Overall Description*, 3GPP TS36.300, 2008.
- [16] Y. Li, G. Stuber, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications*. Springer, 2006.
- [17] M. K. Simon, M. S. Alouini, *Digital communication over fading channels*, 1st ed., New York: Wiley, 2000.
- [18] W. C. Jakes, *Microwave mobile communications*, 2nd ed., Piscataway, NJ: IEEE Press, 1994.
- [19] B. Sklar, "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems part I: characterization", *IEEE Commun. Mag.*, vol. 35, no. 7, July 1997, pp. 90-100.
- [20] S. O. Rice, "Statistical properties of a sine wave plus random noise", *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 27, no. 1, 1948, pp. 109-157.
- [21] H. Suzuki, "A statistical model for urban multipath propagation", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-25, July 1977, pp. 673-680.
- [22] T. Aulin, "Characteristics of a digital mobile radio channel", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-30, no. 5, May 1981, pp. 45-53.
- [23] W. R. Braun, U. Dersch, "A physical mobile radio channel model", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-40, no. 2, May 1991, pp. 472-482.
- [24] M. Nakagami, "The m -distribution - A general formula of intensity distribution of rapid fading," in *Statistical Methods in Radio Wave Propagation*, Pergamon Press, Oxford, U.K., 1960, pp. 3-36.
- [25] W. Weibull, "A statistical distribution function of wide applicability", *Appl. Mech. J.*, vol. 18, no. 27, 1951, pp. 293-297.
- [26] H. Hashemi, "The indoor radio propagation channel", *Proc. IEEE*, vol. 81, no. 7, July 1993, pp. 943-968.
- [27] F. Babich, G. Lombardi, "Statistical analysis and characterization of the indoor propagation channel", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 3, March 2000, pp. 455-464.
- [28] N. H. Shepherd, "Radio wave loss deviation and shadow loss at 900 MHz", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-26, 1977, pp. 309-313.

- [29] G. Tzeremes, C. G. Christodoulou, "Use of Weibull distribution for describing outdoor multipath fading", in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2002*, vol. 1, 2002, pp. 232–235.
- [30] N. C. Sagias, G. K. Karagiannidis, "Gaussian class multivariate Weibull distributions: Theory and applications in fading channels", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, no. 10, October 2005, pp. 3608-3619.
- [31] B. Widrow, "Stationary and Nonstationary Learning Characteristics of the LMS Adaptive Filter," *Proc. of IEEE*, vol.64, no. 8, August 1976, pp. 1151-1161.
- [32] Y. W. Lee, *Statistical Theory of Communication*, John Wiley & Sons, New York, 1960.
- [33] B. Widrow, "Adaptive Noise Cancelling: Principles and Applications," *Proc. of IEEE*, vol.63, no. 12, December 1975, pp. 1692-1719.
- [34] B. Widrow, Samuel D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*, Prentice-Hall Inc, New Jersey, 1985.
- [35] M. B. Popović, *Digitalna obrada signala*, Nauka, Beograd, 1994.
- [36] Lj. Stanković, *Digitalna obrada signala*, Naučna knjiga, Beograd, 1990.
- [37] L.-M. Li, L. B. Milstein, "Rejection of Pulsed CW Interference in Pn Spread Spectrum Systems Using Complex Adaptive Filters," *IEEE Trans. Comm*, vol.31, no. 1, January 1983, pp. 10-20.
- [38] D. Pokrajac, "Doprinos potiskivanju uskopojasne smetnje u sistemima sa ekspanovanim Spektrom," magistarska teza, Elektronski fakultet u Nišu, Niš, Oktobar 1996.
- [39] A. E. Zell, D. G. Messershmit, *Digital Communication*, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1988.
- [40] G. Milovanović, *Numerička analiza I deo*, Naučna knjiga, Beograd, 1988.
- [41] D. Mihailović, D. Đ. Tošić, *Elementi matematičke analize*, Naučna knjiga, Beograd 1988.
- [42] S. Glisić, "Rejection of Frequency Sweeping Signal in DS Spread Spectrum Systems Using Complex Adaptive Filtrrs," *IEEE Trans. Comm*, vol.43, no. 1, January 1995, pp. 136-145.
- [43] R. Janjić, D. Mihailović, *Elementi matematičke analize I*, Naučna knjiga, Beograd, 1987.
- [44] R. Horvat, *Teorija električnih kola*, Naučna knjiga, Beograd, 1959.
- [45] G. Lukatela, *Statistička teorija telekomunikacija i teorija informacija*, Građevinska knjiga, Beograd, 1981.

