

# Metoda detekcije energije u MIMO-OFDM kognitivnim radijskim mrežama primjenom tehnike kombiniranja kvadriranih prijemnih signala

---

Ramljak, Ivana

Doctoral thesis / Disertacija

2023

*Degree Grantor / Ustanova koja je dodijelila akademski / stručni stupanj:* **University of Split, Faculty of Electrical Engineering, Mechanical Engineering and Naval Architecture / Sveučilište u Splitu, Fakultet elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje**

*Permanent link / Trajna poveznica:* <https://urn.nsk.hr/urn:nbn:hr:179:493254>

*Rights / Prava:* [In copyright](#) / [Zaštićeno autorskim pravom.](#)

*Download date / Datum preuzimanja:* **2024-12-02**



*Repository / Repozitorij:*

[Repository of the Faculty of Electrical Engineering, Mechanical Engineering and Naval Architecture - University of Split](#)



SVEUČILIŠTE U SPLITU  
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE, STROJARSTVA I BRODOGRADNJE

**Ivana Ramljak**

**METODA DETEKCIJE ENERGIJE U MIMO-  
OFDM KOGNITIVNIM RADIJSKIM MREŽAMA  
PRIMJENOM TEHNIKE KOMBINIRANJA  
KVADRIRANIH PRIJEMNIH SIGNALA**

DOKTORSKA DISERTACIJA

Split, srpanj 2023.

SVEUČILIŠTE U SPLITU  
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE, STROJARSTVA I BRODOGRADNJE

**Ivana Ramljak**

***Metoda detekcije energije u MIMO-OFDM kognitivnim  
radijskim mrežama primjenom tehnike kombiniranja  
kvadriranih prijemnih signala***

DOKTORSKA DISERTACIJA

Split, srpanj 2023.

Doktorska disertacija izrađena je na Zavodu za elektroniku i računarstvo, Fakulteta elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje u Splitu.

Mentor: Izv. prof. dr. sc. Josip Lörincz

Rad br. 185

---

#### PODACI ZA BIBLIOGRAFSKU KARTICU

Ključne riječi: Kognitivne radijske mreže, očitavanje spektra, OFDM, MIMO, SISO, primarni korisnik, sekundarni korisnik, vjerojatnost detekcije primarnog korisnika, vjerojatnost pogrešnog alarma, omjer snage signala i šuma, nesigurnost snage šuma, dinamički prag detekcije, kombinirani kvadrirani zakon prijernih signala

Znanstveno područje: Tehničke znanosti

Znanstveno polje: Elektrotehnika

Znanstvena grana: Elektrotehnika/Telekomunikacije i informatika s značajnim znanstvenim doprinosom u znanstvenom polju Računarstvo/Obradba informacija

Institucija na kojoj je disertacija izrađena: Sveučilište u Splitu, Fakultet elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje

Mentor rada: Izv. prof. dr. sc. Josip Lörincz

Komentor: Prof. dr. sc. Dinko Begušić

Broj stranica: 205

Broj slika: 65

Broj tablica: 17

Broj korištenih bibliografskih jedinica: 168

---

Povjerenstvo za ocjenu doktorske disertacije:

1. Prof. dr. sc. Joško Radić - predsjednik povjerenstva
2. Izv. prof. dr. sc. Josip Lörincz - mentor
3. Prof. dr. sc. Dinko Begušić - komentor
4. Prof. emer. dr. sc. Nikola Rožić - član
5. Prof. dr. sc. Gordan Šišul - član

Povjerenstvo za obranu doktorske disertacije:

1. Prof. dr. sc. Joško Radić - predsjednik povjerenstva
2. Izv. prof. dr. sc. Josip Lörincz - mentor
3. Prof. dr. sc. Dinko Begušić - komentor
4. Izv. prof. dr. sc. Matko Šarić - član
5. Prof. dr. sc. Gordan Šišul - član

Disertacija obranjena dana: 03.07.2023.

## SAŽETAK

Zbog sve većeg korištenja bežičnih komunikacijskih tehnologija koje omogućuju prijenos podataka velikim brzinama, slobodni dijelovi frekvencijskog spektra su postali vrlo ograničen i tražen resurs. Regulatorna tijela zadužena za dodjelu licenci za korištenje određenih frekvencijskih opsega provode raspodjelu prava na korištenje raspoloživog frekvencijskog spektra koji je vrlo ograničen, zbog čega razvoj novih i proširenje postojećih bežičnih komunikacijskih sustava predstavlja poseban izazov. Također, brojna istraživanja pokazuju da nedovoljna fleksibilnost u načinu pristupa spektru predstavlja veći problem od samog fizičkog nedostatka spektralnih resursa. Koncept kognitivnih radijskih mreža predstavlja potencijalno rješenje za efikasnije korištenje spektralnih resursa.

U ovom radu obrađuje se problematika očitavanja raspoloživosti frekvencijskog spektra u sustavima s jednim (engl. *single-input single-output* - SISO) i više (engl. *multiple-input multiple-output* - MIMO) primopredajnika na strani primarnih i sekundarnih korisnika u oktogonalno frekvencijski mutipleksiranim (engl. *Orthogonal Frequency Devision Multiplexing* - OFDM) kognitivnim radijskim mrežama. U radu je problematika očitavanja raspoloživosti radio-frekvencijskog (engl. *radio frequency* –RF) spektra analizirana primjenom metode detekcije energije (engl. *energy detection*) spektra signala primarnog korisnika na mjestu sekundarnog korisnika. Ova metoda je odabrana za analizu zbog jednostavnosti implementacije, što je čini i najviše u praksi korištenom metodom očitavanja raspoloživosti RF spektra.

U radu je pokazano da na vjerojatnost pouzdanog očitavanja raspoloživosti frekvencijskog spektra značajno utječu karakteristike signala koji se odašilje te način detekcije signala licenciranog (primarnog) korisnika. Pokazano je da poseban utjecaj na pouzdanost detekcije signala primarnog korisnika na mjestu sekundarnog korisnika imaju vrijednost omjera snage signala i šuma (engl. *signal-to-noise ratio* - SNR), snaga odašiljanja signala primarnog korisnika, broj antena na strani predajnika (primarnog korisnika) i prijemnika (sekundarnog korisnika), broj uzoraka u procesu detekcije signala te utjecaj varijacije (nesigurnosti) snage šuma i postavljenog praga detekcije signala. Stoga je u doktorskom radu opisan i matematički modeliran način detekcije signala primarnog korisnika metodom detekcije energije u SISO i MIMO OFDM sustavima temeljen na tehnici kombiniranja kvadriranih prijemnih signal (engl. *square-law combining* – SLC) od strane sekundarnog korisnika.

Na temelju razvijenog matematičkog modela, razvijeni su i algoritmi za provođenje procesa očitavanja raspoloživosti frekvencijskog spektra metodom detekcije energije u SISO i MIMO komunikacijskim sustavima. Pomoću razvijenih algoritama u programu Matlab, provedena je opsežna simulacijska analiza vjerojatnosti detekcije signala primarnog korisnika u ovisnosti o vjerojatnosti pogrešnog alarma te vrijednosti omjera snage signala i šuma (*engl. signal-to-noise ratio - SNR*) na mjestu detekcije signala. Navedene međuovisnosti simulacijski su analizirane za različite vrijednosti snaga odašiljanja, modulacijske tehnike OFDM signala, broja uzoraka korištenih u postupku detekcije signala, broja primopredajnih krugova na strani primarnog i sekundarnog korisnika te nesigurnosti (varijacije) snage šuma i dinamičkog praga detekcije signala. Funkcionalnost razvijenih algoritama je također praktično testirana u postupku detekcije raspoloživosti lokalnog frekvencijskog spektra za dva različita frekvencijska područja primjenom univerzalnog programski definiranog radija (*engl. universal software defined radio – USRP*) upravljano pomoću Matlab programskog alata.

Znanstveni doprinos doktorske disertacije se ogleda u razvoju nove metode za očitavanje raspoloživosti frekvencijskog spektra u MIMO-OFDM kognitivnim radijskim mrežama primjenom metode detekcije energije temeljene na zakonu kombiniranog kvadriranja signal (SLC). Na temelju razvijenog matematičkog modela napravljen je originalni algoritam za računalnu simulaciju predložene metode koja omogućava procjenu pouzdanosti nove metode u ovisnosti o različitim utjecajnim parametrima u MIMO-OFDM komunikacijskim sustavima. Razvijen je model koji omogućuje analizu djelovanja nesigurnosti snage šuma i prilagodbe dinamičkog praga detekcije na učinkovitost i pouzdanost očitavanja raspoloživog frekvencijskog spektra metodom detekcije energije u ovisnosti o različitim utjecajnim parametrima. Ovo posebice uključuje različite vrste OFDM modulacije, vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a) na mjestu sekundarnog korisnika, vjerojatnosti pogrešnog alarma, broja primopredajnih krugova na strani primarnog i sekundarnog korisnika, odašiljačku snagu primarnog korisnika i broj uzoraka korištenih u procesu detekcije. Analiza simulacijskih rezultata ukazuje da se vjerojatnost detekcije signala primarnog korisnika primjenom metode detekcije energije tehnikom kombiniranja kvadriranih prijemnih signala povećava, ukoliko se proces osluškivanja raspoloživosti spektra provodi: s većim brojem uzoraka, za veće odašiljačke snage primarnog korisnika, s većim brojem prijemnih antena na strani sekundarnog korisnika i za veće omjere snage signala i šuma na lokaciji sekundarnog korisnika. Nadalje, simulacijski rezultati ukazuju da različite vrste OFDM modulacija nemaju utjecaj na pouzdanost detekcije signala primarnog korisnika.

Rezultati ostvareni u doktorskoj disertaciji bit će prošireni u budućim istraživanjima koja će biti posvećena analizi učinkovitosti predloženog modela detekcije raspoloživosti radio frekvencijskog spektra u masivnim MIMO (engl. *massive MIMO*) OFDM komunikacijskim sustavima.

## **KLJUČNE RIJEČI**

Kognitivne radijske mreže, očitavanje spektra, detekcija energije, OFDM, MIMO, SISO, primarni korisnik, sekundarni korisnik, vjerojatnost detekcije signala, vjerojatnost pogrešnog alarma, omjer snage signala i šuma, nesigurnost snage šuma, dinamički prag detekcije, kombinirani kvadrirani zakon prijernih signala



## **ABSTRACT**

Due to the increased use of wireless communication technologies that enable data transmission at high speeds, unused parts of the frequency spectrum have become very limited. The regulatory bodies in charge of granting licenses for the use of certain frequency bands carry out the distribution of the rights for using the available and very limited frequency spectrum. This is the reason why the development of new and expansion of existing wireless communication systems represents a special challenge. Also, numerous studies show that insufficient flexibility in the way to access the frequency spectrum becomes a larger problem than the physical lack of spectrum resources.

The concept of cognitive radio networks represents a potential solution for more efficient use of spectrum resources. This doctoral thesis deals with the problem of detecting the availability of the radio-frequency (RF) spectrum in systems with one (single-input single-output - SISO) and multiple (multiple-input multiple-output - MIMO) transceivers on the side of primary and secondary users in OFDM cognitive radio networks. In the paper, the problem of detecting the availability of the radio frequency spectrum is analyzed using the method of primary user signal energy detection at the location of the secondary user. This method was chosen for analysis in this doctoral thesis due to its simplicity of implementation, which makes it the most widely used method of detecting RF spectrum availability in practice.

The results presented in this doctoral thesis showed that the probability of reliable detection of the frequency spectrum availability is significantly influenced by the characteristics of the signal transmitted and the method of detecting this transmitted signal of the licensed (primary) user. It has been shown that the signal-to-noise ratio (SNR), the signal transmission power of the primary user, the number of antennas on the transmitter and receiver (secondary user) side, the number of samples used in the signal detection process, the influence of the variation (uncertainty) of the noise power and the set signal detection threshold, have a special influence on the reliability of the detection of the primary user's signal at the secondary user's location. Therefore, the method of detecting the signal of the primary user using the energy detection approach in SISO and MIMO OFDM systems based on the received signal square-law combining (SLC) technique performed by the secondary user is proposed and mathematically modeled in the doctoral thesis.

Based on the developed mathematical model, algorithms were also developed for carrying out the process of detecting the availability of the frequency spectrum using the method of energy

detection in SISO and MIMO OFDM communication systems. Using algorithms developed in the Matlab program, an extensive simulation analysis of the probability of detection of the primary user signal was carried out, with respect to the level of the probability of a false alarm and the value of the signal-to-noise ratio (SNR) at the point of signal detection. The aforementioned interdependencies were analyzed by Matlab simulations for different values of primary user transmit powers, OFDM signal modulation techniques, number of signal samples in the signal detection process, number of transmission circuits (antennas) on the side of the primary and secondary user, uncertainties (variations) of the signal noise power and dynamic detection thresholds. The functionality of the developed algorithms was also practically tested in the process of detecting the availability of the local frequency spectrum in two different frequency spectrums using universal software-defined radio (USRP) programmed using Matlab software.

The scientific contribution of the doctoral dissertation is in the development of a new method for detecting the availability of the frequency spectrum in MIMO-OFDM cognitive radio networks using the energy detection method based on the square-law combining (SLC) technique. According to the developed mathematical model, a novel algorithm was created for the computer simulation of the proposed method, which enables the reliability assessment of the new method depending on different influencing parameters in MIMO-OFDM communication systems. A model of the influence of the noise power uncertainty and dynamic detection threshold adjustment on the efficiency and reliability of detecting the available frequency spectrum using the energy detection method was developed. The developed model enables analyses of primary user energy detection reliability with respect to the impact of various influencing parameters. In particular, these parameters include different types of OFDM modulation types, signal power to noise ratio (SNR) values at the secondary user location, false alarm probabilities, numbers of transceiver circuits at the primary and secondary user sides, primary user transmit power and the number of samples used in the detection process. The analysis of the simulation results indicates an increase in the probability of detection of the primary user signal when using the method of energy detection based on the square-law combining (SLC) technique. This increase in the probability of detection spectrum availability is achieved if the process of detecting spectrum availability is carried out for a larger number of samples, a higher transmit powers of the primary user, a larger number of receiving antennas on the side of the secondary user and for higher signal power to noise ratios at the location of the secondary user. Furthermore, the simulation results indicate that different

types of OFDM modulations have no influence on the reliability of the primary user's signal detection.

The results achieved in the doctoral dissertation will be expanded in future research, which will be devoted to the analysis of the effectiveness of the proposed radio frequency spectrum availability detection model in massive MIMO OFDM communication systems.

## **KEYWORDS**

Cognitive radio networks, spectrum sensing, energy detection, OFDM, MIMO, SISO, primary user, secondary user, probability of detection, probability of false alarm, noise uncertainty, detection threshold, dynamic threshold, square law combine

## ZAHVALA

*Nakon završenog doktorskog rada zahvaljujem se svima koji su svojim zalaganjem pomogli u izradi ove disertacije.*

*Prije svega želim zahvaliti svom mentoru izv. prof. dr. sc. Josipu Lörinczu koji me svojom angažiranošću, savjetima i konstruktivnim komentarima vodio kroz cijeli proces izrade disertacije.*

*Zahvaljujem se i svom komentoru red. prof. dr. sc. Dinku Begušiću koji je uložio svoje vrijeme i trud te mi svojim sugestijama omogućio da doktorski rad bude uspješan i kvalitetan.*

*Zahvalnost odajem cijeloj svojoj obitelji koja me uvijek podržavala i upućivala na pravi put.*

*Posebnu zahvalnost odajem svojim roditeljima, pokojnoj majci Marici i ocu Slavku koji su me svojim primjerom uvijek vodili kroz život. Svi moji uspjesi ostvarenje su njihovih snova.*

*I na kraju zahvaljujem svom suprugu Ivanu i našim anđelima Petri i Josipu. Hvala vam što ste me uvijek podržavali i vjerovali u mene.*

# SADRŽAJ

1.	UVOD.....	1
1.1.	Motivacija za istraživanje .....	4
1.2.	Hipoteza.....	6
1.3.	Popis objavljenih radova na kojima se temelji znanstveni doprinos rada .....	7
1.4.	Pregled organizacije disertacije .....	8
2.	KOGNITIVNE RADIJSKE MREŽE .....	12
2.1.	Kognitivne radijske mreže i očitavanje raspoloživog frekvencijskog spektra .....	12
2.1.1.	Funkcije kognitivnog radija .....	13
2.1.2.	Metode očitavanja spektra u kognitivnim radijskim mrežama.....	14
2.1.2.1.	Kooperativno očitavanje raspoloživog frekvencijskog pojasa .....	15
2.1.2.2.	Nekooperativno očitavanje raspoloživog frekvencijskog pojasa.....	17
2.1.3.	Utjecaj nesigurnosti snage signala šuma na detekciju signala u kognitivnim radijskim mrežama .....	18
2.1.4.	Utjecaj praga detekcije na pouzdanost detekcije signala .....	19
2.1.5.	Utjecaj sustava s više antena i radiofrekvencijskih krugova na detekciju signala .....	21
2.2.	Pregled dosadašnjih istraživanja.....	25
2.2.1.	Metode očitavanja raspoloživosti frekvencijskog spektra.....	25
2.2.2.	Metoda detekcije energije signala u SISO sustavima .....	28
2.2.3.	Metoda detekcije energije signala u MIMO sustavima.....	30
3.	DETEKCIJA ENERGIJE SIGNALA U OFDM SUSTAVU .....	34
3.1.	OFDM sustav.....	34
3.1.1.	Ortogonalnost signala u OFDM sustavu .....	37
3.1.2.	Modulacija i demodulacija signala u OFDM sustavu .....	38
3.1.3.	Načini prijenosa signala u OFDM sustavima.....	40
3.1.4.	Dizajn OFDM sustava i korištene modulacije .....	42
3.2.	Metoda detekcije energije signala .....	44
4.	OČITAVANJA RASPOLOŽIVOG FREKVENCIJSKOG SPEKTRA PRIMJENOM METODE DETEKCIJE ENERGIJE SIGNALA U OFDM SUSTAVIMA .....	50
4.1.	Detekcija energije signala u SISO-OFDM sustavima .....	50
4.1.1.	Vjerojatnosti detekcije signala i pogrešnog alarma za SISO-OFDM sustave .....	50
4.1.2.	Procjena praga detekcije za SISO-OFDM signale .....	51
4.1.3.	Procjena nesigurnosti/fluktuacije snage signala šuma za SISO-OFDM sustave ..	54
4.1.4.	Procjena detekcije energije signala s dinamičkim pragom detekcije i utjecajem nesigurnosti snage šuma za SISO-OFDM sustave .....	58

4.1.5. Programski paket Matlab.....	61
4.2. Detekcija energije signala u MIMO-OFDM sustavima.....	62
4.2.1. Proces detekcije energije signala u višeantenskim sustavima .....	64
4.2.2. Vjerojatnosti detekcije signala i pogrešnog alarma za MIMO-OFDM sustav .....	69
4.2.3. Procjena utjecaja razine praga detekcije na pouzdanost detekcije signala u MIMO-OFDM sustavima .....	71
4.2.4. Procjena utjecaja razine nesigurnosti snage šuma za MIMO-OFDM sustav .....	74
4.2.5. Procjena detekcije energije signala izvedene s dinamičkim pragom detekcije i pod utjecajem nesigurnosti snage šuma za MIMO-OFDM sustave.....	76
5. TESTIRANJE METODE DETEKCIJE RASPOLOŽIVOSTI SPEKTRA PRIMJENOM PROGRAMSKI DEFINIRANOG RADIJA.....	79
5.1. Univerzalni programski periferni radijski uređaj.....	79
5.2. Arhitektura univerzalnog programskog perifernog radijskog uređaja .....	81
5.3. Putevi odašiljanja i prijema signala .....	83
5.4. Radiofrekvencijske podređene matične ploče .....	83
5.5. Firmware i FPGA image .....	84
5.6. Univerzalni hardverski upravljački program .....	84
5.7. Algoritmi provođena procesa detekcije signala pomoću USRP uređaja.....	84
5.8. Eksperimentalni rezultati i postavke hardvera .....	87
5.8.1. Postavljanje hardvera.....	88
5.8.2. Rezultati mjerenja.....	89
6. ALGORITMI ZA PROVOĐENJE PROCESA DETEKCIJE ENERGIJE SIGNALA U SISO SUSTAVIMA .....	95
6.1. Algoritam prijenosa OFDM signala.....	95
6.2. Algoritmi procesa detekcije OFDM signala pod utjecajem nesigurnosti snage šuma u SISO sustavima .....	97
6.3. Algoritmi procesa detekcije OFDM signala pod utjecajem nesigurnosti snage šuma i dinamičkog praga detekcije u SISO sustavima .....	101
6.4. Rezultati simulacije.....	103
6.4.1. Simulacijski parametri .....	103
6.4.2. Utjecaj nesigurnosti snage šuma na proces detekcije energije signala.....	104
6.4.3. Utjecaj prilagodbe praga detekcije na process detekcije energije signala .....	108
6.4.4. Utjecaj razine omjera snage signala i šuma na proces detekcije energije signala .....	112
6.4.5. Utjecaj broja uzoraka na proces detekcije energije signala.....	117
6.4.6. Utjecaj vjerojatnosti pogrešnog alarma na proces detekcije energije signala....	121

7. ALGORITMI ZA PROVOĐENJE PROCESA DETEKCIJE ENERGIJE U MIMO-OFDM SUSTAVIMA.....	124
7.1. Algoritam generiranja i prijema MIMO-OFDM signala .....	124
7.2. Algoritmi detekcije energije signala u MIMO-OFDM sustavu temeljeni na kombiniranom kvadriranom zakonu .....	127
7.3. Algoritmi detekcije energije signala u MIMO-OFDM sustavu pod utjecajem nesigurnosti snage šuma i praga detekcije .....	131
7.4. Simulacijski rezultati.....	134
7.4.1. Simulacijski program i parametri .....	135
7.4.2. Utjecaj SISO i MIMO prijenosa na performanse detekcije energije signala .....	137
7.4.3. Utjecaj broja uzoraka na izvedbe detekcije energije signala u MIMO-OFDM sustavima.....	141
7.4.4. Utjecaj različitih modulacija na proces detekcije energije signala u MIMO-OFDM sustavima.....	145
7.4.5. Utjecaj snage odašiljanja primarnog korisnika na proces detekcije energije signala u MIMO-OFDM sustavima .....	148
7.4.6. Utjecaj vjerojatnosti pogrešnog alarma na performanse detekcije energije signala u MIMO-OFDM sustavima .....	151
7.4.7. Utjecaj broja odašiljačkih i primajućih MIMO grana na izvedbe detekcije energije signala .....	153
7.4.8. Utjecaj pogrešnog alarma na vjerojatnost detekcije za različite vrijednosti omjera snage signala i šuma .....	155
7.4.9. Utjecaj vrijednosti omjera snage signala i šuma na detekciju energije signala..	157
7.4.10. Utjecaj razina prilagodbe dinamičkog praga detekcije i nesigurnosti snage šuma na učinkovitost procesa detekcije energije signala.....	159
8. ZAKLJUČAK.....	164

## POPIS TABLICA

<i>Tablica 2.1. Usporedba glavnih parametara izvedbe procesa detekcije energije (ED) i drugih nekooperativnih metoda očitavanja spektra (SS).....</i>	<i>25</i>
<i>Tablica 2.2. Pregled analiziranih pristupa metodi detekcije energije (ED) u SISO sustavima i njihove odgovarajuće prednosti.....</i>	<i>29</i>
<i>Tablica 2.3. Pregled pristupa metodi detekcije energije (ED) u MIMO sustavima.....</i>	<i>31</i>
<i>Tablica 3.1 Značajke pojedinih OFDM sustava [146] – [150] .....</i>	<i>43</i>
<i>Tablica 3.2 Značajke pojedinih OFDMA sustava [5], [156], [157].....</i>	<i>44</i>
<i>Tablica 3.3. Parametri procesa detekcije energije (ED) u SISO sustavima s pripadajućim opisom .....</i>	<i>45</i>
<i>Tablica 4.1. Gornje i donje vrijednosti varijance šuma, nesigurnosti snage šuma i SNR praga za različite scenarije ispitivanja.....</i>	<i>57</i>
<i>Tablica 4.2. Parametri procesa detekcije energije (ED) u MIMO sustavima s pripadajućim opisom .....</i>	<i>65</i>
<i>Tablica 5.1. Modeli univerzalnog programskog perifernog radijskog uređaja (USRP) i njihove karakteristike .....</i>	<i>80</i>
<i>Tablica 5.2. Različiti modeli podređenih matičnih ploča i njihove karakteristike.....</i>	<i>80</i>
<i>Tablica 5.3. Ulazni parametri korišteni u simulacijama.....</i>	<i>90</i>
<i>Tablica 5.4. Rezultati skeniranja spektra u frekvencijskom pojasu 824 MHz – 827 MHz.....</i>	<i>91</i>
<i>Tablica 5.5. Rezultati skeniranja spektra u frekvencijskom pojasu od 1710 MHz -1714 MHz.....</i>	<i>93</i>
<i>Tablica 6.1. Parametri korišteni u simulaciji procesa detekcije energije (ED) u SISO-OFDM sustavima.....</i>	<i>98</i>
<i>Tablica 7.1. Parametri korišteni u simulaciji procesa detekcije energije (ED) u MIMO-OFDM sustavima .....</i>	<i>131</i>
<i>Tablica 7.2. Karakteristike poslužitelja korištenih za simulacijske analize.....</i>	<i>135</i>
<i>Tablica 7.3. Vrijeme izvršenja algoritma 9 za različite simulirane MIMO-OFDM konfiguracije.....</i>	<i>136</i>



## POPIS ILUSTRACIJA

<i>Slika 1.1. Prognoza globalnog mobilnog podatkovnog prometa prema ITU-u [1] .....</i>	<i>1</i>
<i>Slika 1.2. Zauzetost frekvencijskog spektra na mjerenim lokacijama [2] .....</i>	<i>2</i>
<i>Slika 1.3. Koncept kognitivne radijske mreže.....</i>	<i>4</i>
<i>Slika 2.1. Spektralne praznine .....</i>	<i>12</i>
<i>Slika 2.2. Funkcije kognitivnog radija.....</i>	<i>13</i>
<i>Slika 2.3. Tehnike očitavanja spektra.....</i>	<i>15</i>
<i>Slika 2.4. Kooperativno očitavanje spektra.....</i>	<i>16</i>
<i>Slika 2.5. MIMO tehnika prijenosa podataka.....</i>	<i>22</i>
<i>Slika 2.6. Rad kognitivnog radija u MIMO komunikacijskim sustavima za slučaj kada: a) sekundarni korisnik (SU) detektira spektral koji je zauzet od strane primarnog korisnika (PU) i b) sekundarni korisnik (SU) prenosi u frekvencijskom spektru koji nije zauzet od strane primarnog korisnika (PU).....</i>	<i>22</i>
<i>Slika 3.1. Eksploatacija frekvencijskog opsega kod klasičnog MCM-a i OFDM-a.....</i>	<i>34</i>
<i>Slika 3.2. Podjela OFDM kanala u frekvencijskoj i vremenskoj domeni.....</i>	<i>35</i>
<i>Slika 3.3. Blok dijagram OFDM prijenosa i prijema.....</i>	<i>36</i>
<i>Slika 3.4. Realizacija ortogonalnosti podnosilaca OFDM sustava.....</i>	<i>37</i>
<i>Slika 3.5. Blok dijagram OFDM modulacije/demodulacije .....</i>	<i>39</i>
<i>Slika 3.6. Različiti pristupi dinamičkoj raspodjeli resursa u OFDM sustavima.....</i>	<i>40</i>
<i>Slika 3.7. Blok dijagram procesa detekcije energije .....</i>	<i>46</i>
<i>Slika 3.8. Primjer radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje).....</i>	<i>49</i>
<i>Slika 4.1. Ilustrativni prikaz raspona dinamičkog praga detekcije (DDT) i nesigurnost snage šuma (NU) u procesu detekcije (ED) za signale jednake prosječne snage odašiljanja... </i>	<i>60</i>
<i>Slika 4.2. Blok dijagram procesa detekcije energije (ED) temeljen na tehnici kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC) u MIMO-OFDM sustavima .....</i>	<i>62</i>
<i>Slika 4.3. Tehnika kombiniranja kvadriranih prijemnih signala .....</i>	<i>66</i>
<i>Slika 5.1. Arhitektura uređaja USRP N210 s WBX podređenom matičnom pločom.....</i>	<i>82</i>
<i>Slika 5.2. Uređaj USRP N210 korišten u eksperimentalnom radu.....</i>	<i>82</i>
<i>Slika 5.3. Postavke hardvera korištene u mjerenjima .....</i>	<i>88</i>
<i>Slika 5.4. Periodogram i impulsi primljenog signala u frekvencijskom pojasu 824 MHz – 827 MHz.....</i>	<i>90</i>
<i>Slika 5.5. Prisutni signali nakon testiranja metode detekcije energije u frekvencijskom pojasu od 824 MHz – 827 MHz .....</i>	<i>91</i>
<i>Slika 5.6. Periodogram i impulsi primljenog signala u frekvencijskom pojasu od 1710 MHz - 1714 MHz.....</i>	<i>92</i>
<i>Slika 5.7. Prisutni signali nakon testiranja metode detekcije energije u frekvencijskom pojasu od 1710 MHz -1714 MHz.....</i>	<i>92</i>
<i>Slika 6.1. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) za RA OFDM sustav temeljen na m-PSK/m-QAM modulacijama na koji utječu različite vrijednosti nesigurnosti snage šuma (NU) za dvije različite razine omjera snage signala i šuma (SNR).....</i>	<i>104</i>
<i>Slika 6.2. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) za zajednički RA-MA OFDM sustav na koji utječu različite vrijednosti faktora nesigurnosti snage šuma (NU) koji se prenose s: (a) snagom odašiljanja (Tx) od 0,1 W i QPSK modulacijom; (b)</i>	

snagom odašiljanja od 1 W i 16-QAM modulacijom; (c) snagom odašiljanja (Tx) od 10 W i 64-QAM modulacijom.....	105
Slika 6.3. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) za MA sustave na koje utječu jednake vrijednosti nesigurnosti snage šuma (NU) za različite snage odašiljanja i OFDM modulacije.....	107
Slika 6.4. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) za signale u RA sustavima s različitim kombinacijama faktora nesigurnosti snage šuma (NU) i dinamičkog praga detekcije (DDT) i dvije različite razine omjera snage signala i šuma (SNR) .....	108
Slika 6.5. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) za signale u kombiniranom RA-MA sustavu s različitim kombinacijom faktora nesigurnosti snage šuma (NU) i dinamičkog praga detekcije (DDT) i prijenosa signala primarnog korisnika (PU) korištenjem: (a) QPSK modulacije pri snazi odašiljanja od 0,1 W; (b) 16 QAM modulacije pri snazi odašiljanja od 1 W; (c) 64 QAM modulacije pri snazi odašiljanja od 10 W i (d) 256 QAM modulacije pri snazi odašiljanja od 15 W.....	110
Slika 6.6. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) za signale u MA sustavima koji se prenose s dvije snage odašiljanja i četiri različite OFDM modulacije .....	111
Slika 6.7. (a) Međuovisnost vjerojatnosti detekcije i omjera snage signala i šuma (SNR-a) za signale koji se prenose u RA sustavima; (b) Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) za različite vrijednosti faktora nesigurnosti snage šuma (NU), dinamičkog praga detekcije (DDT) i omjera snage signala i šuma (SNR) u slučaju RA sustava.....	112
Slika 6.8. Utjecaj omjera signal- šum (SNR) na vjerojatnost detekcije OFDM signala na mjestu sekundarnog korisnika (SU) s različitim kombinacijama faktora nesigurnosti snage šuma (NU) i dinamičkog praga detekcije (DDT) kada se signal primarnog korisnika (PU) odašilje sa: (a) 0,1 W; (b) 1 W; (c) 10 W i (d) 15 W.....	114
Slika 6.9. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) za proces detekcije energije (ED) m-PSK/m-QAM moduliranih signala s različitim razinama omjera snage signala i šuma (SNR-a) kada se signal primarnog korisnika (PU) odašilje s: (a) 0,1 W; (b) 1 W; (c) 10 W i (d) 15 W.....	115
Slika 6.10. Utjecaj omjera snage signala i šuma (SNR-a) na vjerojatnost detekcije za MA sustav sa signalom primarnog korisnika (PU) koji se odašilje s različitim snagama (Tx) (1 W/10 W) koristeći četiri različite OFDM modulacije.....	116
Slika 6.11. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) procesa detekcije energije (ED) za m-PSK/m-QAM signale odašlane sa snagom odašiljanja (Tx) od 1 W i detektiranih s različitim količinama uzoraka .....	117
Slika 6.12. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) procesa detekcije energije (ED) za različite OFDM signale primarnog korisnika (PU) detektirane s različitim brojem uzorka i prenesene pri snazi odašiljanja od: (a) 0,1 W; (b) 1 W; (c) 10 W i (d) 15 W .....	118
Slika 6.13. Utjecaj omjera snage signala i šuma (SNR-a) i broja uzorka na vjerojatnost detekcije u kombiniranim RA-MA sustavima koji emitiraju na: (a) 0,1 W; (b) 1 W; (c) 10 W i (d) 15 W .....	120
Slika 6.14. Međuodnos vjerojatnosti detekcije i omjera snage signala i šuma (SNR-a) za RA sustav s različitim iznosima vjerojatnosti pogrešnog alarma i različitim kombinacijama faktora nesigurnosti snage šuma (NU) i dinamičkog praga detekcije (DDT) .....	121

<i>Slika 6.15. Odnos vjerojatnosti detekcije i omjera snage signala i šuma (SNR-a) za različite vjerojatnosti pogrešnog alarma u kombiniranim RA-MA sustavima za primarnog korisnika (PU) koji se odašilje sa snagom od: (a) 0,1 W; (b) 1 W; (c) 10 W i (d) 15 W</i>	
<i>Slika 7.1. Tok izvršenja algoritma 12</i>	133
<i>Slika 7.2. Međuovisnost vjerojatnosti detekcije i omjera snage signala i šuma (SNR-a) za SISO i različite kombinacije simetričnih MIMO Tx-Rx grana</i>	138
<i>Slika 7.3. Međuovisnost vjerojatnosti detekcije i omjera snage signala i šuma (SNR-a) za različite asimetrične MIMO kombinacije odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana i snage odašiljanja primarnog korisnika (PU)</i>	138
<i>Slika 7.4. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) za metodu detekcije energije (ED) ostvarene za asimetrične <math>2 \times 3</math>, <math>2 \times 4</math>, <math>4 \times 2</math> i <math>3 \times 2</math> MIMO-OFDM komunikacijske sustave</i>	139
<i>Slika 7.5. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) za metodu detekcije energije (ED) ostvarene za simetrične <math>2 \times 2</math>, <math>3 \times 3</math>, <math>4 \times 4</math> i <math>5 \times 5</math> MIMO-OFDM komunikacijske sustave</i>	140
<i>Slika 7.6. Utjecaj broja uzoraka na vjerojatnost detekcije za: (a) SISO i (b) simetrične MIMO prijenosne sustave</i>	141
<i>Slika 7.7. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) koje prikazuju performanse detekcije energije (ED) za različit broj uzoraka u: (a) SISO sustavu sa snagom odašiljanja primarnog korisnika (PU) od 100 mW, (b) SISO sustavu sa snagom odašiljanja primarnog korisnika (PU) od 1 W, (c) MIMO <math>2 \times 2</math> sustav sa snagom odašiljanja primarnog korisnika (PU) od 100 mW i (d) MIMO <math>2 \times 2</math> sustav sa snagom odašiljanja primarnog korisnika (PU) od 1 W</i>	143
<i>Slika 7.8. Međuovisnost vjerojatnosti detekcije i omjera snage signala i šuma (SNR) za detekciju energije (ED) s različitim modulacije u: (a) SISO i (b) simetričnim MIMO prijenosnim sustavima</i>	145
<i>Slika 7.9. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) pri izvedbi metode detekcije energije (ED) za signala prenesene s različitim modulacijskim shemama u: (a) SISO, (b) simetričnom MIMO (<math>2 \times 2</math>) i (c) asimetričnom MIMO (<math>2 \times 3</math>) sustavima</i>	146
<i>Slika 7.10. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) ostvarene s metodom detekcije energije (ED) za MIMO sustav pod utjecajem različitih snaga odašiljanja (Tx) primarnog korisnika (PU) i modulacijskim shemama</i>	147
<i>Slika 7.11. Međuovisnost vjerojatnosti detekcije i omjera snage signala i šuma (SNR-a) u procesu detekcije energije (ED) signala koji se prenose s različitim snagama odašiljanja (Tx) primarnog korisnika (PU) u simetričnim MIMO sustavima prijenosa</i>	148
<i>Slika 7.12. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) metode detekcije energije (ED) za različite snage odašiljanja primarnog korisnika (PU) i omjera snage signala i šuma (SNR-a) od -15 dB u: (a) SISO i (b) <math>2 \times 2</math> MIMO komunikacijskim sustavima</i>	149
<i>Slika 7.13. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) metode detekcije energije (ED) za različite snage odašiljanja primarnog korisnika (PU) i omjera snage signala i šuma (SNR-a) od -20 dB u: (a) SISO, (b) <math>2 \times 2</math>, (c) <math>2 \times 4</math> i (d) <math>2 \times 6</math> MIMO komunikacijskim sustavima</i>	150
<i>Slika 7.14. Međuovisnost vjerojatnosti detekcije i omjera snage signala i šuma (SNR-a) za različite vrijednosti vjerojatnosti pogrešnog alarma u: (a) SISO i (b) simetričnom MIMO prijenosnom sustavu</i>	152

<i>Slika 7.15. Međuovisnost vjerojatnosti detekcije i omjera snage signala i šuma (SNR) za SISO, 2x6 i 6x2 asimetrični MIMO prijenosni sustav.....</i>	<i>153</i>
<i>Slika 7.16. Međuovisnost vjerojatnosti detekcije i omjera snage signala i šuma (SNR-a) za različite kombinacije asimetričnih odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana MIMO prijenosnih sustava.....</i>	<i>154</i>
<i>Slika 7.17. Međuovisnost detekcije i vjerojatnosti pogrešnog alarma za različite vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a).....</i>	<i>156</i>
<i>Slika 7.18. Međuovisnost detekcije i vjerojatnosti pogrešnog alarma za SISO, simetrične i asimetrične MIMO-OFDM sustave.....</i>	<i>156</i>
<i>Slika 7.19. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) analizirane metode detekcije energije (ED) za različite vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a) jednake: (a) -20 dB, (b) -15 dB i (c) -10 dB.....</i>	<i>158</i>
<i>Slika 7.20. Ovisnost vjerojatnosti detekcije o omjeru snage signala i šuma (SNR-a) za metodu detekcije energije (ED) izvedenu s različitim kombinacijama faktora dinamičkog praga detekcije (DDT) i nesigurnosti snage šuma (NU) u asimetričnom 2x3 MIMO komunikacijskom sustavu.....</i>	<i>159</i>
<i>Slika 7.21. Ovisnost vjerojatnosti detekcije o omjeru snage signala i šuma (SNR) za metodu detekcije energije (ED) izvedenu s različitim kombinacijama faktora dinamičkog praga detekcije (DDT) i nesigurnosti snage šuma (NU) u: (a) SISO, (b) simetričnom 2x2 MIMO i (c) simetričnom 4x4 MIMO komunikacijskom sustavu.....</i>	<i>160</i>
<i>Slika 7.22. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) za različite kombinacije faktora dinamičkog praga detekcije (DDT) i nesigurnosti snage šuma (NU) u: (a) SISO i (b) 2 × 2 MIMO-OFDM sustavima karakteriziranim prijenosom signala s m-PSK/m-QAM modulacijom, N = 128, SNR = -15 dB i Ptx = 100 mW.....</i>	<i>161</i>
<i>Slika 7.23. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) za različite kombinacijama faktora dinamičkog praga detekcije (DDT) i nesigurnosti snage šuma (NU) u asimetričnim 2 × 3 MIMO sustavima karakteriziranim prijenosom signala s m-PSK/m-QAM modulacijom, N = 128, SNR = -15 dB i Ptx = 100 mW.....</i>	<i>161</i>

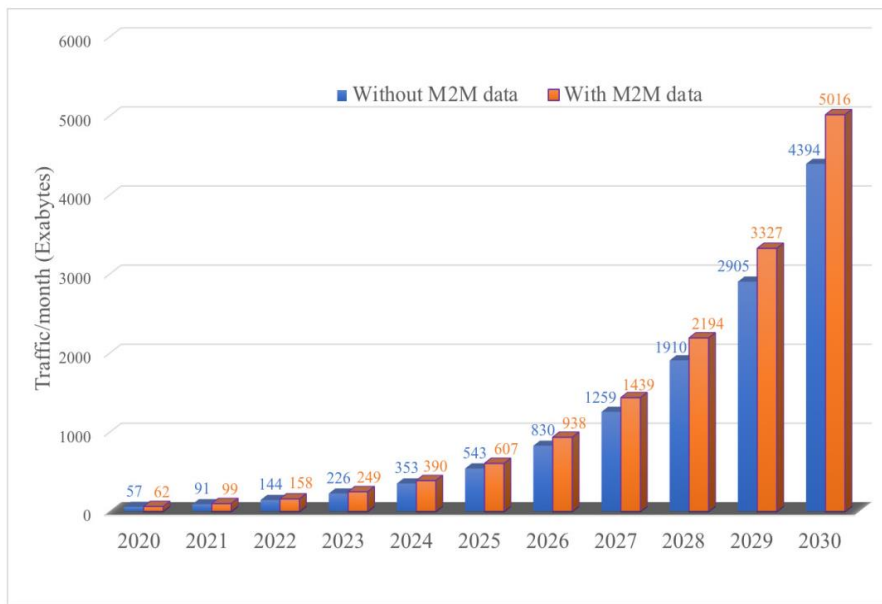
## POPIS OZNAKA I KRATICA

ADC	Analogno-digitalni pretvarač
ADSL	Asimetrična digitalna pretplatnička linija
AWGN	Bijeli Gaussov šum
BER	Učestalost pogrešnih bitova
BFP	Pojasno-propusni filter
BPSK	Binarna modulacija faze
CDF	Kumulativna funkcija distribucije
CDR	Konstantna učestalost detekcije
CFAR	Konstantna učestalost pogrešnog alarma
CLT	Centralni granični teorem
CP	Ciklički prefiks
CR	Kognitivni radio
CRN	Kognitivna radijska mreža
CSS	Kooperativno očitavanje spektra
CWSN	Kognitivan bežična radijska mreža
DAB	Digitalno audio emitiranje
DDT	Dinamički prag detekcije
DSA	Dinamička raspodjela spektra
DTMB	Digitalno zemaljsko multimedijско emitiranje
DVB-H/T	Digitalno video emitiranje – ručno/zemaljski
EBD	Detekcija temeljena na vlastitim vrijednostima
ED	Detekcije energije
EGC	Kombiniranje jednakog pojačanja
END	Detekcija temeljena na entropiji
FC	Centar fuzije
FDT	Fiksni prag detekcije
FESB	Fakultet elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje
FFT	Brza Fourierova transformacija
FSA	Fiksni pristup spektru
GFTD	Detekcija otkrivanja ispravnosti testa
IEEE	Institut inženjera elektrotehnike i elektronike
IFFT	Blok inverzne Fourierove transformacije

IoT	Tehnologija Interneta stvari
Li-Fi	Komunikaciji u vidljivom svjetlu
LTE -A	Napredna dugoročna evolucija
MA	Algoritam prilagodbe odašiljačke snage
MFD	Detekcija na bazi podešenog filtra
MIMO	Sustavi s više odašiljačkih i prijemnih antena
MRC	Kombiniranje maksimalnog omjera
NU	Nesigurnost snage šuma
OFDM	Ortogonalna modulacijska tehnika u frekvencijskoj domeni
OFDMA	Tehnika višestrukog pristupa s ortogonalnom raspodjelom podnosioca
PDF	Funkcija gustoće vjerojatnosti
PLC	Komunikaciji putem električne mreže
PU	Primarni korisnik
QPSK	Kvadraturna modulacija faze
RA	Algoritam prilagodbe-brzine
RF	Radiofrekvencijski spektar
ROC	Krivulja radnih karakteristika prijemnika
SDR	Programski definirani radio
SIMO	Sustavi s jednim ulazom i više izlaza
SISO	Sustavi s jednim ulazom i jednim izlazom
SL	Kvadrirani zakon
SLC	Kombinirani kvadrirani zakon prijemnih signala
SLS	Zakon kvadriranog odabira
SNR	Omjer snage signala i šuma
SS	Očitavanje/pretraživanje spektra
SU	Sekundarni korisnik
USRP	Univerzalni programski periferni radio uređaj
WBD	Detekcija temeljena na valnom obliku
WiMAX	Bežične pristupne tehnologije i mreže
WLAN	Bežična lokalna mreža

## 1. UVOD

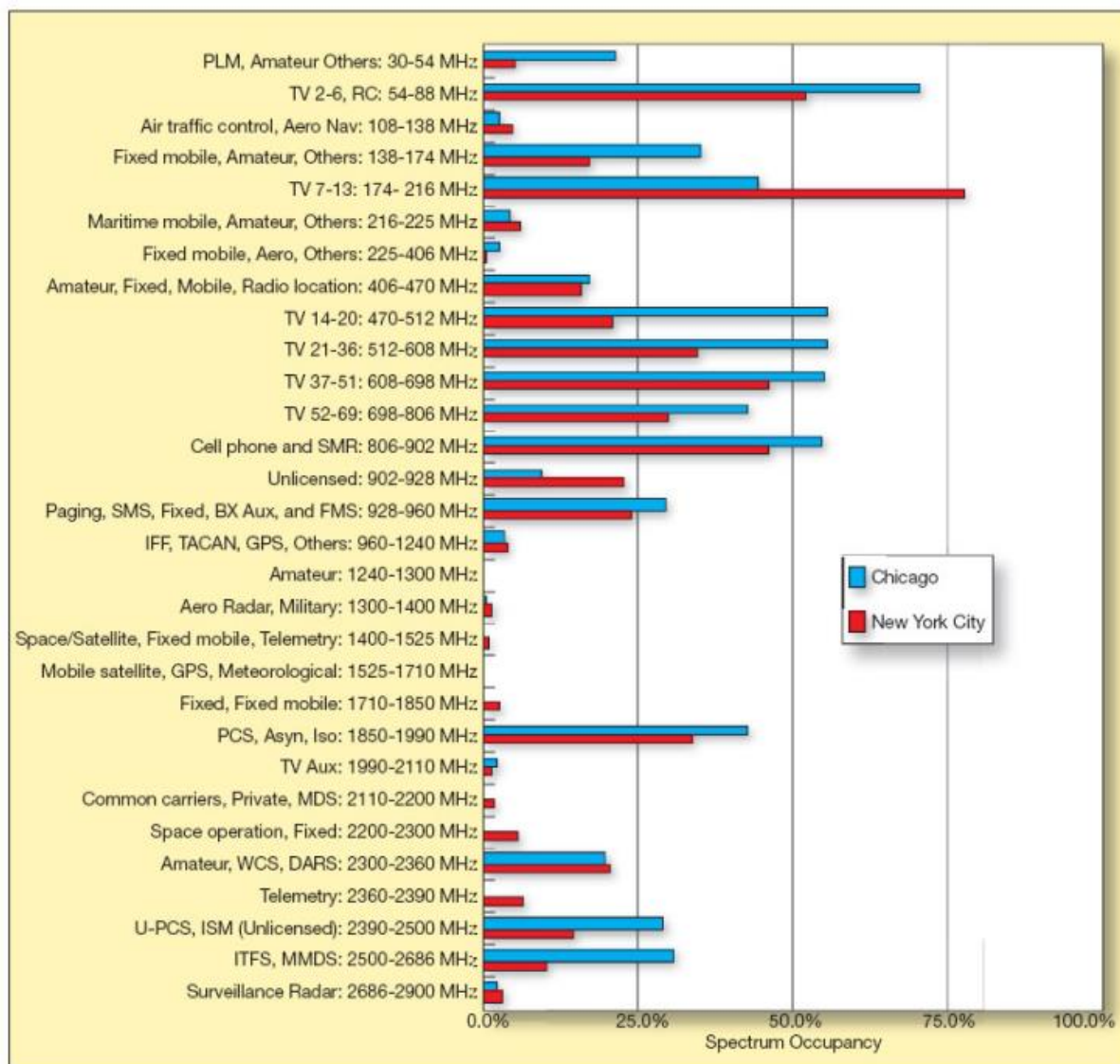
Zbog ubrzanog porasta broja bežičnih uređaja, eksponencijalnog porasta broja novih aplikacija i stalne potražnje za većim brzinama prijenosa podataka, radiofrekvencijski (engl. *Radio frequency* - RF) spektar postaje sve zagušeniji. Zagušenju spektra dodatno doprinosi sve veća potražnja za masovnim pristupom spektru, posebno za društvene i osobne aplikacije. Problem zagušenog spektra postaje još veći s implementacijom tehnologija pete generacije (5G) mobilnih mreža i tehnologije Interneta stvari (engl. *Internet of things* - IoT).



Slika 1.1. Prognoza globalnog mobilnog podatkovnog prometa prema ITU-u [1]

Također, u posljednjem desetljeću svjedočimo ubrzanom rastu globalnog mobilnog podatkovnog prometa. Međunarodna telekomunikacijska zajednica (eng. *The International Telecommunication Union* - ITU) predviđa da se trend eksponencijalnog porasta nastavlja do 2030. te da će ukupni mobilni podatkovni promet dosegnuti rast 5 zetabajta (ZB) mjesečno (slika 1.1.). Procjenjuje se da će ukupni mobilni podatkovni promet rasti godišnjom stopom od oko 55 % u razdoblju 2020. – 2030., kako bi dosegao 607 egzabajta (EB) 2025. i 5016 EB 2030. godine [1].

Za prijenos signala u bežičnim komunikacijskim sustavima potrebna su slobodna frekvencijska područja koja su zbog sve većeg korištenja bežičnih komunikacijskih tehnologija postala ograničen i tražen resurs. Raspodjela frekvencijskih resursa provodi se u skladu s postojećom regulativom pod nadzorom odgovarajućih regulatornih tijela. Najveći dio dostupnog frekvencijskog spektra je već dodijeljen postojećim bežičnim sustavima i postoji još mali dio



Slika 1.2. Zauzetost frekvencijskog spektra na mjeranim lokacijama [2]

spektra koji se može dodijeliti novim bežičnim aplikacijama. S druge strane, pokazalo se da se pojedini dijelovi spektra koriste samo u određeno vrijeme i na određenim lokacijama, ali da postoje i mnogi dijelovi spektra koji su djelomično zauzeti ili uglavnom neiskorišteni. Tako npr. dijelovi spektra koji koriste mobilni operatori dosežu maksimalno korištenje tijekom radnog vremena, dok su tijekom noći uglavnom neiskorišteni. Na slici 1.2. predstavljeni su rezultati mjerenja korištenja spektra u različitim frekvencijskim područjima u gusnoj urbanoj oblasti u gradovima New York i Chicago. Izvršena mjerenja na drugim lokacijama dala su slične rezultate. Naime, ukupna zauzetost frekvencijskog pojasa od 400 MHz – 3 GHz u sjevernom predgrađu Brna (Republika Češka) je 6,5 %, u istočnom predgrađu Pariza 10,7 %, a u gradu Parizu je 7,7 %. Također, utvrđeno je da je, iako su urbane gustoće naseljenosti u pojedinim regijama vrlo raznolike (milijunski grad u odnosu na predgrađe s 400 tisuća

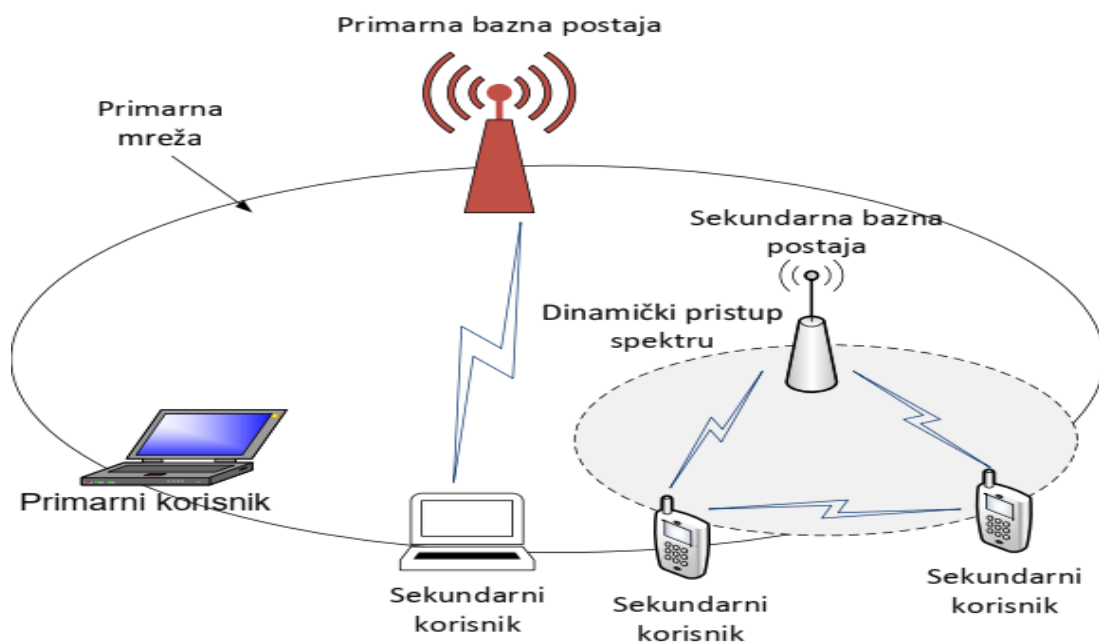


stanovnika), rezultirajuća globalna upotreba spektra za analizirani frekvencijski pojas vrlo slična [2].

Razlog koji je doveo do ovako neučinkovite raspodjele spektra jest dosadašnji način dodjele spektra. Naime, tradicionalni pristup raspodjele spektralnih resursa podrazumijeva dodjelu točno definiranog frekvencijskog pojasa i prijenosnih parametara, pri čemu se jedinstveni korisnik dodijeljenog frekvencijskog pojasa naziva licencirani korisnik tog spektra (engl. *licensed user*) ili primarni korisnik (engl. *Primary User* - PU). Ovakav pristup raspodjeli frekvencijskog pojasa i danas je zastupljen i naziva se fiksni pristup spektru (engl. *Fixed Spectrum Access* - FSA). U ovom pristupu samo licencirani korisnici imaju pravo korištenja dodijeljenog pojasa, a korisnici koji nemaju licencu za ovaj frekvencijski pojas ne smiju ga koristiti bez obzira na stanje zauzetosti promatranog frekvencijskog područja. Ovakav nefleksibilan i tradicionalan način pristupa spektru predstavlja znatno veći problem od samog fizičkog nedostatka slobodnih resursa, zbog čega je potrebno da se način upravljanja spektrom zamijeni fleksibilnijim regulatornim modelima koji bi omogućili dinamičku raspodjelu spektra (engl. *Dynamic Spectrum Access* - DSA) u skladu s potrebama korisnika.

Iako je osnovna zadaća kognitivne mreže detekcija raspoloživih dijelova frekvencijskog spektra, nelicencirani korisnik ne smije ni u kojem trenutku stvarati štetnu interferenciju licenciranom korisniku spektra. Dakle, ukoliko se u frekvencijskom spektru koji privremeno koristi kognitivni korisnik pojavi licencirani korisnik, kognitivni korisnik mora osloboditi taj dio spektra i prebaciti se na neki drugi dostupni dio spektra.

Detekcija slobodnih dijelova spektra koji se još nazivaju i spektralne praznine (engl. *Spectrum holes*), obavlja se primjenom različitih tehnika očitavanja spektra (engl. *Spectrum Sensing* - SS). Svaka tehnika na temelju različitih parametara vrši detekciju licenciranih korisnika. Metoda detekcije energije (engl. *Energy Detection* - ED) je najviše korištena metoda očitavanja raspoloživog frekvencijskog spektra jer detekciju temelji na procjeni energije primljenog signala. Glavne prednosti metode detekcije energije (ED) u usporedbi s drugim lokalnim metodama očitavanja spektra (SS) leže u niskoj računskoj složenosti, niskim troškovima primjene, jednostavnoj implementaciji i poluslijepom procesu očitavanja spektra, koji eliminira potrebu za prethodnim informacijama o signalu primarnog korisnika (PU). Navedene prednosti čine metodu detekcije energije (ED) obećavajućim kandidatom za primjenu u različitim aplikacijama i uređajima, posebno onima u kojima se rad temelji na ograničenom baterijskom napajanju kao što su senzori i mobilni uređaji. Zbog sve veće upotrebe mobilnih uređaja i senzora s više antena, ispitivanje učinkovitosti metode detekcije energije (ED) može



Slika 1.3. Koncept kognitivne radijske mreže

dati važne spoznaje u smislu njezine praktične primjene u takvim komunikacijskim okruženjima. To potiče dublje istraživanje izvedbi ove metode detekcije zauzetosti spektra u komunikacijskim sustavima s više antena.

Budući da je jedna od glavnih značajki kognitivnih radijskih mreža (engl. *Cognitive radio network* - CRN) mogućnost dinamičke prilagodbe okruženju propagacije signala, frekvencijsko multipleksiranje s ortogonalnim podnosiocima (engl. *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* - OFDM) zbog svoje fleksibilnosti i mogućnosti prilagodbe, smatra se ozbiljnim kandidatom za implementaciju u kognitivnim mrežama. OFDM omogućava poboljšanu spektralnu učinkovitost te otpornost na interferenciju i frekvencijski selektivno slabljenje signala.

### 1.1. Motivacija za istraživanje

Glavna motivacija za temu doktorske disertacije je pronalaženje rješenja za preciznije očitavanje/pretraživanje spektra (SS) u kognitivnim radijskim mrežama u cilju učinkovitijeg korištenja spektralnih resursa. Na slici 1.3. ilustriran je koncept kognitivne radijske mreže (CRN), gdje na istoj lokaciji i u istom frekvencijskom opsegu postoje i primarna (licencirana) i sekundarna (kognitivna, nelicencirana) mreža komunikacijskih uređaja. Osnovna ideja je učiniti pristup spektru fleksibilnijim, što bi praktično značilo da već dodijeljenim dijelovima frekvencijskog spektra mogu pristupati i nelicencirani (sekundarni) korisnici (SU), naravno

pod određenim ograničenjima. Dakle, osnovna zadaća kognitivnog radija je da omogući dinamički pristup spektru, a time i prilagodljivost radio sustava i to na način da se ukupne performanse prijenosa optimiziraju uz istovremeno povećanje iskoristivosti samog spektra.

Kao moguće rješenje istaknutog problema predlaže se poboljšana metoda osluškivanja spektra u OFDM sustavima temeljena na metodi detekcije energije (ED). Poboljšanje metode detekcije energije temeljit će se na razvoju novog algoritma za određivanje vjerojatnosti detekcije zauzetosti RF (engl. *Radio frequency* - RF) spektra od strane primarnog korisnika pod utjecajem različitih parametara prijenosa. Na proces detekcije signala može utjecati snaga odašiljanja primarnog korisnika, broj uzoraka s kojim se vrši postupak detekcije signala, vrijednosti omjera snage signala i šuma (engl. *Signal-to-Noise Ratio* - SNR) na mjestu detekcije signala (kognitivnog korisnika) te iznos fluktuacije snage šuma (engl. *Noise uncertainty* - NU) i razine prilagodljivosti dinamičkog praga detekcije (engl. *Dynamic detected threshold* - DDT) na strani sekundarnog korisnika. Također, na poboljšanje procesa pretraživanja spektra posebno utječu konfiguracija sustava s više antena (engl. *Multiple Input Multiple Output* - MIMO), jer potencijalno mogu omogućiti uspješniji proces detekcije energije, što u konačnici može rezultirati boljom iskoristivošću raspoloživog RF spektra.

Daljnja motivacija za istraživanje metode detekcije energije temelji se na masovnom iskorištavanju uređaja s baterijskim napajanjem i uređaja male snage u tehnologiji Interneta stvari (IoT) s ciljem učinkovitijeg korištenja spektralnih resursa. Masovna praktična implementacija IoT koncepta je podržana implementacijom mobilnih mreža pete generacije (5G) i nadolazeće šeste generacije (6G). Da bi se omogućilo IoT uređajima male snage da iskoriste koncept kognitivnog radija (engl. *Cognitive radio* - CR), praktična implementacija jednostavnih tehnika očitavanja raspoloživosti spektra (SS) niske složenosti kao što je metoda detekcije energije (ED) temeljena na nisko složenim višeantenskim tehnikama, bit će u budućim primjenama od posebnog interesa. Implementacija ovih tehnika očitavanja raspoloživosti frekvencijskog spektra (SS) ne zahtijeva složenu obradu ili značajno pražnjenje baterije uređaja, što čini metodu detekcije energije temeljenu na višeatenskim tehnikama (MIMO) obećavajućim kandidatom za masovnu implementaciju u budućim IoT uređajima. Stoga je procjena performansi metode detekcije energije (ED) prilagođena višeantenskim sustavima u različitim radnim okruženjima na koje utječe nesigurnost snage šuma (NU) i koja se izvodi s prilagodbama praga detekcije (DT), od velike važnosti za moguću buduću realizaciju takvog koncepta očitavanja spektra (SS) u IoT mrežama.

## 1.2. Hipoteza

Analizom dostupne literature utvrđene su različite metode očitavanja raspoloživog frekvencijskog spektra. One se međusobno razlikuju po načinu detekcije signala primarnog korisnika kao i po količini ulaznih parametara koje zahtijevaju prilikom procesa detekcije. Također, detaljnom analizom dostupne literature može se uočiti potreba za dodatnim istraživanjima u svrhu iznalaženja učinkovitijih rješenja u pogledu očitavanja raspoloživog frekvencijskog spektra. Posebice se mogu istaknuti tri glavne hipoteze koje je potrebno ispitati provođenjem istraživanja.

Prva hipoteza proizlazi iz pretpostavke da postoji potreba za dodatnim istraživanjem raspoloživosti radio-frekvencijskog spektra kada se primjenjuje metoda detekcije energije u OFDM sustavima s jednim ulazom i jednim izlazom (engl. *Single-input single-output* – SISO). Potrebno je istražiti utjecaj različitih prijenosnih parametara na proces detekcije energije primarnog korisnika u SISO-OFDM sustavima s prilagodbom brzine prijenosa (engl. *rate-adaptive* - RA), prilagodbom prijenosne snage (engl. *margin adaptive* - MA) i sustavima sa kombiniranom prilagodbom brzine prijenosa i prijenosne snage (RA-MA), u svrhu konfiguriranja sustava koji bi rezultirao optimalnom pouzdanošću detekcije raspoloživosti RF spektra.

Druga hipoteza proizlazi iz pretpostavke da je osluškivanje raspoloživosti RF spektra metodom detekcije energije u MIMO-OFDM sustavima nedovoljno istraženo. Postoji potreba za razvojem nove metode detekcije energije s pripadajućim matematičkim modelom, čija primjenivost treba biti ispitana razvojem simulacijskog algoritma koji treba omogućiti provođenje analize pouzdanosti detekcije raspoloživosti RF spektra u slučaju MIMO odašiljanja.

Treća hipoteza proizlazi iz pretpostavke da postoji značajan utjecaj fluktuacije snage šuma i prilagodbe dinamičkog praga detekcije u postupku detekcije na vjerojatnost detekcije signala primarnog korisnika (PU) u kognitivnim radijskim mrežama (CRN). Potrebno je istražiti utjecaj fluktuacije šuma i prilagodbe dinamičkog praga detekcije na vjerojatnost detekcije signala, kod primjene nove metode osluškivanja spektra temeljene na detekciji energije u MIMO-OFDM sustavima s prilagodbom brzine prijenosa (RA), prilagodbom snage odašiljanja (MA) i kombiniranim (RA-MA) sustavima te u simetričnim i asimetričnim MIMO sustavima.

Stoga se očekivani znanstveni doprinos doktorske radnje temelji na razvoju nove metode opažanja raspoloživosti RF spektra primjenom detekcije energije i tehnike kombiniranja kvadriranog prijemnog signala u bežičnim komunikacijskim OFDM sustavima s više ulaza i više izlaza (MIMO) na strani primarnog i sekundarnog korisnika.

Također, znanstveni doprinos se ogleda u izradi novog algoritma za računalnu simulaciju predložene metode opažanja raspoloživosti RF spektra, provedena temeljem izvedenog matematičkog modela koji omogućava procjenu točnosti predložene metode opažanja u ovisnosti o utjecajnim parametrima u MIMO-OFDM komunikacijskim sustavima.

Nadalje, modeliran je utjecaj fluktuacije šuma i prilagodbe dinamičkog praga detekcije na učinkovitost i pouzdanost opažanja raspoloživosti RF spektra u ovisnosti o utjecajnim parametrima u MIMO-OFDM komunikacijskim sustavima. Ovo posebice uključuje različite: vrste OFDM modulacije, vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a) na mjestu sekundarnog korisnika, vjerojatnosti pogrešnog alarma, brojeve primopredajnih (engl. transceiver – Tx/Rx) krugova na strani primarnog i sekundarnog korisnika, snage odašiljanja primarnog korisnika kao i brojeve uzoraka signala korištenih u procesu detekcije.

### **1.3. Popis objavljenih radova na kojima se temelji znanstveni doprinos rada**

1. Ramljak Ivana, Begušić Dinko, Lorincz Josip, “Operational Characteristics of Square-Law Combining Energy Detector in MIMO-OFDM Cognitive Radio Systems“, *Applied Sciences*, Volume (Issue): 12 (9), 2022, pp.: 1-23
2. Lorincz Josip, Ramljak Ivana, Begušić Dinko, “Analysis of the Impact of Detection Threshold Adjustments and Noise Uncertainty on Energy Detection Performance in MIMO-OFDM Cognitive Radio Systems“, *Sensors*, Volume (Issue): 2022 (2), 2022, pp.: 1-29
3. Lorincz Josip, Ramljak Ivana, Begušić Dinko, „Performance Analyses of Energy Detection Based on Square-Law Combining in MIMO-OFDM Cognitive Radio Networks“, *Sensors 2021* (22), 2021, p.p.: 1-28
4. Lorincz Josip, Ramljak Ivana, Begušić Dinko, „Algorithm for Evaluating Energy Detection Spectrum Sensing Performance of Cognitive Radio MIMO-OFDM Systems“, *Sensors*, Volume (Issue): 2021 (20), 2021, p.p.: 1-22

5. Lorincz Josip, Ramljak Ivana, Begusic Dinko, „A Survey on the Energy Detection of OFDM Signals with Dynamic Threshold Adaptation: Open Issues and Future Challenges“, *Sensors*, Volume (Issue): 2021 (9), 2021, p.p.:1-41
6. Ramljak I.; Lorincz J.; Begusic D.; „*Energy Detection in MIMO Cognitive Radio Networks*“, The 28th International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM 2020) PhD Forum Book of Abstracts, 2020., p.p.: 6-7
7. Josip Lorincz, Ivana Ramljak, Dinko Begušić, „*A review of the noise uncertainty impact on energy detection with different OFDM system designs*“, *Computer Communications*, Volume (issue): 148 (2019), 2019, p.p.: 185–207
8. Lorincz J.; Begusic D.; Ramljak I.; “Misdetetection probability analyses of OFDM signals in energy detection cognitive radio systems” In Proceedings of the 2018 26th International Conference on Software, Telecomm. and Computer Networks (SoftCOM2018), 2018, pp. 13–15.

#### **1.4. Pregled organizacije disertacije**

U drugom poglavlju doktorskog rada predstavljen je koncept kognitivnih radijskih mreža s opisom glavnih funkcija kognitivnog radija. Budući da je očitavanje raspoloživog RF spektra jedna od glavnih funkcija kognitivnog radija, predstavljene su kooperativne i nekooperativne metode očitavanja spektra te je opisan utjecaj nesigurnosti snage šuma na detekciju signala primarnog korisnika. Također, u drugom poglavlju predstavljena je detekcija signala koristeći fiksni i dinamički prag detekcije (*engl. dynamic detection threshold - DDT*) u procesu detekcije energije signala, kao i utjecaj sustava s više antena i RF primopredajnih krugova na detekciju signala primarnog korisnika. Nadalje, u 2. poglavlju je dan pregled dosadašnjih istraživanja iz područja očitavanja raspoloživosti RF spektra u sustavima s jednim ulaznim i izlaznim (*engl. single-input single-output – SISO*) primopredajnim krugom i više ulaznih i izlaznih (*engl. multiple-input multiple-output – MIMO*) primopredajnih krugova. Predstavljene su metode očitavanja raspoloživosti RF spektra i usporedba glavnih parametara izvedbe procesa očitavanja spektra (*engl. spectrum sensing - SS*) između metode detekcije energije (*engl. energy detection - ED*) signala i drugih relevantnih nekooperativnih lokalnih metoda očitavanja spektra. Kroz referenciranje relevantne literature, opisani su dosadašnji načini detekcije signala primarnog korisnika u SISO i MIMO sustavima u slučajevima kada na proces detekcije utječe pojedinačno nesigurnost (varijacija) snage šuma, fiksni i dinamički prag detekcije te zajedno prag detekcije i nesigurnost snage šuma.

U trećem poglavlju doktorskog rada opisan je koncept prijenosa signala primjenom metode ortogonalnog frekvencijskog multipleksiranja (*engl. orthogonal frequency-division multiplexing* – OFDM), njegove glavne karakteristike te načini prijenosa i prijema OFDM signala. Predstavljen je dizajn rada komunikacijskih sustava koji primjenjuju OFDM kroz tri algoritma (načina) prijenosa signala koji uključuju algoritam prilagodbe snage odašiljanja (*engl. margin adaptive* - MA), algoritam prilagodbe brzine prijenosa (*engl. rate adaptive* - RA) te kombinirani algoritam prilagodbe odašiljačke snage i brzine prijenosa (MA-RA). Također, predstavljene su tehnologije koje koriste OFDM i OFDMA (*engl. orthogonal frequency-division multiplexing access*) koncept prijenosa podataka te najčešće korištene modulacijske tehnike. Nadalje, u poglavlju 3 predstavljena je metoda detekcije energije (ED) signala primarnog korisnika na lokaciji sekundarnog korisnika, s pripadajućim matematičkim modelom i radnim karakteristikama prijemnika. Detaljno je opisan proces detekcije signala primarnog korisnika koristeći metode detekcije energije (ED). Kako bi se provela procjena pouzdanost očitavanja raspoloživosti RF spektra metodom detekcije energije (ED), u 3. poglavlju je dodatno predstavljena najčešće korištena metrika koja uključuje vjerojatnost detekcije signala (*engl. probability of detection*) i vjerojatnost pogrešnog alarma (*engl. probability of false alarm*). Na kraju 3. poglavlja predstavljene su dvije metrike koje su opisane pomoću krivulje radnih karakteristika prijemnika (*engl. receiver operating characteristic* - ROC).

U četvrtom poglavlju doktorskog rada opisan je proces očitavanja raspoloživog frekvencijskog spektra primjenom metode detekcije energije (ED) u SISO-OFDM sustavima. Prikazane su matematičke relacije koje opisuju proces vjerojatnosti detekcije signala primarnog korisnika i vjerojatnosti pogrešnog alarma u SISO-OFDM sustavima. Analiziran je pojedinačni utjecaj praga detekcije (*engl. detection threshold* - DT) i nesigurnosti (varijaciju) snage šuma (*engl. noise uncertainty* - NU) na detekciju raspoloživog RF spektra. Također je predstavljen proces detekcije energije realiziran pomoću dinamičkog praga detekcije (DDT) u okruženjima gdje postoji nesigurnost snage šuma (NU) te je dan pregled osnovnih značajki programskog paketa Matlab koji je korišten u provedenim simulacijama rada sustava za detekciju raspoloživosti RF spektra metodom detekcije energije signala. Proces očitavanja RF spektra metodom detekcije energije (ED) u višeantenskim (MIMO) OFDM sustavima primjenom tehnike kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (*engl. Square-Law Combining* - SLC) je također predstavljen u četvrtom poglavlju doktorskog rada. Dodatno su predstavljene i matematičke relacije koje opisuju vjerojatnost detekcije primarnog korisnika i vjerojatnost pogrešnog alarma u MIMO

sustavima. U završnom djelu 4. poglavlja opisan je pojedinačni utjecaj praga detekcije (DT) i nesigurnosti snage šuma (NU) na detekciju signala u MIMO-OFDM sustavima te je opisana procjena pouzdanosti procesa detekcije energije (ED) izvedene s dinamičkim pragom detekcije (DDT) i utjecajem nesigurnosti snage šuma (NU).

U petom poglavlju doktorskog rada predstavljen je u istraživanju korišteni univerzalni programski periferni radijski uređaj (engl. *Universal Software Radio Peripheral* - USRP). Detaljno je opisana arhitektura, putevi odašiljanja i prijema signala, RF podređena matična ploča USRP uređaja, pogonski program (engl. *firmware*) i FPGA (engl. *field programmable gate arrays*) slika te univerzalni hardverski upravljački program (UHD) univerzalnog programskog perifernog radio (engl. *universal software radio peripheral* - USRP) uređaja. Također je u 5. poglavlju rada opisan i eksperimentalni dio provedenih istraživačkih aktivnosti. Eksperimentalni dio se odnosi na predstavljanje i primjenu algoritma skeniranja RF spektra za aktivne frekvencije u lokalnom području kao i testiranje raspoloživosti RF spektra primjenom programski definiranog radija (engl. *Software-defined radio* - SDR) metodom detekcije energije signala (ED) primarnog korisnika. Rezultati rada skeniranja raspoloživosti spektra u smislu otkrivanja neiskorištenih dijelova određenog RF spektra su predstavljeni u zadnjem dijelu 5. poglavlju rada.

U šestom poglavlju doktorskog rada predstavljeni su algoritmi za očitavanje raspoloživog frekvencijskog spektra primjenom metode detekcije energije (ED) u SISO sustavima te su objašnjeni dobiveni rezultati koji se odnose na pouzdanost očitavanja raspoloživog RF spektra za SISO komunikacijske sustave. U prvom dijelu 6. poglavlja predstavljen je proces prijenosa OFDM signala kao i algoritmi procesa detekcije OFDM signala s i bez utjecaja nesigurnosti (varijacije) snage šuma, dinamičkog praga detekcije signala te oba parametra zajedno na mjestu sekundarnog korisnika, u obliku radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulja). Također je opisan i utjecaj međuovisnosti omjera snage signala i šuma (engl. *signal-to-noise ratio* - SNR) i vjerojatnosti detekcije signala primarnog korisnika u procesu detekcije energije na mjestu sekundarnog korisnika. Dodatno su predstavljeni u 6. poglavlju i razvijeni pseudokodovi algoritama za detekciju signala u SISO-OFDM sustavima, čiji rad je testiran primjenom računalnih simulacija. U zadnjem dijelu 6. poglavlja dan je opis dobivenih rezultata testiranja koji detaljno analizira utjecaj nesigurnosti snage šuma, prilagodbe praga detekcije, različitih razina omjera snage signala i šuma (SNR), broja uzoraka korištenih u postupku detekcije signala, snage odašiljanja primarnog korisnika i vjerojatnosti pogrešnog alarma, na proces detekcije signala primarnog korisnika na mjestu sekundarnog korisnika.



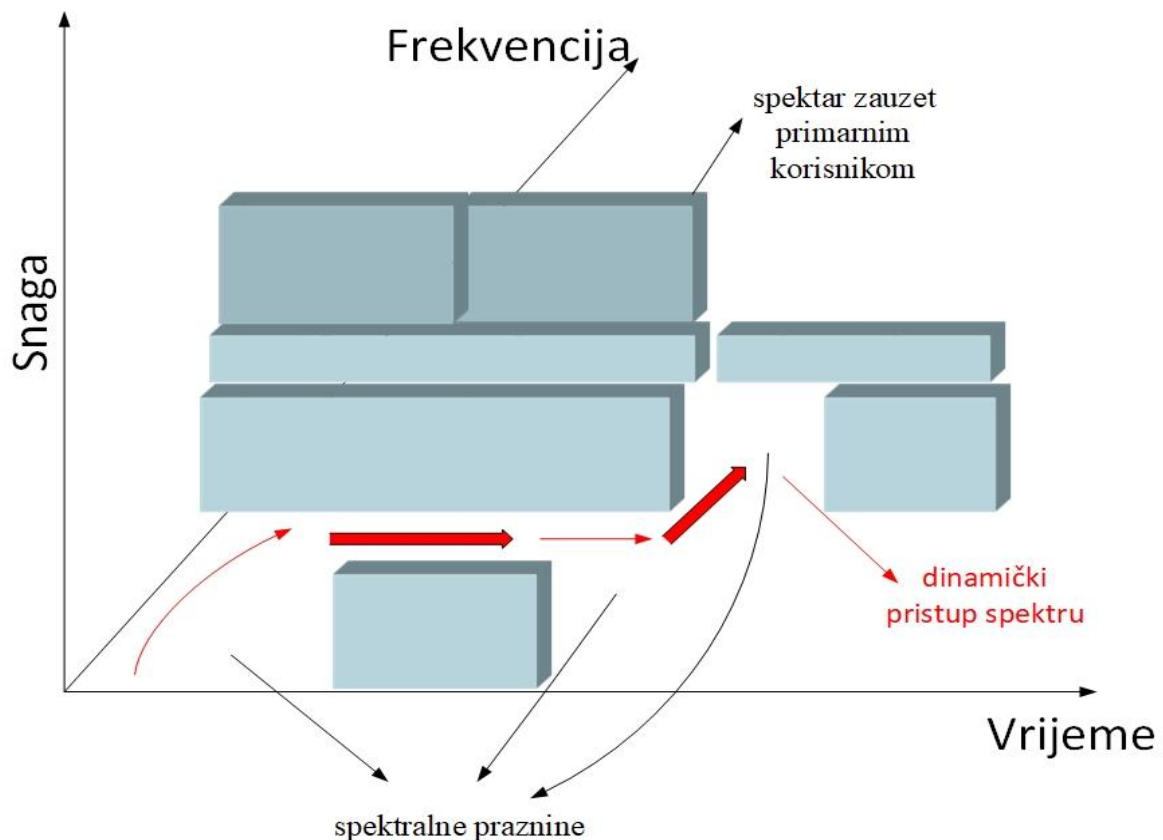
Algoritmi za provođenje detekcije energije (ED) signala u MIMO-OFDM sustavima s pripadajućim rezultatima provedenih računalnih simulacija detekcije energije (ED) primarnog korisnika su predstavljeni u sedmom poglavlju doktorskog rada. U prvom dijelu 7. poglavlja opisan je predloženi algoritam generiranja i prijema MIMO-OFDM signala te algoritmi detekcije energije signala primarnog korisnika temeljeni na tehnici kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (*engl. squire law combining* - SLC). Također su u 7. poglavlju opisani razvijeni pseudokodovi algoritama koji omogućuju analizu pouzdanosti procesa detekcije energije signala primarnog korisnika kroz prikaz međuovisnosti omjera snage signala i šuma (SNR) o vjerojatnosti detekcije signala i međuovisnosti vjerojatnosti detekcije signala primarnog korisnika o vjerojatnosti pogrešnog alarma. Također su u 7. poglavlju prikazani rezultati simulacije koji opisuju utjecaj SISO i MIMO prijenosa na pouzdanost detekcije energije signala primarnog korisnika. U zadnjem dijelu 7. poglavlja opisani su rezultati istraživanja koji se odnose na utjecaj broja uzoraka, različitih modulacija, snage odašiljanja primarnog korisnika, broja primopredajnih krugova primarnog i sekundarnog korisnika, vjerojatnosti pogrešnog alarma, vjerojatnosti omjera snage signala i šuma (SNR) te utjecaj različitih razina prilagodbe praga detekcije i nesigurnosti snage šuma na učinkovitost procesa detekcije energije.

Zaključak doktorskog rada s naglašenim znanstvenim doprinosima je predstavljen u završnom osmom poglavlju doktorskog rada.

## 2. KOGNITIVNE RADIJSKE MREŽE

### 2.1. Kognitivne radijske mreže i očitavanje raspoloživog frekvencijskog spektra

Kognitivne radijske mreže (CRN) predstavljaju rješenje za povećanje učinkovitosti i pouzdanosti korištenja spektralnih resursa. Osnovna ideja kognitivnih mreža je da nelicencirani, kognitivni ili sekundarni korisnik (engl. *Secondary User* - SU) može koristiti dio spektra koji je dodijeljen licenciranom ili primarnom korisniku (engl. *Primary User* - PU) sve dok ne stvara štetnu interferenciju licenciranom korisniku. Stoga, jedna od osnovnih zadaća kognitivnih radijskih mreža je očitavanje/pretraživanje spektra (SS) u cilju pronalaska slobodnih/raspoloživih dijelova frekvencijskog spektra, kojima bi mogli pristupiti kognitivni korisnici. Na slici 2.1. su ilustrirani slobodni dijelovi frekvencijskog spektra.



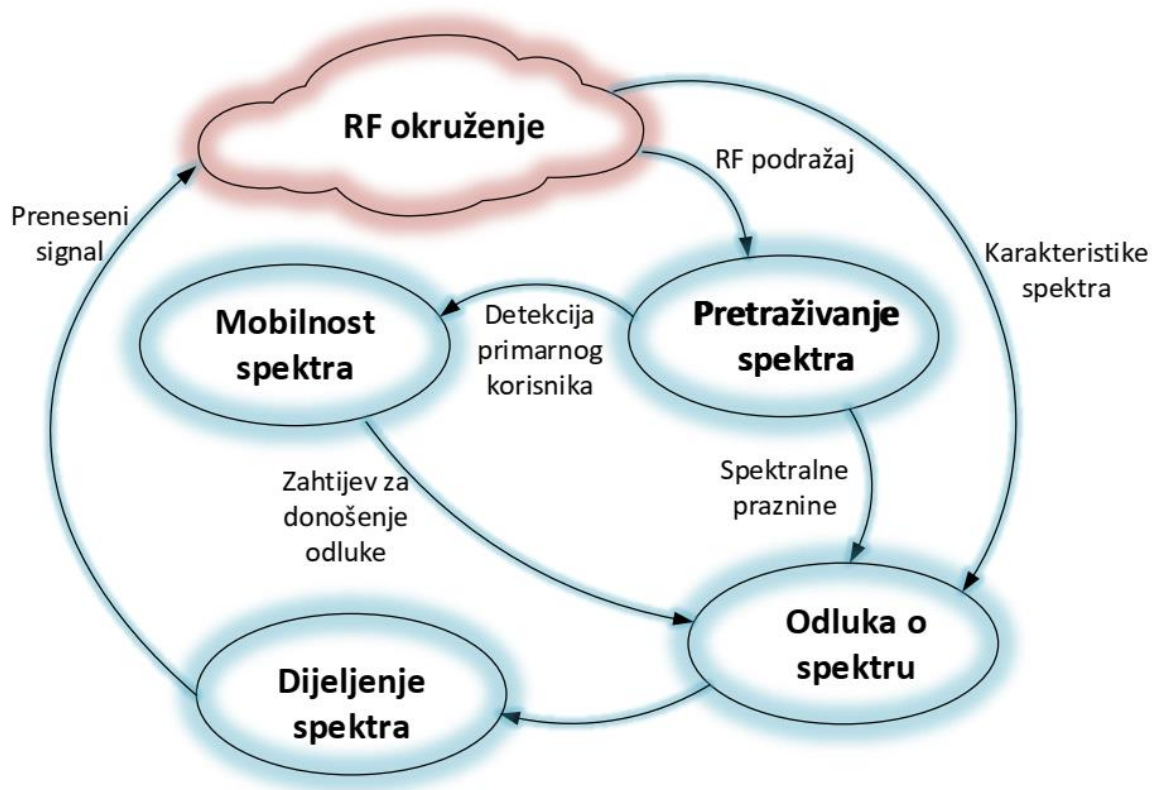
Slika 2.1. Spektralne praznine

Osnovne karakteristike kognitivnih radijskih mreža su kognitivnost i rekonfigurabilnost. Kognitivnost predstavlja svojstvo kognitivnih radijskih mreža (CRN) da samostalno donosi odluke. Kroz interakciju s okruženjem u realnom vremenu pronalaze se dijelovi spektra koji su u određenom trenutku i na nekoj lokaciji slobodni. Bira se najbolji dio slobodnog spektra,

privremeno se koristi, dijeli s ostalim sekundarnim korisnicima, a da se pritom ne stvara štetna interferencija primarnim korisnicima. Rekonfigurabilnost predstavlja sposobnost podešavanja radnih parametara za prijenos podataka bez modifikacija postojećeg sklopovlja. Ova značajka omogućava prilagođavanje promjenama i dinamici radiookruženja [3] – [5].

### 2.1.1. Funkcije kognitivnog radija

Proces upravljanja spektrom (engl. *Spectrum Management*) u kognitivnim mrežama sastoji se od četiri koraka: očitavanje spektra, odluke o spektru (engl. *Spectrum decision*), dijeljenja spektra (engl. *Spectrum Sharing*) i mobilnosti spektra (engl. *Spectrum Mobility*). Proces upravljanja spektrom je ilustriran na slici 2.2.



Slika 2.2. Funkcije kognitivnog radija

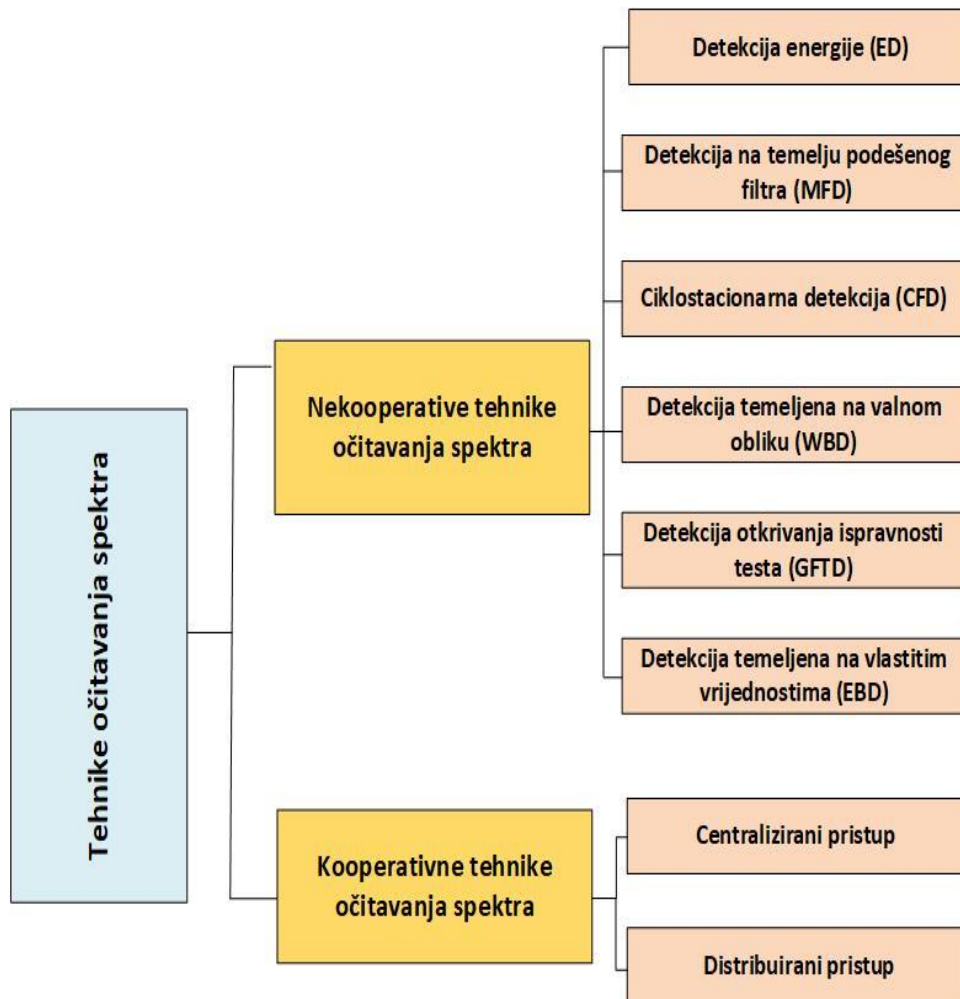
Proces očitavanja spektra (SS) predstavlja prvu i najvažnija funkcija kognitivnog radija čiji je cilj detekcija slobodnih dijelova spektra (spektralnih praznina, slika 2.1.) kako bi mu mogli pristupiti kognitivni korisnici. Odluka o spektru je sljedeći korak kojem je cilj izbor najboljeg slobodnog dijela spektra od svih trenutno raspoloživih u očitanoj spektru. Odluka o spektru vrši se na početku transmisije, kada se naruši kvaliteta tekuće transmisije i kada se pojavi

primarni korisnik. Na odluku o spektru utječu karakteristike kanala, aktivnosti primarnih korisnika i drugih sekundarnih korisnika. Budući da više sekundarnih korisnika može biti zainteresirano za isti slobodni dio spektra, cilj odluke o spektru je koordinacija pristupa spektru različitih kognitivnih korisnika. Kognitivni korisnici su „gosti” u licenciranim dijelovima spektra. Ukoliko se tijekom transmisije sekundarnog korisnika pojavi primarni korisnik, sekundarni korisnik mora napustiti (osloboditi) taj dio spektra i prijeći na neki drugi, raspoloživi u tom trenutku. Prema arhitekturi kognitivnih radijskih mreža (CRN), dijeljenje spektra može biti centralizirano ili distribuirano. Kod centraliziranog dijeljenja spektra centralni element u mreži donosi odluku o pristupu spektru za sve sekundarne korisnike. Kod distribuiranog dijeljenja spektra, sekundarni korisnik može samostalno donijeti odluku o pristupu spektru. Mobilnost spektra je posljednji korak upravljanja spektrom u kognitivnim radijskim mrežama (CRN). Javlja se svaki put kada se u tijeku zauzetosti spektra sekundarnim korisnikom detektira prisustvo primarnog korisnika, kada dođe do prekida kognitivne veze i kada trenutno korišteni kanal prestane zadovoljavati zahtijevanu kvalitetu veze (engl. *Quality of Service* - QoS) sekundarnog terminala [6] – [8].

### **2.1.2. Metode očitavanja spektra u kognitivnim radijskim mrežama**

Proces očitavanja raspoloživog frekvencijskog spektra je osnovni proces kognitivnih radijskih mreža za pronalaženje neiskorištenog spektra. Kognitivni korisnik periodički očitava spektar da bi utvrdio postoji li aktivnost primarnog korisnika i odredio frekvencijski pojas koji je slobodan za prijenos signala. Kada detektira slobodan frekvencijski pojas, kognitivni korisnik konfigurira parametre prijena tako da omogući prijenos signala u slobodnom frekvencijskom području. Tijekom prijena signala sekundarni korisnik provodi monitoring spektra i, kada primarni korisnik postane aktivan, detektira njegovo prisustvo i prestaje s emitiranjem svog signala u datom frekvencijskom području. Tehnike očitavanja spektra zahtijevaju kompromis između zaštite primarnih korisnika i ostvarenih kapaciteta sekundarnih korisnika [9] – [12].

Tehnike očitavanja spektra [7] mogu biti koherentne ili nekoherentne, te kooperativne ili nekooperativne (slika 2.3.). Koherentne metode zahtijevaju stjecanje znanja o primarnom korisniku (PU) da bi provele očitavanje frekvencijskog spektra, dok je detekcija signala kod nekoherentnih metoda izvedena bez prethodnih saznanja o primarnom korisniku. Neoperativna detekcija licenciranog korisnika temelji se na lokalnom opažanju spektra, dok se kooperativna detekcija odnosi na više kognitivnih korisnika koji međusobno dijele informacije o prisutnosti primarnog korisnika, nakon čega se kooperativno odlučuje je li u određenom području detektirana aktivnost primarnog korisnika.

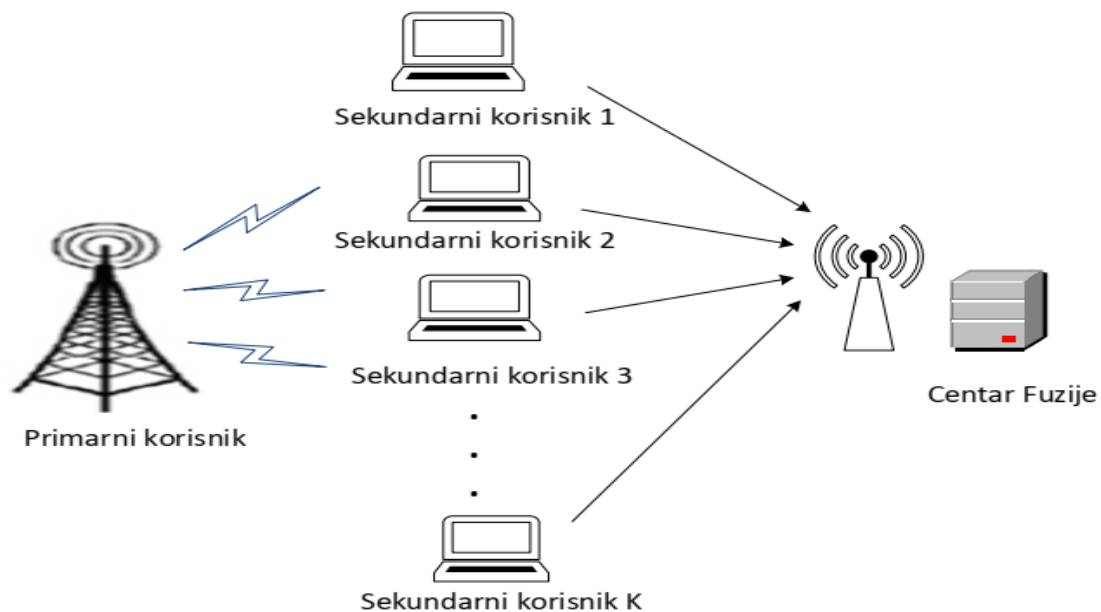


Slika 2.3. Tehnike očitavanja spektra

### 2.1.2.1. Kooperativno očitavanje raspoloživog frekvencijskog pojasa

Različite pojave u komunikacijskom kanalu, kao što su višestazno slabljenje signala (engl. *multipath fading*), zaklanjanje signala (engl. *shadowing*) ili nedovoljna osjetljivost prijemnika mogu dovesti do pogrešnih odluka sekundarnih korisnika (SU) u postupku detekcije signala primarnog korisnika (PU). Npr. ukoliko je položaj prijemnika sekundarnog korisnika (SU) zaklonjen (engl. *shadowing*) u odnosu na poziciju primarnog korisnika (PU), a signal primarnog korisnika slab (ima nisku vrijednost SNR-a), metode očitavanja spektra ne mogu na ispravan način izvršiti proces detekcije signala. Na taj način sekundarni korisnik (SU) pogrešno donosi odluku da nema primarne transmisije (da primarni korisnik (PU) ne emitira signal) te počinje s emitiranjem svog signala (SU), što dovodi do interferencije u odnosu na primarnog korisnika. Navedeni slučaj je čest u zatvorenim prostorima i urbanim sredinama. Proces očitavanja raspoloživog frekvencijskog pojasa, tj. detekcije signala primarnog korisnika (PU) može se poboljšati ako postoji međusobna suradnja između kognitivnih korisnika.

Kooperativno očitavanje spektra može se implementirati u kognitivnim radijskim mrežama (CRN) na centralizirani ili distribuirani način. Koncept kooperativnog pretraživanja spektra je prikazan na slici 2.4. [6] – [8].



Slika 2.4. Kooperativno očitavanje spektra

Osnovna karakteristika centraliziranog kooperativnog očitavanja spektra je postojanje centra fuzije (engl. *fusion centar* - FC) kao središnjeg elementa u kognitivnoj mreži koji upravlja i kontrolira kooperacijom između kognitivnih korisnika. Centralizirano kooperativno očitavanje spektra provodi se kroz tri koraka. U prvom koraku centar fuzije odabire kanal ili frekvencijski opseg i šalje instrukcije svim kognitivnim korisnicima, koji sudjeluju u kooperaciji, da vrše lokalna mjerenja i lokalno očitavanje spektra nekom od nekooperativnih metoda. U drugom koraku svi kognitivni korisnici koji sudjeluju u kooperaciji, nakon izvršenih lokalnih mjerenja i lokalnog očitavanja spektra, šalju svoje rezultate u centar fuzije preko posebnog kontrolnog kanala. U trećem koraku, centar fuzije kombinira sve pristigle rezultate od svih kognitivnih korisnika te donosi konačnu odluku o stanju zauzetosti ispitanog frekvencijskog pojasa. Konačna odluka šalje se natrag svim korisnicima koji su sudjelovali u kooperativnom očitavanju spektra.

Za razliku od centraliziranog, distribuirano kooperativno očitavanje spektra nema centar fuzije (FC) koji bi koordinirao cijelim postupkom očitavanja spektra. U ovom slučaju kognitivni korisnici međusobno komuniciraju, razmjenjuju rezultate lokalnih mjerenja, a zatim donose konačnu odluku o zauzetosti ispitanog dijela spektra. Distribuirana detekcija je lakša za implementaciju i ne zahtijeva infrastrukturu, dok je centralizirana detekcija pouzdanija i može

učinkovito ublažiti učinke zaklanjanja signala i višestaznog slabljenja signala [6] – [8], [13] – [14].

### 2.1.2.2. Nekooperativno očitavanje raspoloživog frekvencijskog pojasa

Sekundarni korisnik u procesu očitavanja spektra oslanja se na lokalna mjerenja na temelju kojih donosi zaključke o postojanju primarnih korisnika. Kod nekooperativnih metoda ne postoji međusobno nikakva suradnja između sekundarnih korisnika. Sekundarni korisnici sami analiziraju spektar i donose odluku postoje li u promatranom dijelu spektra primarni korisnici. Svoje spoznaje o zauzetosti spektra sekundarni korisnici ne prosljeđuju drugim korisnicima nego ih koriste samo za sebe. Posljedično nije moguće u potpunosti izbjeći štetne smetnje sekundarnih korisnika spram primarnih korisnika. Najpoznatije nekooperativne metode pretraživanja raspoloživog frekvencijskog opsega su: detekcija na temelju podešenog filtra (engl. *Matched Filter Detection* - MFD), detekcija energije, detekcija temeljena na entropiji (engl. *Entropy detection method* - END), detekcija temeljena na valnom obliku (engl. *Waveform based detection* - WBD), detekcija otkrivanja ispravnosti testa (engl. *Goodness of fit test detection* - GFTD) i detekcija temeljena na ravnopravnim vrijednostima (engl. *Eigenvalue based detection* - EBD). Pregled tehnika očitavanja raspoloživog frekvencijskog spektra predstavljen je u radovima [15] – [18] i prikazan na slici 2.3., a njihova usporedba s metodom detekcije energije je dana u poglavlju 3.1..

Od svih prethodno navedenih metoda, metoda detekcije energije (ED) ima najmanju računalnu složenost i jednostavna je za implementaciju. Detekcije energije, kao nekooperativna i nekoherentna metoda, ne zahtijeva informaciju o signalu primarnog korisnika te je najšire rasprostranjena metoda očitavanja spektra u kognitivnim mrežama [3], [19].

Proces očitavanja spektra metodom detekcije energije (ED) uključuje procjenu energije primljenog signala na mjestu prijemnika (sekundarnog korisnika) i usporedbu procijenjene energije s postavljenim pragom detekcije (engl. *detection threshold* - DT) sa ciljem da se potvrdi prisutnost ili odsutnost signala licenciranog korisnika [20] – [21]. Zbog navedenih karakteristika, metoda detekcije energije bit će korištena za analizu raspoloživosti frekvencijskog spektra u doktorskoj disertaciji.

Za pouzdanu detekciju signala licenciranog korisnika pokazalo se da je jedino bitna precizna informacija o snazi šuma na mjestu sekundarnog korisnika. Međutim, točna procjena snage šuma nije uvijek moguća, jer šum može biti pod utjecajem toplinskog šuma, indukcije različitih

izvora, interferencije prouzrokovane drugim signalima, itd.. Ove varijacije snage šuma nazivaju se fluktuacije ili nesigurnosti snage šuma (NU) [22]. Utjecaj nesigurnosti snage šuma na proces detekcije energije bit će jedan od predmeta analize ove disertacije i opisan je u nastavku.

### **2.1.3. Utjecaj nesigurnosti snage signala šuma na detekciju signala u kognitivnim radijskim mrežama**

Proces detekcije raspoloživog frekvencijskog spektra metodom detekcije energije (ED) zahtijeva točnu informaciju o snazi šuma na mjestu kognitivnog korisnika. U praksi nije moguće dobiti točnu informaciju o snazi šuma jer se ona mijenja nasumično u prostoru i vremenu. Iz toga razloga kognitivni korisnik često opaža fluktuacije/nesigurnost snage šuma (NU) [23] – [25]. Pretpostavka da nesigurnost snage šuma (NU) ne postoji predstavlja ograničenje za proces detekcije energije, a neuzimanje u razmatranje nesigurnosti snage šuma predstavlja izbjegavanje realnih uvjeta u mreži.

Nesigurnosti snage šuma rezultat su neželjenih pojava u komunikacijskom kanalu. U radovima [10], [26] – [29] predstavljena je detekcija OFDM signala koristeći metodu detekcije energije kada u sustavu postoje nesigurnosti snage šuma. Nesigurnost snage šuma (NU) u radu [25] uzrokuje smanjenu kvalitetu procesa očitavanja spektra, a posljedica toga je nedovoljno precizna detekcija licenciranog korisnika, što rezultira s pogrešnom odlukom kognitivnog korisnika (SU) i njegov ulazak u proces odašiljanja signala uzrokujući interferenciju licenciranom korisniku (PU). U radu [26] su predstavljeni rezultati analiza vezanih za utjecaj fluktuacija šuma na performanse vjerojatnosti pogrešne/propuštene detekcije (engl. *Misdetection probability*) OFDM signala. Dobiveni rezultati pokazuju da su performanse metode detekcije energije (ED) u OFDM sustavima temeljene na prilagodbi snage odašiljanja, značajno smanjene kada u sustavu postoje nesigurnosti snage šuma. U radu [27] je pokazano da u sustavu gdje postoje nesigurnosti snage šuma (NU), čak i ako je prag detekcije podešen adaptivno (prilagodljivo), prisutnost bilo koje interferencije može smanjiti preciznost očitavanja raspoloživosti frekvencijskog spektra metodom detekcije energije. U radovima [28] – [29] predložena je Neyman-Pearsonova metoda očitavanja spektra, temeljena na metodi detekcije energije (ED) i to za detekciju OFDM signala na bazi cikličkog prefiksa OFDM signala. Također, predstavljeni pristupi pokazuju znatnu osjetljivost predočene metode na nesigurnost snage šuma. Nesigurnost snage šuma ograničava sposobnost detekcije slabih signala. Proces očitavanja spektra slabih OFDM signala, koji su pod utjecajem fluktuacije



snage šuma (NU), predstavljen je u radovima [30] – [32]. U radu [32] proces očitavanja raspoloživog frekvencijskog spektra metodom detekcije energije (ED) ne može se poboljšati kada je vrijednost omjera snage signala i šuma primarnog signala ispod određene vrijednosti, poznate kao SNR-zid/prag (engl. *SNR-wall*). Ispod SNR-zida/praga, bez obzira koliko vremena je promatran primarni korisnik (PU), proces detekcije energije postaje nepouzdan ili čak nemoguć. Za određivanje praga detekcije korištena je tzv. adaptivna inverzna kumulativna funkcija distribucije (engl. *Adaptive Inverse Cumulative Density Function*) te je dan prijedlog implementacije metode detekcije energije u praksi koristeći programski definirani radio (SDR). Performanse simulirane metode detekcije energije (ED) odgovaraju onima u praksi.

U radu [33] je predložena metoda detekcije temeljena na tzv. funkciji srednje neodređenosti (engl. *Mean Ambiguity Function*). Navedena metoda daje dobre rezultate detekcije OFDM signala na niskim vrijednostima omjera snage signala i šuma (SNR-a) te je postojana na utjecaj nesigurnosti snage šuma.

U radu [34] pokazano je da nesigurnosti snage šuma mogu biti posljedica vanjskih utjecaja i fluktuacija uzrokovanih na prijemnom uređaju. Vanjske fluktuacije šuma uzrokovane su namjernim ili nenamjernim prijenosima susjednih korisnika. Nelinearnost komponenti prijemnika i na njima vremenski promjenjiv toplinski šum uzrokuju fluktuacije šuma na uređaju. Iako su fluktuacije snage šuma uzrokovane na prijemnom uređaju sporije u varijacijama od vanjskih fluktuacija, u praksi je jako teško dobiti točnu informaciju o snazi šuma.

#### **2.1.4. Utjecaj praga detekcije na pouzdanost detekcije signala**

Učinak procesa očitavanja spektra koristeći metodu detekcije energije (ED) uvelike ovisi o postavljenom pragu detekcije (DT) [35]. U radovima [30], [32], [36] fiksni prag (engl. *Fixed threshold* - FT) i dinamički prag detekcije (DDT) predstavljaju dva načina postavljanja vrijednosti praga detekcije signala u procesu očitavanja raspoloživog frekvencijskog spektra. Klasična metoda detekcije energije (ED) koristi fiksne vrijednosti praga za procjenu zauzetosti spektra. U ovom slučaju, bez obzira na promjene vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a), fiksna vrijednost praga ne mijenja se tijekom vremena. Nedostatak ovog pristupa jest da sustav zahtijeva prethodnu informaciju o snazi šuma. Prag detekcije se određuje kao najprikladnija vrijednost i postavlja se ručno kao statistička razina (engl. *statistic level*) iznad najniže razine šuma (engl. *noise floor*). Ako je statički prag postavljen previsoko iznad razine

šuma, postotak primarnih korisnika koji će ostati nedetektiran (neotkriven) se povećava, što uzrokuje štetnu interferenciju sekundarnog korisnika prema primarnom korisniku. Stoga, zbog promjenjive prirode snage šuma koja postoji u realnim sustavima, ovaj pristup je podložan donošenju pogrešnih odluka.

Za razliku od fiksne vrijednosti praga detekcije u radovima [37] – [38], proces temeljen na dinamičkom pragu detekcije podešava svoje vrijednosti u skladu s trenutnom vrijednostima omjera snage signala i šuma (SNR-a), vremenom trajanja osluškivanja raspoloživosti spektra ili snagom prijenosa primarnog korisnika. U slučaju primjene procesa temeljenog na dinamičkom pragu detekcije, prethodna informacija o signalu primarnog korisnika i razini šuma (engl. *noise floor level*) nije potrebna. Neke od tehnika određivanja praga detekcije su predstavljene u radovima [39] – [42].

U radovima [43] – [46] predstavljeno je pogoršanje performansi očitavanja raspoloživog frekvencijskog spektra kada detektor energije ne podešava prag detekcije na optimalan način. Dobro odabrani prag detekcije može smanjiti broj pogrešaka u procesu očitavanja spektra metodom detekcije energije (ED) i osigurati odgovarajuću detekciju primarnog korisnika, te u konačnici omogućiti učinkovitije korištenje raspoloživog frekvencijskog spektra [3].

Proces očitavanja spektra koji se izvodi putem dinamičkog praga zahtjevniji je za praktičnu implementacije u usporedbi s pristupom koji se temelji na detekciji spektra fiksnim pragom. U radovima [3], [25], [30], [32], [35], [38], [47] – [50] pokazano je da dinamički pristup prilagodbama praga detekcije poboljšava izvedbu očitavanja raspoloživog frekvencijskog spektra metodom detekcije energije (ED) u sustavima gdje postoji utjecaj nesigurnosti snage šuma. U realnim uvjetima, toplinski šum i interferencija od drugih udaljenih komunikacijskih sustava uzrokuju nesigurnosti snage šuma [38], a one doprinose varijacijama omjera snage signala i šuma (SNR-a) na mjestu sekundarnog korisnika. Dok nesigurnosti snage šuma u procesu očitavanja spektra čine proces detekcije s fiksnim vrijednostima praga nepouzdanim, pristup baziran na prilagodbi dinamičkog praga detekcije može kompenzirati fluktuacije šuma kroz prilagodbu praga detekcije. Prema tome, tehnike temeljene na dinamičkom pragu detekcije su otpornije na šum što je motiv za njihovo istraživanje u procesu očitavanja raspoloživog spektra metodom detekcije energije (ED) [27], [42]. Utjecaj nesigurnosti snage šuma (NU) i dinamičkog praga detekcije (DDT) na performanse metode detekcije energije, (ED) pojedinačno su i zajednički analizirane u radu [47]. Zaključak je da apsolutne vrijednosti dinamičkog praga i fluktuacija snage šuma imaju značajan utjecaj na performanse očitavanja

raspoloživog frekvencijskog spektra. U radu [25] dinamički prag se proizvoljno generira za svakog kognitivnog korisnika, kako bi se povećala učinkovitost detekcije za unaprijed definiranu vrijednost nesigurnosti šuma.

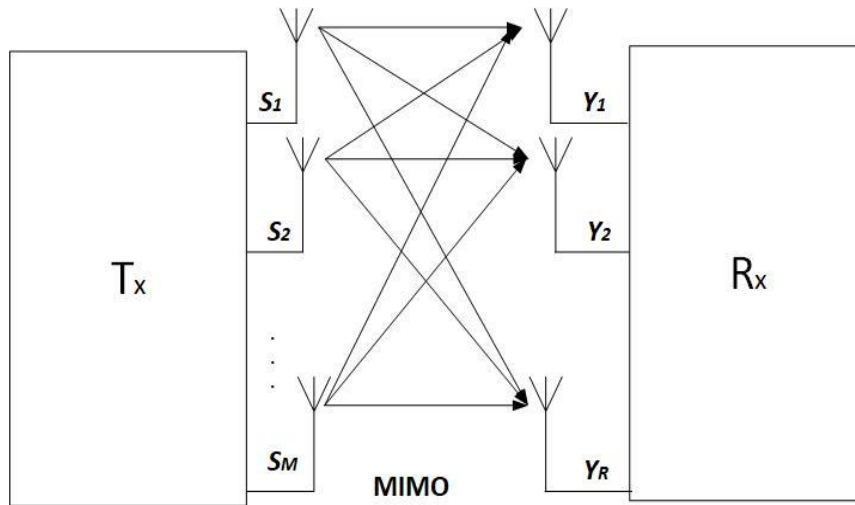
U radu [45], očitavanje spektra temelji se na nepoznatoj vrijednosti nesigurnosti snage šuma koja se prilagodljivo procjenjuje za različite algoritme temeljene na metodi detekcije energije (ED). U radovima [46], [51] – [53] su predloženi algoritmi detekcije energije temeljeni na dvostrukom pragu (engl. *double thresholding*), koji rezultiraju smanjenim brojem sudara između primarnih i sekundarnih korisnika te manjim smetnjama kognitivnih korisnika prema primarnom korisniku.

U radu [54] predstavljena je metoda prilagodbe dinamičkog praga detekcije temeljena na diskretnoj Fourierovoj transformaciji (engl. *Fourier transform filter bank method*). Dinamički prag detekcije podešen je u cilju smanjenja pogrešaka u procesu očitavanja spektra uz prisutnost nesigurnosti snage šuma. U radu [35] predložena je metoda dinamičkog praga detekcije kao funkcija prvog i drugog reda statistike promatranog signala. Rezultati simulacije pokazuju da detekcija signala temeljena na dinamičkom pragu detekcije ima mali broj lažnih alarma kada je ispravno odabran standardni koeficijent devijacije šuma. Ovaj pristup može zadovoljiti zahtjeve detekcije više-kanalnih kognitivnih mreža za uskopojasni ili širokopojasni proces očitavanja spektra. Prag detekcije u radu [54] dinamički se prilagođava koristeći funkciju linearnog povećanja omjera signala i smetnji plus šuma (engl. *Signal to Interference plus Noise Ratio - SINR*) promatranog na prijemniku kognitivnog korisnika. Cilj ovog pristupa je povećanje propusnosti kognitivnog korisnika, što se postiže koristeći fiksni prag detekcije, a da se pritom zadrži stabilnost pogrešnog alarma i vjerojatnosti pogrešne detekcije.

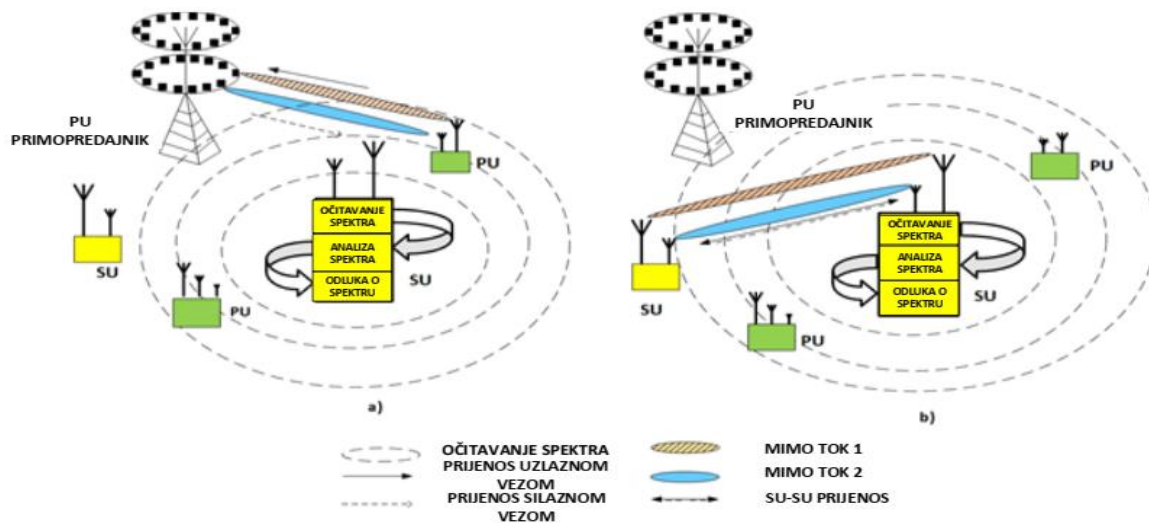
### **2.1.5. Utjecaj sustava s više antena i radiofrekvencijskih krugova na detekciju signala**

Komunikacijski sustavi s više odašiljačkih i prijemnih antena (MIMO) poboljšavaju spektralnu učinkovitost, pouzdanost, kvalitetu usluge, kapacitet i propusnost podataka u bežičnim komunikacijskim mrežama. Koncept MIMO sustava prikazan je na slici 2.5..