- [46] R. A. Iltis, Laurence B. Milstein, "An Approximate Statistical Analysis of Widrow LMS Algorithm with Application to Narrow-Band Interference Rejection," *IEEE Trans. Comm*, vol.33, no. 2, February 1985, pp.121-130.
- [47] M. Pajković, "Analiza mogućnosti adaptacije kompleksnih adaptivnih filtara pri potiskivanju frekvecijsko agilnih smetnji u sistemima sa proširenim spektrom sa direktnom sekvencom," doktorska disertacija, Elektrotehnički fakultet Beograd, 1990.
- [48] R. Blachut, *Digital Transmission of information*, IBM Corporation Owego, New York, 1990.
- [49] I. Stojanović, *Osnove Telekomunikacija*, Naučna knjiga, Beograd, 1990.
- [50] L. Horovic, K. Senne, "Performance Advantage of Complex LMS for Controlling Narrow-Band Adaptive Arrays," *IEEE Transactions of Circuits and Systems*, vol.28, no. 6, June 1981, pp. 562-576.
- [51] R. W. Chang, "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmission," *Bell Labs Tech. J. No 45*, 1966, pp. 1775-1796.
- [52] R. W. Chang, R. A. Gibby, "A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme," *IEEE Trans. Commun.*, No 16, 1968, pp. 529-340.
- [53] B. R. Saltzberg, "Performance of an efficient parallel data transmission system," *IEEE Trans. Commun. Tech.*, No 15, 1967, pp. 805-811.
- [54] S. B. Weinstein, P. M. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform," *IEEE Trans. Commun.*, No19, 1971, pp. 628-634.
- [55] B. Hirosaki, "An orthogonally multiplexed QAM system using the discrete Fourier transform," *IEEE Trans. Commun*, No 29, 1981, pp. 982-989.
- [56] L. J. Cimini, "Analysis and simulation of a digital mobile radio channel using orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Trans. Commun.*, No 33, 1985, pp. 665-675.
- [57] M. Pun, M. Morelli, C. J. Kuo, *Multi-Carrier Techniques for Broadband Wireless Communications*, London, Imperial College Press, 2007.
- [58] M. Pun, M. Morelli, C. J. Kuo, "Synchronization Techniques for Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA): A Tutorial Review", *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, July 2007, pp. 1394 – 1427.
- [59] C. E. Shannon, "A mathematical theory of communication," *Bell System Technical Journal*, vol. 27, July and October, 1948, pp. 379-423 and 623-656.

- [60] D. Slepian, editor, *Key Papers in the Development of Information Theory*, New York: IEEE Press, 1974.
- [61] G. L. Stüber, *Principles of Mobile Communication*, Kluwer Academic Publishers, 1996, pp. 225 – 238.
- [62] S. Stošović, B. Dimitrijević, N. Milošević, Z. Nikolić, “Analiza performansi OFDM sistema sa MDPSK modulacijom u kanalu sa fadingom,” *Zbornik 54konferencije ETRAN*, Donji Milanovac, Serbia, Juli 2010, TE4.1 pp. 1-4.
- [63] S. Stošović, B. Dimitrijević, D. Antić, Z. Nikolić, “Uticaj frekvencijskog ofseta na performanse OFDM/DQPSK sistema,” in *Zbornik naučno-stručnog Simpozijuma INFOTEH*, Jahorina, Bosna i Hercegovina, Mart 2010, B-I-2, pp.131-134.
- [64] S. Stošović, B. Dimitrijević, N. Milošević, Z. Nikolić, “Frequency offset influence on OFDM/MDPSK system performance,” in *Proceedings of ICEST Conference*, Ohrid, FYRO Macedonia, July 2010, pp. 29-32.
- [65] D. Divsalar, M. K. Simon, “Multiple-Symbol Differential Detection of MPSK,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 38, no. 3, March 1990, pp. 300-308.
- [66] K. M. MaCkenthun, Jr., “A Fast Algorithm for Multiple-Symbol Differential Detection of MPSK,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, no. 2/3/4, Feb/March/April 1994, pp. 1471 – 1474.
- [67] H. Leib, S. Pasupathy, “The phase of a vector perturbed by Gaussian noise and differentially coherent receivers,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 34, November 1988, pp. 1491–1501.
- [68] F. Edbauer, “Bit error rate of binary and quaternary DPSK signals with multiple differential feedback detection,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 40, March 1992, pp. 457–460.
- [69] M. K. Simon, D. Divsalar, “On the implementation and performance of single and double differential detection schemes,” *IEEE Trans. on Communications*, vol. 40, no.2, Feb. 1992, pp. 278-291.
- [70] B. Dimitrijević, S. Stošović, N. Milošević, Z. Nikolić, “OFDM/QPSK system performance with double differential detection in the presence of frequency offset,” in *Proceedings of UNITECH Conference*, Gabrovo, Bulgaria, Nov. 2010, pp. I-282 – I-285.
- [71] B. Dimitrijević, S. Stošović, N. Milošević, Z. Nikolić, “Influence of frequency offset on the reception of OFDM/QPSK signal using MBDD algorithm,” *Telfor Journal*, vol. 3 no. 2, Nov. 2011, pp. 78-81.

- [72] A. M. Rabiei, N. C. Beaulieu “Multiple Symbol Differential Detection of MPSK in the Presence of Frequency Offset,” *IEEE International Conference on Communications (ICC 2005)*, vol. 1, May 2005, pp.693-697.
- [73] F. Adachi, M. Sawahashi, “Decision feedback multiple-symbol differential detection for M-ary DPSK,” *Electronics Letters*, vol. 29, no. 15, 1993, pp. 1385–1387.
- [74] H. L. Jeong, Y. C. Jin, S. S. Jong, “Decision feedback differential detection with postdetection diversity reception for DPSK/OFDM systems,” in *Proc. The 9th International Conference on Advanced Communication Technology*, vol. 3, 2007, pp. 1898-1901.
- [75] S. Stošović, Z. Nikolić, B. Dimitrijević, D. Antić, N. Milošević, “A Novel OFDM/DQPSK Receiver with Adaptive Remodulation Filter,” *Radioengineering*, vol. 21, no. 4, 2012, pp. 1125-1129.
- [76] R. Schober, W. Gerstacker, “Decision-Feedback Differential Detection Based on Linear Prediction for MDPSK Signals Transmitted over Ricean Fading Channels,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, no. 3, 2000, pp. 391-402.
- [77] T. Pollet, M. Van Bladel, M. Moeneclaey, “BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, issue 2, part 3, Feb.-March-April 1995, pp. 191 -193.
- [78] R. Narasimhan, “Performance of diversity schemes for OFDM systems with frequency offset, phase noise and channel estimation errors,” in *Proc. of IEEE ICC 2002*, vol. 3, pp. 1551-1557.
- [79] J. Massey, “Optimum frame synchronization,” *IEEE Transactions on Communications*, Apr. 1997, vol. 20, pp. 115-119.
- [80] P. H. Moose, “A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction,” *IEEE Transactions on Communications*, Oct. 1994, vol. 42, pp. 2908-2914.
- [81] T. M. Schmidl, D. C. Cox, “Robust frequency and timing synchronization for OFDM,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, Dec. 1997, pp. 1613-162.
- [82] W. Zhang, X.-G. Xia, P. C. Ching, “Clustered pilot tones for carrier frequency offset estimation in OFDM systems,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 1, January 2007, pp. 101-109.
- [83] F. Daffara, A. Chouly, “Maximum likelihood frequency detectors for orthogonal multi-carrier systems,” in *Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC '93)*, Geneva (Switzerland), May 1993, pp. 766-771.