Sustavi s jednim ulazom i jednim izlazom (SISO) imaju nisku propusnost i ne podržavaju velik broj korisnika s visokom pouzdanošću. MIMO adresira ove probleme kombiniranjem signala na antenama predajnika i prijemnika što rezultira poboljšanjem brzine i kvalitete prijenosa podataka (slika 2.5.) [55].



Slika 2.5. MIMO tehnika prijenosa podataka



Slika 2.6. Rad kognitivnog radija u MIMO komunikacijskim sustavima za slučaj kada: a) sekundarni korisnik (SU) detektira spektar koji je zauzet od strane primarnog korisnika (PU) i b) sekundarni korisnik (SU) prenosi u frekvencijskom spektru koji nije zauzet od strane primarnog korisnika (PU)

S obzirom na to da zagušenost spektra predstavlja značajan problem u komunikacijskim sustavima, MIMO sustav u radovima [56] – [61] je predložen kao tehnologija koja može doprinijeti poboljšanju detekcije raspoloživog frekvencijskog spektra. Način djelovanja kognitivnog radija u MIMO komunikacijskim sustavima za slučaj kada sekundarni korisnik (SU) detektira spektar koji je zauzet od strane primarnog korisnika (PU) i kada sekundarni

korisnik (SU) prenosi u frekvencijskom spektru koji nije zauzet od strane primarnog korisnika (PU) predstavljen je na slici 2.6.. Kombiniranjem MIMO i OFDM prijenosa visoka spektralna učinkovitost i jaka otpornost na interferenciju je postignuta u radu [62]. U radovima [63] i [64] je pokazano da MIMO sustav može povećati vjerojatnost detekcije signala primarnog korisnika, smanjiti vjerojatnost pogrešne detekcije signala primarnog korisnika i vjerojatnost pogrešnog alarma.

Proces očitavanja raspoloživog spektra u MIMO-OFDM sustavima može se realizirati korištenjem različitih tehnika kombiniranja (engl. *combining techniques*) prijernih signala. U radu [65] su predstavljene najistaknutije tehnike kombiniranja prijernih signala i to: kombiniranje maksimalnog omjera (engl. *Maximal Ratio Combining* - MRC), kombiniranje jednakog pojačanja (engl. *Equal Gain Combining* - EGC) i kvadrirani zakon (engl. *Square Law* - SL). Tehnike kombiniranja maksimalnog omjera (MRC) i jednakog pojačanja (EGC) zahtijevaju potpunu ili djelomičnu informaciju o stanju kanala. U usporedbi s nekoherentnim tehnikama temeljenim na zakonu kvadriranja (SL), kao što su kombinirani kvadrirani zakon prijernih signala (SLC) i zakon kvadriranog odabira (engl. *Square-Law Selection* - SLS), tehnike kombiniranja maksimalnog omjera (MRC) i jednakog pojačanja (EGC) su značajno složenije za implementaciji u procesu detekcije raspoloživog frekvencijskog spektra.

U radu [66] naglasak je stavljen na detekciju signala primarnog korisnika u MIMO sustavima koristeći metodu detekcije energije (ED) temeljenu na tehnici kombiniranja kvadriranih prijernih signala (SLC). U usporedbi s drugim metodama očitavanja spektra, metoda detekcije energije temeljena na tehnici kombiniranja kvadriranih prijernih signala (SLC) ima bolju izvedbu detekcije signala u okruženjima s niskim i umjerenim vrijednostima omjera snage signala i šuma (SNR-a). U radu [67] detaljna analiza očitavanja raspoloživog frekvencijskog spektra u više antenskim sustavima pokazuje utjecaj različitih modulacija, vjerojatnosti pogrešnog alarma, duljine OFDM simbola i omjera snage signala i šuma (SNR-a) na vjerojatnost detekcije u OFDM kognitivnim radijskim mrežama čija se detekcija signala temelji na metodi detekcije energije (ED). Simulacijska analiza provedena za SISO i sustave s jednim ulazom i više izlaza (engl. *Single-input multiple-output* - SIMO) pokazuje da tehnika kombiniranja jednakog pojačanja (EGC) u usporedbi s tehnikom kombiniranja kvadriranih prijernih signala (SLC) daje preciznije rezultate očitavanja frekvencijskog spektra metodom detekcije energije (ED), ali zahtijeva i preciznu informaciju o stanju kanala (engl. *Channel State Information* - CSI). Metoda detekcije energije (ED) temeljena na tehnici kombiniranja kvadriranih prijernih signala (SLC) daje manju preciznost, ali ne zahtijeva informaciju o

stanju kanala. Međutim, metoda kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC) zahtijeva nekoliko detektora i kombinatora (engl. *combiners*), što povećava troškove praktične implementacije. Rezultati pokazuju da dulji OFDM simboli daju precizniju detekciju signala.

Sklopovska implementacija tehnike kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC) i tehnike kvadriranog odabira (SLS) s metodom detekcije energije (ED) je opisana u radu [80]. U opisu je dan naglask na modeliranje procjene omjera snage signala i šuma (SNR-a) usljed utjecaja radio frekvencijske nesavršenosti karakteristika signala primarnog korisnika uz uvažavanje učinka fenomena slabljenja signala.

Koncept kontinuiranog procesa detekcije raspoloživog frekvencijskog spektra metodom detekcije energije na baznoj postaji (engl. *Base Station* - BS), u okruženju s proizvoljnim brojem primarnih i sekundarnih korisnika te senzora na baznoj postaji je dan u radu [69]. Temeljeno na teoretskoj aproksimaciji, predloženi su matematički izrazi za vjerojatnosti pogrešnog alarma i detekcije te je provedena analiza izvedbe metode detekcije energije za detekciju Gaussovih signala za velik broj uzoraka. U ovom modelu pretpostavlja se da primarni i sekundarni signali imaju kružno simetričnu kompleksnu Gaussovu (engl. *Circularly Symmetric Complex Gaussian* - CSCG) distribuciju, koja je uobičajna za određene komunikacijske tehnike kao što je OFDMA u komunikacijskim sustavima četvrte generacije (engl. *Long-Term Evolution* - LTE). Rezultati pokazuju da povećanje broja senzora na strani prijemnika doprinosi poboljšanju učinkovitosti detekcije signala.

Nadalje, bolja vjerojatnost detekcije signala primarnog korisnika može se postići kooperativnim očitavanjem spektra (engl. *Cooperative spectrum sensing* - CSS) zajedno s tehnikom kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC) [70] – [72]. U kooperativnom očitavanju spektra (CSS), informacije različitih kognitivnih korisnika se kombiniraju da bi se donijela odluka. Kooperativno očitavanje spektra zajedno s višeantenskim tehnikama (kao što je tehnika kombiniranja kvadriranih prijemnih signala), rezultira boljim performansama detekcije OFDM signala na niskim vrijednostima omjera snage signala i šuma (SNR-a). Autori u radu [70] pokazuju da tehnike kombiniranja raznolikosti (engl. *diversity combining schemas*) prijemnih signala mogu pomoći smanjenju utjecaja višestaznog fedinga (engl. *multipath fading*).

Budući da je proces detekcije energije osjetljiv na utjecaj nesigurnosti snage šuma, implementacija pristupa s pragom detekcije (DT) predstavljena je u radu [60]. Detekcija energije je izvedena za signale primarnog korisnika s dodatnim Gaussovim šumom u

tehnologiji Interneta stvari (engl. *Internet of things* - IoT). Rezultati pokazuju da se detekcija raspoloživog frekvencijskog spektra može poboljšati korištenjem predloženog detektora u MIMO sustavima, ako se vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a), broj uzoraka i broj prijemnih antena povećaju.

## 2.2. Pregled dosadašnjih istraživanja

### 2.2.1. Metode očitavanja raspoloživosti frekvencijskog spektra

Tablica 2.1. Usporedba glavnih parametara izvedbe procesa detekcije energije (ED) i drugih nekooperativnih metoda očitavanja spektra (SS)

Parametri usporedbe metode detekcije energije	Detekcija na temelju podešenog filtra (MFD)	Detekcija ciklostacionarnih karakteristika (CFD)	Detekcija temeljena na entropiji (END)	Detekcija temeljena na valnom obliku (WBD)	Detekcija otkrivanja ispravnosti testa (GFTD)	Detekcija temeljena na vlastitim vrijednostima (EBD)
	[19], [73 – [79]	[74], [76], [80] – [84], [86]	[75], [87] – [89]	[15], [80], [90] – [92]	[80], [93] – [102]	[80], [86], [103] – [109]
Pouzdanost detekcije na svim vrijednostima SNR-a u usporedbi s ED	Znatno bolja	Bolja	Bolja	Znatno bolja	Donekle bolja	Bolja
Količina prethodnih informacija o PU u usporedbi s ED	Znatno viša	Viša	Jednaka (ne zahtijeva informaciju o PU)	Viša	Jednaka (ne zahtijeva informaciju o PU)	Jednaka (ne zahtijeva informaciju o PU)
Vrijeme očitavanja (količina uzorka) za preciznu detekciju u usporedbi s ED	Niže	Slično	Slično	Niže	Niže	Slično
Otpornost na NU u usporedbi s ED	Robusnija	Znatno robusnija	Znatno robusnija	Znatno robusnija	Slično	Robusnija
Računalna složenost u usporedbi s ED	Složenija	Znatno složenija	Znatno složenija	Znatno složenija	Donekle složenija	Znatno složenija

Kako bi se poboljšala detekcija signala primarnog korisnika u raspoloživom frekvencijskom spektru, do sada je u relevantnoj literaturi predloženo nekoliko različitih uskopojasnih nekooperativnih metoda (tablica 2.1). Usporedba glavnih parametara izvedbe procesa očitavanja spektra (SS) metodom detekcije energije (ED) s drugim relevantnim nekooperativnim lokalnim metodama očitavanja spektra, predstavljena je u tablici 2.1. U pogledu pouzdanosti detekcije pri različitim vrijednostima omjera snage signala i šuma (SNR-a), metoda detekcije energije (ED) manje je pouzdana od metode detekcije ciklostacionarnih karakteristika (CFD), metode detekcije temeljene na entropiji (END), metode detekcije otkrivanja ispravnosti testa (GFTD) i metode detekcije temeljene na vlastitim vrijednostima

(EBD) (tablica 2.1.). Nadalje, za zahtijevan slučaj detekcije signala pri niskom vrijednostima omjera snage signala i šuma (SNR-a), detekcija na temelju podešenog filtra (MFD) i detekcija temeljena na valnom obliku (WBD), imaju znatno bolju pouzdanost detekcije od metode detekcije energije (ED) (tablica 2.1.). To je posljedica potrebe za dodatnim informacijama o nekim parametrima signala primarnog korisnika (PU) koje su karakteristične za metode detekcije temeljene na valnom obliku (WBD) i metode detekcija na temelju podešenog filtra (MFD). Stoga se količina primljenih informacija od primarnog korisnika (PU) potrebnih za izvođenje pouzdanog procesa očitavanja spektra (SS), značajno razlikuje među lokalnim metodama očitavanja raspoloživog frekvencijskog spektra (SS) (tablica 2.1.). Dok metoda detekcije temeljena na entropiji (END), metoda detekcija otkrivanja ispravnosti testa (GFTD) i metoda detekcije temeljena na vlastitim vrijednostima (EBD) ne zahtijeva nikakve prethodne informacije o signalu primarnog korisnika (PU), metoda detekcije na temelju podešenog filtra (MFD), metoda detekcije temeljena na valnom obliku (WBD) i metoda detekcija ciklostacionarnih karakteristika (CFD) zahtijevaju precizne informacije o signalu primarnog korisnika (PU). Ove informacije mogu uključivati detalje kao što su zaštitni interval odašiljanja signala, preambula itd., dok detekcija temeljena na valnom obliku (WBD) zahtijeva čak i sinkronizaciju između primarnog (PU) i sekundarnog (SU) korisnika. Međutim, točne informacije o signalu primarnog korisnika (PU) možda nije moguće dobiti u svakom trenutku, budući da sekundarni i primarni korisnik informacije ne razmjenjuju stalno. Ovo predstavlja glavno ograničenje metoda detekcije na temelju podešenog filtra (MFD), detekcije ciklostacionarnih karakteristika (CFD) i detekcije temeljene na valnom obliku (WBD). Unatoč tome, za metodu detekcije na temelju podešenog filtra (MFD) i metodu detekcije temeljenu na valnom obliku (WBD), pokazalo se da točne prethodne informacije o signalu primarnog korisnika (PU) pridonose smanjenju učestalosti detekcije i imaju jednaku ili čak bolju izvedbu detekcije za manju količinu uzorka u usporedbi s drugim lokalnim metodama detekcije (tablica 2.1.). U usporedbi s metodom detekcije energije (ED), metode detekcije ciklostacionarnih karakteristika (CFD), metode detekcije temeljena na entropiji (END) i metode detekcije temeljena na vlastitim vrijednostima (EBD), zahtijevaju sličnu količinu uzorka za pouzdano očitavanje raspoloživosti frekvencijskog spektra (SS). To je značajno više nego kod metode detekcije na temelju podešenog filtra (MFD) i metode detekcije temeljene na valnom obliku (WBD), za ostvarenu jednaku pouzdanost detekcije. Ovo je važan nedostatak koji ograničava praktičnu primjenu ovih metoda u kognitivnim bežičnim senzorskim mrežama (engl. *Cognitive Wireless Sensor Networks* - CWSN), budući da veća količina uzorka i češća razdoblja uzorkovanja doprinose bržem pražnjenju baterija bežičnih senzora. U usporedbi s metodom



detekcije energije (ED), metoda detekcije na temelju podešenog filtra (MFD), metoda detekcije temeljena na entropiji (END), metoda detekcije temeljena na valnom obliku (WBD) i metoda detekcije temeljena na vlastitim vrijednostima (EBD) su robusnije prema nesigurnosti snage šuma (NU), dok metoda detekcije otkrivanja ispravnosti testa (GFTD) ima sličnu razinu robusnosti (tablica 2.1.). Međutim, metoda detekcije ciklostacionarnih karakteristika (CFD) je znatno otpornija na nesigurnosti snage šuma (NU) u odnosu na metodu detekcije energije (ED) i druge metode, zbog činjenice da šum obično nije ciklostacionaran. Pouzdanija detekcija signala primarnog korisnika (PU) u kanalima pod utjecajem veće varijacije nesigurnosti snage šuma (NU), može se postići iskorištavanjem učinka ciklostacionarnosti signala primarnog korisnika (PU) u slučaju metode detekcije ciklostacionarnih karakteristika (CFD). U slučaju detekcije temeljene na entropiji (EBD), uočena je pouzdanija detekcija signala primarnog korisnika (PU) koja je posljedica bolje korelacijske strukture i različitosti u svojstvenim vrijednostima matrice statističke kovarijance šuma i signala.

Nadalje, računalna složenost metode detekcije ciklostacionarnih karakteristika signala (CFD) i metode detekcije temeljene na entropiji (EBD) znatno je veća od metode detekcije energije (ED) i drugih metoda očitavanja raspoloživosti frekvencijskog spektra (SS) (tablica 2.1.). To je potvrđeno u preglednom radu [136] posvećenom analizi „slijepih“ (engl. *blind spectrum sensing* - BSS) pristupa očitavanja spektra (SS) (koji ne zahtijevaju prethodno poznavanje signala primarnog korisnika (PU)), gdje je prikazana usporedba između metode detekcije energije (ED) i detekcije temeljene na vlastitim vrijednostima (EBD). Općenito, u usporedbi s drugim „slijepim“ (BSS) ili ne-BSS metodama očitavanja spektra (tablica 2.1.), metoda detekcije energije (ED) ima najmanju računalnu složenosti budući da ne obuhvaća složenu obradu signala. Niska računalna složenost metode detekcije energije (ED) omogućuje jednostavnu implementaciju metode detekcije energije (ED) što objašnjava zašto u usporedbi sa drugim lokalnim (nekooperativnim) metodama za očitavanje spektra, ima trenutno najveću zastupljenost u stvarnoj implementaciji

Predstavljena usporedba različitih lokalnih metoda očitavanja spektra (SS) pokazuje da metoda detekcije energije (ED) ima niz slabosti (tablica 2.1.) te ne postoji optimalna nekooperativna tehnika očitavanja spektra (SS) za svaku primjenu. Odabir najprikladnije tehnike očitavanja spektra (SS) za lokalnu detekciju signala primarnog korisnika (PU), veliki je izazov jer se tehnike razlikuju u svojoj izvedbi (tablica 2.1.). Implementacija odgovarajuće tehnike detekcije uvelike ovisi o primjeni i mora biti usmjerena na sustav primarnog korisnika (PU), kako bi se povećala vjerojatnost detekcije u promatranom spektru. Navedene spoznaje otvaraju pitanje bi

li bilo moguće poboljšati pouzdanost detekcije raspoloživosti spektra kroz paralelnu implementaciju različitih lokalnih tehnika očitavanja spektra (SS), a za istog sekundarnog korisnika (SU). Takav kooperativni proces očitavanja spektra (SS) može biti od posebnog značaja za potrebe širokopolasnog očitavanja spektra (SS), gdje se, u prvom stupnju, tehnika detekcije male složenosti (kao što je ED) može koristiti za traženje mogućih slobodnih frekvencijskih potpojasa. Osim toga, u drugoj fazi, naprednije tehnike očitavanja spektra (kao što su MFD, CFD, END) s većom osjetljivošću detekcije, mogu se koristiti kad god je potrebno postići željenu izvedbu ili pouzdanu detekciju raspoloživog frekvencijskog spektra. Neki su radovi predložili dvostupanjski pristup očitavanju spektra (SS), gdje je jednostavnija metoda korištena u prvoj fazi, a pouzdanija i računski složenija metoda u drugoj fazi [83] – [86]. Osnovni nedostatak takvog pristupa nalazi se u povećanom vremenu očitavanja spektra i troškovima sklopovlja sekundarnog korisnika (SU). U svrhu iznalaženja učinkovitijeg pristupa kooperativnom očitavanju spektra (SS), potrebno je provesti sustavna istraživanja metode detekcije energije (ED) kao metode koja se može koristiti u kombinaciji s drugim lokalnim metodama očitavanja spektra (SS).

### **2.2.2. Metoda detekcije energije signala u SISO sustavima**

Očitavanje spektra OFDM signala je analizirano u radovima [7], [12], [20], [22], [27], [29], [30], [111], [114], [115], [122] – [126]. U tablici 2.2. dan je pregled analiziranih pristupa metodi detekcije energije (ED) u SISO sustavima i njihove odgovarajuće prednosti. U radu [18] je analiziran odnos između vjerojatnosti detekcije signala i vjerojatnosti pretpostavke o postojanju primarnog korisnika (PU) kada on zapravo nije prisutan (poznato i kao vjerojatnost pogrešnog alarma). Analize su provedene za signale binarne diskretne modulacije faze (engl. *Binary Phase Shift Keying* - BPSK) koji se prenose u bežičnoj lokalnoj mreži (engl. *Wireless Local Area Network* –WLAN) i WiMAX (engl. *Worldwide Interoperability for Microwave Access*) mrežama.

Pokazano je da je glavni izazov za metodu detekcije energije (ED) nemogućnost detekcije OFDM signala pri niskim vrijednostima omjera snage signala i šuma (SNR-a) [22], [30]. Očitavanja spektra metodom detekcije energije (ED) za OFDM signale koji se prenose kvaternarnom diskretnom modulacijom faze (engl. *Quaternary Phase Shift Keying* – QPSK) analizirano je u radu [5] (tablica 2.2.). Za procjenu praga detekcije korištena je adaptivna inverzna kumulativna funkcija distribucije. Analizirani su nedostaci simulirane metode detekcije energije (ED) i usporedba detekcijskih sposobnosti stvarne metode detekcije energije

Tablica 2.2. Pregled analiziranih pristupa metodi detekcije energije (ED) u SISO sustavima i njihove odgovarajuće prednosti

Pristup analiziran u literaturi	Opis analiziranog pristupa	Prednost analiziranog pristupa
ED pristup s fiksnim pragom detekcije [19] – [20], [110] – [112]	Nema utjecaja vezanih za NU i prilagodbu DT	Snažan utjecaj NU i nedostatak prilagodbe DT značajno smanjuju pouzdanost ED
ED pristup pod utjecajem NU i bez prilagodbe DT [12], [22], [27], [29], [42], [113] – [116]	Analize izvedbi ED uzimajući u obzir utjecaj varijacija NU	Smanjena vjerojatnost detekcije metode ED zbog utjecaja varijacije NU uzrokovanih toplinskim šumom i smetnjama susjednih komunikacijskih sustava
ED pristup s prilagodbom DT i bez utjecaja varijacija NU [7], [30], [33], [35], [117]	Analize izvedbi ED na temelju odabira odgovarajuće vrijednosti DT	Nešto poboljšana vjerojatnost detekcije metode ED zbog iskorištavanja prilagodbe DT, ali manje realna zbog zanemarivanja utjecaja varijacija NU
ED pristup pod utjecajem varijacija NU i realiziran pomoću prilagodbe DT [27], [36], [38], [118] – [121]	Analize izvedbi ED na temelju odabira odgovarajuće vrijednosti DT na koju utječu varijacije NU	Najbolja vjerojatnost detekcije metode ED i najrealističniji pristup simulaciji i analizama

(ED) i simuliranog ekvivalenta. U radu [127] je izvedeno detektiranje uskopojasnog OFDM signala pomoću metode detekcije energije (ED). Pokazano je da u sustavu u kojem postoje nesigurnosti snage šuma (NU), čak i ako je prag postavljen kao promjenjiva vrijednost, prisutnost bilo kakve unutarpojasne interferencije može smanjiti preciznost detekcije energije (ED). U radovima [27], [111], na temelju cikličkog prefiksa (engl. *cyclic prefix* - CP) OFDM signala, predstavljen je Neyman-Pearson pristup očitavanja spektra za detekciju OFDM signala. Ovo je pokazalo ekstremnu osjetljivost predložene metode očitavanja spektra (SS) na nesigurnosti snage šuma (NU). Dodatno, u radovima [29], [122], [123], predstavljeni su algoritmi koji razmatraju svojstva CP OFDM prijenosa za proces očitavanja spektra (SS). Izraz za odabir praga detekcije izveden je iz rada [29] i pokazao se pouzdanim i robusnim kada se provodi kroz simulacijsku analizu (tablica 2.2.). Predložena detekcija je sposobna identificirati slabe OFDM signale.

Glavne karakteristike metode detekcije energije (ED) i temeljita analiza testne statistike u procesu detekcije energije, bez postojanja nesigurnost snage šuma (NU) i prilagodbe praga detekcije (DT), dana je u radu [12]. U radu [114] predložena je nova tehnika očitavanja spektra (SS) OFDM signala pod utjecajem nesigurnost snage šuma (NU) (tablica 2.2.). Rezultati simulacija pokazuju da predloženi detektor može dati dobre izvedbe metode detekcije energije

(ED), u okruženjima s niskim vrijednostima omjera snage signala i šuma (SNR-a) i može biti postojan na nesigurnost snage šuma (NU).

Istraživanja posvećena pronalaženju optimalnog praga detekcije za očitavanje spektra (SS) na temelju metode detekcije energije (tablica 2.2.) analizirana su u radovima [117], [119] – [121]. U radu [119], predložen je pristup koji se temelji na dvostrukom pragu. Rezultati simulacije potvrdili su učinkovitost predloženog pristupa u smislu poboljšanja vjerojatnosti detekcije, uz zadržavanje vjerojatnosti pogrešnog alarma unutar zahtijevanog raspona. Izvedba metode detekcije energije (ED) pod utjecajem nesigurnost snage šuma (NU), uz korištenje optimalnog praga i korekcije praga detekcije (DT) s Chi-kvadratnom i Gaussovom distribucijom snage primljenog signala, analizirana je u radu [120]. Dobiveni rezultati pokazuju da izbor optimalnog praga u procesu detekcije energije (ED) na koji utječu nesigurnost snage šuma (NU), smanjuje vjerojatnost pogreške. Predložen je novi pristup odabira praga detekcije (DT) koji se temelji na algoritmu za online učenje kako bi se poboljšala izvedbe detekcije energije (ED) i metode usklađenog filtra minimiziranjem ukupne vjerojatnosti pogreške detekcije [121]. Predstavljeni rezultati simulacije potvrdili su da odabir optimalnog praga poboljšava performanse očitavanja spektra (SS). Algoritam detekcije energije (ED) s tri događaja koji se temelji na optimalnoj prilagodbi praga detekcije (DT), predložen je u radu [117]. Predloženi algoritam minimizira u jednoj iteraciji vjerojatnost pogrešne detekcije energije (ED) na temelju Newtonove metode s prisilnom konvergencijom [117]. Razvijena metoda analizirana je simulacijama i rezultati su pokazali da je predložena metoda nadmašila tradicionalnu metodu detekcije energije (ED). Iako su rezultati objavljeni u nedavnoj literaturi pokazali da odabir optimalnog praga poboljšava proces detekcije energije (ED) (tablica 2.2.), također su pokazali da trenutno ne postoji univerzalni pristup dinamičkom odabiru optimalnog praga detekcije i da pronalaženje optimalnog praga predstavlja izazovni zadatak.

### **2.2.3. Metoda detekcije energije signala u MIMO sustavima**

U tablici 2.3. dan je pregled dosadašnjih istraživanja za detekciju MIMO-OFDM signala u kognitivnim radijskim mrežama (CRN). U literaturi se analizaju performanse kognitivnog radija (CR) u MIMO-OFDM sustavima u radovima [66] – [68], [129] – [131]. Autori u radovima [66], [67] pokazuju da implementacija MIMO-OFDM prijenosa doprinosi povećanju učinkovitosti očitavanja spektra (SS) izvedenog metodom detekcije energije (ED). U radovima [66], [67], [71], [116], [132], [133] detekcija energije izvodi se pomoću tehnike kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC). U radu [66], rezultati simulacije pokazuju da metoda

Tablica 2.3. Pregled pristupa metodi detekcije energije (ED) u MIMO sustavima

Referenca	Glavni doprinos
[68]	Snažan utjecaj NU i nedostatak prilagodbe DT značajno smanjuju pouzdanost izvedbe procesa ED
[129]	Smanjena vjerojatnost detekcije metode ED zbog utjecaja varijacija NU uzrokovanih toplinskim šumom i smetnjama susjednih komunikacijskih sustava
[130]	Nešto poboljšana vjerojatnost detekcije metode ED zbog iskorištavanja prilagodbe DT, ali manje realna zbog zanemarivanja utjecaja varijacija NU
[131]	Najbolja vjerojatnost detekcije metode ED i najrealniji pristup simulaciji i analizama
[66]	U usporedbi s CR sustavima s jednom antenom, uočeno je značajno poboljšanje vjerojatnosti detekcije signala PU kada se ED temeljeni na tehnici SLC u MIMO CR sustavima
[67]	Tehnike višestrukih antena i sustavi temeljeni na detekciji ciklostacionarnih karakteristika signala predlažu se za metodu ED
[71]	Analiza kooperativnog očitavanja spektra pomoću metode ED temeljene na SLC tehnici na koju utječu različiti fedinzi kanala
[132]	Analiza metode ED primjenom SLC i SLS tehnika
[133]	Opsežan pregled tehnika očitavanja spektra temeljenih na metodi ED i pregled alata potrebnih za provođenje analize nekoliko algoritama očitavanja spektra (SS)
[116]	Predstavljen je pregled utjecaja NU na ED u komunikacijskim sustavima s različitim dizajnom OFDM sustava
[117]	Pregled izvedbi metode ED iskorištavanja dinamičke prilagodbe DT u SISO-OFDM sustavima
[119]	Predstavljanje novog pristupa temeljenog na potkanalu i raspodjeli snage odašiljanja koji adaptivno dodjeljuje radijske resurse uzimajući u obzir smetnje uzrokovane PU u višećelijskim bežičnim mrežama
[120]	Analiza novog komunikacijskog pristupa temeljenog na okviru za dijeljenje spektra s licenciranim dijeljenim pristupom (LSA) s komunikacijskom mrežom kao nositeljem licence, koji djeluje u područje usluge višekorisničke MIMO postojeće mreže.
[121]	Predstavljanje simulacijskog algoritma koji omogućuje analizu performansi metode ED koja koristi SLC tehniku u MIMO-OFDM CR sustavima i analiza rezultata simulacije
[127]	Analize učinkovitosti očitavanja spektra metodom ED temeljene na SLC tehnici u MIMO-OFDM kognitivnim radio mrežama bez utjecaj NU i dinamičke prilagodbe DT
[129]	Predstavljanje novog rješenja prijenosa temeljenog na adaptivnom oblikovanju snopa sa shemom kodiranja temeljenoj na STBC tehnici u IEEE 802.11n WLAN sustavu
[24]	Prikaz trenutnih stanja u vezi s istraživanjem očitavanja spektra koristeći metodu ED s opsežnim pregledom osnovnih teorija u novijim istraživanjima, arhitekturom za izvođenje očitavanja spektra metodom ED, moguće primjene metode ED i moguće izvedbe mjerenja ED
[130]	Analiza optimalnog odabira DT za očitavanje spektra u CRN korištenjem metode ED provodi se za fiksnu detekciju i lažnu vjerojatnosti alarma
[135]	Predstavljen je pregled temeljnih karakteristika koncepta CRN, funkcija, mrežne arhitekture i aplikacija
[136]	Uvođenje ED koja kroz kooperaciju smanjuje problem SNR-zida uzrokovan efektima NU više prijemnika, te uvođenje prilagodbe DT na svakoj točki očitavanja spektra prema snazi šuma prisutnoj u trenutku očitavanja raspoloživosti spektra (SS)
[137]	Predstavljen je novi algoritam ED temeljen na dinamičkom odabiru DT, i veza između osjetljivosti detekcije i ED-a na koji utječu fluktuacije s prosječnom snagom šuma
[47]	Analiza utjecaja DDT i NU faktora u slučaju metode ED na vjerojatnost detekcije i pogrešnog alarma s analizom utjecaja omjera vjerojatnosti na tehniku očitavanja spektra, te je također predložen izraz empirijskog odnosa između broja uzorkovanja i SNR-a
[138]	Razvoj analitičkog modela za procjenu statističke učinkovitosti metode ED koji se može koristiti za postavljanje odgovarajućeg DT tako da se može više iskoristiti neiskorišteni spektar, posebno u kombinaciji s drugim metodama očitavanja spektra (SS)

detekcije energije (ED) koja koristi kombiniranje kvadriranih prijemnih signala (SLC) može omogućiti preciznu detekciju signala za niske do umjerene vrijednosti omjera snage signala i

šuma (SNR-a). U radu [67] analizirano je očitavanje raspoloživog frekvencijskog spektra (SS) temeljeno na metodi detekcije energije i detekcije ciklostacionarnih značajki s i bez više odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) antena. Rezultati pokazuju da tehnika kombiniranja jednakog pojačanja (EGC) zahtijeva preciznu informaciju o stanju kanala (CSI) za proces detekcije energije (ED), što posljedično rezultira učinkovitijim procesom očitavanja spektra (SS). Naprotiv, tehnika kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC) ne zahtijeva informaciju o stanju kanala (CSI), što rezultira nižom učinkovitošću očitavanja spektra (SS). Osim toga, metoda detekcije energije temeljena na kombiniranju kvadriranih prijemnih signala (SLC) zahtijeva detektore i kombinatore koji dodatno doprinose povećanju troškova implementacije. Međutim, tehnika kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC) je još uvijek znatno manje složena za implementaciju u usporedbi s drugim pristupima kombiniranja raznolikosti signala čije uspješno funkcioniranje zahtijeva precizno poznavanje informacija o stanju kanala (CSI). Izazovi povezani s sklopovskom implementacijom metode detekcije energije (ED) korištenjem tehnike kvadriranog odabira (SLS) i tehnike kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC) izneseni su u radu [128]. Autori su pokazali da predložena rješenja mogu olakšati sklopovsku implementaciju višeantenskih sustava u realnim kognitivnim radijskim mrežama (CRN).

Analize u radovima [60], [116], [139] pokazuju da nesigurnost snage šuma (NU) može značajno narušiti učinkovitost metode detekcije energije. Kako bi se poboljšala učinkovitost procesa detekcije energije (ED), na koji utječe nesigurnost snage šuma (NU), autori u radu [60] predložili su koncept koji se temelji na pragu detekcije (DT). Analiza je napravljena za signale primarnog korisnika (PU) na koje utječe Gaussov šum u MIMO komunikacijskim sustavima. Rezultati pokazuju da povećanjem broja uzoraka, prijemnih (Rx) lanaca i vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a) na antenama sekundarnog korisnika (SU), metoda detekcije energije postiže dobru razinu performansi pod utjecajem Gaussovog šuma i poboljšava učinkovitost klasične metode detekcije energije (ED).

Iako je istraživački rad u području očitavanja raspoloživog frekvencijskog spektra (SS) rezultirao nizom metoda u cilju preciznijeg procesa očitavanja spektra, detaljnom analizom dostupne literature može se uočiti potreba za dodatnim istraživanjima u svrhu iznalaženja učinkovitijih rješenja. Također, analizom dostupne literature utvrđene su različite metode očitavanja raspoloživog frekvencijskog spektra. One se međusobno razlikuju po načinu detekcije signala primarnog korisnika, i po količini ulaznih parametara koje zahtijevaju

prilikom procesa detekcije. Također, kroz istraživački rad uočena je nedovoljna istraženost utjecaja različitih prijenosnih parametara na metodu detekcije energije primarnog korisnika u OFDM-SISO sustavima, temeljenim na algoritmima prilagodbe-brzine prijenosa (RA), snage odašiljanja (MA) i kombiniranom RA-MA algoritam u svrhu optimalnog konfiguriranja sustava.

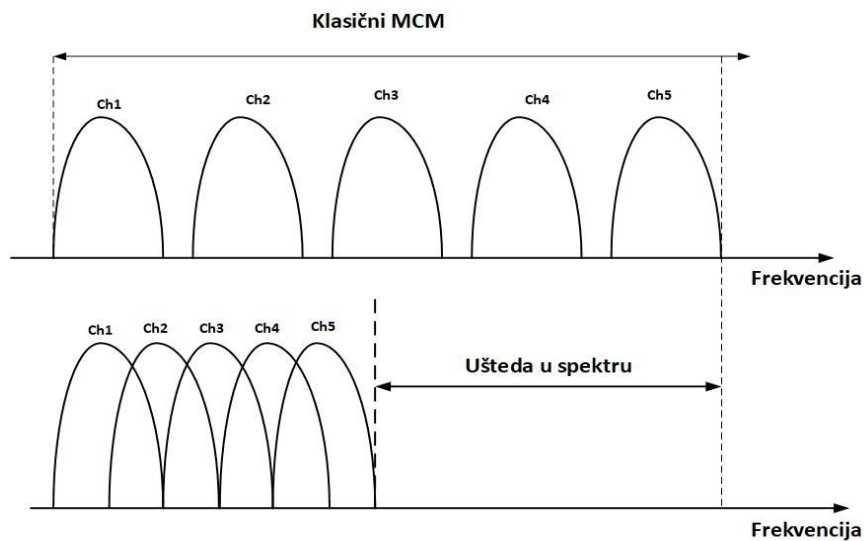
Pored SISO sustava, nedovoljno je istraženo očitavanje raspoloživog frekvencijskog spektra metodom detekcije energije (ED) u MIMO sustavima. Stoga, postoji potreba za razvojem nove metode detekcije energije za očitavanje raspoloživosti frekvencijskog spektra u MIMO-OFDM kognitivnim radijskim mrežama (CRN). Predlaže se poboljšana metoda očitavanja raspoloživog frekvencijskog spektra u OFDM sustavima temeljena na metodi detekcije energije. Nova metoda detekcije će biti temeljena na pripadajućem matematičkom modelu i algoritmu koji osigurava provođenje metode detekcije energije za očitavanje raspoloživosti frekvencijskog spektra u slučaju MIMO odašiljanja u OFDM kognitivnim radijskim mrežama (CRN). Budući da na proces detekcije signala u SISO i MIMO sustavima utječu različiti prijenosni parametri kao što su snaga odašiljanja licenciranog primarnog korisnika (PU), vrsta modulacije, broj korištenih uzoraka u postupku detekcije signala te vrijednost omjera signal-šum (SNR), potrebno je istražiti i njihov utjecaj. Poseban naglasak je potrebno staviti na simetričan i asimetričan broj radiofrekvencijskih primopredajnika na strani primarnog i sekundarnog korisnika.

Također, da bi se stvorili što realniji uvjeti u komunikacijskoj mreži, potrebno je istražiti utjecaj nesigurnosti snage šuma (NU) i dinamičkog praga detekcije (DDT). Problematika utjecaja nesigurnosti snage šuma i dinamičkog praga detekcije na detekciju energije u RA, MA i RA-MA OFDM-SISO komunikacijskim sustavima te simetričnim i asimetričnim MIMO sustavima, u literaturi do sada nije dovoljno istražena.

### 3. DETEKCIJA ENERGIJE SIGNALA U OFDM SUSTAVU

#### 3.1. OFDM sustav

OFDM predstavlja komunikacijski postupak u kojemu se informacija prenosi pomoću skupa međusobno ortogonalnih podnositelja. Zbog svoje ortogonalnosti, OFDM može smanjiti interferenciju između podnositelja te povećati učinkovitost korištenja raspoloživog frekvencijskog spektra [140].

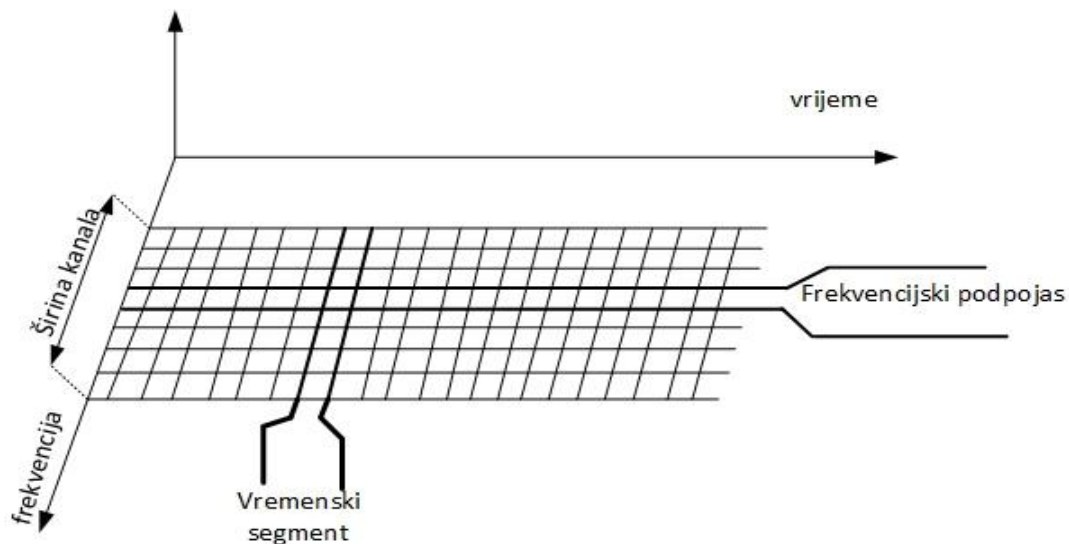


Slika 3.1. Eksploatacija frekvencijskog opsega kod klasičnog MCM-a i OFDM-a

Problem klasičnih prijenosnih sustavom s više nositelja (engl. *Multi-Carrier Modulation* - MCM) je neučinkovito korištenje spektra, zato što se različiti potkanali međusobno ne preklapaju. Ovaj problem je u OFDM-u riješen upotrebom ortogonalnih nositelja tako da se odgovarajući podopsezi međusobno preklapaju (slika 3.1.). Na taj način se vrši ušteda u spektru i do 50 % (slika 3.1.), a ako je ispunjen uvjet ortogonalnosti nositelja, interferencija među podnositeljima (engl. *Inter Carrier Interference* - ICI) je jednaka nuli. Dakle, ortogonalnost može smanjiti smetnje (interferenciju) između podnositelja i povećati iskoristivosti raspoloživog frekvencijskog spektra. Zbog svojih povoljnih karakteristika, OFDM omogućuje poboljšanje parametara digitalnih radiosustava [141].

Idejno, OFDM je osmišljen u 60-tim godinama 20. stoljeća. Prvotno je svoju primjenu našao u vojnim sustavima, a razlog za to su bile kompleksnost i velika cijena lokalnih oscilatora i koherentnih demodulatora koji su bili potrebni za ostvarenje komunikacije. Nekoliko godina nakon toga, došlo je do njihovog velikog poboljšanja uvođenjem cikličkog prefiksa (CP) koji



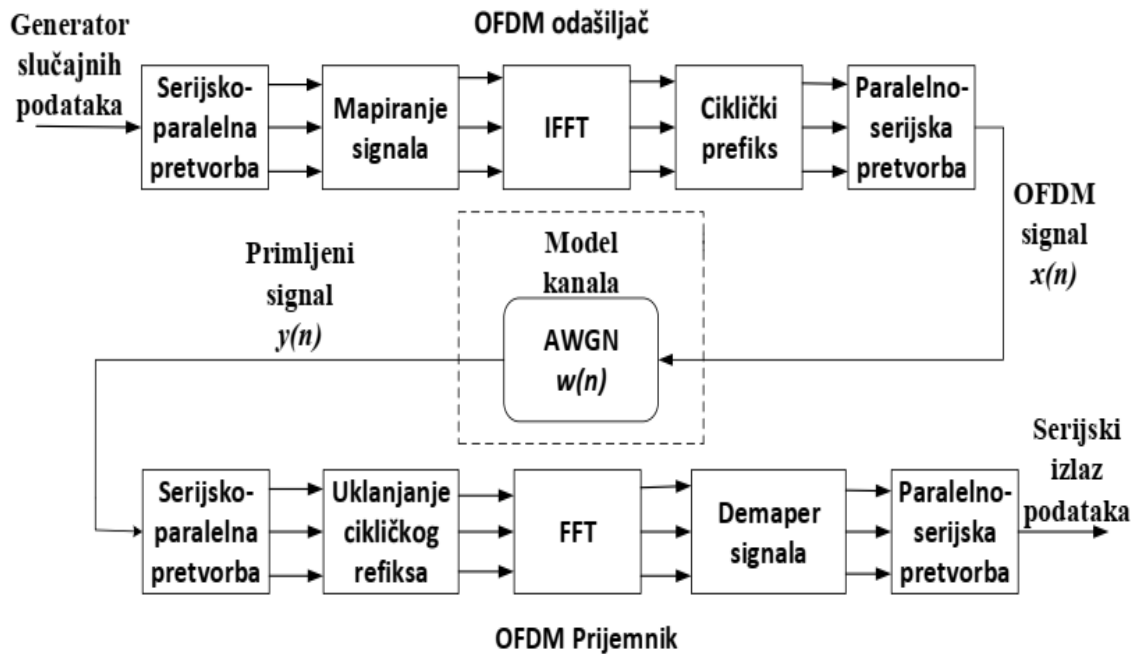


Slika 3.2. Podjela OFDM kanala u frekvencijskoj i vremenskoj domeni

pomaže u otklanjanju interferencija i disperzija uzrokovanih kašnjenjem signala. Prvi prijedlog uvođenja OFDM prijenosa u bežične komunikacije javlja se 1985. godine [142]. Ipak, OFDM se u bežične komunikacije uvodi tek 1990-ih godina. Tijekom 1990. OFDM je našao primjenu u digitalnoj pretplatničkoj liniji visoke brzine prijenosa podataka (engl. *High-bit-rate Digital Subscriber Line* - HDSL) s brzinom prijenosa od 1.6 Mb/s, zatim u digitalnoj pretplatničkoj liniji vrlo visoke brzine prijenosa bitova (engl. *Very-high-speed DSL* - VDSL) s brzinom prijenosa do 100 Mb/s, kao i u digitalnom audioemitiranju (engl. *Digital Audio Broadcasting* - DAB) i digitalnom video emitiranju (engl. *Digital Video Broadcasting* - DVB).

OFDM dijeli kanal na veći broj podnosioca, tzv. potkanala. Potkanalima se prenose digitalne informacije velikim brzinama u obliku moduliranih podnositelja. Ideja je da se serijski slijed podataka velike brzine razdjeli na više manjih paralelnih sljedova koji se zasebno moduliraju. Brzina prijenosa u svakom potkanalu je mala, ali također zauzima i mali dio spektra. OFDM dijeli fizički kanal u vremenskoj i frekvencijskoj domeni pa je sam kanal organiziran kao skup frekvencijskih podpojaseva i vremenskih segmenata kako je vidljivo na slici 3.2.. Broj podnosioca može se kretati u rasponu manjem od sto pa do nekoliko tisuća, s razmakom od nekoliko stotina kHz ili manje, što ovisi o samom broju tih podnositelja.

Na slici 3.3. predstavljen je blok dijagram OFDM sustava koji se sastoji od tri glavna podsustava: odašiljača, bežičnog kanala i prijemnika. Prvo, nasumično generirani podaci se serijski šalju u blok odašiljača. Zatim se izvodi serijsko-paralelna pretvorba. Za moduliranje signala za prijenos koriste se neke od mogućih shema modulacije (npr. BPSK, QPSK, 16/64/256 / ... QAM). Ovi paralelni bitovi podataka mapiraju se u podnositelje korištenjem



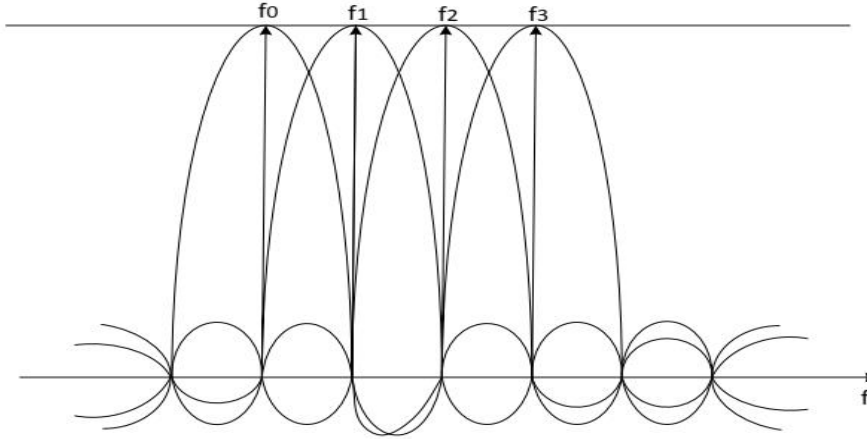
Slika 3.3. Blok dijagram OFDM prijenosa i prijema

blok brze inverzne Fourierove transformacije (engl. *Inverse Fast Fourier Transform* - IFFT). U daljnjoj obradi signala ciklički prefiks (CP) je umetnut u OFDM simbol i zaštitni interval (engl. *Guard Interval* - GI) te je dodan svakom bloku podataka kako bi se eliminirala međusymbolna interferencije (engl. *Intersymbol Interference* - ISI). Nakon umetanja cikličkog prefiksa (CP) i zaštitnog intervala (GI), rezultatni OFDM simboli se pretvaraju u serijski oblik i prenose preko kanala. Da bi dobio izvornu informaciju, OFDM prijemnik izvodi obrnute procese od onih koje izvodi OFDM predajnik (slika 3.3.) [143].

Različite modulacije tehnike se koriste u komunikacijskim sustavima na temelju OFDM-a, uključujući BPSK, QPSK i 16/64/256 kvadraturnu diskretnu modulaciju amplitude (engl. *Quadrature Amplitude Modulation* – QAM). Odabir najbolje modulacijske tehnike ovisi o vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a), učestalost pogrešnih bitova (engl. *Bit Error Rate* - BER), cjenovnoj učinkovitosti sustava (engl. *system cost-effectiveness*) i sposobnosti pružanja poboljšanih brzina prijenosa podataka [140], [144]. Odabir OFDM modulacije usko je povezan s dizajnom OFDM sustava. Na proces detekcije energije (ED) utječu različiti dizajni OFDM sustava koji su opisani u poglavlju 3.1.4..

### 3.1.1. Ortogonalnost signala u OFDM sustavu

Koncept OFDM sustava se zasniva na ortogonalnosti podnositelja. Neka je dan skup vremenski ograničenih kompleksnih eksponencijalnih signala  $\phi_k(t) = \{e^{j2\pi f_k t}\}_{k=0}^{L-1}$  koji predstavlja različite podnositelje OFDM signala na frekvencijama  $f_k = k/T_{sym}$ , gdje je  $0 \leq t \leq T_{sym}$ , gdje je  $T_{sym}$  vremensko trajanje jednog simbola.



Slika 3.4. Realizacija ortogonalnosti podnosilaca OFDM sustava

Ovaj skup signala je ortogonalan ukoliko je integral njihovih umnožaka na njihovom zajedničkom (fundamentalnom) periodu jednak nula, odnosno:

$$\begin{aligned} \langle \phi_k(t), \phi_i(t) \rangle &= \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi f_k t} e^{-j2\pi f_i t} dt = \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi \frac{k}{T_{sym}} t} e^{-j2\pi \frac{i}{T_{sym}} t} dt \\ &= \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi \frac{(k-i)}{T_{sym}} t} dt = \begin{cases} 1, & \forall k = i \\ 0, & \text{inače} \end{cases} \end{aligned} \quad (1)$$

Ukoliko se prethodna jednadžba aproksimira s periodom uzorkovanja u trenucima  $t = lT_s = lT_{sym}/L$ , gdje je  $T_s$  period uzorkovanja, a  $l = 0, 1, 2, \dots, L-1$ , jednadžba (1) se može zapisati kao:

$$\begin{aligned} \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} e^{j2\pi \frac{k}{T_{sym}} lT_s} e^{-j2\pi \frac{i}{T_{sym}} lT_s} &= \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} e^{j2\pi \frac{k}{T_{sym}} \frac{lT_{sym}}{L}} e^{-j2\pi \frac{i}{T_{sym}} \frac{lT_{sym}}{L}} \\ &= \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} e^{j2\pi \frac{(k-i)}{L} l} = \begin{cases} 1, & \forall k = i \\ 0, & \text{inače} \end{cases} \end{aligned} \quad (2)$$

Prethodno naveden uvjet ortogonalnosti ključan je za uklanjanje interferencija među podnosiocima (eng. *Inter-Carrier Interference* - ICI) u OFDM sustavima. Ilustracija ortogonalnosti OFDM signala u frekvencijskom području je pokazana na slici 3.4..

### 3.1.2. Modulacija i demodulacija signala u OFDM sustavu

Budući da je mapiranje bitova jedan od elemenata OFDM modulacije, OFDM predajnik služi za mapiranje bitova podataka u sekvence PSK ili QAM simbola, koji će kasnije predstavljati  $L$  paralelnih tokova. Svaki od  $L$  simbola iz serijsko-paralelne pretvorbe (eng. *Serial-to-Parallel Conversion* - S/P) prenosi se kanalom pomoću različitih podnositelja. Neka je  $X_z[k]$   $z$ -ti simbol koji se prenosi pomoću  $k$ -tog podnositelja,  $z = 0, 1, 2, \dots, \infty$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots, L-1$ . Zbog S/P pretvorbe trajanje prijenosa  $L$  simbola se povećava na  $T_{sym} = LT_s$ , što definira trajanje jednog OFDM signala. Neka je  $\gamma_{z,k}(t)$   $z$ -ti OFDM signal na  $k$ -tom podnositelju koji je dan kao:

$$\gamma_{z,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k(t-zT_{sym})}, & 0 < t \leq T_{sym} \\ 0, & \text{inače} \end{cases} \quad (3)$$

Tada se OFDM signal u kontinuiranoj vremenskoj domeni mogu izraziti kao:

$$x_z(t) = \frac{1}{T_{sym}} \sum_{z=0}^{\infty} \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} X_z[k] \gamma_{z,k}(t) \right\} \quad (4)$$

odnosno:

$$x_z(t) = \sum_{z=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{L-1} X_z[k] e^{j2\pi f_k(t-zT_{sym})} \quad (5)$$

Kontinuirani OFDM signal iz prethodne relacije (5) se može uzorkovati s  $t = lT_s + zT_{sym}$  uz  $T_s = T_{sym}/L$  i  $f_k = k/T_{sym}$ , kako bi se dobio pripadajući diskretni OFDM simbol. Taj simbol tada glasi:

$$x_z[n] = \sum_{k=0}^{L-1} X_z[k] e^{\frac{j2\pi kl}{L}} \quad (6)$$

gdje je  $l = 0, 1, 2, \dots, L-1$ . Prethodna jednadžba je ustvari inverzna diskretna Fourierova transformacija (engl. *Inverse discrete Fourier transform* – IDFT) od PSK ili QAM simbola u  $L$  uzoraka i na jednostavan se i učinkovit način može izračunati korištenjem brze inverzne Fourierove transformacije (IFFT).

Primljeni OFDM simbol  $X_z[k]$  se može rekonstruirati zahvaljujući svojstvu ortogonalnosti podnositelja opisane u prethodnoj formuli (1), pri čemu je:

$$Y_z[k] = \frac{1}{T_{sym}} \int_{-\infty}^{\infty} y_z(t) e^{-j2\pi k f_k (t-zT_{sym})} dt \quad (7)$$

$$Y_z[k] = \frac{1}{T_{sym}} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{i=0}^{L-1} X_z[i] e^{j2\pi f_i (t-zT_{sym})} \right\} e^{-j2\pi f_k (t-zT_{sym})} dt \quad (8)$$

$$Y_z[k] = \sum_{i=0}^{L-1} X_z[i] \left\{ \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi (f_i - f_k) (t-zT_{sym})} dt \right\} = X_z[k] \quad (9)$$

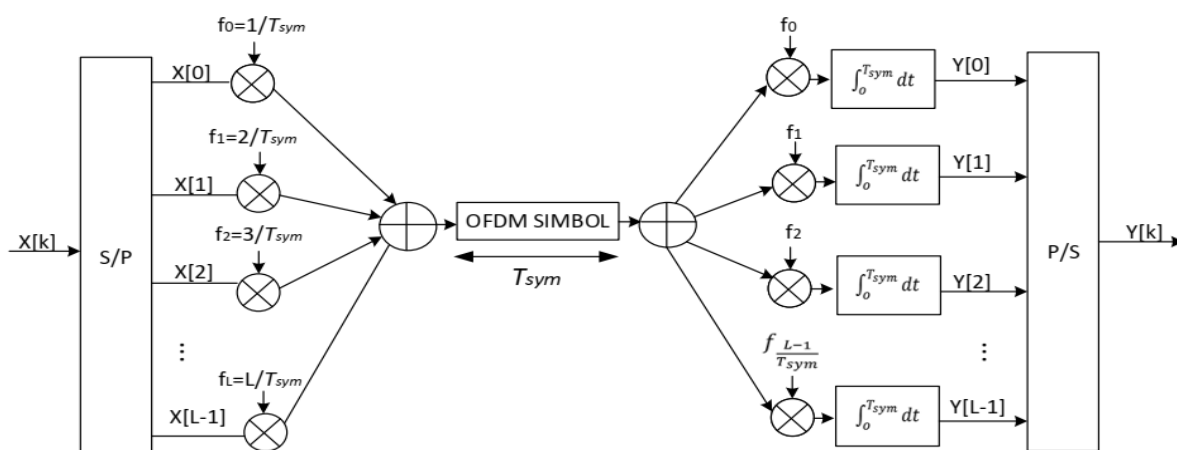
U prethodnom dokazu efekti kanala i šuma nisu uzeti u razmatranje. Neka su  $\{y_z[n]\}_{l=0}^{L-1}$  vrijednosti primljenog OFDM simbola  $y_z(t)$  u trenutku  $t = lT_s + zT_{sym}$ . Tada se integracija iz procesa modulacije danog prethodnom jednačbom može prikazati u diskretnoj domeni na sljedeći način:

$$Y_z[k] = \sum_{l=0}^{L-1} y_z[l] e^{-j2\pi kl/L} \quad (10)$$

$$Y_z[k] = \sum_{l=0}^{L-1} \left\{ \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} X_z[i] e^{j2\pi in/L} \right\} e^{-j2\pi kl/L} \quad (11)$$

$$Y_z[k] = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{i=0}^{L-1} X_z[i] e^{j2\pi (i-k)l/L} = X_z[k] \quad (12)$$

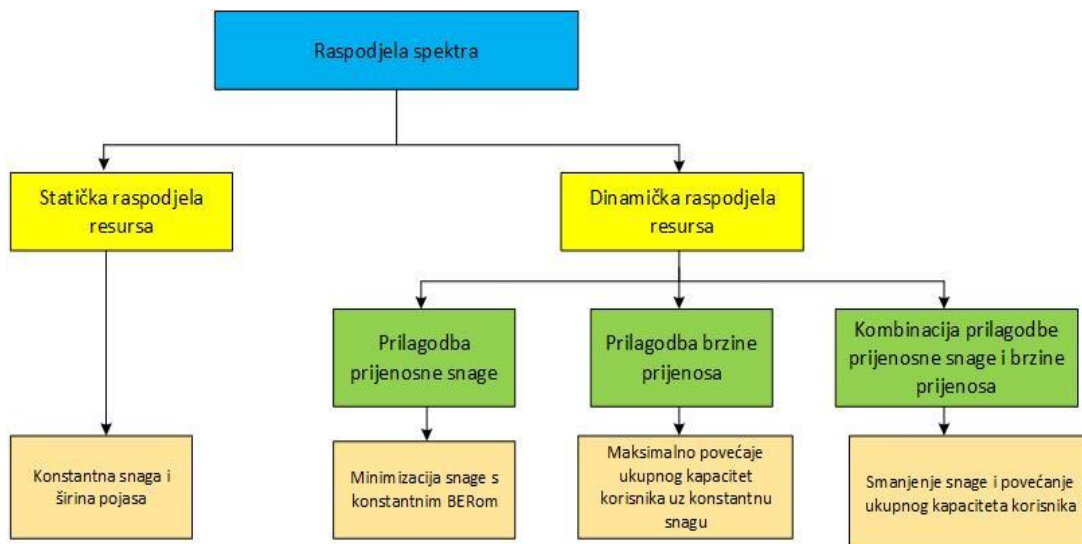
Prethodna jednačba predstavlja diskretnu Fourierovu transformaciju (engl. *Discrete Fourier transform* – DFT) signala  $\{y_z[n]\}_{l=0}^{L-1}$  i efikasno se može izračunati korištenjem brze Fourierove transformacije (eng. *Fast Fourier Transform* - FFT) [62, 142]. Ilustracija prethodnih razmatranja dana je na slici 3.5..