- [84] F. Daffara, O. Adami, "A new frequency detector for orthogonal multi-carrier transmission techniques," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference*, Chicago (USA), July 1995, pp. 804-809.
- [85] M. H. Hsieh, C. H. Wei, "A low complexity frame synchronization and frequency offset compensation scheme for OFDM systems over fading channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, Sept. 1999, pp. 1596-1609.
- [86] A. Meister, A. Taklaja, "Adaptation Methods in OFDM Communication," *Electronics and Electrical Engineering*, vol. 38, no. 3, 2002, pp. 53-55.
- [87] N. Milošević, Z. Nikolić, B. Dimitrijević, B. Nikolić, "The effects of interference suppression by a reconfigurable structure at DSS-DPSK receiver," *Radioengineering*, vol. 19, no.4, 2010, pp. 494-498.
- [88] Z. Nikolić, B. Dimitrijević, N. Milošević, S. Stošović, "Improving OFDM/DQPSK system performance in the conditions of frequency offset existence," *Telfor Journal*, vol. 2, no. 2, November 2010, pp. 64-67.
- [89] G. Lukatela, *Statistička teorija telekomunikacija i teorija informacija*, Građevinska knjiga, Beograd, 1981.
- [90] S. Stošović, B. Dimitrijević, N. Milošević, Z. Nikolić, "OFDM/DPSK System Performance Improvement in the Presence of Frequency Offset Using a Reconfigurable Detection Algorithm," *Electronics and Electrical Engineering*, vol. 119, no. 3, April 2012, pp. 35-38.
- [91] B. Dimitrijević, S. Stošović, N. Milošević, Z. Nikolić, "OFDM/MDPSK reconfigurable MSDD receiver performance in the presence of frequency offset," *Proceedings of the XI International Conference SAUM 2012*, Niš, Serbia, November 2012, pp. 351-354.
- [92] M. A. Hasan, J. C. Lee, V. K. Bhargava, "A narrowband interference canceller with an adjustable center weight," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, no. 2/3/4, February 1994, pp. 877-880.
- [93] D. T. M. Slock, "On the convergence behavior of the LMS and the normalized LMS algorithms," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 41, no. 9, September 1993, pp. 2811-2825.
- [94] S. C. Douglas, "A family of normalized LMS algorithms," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 1, no. 3, March 1994, pp. 49-51.

KRATAK SADRŽAJ

Novi pristup rešavanju problema frekvencijskog ofseta kod sistema sa ortogonalnim frekvencijskim multipleksom

U doktorskoj disertaciji su predstavljeni principi ortogonalnog frekvencijskog multipleksa, skraćeno OFDM, koji predstavlja specijalan slučaj prenosa sa više ortogonalnih nosilaca kod bežičnih komunikacija. Nakon teorijskih osnova bežičnog kanala i diskretnih adaptivnih filtara prikazane su prednosti i nedostaci ovakve vrste prenosa. Takođe, opisani su osnovni blokovi klasičnog OFDM sistema i dati kratki komentari na koji način se mogu unaprediti ponašanje i implementacija svakog od njih.

Razmatrani su OFDM sistemi sa MDPSK modulacijom i diferencijalnom detekcijom u prijemniku. Analizirane su performanse za različite vrednosti modulacionih nivoa i različite vrednosti OFDM parametara, u skladu sa postojećim standardima i OFDM sistemi koji ne pripadaju određenoj standardnoj klasifikaciji. U tu svrhu razvijeno je sopstveno modularno simulaciono okruženje, u kome je kreiran univerzalni model OFDM sistema sa mogućnošću podešavanja svih OFDM parametara i parametara bežičnog kanala.

Glavni nedostatak OFDM sistema je osetljivost na frekvencijski ofset, koji narušava ortogonalnost među podnosiocima i stvara interferencu među njima. Stoga, frekvencijski ofset predstavlja glavni faktor, koji ograničava smanjenje širine OFDM podnosioca i povećanje brzine prenosa.

U cilju rešavanja problema frekvencijskog ofseta, u doktorskoj disertaciji se analiziraju OFDM prijemnici različitih konfiguracija i kompleksnosti. Predloženi prijemnici su projektovani modifikacijom postojećih algoritama za diferencijalnu detekciju, kao što su dvostruka diferencijalna detekcija, detekcija na osnovu više simbola i detekcija pomoću povratne sprege.

Potpuno novi pristup rešavanju problema frekvencijskog ofseta zasniva se na primeni adaptivnih transverzalnih filtara. Predloženi su optimalni OFDM prijemnici u smislu dobrih performansi u širokom opsegu frekvencijskog ofseta i u kanalu sa Rejljevom i Rajsovim fadingom, zasnovani na primeni adekvatne rekonfigurabilne adaptivne strukture. Predloženi prijemnici, značajno i višestruko popravljaju kvalitet primljenog signala u poređenju sa postojećim prijemnicima, a zahvaljujući DSP procesorima mogu se primeniti i u drugim savremenim bežičnim sistemima.