Slika 3.5. Blok dijagram OFDM modulacije/demodulacije

### 3.1.3. Načini prijenosa signala u OFDM sustavima

Kroz literaturu su predstavljena tri algoritma (načina) prijenosa signala u OFDM sustavima prikazana na slici 3.6..



Slika 3.6. Različiti pristupi dinamičkoj raspodjeli resursa u OFDM sustavima

Prvi način prijenosa temelji se na algoritmu prilagodbe snage odašiljanja (MA) u skladu s ograničenjima brzine prijenosa i učestalosti brzine pogrešnih bitova (BER). Da bi se održala ista brzina prijenosa (npr. nepromijenjena modulacija) za istu kvalitetu usluge (npr. za isti BER), snaga odašiljanja mijenja se u skladu s uvjetima u prijenosnom kanalu (npr. niža snaga odašiljanja kada je kvaliteta kanala dobra, i obrnuto). Pretpostavljajući OFDM sustav sa skupom podnositelja  $S = \{1, \dots, s, \dots, L\}$ , MA algoritam se može prikazati kao:

$$\min_{p_s} P_T = \sum_s^L p_s \quad (13)$$

uz ograničenje:

$$BER_{av} = \frac{\sum_{s=1}^L b_s BER_s}{\sum_{s=1}^L b_s} \leq BER_{th} \quad (14)$$

$$\sum_{s=1}^L p_s \leq P_{th} \quad (15)$$

$$\sum_{s=1}^L b_s \leq b_{th} \quad (16)$$

Gdje su  $p_s$ ,  $BER_{av}$ , i  $b_s$  snaga odašiljanja, BER i brzina prijenosa  $s$ -tog podnositelja. U bilo kojem trenutku, ukupna trenutna snaga odašiljanja ( $P_T$ ) i snage odašiljanja podnosioca ( $p_s$ ) moraju osigurati da prosječni BER ( $BER_{av}$ ) bude ispod unaprijed definiranog praga BER-a ( $BER_{th}$  u relaciji (14)). Također zbroj svih snaga odašiljanja svakog podnositelja ( $p_s$ ) treba biti ispod ukupne odašiljačke snage praga  $P_{th}$  (što je doređeno ograničenjem (15)), a zbroj  $L$  brzina prijenosa ( $b_s$ ) je konstantan i ispod ukupnog praga podatkovne brzine prijenosa  $b_{th}$  (ograničenje (16)).

Drugi način prijenosa OFDM signala temelji se na algoritmu prilagodbe-brzine (RA) koji za cilj ima povećanje prijenose brzine u skladu s ograničenjima snage odašiljanja i vjerojatnosti pogreške bita (BER). Ako je snaga odašiljanja konstantna vrijednost, u cilju održanja iste kvalitete usluge (npr. isti BER), predajnik treba prilagoditi modulaciju OFDM signala uvjetima u kanalu. Veći red konstelacije OFDM modulacije će biti korišten (što znači i veću brzinu prijenosa) kada je kvaliteta kanala dobra, i obrnuto. Mnogi komunikacijski sustavi koji koriste OFDM, kao što su primjerice WLAN i WiMAX, rade s konstantnom OFDM snagom odašiljanja, jer su takvi sustavi koji su temeljeni na adaptivnoj modulaciji, najjednostavniji za implementaciju u praksi. Međutim, da bi se omogućio sustav s adaptivnom modulacijom, informacija o kvaliteti kanala, mjerena na strani prijemnika, treba biti poslana natrag na predajnik obrnutim kanalom. Dizajn RA sustava može se modelirati kao:

$$\max_{b_s} b_T = \sum_{s=1}^L b_s \quad (17)$$

uz ograničenja:

$$BER_{av} = \frac{\sum_{s=1}^L b_s BER_s}{\sum_{s=1}^L b_s} \leq BER_{th} \quad (18)$$

$$\sum_{s=1}^L p_s < P_{th} \quad (19)$$

$$\sum_{s=1}^L b_s \leq b_{th} \quad (20)$$

gdje prosječni BER ( $BER_{av}$ ) mora biti ispod unaprijed definiranog praga BER-a, (određen  $BER_{th}$  ograničenjem u relaciji (18)). Također, zbroj svih snaga odašiljanja svakog podnositelja mora biti konstantan i ispod ukupne snage praga  $P_{th}$  (definirano ograničenjem (19)) i zbroj  $L$

brzina prijenosa mora biti ispod ukupnog praga brzine prijenosa  $b_{th}$  (definirano ograničenjem (20)).

Treći dizajn OFDM komunikacijskih sustava se temelji na kombiniranom RA-MA algoritmu koji nastoji povećati prijenosu brzinu i smanjiti snagu odašiljanja uz ograničenja učestalosti pogrešnih bitova (BER) u kanalu. Motiv za implementaciju ovog algoritma nalazi se u novijim bežičnim komunikacijskim sustavima koji rade pod različitim zahtjevima i uvjetima. Konkretnije, minimizacija snage je ključna kada se radi u blizini drugih po frekvenciji susjednih korisnika ili u okruženjima sklonim smetnjama. Osim toga, ako postoji dovoljno zaštitnih pojaseva za odvajanje korisnika, maksimiziranje propusnosti može se učiniti u cilju bolje iskoristivost kanala. Kombinirani RA-MA algoritam može se modelirati na sljedeći način:

$$\min_{p_s} P_T = \sum_{s=1}^L p_s \text{ i } \max_{b_s} b_T = \sum_{s=1}^L b_s \quad (21)$$

uz ograničenja:

$$\sum_{s=1}^L b_s \leq b_{th} \quad (22)$$

$$BER_{av} = \frac{\sum_{s=1}^L b_s BER_s}{\sum_{s=1}^L b_s} \leq BER_{th} \quad (23)$$

$$\sum_{s=1}^L p_s \leq P_{th} \quad (24)$$

gdje su snaga odašiljanja OFDM podnositelja i bitska brzina (konstelecija modulacije) zajedno optimizirane prema uvjetima kanala i moraju biti ispod unaprijed definiranih vrijednosti za parametre  $b_{th}$  (određeno ograničenjem (22)),  $P_{th}$  (određeno ograničenjem (23)) i  $BER_{th}$  (određeno ograničenjem (24)) [145].

### 3.1.4. Dizajn OFDM sustava i korištene modulacije

Danas se OFDM tehnika koristi u velikom broju prijenosnih tehnologija kao što su primjerice WiMAX, WLAN protokoli definirani standardima IEEE (engl. *Institute of Electrical and Electronics Engineers*) 802.11a/g/n/ac/ad, bežičnim mrežama četvte generacije (engl. *LTE Advanced* - LTE – A), komunikaciji vidljivom svjetlošću (engl. *Light Fidelity* - Li-Fi), komunikaciji putem električne energetske mreže (engl. *Power Line Communication* - PLC), a OFDM ujedno predstavlja temeljnu tehnologiju za prijenos podataka u mrežama pete



Tablica 3.1 Značajke pojedinih OFDM sustava [146] – [150]

OFDM Parametar	DAB/EUREKA /DAB +	DVB-T	DVB-H	IEEE 802.11 n/ac/ah	IEEE 802.15.3a
Širina kanala [MHz]	1.712	6, 7, 8	5, 6, 7, 8	802.11 n: 20 – 40 802.11 ac: 20 -160 802.11 ah: 1-16	3,100 – 10,600
Modulacija	$\pi/4$ -DQPSK	QPSK, 16 QAM, 64 QAM	QPSK, 16 QAM, 64 QAM	BPSK, QPSK, 16 QAM, 64 QAM, 256 QAM	TFI –OFDM (with 128 – point FT size), QPSK
Zaštitni interval [ $\mu$ s]	24.6 (all modes)	1/4, 1/8, 1/16, 1/32	1/4, 1/8, 1/16, 1/32	1/4, 1/8, 1/16 (IEEE 802.11 n/ac) 802.11n: 64, 128	0,00947
Veličina FFT-a (k=1024)	Mode I: 2k Mode II: 512 Mode III: 256 Mode IV: 1k	2k, 8k	2k, 4k, 8k	802.11ac: 64, 128, 256, 512 802.11 ah: 32, 64, 128, 256, 512	64, 128, 256

generacije 5G [151] – [155].

Također, OFDM je predložen i usvojen u asimetričnoj digitalnoj pretplatničkoj liniji (engl. *Asymmetric digital subscriber line* - ADSL), digitalnom audio emitiranju (engl. *Digital Audio Broadcasting* - DAB), digitalnom videoemitiranju – ručno/zemaljski (engl. *Digital Video Broadcasting – Handheld/Terrestrial* - DVB-H/T), te u digitalnom zemaljskom multimedijском emitiranju (engl. *Digital Terrestrial Multimedia Broadcast* - DTMB). U tablici 3.1 predstavljene su ključne značajke komunikacijskih tehnologija temeljenih na primjeni OFDM-a.

Osim OFDM tehnike, tehnika višestrukog pristupa s ortogonalnom raspodjelom podnositelja (engl. *OFDM access* - OFDMA) se također koristi u praksi. OFDMA je verzija OFDM modulacije kod koje se u određenom vremenskom trenutku svi resursi stavljaju na raspolaganje jednom korisniku. Kod OFDMA frekvencijski i vremenski resursi se dijele između OFDMA korisnika.

Prednosti OFDMA tehnike prijenosa su: efikasno korištenje spektra radi mogućnosti preklapanja frekvencijskih pojava podnositelja, veća otpornost na frekvencijsko selektivno slabljenje signala podjelom kanala na više uskopolasniх potkanala i mogućnost korištenja u sustavima izvan vidnog polja NLS (engl. *Non Line-of-Sight* - NLS), čiju primjenu susrećemo

Tablica 3.2 Značajke pojedinih OFDMA sustava [5], [156], [157]

OFDM Parametar	LTE	WiMAX	IEEE 802.20
Širina kanala [MHz]	1.4, 3, 5, 10, 15, 20	1.25 - 28	5, 10, 20
Modulacija	QPSK, 16 QAM, 64 QAM	BPSK, QPSK, 16 QAM, 64 QAM	QPSK, 8 PSK, 16 QAM, 64 QAM
Zaštitni interval [ $\mu$ s]	1/4, 1/8, 1/16, 1/32	1/4, 1/8, 1/16, 1/32	6.51, 13.02, 19.53, 26.04
Veličina FFT-a ( $k=1024$ )	128, 256, 512, 1k, 1536, 2k	128, 256, 512, k, 2k	512, 1024, 2048

u urbanim sredinama [141]. Dinamička raspodjela resursa kod OFDMA omogućuje bolju iskoristivost kanala za višestruke korisnike malih brzina i za izbjegavanje uskopojasnog slabljenja signala i interferencije. OFDMA se koristi u: IEEE 802.11ax (WLAN), IEEE 802.16 (WiMAX), IEEE 802.20 (iBurst, MBWA) i LTE sustavima [5], [156], [157]. OFDMA je metoda pristupa za IEEE 802.22 WRAN (engl. *Wireless Regional Area Networks* - WRAN). Tablica 3.2 prikazuje neke od ključnih značajki OFDMA sustava. Iz tablica 3.1 i 3.2, može se primijetiti da su binarna modulacija faze (BPSK), kvadratna modulacija faze (QPSK) i kvadratna amplitudna modulacija 16, 64 i 256 QAM, najčešće korišteni modulacijski procesi u suvremenim OFDM komunikacijskim tehnologijama.

### 3.2. Metoda detekcije energije signala

Proces očitavanja raspoloživog frekvencijskog spektra, kao najzahtjevnija aktivnost kognitivnih radijskih mreža, omogućuje nelicenciranim korisnicima (SU) da se prilagode okruženju detektirajući dijelove spektra koji nisu korišteni od strane licenciranih mrežnih korisnika (PU). Problem očitavanja raspoloživog frekvencijskog spektra može se matematički izraziti kao binarna hipoteza [35], [136], [158]:

$$\begin{aligned}
 H_0: y(n) &= w(n), \\
 n &= 1, \dots, N \text{ ako je PU odsutan} \\
 H_1: y(n) &= x(n) + w(n), \\
 n &= 1, \dots, N \text{ ako je PU prisutan}
 \end{aligned}
 \tag{25}$$

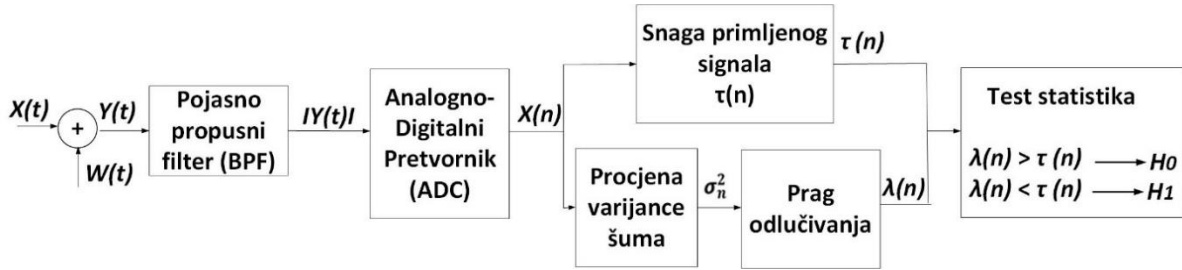
gdje je  $w(n)$  signal šuma na mjestu sekundarnog korisnika (SU),  $y(n)$  je primljeni signal na

Tablica 3.3. Parametri procesa detekcije energije (ED) u SISO sustavima s pripadajućim opisom

Parametar	Opis
$H_0$	Hipoteza koja definira odsutnost signala PU
$H_1$	Hipoteza koja definira prisutnost signala PU
$y(n)$	Primljeni signal na mjestu SU za $n$ -ti uzorak
$w(n)$	AWGN šum na mjestu SU
$\sigma_n^2$	Varijanca AWGN signala na mjestu SU bez varijacija NU i prilagodbe DT
$\sigma_{NUDT}^2$	AWGN varijanca (interval) za ED s varijacijama NU i prilagodbom DT
$\sigma_{NU}^2$	AWGN varijanca (interval) za ED s varijacijama NU
$x(n)$	Poslani signal PU
$\tau$	Razina energijske test statistike detektiranog signala na mjestu SU
$\lambda$	Prag detekcije SU za ED bez varijacija NU i prilagodbe DT
$\lambda_d$	Prag detekcije temeljen na CDR-u bez varijacija NU i prilagodbe DT
$\lambda_{fa}$	Prag pogrešnog alarma temeljen na CFAR-u bez varijacija NU i prilagodbe DT
$\lambda^{DT}$	DT (interval) za ED proces bez varijacije NU
$\lambda^{NUDT}$	DT (interval) za ED proces s prilagodbom DT i varijacijom NU
$P_d$	Vjerojatnost detekcije za ED bez NU i DT
$P_{fa}$	Vjerojatnost pogrešnog alarma za ED bez NU i DT
$P_d^{DT}$	Vjerojatnost detekcije za ED s DT prilagodbom
$P_{fa}^{DT}$	Vjerojatnost pogrešnog alarma za ED s DT prilagodbom
$P_d^{NU}$	Vjerojatnost detekcije za ED s varijacijom NU
$P_{fa}^{NU}$	Vjerojatnost pogrešnog alarma za ED s varijacijom NU
$P_d^{NUDT}$	Vjerojatnost detekcije za ED s prilagodbom DT i varijacijom NU
$P_{fa}^{NUDT}$	Vjerojatnost pogrešnog alarma za ED s prilagodbom DT i varijacijom NU
$\rho$	NU faktor
$\rho'$	DDT faktor
$Q$	Standardna Gaussova komplementarna CDF
$Q^{-1}$	Inverzna standardna Gaussova komplementarna CDF
$P$	Prosječna snaga primljenog signala PU na mjestu SU
$N_{min}$	Minimalni broj uzoraka za ED bez prilagodbe DT i varijacija NU
$N$	Ukupan broj uzoraka za ED bez prilagodbe DT i varijacija NU
$N^{DT}$	Minimalan broj uzoraka za ED s prilagodbom DT
$N^{NU}$	Minimalan broj uzoraka za ED s varijacijom NU
$N^{NUDT}$	Minimalan broj uzoraka za ED s prilagodbom DT i varijacijom NU

mjestu sekundarnog korisnika (SU) tijekom  $n$ -tog uzorkovanja,  $x(n)$  je poslani signal primarnog korisnika,  $N$  je ukupan broj uzoraka korišten u očitavanju raspoloživog frekvencijskog spektra. U tablici 3.3. predstavljeni su parametri korišteni u SISO-OFDM procesu detekcije energije (ED) s pripadajućim opisom.

Na slici 3.7. predstavljen je opći blok dijagram detektora temeljen na metodi detekcije energije (ED). Primljeni signal  $y(t)$  sastoji se od signala primarnog korisnika  $x(t)$  i signala šuma  $w(t)$ . U procesu detekcije energije primljeni signal prolazi kroz pojasni filter (engl. *Band-Pass Filter* - BFP) kako bi se odabrala propusna širina promatranog signala i uklonio šum [18]. Analogno-digitalni pretvarač (engl. *Analog to Digital Converters* - ADC) transformira primljeni signal u digitalnu domenu i šalje ga u dva potprocesa (slika 3.7.).



Slika 3.7. Blok dijagram procesa detekcije energije

U prvom potprocesu sekundarni korisnik (SU) vrši uzorkovanje i digitalnu obradu signala (slika 3.7.). Energija primljenog signala procjenjuje se preko kvadrata brze Fourierove transformacije (FFT), a rezultat ovog potprocesa je energijska test statistika  $\tau(n)$  dobivena za prosjek od  $N$  uzoraka, izražena kao [47], [137]:

$$\tau(y) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y(n)|^2 \quad (26)$$

U drugom paralelnom potprocesu (slika 3.7.), varijanca šuma se procjenjuje prema varijacijama omjera snage signala i šuma (SNR-a). U cilju osiguranja otpornosti na slabljenje signala, u ovoj analizi zanemarena je frekvencijska selektivnost višestaznih kanala. Razlog se očituje u širenju širokopojasnog OFDM signala u mnogo moduliranih uskopojasnih podnositelja, što rezultira izlaganjem tih podnositelja kontinuiranom fadingu (engl. *flat fading*). Utjecaj šuma na mjestu sekundarnog korisnika (SU) u ovoj analizi je modeliran kao bijeli Gaussov šum (AWGN). Pretpostavlja se da je AWGN neovisan i identično distribuiran slučajni proces nulte srednje vrijednosti i varijance,  $\sigma_n^2$ , sa spektralnom gustoćom snage,  $w(n) \sim \mathcal{N}(0, \sigma_n^2)$ .

Ukupna varijanca primljenog signala  $\sigma_y^2$  na mjestu sekundarnog korisnika može se izraziti kao:

$$\sigma_y^2 = \sigma_x^2 + \sigma_n^2 = \sigma_n^2(1 + SNR) \quad (27)$$

gdje  $\sigma_x^2$  predstavlja varijancu poslanog signala primarnog korisnika (PU), koja se može izraziti kao  $\sigma_x^2 = SNR \sigma_n^2$ , a SNR predstavlja omjer snage signala i snage šuma koji nije izražen kao logaritamska vrijednost nego kao apsolutni omjer i predstavlja bezdimenzionalnu veličinu. Pod pretpostavkom da ne postoji determinističko znanje o signalu  $x(n)$  osim prosječne snage signala primarnog korisnika (koja je karakteristična za metodu detekcije energije (ED)), (prosječna) snaga primarnog korisnika (PU) na mjestu prijema (SU) se procjenjuje kao:

$$P = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |x(n)|^2 \approx \sigma_x^2 \quad (28)$$

te iz (27) slijedi da je procjena varijacije primljenog signala  $\sigma_y^2 = P + \sigma_n^2$ .

U slučaju poznate procjene varijance šuma  $\sigma_n^2$  i bez nesigurnosti snage šuma (NU)  $\sigma_n^2$ , može se izraziti pomoću Gaussove distribucije pomoću primjene središnjeg graničnog teorema (engl. *central limit theorem*), gdje hipoteze  $H_0$  i  $H_1$  (iz relacije (25)) postaju [137]:

$$\tau(y) \mid H_0 \sim \mathcal{N}\left(\sigma_n^2, \frac{2}{N} \sigma_n^4\right) \quad (29)$$

$$\tau(y) \mid H_1 \sim \mathcal{N}\left(P + \sigma_n^2, \frac{2}{N} (P + \sigma_n^2)^2\right) \quad (30)$$

Za procjenu energije prijamnog signala od strane sekundarnog korisnika (SU) u procesu detekcije energije (ED), mora se definirati razina signala koja će se koristiti kao prag detekcije signala ( $\lambda$ ), a potom usporediti s energijskom test statistikom ( $\tau$ ) na mjestu sekundarnog korisnika (SU). Prag detekcije signala se određuje na temelju informacija o varijanci šuma dobivenih iz prethodnog bloka, kao na slici 3.7. [7], [137], [149]. Sukladno tome, očitavanje raspoloživog frekvencijskog spektra je definirano s:

$$\tau(y(n)) > \lambda \quad (31)$$

$$\tau(y(n)) < \lambda \quad (32)$$

gdje se energijska test statistika ( $\tau(y(n))$ ) dobiva izračunavanjem energije primljenog signala na mjestu sekundarnog korisnika (SU) prema relaciji (26). Energijska test statistika se računa za skup od  $n$  uzoraka i uspoređuje se s pragom  $\lambda$  koji se može dinamički prilagođavati. Hi-kvadratna necentralna distribucija s  $N$  stupnjeva slobode koristi se za izražavanje prisutnosti signala primarnog korisnika ( $\tau(y(n)) > \lambda$ ). Relacija (31) ukazuje na prisutnost snage odašiljanja primarnog korisnika (PU), a relacija (32) ukazuje na odsutnost signala primarnog korisnika (PU).

U slučaju odsutnosti signala primarnog korisnika ( $\tau(y(n)) < \lambda$ ), koristi se središnja hi-kvadrirana distribucija s  $N$  stupnjeva slobode, gdje  $N$  predstavlja broj uzoraka koji se koriste u procesu detekcije energije (ED) signala primarnog korisnika (PU). Kada je interval

promatranja ( $N$ ) dovoljno velik, funkcija gustoće vjerojatnosti (engl. *Probability Density Function* - PDF) primljenog signala može se aproksimirati kao Gaussova distribucija.

U osnovi proces detekcije energije (ED) provodi se ispitivanjem Neyman-Pearsonove hipoteze.

Za testiranje Neyman-Pearsonove hipoteze, usporedba između praga detekcije i omjera logaritamske vjerojatnosti primljenog signala je dana s [7]:

$$H_0: \log \left( \frac{P(y_0, y_1, \dots, y_{(N-1)} | H_1)}{P(y_0, y_1, \dots, y_{(N-1)} | H_0)} \right) < \lambda, \text{ PU odsutan} \quad (33)$$

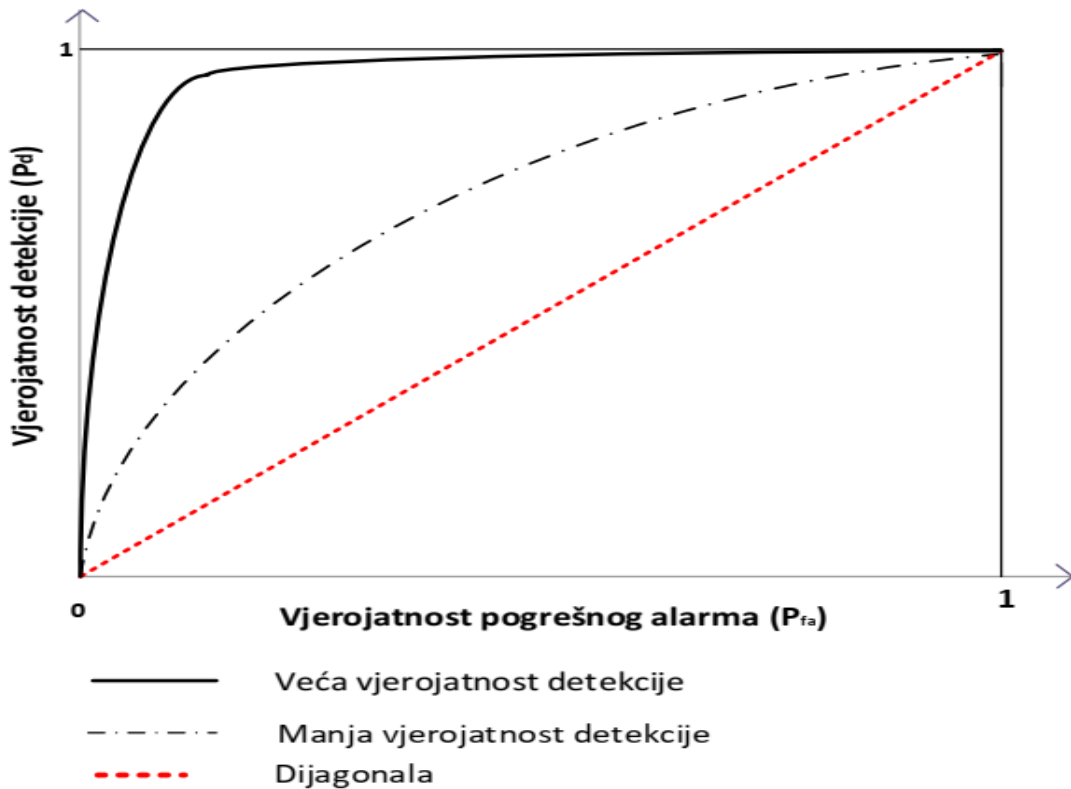
$$H_1: \log \left( \frac{P(y_0, y_1, \dots, y_{(N-1)} | H_1)}{P(y_0, y_1, \dots, y_{(N-1)} | H_0)} \right) > \lambda, \text{ PU prisutan} \quad (34)$$

gdje  $P(y = y_0, \dots, y_{(N-1)} | H_0)$  i  $P(y = y_0, \dots, y_{(N-1)} | H_1)$  predstavljaju funkcije gustoće vjerojatnosti (PDF) hipoteze  $H_1$ , odnosno alternativne nulte hipoteze  $H_0$ . Hipoteza  $H_0$  u relaciji (33) je prihvaćena ako je energija primljenog signala na mjestu sekundarnog korisnika (SU) manja od postavljenog praga ( $\lambda$ ), a to potvrđuje postojanje slobodnih pojaseva (praznina) u frekvencijskom spektru. Na temelju relacije (34), druga hipoteza  $H_1$  je prihvaćena ako je primljena energija signala na mjestu detekcije signala primarnog korisnika (PU) veća od vrijednosti praga ( $\lambda$ ), što dovodi do spoznaje da primarni korisnik (PU) aktivno odašilje signal u promatranom frekvencijskom području [7], [20], [137]. Prag ( $\lambda$ ) može biti fiksni ili dinamički prilagođen, pri čemu se razine praga mogu odabrati iz skupa vrijednosti u određenom rasponu koji je izveden i objašnjen u poglavljima 6.4. i 7.4..

Kako bi se ocijenio proces očitavanja raspoloživog frekvencijskog spektra, koristi se nekoliko metrika. Najčešće metrike su to vjerojatnost detekcije signala i vjerojatnost pogrešnog alarma (ili vjerojatnost pogrešne detekcije signala).

Vjerojatnost da sekundarni korisnik (SU) ispravno donese odluku da je primarni korisnik (PU) prisutan, kada je on stvarno prisutan, definira se kao vjerojatnost detekcije signala ( $P_d$ ).

Vjerojatnost da sekundarni korisnik (SU) netočno donese odluku da je primarni korisnik (PU) prisutan, kada je on odsutan, je vjerojatnost pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ) [7]. Međuovisnost između vjerojatnosti detekcije signala i vjerojatnosti pogrešnog alarma uglavnom je izražena kroz krivulje radnih karakteristika prijemnika (engl. *Receiver Operating Characteristic* - ROC) (slika 3.8). Na slici 3.8., različiti razmaci iznad i ispod dijagonale (također poznati kao linija nediskriminacije) određuju kvalitetu procesa očitavanja spektra metodom detekcije energije.



Slika 3.8. Primjer radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje)

Ako se proces detekcije energije može izraziti kao linija bez diskriminacije, to znači da kvaliteta procesa detekcije energije (ED) odgovara slučajnom procesu. Općenito, krivulje radnih karakteristika prijemnika iznad dijagonale predstavljaju dobre rezultate detekcije (bolje od slučajnih), dok krivulje radnih karakteristika prijemnika ispod dijagonalne crte predstavljaju loš proces detekcije energije (lošiji od slučajnog). Stoga će proces detekcije energije (ED) biti manje točan ako je krivulja radnih karakteristika prijemnika bliža dijagonali od 45 stupnjeva (slika 3.8.). Što bliže krivulja slijedi lijevu i gornju granicu ROC prostora, proces detekcije energije će biti pouzdaniji (slika 5.2).

Područje ispod krivulje također je mjera pouzdanosti detekcije. Veća površina ispod krivulje predstavlja pouzdaniji proces detekcije energije i obrnuto (slika 3.8.). Koncept krivulja radnih karakteristika prijemnika (ROC), kao često korišten koncept za procjenu učinkovitosti detekcije signala primarnog korisnika (PU), koristit će se u dijelu rada s rezultatima.

## 4. OČITAVANJA RASPOLOŽIVOG FREKVENCIJSKOG SPEKTRA PRIMJENOM METODE DETEKCIJE ENERGIJE SIGNALA U OFDM SUSTAVIMA

### 4.1. Detekcija energije signala u SISO-OFDM sustavima

#### 4.1.1. Vjerojatnosti detekcije signala i pogrešnog alarma za SISO-OFDM sustave

Prema relacijama (29) i (30), vjerojatnost detekcije signala ( $P_d$ ) i vjerojatnost pogrešne detekcije signala ( $P_{fa}$ ) mogu se izraziti kao statističke vjerojatnosti [47], [137]:

$$P_d = Prob(\tau(y) > \lambda | H_1) = Q\left(\frac{\lambda_d - (P + \sigma_n^2)}{\sqrt{\frac{2}{N_{min}}(P + \sigma_n^2)}}\right) \quad (35)$$

$$P_{fa} = Prob(\tau(y) < \lambda | H_0) = Q\left(\frac{\lambda_{fa} - \sigma_n^2}{\sqrt{\frac{2}{N_{min}}\sigma_n^2}}\right) \quad (36)$$

gdje je  $Q(\cdot)$  standardna Gaussova komplementarna kumulativna funkcija distribucije (engl. *Cumulative Distribution Function* - CDF). Oba se parametra obično koriste za izražavanje učinkovitosti procesa detekcije energije (ED). Uz navedene vjerojatnosti, vjerojatnost propuštene detekcije (engl. *Probability of missdetection*)  $P_{md}$  predstavlja vjerojatnost da je primarni korisnik (PU) prisutan dok sekundarni korisnik (SU) smatra da je odsutan. Vjerojatnost propuštene detekcije ( $P_{md}$ ) za sekundarnog korisnika (SU) se može izraziti kao:

$$P_{md} = 1 - P_d \quad (37)$$

Niže vjerojatnosti propuštene detekcije (ili veća vjerojatnost detekcije) su povoljnije jer nude veće šanse za pouzdaniju detekciju signala primarnog korisnika (PU), na mjestu sekundarnog korisnika (SU).

Minimalni broj uzoraka ( $N_{min}$ ) tijekom očitavanja raspoloživog frekvencijskog spektra metodom detekcije energije (ED) u cilju pouzdane detekcije primarnog korisnika (PU), može se izraziti preko  $P_{fa}$ ,  $P_d$  i SNR-a [47], [137] kao:

$$N_{min} = \frac{2[Q^{-1}(P_{fa}) - Q^{-1}(P_d)](1 + SNR)]^2}{SNR^2} \quad (38)$$

Može se primijetiti da relacija (38) ne sadrži parametar praga detekcije (DT), premda i vjerojatnost detekcije kao i vjerojatnost pogrešnog alarma u relaciji (38) ovise o postavljenoj



razini praga detekcije. Dakle, sukladno relaciji (38), veći broj uzoraka rezultira većom vjerojatnošću detekcije tijekom procesa detekcije energije (ED). Iz relacije (38) vidljivo je da se proces očitavanja spektra poboljšava kako broj uzoraka korištenih u postupku detekcije raste. Osim toga prihvatljiva vjerojatnost detekcije primarnog korisnika (PU) može se dobiti čak i za niže vrijednosti SNR-a, sve dok je  $N_{min}$  dovoljno velik, a nesigurnost snage šuma (NU) odsutna. Stoga se slabi signali bez utjecaja nesigurnosti snage šuma (NU) mogu detektirati metodom detekcije energije (ED), ukoliko se koristi odgovarajući broj uzoraka [159].

Na temelju relacija (35) i (36), međuovisnost između vjerojatnosti detekcije signala primarnog korisnika (PU) i vjerojatnosti pogrešne detekcije signala, za proces detekcije energije (ED) koji nije pod utjecajem nesigurnost snage šuma (NU) i koji ima fiksni prag detekcije, može se izraziti kao:

$$P_d = Q \left( \frac{Q^{-1}(P_{fa}) - \sqrt{\frac{N_{min}}{2}} SNR}{1 + SNR} \right) \quad (39)$$

gdje  $Q^{-1}(\cdot)$  je inverzna standardna Gaussova komplementarna kumulativna funkcija distribucije (CDF). Prema relaciji (39), za mali broj uzoraka, niske vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a) i visoku vjerojatnost pogrešnog alarma, detekcija signala primarnog korisnika (PU) se ne može postići za bilo koju razinu praga detekcije  $\lambda$ .

#### 4.1.2. Procjena praga detekcije za SISO-OFDM signale

Odabir praga detekcije najvažniji je proces koji definira performanse bilo koje metode očitavanja raspoloživog spektra, uključujući i detekciju energije (ED) [35]. Prag detekcije je vrijednost koja definira učinkovitost detekcije [42]. Kao što je prethodno spomenuto, vrijednosti praga detekcije mogu se klasificirati kao fiksne ili dinamičke. Fiksni prag se može izračunati na temelju dva principa: konstantne učestalosti pogrešnog alarma (engl. *Constant False Alarm Rate* - CFAR) i konstantne učestalosti detekcije (engl. *Constant Detection Rate* - CDR). Snaga šuma ( $\sigma_n^2$ ) je potrebna za određivanje praga u oba slučaja [42], [138].

Ako je zahtijevana vjerojatnost pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ) unaprijed određena, prag pogrešnog alarma temeljen na principu konstantne učestalosti pogrešnog alarma (CFAR)  $\lambda_{fa}$  može se izvesti iz relacije (36) kao [47], [138]:

$$\lambda_{fa} = Q^{-1}(P_{fa})\sigma_n^2 \sqrt{\frac{2}{N_{min}}} + \sigma_n^2 \quad (40)$$

Po načelu konstantne učestalosti pogrešnog alarma (CFAR), prag je postavljen tako da zadovolji ciljanu vjerojatnost pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ), a dobiveni prag se zatim koristi za izračun odgovarajuće vjerojatnosti detekcije ( $P_d$ ) signala primarnog korisnika (PU). Načelo konstantne učestalosti pogrešnog alarma (CFAR) se koristi kada se traži jamstvo ponovne uporabe neiskorištenog spektra koji zahtijeva postavljanje vjerojatnosti pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ) na malu fiksnu vrijednost, dok vjerojatnost detekcije  $P_d$  treba maksimizirati. Slično, kako bi se postigla ciljana vjerojatnost detekcije  $P_d$  za prosječnu primljenu snagu signala  $P$  određenog primarnog korisnika, prag detekcije  $\lambda_d$ , u slučaju konstantne učestalosti detekcije (CDR), može se izvesti iz relacije (35) [47], [138]:

$$\lambda_d = Q^{-1}(P_d)(P + \sigma_n^2) \sqrt{\frac{2}{N_{min}}} + (P + \sigma_n^2) \quad (41)$$

Načelo konstantne učestalosti detekcije (CDR) se koristi kada je potrebno osigurati vjerojatnost nepostojanja interferencije u postojećim sustava, što zahtijeva fiksiranje vjerojatnosti detekcije  $P_d$  na visoku vrijednost i minimiziranje vjerojatnosti pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ). Uspoređujući izraze (40) i (41) može se uočiti da pristup temeljen na konstantnoj učestalosti pogrešnog alarma (CFAR) ne zahtijeva prosječnu snagu ( $P$ ) primljenog signala primarnog korisnika (PU) za postavljeni prag detekcije pogrešnog alarma ( $\lambda_{fa}$ ). Zbog toga se u praksi češće koristi načelo konstantne učestalosti pogrešnog alarma (CFAR). Međutim stalno postavljanje vjerojatnosti pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ) na niske vrijednosti znači da će odgovarajući prag detekcije ( $\lambda_{fa}$ ) biti visok. Kao posljedica toga može doći do smetnji (interferencija) jer nije lako detektirati signale male snage zbog vrlo zahtjevnih vrijednosti praga detekcije kod načela konstantne učestalosti pogrešnog alarma (CFAR)  $\lambda_{fa}$ . Pri tome se pod zahtjevnim vrijednostima praga detekcije podrazumjeva vrijednost praga detekcije koje osigurava vrlo malene vjerojatnosti pogrešnih alarma. Stoga načelo konstantne učestalosti pogrešnog alarma (CFAR) koje se temelji na fiksnom pragu nije najpovoljnije rješenje. Optimalna postavka praga može se postići ako svaki sekundarni korisnik (SU) dinamički prilagođava svoj prag prema stanju svog kanala.

Umjesto da ostane konstantan, prag detekcije se može skalirati faktorom dinamičkog praga detekcije  $\rho'$  ( $\rho' \geq 1$ ), na način da faktor  $\rho'$  određuje interval dinamičkog praga detekcije na način da je  $\lambda'^{DT} \in \left[ \frac{\lambda}{\rho'}, \rho' \lambda \right]$ . U slučaju procesa detekcije energije (ED) koji se temelji na

prilagodbi praga detekcije (DT) ( $\lambda'^{DT}$ ), vjerojatnost detekcije (iz relacije (35)) i vjerojatnost pogrešnog alarma (iz relacije (36)) dane su s:

$$P_d^{DT} = \min_{\lambda'^{DT} \in \left[ \frac{\lambda_d^{DT}}{\rho'}, \rho' \lambda_d^{DT} \right]} Q \left( \frac{\lambda'^{DT} - (P + \sigma_n^2)}{\sqrt{\frac{2}{N^{DT}} (P + \sigma_n^2)}} \right) = Q \left( \frac{\frac{\lambda_d^{DT}}{\rho'} - (P + \sigma_n^2)}{\sqrt{\frac{2}{N^{DT}} (P + \sigma_n^2)}} \right) \quad (42)$$

$$P_{fa}^{DT} = \max_{\lambda'^{DT} \in \left[ \frac{\lambda_{fa}^{DT}}{\rho'}, \rho' \lambda_{fa}^{DT} \right]} Q \left( \frac{\lambda'^{DT} - \sigma_n^2}{\sqrt{\frac{2}{N^{DT}} \sigma_n^2}} \right) = Q \left( \frac{\rho' \lambda_{fa}^{DT} - \sigma_n^2}{\sqrt{\frac{2}{N^{DT}} \sigma_n^2}} \right) \quad (43)$$

U relaciji (42) minimizira se interval dinamičkog praga detekcije koji rezultira najvećom vjerojatnošću detekcije, a u relaciji (43) maksimizira se interval dinamičkog praga detekcije koji rezultira najmanjom vjerojatnošću pogrešnog alarma. Na temelju relacije (42), vrijednost dinamičkog praga detekcije (DDT) može se izvesti i izraziti kao:

$$\lambda_d^{DT} = Q^{-1}(P_d^{DT}) \sqrt{\frac{2}{N^{DT}}} \sqrt{(P + \sigma_n^2) \rho' + (P + \sigma_n^2) \rho'} \quad (44)$$

Slično, vrijednost praga pogrešnog alarma može se izvesti iz relacije (43) i formulirati kao:

$$\lambda_{fa}^{DT} = Q^{-1}(P_{fa}^{DT}) \sqrt{\frac{2}{N^{DT}}} \frac{\sigma_n^2}{\rho'} + \left( \frac{\sigma_n^2}{\rho'} \right) \quad (45)$$

Relacija (46) definira minimalan broj uzoraka u procesu detekcije energije na mjestu sekundarnog korisnika (SU) za kombinaciju parametara  $P_{fa}^{DT}$ ,  $P_d^{DT}$ , i SNR:

$$N^{DT} = \frac{2[Q^{-1}(P_{fa}^{DT}) - \rho'^2(1 + SNR)Q^{-1}(P_d^{DT})]^2}{[\rho'^2 SNR - (\rho'^2 - 1)]^2} \quad (46)$$

Ovisnost vjerojatnosti detekcije ( $P_d^{DT}$ ) o vjerojatnosti pogrešnog alarma ( $P_{fa}^{DT}$ ) može se izraziti kao:

$$P_d^{DT} = Q \left( \frac{Q^{-1}(P_{fa}^{DT}) - [\rho'^2 SNR + (\rho'^2 - 1)] \sqrt{\frac{N^{DT}}{2}}}{\rho'^2 (1 + SNR)} \right) \quad (47)$$

Ako je prag detekcije fiksiran, faktor  $\rho'=1$ , relacije (42), (43), (46) i (47) konvergiraju u (35), (36), (38) i (39). Kada je faktor dinamičkog praga detekcije  $\rho'>1$ , proces detekcije energije (ED) se temelji na prilagodbi praga detekcije (DT). Veća vrijednost faktora dinamičkog praga detekcije (DDT) rezultira većim rasponom granica vrijednosti za odabir praga detekcije (DT).

#### 4.1.3. Procjena nesigurnosti/fluktuacije snage signala šuma za SISO-OFDM sustave

Vrijednosti praga u (40) i (41) su izvedene na temelju poznavanja točne vrijednosti varijance šuma  $\sigma_n^2$ . Međutim, u praksi je vrlo teško pretpostaviti točnu vrijednost varijance šuma u bilo kojem trenutku. To je posljedica činjenice da ukupna razina šuma može značajno varirati s vremenom, jer se šum sastoji od šuma prijemnika, šuma okoline i toplinskog šuma zajedno. Ova fluktuacija snage šuma poznata kao nesigurnost snage šuma (NU) uzrokuje pad kvalitete u procesu analize frekvencijskog spektra (engl. *sensing sensitivity*). Posljedica ovog fenomena je da se pouzdanost detekcije brzo smanjuje, što može uzrokovati interferenciju između sekundarnog korisnika (SU) i primarnog korisnika (PU) [137]. Stoga, pretpostavka da nesigurnost snage šuma (NU) ne postoji, predstavlja ograničenje na učinkovitost procesa detekcije energije (ED).

Stoga za postizanje realnog scenarija u komunikacijskom kanalu, potrebno je uzeti u obzir utjecaj nesigurnosti snage šuma (NU) na proces detekcije energije (ED). Fluktuacije snage šuma su izražene s faktorom nesigurnosti snage šuma  $\rho$  ( $\rho \geq 1$ ) (NU faktorom). Zbog toga se pretpostavlja da se granice varijance šuma ( $\sigma_{NU}^2$ ) nalaze u intervalu  $\sigma_{NU}^2 \in [\sigma_n^2/\rho, \rho\sigma_n^2]$ . Iz tog razloga  $\sigma_n^2$  u relacijama (35) i (36) će biti zamijenjene s ograničavajućim vrijednostima, a izrazi (48) i (49) za vjerojatnost detekcije ( $P_d^{NU}$ ) i vjerojatnost pogrešnog alarma ( $P_{fa}^{NU}$ ) za scenario koji uključuje nesigurnost snage šuma (NU) su modificirane u:

$$P_d^{NU} = \min_{\sigma_{NU}^2 \in [\sigma_n^2/\rho, \rho\sigma_n^2]} Q \left( \frac{\lambda_d^{NU} - (P + \sigma_{NU}^2)}{\sqrt{\frac{2}{NNU}} (P + \sigma_{NU}^2)} \right) = Q \left( \frac{\lambda_d^{NU} - (P + \frac{\sigma_n^2}{\rho})}{\sqrt{\frac{2}{NNU}} (P + \frac{\sigma_n^2}{\rho})} \right) \quad (48)$$

$$P_{fa}^{NU} = \max_{\sigma_{NU}^2 \in [\sigma_n^2/\rho, \rho\sigma_n^2]} Q \left( \frac{\lambda_{fa}^{NU} - \sigma_{NU}^2}{\sqrt{\frac{2}{NNU}} \sigma_{NU}^2} \right) = Q \left( \frac{\lambda_{fa}^{NU} - \rho \sigma_n^2}{\sqrt{\frac{2}{NNU}} \rho \sigma_n^2} \right) \quad (49)$$

Gdje  $N^{NU}$  predstavlja minimalan broj uzoraka prilikom detekcije energije za scenario koji uključuje nesigurnost snage šuma (NU),  $\lambda_d^{NU}$  predstavlja vrijednosti praga detekcije u slučaju utjecaja nesigurnosti snage šuma (NU), i  $\lambda_{fa}^{NU}$  predstavlja vrijednost praga pogrešnog alarma u slučaju utjecaja nesigurnosti snage šuma (NU).

Za konstantnu vrijednost  $P_d^{NU}$ , vrijednost praga detekcije u slučaju postojanja nesigurnosti snage šuma (NU) ( $\lambda_d^{NU}$ ) može se izvesti iz relacije (48) i izraziti kao:

$$\lambda_d^{NU} = Q^{-1}(P_d^{NU}) \left( P + \frac{\sigma_n^2}{\rho} \right) \sqrt{\frac{2}{N^{NU}} + (P + \sigma_n^2/\rho)} \quad (50)$$

Slično, vrijednost praga pogrešnog alarma u slučaju postojanja nesigurnosti (varijacije) snage šuma (NU) za konstantnu vrijednost praga pogrešnog alarma, može se izvesti iz (49) i izraziti kao:

$$\lambda_{fa}^{NU} = Q^{-1}(P_{fa}^{NU}) \sigma_n^2 \sqrt{\frac{2}{N^{NU}} + \sigma_n^2 \rho} \quad (51)$$

Za proces detekcije energije (ED) kojemu je potreban minimalan broj uzoraka kada na signal primarnog korisnika (PU) utječe nesigurnost snage šuma ( $N^{NU}$ ) [159], može se dobiti modificiranjem jednadžbi (38) i (46):

$$N^{NU} = \frac{2[\rho Q^{-1}(P_{fa}^{NU}) - (\frac{1}{\rho} + SNR)Q^{-1}(P_d^{NU})]^2}{[SNR - \frac{\rho^2 - 1}{\rho}]^2} \quad (52)$$

gdje  $N^{NU}$  predstavlja minimalni broj potrebnih uzoraka za pouzdanu detekciju signala primarnog korisnika (PU), uz prisutnosti nesigurnosti snage šuma (NU) tijekom procesa detekcije energije (ED).

Relacija (52) potvrđuje da detektor energije ne može detektirati signal ako je njegova snaga manja od vrijednosti  $\frac{\rho^2 - 1}{\rho}$ , tj. ukoliko je snaga signala manja od granične vrijednosti omjera snage signala i šuma ( $SNR_{wall}$ ). Pri tome je  $SNR_{wall} = \left(\frac{\rho^2 - 1}{\rho}\right)$  i predstavlja omjer snage signala i snage šuma koji nije izražen kao logaritamska vrijednost nego kao apsolutni omjer te je bezdimenzionalna vreličina.

Dakle, ako šum ima malo veću vrijednost od signala, prisutnost signala se ne može razlikovati od šuma. Skaliranjem faktora nesigurnost snage šuma (NU), utjecaj nesigurnost snage šuma se

može uključiti u izračun broja uzoraka. U slučaju kada je  $\rho = 1$  i  $\sigma_n^2 = \sigma_{NU}^2$ , relacije (46) i (52) postaju jednake ako je  $P_d = P_d^{NU}$  i  $P_{fa} = P_{fa}^{NU}$ . Međutim, kada je  $\rho$  veći (tj.  $\rho > 1,05$ ), odnosno  $\sigma_n^2 \leq \sigma_{NU}^2$  i za niske vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a), za dovoljno pouzdanu detekciju signala primarnog korisnika (PU) broj uzoraka mora se znatno povećati ( $N \rightarrow \infty$ ), što znači da trajanje detekcije mora biti izuzetno dugo. Ovo je nemoguće ostvariti u praksi, posebno u okruženju s niskim vrijednostima omjera snage signala i šuma (SNR-a). Drugim riječima, na izvedbu detekcije energije (ED) uvelike utječu razina nesigurnost snage šuma (NU) ( $\rho$ ), vrijednost omjera snage signala i šuma (SNR-a) i broj uzoraka korištenih za provođenje detekcije ( $N$ ) [135].

Za različite vrijednosti faktora nesigurnost snage šuma ( $\rho$ ), odnos između  $P_d$  i  $P_d^{NU}$  izražava se kao:  $P_d = P_d^{NU}$  ako je  $N = N^{NU}$ ,  $\sigma_n^2 = \sigma_{NU}^2$  i  $\rho = 1,00$  ili  $P_d > P_d^{NU}$  ako je  $N = N^{NU}$ , i  $\rho > 1,00$ . Dakle, kada nema nesigurnost snage šuma ( $\rho = 1,00$  i  $\sigma_n^2 = \sigma_{NU}^2$ ), vjerojatnosti  $P_d$  i  $P_d^{NU}$  su iste. Kada je  $\rho > 1,00$ , vjerojatnost detekcije  $P_d$  i  $P_d^{NU}$  se razlikuju jer nesigurnost snage šuma (NU) utječe na vjerojatnost detekcije  $P_d^{NU}$ .

Prema relacijama (48) i (49), vjerojatnost detekcije signala primarnog korisnika (PU), kada na primljeni signal utječe fiksna vrijednost praga detekcije uz prisutnu nesigurnost snage šuma (NU), se definira kao:

$$P_d^{NU} = Q \left( \frac{\rho Q^{-1}(P_{fa}^{NU}) - (SNR - \frac{\rho - 1}{\rho}) \sqrt{\frac{N^{NU}}{2}}}{\frac{1}{\rho} + SNR} \right) \quad (53)$$

Odabir faktora  $\rho = 1$  implicira da ne postoji nesigurnost snage šuma (NU) i relacije (48), (49), (52) i (53) konvergiraju u relacije (35), (36), (38), i (39). Međutim, kada je  $\rho > 1$  postoji nesigurnost snage šuma (NU), a veće vrijednosti  $\rho$  znače veći interval nesigurnosti snage šuma (NU). Na primjer, kada je faktor nesigurnost snage šuma (NU) 1,02, to znači da su varijacije snage šuma do 2 % prosječne primljene razine snage šuma.

U uvodnom dijelu rada je naglašeno da razina snage šuma može varirati tijekom vremena što uzrokuje problem nesigurnost snage šuma (NU). U ovom radu procjena nesigurnost snage šuma (NU) temelji se na distribuciji nesigurnosti snage šuma unutar intervala  $\sigma_{NU}^2 \in \left[ \sigma_{INU}^2 = \sigma_{NU}^2 / \rho, \sigma_{uNU}^2 = \rho \sigma_{NU}^2 \right]$ , gdje su donja i gornja granica intervala varijance nesigurnost snage šuma (NU) dane kao [160, 161]:

$$\sigma_{INU}^2 = \sigma_{NU}^2 \cdot 10^{(-\Delta_{NU}/10)} = \frac{1}{\rho} \cdot \sigma_{NU}^2 \quad (54)$$

$$\sigma_{uNU}^2 = \sigma_{NU}^2 \cdot 10^{(+\Delta_{NU}/10)} = \rho \cdot \sigma_{NU}^2 \quad (55)$$

a  $\Delta_{NU} = 10 \log_{10} \rho$  odgovara odstupanju varijance šuma oko nominalne vrijednosti ( $\sigma_{NU}^2$ ) izražene u dB za sekundarnog korisnika (SU). Ovaj model nesigurnost snage šuma (NU) dalje se koristi u analizama za kvantificiranje (procjenu) utjecaja nesigurnost snage šuma (NU) na izvedbu procesa detekcije energije (ED). Gornja granica za  $\rho$  definirana je kao  $+\Delta_{NU}$ , gdje  $+\Delta_{NU}$  predstavlja gornju granicu nesigurnosti snage šuma (NU) jednoliko raspodijeljenog intervala  $[-\Delta_{NU}, +\Delta_{NU}]$  i  $-\Delta_{NU}$  predstavlja donju granicu nesigurnost snage šuma (NU). Ako se ne pretpostavi postojanje nesigurnost snage šuma (NU) koji je posljedica vanjskih utjecaja, fluktuacije uzrokovane na prijemnom uređaju u praksi su manje od  $\pm 1$  dB (npr.  $[-1$  dB,  $1$  dB]) [160, 161]. Međutim, u praksi, vanjske nesigurnosti snage šuma (NU) uzrokovane smetnjama susjednih korisnika mogu doprinijeti značajnom povećanju granica nesigurnost snage šuma (NU) i odstupanja.

*Tablica 4.1. Gornje i donje vrijednosti varijance šuma, nesigurnosti snage šuma i SNR praga za različite scenarije ispitivanja*

Scenario	Varijanca šuma	$\sigma_{INU}^2$	$\sigma_{uNU}^2$	$\Delta_{NU}$ (dB)	$SNR_{wall}$	$SNR_{wall}$ (dB)
1.	$\sigma_n^2 = 1,00$ ; $\rho = 1,00$	1,00	1,00	0	0	N/A
2.	$\sigma_{NU}^2 = 1,01$ ; $\rho = 1,01$	1,00	1,0201	0,04321	0,0199	-17,011
3.	$\sigma_{NU}^2 = 1,01$ ; $\rho = 1,02$	0,9901	1,0302	0,086	0,0396	-14,023
4.	$\sigma_{NU}^2 = 1,01$ ; $\rho = 1,03$	0,9805	1,0403	0,1283	0,05912	-12,2826
5.	$\sigma_{NU}^2 = 1,01$ ; $\rho = 1,05$	0,9619	1,0605	0,2118	0,0976	-10,105

Kako bi se analizirala metoda detekcija energije (ED) različitih dizajna OFDM sustava pod utjecajem nesigurnost snage šuma (NU), pet različitih testnih scenarija predstavljenih u tablici 4.1. uzeto je u obzir. Testni scenariji temelje se na različitim kombinacijama varijance šuma ( $\sigma_n^2$  ili  $\sigma_{NU}^2$ ) i faktora nesigurnosti snage šuma (NU) ( $\rho = 1,0$ ;  $1,01$ ;  $1,02$ ;  $1,03$ ;  $1,05$ ). Kako bismo imali scenarije testiranja koji su što realističniji, odabiru se dvije različite varijance šuma ( $\sigma_n^2, \sigma_{NU}^2$ ), od kojih svaka odgovara praktičnom scenariju koji karakterizira odsutnost ili prisutnost nesigurnosti snage šuma (NU). Također, faktori nesigurnosti snage šuma (NU) odabrani za analizu (tablica 4.1), odgovaraju realnim odstupanjima varijance šuma karakterističnim za OFDM komunikacijske sustave. Za određeni scenarij ispitivanja, teorijski  $SNR_{wall}$  u realnom ( $SNR_{wall} = \left(\frac{\rho^2 - 1}{\rho}\right) \sigma_{NU}^2$ ) i logaritamskom izražaju ( $SNR_{wall}(dB) =$

$10\log_{10}\text{SNR}_{\text{wall}}$ ) također su predstavljeni u tablici 4.1., koja prikazuje vrijednosti karakteristične za metodu detekcije energije (ED).