SUMMARY

New approach to the frequency offset problem solving in the system with orthogonal frequency division multiplex

In this dissertation, principles of orthogonal frequency division multiplex (OFDM), a method of encoding digital data on multiple carrier frequencies, are given. After theoretical basics of wireless channel and discrete adaptive filters, advantages and disadvantages of this kind of transfer are presented. Also, basic blocks of classical OFDM system are described, with comments on how behavior and implementation of each of them can be improved.

OFDM systems with MDPSK modulation and differential detection in receiver are considered. Performances for different values of modulation levels and different OFDM parameter values are analyzed, in accordance with existing standards and OFDM systems that do not belong to certain standard classification. For this purpose, a modular simulation environment is developed, in which a universal model of the OFDM system with possibility of all OFDM parameters adjustment and wireless channel parameters is possible.

The main OFDM system disadvantage is frequency offset sensitivity, which destroys subcarrier orthogonality and produces intercarrier interference. Hence, frequency offset is the main factor which limits the subcarrier bandwidth and increase of system bitrate.

In order to resolve frequency offset problem, we analyze OFDM receivers with different configuration and complexity. Proposed receivers are designed by modifying existing differential detection algorithms, such as double differential detection, multisymbol differential detection and decision differential detection algorithm.

The new approach to the frequency offset problem solving in system with orthogonal frequency division multiplex is based on adaptive transversal filter application. We proposed optimal OFDM receivers with good performance in wide frequency offset range in the Rician and Rayleigh fading channel. Proposed receivers significantly improve the quality of the received signal and can be applied in modern wireless telecommunication systems.

BIOGRAFIJA

Lični podaci	
Ime i prezime	Slavimir N. Stošović
Datum i mesto rođenja	04.04.1981.godine, Prokuplje
Adresa	Bul. Nikole Tesle 21/7, 18000 Niš
Kontakt telefon	063/416-906
e-mail	slavimir.stosovic@vtsnis.edu.rs
Obrazovanje	
26.04.2012.	prijavio temu doktorske disertacije Elektronski fakultet Univerziteta u Nišu
1.10.2008.	upisao doktorske studije, modul Telekomunikacije prosečna ocena 10 Elektronski fakultet Univerziteta u Nišu
30.05.2007.	diplomirani inženjer elektronike, smer telekomunikacije prosečna ocena 8.02, na diplomskom 10 Elektronski fakultet Univerziteta u Nišu
Radno iskustvo	
03.11.2009. -	asistent na Visokoj tehničkoj školi strukovnih studija u Nišu
03.11.2008. - 03.11.2009.	saradnik u nastavi na Visokoj tehničkoj školi strukovnih studija u Nišu
1.10.2007. - 1.06.2008.	programer informacionih sistema i softvera i konsultant uređenja sistema kvaliteta i poboljšanja poslovnih procesa u CIM College d.o.o., Niš
Ostale aktivnosti	
01.06.2011. -	koordinator Samsung Apps Laboratorije koordinator VTŠ Apps Tim
Profesionalna orijentacija	
Telekomunikacije, razvoj aplikacija za mobilne uređaje	
Strani jezici	
Engleski jezik - pisani i govorni	
Članstva u profesionalnim organizacijama	
IEEE student member	

SPISAK RADOVA

a) Radovi u međunarodnim časopisima sa SCI liste (M23)

a1. Slavimir Stošović, Zorica Nikolić, Bojan Dimitrijević, Dragan Antić, Nenad Milošević, "A novel OFDM/DQPSK receiver with adaptive remodulation filter," *Radioengineering Journal*, Vol. 21, No. 4, December 2012. pp. 1125-1129.
http://www.radioeng.cz/fulltexts/2012/12_04_1125_1129.pdf

a2. Slavimir Stošović, Bojan Dimitrijević, Nenad Milošević, Zorica Nikolić, "OFDM/DPSK System Performance Improvement in the Presence of Frequency Offset Using a Reconfigurable Detection Algorithm," *Electronics and Electrical Engineering*, No. 3(119), April 2012, pp. 35-38.
<http://www.ee.ktu.lt/page.php?251>