#### 4.1.4. Procjena detekcije energije signala s dinamičkim pragom detekcije i utjecajem nesigurnosti snage šuma za SISO-OFDM sustave

Komunikacijski sustav koji u procesu očitavanja raspoloživog frekvencijskog pojasa zajednički obuhvaća prilagodbu dinamičkog praga detekcije (DDT) i procjenu nesigurnosti snage šuma (NU) je najrealniji komunikacijski sustav. Međutim, ovaj sustav detekcije je najteže implementirati u praksi jer zahtijeva najveću snagu procesora zbog potrebe za kontinuiranom procjenom varijacije šuma i praga detekcije. Vjerojatnost detekcije signala primarnog korisnika (PU) i vjerojatnost pogrešnog alarma se izražavaju kao funkcija nesigurnosti snage šuma (NU) i dinamičkog praga detekcije (DDT). Stoga se pretpostavlja da su granice nesigurnosti snage šuma (NU) u intervalu  $\sigma_{NUDT}^2 \in [\sigma_n^2/\rho, \rho\sigma_n^2]$ , dok su granice dinamičkog praga detekcije (DDT) u intervalu  $\lambda'^{NUDT} \in [\lambda/\rho', \rho'\lambda]$ . Uzimajući u obzir ove granične vrijednosti, može se odrediti vjerojatnost pogrešnog alarma i vjerojatnost detekcije u slučaju nesigurnosti snage šuma (NU) i dinamičkog praga detekcije (DDT) [136]:

$$P_d^{NUDT} = \min_{\lambda'^{NUDT} \in [\lambda_d^{NUDT}/\rho', \rho'\lambda_d^{NUDT}]} \min_{\sigma_{NUDT}^2 \in [\sigma_n^2/\rho, \rho\sigma_n^2]} Q\left(\frac{\lambda'^{NUDT} - (P + \sigma_{NUDT}^2)}{\sqrt{\frac{2}{N^{NUDT}}(P + \sigma_{NUDT}^2)}}\right) =$$

$$= Q\left(\frac{\frac{\lambda_d^{NUDT}}{\rho'} - (P + \frac{\sigma_n^2}{\rho})}{\sqrt{\frac{2}{N^{NUDT}}(P + \frac{\sigma_n^2}{\rho})}}\right) \quad (56)$$

$$P_{fa}^{NUDT} = \max_{\lambda'^{NUDT} \in [\lambda_d^{NUDT}/\rho', \rho'\lambda_d^{NUDT}]} \max_{\sigma_{NUDT}^2 \in [\sigma_n^2/\rho, \rho\sigma_n^2]} Q\left(\frac{\lambda'^{NUDT} - \sigma_{NUDT}^2}{\sqrt{\frac{2}{N^{NUDT}}\sigma_{NUDT}^2}}\right) =$$

$$= Q\left(\frac{\rho'\lambda_d^{NUDT} - \rho\sigma_n^2}{\sqrt{\frac{2}{N^{NUDT}}\rho\sigma_n^2}}\right) \quad (57)$$

Za konstantnu vrijednost  $P_d^{NUDT}$  prema relaciji (56), vjerojatnost praga detekcije ( $\lambda_d^{NU}$ ) može se izraziti kao:



$$\lambda_d^{NUDT} = Q^{-1}(P_d^{NUDT}) \left( P + \frac{\sigma_n^2}{\rho} \right) \sqrt{\frac{2}{N^{NUDT}} \rho' + (P + \sigma_n^2/\rho) \rho'} \quad (58)$$

Slično, prag pogrešnog alarma u slučaju procesa detekcije energije (ED) s dinamičkim pragom detekcije (DDT) i nesigurnosti snage šuma (NU) za konstantnu vrijednost  $P_{fa}^{NUDT}$  može se izvesti iz (57) i izraziti kao:

$$\lambda_{fa}^{NUDT} = Q^{-1}(P_{fa}^{NUDT}) \sigma_n^2 \sqrt{\frac{2}{N^{NUDT}} \frac{\rho}{\rho'} + \sigma_n^2 \frac{\rho}{\rho'}} \quad (59)$$

Moguće je definirati broj potrebnih uzoraka ili trajanje detekcije kao funkciju  $P_d^{NUDT}$ ,  $P_{fa}^{NUDT}$ ; i prosječnog SNR-a kao [47]:

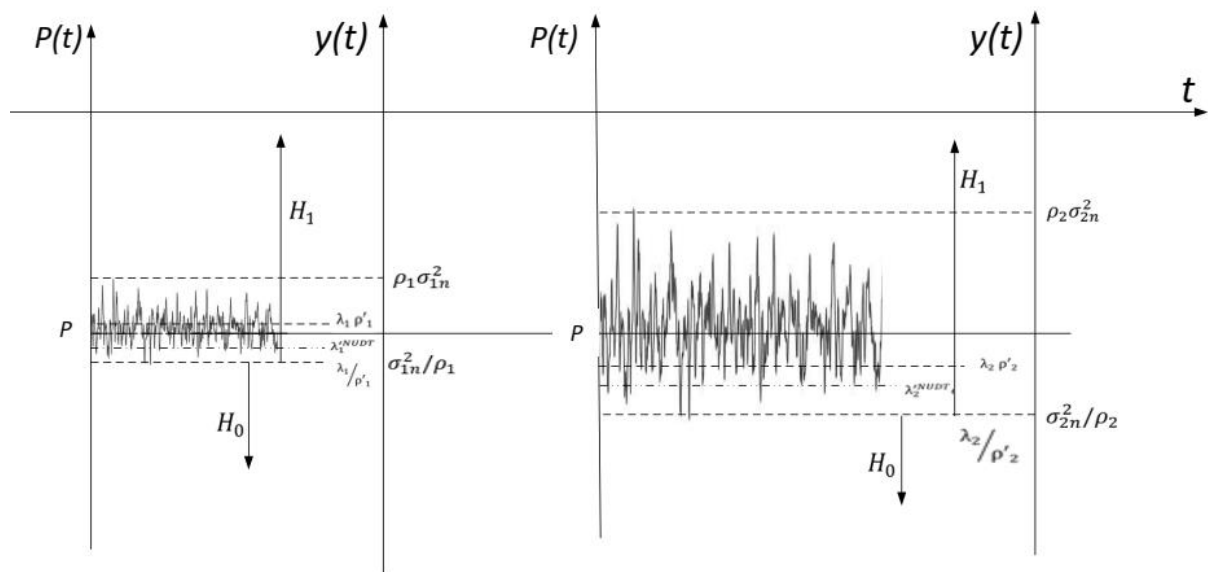
$$N^{NUDT} = \frac{2[(\rho/\rho')Q^{-1}(P_{fa}^{NUDT}) - \rho'(1/\rho + SNR)Q^{-1}(P_d^{NUDT})]^2}{[\rho'SNR + \rho'/\rho - \rho/\rho']^2} \quad (60)$$

gdje  $N^{NUDT}$  predstavlja minimalan broj potrebnih uzoraka za pouzdanu detekciju signala primarnog korisnika (PU), za slučaj utjecaja nesigurnosti snage šuma (NU) i procesa detekcije koji uključuje dinamički prag detekcije (DDT). Proces očitavanja raspoloživog frekvencijskog spektra s većom količinom uzorka detekcije, rezultira boljom vjerojatnošću detekcije energije (ED), i obrnuto. Prema relacijama (47) i (53), međuovisnost između vjerojatnost detekcije ( $P_d^{NUDT}$ ) i vjerojatnost pogrešnog alarma ( $P_{fa}^{NUDT}$ ) je predstavljena kao [47]:

$$P_d^{NUDT} = Q \left[ \frac{\frac{\rho}{\rho'} Q^{-1}(P_{fa}^{NUDT}) - (\rho'SNR + \frac{\rho'}{\rho} - \frac{\rho}{\rho'}) \sqrt{\frac{N^{NUDT}}{2}}}{\rho' (SNR + \frac{1}{\rho})} \right] \quad (61)$$

Da bi se odredila vjerojatnost detekcije signala primarnog korisnika (PU), relacija (61) pokazuje da parametri kao što su prosječna vrijednost omjera snage signala i šuma (SNR-a), vjerojatnost pogrešnog alarma  $P_{fa}^{NUDT}$  i broj uzorka  $N^{NUDT}$  moraju biti garantirani za posebne vrijednosti faktora dinamičkog praga detekcije ( $\rho'$ ) i varijacije nesigurnosti snage šuma ( $\rho$ ). Utjecaj nesigurnosti snage šuma (NU) i dinamičkog praga detekcije (DDT) (kao zasebnih faktora) na ukupnu učinkovitost procesa detekcije energije (ED) može se simulirati odabirom odgovarajućih vrijednosti  $\rho'$  i  $\rho$ . Kada je  $\rho' = 1,00$  i  $\rho > 1,00$ , ne postoji kontinuirana prilagodba praga detekcije (DT). Za iste karakteristike kanala (npr. isti SNR na mjestu SU) koji je pod utjecajem nesigurnosti snage šuma (NU) i za isti broj uzoraka  $N^{NUDT} = N^{NU}$ , vjerojatnost detekcije i vjerojatnost pogrešnog alarma izražene relacijama (56) i (57), konvergiraju u

relacije (48) i (49). Nadalje, kada je  $\rho' > 1,00$  i  $\rho = 1,00$ , na proces detekcije energije (ED) ne utječe nesigurnost snage šuma (NU), a prilagodba praga detekcije (DT) se provodi u procesu detekcije energije (ED). Za iste karakteristike kanala (npr. isti SNR na mjestu SU), na koje nesigurnosti snage šuma (NU) ne utječu i za isti broj uzoraka  $N^{NUDT} = N^{NU}$ , relacije (56) i (57) konvergiraju u relacije (42) i (43). U slučaju kada se zanemari utjecaj obaju parametara (prilagodbe praga detekcije (DT) i nesigurnosti snage šuma (NU)), faktori dinamičkog praga detekcije (DDT) i nesigurnosti snage šuma (NU) su jednaki,  $\rho = 1,00$  i  $\rho' = 1,00$ . Ovo je najmanje realan scenarij simulacije, a za iste karakteristike kanala i isti broj uzoraka  $N^{NUDT} = N$ , relacije (56) i (57) konvergiraju u relacije (35) i (36).



Slika 4.1. Ilustrativni prikaz raspona dinamičkog praga detekcije (DDT) i nesigurnost snage šuma (NU) u procesu detekcije (ED) za signale jednake prosječne snage odašiljanja

Utjecaj nesigurnosti snage šuma (NU) i prilagodbe praga detekcije (DT) na proces detekcije energije (ED) simulira se kada vrijedi da je  $\rho > 1,00$  i  $\rho' > 1,00$ . Kako bi se ilustrirao utjecaj tih specifičnih čimbenika, slika 4.1. prikazuje dva signala s jednakim prosječnim primljenim snagama ( $P = \frac{1}{T} \int_0^T |y(t)|^2 dt$ ), ali s različitim varijacijama nesigurnosti snage šuma (NU). Primljeni signal predstavljen na lijevoj strani na slici 4.1. ima niže vrijednost varijacije šuma koja je u rasponu  $\sigma_{1NUDT}^2 \in [\sigma_{1n}^2/\rho_1, \rho_1 \sigma_{1n}^2]$ , dok primljeni signal predstavljen na desnoj strani slike 4.1. ima značajno veću varijaciju šuma u rasponu  $\sigma_{2NUDT}^2 \in [\sigma_{2n}^2/\rho_2, \rho_2 \sigma_{2n}^2]$ , gdje  $\rho'_2 > \rho'_1$ .

Hipoteze  $H_0$  ili  $H_1$  iz relacija (25) ili (33 – 34) se prihvaćaju ako signali sa slike 4.1. padaju ispod ili iznad dinamički postavljenog praga detekcije. Prag detekcije se dinamički prilagođava

prema razini signala i nesigurnosti snage šuma (NU) i može biti u rasponu  $\lambda_1'^{NUDT} \in \left[ \lambda_1 / \rho'_1, \lambda_1 \rho'_1 \right]$  za signal s lijeve strane na slici 4.1. i  $\lambda_2'^{NUDT} \in \left[ \lambda_2 / \rho'_2, \lambda_2 \rho'_2 \right]$  za desnu stranu signala, gdje je  $\rho'_2 > \rho'_1$ . Prag detekcije mora se postaviti na temelju najlošijeg slučaja nesigurnosti snage šuma (NU). Kako bi se povećala vjerojatnost detekcije, vrijednost praga mora biti odgovarajuće prilagođena. Kada se implementira koncept prilagodbe praga detekcije (DT), raspon praga mora biti veći za signale koji imaju veći faktor nesigurnosti snage šuma (NU) (slika 4.1.).

#### 4.1.5. Programski paket Matlab

Programski paket MATLAB predstavlja široko korišten programski jezik i razvojno okruženje visoke razine za matematičko modeliranje i numeričko izračunavanje.

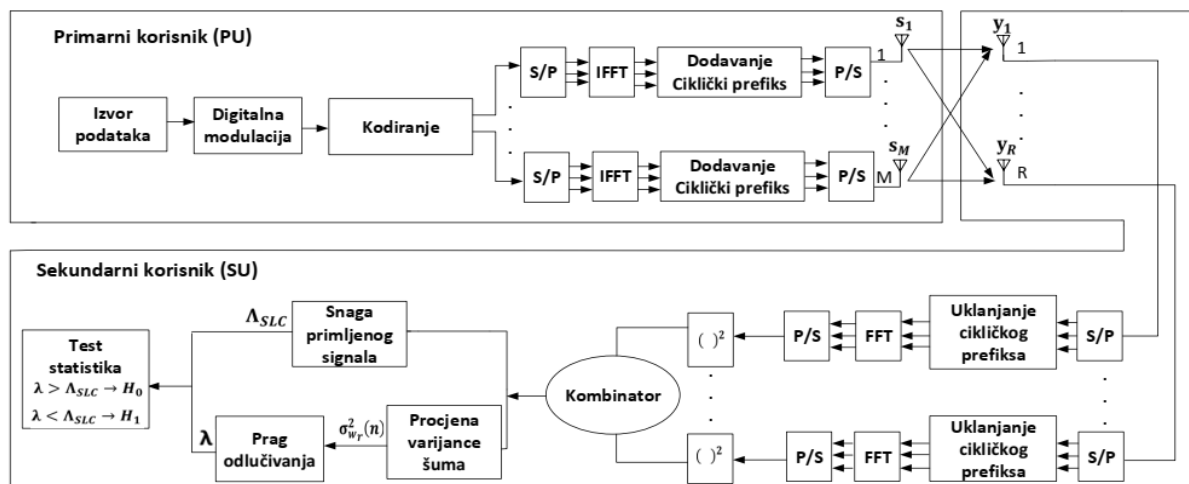
Programski paket Matlab, verzija R2016, korišten je za modeliranje procesa očitavanja raspoloživog frekvencijskog spektra (SS) u SISO i MIMO sustavima. Razvijeni Matlab kôd razvijen je prema pseudokodu algoritama predstavljenih u poglavljima 9 i 10. Razvijeni kôd je generiran izravno iz Matlab editora.

Učinkovitost algoritama procjenjuje se na temelju ključnih pokazatelja: vjerojatnost detekcije, vjerojatnost pogrešnog alarma i omjera snage signala i šuma (SNR-a). Učinkovitost detektora energije (ED) procjenjuje se koristeći kanal s bijelim Gussovim šumom (AWGN) pomoću MATLAB alata za simulaciju.

U Matlabu se generira OFDM signal primarnog korisnika (PU) različitih modulacija, vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a), snaga odašiljanja ( $P_{Tx}$ ), broja uzoraka ( $N$ ), vjerojatnosti pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ), broja odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) antena. Bijeli Gaussov šum (AWGN) se dodaje OFDM signalu, a rezultat je primljeni signal na mjestu sekundarnog korisnika (SU). Zatim se izračunava energijska test statistika iz primljenog signala (na mjestu sekundarnog korisnika (SU)) i uspoređuje s definiranom pragom detekcije (DT). Kako bi se osigurala pouzdanost rezultata, izvodi se 10 000 ponavljanja Monte Carlo simulacija. Programski alat Matlab se koristi za izradu grafičkog prikaza dobivenih rezultata. Rezultati provedenih analiza su predstavljeni u poglavljima 5.8., 6.4. i 7.4..

## 4.2. Detekcija energije signala u MIMO-OFDM sustavima

Na slici 4.2. predstavljen je blok dijagram MIMO-OFDM sustava sastavljen od jednog primarnog korisnika (PU) i jednog sekundarnog korisnika (SU). Nakon digitalne modulacije i kodiranja signal se prenosi preko svake grane primarnog korisnika (PU) po principima OFDM prijenosa koji uključuje serijsko-paralelnu (S/P) pretvorbu, brzu inverznu Fourierovu transformaciju (IFFT), dodavanja cikličkog prefiksa (CP) i paralelno-serijsku (P/S) transformaciju. Na strani sekundarnog korisnika (SU) signal se prima na svakoj prijemnoj (Rx) grani i OFDM demodulacija se izvodi kroz procese obrnute onima od OFDM modulacije. Nakon analogno-digitalne pretvorbe primljenog signala na svakoj prijemnoj (Rx) grani, izračunava se energija primljenog signala na svakoj grani te se ista koristi za proces očitavanja spektra temeljenog na metodi detekcije energije (ED).



Slika 4.2. Blok dijagram procesa detekcije energije (ED) temeljen na tehnici kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC) u MIMO-OFDM sustavima

Općenito, primarni korisnik (PU) ima prioritet pri korištenju licenciranog spektra. Sekundarni korisnik (SU) kao kognitivni korisnik ima priliku koristiti licencirani spektar kada ga ne koristi primarni korisnik (PU). Stoga sekundarni korisnik (SU) mora izvršiti brzo, pouzdano i robusno očitavanje stanja spektra i dobiti saznanja o stanju zauzetog ili neaktivnog stanja na promatranom frekvencijskom pojasu. Ovisno o stanju promatranog frekvencijskog pojasa, koje može biti ili neiskorišteno ili zauzeto signalom primarnog korisnika, detekcija signala sekundarnog korisnika (SU) u MIMO sustavima može se modelirati kao problem testiranja binarne hipoteze. Hipoteze  $H_0$  i  $H_1$  pokazuju stanje odsutnosti ili prisutnosti signala primarnog korisnika (PU).

Radi jednostavnosti, u analizi je korišten sustav s jednim primarnim korisnikom (PU) koji ima  $m$  ( $m=1, \dots, M$ ) odašiljačkih (Tx) grana (antena) i jednim sekundarnim korisnikom (SU) koji ima  $r$  ( $r=1, \dots, R$ ) prijemnih (Rx) grana (antena) (slika 4.2). Signali primarnih korisnika (PU) se odašilju prema pravilima MIMO sustava. To znači da se podatkovni signali prenose preko različitih odašiljačkih (Tx) grana (antena) istom brzinom simbola koristeći jednaku frekvenciju nositelja. U slučaju prijenosa primarnog korisnika, promatrani sustav se temelji na OFDM prijenosu (slika 4.2).  $P_m$  predstavlja snagu odašiljanja ( $P$ ) koja je dodijeljena  $m$ -tom antenskom elementu, a ukupna trenutna odašiljačka (Tx) snaga signala primarnog korisnika odaslanog preko  $M$  odašiljačkih (Tx) grana može se izraziti kao  $P = \sum_{m=1}^M P_m$ . Signal odaslan preko  $m$ -te odašiljačke (Tx) antene označen kao  $\mathbf{s}_m$  je kompleksan signal ( $\mathbf{s}_m = s_{m,r} + js_{m,i}$ ). Svi signali koje primarni korisnik odašilje preko  $M$  odašiljačkih (Tx) grana mogu se izraziti kao  $\mathbf{s} = \sum_{m=1}^M \mathbf{s}_m$  (slika 4.2.). Ako se primljeni signal na  $r$ -toj prijemnoj (Rx) grani (anteni) sekundarnog korisnika (SU) uzorkuje s  $n$  uzoraka ( $n=1, \dots, N$ ), tada se primljeni signal na svakoj od  $R$  prijemnih (Rx) antena sekundarnog korisnika (SU) može izraziti kao:

$$\mathbf{y}_r(n) = \begin{cases} \mathbf{w}_r(n) \\ \mathbf{h}_r(n)\mathbf{s}_r(n) + \mathbf{w}_r(n) \end{cases} \quad (62)$$

$\mathbf{h}_r(n)$  je kompleksni vektor veličine  $\mathbb{C}^{1 \times M}$  koji predstavlja koeficijente kanala između  $M$  Tx grana (antene) i  $r$ -te prijemne (Rx) grane (antene) u trenutku uzimanja  $n$ -tog uzorka.  $\mathbf{s}_r(n)$  je kompleksni vektor veličine  $\mathbb{C}^{M \times 1}$  odašiljačkog (Tx) signala čiji se prijem izvodi tijekom  $n$ -tog uzorkovanja.  $\mathbf{w}_r(n)$  je signal šuma na  $r$ -toj prijemnoj (Rx) grani (anteni). Pretpostavlja se da se šum modelira kao cirkularni Gaussov slučajni šum srednje vrijednosti nula i varijance  $\sigma_w^2$ ,  $\mathcal{N}(0, 2\sigma_w^2(n))$ . Budući je signal primarnog korisnika (PU) pod utjecajem šuma, vrijednost omjera snage signala i šuma (SNR-a) na mjestu sekundarnog korisnika (SU) svake  $r$  grane se može izraziti kao srednja vrijednost SNR za  $n$  uzoraka na način da glasi:

$$SNR_r(n) = \gamma_r(n) = \frac{|\mathbf{h}_r(n)|^2 |\mathbf{s}_r(n)|^2}{2\sigma_w^2(n)} \quad (63)$$

Ukupna vrijednost SNR-a na svim granama  $M$  prijemnih (Rx) antena u trenutku  $n$ -tog uzorka izražava se kao:

$$\gamma_{SLC} = \sum_{r=1}^R \gamma_r(n) \quad (64)$$

Nadalje, prosječna vrijednost SNR-a na mjestu sekundarnog korisnika (SU) za sve grane  $M$  prijemnih (Rx) antena je jednaka:

$$\overline{\gamma_{SLC}} = \frac{1}{R} \sum_{r=1}^R \gamma_r(n) = \frac{1}{R} \gamma_{SLC} \quad (65)$$

Ako je primljeni signal na svim  $R$  prijemnim (Rx) granama (antena) sekundarnog korisnika (SU) uzorkovan s  $n$  uzoraka ( $n=1, \dots, N$ ), tada se primljeni signal sekundarnog korisnika može izraziti s:

$$Y(n) = \begin{cases} \sum_{r=1}^R \mathbf{w}_r(n): H_0 \\ \sum_{r=1}^R \mathbf{h}_r(n) \mathbf{s}_r(n) + \sum_{r=1}^R \mathbf{w}_r(n): H_1 \end{cases} \quad (66)$$

Prema relaciji (66),  $H_1$  predstavlja prisutnost signala primarnog korisnika (PU), a  $H_0$  označava nultu hipotezu koja ukazuje da signal primarnog korisnika (PU) nije prisutan u promatranom frekvencijskom opsegu. U tablici 4.2. predstavljeni su svi parametri detekcije energije (ED) MIMO-OFDM sustava korišteni u analizi s pripadajućim opisima.

#### 4.2.1. Proces detekcije energije signala u višeantenskim sustavima

Prema tehnici kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC), signali primljeni na svim  $R$  prijemnim (Rx) granama se kvadriraju i kombiniraju kako bi se dobila ukupna primljena energija signala poznata kao test statistika (slika 4.3.). Ukupna test statistika ( $\Lambda_{SLC}$ ) se može izraziti kao:

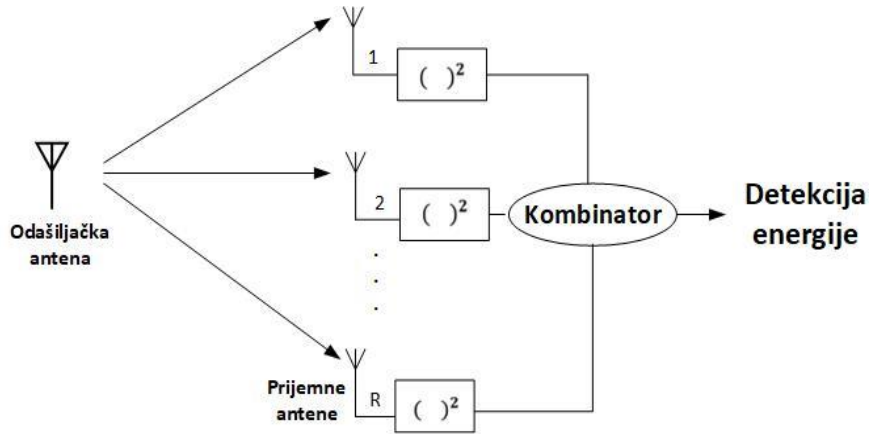
$$\Lambda_{SLC} = \sum_{r=1}^R \Lambda_r = \sum_{r=1}^R \sum_{n=1}^N |\mathbf{y}_r(n)|^2 \quad (67)$$

gdje  $\Lambda_r$  predstavlja test statistiku  $r$ -te prijemne (Rx) grane uređaja sekundarnog korisnika.

Konačna odluka o zauzetosti spektra od strane primarnog korisnika (PU) provodi se usporedbom test statistike s pragom detekcije (DT)  $\lambda(n)$  koji se dinamički odabire za svaki uzorak  $n$  koji se koristi u procesu očitavanja spektra:

Tablica 4.2. Parametri procesa detekcije energije (ED) u MIMO sustavima s pripadajućim opisom

Parametar	Opis
$m$	Broj Tx grana (antena) PU
$r$	Broj Rx grana (antena) SU
$M$	Ukupan broj odašiljačkih antena na strani PU
$R$	Ukupan broj prijemnih antena na stranu SU
$N$	Ukupan broj uzoraka korišten u procesu detekcije
$N_{SLC}$	Minimalan broj uzoraka potrebnih za postizanje pouzdane detekcije signala primarnog korisnika (PU)
$N_{SLC}^{NU}$	Minimalan broj uzoraka za ED s varijacijom NU u MIMO sustavima
$N_{SLC}^{DT}$	Minimalan broj uzoraka za ED s prilagodbom DT u MIMO sustavima
$N_{SLC}^{NUDT}$	Minimalan broj uzoraka za ED s varijacijom NU i prilagodbom DT u MIMO sustavima
$P_m$	Snaga odašiljanja (Tx) na $m$ -tom antenskom elementu PU
$P$	Ukupna trenutna Tx snaga PU odaslana preko $M$ Tx grana
$\mathbf{s}_m$	Kompleksan signal koji se prenosi preko $m$ -te Tx antene PU
$\mathbf{s}$	Ukupni kompleksni signal koji PU prenosi preko $M$ Tx grana
$\mathbf{y}_r(n)$	Signal primljeni na $r$ -toj Rx grani (anteni) SU tijekom $n$ -tog perioda očitavanja spektra
$\mathbf{Y}(n)$	Ukupni signal primljen na $R$ Rx granama (antena) SU tijekom $n$ -tog perioda očitavanja spektra
$\mathbf{h}_r(n)$	Pojačanje kanala između $M$ Tx antena i $r$ -te Rx grane (kompleksni vektor veličine $\mathbb{C}^{1 \times M}$ ) tijekom $n$ -tog perioda očitavanja spektra
$\mathbf{s}_r(n)$	Vektor signala $\mathbb{C}^{M \times 1}$ primljen tijekom $n$ -tog uzorka na $r$ -toj Tx grani (anteni)
$\mathbf{w}_r(n)$	Kompleksni vektor šuma na $r$ -toj Rx grani (anteni) SU u $n$ -tom periodu očitavanja spektra
$\sigma_{wNU}^2(n)$	AWGN varijanca korištena u procesu ED pod utjecajem NU
$\sigma_{wNUDT}^2(n)$	AWGN varijanca korištena u procesu ED pod utjecajem NU i prilagodbe DT
$\sigma_{w_r}^2(n)$	Varijanca šuma signala otkrivenog na $r$ -toj Rx anteni SU u $n$ -tom periodu očitavanja spektra
$\sigma_{s_r}^2(n)$	Varijanca primljenog signala na $r$ -toj Rx grani (anteni) SU u $n$ -tom periodu očitavanja spektra
$\gamma_r(n)$	Vrijednost SNR-a na $r$ -toj anteni SU u $n$ -tom trenutku očitavanja spektra
$\gamma_{SLC}(n)$	Ukupna vrijednost SNR-a na $M$ Rx antenama u $n$ -tom trenutku očitavanja spektra
$\bar{\gamma}_{SLC}(n)$	Prosječna vrijednost SNR-a na mjestu SU za sve grane ( $R$ ) Rx antene u $n$ -tom periodu očitavanja spektra
$\Lambda_r$	Testna statistika signala primljenih preko $r$ -te Rx grane (antene) SU
$\Lambda_{SLC}$	Ukupna testna statistika signala primljenih preko $R$ Rx grana (antena) SU
$\text{Var}[\cdot]$	Operator varijance
$\mathbb{E}[\cdot]$	Operator očekivanja
$P_{fa}$	Vjerojatnost pogrešnog alarma
$P_d$	Vjerojatnost detekcije
$P_{fa}^{NU}$	Vjerojatnost pogrešnog alarma za ED pod utjecajem NU
$P_d^{NU}$	Vjerojatnost detekcije za ED pod utjecajem NU
$P_{fa}^{DT}$	Vjerojatnost pogrešnog alarma za ED koja se izvodi s prilagodbom DT
$P_d^{DT}$	Vjerojatnost detekcije za ED izvedena s prilagodbom DT
$P_{fa}^{NUDT}$	Vjerojatnost pogrešnog alarma za ED izvedena s prilagodbom DT i utjecajem NU
$P_d^{NUDT}$	Vjerojatnost detekcije za ED izvedena s prilagodbom DT i utjecajem NU
$Q(x)$	Gaussova-Q funkcija
$\lambda$	DT za ED izveden bez podešavanja DT i utjecaja NU
$\lambda_{fa}$	Prag pogrešnog alarma u slučaju ED izvedene na temelju CFAR načela
$\lambda_d$	Razina DT za ED izvedena na temelju načela CDR
$\lambda_d^{DT}$	DT za SLC ED izveden s prilagodbom DT
$\lambda_{fa}^{DT}$	Prag pogrešnog alarma za ED izveden s prilagodbom DT
$\lambda_d^{NU}$	DT za ED pod utjecajem NU
$\lambda_{fa}^{NU}$	Prag pogrešnog alarma za ED pod utjecajem NU
$\lambda_d^{NUDT}$	DT za SLC ED pod utjecajem NU i izveden s prilagodbom DT
$\lambda_{fa}^{NUDT}$	Prag pogrešnog alarma za SLC ED s NU izveden s prilagodbom DT
$\lambda^{DT}$	DT za ED izveden bez NU
$\lambda^{NUDT}$	DT za ED izveden s prilagodbom DT i NU
$\rho$	NU faktor
$\rho'$	DDT faktor



Slika 4.3. Tehnika kombiniranja kvadriranih prijemnih signala

$$A_{SLC}(n) \underset{H_1}{\overset{H_0}{>}} \lambda(n), \forall n \in \{1, \dots, N\} \quad (68)$$

gdje  $\lambda(n)$  predstavlja dinamički odabrani prag detekcije za svaki uzorak koji se u vremenskom periodu u trajanju od  $N$  uzoraka koristi tijekom procesa detekcije energije. Učinkovitost detektora energije određena je testiranjem Neyman–Pearsonove hipoteze. Optimalni Neyman–Pearsonov test temelji se na usporedbi logaritamskog omjera funkcije gustoće vjerojatnosti (PDF) s pragom detekcije i izražava se kao:

$$\log \left\{ \frac{P(\mathbf{Y}(1), \mathbf{Y}(2), \dots, \mathbf{Y}(N)|H_0)}{P(\mathbf{Y}(1), \mathbf{Y}(2), \dots, \mathbf{Y}(N)|H_1)} \right\} \underset{H_1}{\overset{H_0}{\leq}} \lambda \quad (69)$$

gdje  $P(\mathbf{Y}|H_0)$  i  $P(\mathbf{Y}|H_1)$  označavaju funkciju gustoće vjerojatnosti (PDF) hipoteze  $H_1$ , odnosno alternativne nulte hipoteze  $H_0$ . Stoga, logaritamski omjer vjerojatnosti ovisi o distribuciji signala za koji se provodi proces detekcije energije (ED).

U radovima [37], [98] pokazano je da  $\Lambda_r$  ima složenu distribuciju. Ona podrazumijeva necentralnu distribuciju hi-kvadrat koja se može predstaviti kao zbroj  $2N$  neovisnih kvadrata i neidentično raspodijeljenih (i.n.i.d.) Gaussovih slučajnih varijabli sa srednjom vrijednosti različitom od nule. Međutim, moguće je smanjiti složenost distribucije kroz aproksimacije korištenjem centralnog graničnog teorema (engl. *central limit theorem* - CLT) [37].



Prema centralnom graničnom teoremu (CLT), zbroj  $N$  neovisnih i identično distribuiranih (i.i.d) slučajnih varijabli s konačnom varijancom i srednjom vrijednosti doseže normalnu distribuciju kada postoji dovoljno velik  $N$ . Stoga se aproksimacija distribucije test statistike  $\Lambda_{SLC}$  (dana u relaciji (67)), može izvesti pomoću normalne distribucije za dovoljan broj uzoraka  $N$  [24], [136]:

$$\Lambda_{SLC} \sim \mathcal{N} \left( \begin{array}{c} \sum_{r=1}^R \sum_{n=1}^N \mathbb{E}[|\mathbf{y}_r(n)|^2], \\ \sum_{r=1}^R \sum_{n=1}^N \text{Var}[|\mathbf{y}_r(n)|^2] \end{array} \right) \quad (70)$$

gdje  $\text{Var} [ \cdot ]$  i  $\mathbb{E} [ \cdot ]$  predstavljaju operatore varijance i očekivanja. Varijanca i srednja vrijednost test statistike predstavljene u relaciji (70) pod hipotezama  $H_0$  i  $H_1$ , mogu se prikazati na sljedeći način [24]:

$$\sum_{r=1}^R \sum_{n=1}^N \text{Var}[|\mathbf{y}_r(n)|^2] = \begin{cases} \sum_{r=1}^R \sum_{n=1}^N [(2\sigma_{w_r}^2(n))^2]: H_0 \\ \sum_{r=1}^R \sum_{n=1}^N [4\sigma_{w_r}^2(n)(\sigma_{w_r}^2(n) + |\mathbf{h}_r(n)|^2 | \mathbf{s}_r(n)|^2)]: H_1 \end{cases} \quad (71)$$

$$\sum_{r=1}^R \sum_{n=1}^N \mathbb{E}[|\mathbf{y}_r(n)|^2] = \begin{cases} \sum_{r=1}^R \sum_{n=1}^N [2\sigma_{w_r}^2(n)]: H_0 \\ \sum_{r=1}^R \sum_{n=1}^N [2\sigma_{w_r}^2(n) + |\mathbf{h}_r(n)|^2 | \mathbf{s}_r(n)|^2]: H_1 \end{cases} \quad (72)$$

Iako stanje bežičnog kanala nije stacionarno i na njega utječu različiti čimbenici kao što su šum, interferencija, zasjenjenje signala, smetnje itd., radi jednostavnosti, stacionarni kanali se pretpostavljaju tijekom procesa detekcije energije (ED). Dakle, ako se u svakom periodu očitavanja spektra  $n$ , matrica stanja kanala za  $r$ -tu antenu izražava kao  $\mathbf{h}_r(n)$ , a signali primljeni na  $r$ -toj prijemnoj (Rx) anteni i varijanca šuma  $2\sigma_{w_r}^2(n)$  pretpostave kao konstantne vrijednosti, pojačanje kanala i varijanca šuma se mogu izraziti kao:

$$\mathbf{h}_r(n) = \mathbf{h}, \quad \forall r = 1, \dots, R; \forall n = 1, \dots, N \quad (73)$$

$$2\sigma_{w_r}^2(n) = 2\sigma_w^2, \quad \forall r = 1, \dots, R; \forall n = 1, \dots, N \quad (74)$$

Stoga se vrijednost omjera snage signala i šuma (SNR-a) na svakoj  $r$ -toj prijemnoj (Rx) grani (anteni) može izraziti iz relacije (67) kao:

$$\gamma_r(n) = \gamma_r = \frac{|\mathbf{h}|^2 |\mathbf{s}_r(n)|^2}{2\sigma_w^2} \quad (75)$$

U slučaju zadovoljavajućeg broja uzoraka varijanca kompleksnog signala se može izraziti kao varijanca uzorka [24]:

$$2\sigma_{s_r}^2(N) \approx \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |\mathbf{s}_r(n)|^2 - \left| \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{s}_r(n) \right|^2 \quad (76)$$

Kada srednja vrijednost uzorka dosegne nulu ( $\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{s}_r(n) \rightarrow 0$ ), varijanca uzorka može se izraziti kao  $2\sigma_{s_r}^2(N) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |\mathbf{s}_r(n)|^2$ . Budući da osim prosječne primljene snage na mjestu sekundarnog korisnika (SU), detekcija energije (ED) kao metoda očitavanja raspoloživog frekvencijskog spektra ne zahtijeva prethodnu informaciju o razini signala primarnog korisnika (PU), može se pretpostaviti da ukupna srednja odašiljačka (Tx) snaga primarnog korisnika (PU) odgovara zbroju varijanci svih signala primljenih na  $R$  prijemnih (Rx) antena, tako da vrijedi:

$$P = \sum_{r=1}^R |\mathbf{h}|^2 2\sigma_{s_r}^2(N) \quad (77)$$

Ukupna test statistika primljenog signala  $\Lambda_{SLC}$  se može izraziti sa [24]:

$$\Lambda_{SLC} \sim \begin{cases} \mathcal{N}(RN(2\sigma_w^2), RN(2\sigma_w^2)^2): H_0 \\ \mathcal{N}(N(2\sigma_w^2)(R + \gamma_{SLC}), N(2\sigma_w^2)^2(R + 2\gamma_{SLC})): H_1 \end{cases} \quad (78)$$

Prema izrazima (70) i (78), ukupna test statistike primljenog signala temeljenog na tehnici kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC) ovisi o broju uzoraka ( $N$ ), broju prijemnih (Rx) antena sekundarnog korisnika, ukupnoj varijanci šuma ( $2\sigma_w^2$ ) i omjera snage signala i šuma ( $\gamma_{SLC}$ ) na mjestu sekundarnog korisnika. Na temelju relacije (78) u nastavku su predstavljeni izrazi vjerojatnosti pogrešnog alarma i vjerojatnosti detekcije signala za MIMO-OFDM sustave koji koriste očitavanje spektra (SS) temeljeno na detekciji energije (ED) putem tehnike kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC).

#### 4.2.2. Vjerojatnosti detekcije signala i pogrešnog alarma za MIMO-OFDM sustav

Učinkovitost metode detekcije energije (ED) izražava se kroz vjerojatnost detekcije ( $P_d$ ) i vjerojatnost pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ). Vjerojatnost detekcije signala primarnog korisnika (PU) na mjestu sekundarnog korisnika, kada se signal stvarno odašilje, poznata je kao vjerojatnost detekcije ( $P_d$ ). Može se ispitati kroz provjeru hipoteze  $H_1$  kao  $P_d = [\Pr(\Lambda_{SLC} > \lambda) | H_1]$ . Vjerojatnost detekcije za metodu detekcije energije (ED) koja koristi tehniku kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC) u MIMO komunikacijskim sustavima može se izraziti kao:

$$P_d = [\Pr(\Lambda_{SLC} > \lambda) | H_1] \approx Q\left(\frac{\lambda_d - N_{SLC}(2\sigma_w^2)(R + \gamma_{SLC})}{\sqrt{N_{SLC}(R + 2\gamma_{SLC})}(2\sigma_w^2)}\right) \\ \approx Q\left(\frac{\lambda_d - RN_{SLC}(2\sigma_w^2)(1 + \gamma_{SLC})}{\sqrt{RN_{SLC}(1 + 2\gamma_{SLC})}(2\sigma_w^2)}\right) \approx Q\left(\frac{\lambda_d - RN_{SLC}(2\sigma_w^2)\left(1 + \frac{P}{2R\sigma_w^2}\right)}{\sqrt{RN_{SLC}\left(1 + \frac{P}{R\sigma_w^2}\right)}(2\sigma_w^2)}\right) \quad (79)$$

Prema relaciji (79) za bolju detekciju signala primarnog korisnika (PU) potrebna je veća vjerojatnost detekcije ( $P_d$ ) signala primarnog korisnika (PU). Veća vjerojatnost detekcije ( $P_d$ ) povećava mogućnost korištenja frekvencijskog spektra i performanse samog sekundarnog korisnika.

Vjerojatnost pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ) je vjerojatnost detekcije signala primarnog korisnika (PU) od strane sekundarnog korisnika (SU), kada se signal primarnog korisnika (PU) ne odašilje. Može se ispitati kroz provjeru hipoteze  $H_0$  kao  $P_{fa} = [\Pr(\Lambda_{SLC} > \lambda) | H_0]$ . Vjerojatnost pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ) kao pokazatelja učinkovitosti procesa detekcije energije (ED) koja koristi tehniku kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC) u MIMO komunikacijskim sustavima, može se definirati kao:

$$P_{fa} = [\Pr(\Lambda_{SLC} > \lambda) | H_0] \approx Q\left(\frac{\lambda_{fa} - RN_{SLC}(2\sigma_w^2)}{\sqrt{RN_{SLC}}(2\sigma_w^2)}\right) \quad (80)$$

U relacijama (79) i (80),  $Q$  je Gaussova-Q funkcija ( $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{u^2}{2}} du$ ). Prema relaciji (80), povećanje vjerojatnosti pogrešnog alarma smanjuje mogućnost korištenja spektra od strane sekundarnog korisnika, što u konačnici negativno utječe na izvedbe očitavanja spektra (SS-a). Prema relacijama (79) i (80) vjerojatnost detekcije i pogrešnog alarma ovise o broju uzoraka ( $N$ ), varijanci šuma ( $\sigma_w^2$ ), broju prijemnih grana ( $R$ ) sekundarnog korisnika te razini definiranih

pragova detekcije ili pogrešnog alarma. Dodatno, relacija (79) pokazuje da vjerojatnost detekcije ovisi i o razini snage odašiljanja (Tx) primarnog korisnika ( $P$ ).

Iz perspektive sekundarnog korisnika, niže vrijednosti  $P_{fa}$  znače veće šanse ponovne upotrebe spektra kad je spektar dostupan. To posljedično rezultira mogućnošću postizanja veće propusnosti za sekundarnog korisnika (SU). Prema tome, kompromis između sposobnosti senzora za detekciju primarnog korisnika (PU) i ostvarive propusnosti sekundarnog korisnika (SU) postoji za proces očitavanja spektra temeljen na metodi detekciji energije (ED). Stoga bi pouzdan detektor energije trebao osigurati nisku vjerojatnost pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ) i visoku vjerojatnost detekcije ( $P_d$ ). To znači da treba osigurati odgovarajuću kvalitetu usluge (QoS) za sekundarnog korisnika (SU) u bežičnim mrežama, dok s druge strane treba omogućiti uspostavljanje odgovarajuće razine zaštite primarnog korisnika (PU) tijekom odašiljanja.

Iz relacija (79) i (80) moguće je definirati minimalan broj uzoraka ( $N_{SLC}$ ) potrebnih za postizanje pouzdane detekcije signala primarnog korisnika (PU), koji se izražava kao:

$$N_{SLC} = \frac{[\sqrt{R}Q^{-1}(P_{fa}) - \sqrt{(R+2\gamma_{SLC})}Q^{-1}(P_d)]^2}{\gamma_{SLC}^2} = \frac{[Q^{-1}(P_{fa}) - \sqrt{(1+2\gamma_{SLC})}Q^{-1}(P_d)]^2}{R\gamma_{SLC}^2} \quad (81)$$

Sukladno relaciji (81) osigurava se postizanje željene pouzdanosti detekcije signala primarnog korisnika (PU) koje je definirano unaprijed zadanim vrijednostima vjerojatnosti detekcije i vjerojatnosti pogrešnog alarma. Relacija (81) pokazuje da izračun najmanjeg broja uzoraka ne zahtijeva saznanja o razini praga detekcije. Za broj uzoraka veći od minimalnog, detekcija signala primarnog korisnika (PU) bit će osigurana za bilo koju razinu praga detekcije. Nadalje, već je poznato da je za niske vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a), na antenama sekundarnog korisnika (SU) potreban veliki broj uzorkovanja za preciznu detekciju signala primarnog korisnika (PU). Potreba za većim brojem uzoraka rezultira dužim trajanjem očitavanja spektra, što ima negativan učinak u smislu pražnjenja baterije uređaja s ograničenom snagom kao što su senzori i drugi uređaji koji rade u IoT okruženju. Povećano trajanje očitavanja može biti problem u pogledu praktične primjene, jer pojedini sustavi imaju specificirano maksimalno trajanje senzora (na primjer, za IEEE 802.22 sustave, maksimalno trajanje očitavanja spektra je 2 s [150]). Odabir broja uzoraka koji se koriste za proces očitavanja spektra metodom detekcije energije (ED) također je izazov optimizacije.

Kombinacijom relacija (79) i (80), međuovisnost vjerojatnosti između vjerojatnosti pogrešnog alarma i vjerojatnosti detekcije se izražava kao:

$$\begin{aligned}
P_d &= Q\left(\frac{Q^{-1}(P_{fa}) - \sqrt{\frac{N_{SLC}}{R}} \gamma_{SLC}}{\sqrt{\left(1 + 2\frac{\gamma_{SLC}}{R}\right)}}\right) = Q\left(\frac{Q^{-1}(P_{fa}) - \sqrt{RN_{SLC}} \gamma_{SLC}}{\sqrt{(1 + 2\gamma_{SLC})}}\right) \\
&= Q\left(\frac{Q^{-1}(P_f) - \frac{\sqrt{N_{SLC}P}}{2\sqrt{R}\sigma_w^2}}{\sqrt{\left(1 + \frac{P}{R\sigma_w^2}\right)}}\right)
\end{aligned} \tag{82}$$

Na temelju relacije (82) može se primijetiti da se vjerojatnost detekcije u MIMO-OFDM sustavima može izraziti bez praga detekcije ako je poznata ciljana vjerojatnost pogrešnog alarma. Pristup koji svoj rad temelji na postavljanju konstantne vjerojatnosti pogrešnog alarma poznat je kao pristup konstantne vrijednosti pogrešnog alarma (CFAR).

#### 4.2.3. Procjena utjecaja razine praga detekcije na pouzdanost detekcije signala u MIMO-OFDM sustavima

Kao što je pokazano u prethodnom poglavlju vjerojatnosti detekcije i pogrešnog alarma (izrazi (79) i (80)) ovise o ispravno postavljenim vrijednostima praga detekcije (DT) signala. Odabir praga detekcije je bitan korak u procesu očitavanja spektra koji određuje je li signal primarnog korisnika (PU) prisutan ili ne. Za metode fiksnog praga (eng. *fixed detection threshold* - FDT) postavljena vrijednost praga detekcije (DT) je konstantna vrijednost, čak i kada postoji fluktuacija/nesigurnost snage šuma u bežičnom kanalu. U pristupu temeljenom na fiksnoj vrijednosti praga detekcije (FDT), prag detekcije koji se temelji na načelu konstantne vrijednosti pogrešnog alarma (CFAR) često se bira za specificiranu vjerojatnost pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ), varijancu šuma ( $\sigma_w^2$ ) i broj prijemnih (Rx) grana. Slijedeći načela konstantne učestalosti pogrešnog alarma (CFAR), prag pogrešnog alarma ( $\lambda_{fa}$ ) za metodu detekcije energije (ED) koja koristi tehniku kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC) izražava se kao:

$$\lambda_{fa} = [Q^{-1}(P_{fa}) + \sqrt{RN_{SLC}}] \sqrt{RN_{SLC}} 2\sigma_w^2 \tag{83}$$

U slučaju pristupa konstantne učestalosti pogrešnog alarma (CFAR), vrijednosti praga su odabrane kako bi se osigurala najveća vjerojatnost detekcije. Pristup konstantne učestalosti pogrešnog alarma (CFAR) se koristi u procesu detekcije energije (ED) kada se, za maksimalno

iskorištenje kanala, vjerojatnost pogrešnog alarma mora postaviti na male i unaprijed definirane fiksne vrijednosti ( $P_{fa} \leq 0.1$ ), dok se vjerojatnost detekcije mora maksimizirati ( $P_d \geq 0.9$ ). Slično, kako bi se osigurao prioritet prijenosa signala primarnog korisnika (PU), izraz za odabir razine praga detekcije na temelju načela konstantne učestalosti detekcije (CDR) izveden je iz relacije (79):

$$\lambda_d = \left[ Q^{-1}(P_d) \sqrt{\left(1 + \frac{P}{R\sigma_w^2}\right)} + \sqrt{RN_{SLC}} \left(1 + \frac{P}{2R\sigma_w^2}\right) \right] \sqrt{RN_{SLC}} 2\sigma_w^2 \quad (84)$$

Načelo konstantne učestalosti detekcije (CDR) se koristi za smanjenje utjecaja smetnji tijekom promatranog razdoblja očitavanja spektra. Promatrajući relacije (83) i (84) može se primijetiti da prag detekcije (DT) temeljen na principima konstantne učestalosti pogrešnog alarma (CFAR, relacija (83)) ne zahtijeva informacije o snazi odašiljanja (Tx) primarnog korisnika (PU). Rezultat je veća upotreba načela temeljenog na konstantnoj učestalosti pogrešnog alarma (CFAR) u praksi. Iako načelo konstantne učestalosti pogrešnog alarma (CFAR) u usporedbi s načelom konstantne učestalosti detekcije (CDR) povećava propusnost signala sekundarnog korisnika (SU), načelo konstantne učestalosti pogrešnog alarma (CFAR) ne može osigurati dovoljnu zaštitu za licenciranog primarnog korisnika (PU) u usporedbi s pristupom temeljenim na konstantnoj učestalosti detekcije (CDR). Posljedično, korištenje praga detekcije (DT) po principima konstantne učestalosti pogrešnog alarma (CFAR), nije najprikladniji pristup za odabir praga detekcije.

Budući da nesigurnost snage šuma u stvarnim bežičnim kanalima predstavlja redovitu pojavu, preciznija detekcija signala može se postići odabirom dinamičkog praga detekcije (DDT) tijekom procesa detekcije energije (ED). Kako bi se postigla maksimalna pouzdanost detekcije, razinu praga detekcije treba dinamički prilagoditi prema nesigurnosti snage šuma (NU) detektiranog signala. Time se realizacija metode detekcije energije (ED) temelji na principima dinamičkog praga detekcije (DDT). Takav pristup procesu detekcije energije (ED) može smanjiti broj pogrešaka prilikom očitavanja spektra i tako osigurati dovoljnu zaštitu signala primarnog korisnika (PU) od preklapanja sa sekundarnim korisnikom (SU). To rezultira boljom iskoristivošću spektra. Principi dinamičkog praga detekcije (DDT) ostvareni dinamičkom odabirom praga detekcije (DT), predstavljaju najprikladnije rješenje za preciznu detekciju signala u ciljanom frekvencijskom spektru. Međutim, implementacija dinamičkog praga detekcije (DDT) u realnim bežičnim komunikacijskim sustavima vrlo je zahtjevna.

U matematičkoj formulaciji koncepta dinamičkog praga detekcije (DDT-a) za MIMO-OFDM sustave, razina prilagodbe praga detekcije (DT) izražava se faktorom dinamičkog praga detekcije  $\rho'$  ( $\rho' \geq 1$ ). Vrijednosti faktora dinamičkog praga detekcije (DDT) određuju razinu prilagodbe dinamičkog praga detekcije (DDT) i za razliku od konstantnih vrijednosti temeljenih na načelu fiksne vrijednosti praga detekcije (FDT), pretpostavlja da su vrijednosti dinamičkog praga detekcije u intervalu  $\left[ \lambda_d^{DT} / \rho', \rho' \lambda_d^{DT} \right]$ . Kada se proces detekcije energije (ED) izvodi s podešavanjem vrijednosti dinamičkog praga detekcije (DDT) koristeći tehniku kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC) u MIMO komunikacijskim sustavima, vjerojatnosti detekcije ( $P_d^{DT}$ ) i pogrešnog alarma ( $P_{fa}^{DT}$ ) mogu se definirati kao:

$$P_d^{DT} = \min_{\lambda^{DT} \in \left[ \lambda_d^{DT} / \rho', \rho' \lambda_d^{DT} \right]} Q \left( \frac{\lambda^{DT} - RN_{SLC}^{DT} (2\sigma_w^2) \left( 1 + \frac{P}{2R\sigma_w^2} \right)}{\sqrt{RN_{SLC}^{DT} \left( 1 + \frac{P}{R\sigma_w^2} \right) (2\sigma_w^2)}} \right) = Q \left( \frac{\frac{\lambda_d^{DT}}{\rho'} - RN_{SLC}^{DT} (2\sigma_w^2) \left( 1 + \frac{P}{2R\sigma_w^2} \right)}{\sqrt{RN_{SLC}^{DT} \left( 1 + \frac{P}{R\sigma_w^2} \right) (2\sigma_w^2)}} \right) \quad (85)$$

$$P_{fa}^{DT} = \max_{\lambda_i^{DT} \in \left[ \lambda_{fa}^{DT} / \rho', \rho' \lambda_{fa}^{DT} \right]} Q \left( \frac{\lambda_i^{DT} - RN_{SLC}^{DT} (2\sigma_w^2)}{\sqrt{RN_{SLC}^{DT} (2\sigma_w^2)}} \right) = Q \left( \frac{\rho' \lambda_{fa}^{DT} - RN_{SLC}^{DT} (2\sigma_w^2)}{\sqrt{RN_{SLC}^{DT} (2\sigma_w^2)}} \right), \quad (86)$$

gdje  $N_{SLC}^{DT}$  predstavlja broj uzoraka,  $\lambda_d^{DT}$  prag detekcije i  $\lambda_{fa}^{DT}$  prag pogrešnog alarma.

Na temelju relacije (85) razina dinamičkog praga detekcije (DDT) se može izvesti i izraziti kao:

$$\lambda_d^{DT} = \left[ Q^{-1}(P_d^{DT}) \sqrt{\left( 1 + \frac{P}{R\sigma_w^2} \right)} + \sqrt{RN_{SLC}^{DT} \left( 1 + \frac{P}{2R\sigma_w^2} \right)} \right] \sqrt{RN_{SLC}^{DT} (2\sigma_w^2)} \rho' \quad (87)$$

Slično tome prag pogrešnog alarma može se izvesti iz relacije (86) i formulirati kao:

$$\lambda_{fa}^{DT} = \left[ Q^{-1}(P_{fa}^{DT}) + \sqrt{RN_{SLC}^{DT}} \right] \sqrt{RN_{SLC}^{DT} \left( \frac{2\sigma_w^2}{\rho'} \right)} \quad (88)$$

Minimalni broj uzorkovanja za izvođenje pouzdanog procesa detekcije energije (ED) korištenjem tehnike kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC) u MIMO sustavima s dinamičkim pragom detekcije (DDT), može se ostvariti prilagodbom relacije (81):

$$N_{SLC}^{DT} = \frac{\left[ Q^{-1}(P_{fa}^{DT}) - \sqrt{\rho'^2 (1 + 2\gamma_{SLC})} Q^{-1}(P_d^{DT}) \right]^2}{R[\rho'^2 \gamma_{SLC} + (\rho'^2 - 1)]^2} \quad (89)$$

Na temelju relacija (85) i (86), vjerojatnost detekcije može se formulirati u odnosu na vjerojatnost pogrešnog alarma u sustavima gdje se signal primarnog korisnika (PU) detektira podešavanjem praga detekcije:

$$\begin{aligned}
P_d^{DT} &= Q\left(\frac{Q^{-1}(P_{fa}^{DT}) - \sqrt{RN_{SLC}^{DT}}(\rho'^2 \gamma_{SLC} + (\rho'^2 - 1))}{\sqrt{\rho'^2(1 + 2\gamma_{SLC})}}\right) \\
&= Q\left(\frac{Q^{-1}(P_{fa}^{DT}) - \sqrt{RN_{SLC}^{DT}}\left(\rho'^2 \frac{P}{2R\sigma_w^2} + (\rho'^2 - 1)\right)}{\sqrt{\rho'^2\left(1 + \frac{P}{R\sigma_w^2}\right)}}\right) \\
&= Q\left(\frac{Q^{-1}(P_{fa}^{DT}) - \frac{\rho'^2 P \sqrt{N_{SLC}^{DT}}}{2\sqrt{R\sigma_w^2}} - \sqrt{RN_{SLC}^{DT}}(\rho'^2 - 1)}{\sqrt{\rho'^2\left(1 + \frac{P}{R\sigma_w^2}\right)}}\right)
\end{aligned} \tag{90}$$

Ako je faktor dinamičkog praga detekcije (DDT) konstantan i postavljen na 1 ( $\rho' = 1$ ), relacije (85), (86) i (90) su jednake relacijama (79), (80), i (82) i prilagodba praga detekcije ne postoji. Ako je faktor dinamičkog praga detekcije (DDT) veći od 1,00 ( $\rho' > 1,00$ ), određena razina prilagodbe dinamičkog praga detekcije (DDT) postoji u procesu detekcije energije (ED). Veći faktor dinamičkog praga detekcije (DDT) dovodi do većeg opsega dinamičkog praga detekcije za potencijalni odabir.

#### 4.2.4. Procjena utjecaja razine nesigurnosti snage šuma za MIMO-OFDM sustav

Relacije (87) i (88) pokazuju da vrijednosti praga detekcije (DT) ovise o preciznoj vrijednosti varijance šuma ( $\sigma_w^2$ ). Razina šuma u bežičnom komunikacijskom kanalu je promjenjiva s vremenom ( $\sigma_w^2$ ), zbog čega je točnu informaciju o razini šuma ( $\sigma_w^2$ ) u svakom trenutku procesa detekcije energije (ED) jako teško dobiti. Nesigurnosti snage šuma (NU) se zapravo odnose na nedostatak informacija o točnoj razini snage šuma tijekom procesa detekcije energije (ED). Nesigurnost/fluktuacija snage šuma smanjuje preciznost i pouzdanost detekcije signala primarnog korisnika (PU). Međutim, kako bi se prikazao što realniji MIMO-OFDM sustav, utjecaj nesigurnosti snage šuma u bežičnom kanalu mora se uzeti u obzir u procjeni izvedbi metode detekcije energije (ED). Stoga se nesigurnost snage šuma kao i kod SISO sustava razmatra kroz faktor nesigurnosti snage šuma  $\rho$  ( $\rho \geq 1$ ). Kako bi se pokazao utjecaj varijacije nesigurnosti snage šuma (NU), u analizi se pretpostavlja da je opseg varijacija nesigurnosti



snage šuma (NU) u rasponu  $\sigma_{wNU}^2 \in [\sigma_{nw}^2/\rho, \rho\sigma_w^2]$ . Vjerojatnosti detekcije i pogrešnog alarma, u scenariju koji uzima u obzir nesigurnosti snage šuma, mogu se izraziti s [24]:

$$P_d^{NU} = [\Pr(\Lambda_{SLC} < \lambda) | H_1] = \min_{\sigma_{wNU}^2 \in [\sigma_{nw}^2/\rho, \rho\sigma_w^2]} Q \left( \frac{\lambda - RN_{SLC}^{NU}(2\sigma_{wNU}^2) \left(1 + \frac{P}{2R\sigma_{wNU}^2}\right)}{\sqrt{RN_{SLC}^{NU} \left(1 + \frac{P}{R\sigma_{wNU}^2}\right) (2\sigma_{wNU}^2)}} \right) =$$

$$Q \left( \frac{\lambda_d^{NU} - RN_{SLC}^{NU} \left(2\frac{\sigma_w^2}{\rho}\right) \left(1 + \frac{P\rho}{2R\sigma_w^2}\right)}{\sqrt{RN_{SLC}^{NU} \left(1 + \frac{P\rho}{R\sigma_w^2}\right) \left(2\frac{\sigma_w^2}{\rho}\right)}} \right) \quad (91)$$

$$P_{fa}^{NU} = [\Pr(\Lambda_{SLC} > \lambda) | H_0] = \max_{\sigma_{wNU}^2 \in [\sigma_{nw}^2/\rho, \rho\sigma_w^2]} Q \left( \frac{\lambda - RN_{SLC}^{NU}(2\sigma_{wNU}^2)}{\sqrt{RN_{SLC}^{NU}(2\sigma_{wNU}^2)}} \right) = Q \left( \frac{\lambda_{fa}^{NU} - RN_{SLC}^{NU}(2\rho\sigma_w^2)}{\sqrt{RN_{SLC}^{NU}(2\rho\sigma_w^2)}} \right), \quad (92)$$

gdje  $\lambda_d^{NU}$  i  $\lambda_{fa}^{NU}$  predstavljaju vrijednosti praga detekcije i vrijednosti praga pogrešnog alarma koji osiguravaju zadanu vjerojatnost točne detekcije odnosno točnog alarma. Iz relacija (91) i (92) može se zaključiti da se odabirom odgovarajućih vrijednosti pragova ( $\lambda_{fa}^{NU}$  i  $\lambda_d^{NU}$ ), može značajno poboljšati proces detekcije energije (ED).

Prema relacijama (91) i (92) prag detekcije i pogrešnog alarma mogu se izraziti kao:

$$\lambda_d^{NU} = \left[ Q^{-1}(P_d^{NU}) \sqrt{\left(1 + \frac{P\rho}{R\sigma_w^2}\right)} + \sqrt{RN_{SLC}^{NU} \left(1 + \frac{P\rho}{2R\sigma_w^2}\right)} \right] \sqrt{RN_{SLC}^{NU} \left(\frac{2\sigma_w^2}{\rho}\right)} \quad (93)$$

$$\lambda_{fa}^{NU} = \left[ Q^{-1}(P_{fa}^{NU}) + \sqrt{RN_{SLC}^{NU}} \right] \sqrt{RN_{SLC}^{NU} (2\rho\sigma_w^2)} \quad (94)$$

Prema relaciji (81) minimalni broj uzorkovanja  $N_{SLC}^{NU}$  korištenih u procesu detekcije energije (ED) koji pretpostavlja dovoljno pouzdanu detekciju signala primarnog korisnika (PU) na koji utječe nesigurnosti snage šuma (NU), može se formulirati kao:

$$N_{SLC}^{NU} = \frac{\left[ \rho Q^{-1}(P_{fa}^{NU}) - \sqrt{\left(\frac{1}{\rho} + 2\gamma_{SLC}\right)} Q^{-1}(P_d^{NU}) \right]^2}{R \left( \frac{\gamma_{SLC} - \rho^2 - 1}{\rho} \right)^2} \quad (95)$$

Relacija (95) pokazuje da za prosječne vrijednosti SNR-a niže od  $\frac{\rho^2-1}{\rho}$ , detektor energije ne može detektirati signal na antenama sekundarnog korisnika. Iz tog razloga razina SNR-a na mjestu sekundarnog korisnika (SU) ima važnu ulogu u preciznoj detekciji signala primarnog korisnika (PU).

Prema relacijama (91) i (92), vjerojatnost detekcije ( $P_d^{NU}$ ) može se definirati s obzirom na vjerojatnost pogrešnog alarma ( $P_{fa}^{NU}$ ), u kanalu na koji utječe nesigurnosti snage šuma (NU) kao:

$$P_d^{NU} = Q\left(\frac{\rho Q^{-1}(P_{fa}^{NU}) - \sqrt{RN_{SLC}^{NU}(\overline{Y}_{SLC} - \frac{\rho-1}{\rho})}}{\sqrt{\frac{1}{\rho} + 2\overline{Y}_{SLC}}}\right) = Q\left(\frac{\rho Q^{-1}(P_{fa}^{NU}) - \sqrt{RN_{SLC}^{NU}(\frac{P}{2R\sigma_w^2} - \frac{\rho-1}{\rho})}}{\sqrt{\frac{1}{\rho} + \frac{P}{R\sigma_w^2}}}\right) = Q\left(\frac{\rho Q^{-1}(P_{fa}^{NU}) - \frac{\sqrt{N_{SLC}^{NU}P}}{2\sqrt{R\sigma_w^2}} + \sqrt{RN_{SLC}^{NU}(\frac{\rho-1}{\rho})}}{\sqrt{\frac{1}{\rho} + \frac{P}{R\sigma_w^2}}}\right) \quad (96)$$

Ako je faktor nesigurnosti snage šuma (NU) jednak 1,00 ( $\rho = 1,00$ ), nema fluktuacija snage šuma i relacije (91), (92), i (96) su identične relacijama (79), (80), i (82). Ako je faktor nesigurnosti snage šuma veći od 1 ( $\rho > 1$ ), utjecaj nesigurnosti snage šuma (NU) je prisutan u bežičnom kanalu. Veća vrijednost (od jedan) faktora nesigurnosti snage šuma  $\rho$  znači veće nesigurnosti snage šuma (NU), za koje se očekuje da imaju negativniji utjecaj na izvedbe procesa očitavanja spektra metodom detekcije energije (ED).

#### 4.2.5. Procjena detekcije energije signala izvedene s dinamičkim pragom detekcije i pod utjecajem nesigurnosti snage šuma za MIMO-OFDM sustave

Uključivanje dinamičkog praga detekcije (DDT) u proces detekcije energije (ED), značajno povećava učinkovitost detekcije energije (ED) i smanjuje štetne učinke uzrokovane nesigurnostima snage šuma. Najrealniji pristup implementaciji metode detekcije energije (ED) tehnikom kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC) za MIMO-OFDM sustave je zajednička analiza prilagodbe dinamičkog praga detekcije varijacijama nesigurnostima snage šuma (NU). Međutim, ovaj je scenarij najzahtjevniji za praktičnu implementaciju budući da zahtijeva kontinuiranu procjenu i prilagodbu dinamičkog praga detekcije (DDT) prema promjenama nesigurnosti snage šuma (NU). U ovom slučaju parametri nesigurnosti snage šuma (NU) i dinamički prag detekcije (DDT) korišteni su za modeliranje vjerojatnosti detekcije i pogrešnog alarma. Za modeliranje nesigurnosti snage šuma (NU) korištene su granice u

intervalu  $\sigma_{wNUDT}^2 \in \left[ \frac{\sigma_w^2}{\rho}, \rho \sigma_w^2 \right]$ , dok je za modeliranje granica prilagodbe praga detekcije (DT) korišten interval  $\lambda^{NUDT} \in \left[ \frac{\lambda_d^{NUDT}}{\rho'}, \rho' \lambda_d^{NUDT} \right]$ . Vjerojatnosti detekcije ( $P_d^{NUDT}$ ) i pogrešnog alarma ( $P_{fa}^{NUDT}$ ) dane su s:

$$P_d^{NUDT} = \min_{\lambda^{NUDT} \in \left[ \frac{\lambda_d^{NUDT}}{\rho'}, \rho' \lambda_d^{NUDT} \right]} \min_{\sigma_{wNUDT}^2 \in \left[ \frac{\sigma_w^2}{\rho}, \rho \sigma_w^2 \right]} Q \left( \frac{\lambda^{NUDT} - RN_{SLC}^{NUDT} (2\sigma_{wNUDT}^2) \left( 1 + \frac{P}{2R\sigma_{wNUDT}^2} \right)}{\sqrt{RN_{SLC}^{NUDT} \left( 1 + \frac{P}{R\sigma_{wNUDT}^2} \right) (2\sigma_{wNUDT}^2)}} \right) \quad (97)$$

$$= Q \left( \frac{\frac{\lambda_d^{NUDT}}{\rho'} - RN_{SLC}^{NUDT} \left( 2 \frac{\sigma_w^2}{\rho} \right) \left( 1 + \frac{P\rho}{2R\sigma_w^2} \right)}{\sqrt{RN_{SLC}^{NUDT} \left( 1 + \frac{P\rho}{R\sigma_w^2} \right) \left( 2 \frac{\sigma_w^2}{\rho} \right)}} \right)$$

$$P_{fa}^{NUDT} = \max_{\lambda^{NUDT} \in \left[ \frac{\lambda_{fa}^{NUDT}}{\rho'}, \rho' \lambda_{fa}^{NUDT} \right]} \max_{\sigma_{wNUDT}^2 \in \left[ \frac{\sigma_w^2}{\rho}, \rho \sigma_w^2 \right]} Q \left( \frac{\lambda^{NUDT} - RN_{SLC}^{NUDT} (2\sigma_w^2)}{\sqrt{RN_{SLC}^{NUDT} (2\sigma_w^2)}} \right) \quad (98)$$

$$= Q \left( \frac{\lambda_{fa}^{NUDT} \rho' - RN_{SLC}^{NUDT} (2\sigma_w^2) \rho}{\sqrt{RN_{SLC}^{NUDT} (2\sigma_w^2) \rho}} \right)$$

Prema relaciji (97) dinamički prag detekcije ( $\lambda_d^{NUDT}$ ) se može izraziti s obzirom na vjerojatnost detekcije:

$$\lambda_d^{NUDT} = \left[ Q^{-1}(P_d^{NUDT}) \sqrt{\left( 1 + \frac{P\rho}{R\sigma_w^2} \right)} + \sqrt{RN_{SLC}^{NUDT}} \left( 1 + \frac{P\rho}{2R\sigma_w^2} \right) \right] \sqrt{RN_{SLC}^{NUDT}} \left( \frac{2\sigma_w^2 \rho'}{\rho} \right) \quad (99)$$

Slično, za definiranu vrijednost vjerojatnosti pogrešnog alarma, odgovarajući prag detekcije ( $\lambda_{fa}^{NUDT}$ ) može se izvesti iz (98):

$$\lambda_{fa}^{NUDT} = \left[ Q^{-1}(P_{fa}^{NUDT}) + \sqrt{RN_{SLC}^{NUDT}} \right] \frac{2\rho\sigma_w^2}{\rho'} \sqrt{RN_{SLC}^{NUDT}} \quad (100)$$

Prema relacijama (97) i (98), minimalni broj uzorka potrebnih za precizno prepoznavanje signala može se odrediti prema relaciji (101):

$$N_{SLC}^{NUDT} = \frac{\left[ \frac{\rho}{\rho'} Q^{-1}(P_{fa}^{NUDT}) - \sqrt{\rho' \left( \frac{1}{\rho} + 2\gamma_{SLC} \right)} Q^{-1}(P_d^{NUDT}) \right]^2}{R \left[ \rho' \gamma_{SLC} + \frac{\rho'}{\rho} - \frac{\rho}{\rho'} \right]^2} \quad (101)$$

Prema (97) i (98) vjerojatnost detekcije može se definirati s obzirom na vjerojatnost pogrešnog alarma kao:

$$\begin{aligned}
 P_d^{NUDT} &= Q \left( \frac{\frac{\rho}{\rho'} Q^{-1}(P_{fa}^{NUDT}) - \sqrt{RN_{SLC}^{NUDT}} \left( \rho' \gamma_{SLC} + \frac{\rho'}{\rho} - \frac{\rho}{\rho'} \right)}{\sqrt{\rho' \left( \frac{1}{\rho} + 2\gamma_{SLC} \right)}} \right) \\
 &= \left( \frac{\frac{\rho}{\rho'} Q^{-1}(P_{fa}^{NUDT}) - \sqrt{RN_{SLC}^{NUDT}} \left( \rho' \frac{P}{2R\sigma_w^2} + \frac{\rho'}{\rho} - \frac{\rho}{\rho'} \right)}{\sqrt{\rho' \left( \frac{1}{\rho} + \frac{P}{R\sigma_w^2} \right)}} \right) \quad (102) \\
 &= Q \left( \frac{\frac{\rho}{\rho'} Q^{-1}(P_{fa}^{NUDT}) - \frac{\rho' \sqrt{N_{SLC}^{NUDT}} P}{2\sqrt{R\sigma_w^2}} - \sqrt{RN_{SLC}^{NUDT}} \left( \frac{\rho'}{\rho} - \frac{\rho}{\rho'} \right)}{\sqrt{\rho' \left( \frac{1}{\rho} + \frac{P}{R\sigma_w^2} \right)}} \right)
 \end{aligned}$$

Prema relaciji (102) parametri nesigurnosti snage šuma (NU) i dinamičkog praga detekcije (DDT) utječu na učinkovitost procesa očitavanja signala primarnog korisnika (PU) u promatranom frekvencijskom pojasu. Zajednički utjecaj parametra nesigurnosti snage šuma (NU) i prilagodbe praga detekcije (DT) na izvedbe metode detekcije energije (ED) može se modelirati odabirom odgovarajućih vrijednosti faktora dinamičkog praga detekcije (DDT) i nesigurnosti snage šuma (NU) ( $\rho' > 1,00$  i  $\rho > 1,00$ ). U slučaju vrijednosti faktora dinamičkog praga detekcije (DDT) i nesigurnosti snage šuma (NU) jednake  $\rho' = 1,00$  i  $\rho > 1,00$ , kanal je pod utjecajem NU i nema prilagodbe praga detekcije (DT) tijekom procesa detekcije energije (ED). Za iste uvjete u kanalu i isti broj točaka uzorkovanja ( $N_{SLC}^{NU} = N_{SLC}^{NUDT}$ ) korištenih tijekom detekcije energije (ED), pod utjecajem nesigurnosti snage šuma (NU) relacije (97), (98) i (102) konvergiraju u (91), (92) i (96). U slučaju  $\rho' > 1,00$  i  $\rho = 1,00$  detekcija energije uključuje prilagodbu praga detekcije (DT) tijekom detekcije energije (ED), bez utjecaja nesigurnosti snage šuma (NU). Za iste uvjete u kanalu i isti broj točaka uzorkovanja ( $N_{SLC}^{DT} = N_{SLC}^{NUDT}$ ) korištenih u procesu detekcije energije (ED) izvedenom s prilagodbama praga detekcije (DT), relacije (97), (98) i (102) konvergiraju u (85), (86) i (90).

## **5. TESTIRANJE METODE DETEKCIJE RASPOLOŽIVOSTI SPEKTRA PRIMJENOM PROGRAMSKI DEFINIRANOG RADIJA**

U ovom dijelu rada putem simulacijskog algoritma su očitani dijelovi frekvencijskog spektra koristeći programski definirani radio (engl. *Software Defined Radio* - SDR). Programski definirani radio predstavlja platformu za realizaciju kognitivnog radija. Naime, programski definirani radio (SDR) je radijska platforma čije su funkcije kontrolirane ili implementirane programskim putem. Glavna karakteristika programski definiranog radija (SDR-a) i kognitivnog radija (CR) je rekonfigurabilnost. Ona se kod programski definiranog radija (SDR-a) manifestira na zahtjev korisnika, dok je kognitivni radio svjestan svog okruženja kroz osluškivanje frekvencijskog spektra i ima mogućnost prilagodbe i rekonfiguracije parametara u skladu s dobivenim informacijama iz radnog okruženja bez saznanja samog korisnika [162]. Dakle, kognitivni radio se može definirati kao radijski sustav koji se prilagođava svome korisniku i uvjetima u radnom okruženju te predstavlja poboljšanje programski definiranog radija (SDR).

Univerzalni programski periferni radio uređaj (engl. *Universal Software Radio Peripheral* - USRP) najčešća je hardverska platforma za primanje i prijenos analognih signala za programski definirani radio (SDR) te je opisan u nastavku. U eksperimentalnom dijelu rada pomoću USRP-a, provedena je analiza spektra kako bi se opisao rad metode detekcije energije (ED). Dakle, izvršena je detekcija signala primarnog korisnika za RF područje u kojem postoje komunikacijske tehnologije koje ne koriste i koje koriste OFDM modulaciju. Mjerenja su provedena s ciljem potvrđivanja rada predloženog algoritma za detekcije raspoloživosti RF spektra, u smislu mogućnosti detekcije iskorištenosti spektra za komunikacijske tehnologije koje koriste i koje ne koriste OFDM modulaciju. Naime, detektiran je signal primarnog korisnika i tražene su spektralne praznine kojima bi mogli pristupiti sekundarni korisnici. Simulacijski algoritam je testiran koristeći univerzalni programski periferni radijski uređaj umrežene serije (engl. *USRP Networked Series*) proizvođača Ettus Research.

### **5.1. Univerzalni programski periferni radijski uređaj**

Univerzalni programski periferni radijski uređaj (USRP) je najčešća hardverska platforma za primanje i prijenos analognih signala za programski definirani radio (SDR). Razvio ga je Ettus Research [162] pod općom javnom licencom (engl. *General Public License* - GPL).

Trenutno su na tržištu dostupne četiri verzije univerzalnog programskog perifernog radijskog

Tablica 5.1. Modeli univerzalnog programskog perifernog radijskog uređaja (USRP) i njihove karakteristike

Model USRP uređaja	Tip	Brzina uzorkovanja glavnog računala (MS/s @ 16-bit I/Q)	Veza s glavnim poslužiteljem	Propusnost obrade ADC (MS/s)	Propusnost obrade DAC (MS/s)
Sabirničke serije	B100	8	USB 2.0	61.44 MS/s (simplex)	61.44 MS/s (simplex)
	B200/B210/ B200mini/B205min	61.44	USB 3.0		
Mrežne serije	N200/N210	25	Gigabit Ethernet	100 MS/s	400 MS/s
	N300/N310	122.88, 125, 153.6	1 ili 10 Gigabit Ethernet interface, USB 2.0, microSD Card Writer		
	N320/N321	200, 245.76, 250			
Ugradbene serije	E100, E110	4	OMAP GPMC	64 MS/s	128 MS/s
	E310/E312/E313/E320	61.44	USB 2.0 ili 3.0	61.44 MS/s (simplex)	61.44 MS/s (simplex)
X serija	X410	491.52, 500.00	1 GbE host connection, USB 2.0		
	X310, X300	200	PCI-Express (4-lane PCIe Card) i 10 Gigabit Ethernet	200 MS/s	800 MS/s
		50	PCI-Express (1-lane ExpressCard)		

Tablica 5.2. Različiti modeli podređenih matičnih ploča i njihove karakteristike

Podređena matična ploča	Frekvencijska pokrivenost	Analogna širina pojasa	Predložene za model USRPa
WBX-120	50 MHz - 2.2 GHz	120 MHz	X300 /USRP X310
SBX-120	400 MHz - 4.4 GHz	120 MHz	X300 /X310
CBX-120	1.2 GHz - 6 GHz	120 MHz	X300/ X310
UBX-160	10 MHz - 6 GHz	160 MHz	USRP X Series devices
WBX	50 MHz - 2.2 GHz	40 MHz	X300 /X310
SBX	400 MHz - 4.4 GHz	40 MHz	N-series/X-series
CBX	1.2 GHz - 6 GHz	40 MHz	N200/ N210
UBX-40	10 MHz - 6 GHz	40 MHz	N200/N210/X300/X310
BasicRX/ BasicTX	1 – 250 MHz	Određeno brzinama uzorkovanja ADC/DAC. Potreban vanjski filter	N-series/X-series
LFRX/LFTX	DC-30 MHz	30 MHz	N-series/X-series

uređaja (USRP-a), kategorizirane prema njihovom mehanizmu povezivanja s glavnim računalom (hostom) i hardverskim performansama kao što je prikazano u tablici 5.1.. Tako

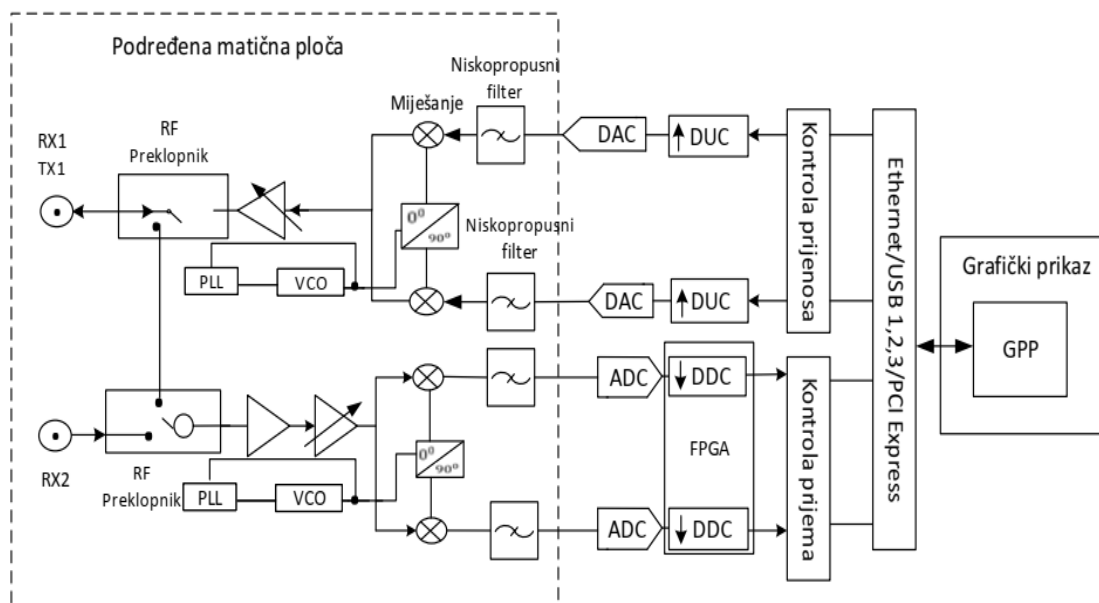
postoji univerzalni programski periferni radio uređaj (USRP) sabirničke serije (engl. *Bus series* – B100, B200, B210, B200mini, B205mini), umrežene serije (engl. *Networked Series* - N200, N210, N300, N310, N320, N321), ugradbene serije (engl. *Embedded Series* – E100, E110, E310, E312, E313, E320) i X serije (engl. *USRP X Series* - X300, X310, X410). Sve te verzije mogu se spojiti na glavno računalo (engl. *host computer*) koristeći više sučelja velike brzine, npr. sabirnica koje povezuju vanjske uređaje i središnju jedinicu (engl. *Peripheral Component Interconnect express* - PCIe) gigabitnih Ethernet preklopnika (engl. *Gigabit Ethernet switches*, dual 10 GigE, dual 1 GigE) i univerzalne serijske sabirnice (engl. *Universal Serial Bus* – USB). USRP se sastoji od nadređene matične ploče (engl. *mother board*) koja ovisno o modelu uređaja može sadržavati do četiri podređene matične ploče (engl. *daughter boards*). Kao što je prethodno spomenuto, USRP hardver pripada arhitekturi temeljenoj na procesoru opće namjene (engl. *General Purpose Processor* - GPP). Obrada valnog oblika, poput modulacije i demodulacije, izvršava se na glavnom računalu (engl. *hostu*). Izvedbe univerzalnog programskog perifernog radijskog uređaja (USRP-a) ovise o frekvencijskoj pokrivenosti i analognoj širini propusnog pojasa (engl. *bandwidth*) podređenih matičnih ploča (engl. *analog bandwidth of daughter boards*).

Analogna širina pojasa je količina korisne širine pojasa (3 dB) između RF priključka i međufrekvencijskog (engl. *Intermediate frequency* - IF)/osnovnog (engl. *baseband interface of an RF channel*) sučelja RF kanala. Obično se ova širina pojasa postavlja pomoću međufrekvencije (IF) ili filtera osnovnog pojasa na podređenoj matičnoj ploči (engl. *baseband filters on the daughter board*), koji su dizajnirani da izbjegnu preklapanja (engl. *aliasing*) kada su upareni s USRP matičnom pločom sa zadanim brzinama uzorkovanja analogno-digitalne i digitalno-analogne pretvorbe (engl. *Analog to Digital Converter/Digital to Analog Converter* - ADC/DAC) [163]. U tablici 5.2. predstavljena je analogna RF pokrivenost nekih podređenih matičnih ploča koje se koriste u raznim modelima univerzalnog programskog perifernog radijskog uređaja (USRP-a).

## **5.2. Arhitektura univerzalnog programskog perifernog radijskog uređaja**

Iako postoji više modela univerzalnog programskog perifernog radijskog uređaja (USRP-a), svi oni koriste istu opću arhitekturu [163]. Na slici 5.1. prikazana je arhitektura USRP N210 s WBX podređenom matičnom pločom, a na slici 5.2. je pokazan uređaj USRP N210 koji je korišten u eksperimentalnom radu.

Univerzalni programski periferni radijski uređaj (USRP) zahtijeva RF sučelje (engl. *RF front*



Slika 5.1. Arhitektura uređaja USRP N210 s WBX podređenom matičnom pločom



Slika 5.2. Uređaj USRP N210 korišten u eksperimentalnom radu

end), miksera, filtre, oscilatore i pojačala za prevođenje signala iz RF domene u složene signale osnovnog pojasa ili međufrekvencije (IF) signale (vidi sliku 5.1).

Uzorkuje se osnovni pojas međufrekventivnog (IF) signala pomoću analogno-digitalne pretvorbe (ADC), a dobiveni digitalni uzorci taktiraju se u programabilni logički sklop FPGA (engl. *field-programmable gate array* - FPGA). FPGA omogućuje digitalnu pretvorbu prema dolje (engl. *down-conversion*) i funkcionalnost koja uključuje fino podešavanje karakteristika frekvencije (engl. *fine-frequency tuning*) te nekoliko filtara za desetkovanje signala. Nakon desetkovanja, neobrađeni uzorci (engl. *raw samples*) ili drugi podaci prenose se na glavno računalo (engl. *host computer*) koristeći glavno sučelje (engl. *host interface*). Za prijenosni lanac vrijedi obrnuti postupak.



Propusnost univerzalnog programskog perifernog radijskog uređaja (USRP-a) je funkcija tri propusnosti: analogne propusnosti (engl. *analog bandwidth*), propusnosti FPGA obrade (engl. *FPGA processing bandwidth*) i propusnosti glavnog računala (engl. *host bandwidth*). Minimum od ove tri propusnosti je propusnost sustava. Na slici 5.1 prikazan je shematski prikaz USRP N210 od glavnog računala i prema njemu.

### 5.3. Putevi odašiljanja i prijema signala

Preko procesora opće namjene (GPP), radijska aplikacija generira složeni osnovni pojas, tj. I i Q komponente signala (engl. *I/Q components*). Ovaj signal se šalje univerzalnog programskom perifernom radijskom uređaju (USRP-u) putem USB-a, Ethernet-a ili PCI Express kartice. On se interpolira i digitalno pretvara (engl. *digitally up-converted*) u međufrekvenciju (IF) digitalnim pretvaračima naviše (engl. *Digital Up Converters - DUC*) na analognom uređaju. Zatim digitalno-analogni konverter (DAC) pretvara digitalni signal u analogni i RF podređena matična ploča to preuzima. DUC ne izvodi FPGA (vidi sliku 8.1). Međutim, kao jedinstveni blokovi za obradu signala odašiljanja u FPGA se koriste interpolatori (engl. *Cascaded Integrator-Comb - CIC*) [165]. Izvedba USRP digitalno-analognih konvertera (DAC) je navedena u tablici 5.1..

Na strani prijemnika podređene matične ploče pretvaraju RF signal u osnovni pojas. Signal se uzorkuje i pretvara u digitalni tok pomoću analogno-digitalnog konvertera (ADC) (vidi sliku 5.1). Ovaj tok se prenosi na FPGA koji pretvara primljeni signal iz međufrekvencijskog (IF) u osnovni pojas prema dolje (engl. *Digital Down Conversion - DDC*). Nadalje, FPGA desetkuje uzorke signala (engl. *decimates the signal samples*) kako bi prilagodio brzinu uzorkovanja brzini podataka komunikacijskog sučelja kao što su Gigabit Ethernet sučelje ili USB sučelje. Dakle, ostvareni signal je složeni signal osnovnog pojasa (valnog oblika) na danj frekvenciji, a brzine prijenosa podataka dovoljno su niske da se mogu prenijeti na procesor opće namjene (GPP) [165].

### 5.4. Radiofrekvencijske podređene matične ploče

Nadređena matična ploča univerzalnog programskog perifernog radijskog uređaja (USRP-a) može držati do četiri utora (slot-a) ovisno o modelu USRP uređaja. Npr. USRP N210 ima do dva. Ovi utori omogućuju priključivanje do dvije osnovne odašiljačke/prijemne podređene matične ploče [164]. Primarno podešavanje frekvencije se postiže u dva koraka. U podređenoj matičnoj ploči kroz fazno spregnutu petlju (engl. *PhaseLocked Loop - PLL*) i putem FPGA

DDC. U FPGA fazni generator u numerički upravljanoj oscilatoru (engl. *Numerically Controlled Oscillator* - NCO) ima takt na frekvenciji FPGA. U tablici 5.2. su navedeni različiti modeli podređenih matičnih ploča i njihove karakteristike [163] – [165].

### **5.5. Firmware i FPGA image**

Svaki univerzalni programski periferni radijski uređaj (USRP) mora biti učitano s posebnim firmwareom i FPGA image. Metode učitavanja imagea u uređaj razlikuju se ovisno o modelu uređaja. Npr. u USRP-B i USRP-X verzijama glavno računalo će automatski učitati firmware i FPGA image. U N seriji USRP uređaja dizajner programira image u ugrađenu pohranu (engl. *into on-board storage*), koja se zatim automatski učitava tijekom izvođenja. FPGA image je napisana u VHDL (engl. *Very high speed integrated circuit Hardware Description Language* - VHDL) jeziku [163] – [165].

### **5.6. Univerzalni hardverski upravljački program**

Univerzalni hardverski upravljački program (UHD) je biblioteka hardverskih upravljačkih programa za sve modele univerzalnog programskog perifernog radijskog uređaja (USRP-a) i podređenih matičnih ploča. Pruža dosljedno programsko sučelje aplikacije (engl. *Application Program Interface* - API). Može se koristiti kao upravljački program (UHD) samostalno s drugim aplikacijama, kao što su Labview i Simulink. Univerzalni hardverski upravljački program (UHD) postavlja karakteristike radija (kao npr. pojačanje, amplituda, središnja frekvencija, brzina uzorkovanja i vrijeme) i prenosi uzorke (engl. *samples*) pomoću operacija `read()` i `write()` operacijskog sustava (OS). Univerzalni hardverski upravljački program (UHD) stvara tok slanja ili primanja između glavnog računala i FPGA u univerzalni programski periferni radijski uređaj (USRP) za slanje i primanje uzoraka od i na USRP. Univerzalni hardverski upravljački program (UHD) također podržava poruke kontrole i upravljanja kao što su Overflow, Stream command error (Rx path), Underflow and Sequence error (Tx path) [165].

### **5.7. Algoritmi provedena procesa detekcije signala pomoću USRP uređaja**

U ovom dijelu rada opisani su algoritmi za očitavanje raspoloživosti frekvencijskog spektra korištenjem podataka preuzetih s programski definiranog radija (SDR). Algoritmi opisuju detekciju spektra temeljenu na metodi detekcije energije, a izvršeni su putem programa Matlab i univerzalnog programskog perifernog radijskog uređaja (USRP). Algoritam sadrži tri Matlab funkcije za uspješno očitavanje lokalnog frekvencijskog spektara i otkrivanje njegovih

---

**Algoritam 1: Funkcija Detection za očitavanje spektra pomoću USRP-a**

---

*function [ Output, t\_n, f\_vec, eta, D] = detection( fc, fs, N, L, alpha )*

**INPUT of function Detection:** center frequency for the SDRu (*fc*), the sampling frequency, bandwidth can be calculated from this (*fs*), the number of samples for the SDRu (*N*), the spectral window length (*L*), false alarm probability, the smaller the better (*alpha*)

**OUTPUT of function Detection:** Outputs consist of Center Frequencies, then corresponding bandwidths below (*Output*), the smoothed data (*t\_n*), the frequency axis (*f\_vec*), the determined threshold value (*eta*), the square plot of the data as determined by *eta* (*D*)

**Step 1:** Sampling period and decimation factor needed for SDRu

*Ts=1/fs;*

*decimation\_factor=100e6./fs;*

**Step 2:** *t* calculated from *Ts* for Final Function input

*t=0:Ts:(N-1)\*Ts;*

**Step 3:** Parameters needed to obtain the USRP data

*rx\_SDRu = comm.SDRuReceiver('192.168.10.2')*

**Step 4:** Need the step of the data and loop for non-zero elements

*r=step(rx\_SDRu);*

**WHILE** (*norm(r) == 0*)

*r=step(rx\_SDRu);*

**END**

**Step 5:** removing the DC component

*r=r-mean(r);*

**Step 6:** Outputs of function Detection are the same as Final function, Detection is simply giving Final Function real world inputs

*[Output, t\_n, f\_vec, eta, D]=Final\_Function(r, t, L, alpha, fc);*

**END**

---

neiskorištenih dijelova te prosljeđivanje tih informacija natrag korisniku kako bi se napravio učinkovitiji komunikacijski sustav.

Predloženi algoritmi se sastoje od funkcija *Detection*, *Final\_function* i *Sequential*. Prikupljanje podataka pomoću univerzalnog programskog perifernog radijskog uređaja (USRP-a) je pokazano u funkciji *Detection* (Algoritam 1). USRP N210 ima IP adresu ('192.168.10.2') pomoću koje se vrši spajanje glavnog računala (s programom Matlab) na USRP N210. Izlazna varijabla „*r*“ funkcije *Detection* predstavlja ulaz za funkciju *Final\_function* (Algoritam 2). Funkcija *Final\_function* se koristi za izračunavanje potrebnih izlaza. Dakle, funkcija *Detection* daje funkciji *Final\_function* ulazne podatke iz stvarnog svijeta, a potom funkcija *Final\_function* na primljenom signalu (na mjestu sekundarnog korisnika) izračunava aktivne frekvencije i njihove širine pojasa.

Na kraju imamo funkciju *Sequential* (Algoritam 3) koja crta podatke koji se primaju od univerzalnog programskog perifernog radijskog uređaja (USRP-a) i koja se ponavlja za svaku navedenu širini pojasa od početne do završne frekvencije. Ovaj algoritam iscrtava podatke preuzete od univerzalnog programskog perifernog radijskog uređaja (USRP) za utvrđenu vrijednost praga, što je u rezultatima prikazano kao periodogram primljenog signala (engl. *Smoothed Periodogram of Received signal*).

---

**Algoritam 2: Funkcija Final\_Function**

---

Function [Output, t\_n, f\_vec, eta, D] = Final\_Function(r, t, L, alpha, CF)

**INPUT function Final\_Function:** received signal in time domain(r), t (the time axis), spectral window length (L), the false alarm probability (alpha), the center frequency at which the USRP is sensing at a determined window length (CF)

**2: OUTPUT function Final\_Function:** t\_n, f\_vec, eta, D (Outputs of function Detection are the same as Final function)

**Step 1:** Sampling period and sampling frequency

Ts=t(2)-t(1);

fs=1/Ts;

**Step 2:** Fast Fourier Transform of the received signal and Magnitude Spectrum of r

R=fftshift(fft(r));

Mag\_R=abs(R);

**Step 3:** Scaling requirement for time->freq

M=length(r);

n0=[-M/2:M/2-1];

n1=n0/M;

f\_vec=(n1\*fs);

**Step 4:** Typical Periodogram setup

Q=(Mag\_R).^2;

**Step 5:** Threshold value (eta) in MHz, lower sum (k1) and upper sum (k2)

eta=2\*gammaincinv((1-alpha),L,'lower');

k1=-(L-1)/2;

k2=(L-1)/2;

P\_t=mean(abs(r).^2);

T=zeros(1,M);

**Step 6:** Truncation at lower end at 1 and truncation at upper end at M

**FOR** j=1:M

    a=max(j+k1,1);

    b=min(j+k2,M);

    T(j)=sum(Q(a:b));

**END**

**Step 7:** Smoothed data

t\_n=(2/(M.\*P\_t)).\*T;

**Step 8:** Shift t\_n down to x-axis creating critical points

A=t\_n;

B=eta;

C=A-B;

**Step 9:** Square plot and impulse plot

D=sign(C);

E=abs(diff(D));

G=length(f\_vec);

f\_vec1=f\_vec;

f\_vec1(G)=[];

**Step 10:** Frequencies where they are detected at the threshold via intersection

XVAL = (f\_vec1(E ~= 0))+CF;

**Step 11:** Critical points after the carrier frequency peaks

Even = XVAL(2:2:length(XVAL));

**Step 12:** Critical points before the carrier frequency peaks

Odd = XVAL(1:2:length(XVAL)-1);

**Step 13:** Average value of the two intersections, not exact value (approximation)

Center\_Frequencies = ((Even + Odd)/2)/1000000;

**Step 14:** Simply the difference in the intersections for one peak

Bandwidth = (Even - Odd)/1000000;

**Step 15:** Creating a minimum bandwidth threshold

Indices =(Bandwidth > 0.01);

**Step 16:** Removing values that don't pass threshold

Bandwidth = Bandwidth(indices);

Center\_Frequencies = Center\_Frequencies(indices);

*Output = [Center\_Frequencies  
Bandwidth];*

Outputs of this function set up so that CF has corresponding Bandwidth underneath  
**END**

---

---

### **Algoritam 3: Sequential algoritam**

---

*function [ x ] = sequential( f\_start, f\_end, BW, N, L, alpha )*

**INPUT:** *f\_start (starting frequency), f\_end (ending frequency), BW (sampling rate, window size), N (sample points), L (Spectral Window Length), alpha (threshold value as determined by false alarm probability)*

**OUTPUT:** *x*

**Step 1:** *For loop that iterates across pre-specified spectrum*

**FOR** *i=f\_start:BW:f\_end*

**Step 2:** *Calls function Detection and iterates through i center frequency in FOR loop*

*[Outputs, t\_n, f\_vec, eta, D]=detection( i, BW, N, L, alpha );*

**Step 3:** *Shift the D data from [-1 1] to [0 1]*

*D\_norm=(D\*0.5)+0.5;*

**Step 4:** *Mean of new D graph*

*Percent(count)=[(sum(D\_norm)/N)\*100];*

*count=count+1;*

**Step 5:** *Overall percentage used*

*Percentage=mean(Percent);*

---

Također, iscrta se i binarni dijagram impulsa (engl. *Impulse plot of Scaled/Shifted Received signal*) primljenog signala koji pokazuje je li detektirana aktivna frekvencija (iznad postavljenog praga). Nakon što je realiziran opisani korak, potrebno je bilo eliminirati i problem lažno pozitivnih rezultata dobivenih s prijemnika univerzalnog programskog perifernog radijskog uređaja (USRP). Oni se javljaju i izgledaju slično aktivnim signalima, ali imaju mnogo veću amplitudu i mnogo manju propusnost. Zbog toga se ne predstavljaju kao signali, već unutarnji harmonici u sklopovlju (hardveru). U prilogu A je prikazan tijek izvršenja algoritama 1, 2, i 3 s pripadajućim opisom.

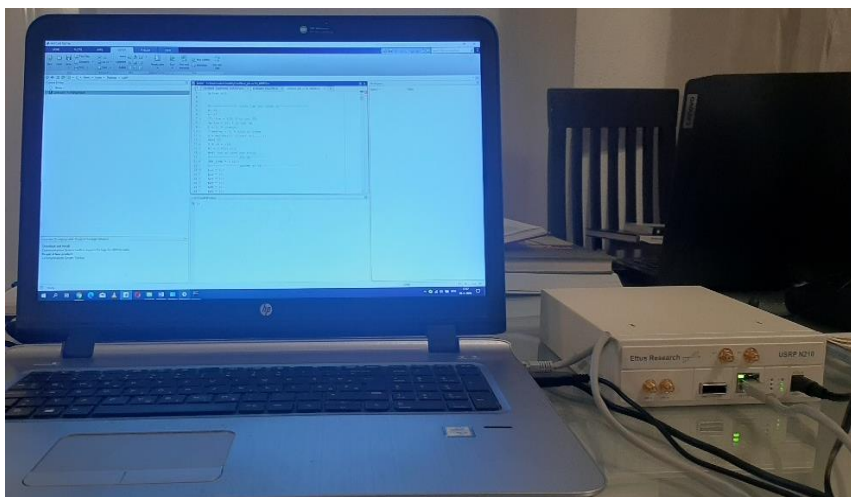
## **5.8. Eksperimentalni rezultati i postavke hardvera**

Provedeni eksperiment se temelji na analizi zauzetosti radio radiofrekvencijskog spektra u cilju njegovog učinkovitijeg korištenja. Testiranje je provedeno na prethodno opisanim algoritmima (algoritmi 1, 2, i 3) na neobrađenim podacima iz stvarnog svijeta. Cilj testiranja je utvrditi može li se otkriti stvarne aktivne signale primarnih kornika u lokalnom testiranom području, na način da ih se ne samo detektira u smislu postojanja, nego i da se identificira u ovisnosti o postavljenim parametrima, koje je frekvencijsko područje aktivno. Odabrani su za anlizi različiti dijelovi radio frekvencijskog spektra. Testiranje je vršeno sa univerzalnim programski periferni radijskim uređajem (USRP) opremljenim antenom VERT 900.

### 5.8.1. Postavljanje hardvera

USRP N210 je namijenjen zahtjevnim komunikacijskim aplikacijama koje zahtijevaju brz razvoj. Arhitektura USRPa N210 uključuje Xilinx® Spartan® 3A-DSP 3400 FPGA, 100 MS/s dvostruki ADC, 400 MS/s dvostruki DAC i Gigabitnu Ethernet povezivost za prijenos podataka do i od procesora glavnog računala.

Modularni dizajn omogućuje USRP N210 rad u frekvencijskim područjima do 6 GHz, dok priključak za proširenje omogućuje sinkronizaciju više uređaja serije USRP N210 i korištenje u MIMO konfiguraciji. Dodatni GPSDO (engl. *GPS Disciplined Oscillator*) modul također se može koristiti za usklađivanje USRP N210 referentnog sata na unutar 0,01 ppm (parts per million) od svjetskog GPS (engl. *Global Positioning System* - GPS) standarda. USRP N210 može prenositi do 50 MS/s od i do aplikacije poslužitelja (engl. *hosta*). Korisnici mogu implementirati prilagođene funkcije u FPGA strukturu ili u ugrađeni 32-bitni RISC program. USRP N210 ima veći FPGA od USRP N200 što je prikladnije za aplikacije koje zahtijevaju dodatnu logiku, memoriju i resurse za obradu digitalnih signala (DSP). FPGA također nudi potencijal za obradu do 100 MS/s u oba smjera slanja i primanja podataka. U slučaju potrebe, FPGA pogonski program (engl. *firmware*) se može ponovno učitati preko Gigabit Ethernet sučelja.



*Slika 5.3. Postavke hardvera korištene u mjerenjima*

Na slici 5.3. predstavljene su postavke sklopovlja (hardvera) korištene u mjerenjima. Glavno računalo povezano je direktno s USRP N210 SDR uređajem. Glavno računalo koristi *Windows* (Windows 10 Pro) OS (operativni sustav). Pokreće ga 11th Gen Intel(R) Core (TM) i7-1165G7 procesor sa frekvencijom takta od 2,8 GHz i RAM memorijom od 16 GB.

### 5.8.2. Rezultati mjerenja

U eksperimentalnom dijelu rada, RF spektar je skeniran za aktivne frekvencije u lokalnom području na Fakultetu elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje (FESB) u Splitu (Lab. A508, 5 kat A zgrada FESB-a). U dva primjera spektar je skeniran na različitim frekvencijskim opsezima. Analizirano frekvencijsko područje od 824 MHz – 827 MHz iz primjera 1, prema bazi dodijeljenog radiofrekvencijskog spektra Hrvatske regulatorne agencija za mrežne djelatnosti (HAKOM), predstavlja frekvencijsko područje koje ne koristi OFDM modulaciju. Ovo frekvencijsko područje je dodijeljeno radiomikrofonima i slušnim pomagalicama [166]. Analizirano frekvencijsko područje 1710 MHz – 1714 MHz iz 2. primjera je frekvencijsko područje u kojem djeluju komunikacijske tehnologije koje koriste OFDM tehnologiju i to LTE i 5G NR [167] – [168].

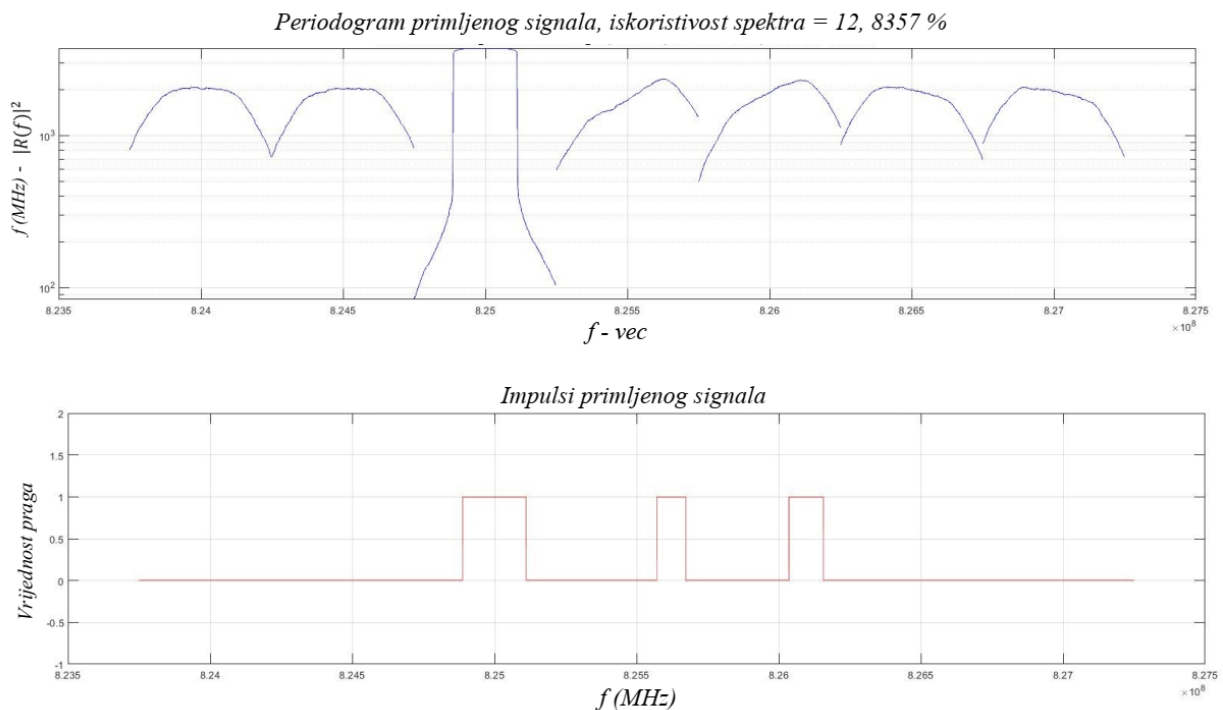
Budući da OFDM tehnologija za LTE i 5G NR komunikacijske sustave koristi široki frekvencijski spektar radio kanala (1 MHz - 80 MHz), tijekom testiranja pokušala se provesti analiza spektra za neke od navedenih širina kanala, ali se pokazalo da su za obradu širih frekvencijskih opsega kanala potrebni snažniji procesorski i memorijski resursi koji nisu bili na raspolaganju u trenutku provođenja testiranja. Zbog toga je provedeno testiranje za širinu propusnog pojasa kanala od 500 kHz (Tablica 5.3), za koju je uspješno detektirana energija signala primarnog korisnika (PU). Unatoč tome, provedena detekcije raspoloživosti lokalnog frekvencijskog spektra u dva analizirana frekvencijska pojasa za kanale širine 500 kHz potvrđuju ispravnost rada predloženog algoritma detekcije energije signala primarnog korisnika.

U oba primjera zadane su početna ( $f_{start}$ ) i krajnja ( $f_{end}$ ) frekvencija skeniranog spektra (kao što je i prikazano u funkciji *Sequential*), širina frekvencijskog pojasa (BW), broj uzoraka u postupku uzorkovanja signala, duljina spektralnog prozora i vrijednost praga detekcije.

Spektar je skeniran 19. 4. 2022. u vremenu od 17 do 19 h na FESB-u. Ovaj datum i vrijeme su jedinstveni, jer se signali i podaci mijenjaju cijelo u prostoru i vremenu tijekom godine. U analiziranom primjeru 1 (tablica 5.3.), početna frekvencija je 824 MHz, a krajnja 827 MHz. Širina frekvencijskog pojasa je 500 kHz, broj uzoraka signala je 2000, brzina uzorkovanja je 500 kHz, broj točaka uzorkovanje je 2000, duljina spektralnog prozora je 151 a vrijednost praga je jednaka 0.000001 (ulazni parametri skeniranog frekvencijskog spektra su navedeni u tablici

Tablica 5.3. Ulazni parametri korišteni u simulacijama

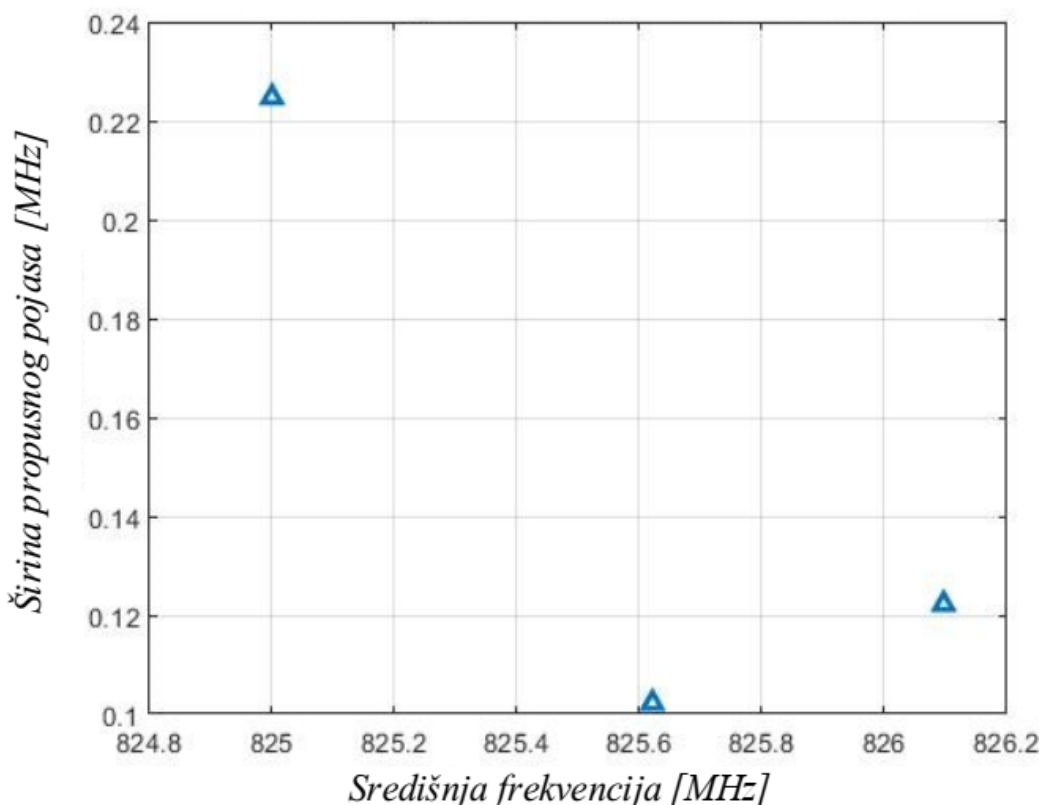
	Početna frekvencija (f_start)	Krajnja frekvencija (f_end)	Širina propusnog pojasa (BW)	Točke uzorkovanja (N)	Vrijednost praga (alpha)	Primjena
<b>Primjer 1</b>	824 MHz	827 MHz	500 kHz	2000	0,000001	Radiomikrofoni i slušni aparati - tehnologije koje ne koriste OFDM [166]
<b>Primjer 2</b>	1710 MHz	1714 MHz	500 kHz	2000	0,000001	GSM, UMTS, LTE (OFDM), 5G NR (OFDM) [167] – [168]



Slika 5.4. Periodogram i impulsi primljenog signala u frekvencijskom pojasu 824 MHz – 827 MHz.

5.3.). Skenirani spektar u primjeru 1. predstavlja frekvencijsko područje koje ne koristi OFDM modulaciju [166]. Na slici 5.4. prikazan je periodogram primljenog signala i impulsi prikaz primljenog signala. Signali gdje su svi vrhovi iznad praga su iscrtani na slici 5.4.. Što je signal bliže osi x, može se pretpostaviti da je slab ili je riječ o lažnim alarmima. Na slici 5.5. prikazani su detektirani signali nakon testiranja metode detekcije energije. U tablici 5.4. i slici 5.5. možemo vidjeti da su za dati frekvencijski opseg detektirani signali na centralnim frekvencijama od 824,999 MHz, 825,6211 MHz i 826,0969 MHz. Širina frekvencijskog pojasa za detektirane frekvencije je 0,2248, 0,1022, i 0,1222 MHz. Konačan postotak iskoristivosti frekvencijskog opsega je 12,8357 %.