http://www.ee.ktu.lt/journal/2012/03/08_ISSN_1392-1215_OFDM%20DPSK%20System%20Performance%20Improvement%20in%20the%20Presence%20of%20Frequency%20Offset%20using%20a%20Reconfigurable%20Detection%20Algorithm.pdf

b) Radovi saopšteni na međunarodnim naučnim skupovima i štampani u odgovarajućim zbornicima radova (M33)

b1. Bojan Dimitrijević, **Slavimir Stošović**, Nenad Milošević, Zorica Nikolić, „MDPSK signal reception using a modified multiple symbol differential detection in the presence of carrier frequency offset,” in *Proceedings of the 20th Telecommunications Forum TELFOR*, Belgrade, Serbia, November 2012. pp. 456-459.

b2. Bojan Dimitrijević, **Slavimir Stošović**, Nenad Milošević, Zorica Nikolić, "OFDM/MDPSK reconfigurable MSDD receiver performance in the presence of frequency offset," *Proceedings of the XI International Conference SAUM 2012*, Niš, Serbia, November 2012, pp. 351-354.
http://saum2012.elfak.rs/dokumenta/Conference_Program_new.pdf

b3. Slavimir Stošović, Bojan Dimitrijević, Zbyněk Fedra, "Application of Improved Decision Feedback Differential Detection Algorithm at OFDM/MDPSK System," *Proceedings of the 22nd International Conference Radioelektronika 2012*, Brno, Czech Republic, April 2012, pp. 123-126
<http://www.radio.feec.vutbr.cz/radioelektronika/index.php?page=program>

b4. Nenad Milošević, **Slavimir Stošović**, Bojan Dimitrijević, Zorica Nikolić, „OFDM/MDPSK System Performance Improvement in the Presence of Frequency Offset,” in *Proceedings of the 19th Telecommunications Forum TELFOR*, Belgrade, Serbia, November 2011. pp. 11-14.
<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=6143880>

- b5.** Zbyněk Fedra, Bojan Dimitrijević, Nenad Milošević, **Slavimir Stošović**, Zorica Nikolić, „Low Computing Complexity Frame Synchronization for OFDM Communication“, in *Proceedings of the 19th Telecommunications Forum TELFOR*, Belgrade, Serbia, November 2011, pp. 7-10.
<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=6143879>
- b6.** Bojan Dimitrijević, **Slavimir Stošović**, Nenad Milošević, Ivan Mitić, Zorica Nikolić, „Performance Improvement of BPSK Signal Receiver in the Presence of Frequency Offset,“ in *Proceedings of the 10th International Conference on Applied Electromagnetics PES*, Nis, Serbia, September 2011, pp. P2_8
<http://pes2011.elfak.ni.ac.rs/wp-content/uploads/2010/08/PES-2011-Detailed-program.pdf>
- b7.** Nenad Milošević, Zorica Nikolić, Bojan Dimitrijević, **Slavimir Stošović**, “Application of Corrected Decision Feedback Differential Detection Algorithm for the Detection of MDPSK Signal,” in *Proceedings of 21st International Conference Radioelektronika*, Brno, Czech Republic, April 2011, pp. 135-138.
<http://toc.proceedings.com/11950webtoc.pdf>
<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5936474>
- b8.** Bojan Dimitrijević, **Slavimir Stošović**, Nenad Milošević, Zorica Nikolić, „Performances of the OFDM/DQPSK system with MBDD in the presence of frequency offset,“ in *Proceedings of 18th Telecommunications Forum TELFOR*, Belgrade, Serbia, November 2010, pp. 475-478.
http://2010.telfor.rs/files/radovi/TELFOR2010_04_01.pdf
- b9.** Bojan Dimitrijević, **Slavimir Stošović**, Nenad Milošević, Zorica Nikolić, “OFDM/QPSK system performance with double differential detection in the presence of frequency offset,” in *Proceedings of UNITECH Conference*, Gabrovo, Bulgaria, November 2010, pp. I-282 – I-285
<http://www.singipedia.com/content/1940-OFDM-QPSK-System-Performance-with-Double-Differential-Detection-in-the-Presence-of-Frequency-Offset>
- b10.** **Slavimir Stošović**, Bojan Dimitrijević, Nenad Milošević, Zorica Nikolić, “Frequency offset influence on OFDM/MDPSK system performance,” in *Proceedings of ICEST Conference*, Ohrid, FYRO Macedonia, July 2010, pp. 29-32.
http://www.icestconf.org/images/stories/proceedings/icest_2010/ICEST_2010_VOLUME_01.pdf

c) Radovi u međunarodnim časopisima van SCI liste sa recenzijom (M52)