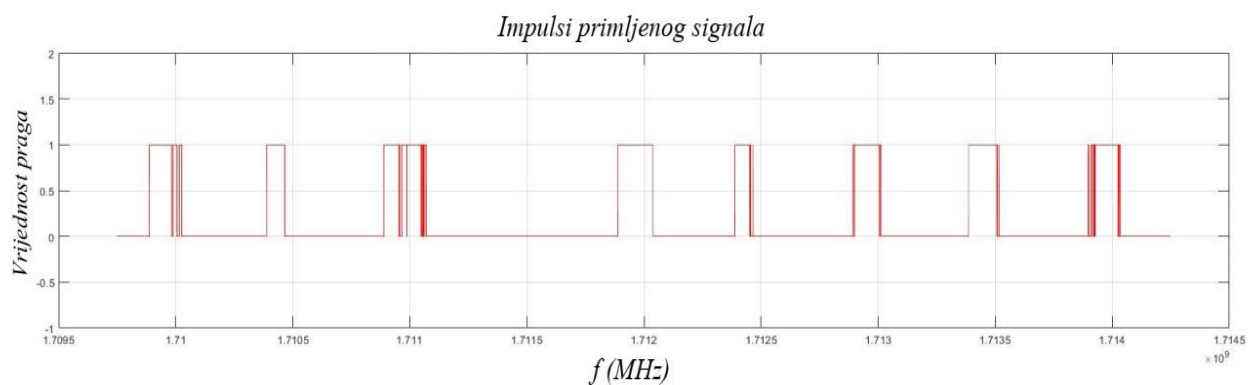
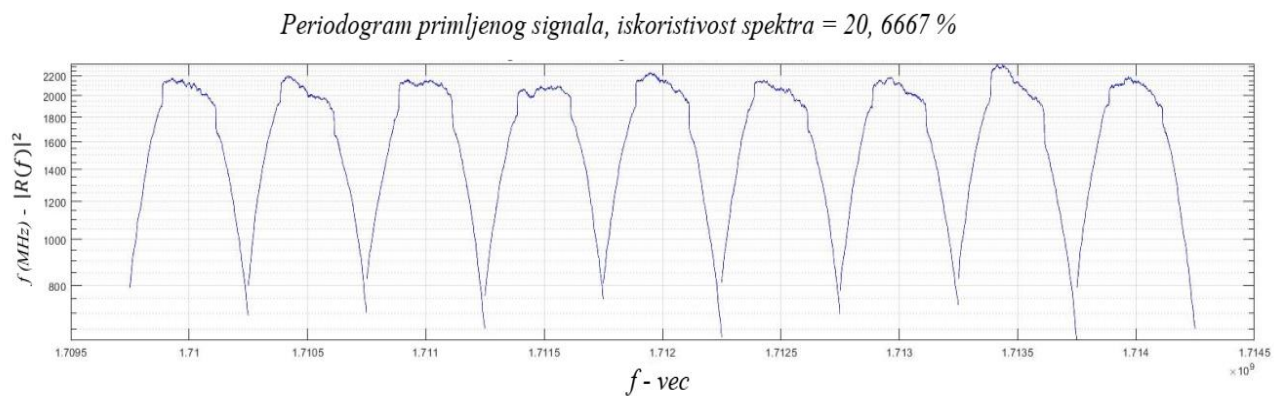
Slika 5.5. Prisutni signali nakon testiranja metode detekcije energije u frekvencijskom pojasu od 824 MHz – 827 MHz

Tablica 5.4. Rezultati skeniranja spektra u frekvencijskom pojasu 824 MHz – 827 MHz

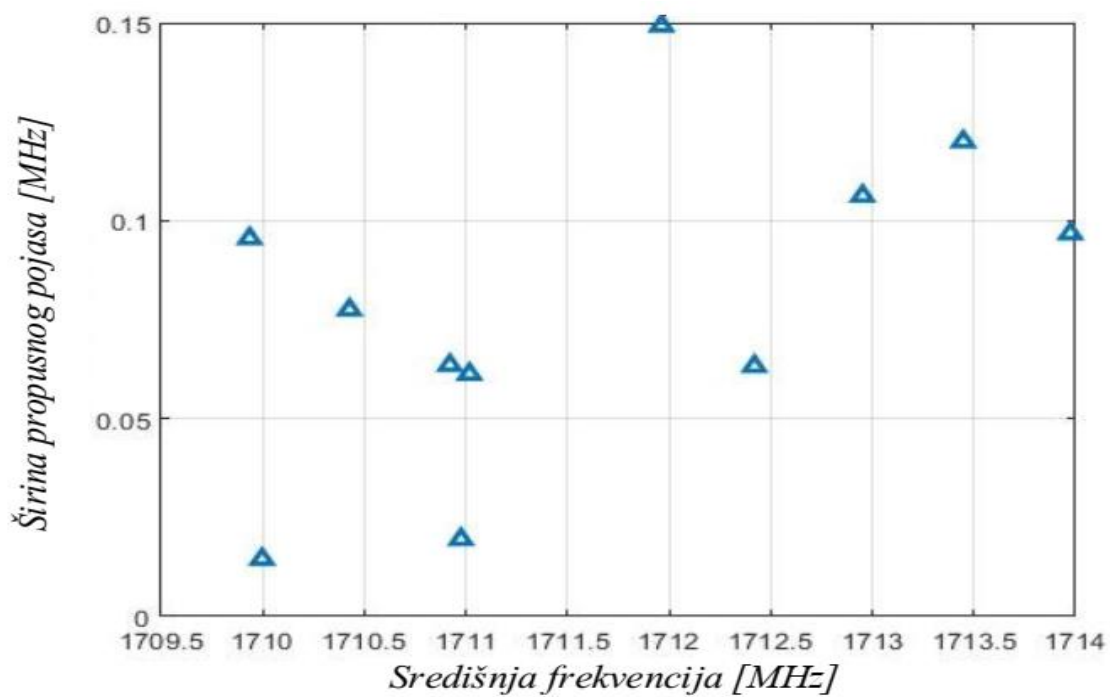
Primjer 1			
Središnja frekvencija (MHz)	824, 9999	825, 6211	826, 0969
Širina propusnog pojasa (MHz)	0, 2248	0, 1022	0, 1222
Postotak iskoristivosti spektra (%)	12.8357 %		

U primjeru 2, analiziran je frekvencijski pojas od 1710 MHz do MHz, s brzinom uzorkovanja od 500 kHz. Spektar je uzorkovan s 2000 točaka, a vrijednost praga je jednaka 0.000001 (tablica 5.3.). Skenirani spektar u primjeru 2. primjenjuje tehnologije koje koriste OFDM modulaciju [167] - [168]. Na slici 5.6. prikazan je periodogram i impulsi primljenog signala u promatranom frekvencijskom opsegu. Svi signali čija je vrijednost veća od postavljene vrijednosti praga su detektirani i postižu vrijednost binarne jedinice u promatranom frekvencijskom opsegu.

Na slici 5.7. su prikazani signali koji su detektirani nakon testiranja metode detekcije energije. Detektirani signali u skeniranom spektru su prikazani u tablici 5.5.. Iskoristivog promatranog frekvencijskog pojasa u primjeru 2 je 20 %.



Slika 5.6. Periodogram i impulsi primljenog signala u frekvencijskom pojasu od 1710 MHz - 1714 MHz



Slika 5.7. Prisutni signali nakon testiranja metode detekcije energije u frekvencijskom pojasu od 1710 MHz - 1714 MHz

Tablica 5.5. Rezultati skeniranja spektra u frekvencijskom pojasu od 1710 MHz -1714 MHz

Primjer 2											
Središnja frekvencija (MHz)	1709,9	1710	1710,4	1,7109	1711	1711	1712	1712,4	1713	1713,4	1714
Širina propusnog pojasa (MHz)	0,0001	0,0000	0,0001	0,0001	0,0000	0,0001	0,0001	0,0001	0,0001	0,0001	0,0001
Postotak iskoristivosti spektra (%)	20,6667 %										

Važno je napomenuti da je ova metoda osnovna metoda za očitavanje raspoloživosti frekvencijskog spektra i da se podaci i postotci iskorištenja trebaju tumačiti kao donje granice za stvarni lokalni spektar signala na mjerenom području (FESB). Odnosno, prethodne rezultate treba tumačiti kao: “koristi se najmanje % spektra”. Nadalje, detekcija širokog frekvencijskog pojasa zahtijeva širokopoljansnu antenu s konstantnim pojačanjem u širokom frekvencijskom rasponu. U testiranim slučaju USRP je bio opremljen antenom VERT 900 koja ne zadovoljava širokopoljansne karakteristike detekcije. Zbog toga je otkrivanje slabih signala bio zahtjevniji zadatak.

Stoga, u cilju dobivanja preciznijih rezultata osluškivanja spektra u kognitivnim radijskim mrežama, u poglavlju 6 i 7 predloženi su algoritmi detekcije signala primarnog korisnika u SISO i MIMO sustavima. Kroz znanstveno istraživački rad do sada još nije analiziran (skeniran) frekvencijski spektar koji metodom detekcije energije u SISO sustavima vrši detekciju signala primarnog korisnika u OFDM konceptu s prilagodbom brzine prijenosa (RA), prilagodbom snage odašiljanja (MA) i kombiniranim RA-MA sustavima. Na svaki od navedenih sustava u procesu detekcije primarnog korisnika utječu različiti parametri u komunikacijskom kanalu, kao što su snaga odašiljanja, razina omjera snage signala i šuma (SNR-a), broj uzoraka signala, vrsta modulacije, nesigurnosti snage šuma i dinamički prag detekcije signala. Stoga se u poglavlju 6 opisuje navedena detekcija signala u SISO-OFDM sustavima s pripadajućima algoritmima i opsežnim rezultatima simulacija.

Dalje, da bi se dobilo još precizniju detekciju signala primarnog korisnika metodom detekcije energije, istraživanje je prošireno na višeantenske simetrične i asimetrične sustave u poglavlju 7. Za realizaciju metode detekcije energije u višeantenskim sustavima, korištena je tehnika temeljena na kombiniranju kvadriranih prijemnih signala (SLC). Budući da su i metoda detekcije energije i tehnika kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC) relativno

jednostavne za implementaciju, ovom kombinacijom nije značajno povećana složenost sustava detekcije signala, a proces očitavanja spektra je postao precizniji. Stoga je u poglavlju 10 predstavljena nova metoda detekcije s pripadajućim algoritmima i opsežna analiza utjecaja različitih prijenosnih parametara na proces detekcije signala primarnog korisnika. Na proces detekcije signala u MIMO-OFDM sustavu utječu parametri prijenosa, kao što je iznos omjera snage signala i šuma (SNR), snaga odašiljanja, broj uzorkovanja signala, vjerojatnost pogrešnog alarma, iznos nesigurnosti snage šuma i dinamičkog praga detekcije te broj antena na strani predajnika i prijemnika (na strani primarnog i sekundarnog korisnika).

## 6. ALGORITMI ZA PROVOĐENJE PROCESA DETEKCIJE ENERGIJE SIGNALA U SISO SUSTAVIMA

U ovom dijelu rada predstavljeni su algoritmi razvijeni za simulaciju očitavanja raspoloživog spektra na temelju metode detekcije energije (ED) signala. Za modeliranje procesa očitavanja spektra i simulaciju procesa detekcije energije (ED) signala koji se prenose različitim načinima OFDM prijenosa (RA, MA i kombinirani RA-MA), koristi se program Matlab (R2016). Ovaj program je odabran jer predstavlja odgovarajući alat za statističku analizu primjenjiv za simulaciju procesa detekcije energije [8], [51]. Kako bi se modulirao prijenos signala u OFDM sustavima, razvijen je algoritam 4. Za modeliranje procesa detekcije energije u SISO-OFDM sustavima pod utjecajem parametara nesigurnosti snage šuma (NU) i dinamičkog praga detekcije (DDT), pojedinačno i zajednički, razvijeni su algoritmi 5, 6, 7 i 8.

### 6.1. Algoritam prijenosa OFDM signala

U algoritmu 4 generirani su različito modulirani OFDM signali. U prvoj liniji algoritma 4 predstavljeni su ulazni parametri koji se koriste za generiranje OFDM signala.

---

#### Algoritam 4: Generiranje OFDM signala

---

1: **Input 1:** modulation order  $M$  (QPSK, 16 QAM, 64 QAM), number of samples ( $N$ ), size of each ofdm block (block\_size), points for the FFT/IFFT (no\_of\_fft\_points/ no\_of\_ifft\_points), length of cyclic prefix (cp\_len), reference constellation (refconst), normalization type (type) and target power (power)

2: **Output:** OFDM signal (ofdm\_signal)

3: **Initialize:** OFDM signal

Step 1: Generate vector of random data points for  $M$ -PSK or  $M$ -QAM modulation

4: data\_source = randsrc(1, N, 0:M-1);

5: qpsk(qam)\_modulated\_data = psk(qam)mod(data\_source, M);

6: normfactor = modnorm(refconst,type,power);

7: Tx = normfactor\*psk(qam)mod(data\_source, M);

Step 2: Perform IFFT on each block

8: num\_cols = length(qpsk(qam)\_modulated\_data)/block\_size;

9: data\_matrix = reshape(Tx, block\_size, num\_cols);

10: cp\_start = block\_size - cp\_len;

11: cp\_end = block\_size;

12: for i = 1:num\_cols,

13: ifft\_data\_matrix(:,i) = ifft((data\_matrix(:,i)),no\_of\_ifft\_points);

Step 3: Compute Cyclic Prefix and append it to the actual OFDM block

14: for j = 1:cp\_len,

15: actual\_cp(j,i) = ifft\_data\_matrix(j+cp\_start,i);

16: end

17: ifft\_data(:,i) = vertcat(actual\_cp(:,i),ifft\_data\_matrix(:,i));

18: end

Step 4: Convert to serial stream for transmission

19: [rows\_ifft\_data cols\_ifft\_data] = size(ifft\_data);

20: len\_ofdm\_data = rows\_ifft\_data\*cols\_ifft\_data;

Step 5: Actual OFDM signal to be transmitted

21: ofdm\_signal = reshape(ifft\_data, 1, len\_ofdm\_data);

---

---

**Algoritam 5: Pseudokod radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulja) u procesu detekcije energije (ED) bez utjecaja i s utjecajem nesigurnosti snage šuma**

---

```

1: Input 1: OFDM signal (ofdm_signal), len_ofdm_data, number of samples (N), SNR, NU factor ( $\rho$ ), noise variance ( $\sigma_n^2$ ), length of  $P_{fa}$  and number of Monte Carlo simulations (kk)
2: Output: Probability of detection ( $P_d, P_d^{NU}$ )
3: On initialized OFDM signal (ofdm_signal) do:
    Repeat
Step 1: Simulation Probability of Detection vs. Probability of False Alarm based on (39) and (53)
4:         set kk = number of Monte Carlo simulations
5:         set  $P_{fa}$  = probability of false alarm
6:         for  $p = 1:\text{length}(P_{fa})$ ;
7:              $i1=0; i2=0$ ;
8:             for  $kk=1:10000$ ;
                Step 2: Generate AWGN noise with zero mean and variance
9:                 Noise_1 ( $\rho=1.00$ ) =  $\text{sqrt}(\sigma_n^2) \cdot \text{randn}(1, \text{len\_ofdm\_data})$ ;
10:                Noise_2 ( $\rho > \text{signal-sum0}$ ) =  $\text{sqrt}(\sigma_n^2) \cdot \text{randn}(1, \text{len\_ofdm\_data})$ ;
                Step 3: Generate PU signal and Received signal with noise calculation
11:                final_ofdm_signal =  $\text{sqrt}(\text{SNR}) \cdot \text{ofdm\_signal}$ ;
12:                received_signal_1 = final_ofdm_signal + Noise_1;
13:                received_signal_2 = final_ofdm_signal + Noise_2
                Step 4: Received signal energy calculation
14:                energy_calc_1 =  $\text{abs}(\text{received\_signal\_1})^2$ ;
15:                energy_calc_2 =  $\text{abs}(\text{received\_signal\_2})^2$ ;
                Step 5: Test statistic calculation using (26)
16:                test_stat_1 =  $(1/N) \cdot \text{sum}(\text{energy\_calc\_1})$ ;
17:                test_stat_2 =  $(1/N) \cdot \text{sum}(\text{energy\_calc\_2})$ ;
                Step 6: Threshold evaluation using (40) and (51)
18:                thresh1( $p$ ) =  $(\text{qfuncinv}(P_{fa}(p)))/\text{sqrt}(N) + 1$ ;
19:                thresh2( $p$ ) =  $(\text{qfuncinv}(P_{fa}(p))) \cdot \rho / \text{sqrt}(N) + \rho$ ;
                Step 7: Decision making using (31) and (32)
20:                if (test_stat_1 >= thresh1( $p$ ));
21:                     $i1 = i1 + 1$ ;
22:                end
23:                if (test_stat_2 >= thresh2( $p$ ));
24:                     $i2 = i2 + 1$ ;
25:                end
26:            end
                Step 8: Monte Carlo simulation to determine  $P_d$  using (33) and (34)
27:                 $P_{d1}(p) = i/kk$ ;
28:                 $P_{d2}(p) = i2/kk$ ;
29:            end
30: Until  $P_d, P_d^{NU} = [0, 1]$ 

```

---

Kao ulazni parametri postavljaju se: red konstelacije modulacije  $m$  (QPSK, 16 QAM, 64 QAM), broj uzoraka ( $N$ ), veličina svakog OFDM bloka (*block\_size*), brza Fourierova transformacija FFT/inverzna FFT (*no\_of\_fft\_points/no\_of\_ifft\_points*), duljina cikličkog prefiksa (*cp\_len*), referentna konstelacija (*refconst*), tip normalizacije (*type*) i ciljana Tx snaga (*power*). U linijama 4 – 7 izvodi se proces generiranja vektora slučajnih podataka za  $m$ -PSK ili  $m$ -QAM modulaciju i postavljanje faktora skaliranja za normaliziranje izlazne Tx snage. Linije 8 – 13 algoritma 4 predstavljaju generiranje IFFT-a na svakom bloku OFDM signala, (slika 3.3.). U linijama 14 – 18, ciklički prefiks (CP) se izračunava i dodaje stvarnom OFDM bloku.

---

**Algoritam 6: Pseudokod međuovisnosti omjera snage signala i šuma (SNR) o vjerojatnosti detekcije signala ( $P_d$ ) u procesu detekcije energije (ED) bez utjecaja i s utjecajem nesigurnosti snage šuma (SNR vs  $P_d$ )**

---

1: *Input 1: OFDM signal (ofdm\_signal), len\_ofdm\_data, number of samples (N), Pfa, NU factor (ρ), noise variance ( $\sigma_n^2$ ), length of SNR and number of Monte Carlo simulations (kk)*  
2: *Output: Probability of detection ( $P_d, P_d^{NU}$ )*  
3: *On initialized OFDM signal (ofdm\_signal) do:*  
    Repeat  
Step 1: *Simulation Probability of Detection vs. Probability of False Alarm*  
4:         set  $kk =$  number of Monte Carlo simulations  
5:         set SNR = signal to noise ratio  
6:         **for**  $p = 1:\text{length}(\text{SNR});$   
7:          $i1=0; i2=0;$   
8:         **for**  $kk=1:10000;$   
          Step 2: *Generate AWGN noise with zero mean and variance*  
9:            Noise\_1 ( $\rho=1.00$ ) =  $\text{sqrt}(\sigma_n^2) \cdot \text{randn}(1, \text{len\_ofdm\_data});$   
10:           Noise\_2 ( $\rho>1.00$ ) =  $\text{sqrt}(\sigma_n^2) \cdot \text{randn}(1, \text{len\_ofdm\_data});$   
          Step 3: *Generate PU signal and Received signal with noise calculation*  
11:           final\_ofdm\_signal =  $\text{sqrt}(\text{SNR}) \cdot \text{ofdm\_signal};$   
12:           received\_signal\_1 = final\_ofdm\_signal + Noise\_1;  
13:           received\_signal\_2 = final\_ofdm\_signal + Noise\_2  
          Step 4: *Received signal energy calculation*  
14:           energy\_calc\_1 =  $\text{abs}(\text{received\_signal\_1})^2;$   
15:           energy\_calc\_2 =  $\text{abs}(\text{received\_signal\_2})^2;$   
          Step 5: *Test statistic calculation using (26)*  
16:           test\_stat\_1 =  $(1/N) \cdot \text{sum}(\text{energy\_calc\_1});$   
17:           test\_stat\_2 =  $(1/N) \cdot \text{sum}(\text{energy\_calc\_2});$   
          Step 6: *Threshold evaluation using (40) and (51)*  
18:           thresh1(p) =  $(q\text{funcinv}(P_{fa})/\text{sqrt}(N)) + 1;$   
19:           thresh2(p) =  $(q\text{funcinv}(P_{fa}) \cdot \rho / \text{sqrt}(N)) + \rho;$   
          Step 7: *Decision making using (31) and (32)*  
20:           **if** (test\_stat\_1  $\geq$  thresh1(p));  
21:            $i1 = i1 + 1;$   
22:           **end**  
23:           **if** (test\_stat\_2  $\geq$  thresh2(p));  
24:            $i2 = i2 + 1;$   
25:           **end**  
26:         **end**  
          Step 8: *Monte Carlo simulation to determine  $P_d$  using (33) and (34)*  
27:            $P_{d1}(p) = i/kk;$   
28:            $P_{d2}(p) = i2/kk;$   
29:         **end**  
30: *Until  $P_d, P_d^{NU} = [0, 1]$*

---

Generiranje OFDM signala (*ofdm\_signal*) modelirano je u linijama 19 – 21 algoritma 4.

## 6.2. Algoritmi procesa detekcije OFDM signala pod utjecajem nesigurnosti snage šuma u SISO sustavima

Nakon generiranja specifičnog OFDM signala algoritmi 5 i 6 se koriste za simulaciju očitavanja raspoloživog frekvencijskog spektra (SS) signala primarnog korisnika (PU) u procesu detekcije energije (ED) s i bez utjecaja faktora nesigurnosti snage šuma (NU). Algoritam 5 predstavlja pseudokod međuovisnosti vjerojatnosti detekcije signala primarnog korisnika (PU) o

Tablica 6.1. Parametri korišteni u simulaciji procesa detekcije energije (ED) u SISO-OFDM sustavima

Parametar	Iznos
Signal PU	OFDM
OFDM modulacija	QPSK, 16 QAM, 64 QAM, 256 QAM
Šum u kanalu	AWGN
Količina uzoraka N (FFT veličina)	128, 256, 512, 1024
SNR raspon na mjestu SU (dB)	-25 - 10
Raspon vjerojatnosti detekcije i pogrešnog alarma	0 - 1
Broj Monte Carlo ponavljanja po simulaciji	10.000
Varijanca šuma za signale bez NU ( $\rho = 1,00$ )	1, 00
Varijanca šuma za signale s NU ( $\rho > 1,00$ )	1, 01
Varijanca šuma za signale s DDT ( $\rho' > 1,00$ )	1, 00
Varijanca šuma za signale s NU i DDT ( $\rho > 1,00, \rho' > 1,00$ )	1, 01
NU faktor $\rho$	1,00; 1,02; 1,03; 1,05
DDT faktor $\rho'$	1,00; 1,01; 1,03; 1,05
Vrijednost pogrešnog alarma	0,01; 0,1; 0,2

vjerojatnosti pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ) u procesu detekcije energije (ED), s i bez utjecaja nesigurnosti snage šuma (ROC krivulje). Algoritam 6 predstavlja pseudokod međuovisnosti omjera snage signala i šuma (SNR-a) o vjerojatnosti detekcije signala ( $P_d$ ), u procesu detekcije energije (ED) s i bez utjecaja nesigurnosti snage šuma (SNR vs  $P_d$ ).

Prvi redak algoritama 5 i 6 pokazuje ulazne parametre koji se koriste za simulaciju procesa detekcije energije (ED). Vrijednosti kao što su OFDM signal (*ofdm\_signal*) dobiven algoritmom 1, *len\_ofdm\_data* (duljina OFDM podataka nakon paralelno-serijske konverzije),  $P_{fa}$  interval (algoritam 5), SNR interval (algoritam 6), faktor nesigurnosti snage šuma ( $\rho$ ), varijanca šuma ( $\sigma_n^2$ ), vjerojatnost pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ) i broj Monte Carlo simulacija (*kk*), predstavljaju ulazne podatke procesa detekcije energije (ED). Monte Carlo simulacija se koristi za poboljšanje točnosti procesa simulacije.

Stoga se u linijama od 4 do 8 algoritma 5, postavljaju parametri za izvođenje Monte Carlo simulacija, u ovisnosti o veličini vjerojatnosti pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ) i broju Monte Carlo simulacija. Također, u linijama od 4 do 8 algoritma 6, postavljaju se ulazni parametri za izvođenje međuovisnosti vjerojatnosti detekcije signala primarnog korisnika ( $P_d$ ) o omjeru snage signala i šuma (SNR) za određeni broj Monte Carlo simulacija (tablica 6.1.). Linije 9 – 10 algoritama 5 i 6, predstavljaju dio pseudokoda za izvođenje prosječnog bijelog Gaussovog



---

**Algoritam 7: Pseudokod radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulja) u procesu detekcije energije (ED) s dinamičkim pragom detekcije i s utjecajem nesigurnosti snage šuma.**

---

1: INPUT: OFDM signal (*ofdm\_signal*), *len\_ofdm\_data*, sample quantity (*N*), SNR, NU factor ( $\rho$ ), DT factor ( $\rho'$ ), noise variance ( $\sigma_n^2$ ), length of  $P_{fa}$  and number of Monte Carlo simulations (*kk*)

2: OUTPUT: Detection probability ( $P_d^{DT}, P_d^{NUDT}$ )

3: INITIALISE: OFDM signal (*ofdm\_signal*)

Step 1: Simulation Detection probability ( $P_d$ ) vs. Probability of False Alarm ( $P_{fa}$ ) based on (47, 61)

4: set *kk* = number of Monte Carlo simulations

5: set *Pfa* = false alarm probability in interval [0,1]

6: FOR *p* = 1:length(*Pfa*);

7: *i1* = 0; *i2* = 0;

8: FOR *kk* = 1:10000;

Step 2: Generate AWGN noise ( $w_i(t)$ ) with zero mean and variance

9: *Noise\_1*( $\rho = 1.00, \rho' > 1.00$ ) =  $\text{sqrt}(\sigma_n^2 = 1.00) \cdot \text{randn}(1, \text{len\_ofdm\_data})$ ;

10: *Noise\_2*( $\rho > 1.00, \rho' > 1.00$ ) =  $\text{sqrt}(\sigma_n^2 > 1.00) \cdot \text{randn}(1, \text{len\_ofdm\_data})$ ;

Step 3: Generate PU signal  $x_i(t)$  and Received signal  $y_i(t)$  calculation

11: *final\_ofdm\_signal* =  $\text{sqrt}(\text{SNR}) \cdot \text{ofdm\_signal}$ ;

12: *received\_signal\_1* = *final\_ofdm\_signal* + *Noise\_1*;

13: *received\_signal\_2* = *final\_ofdm\_signal* + *Noise\_2*;

Step 4: Received signal energy calculation

14: *energy\_calc\_1* =  $\text{abs}(\text{received\_signal\_1})^2$ ;

15: *energy\_calc\_2* =  $\text{abs}(\text{received\_signal\_2})^2$ ;

Step 5: Test statistic calculation using (26)

16: *test\_stat\_1* =  $(1/N) \cdot \text{sum}(\text{energy\_calc\_1})$ ;

17: *test\_stat\_2* =  $(1/N) \cdot \text{sum}(\text{energy\_calc\_2})$ ;

Step 6: Threshold evaluation using (45) and (59)

18: *thresh1*(*p*) =  $((\text{qfuncinv}(P_{fa}(p)) / \text{sqrt}(N)) + 1) / \rho'$ ;

19: *thresh2*(*p*) =  $((\text{qfuncinv}(P_{fa}(p)) \cdot \rho / \text{sqrt}(N)) + \rho) / \rho'$ ;

Step 7: Decision making using (31) and (32)

20: IF (*test\_stat\_1*  $\geq$  *thresh1*(*p*));

21: *i1* = *i1* + 1;

22: END

23: IF (*test\_stat\_2*  $\geq$  *thresh2*(*p*));

24: *i2* = *i2* + 1;

25: END

26: END

Step 8: Monte Carlo simulation-determining  $P_d$  (33) and (34)

27:  $P_{d1}(p)$  = *i1*/*kk*;

28:  $P_{d2}(p)$  = *i2*/*kk*;

30: END

31: UNTIL  $P_d^{DT}, P_d^{NUDT} = [0, 1]$

---

šuma (AWGN) s nultom srednjom vrijednosti i varijancom. Varijanca AWGN signala bez nesigurnosti snage šuma ( $\sigma_n^2$ ) izražena je s faktorom nesigurnosti snage šuma  $\rho = 1,00$ , dok je varijanca AWGN šuma s nesigurnosti snage šuma ( $\sigma_{NU}^2$ ), postavljena na unaprijed definiranu razinu faktora nesigurnosti snage šuma (NU),  $\rho > 1$ . U liniji 11 algoritama 5 i 6, konačan OFDM signal (*final\_ofdm\_signal*) dobiva se množenjem vrijednosti OFDM signala (*ofdm\_signal*), rezultantnog signala algoritma4) i linearnih vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a). Dvije vrste primljenog signala predstavljene su u linijama 12 –13 algoritama 5 i 6. Prvi primljeni signal (*Received\_signal\_1*) predstavlja OFDM signal bez varijance šuma ( $\sigma_n^2$ ) na koji

---

**Algoritam 8: Pseudokod međuovisnosti omjera snage signala i šuma (SNR) i vjerojatnosti detekcije ( $P_d$ ) u procesu detekcije energije (ED) s dinamičkim pragom prilagodbe (DDT) i utjecajem nesigurnosti snage šuma (NU)**

---

```

1: INPUT: OFDM signal (ofdm_signal), len_ofdm_data, sample quantity (N), SNR, NU factor ( $\rho$ ), DT factor ( $\rho'$ ), noise variance ( $\sigma_n^2$ ), length of  $P_{fa}$  and number of Monte Carlo simulations (kk)
2: OUTPUT: Detection probability ( $P_d^{DT}, P_d^{NUDT}$ )
3: INITIALISE: OFDM signal (ofdm_signal)
Step 1: Simulation Detection probability ( $P_d$ ) vs. Signal-to- noise Ration (SNR)
4:   set kk = number of Monte Carlo simulations
5:   set SNR = signal to nise ratio in interval [-25,25]
6:   FOR p = 1:length (SNR);
7:     i1 = 0; i2 = 0;
8:     FOR kk = 1:10000;
Step 2: Generate AWGN noise ( $w_i(t)$ ) with zero mean and variance
9:     Noise_1( $\rho = 1.00, \rho' > 1.00$ ) = sqrt( $\sigma_n^2 = 1.00$ ). *randn (1, len_ofdm_data);
10:    Noise_2( $\rho > 1.00, \rho' > 1.00$ ) = sqrt( $\sigma_n^2 > 1.00$ ). *randn (1, len_ofdm_data);
Step 3: Generate PU signal  $x_i(t)$  and Received signal  $y(t)$  calculation
11:    final_ofdm_signal = sqrt(SNR). *ofdm_signal;
12:    received_signal_1 = final_ofdm_signal + Noise_1;
13:    received_signal_2 = final_ofdm_signal + Noise_2;
Step 4: Received signal energy calculation
14:    energy_calc_1 = abs(received_signal_1).^2;
15:    energy_calc_2 = abs(received_signal_2).^2;
Step 5: Test statistic calculation using (26)
16:    test_stat_1 = (1/N). *sum(energy_calc_1);
17:    test_stat_2 = (1/N). *sum(energy_calc_2);
Step 6: Threshold evaluation using (45) and (59)
18:    thresh1(p) = ((qfuncinv( $P_{fa}$ )/sqrt(N))+ 1). /  $\rho'$ ;
19:    thresh2(p) = ((qfuncinv( $P_{fa}$ ). *  $\rho$ ./sqrt(N))+  $\rho$ ). /  $\rho'$ ;
Step 7: Decision making using (31) and (32)
20:    IF (test_stat_1 >= thresh1(p));
21:      i1 = i1+1;
22:    END
23:    IF (test_stat_2 >= thresh2(p));
24:      i2 = i2 + 1;
25:    END
26:  END
Step 8: Monte Carlo simulation-determining  $P_d$  (25)
27:     $P_{d1}$ (p) = i1/kk;
28:     $P_{d2}$ (p) = i2/kk;
30:  END
31: UNTIL  $P_d^{DT}, P_d^{NUDT} = [0, 1]$ 

```

---

ne utječe nesigurnosti snage šuma (NU), dok drugi (*Received\_signal\_2*) predstavlja OFDM signal s varijancom šuma ( $\sigma_{NU}^2$ ) na koji utječe nesigurnosti snage šuma (NU). Izračun energije primljenog signala za slučaj bez i s utjecajem parametara nesigurnosti snage šuma (*energy\_calc\_1* i *energy\_calc\_2*) predstavljen je u linijama 14 – 15 algoritama 5 i 6. U linijama 16 – 17, prosječni primljeni signal za *N* uzoraka definiran je kao izračun testne statistike za dva slučaja: testna statistika za signale bez utjecaja nesigurnosti snage šuma (*test\_stat\_1*) i testna statistika za signale s utjecajem nesigurnosti snage šuma (*test\_stat\_2*). Izračun energije

primljenog signala (test statistika) modulira se prema relaciji (26). Linije 18 – 19 predstavljaju vrednovanje praga detekcije primljenog signala.  $Thresh1(p)$  predstavlja prvi slučaj u kojem nema nesigurnosti snage šuma ( $\rho = 1,00$ ), dok  $Thresh2(p)$  predstavlja drugi slučaj u kojem nesigurnost snage šuma (NU) postoji. Matematički izrazi prvog i drugog slučaja dani su relacijama (40), odnosno (51). Proces donošenja odluke predstavljen je u linijama 20 – 26 algoritama 5 i 6. Za svaki od analiziranih slučajeva napravljena je usporedba praga detekcije s odgovarajućom test statistikom ( $test\_stat\_1$  ili  $test\_stat\_2$ ). Ako je testna statistika viša ili jednaka pragu detekcije, primarni korisnik (PU) je prisutan i hipoteza  $H_1$  je potvrđena kao što je naznačeno u relaciji (34). Ako je testna statistika niža od praga detekcije, primarni korisnik (PU) je odsutan i hipoteza  $H_0$  je potvrđena u skladu s relacijom (33).

### 6.3. Algoritmi procesa detekcije OFDM signala pod utjecajem nesigurnosti snage šuma i dinamičkog praga detekcije u SISO sustavima

Algoritmi 7 i 8 predstavljeni u ovom odjeljku, omogućuju simulaciju procesa detekcije energije (ED) pod utjecajem različite razine nesigurnosti snage šuma (NU) i dinamičkog praga detekcije (DDT). U algoritmu 7, predstavljen je pseudokod ovisnosti vjerojatnosti detekcije signala primarnog korisnika ( $P_d$ ) o vjerojatnosti pogrešne detekcije  $P_{fa}$  (ROC krivulje), dok u algoritmu 8 pseudokod predstavlja ovisnost vjerojatnosti detekcije o omjeru snage signala i šuma (SNR). Prvi redak algoritama 7 i 8 postavlja ulazne parametre simulacije koji uključuju OFDM signal ( $ofdm\_signal$ ), količinu uzorka ( $N$ ), duljinu OFDM podataka ( $len\_ofdm\_data$ ) dobivenih nakon serijsko-paralelne pretvorbe (kao što je pokazano na slici 4.3.), vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR), faktor nesigurnosti snage šuma ( $\rho$ ), faktor dinamičkog praga detekcije (DDT) ( $\rho'$ ), varijancu šuma ( $\sigma_n^2$ ), raspon  $P_{fa}$  vrijednosti ( $length(P_{fa})$ ) i broj Monte Carlo simulacija ( $kk$ ).

Postupak dobivanja OFDM signala ( $ofdm\_signal$ ) prikazanog u trećem retku algoritama 7 i 8, predstavljen je kroz algoritam 4. Izvođenje Monte Carlo simulacije za vjerojatnosti pogrešnog alarma  $P_{fa}$  (algoritam 7) i SNR interval (algoritam 8) definirano je u linijama 4 – 8 algoritama 7 i 8. Linije 9 – 10 pokazuju pseudokod koji izražava generiranje AWGN-a s varijancom  $\sigma_n^2$  i nultom srednjom vrijednošću.

U liniji 11 OFDM signal ( $final\_ofdm\_signal$ ) nastaje množenjem vrijednosti SNR-a s vrijednošću OFDM signala ( $ofdm\_signal$ ). U linijama 12 – 13 predstavljene su dvije verzije primljenog signala.  $Received\_signal\_1$  označava OFDM signal bez varijacija šuma ( $\rho=1$ )

detektiran prilagodbom praga detekcije ( $\rho' > 1$ ). *Received\_signal\_2* označava OFDM signal u okruženju s varijacijama nesigurnosti snage šuma ( $\rho > 1$ ), detektiran s prilagodbom praga detekcije ( $\rho' > 1$ ). Izračun energije za svaki od primljenih signala (*energy\_calc\_1* i *energy\_calc\_2*) pokazan je u linijama 14 – 15 algoritama 7 i 8.

U linijama 16 – 17 pseudokoda algoritama 7 i 8, prosječni signal primljen za  $N$  uzoraka predstavljen je kao izračun testne statistike za dva scenarija: testna statistika za signale primljene s prilagodbom praga detekcije (DT) (*test\_stat\_1*) te testna statistika za signale primljene s varijacijom nesigurnosti snage šuma (NU) i prilagodbom praga detekcije (DT) (*test\_stat\_2*). Izračun testne statistike izražene kao prosječna primljena energija signala izvodi se prema relaciji (26).

Linije 18 – 19 algoritama 7 i 8 predstavljaju procjenu praga detekcije primljenog signala. *Thresh1(p)* izražava prvi scenarij u kojem se primljeni signal detektira pomoću prilagodbe praga detekcije (DT). *Thresh2(p)* izražava drugi scenarij gdje na primljeni signal utječe varijacija nesigurnosti snage šuma (NU) i detektira se na temelju prilagodbe praga detekcije (DT). Matematički izrazi za prvi i drugi scenarij pokazani su relacijama (45), odnosno (59). Proces odlučivanja provodi se prema relacijama (31) i (32), i predstavljen je u linijama 20 – 26. Za svaki analizirani scenarij, prag se uspoređuje s primljenom energijom signala (*test\_stat\_1* i *test\_stat\_2*). Ako je energija primljenog signala jednaka ili veća od praga, hipoteza  $H_0$  je potvrđena i primarni korisnik (PU) je prisutan kao što je pokazano u relaciji (33). Ako je energija primljenog signala niža od praga, hipoteza  $H_1$  je potvrđena (prema relaciji (34) i PU je odsutan. U linijama 27 – 31 algoritma 7, vjerojatnosti detekcije signala primarnog korisnika ( $P_d$ ) provodi se kroz Monte Carlo simulacije kako bi se dobili najrealističniji rezultati za sve analizirane scenarije. Vjerojatnost pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ) prolazi kroz skup vrijednosti u rasponu od 0 do 1. Za svaku vjerojatnost pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ), vjerojatnost detekcije ( $P_d$ ) izračunava se u intervalu od 0 do 1.

Također, u algoritmu 8, kroz seriju Monte Carlo simulacija pokazanih u linijama 27 – 28 (korak 8), analizira se utjecaj različitih vrijednosti SNR-a (-25 – 25 dB) na vjerojatnost detekcije signala. Dakle, izlaz algoritma 8 dobiva se u obliku međuovisnosti različitih vrijednosti SNR-a o vjerojatnosti detekcije. Analize u oba slučaja provode se za različite vrijednosti dinamičkog praga detekcije (DDT) ( $\rho'$ ) i faktora nesigurnosti snage šuma ( $\rho$ ), koje se razlikuju za specifične slučajeve simulacije (tablice 4.1. i 6.1.).

## 6.4. Rezultati simulacije

U ovom dijelu rada predstavljeni su parametri korišteni u simulacijama i pregled rezultata simulacije. Očitavanje spektra temeljeno na metodi detekcije energije (ED) na mjestu sekundarnog korisnika (SU), simulira se za tri dizajna OFDM sustava (RA, MA i zajednički RA-MA OFDM sustav). Razlike između primljenih signala primarnog korisnika (u smislu snage odašiljanja (Tx), tipova modulacije, razine SNR-a) i metode detekcije energije (količina uzorka i ciljane vjerojatnosti pogrešnog alarma), simulirane su kroz utjecaj varijacija nesigurnosti snage šuma (NU) i prilagodbe praga detekcije (DT) na proces detekcije energije (ED). Na temelju provedenih simulacija dan je prikaz utjecaja ovih parametara na proces detekcije energije (ED) različito moduliranih OFDM signala.

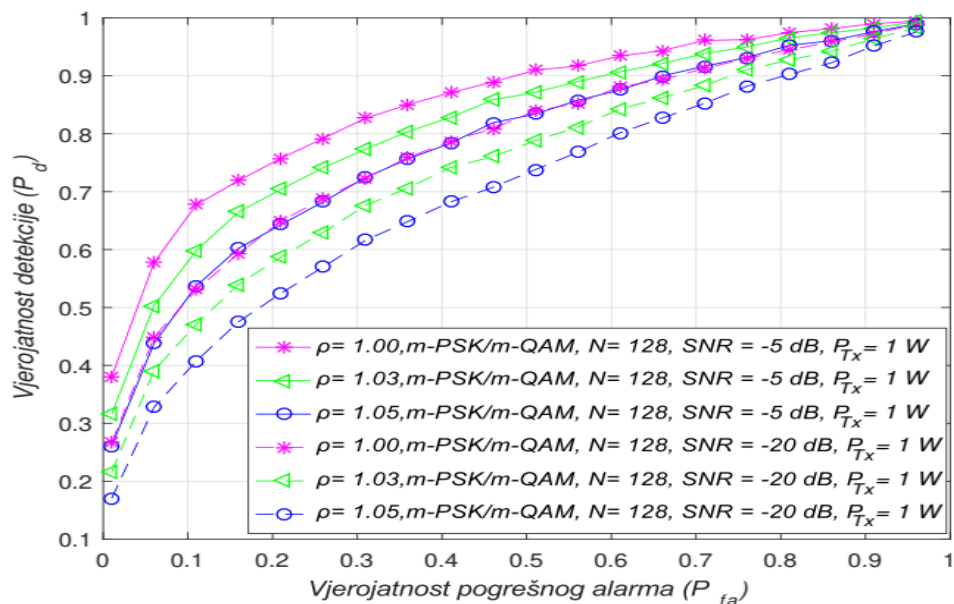
### 6.4.1. Simulacijski parametri

Za izvođenje OFDM signala temeljenog na algoritmu 4 i za modeliranje procesa detekcije energije (ED) temeljenog na algoritmima 5, 6, 7 i 8, korišten je programski paket Matlab (verzija R2016a). U simulacijama su korištene četiri vrste OFDM modulacija: QPSK, 16 QAM, 64 QAM i 256 QAM. Ove modulacije najčešće su korištene u praktičnim sustavima koji se temelje na OFDM-u, kao što je predstavljeno u odjeljku 3.1.4. U tablici 6.1. predstavljeni su parametri korišteni za simulaciju procesa detekcije energije (ED) s ciljem analize različitih OFDM sustava. Kao što je pokazano u tablici 6.1. različite veličine FFT-a (128, 256, 512, 1024 i 2048) OFDM signala koriste se pri analizi učinkovitosti procesa detekcije energije (ED). SNR vrijednosti primljenih signala primarnog korisnika (PU) su u rasponu od - 25 dB do 10 dB. Odabrani SNR raspon daje mogućnost detekcije signala u praktičnim scenarijima za mnoge komunikacijske tehnologije koje koriste OFDM tehniku. Analizirane su vjerojatnosti detekcije signala ( $P_d$ ) i pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ) za raspon između 0 i 100%. Rezultati su dobiveni za 10.000 Monte Carlo simulacija (tablica 6.1).

Odabran broj Monte Carlo simulacija temelji se na kompromisu između točnosti simulacije i njenog trajanja. Za modeliranje utjecaja nesigurnosti snage šuma i dinamičkog praga detekcije na primljeni OFDM signal tijekom procesa detekcije energije (ED), koriste se različite vrijednosti faktora nesigurnosti snage šuma (NU) i dinamičkog praga detekcije (DDT) (tablice 4.1. i 6.1.). Kako bi se eliminirao utjecaj nesigurnosti snage šuma (NU) ( $\rho$ ) i dinamičkog praga detekcije (DDT) ( $\rho'$ ) u modeliranju, faktori nesigurnosti snage šuma (NU) i dinamičkog praga detekcije (DDT) su postavljeni na  $\rho = \rho' = 1,00$ . Kako bi se simulirala realističnija okolina pri

detekciji signala primarnog korisnika (PU), faktori nesigurnosti snage šuma (NU) i dinamičkog praga detekcije (DDT) su analizirani u vrijednostima između 1,01 i 1,05 (tablica 6.1.). Odabir navedenih vrijednosti faktora nesigurnosti snage šuma (NU) podrazumijeva varijacije AWGN šuma između 1 % i 5 %, što je uobičajeno u praksi. Međuovisnost vjerojatnosti detekcije signala primarnog korisnika ( $P_d$ ) i vjerojatnosti pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ) uobičajeno se izražava pomoću krivulja radnih karakteristika prijemnika (ROC) [7], [33]. Koncept krivulja radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulja), kao koristan pristup u procjeni i usporedbi učinkovitosti detekcije signala primarnog korisnika (PU), koristi se u sljedećim odjeljcima za prikaz dobivenih rezultata simulacije. Također, rezultati simulacija su predstavljeni kroz međuovisnost vjerojatnosti detekcije i vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR).

#### 6.4.2. Utjecaj nesigurnosti snage šuma na proces detekcije energije signala

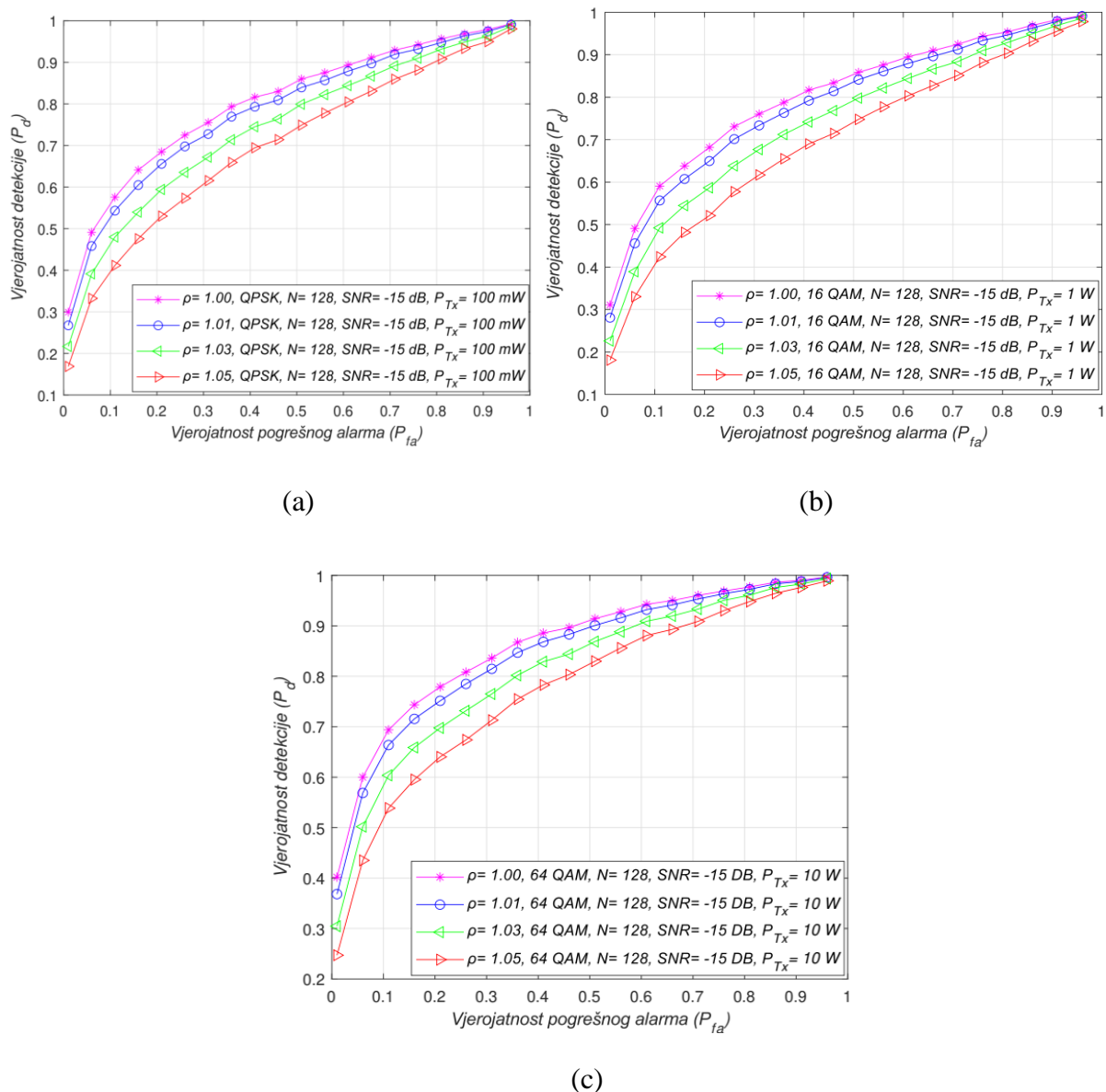


Slika 6.1. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) za RA OFDM sustav temeljen na  $m$ -PSK/ $m$ -QAM modulacijama na koji utječu različite vrijednosti nesigurnosti snage šuma (NU) za dvije različite razine omjera snage signala i šuma (SNR)

Rezultati na slici 6.1. pokazuju utjecaj nesigurnosti snage šuma (NU) na detekciju energije (ED) RA OFDM sustava. Rezultati su dobiveni za fiksni broj uzoraka ( $N=128$ ), fiksnu snagu odašiljanja (Tx) primarnog korisnika i različite razine nesigurnosti snage šuma (NU). Različite razine faktora nesigurnosti snage šuma (NU) izražavaju utjecaj intenziteta varijacija AWGN šuma na detekciju energije (ED) OFDM signala.

Slika 6.1. prikazuje rezultate dobivene u obliku krivulja radnih karakteristika prijemnika (ROC

krivulja), za različite vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a) i  $m$ -PSK/ $m$ -QAM konstelacija modulacije na mjestu sekundarnog korisnika (SU). Prema slici 6.1. vjerojatnost detekcije ( $P_d$ ) je ista za bilo koju  $m$ -PSK ili  $m$ -QAM modulaciju. To znači da je vjerojatnost detekcije neovisna o konstelaciji modulacije ( $m$ ) za  $m$ -PSK ili  $m$ -QAM OFDM sustave koji odašilju s fiksnom snagom odašiljanja (RA sustavi). To je zato što primarni korisnik (PU) u takvim sustavima uvijek odašilje s istom snagom odašiljanja, a energija signala primljenog tijekom procesa detekcije energije (ED) na mjestu sekundarnog korisnika (SU) može biti pod



Slika 6.2. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) za zajednički RA-MA OFDM sustav na koji utječu različite vrijednosti faktora nesigurnosti snage šuma (NU) koji se prenose s: (a) snagom odašiljanja ( $T_x$ ) od 0,1 W i QPSK modulacijom; (b) snagom odašiljanja od 1 W i 16-QAM modulacijom; (c) snagom odašiljanja ( $T_x$ ) od 10 W i 64-QAM modulacijom

utjecajem nesigurnosti snage šuma. Ovo je potvrđeno na slici 6.1., pokazujući da za istu snagu odašiljanja primarnog korisnika (PU), vrijednosti SNRa i broj uzoraka veće varijacije šuma imaju negativan utjecaj na vjerojatnost detekcije ( $P_d$ ). Stoga u RA OFDM sustavima dinamička prilagodba modulacije tijekom prijenosa s konstantnim iznosom snage odašiljanja, nema utjecaja na vjerojatnost detekcije signala primarnog korisnika (PU) u procesu detekcije energije (ED).

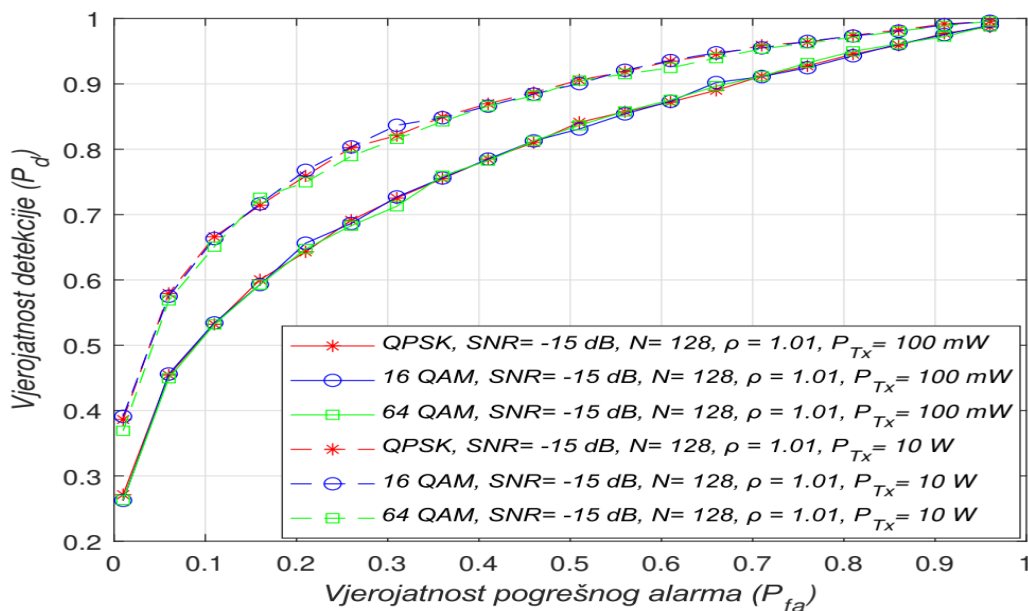
Na slici 6.2. provedene su daljnje analize utjecaja nesigurnosti snage šuma na proces detekcije energije (ED) u zajedničkim RA-MA OFDM sustavima. Rezultati su dobiveni za fiksni broj uzoraka ( $N=128$ ), fiksni SNR (min. - 15 dB) na mjestu sekundarnog korisnika (SU) i za tri OFDM modulacije: QPSK, 16-QAM i 64-QAM. Slika 6.2. prikazuje dobivene rezultate u obliku ROC krivulja za različite vrijednosti faktora nesigurnosti snage šuma te različite razine snage odašiljanja primarnog korisnika (PU) i odgovarajućih modulacija. Odabrane vrijednosti snage odašiljanja karakteristične su za komunikacijske sustave temeljene na OFDM-u, kao što su WLAN (100 mW) ili 2G/3G/4G mobilni sustavi (1 W i 10 W).

Prema slikama 6.2 (a) i (c), za signale pod utjecajem jednake varijacije nesigurnosti snage šuma i za isti SNR i broj uzoraka  $N$ , vjerojatnost detekcije bit će niža kada primarni korisnik (PU) odašilje s nižom snagom odašiljanja, i obrnuto. To je zato što veća snaga odašiljanja znači veću energiju na mjestu sekundarnog korisnika (SU), što posljedično rezultira većom vjerojatnošću detekcije signala primarnog korisnika. Također, sa slike 6.2 (c) možemo primijetiti da signali koji se prenose s većom snagom odašiljanja (10 W) i pod utjecajem veće vrijednosti nesigurnosti snage šuma ( $\rho=1,05$ ), mogu postići nižu vjerojatnost detekcije (slika 6.2a) od onih koji se prenose s nižom snagom odašiljanja (100 mW) i pod utjecajem nižeg faktora nesigurnosti snage šuma ( $\rho=1,01$ ). Ovo dodatno potvrđuje utjecaj nesigurnosti snage šuma (NU) na proces detekcije energije (ED) u slučaju RA-MA OFDM sustava, koji prilagođava snagu odašiljanja i modulaciju tijekom procesa očitavanja spektra.

Prema rezultatima na slici 6.2., kako bi se očuvala kvaliteta usluge (QoS), RA i/ili MA OFDM sustavi mijenjaju konstelaciju modulacije i/ili snagu odašiljanja. Kako bi se postigla jednaka vrijednost SNR-a na mjestu sekundarnog korisnika (SU), signali modulirani s višim redom konstelacije modulacije općenito se prenose s većom snagom odašiljanja, i obrnuto (slika 6.2c). Na primjer, da bi se postigao specifičan SNR jednak -15 dB (slika 6.2.), različite snage odašiljanja s odgovarajućim modulacijama mogu se koristiti u kanalima na koje utječu različite razine šuma na mjestu sekundarnog korisnika (SU). Za kanale s većim šumom, veća snaga



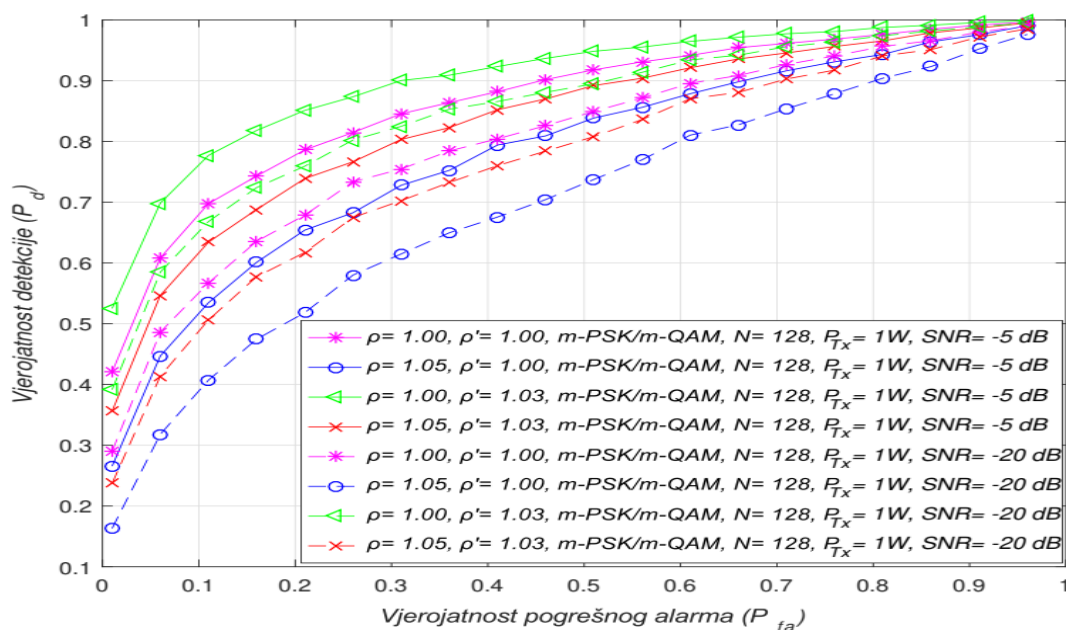
odašiljanja s višim redom konstelacije modulacije, može postići jednak SNR kao u slučaju kanala na koji utječe nizak šum gdje se može koristiti niža snaga odašiljanja s nižom OFDM konstelacijom modulacije (slika 6.2.). Stoga konstelacija modulacije nema izravan utjecaj na vjerojatnost detekcije kod zajedničkih RA-MA sustava. Međutim, rezultati na slici 6.2. pokazuju da je povećanje snage odašiljanja primarnog korisnika (PU) za istu konstelaciju modulacije praćeno povećanjem vjerojatnosti detekcije ( $P_d$ ) za slučaj jednakih uvjeta kanala (isti SNR i faktor nesigurnosti snage šuma (NU)). Stoga konstelacija OFDM modulacije ima neizravan utjecaj na vjerojatnost detekcije, budući da postizanje jednakog SNR za modulacije s višom konstelacijom mora biti praćeno višom snagom odašiljanja, a veća snaga odašiljanja rezultira pouzdanijom vjerojatnošću detekcije ( $P_d$ ).