- c1.** B. Dimitrijević, **S. Stošović**, N. Milošević, and Z. Nikolić, “Influence of frequency offset on the reception of OFDM/QPSK signal using MBDD algorithm,” *Telfor Journal*, Vol. 3 No. 2, November 2011, pp. 78-81.
http://journal.telfor.rs/Published/No6/No06_P01_fin.pdf

- c2.** Zorica B. Nikolić, Bojan R. Dimitrijević, Nenad D. Milošević, **Slavimir Stošović**, „Improving OFDM/DQPSK system performance in the conditions of frequency offset existence,“ *Telfor Journal*, Vol. 2, No. 2, November 2010, pp. 64-67.
http://journal.telfor.rs/Published/No4/No04_P01_fin.pdf
- d) Radovi saopštteni na nacionalnim naučnim skupovima i štampani u odgovarajućim zbornicima radova (M63)**
- d1.** **Slavimir Stošović**, Bojan Dimitrijević, Nenad Milošević, Zorica Nikolić, „Analiza performansi OFDM sistema sa MDPSK modulacijom u kanalu sa fadingom,“ in *Proceedings of ETRAN Conference*, Donji Milanovac, Serbia, July 2010, TE4.1 pp. 1-4.
zbornik na CD-u
- d2.** **Slavimir Stošović**, Bojan Dimitrijević, Dragan Antić, Zorica Nikolić, „Uticaj frekvencijskog ofseta na performanse OFDM/DQPSK sistema,“ in *Proceedings of INFOTEH Conference*, Jahorina, Bosnia and Herzegovina, July 2010, B-I-2, pp.131-134.
<http://www.infotech.rs.ba/zbornik/2010/radovi/B-I/B-I-2.pdf>
- d3.** **Slavimir Stošović**, Nenad Milošević, Bojan Dimitrijević, Zorica Nikolić, „Performanse kooperativnog BPSK diverziti sistema koji na prijemu koristi selekciono kombinovanje,“ in *Proceedings of 17th Telecommunications Forum TELFOR*, Belgrade, Serbia, November 2009, pp. 488-491.
http://2009.telfor.rs/files/radovi/04_15.pdf
- d4.** Aleksandar Ilić, Vladimir Janković, **Slavimir Stošović**, “GreatWarriors – Strateška multiplayer igra za bada OS,“ in *Proceedings of the 4th IEEEESTEC Conference*, Niš, Serbia, November 2011. pp. 61-66.
<http://ieee.elfak.ni.ac.rs/>
- d5.** Miloš Stojković, **Slavimir Stošović**, Zoran Veličković, „Smart TV aplikacija zasnovana na WEB 2.0 tehnologiji,“ in *Proceedings of the 18th YU Info Conference*, Kopaonik, Serbia, March-February 2012, pp. 641-646.
<http://www.e-drustvo.org/proceedings/YuInfo2012/html/search.html>
<http://www.e-drustvo.org/proceedings/YuInfo2012/html/pdf/565.pdf>
- d6.** Hadži Mario Petrović, Miloš Milojević, Miloš Kosanović, **Slavimir Stošović**, “Multiplayer aplikacija za smart TV kontrolisana pokretom ruke,“ in *Proceedings of the 5th IEEEESTEC Conference*, Niš, Serbia, November 2012. pp. 137-151.
- d7.** Dimitrije Paunović, **Slavimir Stošović**, “ MathForKids - edukativni softver za bada i Android OS,“ in *Proceedings of the 5th IEEEESTEC Conference*, Niš, Serbia, November 2012. pp. 157-161.
- d8.** Aleksandar Živković, **Slavimir Stošović**, Zoran Milivojević “ Časovnik sa niksi cevima,“ in *Proceedings of the 5th IEEEESTEC Conference*, Niš, Serbia, November 2012. pp. 147-150.