Slika 6.3. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) za MA sustave na koje utječu jednake vrijednosti nesigurnosti snage šuma (NU) za različite snage odašiljanja i OFDM modulacije.

Dodatne analize za MA OFDM sustave provedene su na signalima na koje utječe konstantna vrijednost faktora nesigurnosti snage šuma (NU) ( $\rho = 1,01$ ). Rezultati na slici 6.3. pokazuju da svaka OFDM modulacija (QPSK, 16 QAM, 64 QAM), za specifičnu snagu odašiljanja (100 mW ili 10 W), može postići SNR od -15 dB ili bolji. Prema predstavljenim rezultatima MA sustavi koji odašilju s istom OFDM modulacijom, ali s različitim snagama odašiljanja, imat će različite vjerojatnosti detekcije. Veću vjerojatnost detekcije za istu vjerojatnost pogrešnog alarma imat će OFDM modulacija koja se prenosi s većom snagom odašiljanja. To znači da prilagodba snage odašiljanja u MA sustavima značajno utječe na vjerojatnost detekcije, čak i kada postoji utjecaj nesigurnosti snage šuma (slika 6.3).

### 6.4.3. Utjecaj prilagodbe praga detekcije na process detekcije energije signala



Slika 6.4. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) za signale u RA sustavima s različitim kombinacijama faktora nesigurnosti snage šuma ( $NU$ ) i dinamičkog praga detekcije (DDT) i dvije različite razine omjera snage signala i šuma (SNR)

Na slici 6.4. pokazan je utjecaj dinamičkog praga detekcije (DDT) na proces detekcije energije (ED) u RA sustavima. Rezultati su dobiveni za konstantnu snagu odašiljanja (1 W) primarnog korisnika (PU) te različite razine dinamičkog praga detekcije ( $\rho'$ ) i faktora nesigurnosti snage šuma ( $\rho$ ). Različite vrijednosti faktora nesigurnosti snage šuma ( $NU$ ) izražavaju intenzitet varijacija AWGN šuma u procesu detekcije energije (ED) OFDM signala.

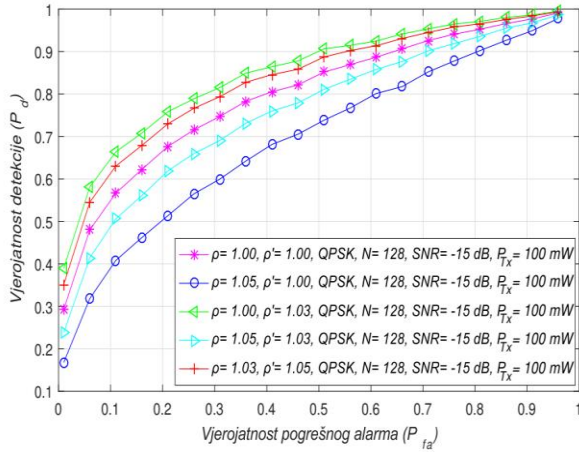
Dodatno, različite vrijednosti faktora dinamičkog praga detekcije (DDT) predstavljaju moguće prilagodbe praga detekcije tijekom procesa detekcije energije (ED).

Slika 6.4. pokazuje rezultate dobivene za različite konstelacije  $m$ -PSK/ $m$ -QAM modulacija na mjestu sekundarnog korisnika (SU). Rezultati na slici 6.4. također su dobiveni za dvije razine vrijednosti SNR-a ( $-5 \text{ dB}$ ,  $-20 \text{ dB}$ ) i jednak broj OFDM uzoraka ( $N = 128$ ). Ovi uvjeti su tipični za praktične implementacije, u kojima je proces detekcije energije (ED) doveden u pitanje s različitim razinama omjera snage signala i šuma (SNR-a) na mjestu sekundarnog korisnika (SU). Dobiveni rezultati na slici 6.4. pokazuju da je vjerojatnost detekcije ( $P_d$ ) jednaka za bilo koju  $m$ -QAM ili  $m$ -PSK modulaciju. Stoga za bilo koji takav sustav koji odašilje s konstantnom snagom odašiljanja (RA sustavi), vjerojatnost detekcije ne ovisi o konstelaciji modulacije. To je posljedica prirode prijenosa signala primarnog korisnika (PU) u RA

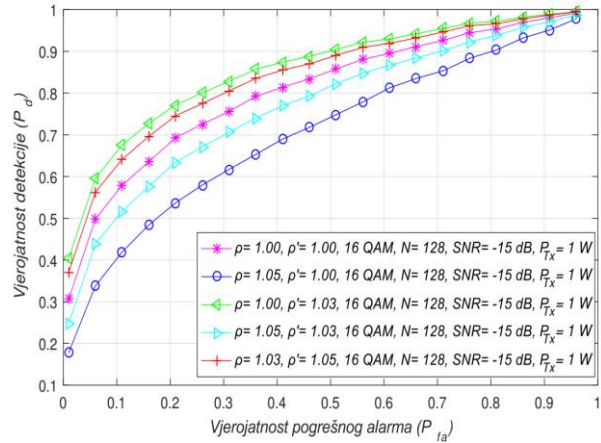
sustavima, koji se temelji na dinamičkoj prilagodbi konstelacije modulacije tijekom prijenosa na istoj snazi odašiljanja. Iz tog razloga, na energiju signala detektiranu na mjestu sekundarnog korisnika (SU) tijekom detekcije energije (ED) u RA sustavima, može utjecati samo nesigurnost snage šuma. Ovu spoznaju potvrđuju rezultati na slici 6.4., koji pokazuju da će, za istu količinu uzorka, razinu SNR na mjestu sekundarnog korisnika (SU) i snagu odašiljanja primarnog korisnika (PU), vjerojatnost detekcije biti niža za veće varijacije šuma (više vrijednosti faktora nesigurnosti snage šuma (NU),  $\rho$ ).

Iako u RA sustavima prilagodba modulacije tijekom procesa detekcije energije (ED) nema nikakav učinak na vjerojatnost detekcije signala primarnog korisnika (PU), sa slike 6.4. može se vidjeti da prilagodba praga detekcije (DT) može poboljšati performanse metode detekcije energije (ED). Točnije, u slučaju detekcije energije (ED) bez varijacija nesigurnosti snage šuma (NU) i s prilagodbom praga detekcije ( $\rho=1,00$ ,  $\rho'=1,03$ ), vjerojatnost detekcije bit će najveća za bilo koju modulacijsku shemu (slika 6.4.). Međutim, ovaj je scenarij, s praktičnog gledišta, najmanje realan. Prema slici 6.4., najmanja vjerojatnost detekcije dobivena je za scenarij simulacije sa značajnim varijacijama šuma ( $\rho=1,05$ ), ali bez prilagodbe praga detekcije (DT) ( $\rho'=1,00$ ). To je očekivano budući da signal detekcije energije (ED) pod utjecajem nesigurnosti snage šuma (NU) i bez prilagodbe praga detekcije (DT) tijekom procesa detekcije energije (ED), značajno smanjuje vjerojatnost detekcije. Stoga se poboljšanje vjerojatnosti detekcije u slučaju povećanih varijacija nesigurnosti snage šuma (NU) za sve modulacijske sheme (slika 8.4) može očekivati samo ako se detekcija energije (ED) temelji na prilagodbi praga detekcije (DT) ( $\rho' > 1$ ).

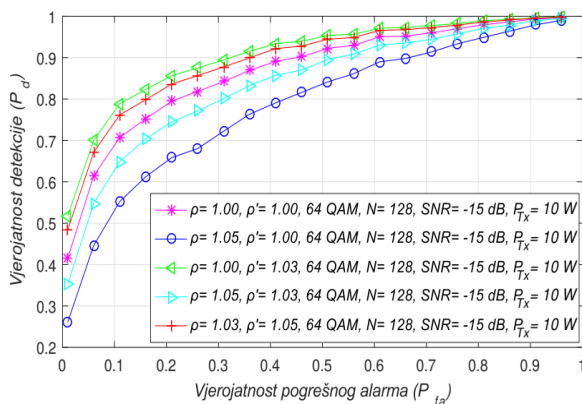
Na slici 6.5. predstavljeni su rezultati utjecaja prilagodbe praga detekcije (DT) na signal primarnog korisnika (PU) u kombiniranim RA-MA sustavima. Rezultati su dobiveni za fiksni SNR (min. -15 dB) na mjestu sekundarnog korisnika (SU), konstantan broj uzoraka ( $N=128$ ) te za četiri najčešće korištene OFDM modulacije: QPSK i 16/64/256-QAM. Rezultati simulacije pokazani su na slici 6.5. kao krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC) za različite razine nesigurnosti snage šuma (NU) i faktore dinamičkog praga detekcije (DDT) te različite snage odašiljanja primarnog korisnika (PU) i odgovarajuće modulacije. Razine snage odašiljanja odabrane za analizu karakteristične su za stvarne OFDM komunikacijske sustave, kao što su WLAN (100 mW) i 2G–5G bežični mobilni sustavi (1 W za mobilni uređaj, 10 W – 15 W za makro bazne postaje). Slike 6.4. i 6.5. pokazuju da, za specifičnu vrijednost omjera snage signala i šuma (SNR) na mjestu sekundarnog korisnika (SU) i za proces detekcije energije (ED) signala s jednakom količinom uzorka  $N$ , koji je pod utjecajem jednake varijacije



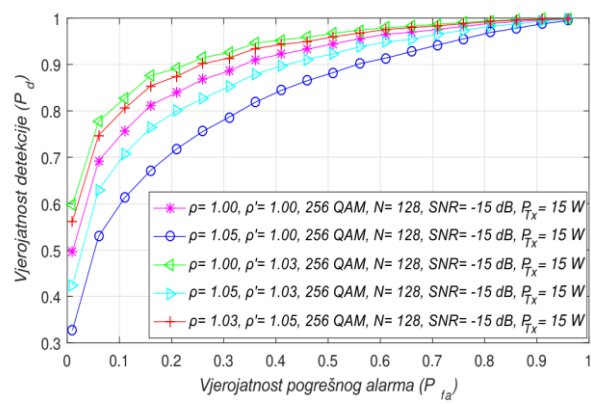
(a)



(b)



(c)



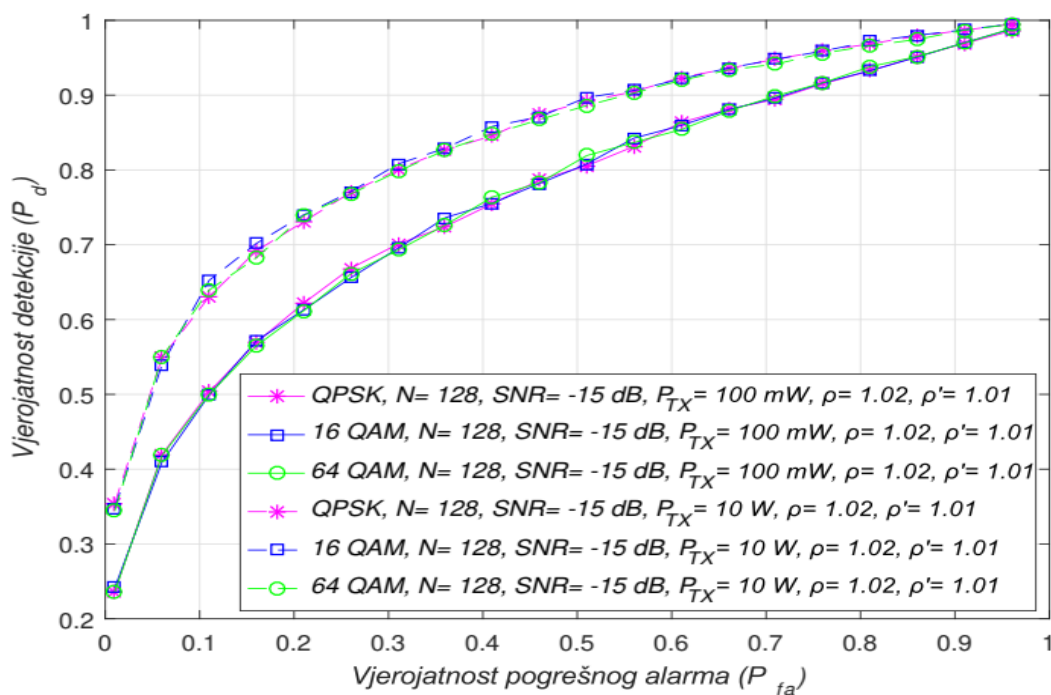
(d)

Slika 6.5. Krivulje radnih karakteristika prijelnika (ROC krivulje) za signale u kombiniranom RA-MA sustavu s razliĉitim kombinacijom faktora nesigurnosti snage űuma (NU) i dinamiĉkog praga detekcije (DDT) i prijenosa signala primarnog korisnika (PU) korištenjem: (a) QPSK modulacije pri snazi odaűiljanja od 0,1 W; (b) 16 QAM modulacije pri snazi odaűiljanja od 1 W; (c) 64 QAM modulacije pri snazi odaűiljanja od 10 W i (d) 256 QAM modulacije pri snazi odaűiljanja od 15 W

nesigurnosti snage űuma ( $\rho$ ), vjerojatnost detekcije će biti veća u sluĉajevima kada primarni korisnik (PU) odaűilje s većom snagom odaűiljanja, i obrnuto. To je posljedica niűe snage odaűiljanja, űto rezultira niűom energijom na mjestu sekundarnog korisnika (SU), a űto dodatno rezultira niűom vjerojatnoűću detekcije signala.

Rezultati na slici 6.5. takoĉer pokazuju da veći raspon prilagodbe praga detekcije (DT) (viűe vrijednosti faktora praga detekcije (DT),  $\rho'$ ) rezultira boljom vjerojatnoűću detekcije i, posljediĉno, većom uĉinkovitosti procesa detekcije energije (ED). Pokazalo se da se, za veći interval fluktuacija (viűi faktor nesigurnosti snage űuma (NU),  $\rho$ ), bolje performanse detekcije energije (ED) mogu se postići samo ako se koristi veći interval prilagodbe praga detekcije (DT). To omogućuje odgovarajuću prilagodbu praga većim varijacijama nesigurnosti snage

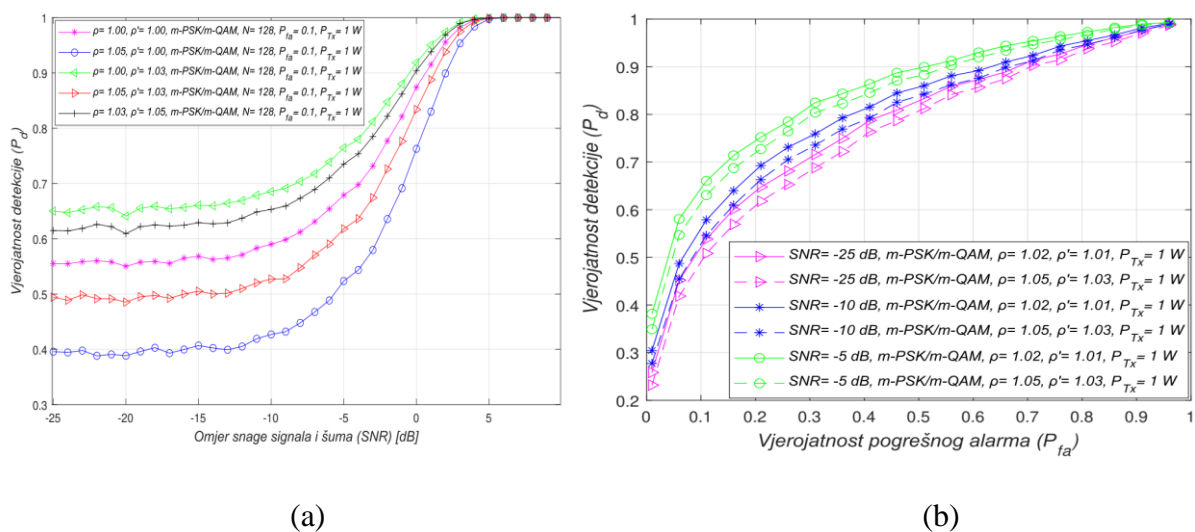
šuma (NU). Međutim, nekontrolirano postavljanje intervala prilagodbe praga detekcije (DT) na neku proizvoljno visoku ili nisku vrijednost, može dovesti do odabira preniskih ili previsokih pragova detekcije energije (ED). To može dovesti do ekstremne osjetljivosti detekcije energije (ED) ili pogrešne detekcije (slika 6.5.). U oba slučaja, vjerojatnost detekcije će biti smanjena. Stoga se interval praga detekcije (DT) mora prilagoditi prema razini varijacija nesigurnosti snage šuma (NU). To znači da veću očekivanu varijaciju faktora nesigurnosti snage šuma (NU), treba pratiti viši raspon prilagodbe praga detekcije (DT), i obrnuto. Provedene su dodatne analize za MA sustave, na način da se ispita isti utjecaj varijacija nesigurnosti snage šuma (NU) ( $\rho = 1,02$ ).



Slika 6.6. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) za signale u MA sustavima koji se prenose s dvije snage odašiljanja i četiri različite OFDM modulacije

Na slici 6.6. su pokazani rezultati analiza, gdje se pretpostavlja da svaka OFDM modulacija (QPSK ili 16/64/256 QAM) za određenu razinu snage odašiljanja (10 W ili 100 mW), može ostvariti SNR na mjestu sekundarnog korskornika jednak -15 dB ili više. Rezultati simulacija pokazuju razlike među vjerojatnostima detekcije za MA sustave koji odašilju s različitim snagama odašiljanja, dok koriste istu OFDM modulaciju. Veća vjerojatnost detekcije uključivat će detekciju OFDM signala koji se prenose višom snagom odašiljanja, za istu vjerojatnost pogrešnog alarma. To dovodi do zaključka da prilagodba snage odašiljanja u MA sustavima uvelike utječe na vjerojatnost detekcije, čak i kada je varijacija fluktuacije šuma konstantna (slika 6.6.).

#### 6.4.4. Utjecaj razine omjera snage signala i šuma na proces detekcije energije signala



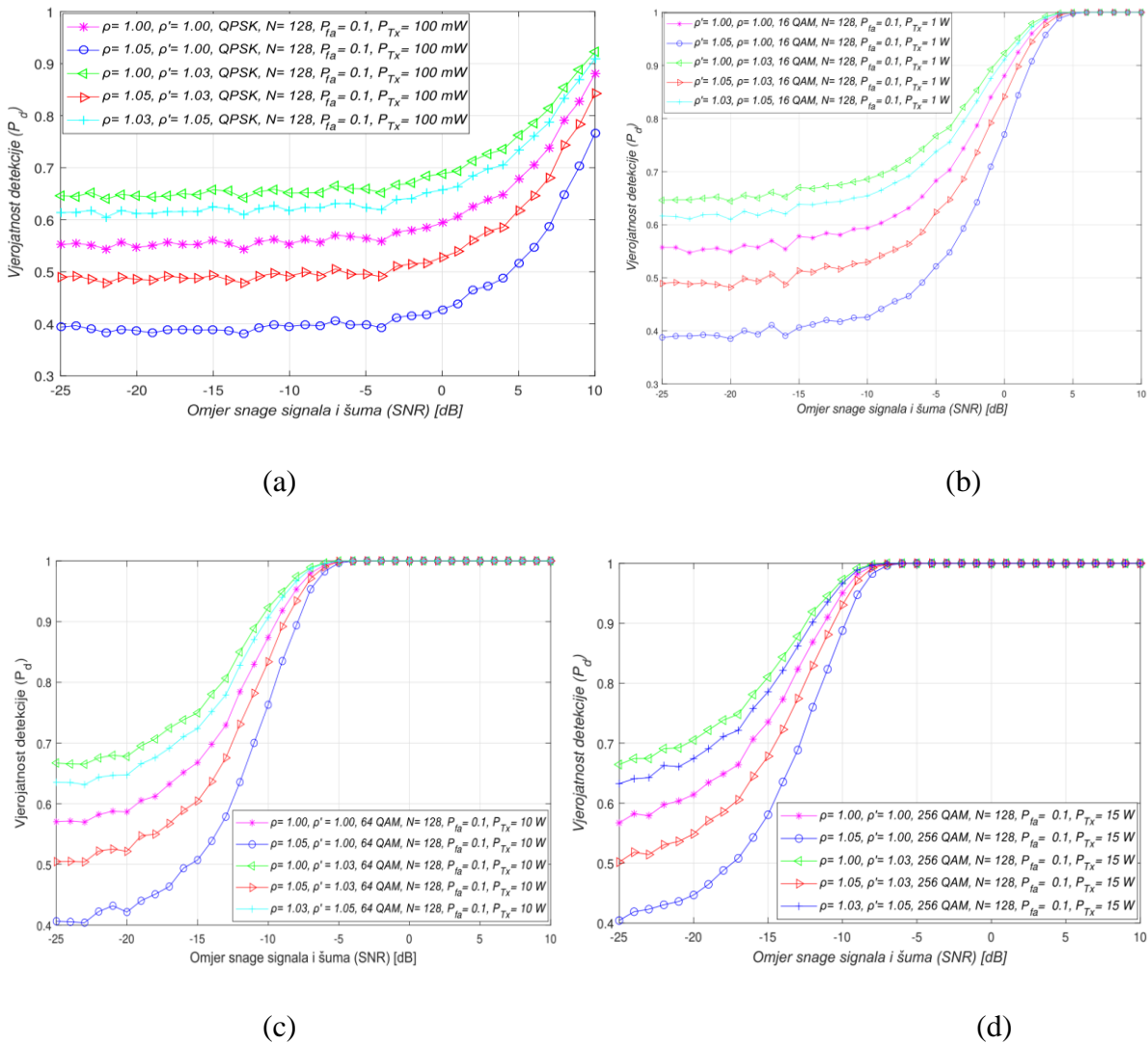
Slika 6.7. (a) Međuviznost vjerojatnosti detekcije i omjera snage signala i šuma (SNR-a) za signale koji se prenose u RA sustavima; (b) Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) za različite vrijednosti faktora nesigurnosti snage šuma (NU), dinamičkog praga detekcije (DDT) i omjera snage signala i šuma (SNR) u slučaju RA sustava

Utjecaj omjera snage signala i šuma (SNR-a) na mjestu sekundarnog korisnika (SU) na izvedbe metode detekcije energije (ED) predstavljen je u ovom poglavlju. Dobiveni rezultati za RA sustave na slici 6.7a ukazuju na utjecaj vjerojatnosti omjera snage signala i šuma (SNR-a) na detekciju OFDM signala. Rezultati na slici 6.7a potvrđuju da će, za konstantnu snagu odašiljanja primarnog korisnika (1 W) i za nepromijenjenu vrijednost vjerojatnosti pogrešnog alarma jednaku  $P_{fa} = 10\%$ , vjerojatnost detekcije ostati ista za bilo koju konstelaciju modulacije (*m-QAM/m-PSK*). Unatoč tome, slika 6.7a pokazuje da će za više razine vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a), vjerojatnost detekcije biti bolja za bilo koju konstelaciju modulacije i smanjivat će se s opadanjem vrijednosti omjera snage signala i šuma. To je posljedica viših razina vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a), što rezultira većom energijom signala primarnog korisnika (PU) na mjestu sekundarnog korisnika (SU). Ovo poboljšava proces detekcije energije (ED) i, kao posljedično, povećava vjerojatnost detekcije signala primarnog korisnika (PU). Osim toga, rezultati na slici 6.7a potvrđuju da kompromis između razine nesigurnosti snage šuma (NU) i prilagodbe praga detekcije (DT) ima utjecaj na vjerojatnost detekcije. Točnije, za veći raspon varijacije nesigurnosti snage šuma ( $\rho = 1,05$ ) i niži raspon prilagodbe praga detekcije (DT) ( $\rho' = 1,03$ ), vjerojatnost detekcije će biti manja u usporedbi sa signalom na koji utječe niža varijacija nesigurnosti snage šuma ( $\rho = 1,03$ ) i

detekcija energije (ED) izvedena s višom razinom prilagodbe praga detekcije ( $\rho'=1,05$ ). Dodatno, ROC krivulje s fiksnom snagom odašiljanja primarnog korisnika (1 W) i raznovrsnim SNR vrijednostima (-5 dB, -10 dB, -25 dB) OFDM signala, koji je pod utjecajem različitih razina nesigurnosti snage šuma (NU) i s različitim rasponima prilagodbe praga detekcije (DT), pokazane su na slici 6.7b. Dobiveni rezultati pokazuju da će za kanale s višom vrijednosti SNR-a na mjestu sekundarnog korisnika (-5 dB), vjerojatnost detekcije biti će veća zbog manjeg utjecaja šuma na detekciju energije (ED). Iako varijacije nesigurnosti snage šuma (NU) utječu na detekciju energije (ED), ukupna razina AWGN-a ima značajan utjecaj na detekciju energije (ED) i visoke razine šuma mogu u velikoj mjeri smanjiti učinkovitost procesa detekcije energije (ED).

Rezultat toga je manja vjerojatnost detekcije signala primarnog korisnika (PU). Osim značajnog utjecaja ukupne razine šuma (AWGN), slika 6.7b dodatno potvrđuje nezanemariv utjecaj nesigurnosti snage šuma (NU) koji dodatno doprinosi opadanju učinkovitosti procesa detekcije energije (ED). Slika 6.7b pokazuje da će za nižu vrijednost nesigurnosti snage šuma, vjerojatnost detekcije biti veća za signale s višom vrijednošću omjera snage signala i šuma (SNR-a). Na temelju ovih rezultata, kombinacija visokih vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a) s niskim razinama nesigurnosti snage šuma (NU), pozitivno utječe na performanse detekcije energije (ED) RA sustava.

Za kombinirane RA-MA sustave, utjecaj omjera snage signala i šuma (SNR-a) na vjerojatnost detekcije OFDM signala na koje utječu različite razine nesigurnosti snage šuma (NU), pokazan je na slici 6.8 a-d. Rezultati pokazuju da, neovisno o OFDM modulaciji i snazi odašiljanja primarnog korisnika (PU), veća vrijednost fluktuacije šuma (karakterizirana većim faktorom nesigurnosti snage šuma (NU),  $\rho$ ), smanjuje vjerojatnost detekcije pri bilo kojoj vrijednosti SNR-a nižoj od SNR praga (potvrđeno detektiranje primarnog korisnika). Fluktuacije nesigurnosti snage šuma (NU) utječu na svaki OFDM signal, bez obzira na konstelaciju modulacije i snagu odašiljanja. Iako je za signale s nižom snagom odašiljanja ovaj utjecaj vidljiviji, to se također odražava i na nižim vjerojatnostima detekcije (slika 6.8 a-d). Nadalje, za različite snage odašiljanja, vidljiv je SNR prag (SNR zid) viši od razine za koju se može osigurati vjerojatnost detekcije primarnog korisnika (PU) (slika 6.8 a-d). Na SNR prag značajno utječe razina snage odašiljanja i smanjuje se za signale s većim snagom odašiljanja primarnog korisnika (npr. 5 dB za snagu odašiljanja od 1 W i -5 dB za snagu odašiljanja od 10 W). Prema slici 6.8 a-d, konstelacija modulacije nema utjecaja na SNR prag, jer nema izravan utjecaj na vjerojatnost detekcije (što je također potvrđeno relacijama (35), (36), (42), (43), (48),

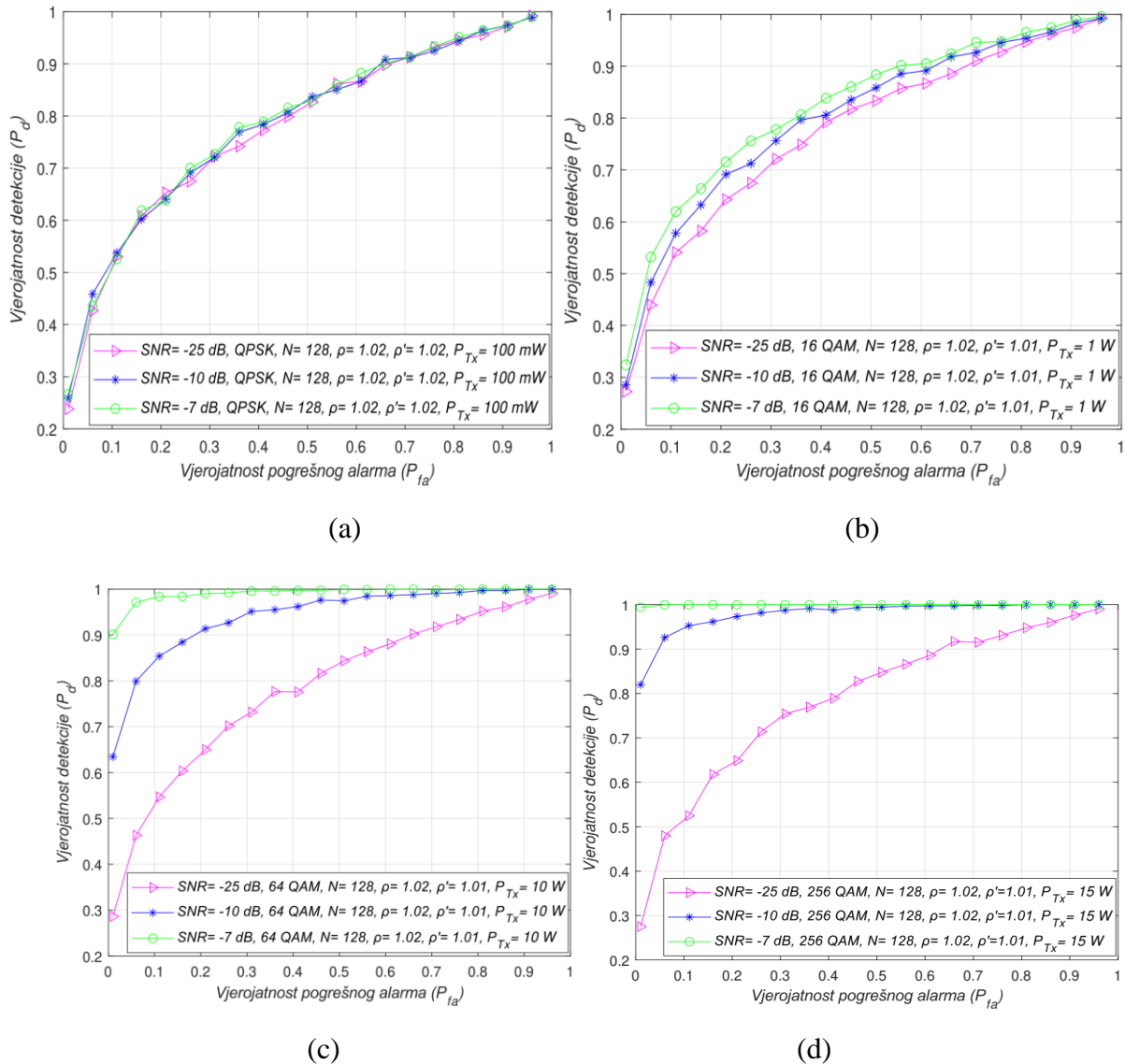


Slika 6.8. Utjecaj omjera signal- šum (SNR) na vjerojatnost detekcije OFDM signala na mjestu sekundarnog korisnika (SU) s različitim kombinacijama faktora nesigurnosti snage šuma (NU) i dinamičkog praga detekcije (DDT) kada se signal primarnog korisnika (PU) odašilje sa: (a) 0,1 W; (b) 1 W; (c) 10 W i (d) 15 W

(49), (56) i (57).

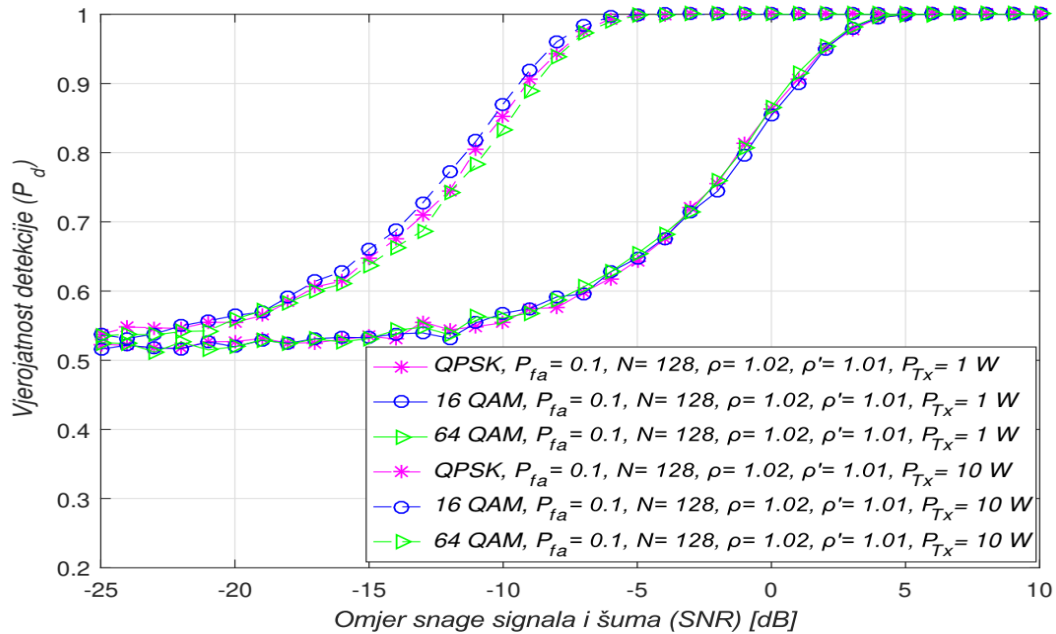
Utjecaj različitih razina omjera snage signala i šuma (SNR-a) i odašiljačkih (Tx) snaga na vjerojatnost detekcije kombiniranih RA-MA sustava predstavljen je na slici 6.9.. Rezultati su dobiveni za različite vrijednosti SNR-a (-7dB/-10 dB/-25 dB) i  $m$ -PSK / $m$ -QAM signale, pod utjecajem iste vrijednosti nesigurnosti snage šuma ( $\rho = 1,02$ ) u scenariju gdje se signal primarnog korisnika (PU) odašilje različitim snagama odašiljanja (15 W, 10 W, 1 W i 0,1 W). Na temelju dobivenih rezultata, kombinacija različitih vrijednosti snaga odašiljanja primarnog korisnika (PU) i omjera snage signala i šuma (SNR-a) na mjestu sekundarnog korisnika (SU), ima snažan utjecaj na vjerojatnost detekcije u procesu detekcije energije (ED).





Slika 6.9. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) za proces detekcije energije (ED)  $m$ -PSK/ $m$ -QAM moduliranih signala s različitim razinama omjera snage signala i šuma (SNR- $a$ ) kada se signal primarnog korisnika (PU) odašilje s: (a) 0,1 W; (b) 1 W; (c) 10 W i (d) 15 W

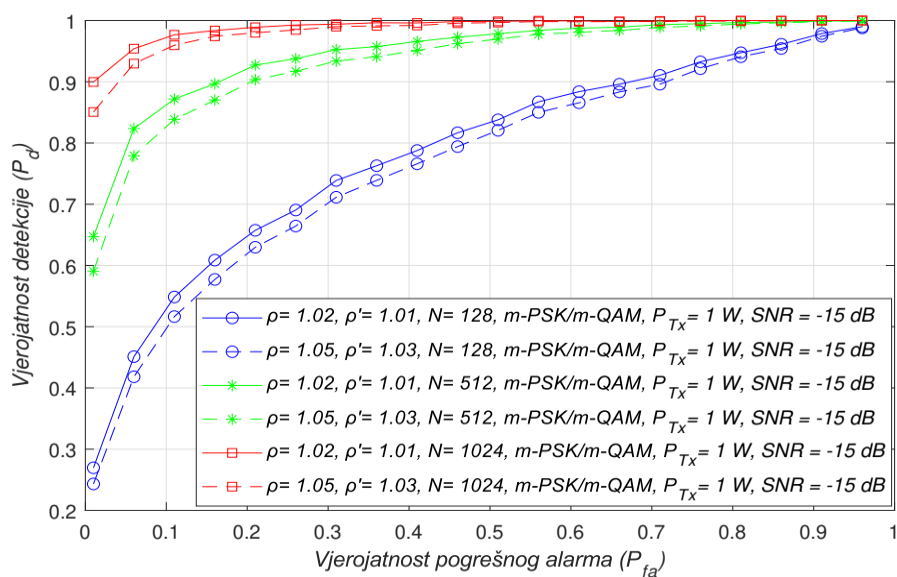
Prema očekivanjima, za veće vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR- $a$ ) i veće razine snage odašiljanja vjerojatnost detekcije će biti veća, i obrnuto. Štoviše, na slici 6.9a može se vidjeti da se, za niske vrijednosti snage odašiljanja jednake 100 mW, vjerojatnost detekcije na mjestu sekundarnog korisnika (SU) ne može povećati bez povećanja vrijednosti omjera snage signala i šuma (iznad -7 dB). Inače, na slici 6.9d može se vidjeti da se za veću snagu odašiljanja jednaku 15 W, može osigurati detekcija signala tijekom procesa detekcije energije (vjerojatnost detekcije  $P_d = 100\%$ ) za svaku razinu omjera snage signala i šuma (SNR) veću od -7 dB. Ovo dokazuje snažan utjecaj kompromisa između razine šuma i snage odašiljanja na učinkovitost detekcije energije (ED).



Slika 6.10. Utjecaj omjera snage signala i šuma (SNR-a) na vjerojatnost detekcije za MA sustav sa signalom primarnog korisnika (PU) koji se odašilje s različitim snagama (Tx) (1 W/10 W) koristeći četiri različite OFDM modulacije

Nadalje, slika 6.10. pokazuje utjecaj omjera snage signala i šuma (SNR-a) na vjerojatnost detekcije u MA sustavima za signale koji se odašilju s različitim snagama ( $1\text{ W}/10\text{ W}$ ). Pretpostavka je da se prijenos odvija preko kanala s ekvivalentnim okruženjima (isti faktor nesigurnosti snage šuma,  $\rho = 1,01$ ), fiksne vjerojatnosti pogrešnog alarma ( $P_{fa} = 10\%$ ) i raznovrsne OFDM modulacije. Ako se modulirani OFDM signali prenose jednakom snagom odašiljanja primarnog korisnika (PU) i pod utjecajem iste nesigurnosti snage šuma (NU), rezultati na slici 6.10. pokazuju da OFDM modulacije nemaju nikakav utjecaj na vjerojatnost detekcije na bilo kojoj razini SNR-a. Ipak, manja vjerojatnost detekcije može se vidjeti za signale ekvivalentnih OFDM konstelacija koje se prenose nižom snagom odašiljanja. To je zato što prijenos pri nižoj snazi odašiljanja degradira vrijednost omjera snage signala i šuma (SNR-a) na mjestu sekundarnog korisnika (SU). Za veće vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a) na mjestu sekundarnog korisnika (npr. iznad  $-5\text{ dB}$ ), MA sustav koji odašilje s nižom snagom odašiljanja ( $1\text{ W}$ ) imat će nižu vjerojatnost detekcije nego MA sustav koji odašilje većom snagom odašiljanja i s istom vrijednosti SNR-a na mjestu sekundarnog korisnika. Stoga, u MA sustavima, prijenos pri nižoj snazi odašiljanja umanjuje vjerojatnost detekcije pri bilo kojem SNR-u na mjestu sekundarnog korisnika. Međutim, prijenos pri nižoj snazi odašiljanja ima pozitivan učinak na potrošnju energije uređaja primarnog korisnika (PU).

### 6.4.5. Utjecaj broja uzoraka na proces detekcije energije signala

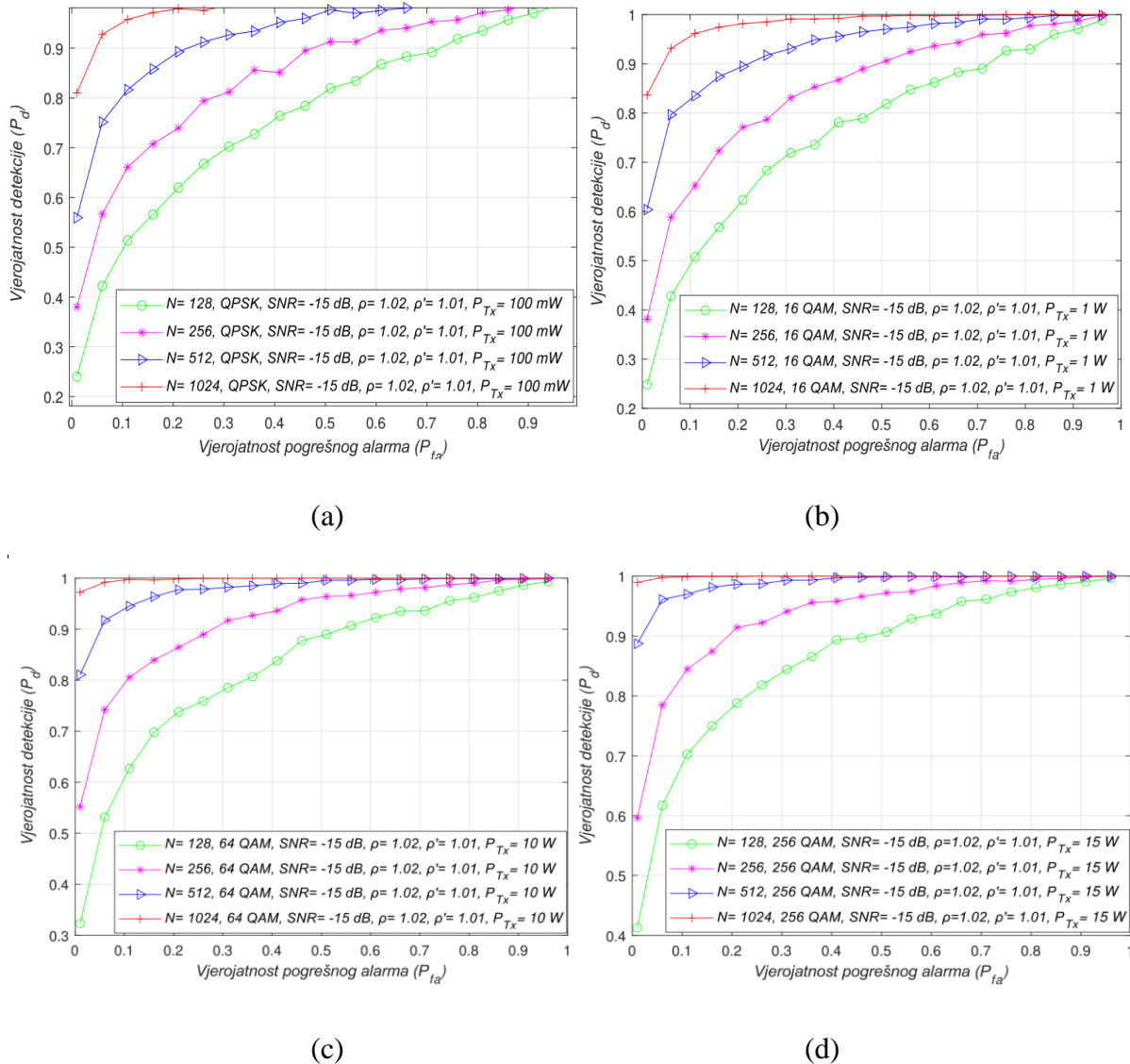


Slika 6.11. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) procesa detekcije energije (ED) za  $m\text{-PSK}/m\text{-QAM}$  signale odašlane sa snagom odašiljanja ( $T_x$ ) od 1 W i detektiranih s različitim količinama uzoraka

Rezultati predstavljeni u ovom dijelu rada analiziraju utjecaj broja uzorka ( $N$ ) na detekciju signala primarnog korisnika (PU) tijekom procesa detekcije energije (ED). Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) na slici 6.11., odnose se na signale odašlane s konstantnom snagom odašiljanja (1W) korištenjem  $m\text{-QAM}/m\text{-PSK}$  modulacija i detektirane različitim brojem uzorka. Analize su provedene za dvije kombinacije faktora nesigurnosti snage šuma i dinamičkog praga detekcije (DDT) ( $\rho = 1,02, \rho'=1,01$  i  $\rho=1,05, \rho'=1,03$ ) i za slučaj kada je omjer snage signala i šuma (SNR-a) konstantan na mjestu sekundarnog korisnika (SU) i jednak -15 dB. Slika 6.11. pokazuje da broj uzoraka ima značajan utjecaj na performanse detekcije energije (ED) RA sustava.

Kada se u procesu detekcije energije (ED) koristi manji broj uzoraka ( $N= 128$ ), rezultati dobiveni za kanale s istim karakteristikama (ekvivalenti nesigurnosti snage šuma (NU) i SNR) pokazali su da će vjerojatnost detekcije signala biti manja, i obrnuto. Ovakav rezultat je posljedica manjeg broja uzorka, što zapravo znači manji broj neovisnih pokušaja u razdoblju tijekom kojeg se detektira signal primarnog korisnika (PU).

U usporedbi s detekcijom signala pod utjecajem veće nesigurnosti snage šuma (NU) i nešto većeg faktora dinamičkog praga detekcije (DDT) ( $\rho = 1,05, \rho'=1,03$ ), rezultati na slici 6.11. pokazuju da se, za niže vrijednosti nesigurnosti snage šuma (NU) i faktora dinamičkog praga



Slika 6.12. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) procesa detekcije energije (ED) za različite OFDM signale primarnog korisnika (PU) detektirane s različitim brojem uzorka i prenesene pri snazi odašiljanja od: (a) 0,1 W; (b) 1 W; (c) 10 W i (d) 15 W

detekcije ( $\rho = 1,02$ ,  $\rho'=1,01$ ), veća vjerojatnost detekcije može postići s istim brojem uzorka. To je zato što niže nesigurnosti snage šuma (NU) rezultiraju manjom degradacijom primljenog signala, što zahtijeva manji broj uzorka (pokušaja očitavanja) za točnu detekciju energije (ED) signala primarnog korisnika (PU). Kako bi se osigurale iste vjerojatnosti detekcije za istu količinu uzorka, značajno povećanje nesigurnosti snage šuma (NU) također mora biti praćeno odgovarajućim povećanjem prilagodbe praga detekcije (DT). U suprotnom, broj uzorka mora se povećati i ovaj kompromis između broja uzorka i intervala prilagodbe praga detekcije (DT) značajno utječe na učinkovitost procesa detekcije energije (ED).

ROC krivulje na slici 6.12 a-d predstavljene su za različito modulirane OFDM signale odaslane

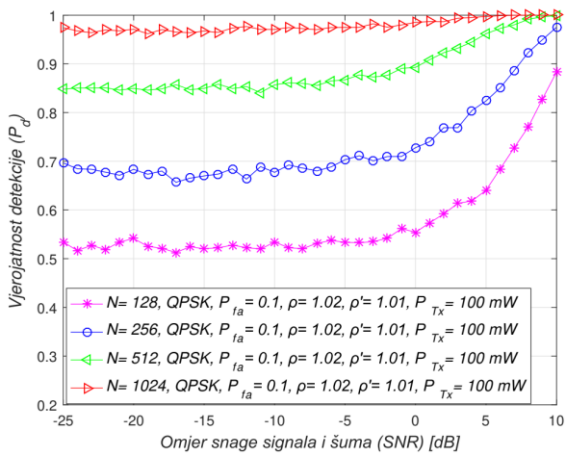
s različitim brojem uzorka, a koji se prenose s četiri različite snage odašiljanja. Analiza je provedena za fiksni SNR u mjestu sekundarnog korisnika (SU) jednak -15 dB i za srednju vrijednost nesigurnosti snage šuma ( $\rho = 1,02$ ) s odgovarajućom prilagodbom praga detekcije ( $\rho' = 1,01$ ).

Na temelju predstavljenih rezultata, povećanje broja uzoraka i snage odašiljanja primarnog korisnika (PU) u kombiniranim RA-MA sustavima dovelo je do povećanja vjerojatnosti detekcije i obrnuto. To je bio očekivani rezultat, jer relacije (35), (42), (48) i (56) potvrđuju da broj uzorka ( $N$ ) i snaga odašiljanja primarnog korisnika utječu na vjerojatnost detekcije. Niža snaga odašiljanja za neke OFDM modulacije, znači slabiju energiju signala na mjestu sekundarnog korisnika (SU). Nadalje, manji broj uzorka  $N$ , rezultira manjim brojem neovisnih detekcija za signal primarnog korisnika (PU) u procesu detekcije energije (ED).

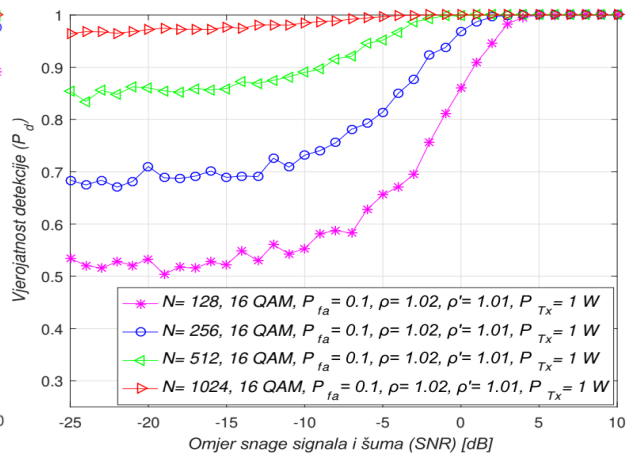
Nadalje, za OFDM modulacije koje se prenose višom snagom odašiljanja (slika 6.12.), vrijednost SNR praga bit će niža. Prijenos pri većoj snazi odašiljanja znači više energije na mjestu sekundarnog korisnika (SU), što zahtijeva manje uzoraka za postizanje pouzdane detekcije signala primarnog korisnika (PU). Budući da se veća snaga odašiljanja općenito koristi za prijenos signala moduliranih s nižom konstelacijom modulacije, i obrnuto, u dizajnu kombiniranih RA-MA sustava ovaj tip prijenosa može postići detekciju primarnog korisnika (PU) s manje uzoraka. Utjecaj broja uzorka na vjerojatnost detekcije ( $P_d$ ) za MA sustave pokazan je na slici 6.13 a–d.

Rezultati su dobiveni za fiksnu vjerojatnost pogrešnog alarma ( $P_{fa} = 0,1$ ), faktor dinamičkog praga detekcije ( $\rho' = 0,1$ ) i prijenos za četiri različite snage odašiljanja (100 mW, 1 W, 10 W, 15 W). Analize su također provedene za kanale s konstantnom varijacijom nesigurnosti snage šuma (NU) koja je ekvivalentna 2 % prosječne razine šuma. Dobiveni rezultati pokazali su da je niža vjerojatnost detekcije postignuta za niži SNR i manju količinu uzorka za bilo koju OFDM modulaciju (slika 6.13 a-d). Budući da su niže vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a) izravan rezultat utjecaja veće razine šuma pri određenoj snazi odašiljanja, vjerojatnost detekcije će se smanjivati kako se razina omjera snage signala i šuma (SNR-a) smanjuje (slika 6.13 a-d).

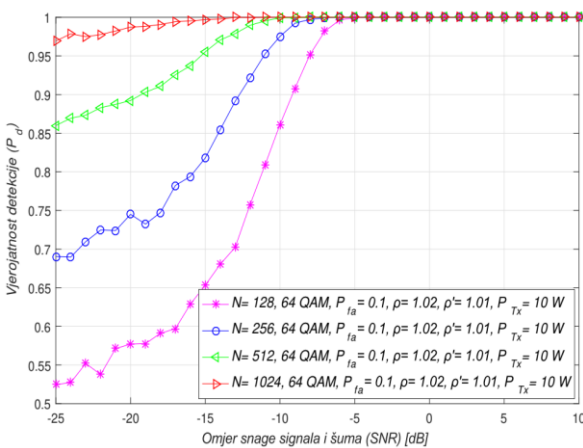
Međutim, slike 6.13 a-d pokazuju prisutnost SNR praga ispod kojeg se ne može osigurati vjerojatnost detekcije ( $P_d < 100\%$ ). Vrijednost praga detekcije će biti veća za signale uzorkovane s većim brojem uzorka ili odašlane s većom snagom odašiljanja.



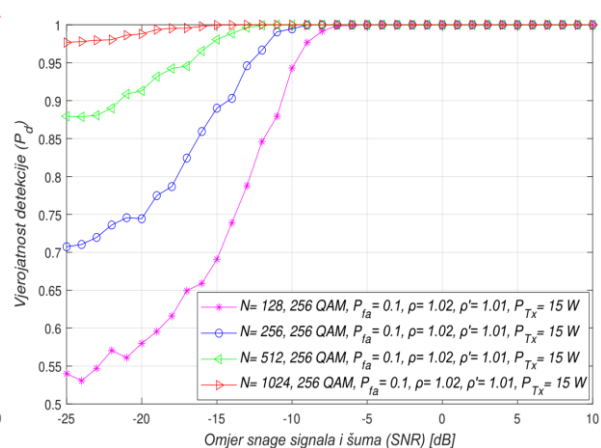
(a)



(b)



(c)

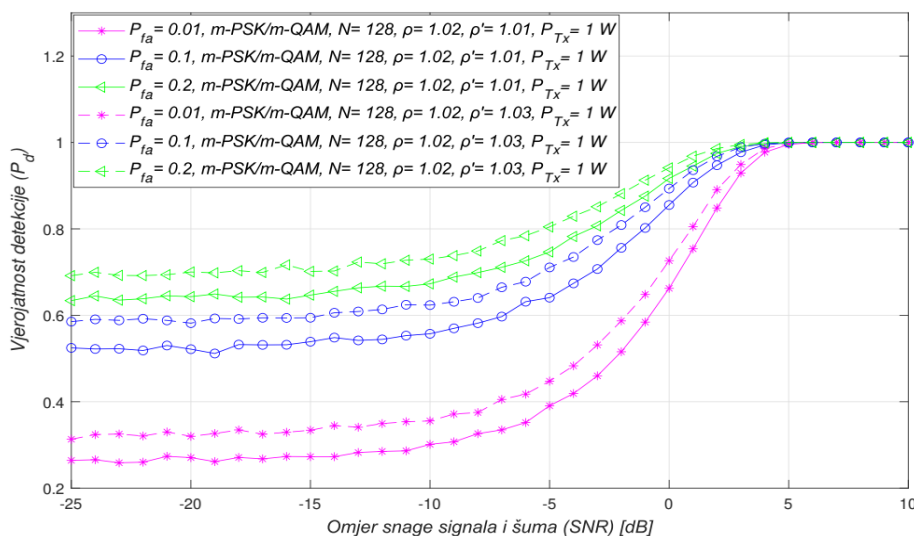


(d)

Slika 6.13. Utjecaj omjera snage signala i šuma (SNR-a) i broja uzorka na vjerojatnost detekcije u kombiniranim RA-MA sustavima koji emitiraju na: (a) 0,1 W; (b) 1 W; (c) 10 W i (d) 15 W

Stoga je povećanje vjerojatnosti detekcije povezano s kompromisom između snage odašiljanja primarnog korisnika (PU) u MA sustavima i broja uzoraka korištenih tijekom procesa detekcije energije (ED) od strane sekundarnog korisnika. Prema ovom kompromisu, za veću snagu odašiljanja i manji broj uzoraka, moguće je dobiti bolju vjerojatnost detekcije u usporedbi s prijenosom signala primarnog korisnika (PU) s niskom snagom odašiljanja detektiranom korištenjem većeg broja uzoraka. Ovo potvrđuje važnost iznosa snage odašiljanja primarnog korisnika (PU) u procesu detekcije energije (ED), bilo kojeg sustava temeljenog na OFDM-u (MA, RA ili kombinirani RA-MA).

### 6.4.6. Utjecaj vjerojatnosti pogrešnog alarma na proces detekcije energije signala



Slika 6.14. Međuodnos vjerojatnosti detekcije i omjera snage signala i šuma (SNR-a) za RA sustav s različitim iznosima vjerojatnosti pogrešnog alarma i različitim kombinacijama faktora nesigurnosti snage šuma (NU) i dinamičkog praga detekcije (DDT)

Posljednja skupina rezultata simulacije posvećena je objašnjenju utjecaja vjerojatnosti pogrešnog alarma na vjerojatnost detekcije za sustave temeljene na OFDM-u. Vjerojatnost pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ) je definirana (u odjeljku 3.2.) kao vjerojatnost da sekundarni korisnik (SU) pogrešno zaključi da primarni korisnik (PU) odašilje kada primarni korisnik nije aktivan. U slučaju da je stvarni primarni korisnik (PU) prisutan i sekundarni korisnik (SU) to ispravno procijeni, počinje se povećavati mogućnost da sekundarni korisnik (SU) pogrešno zaključi da je primarni korisnik (PU) prisutan. Ovo objašnjava zašto smanjenje vjerojatnosti pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ) prati smanjenje vjerojatnosti detekcije ( $P_d$ ) i obrnuto (pokazano na slikama 6.4-6.6, 6.7b, 6.9, 6.11, 6.12).

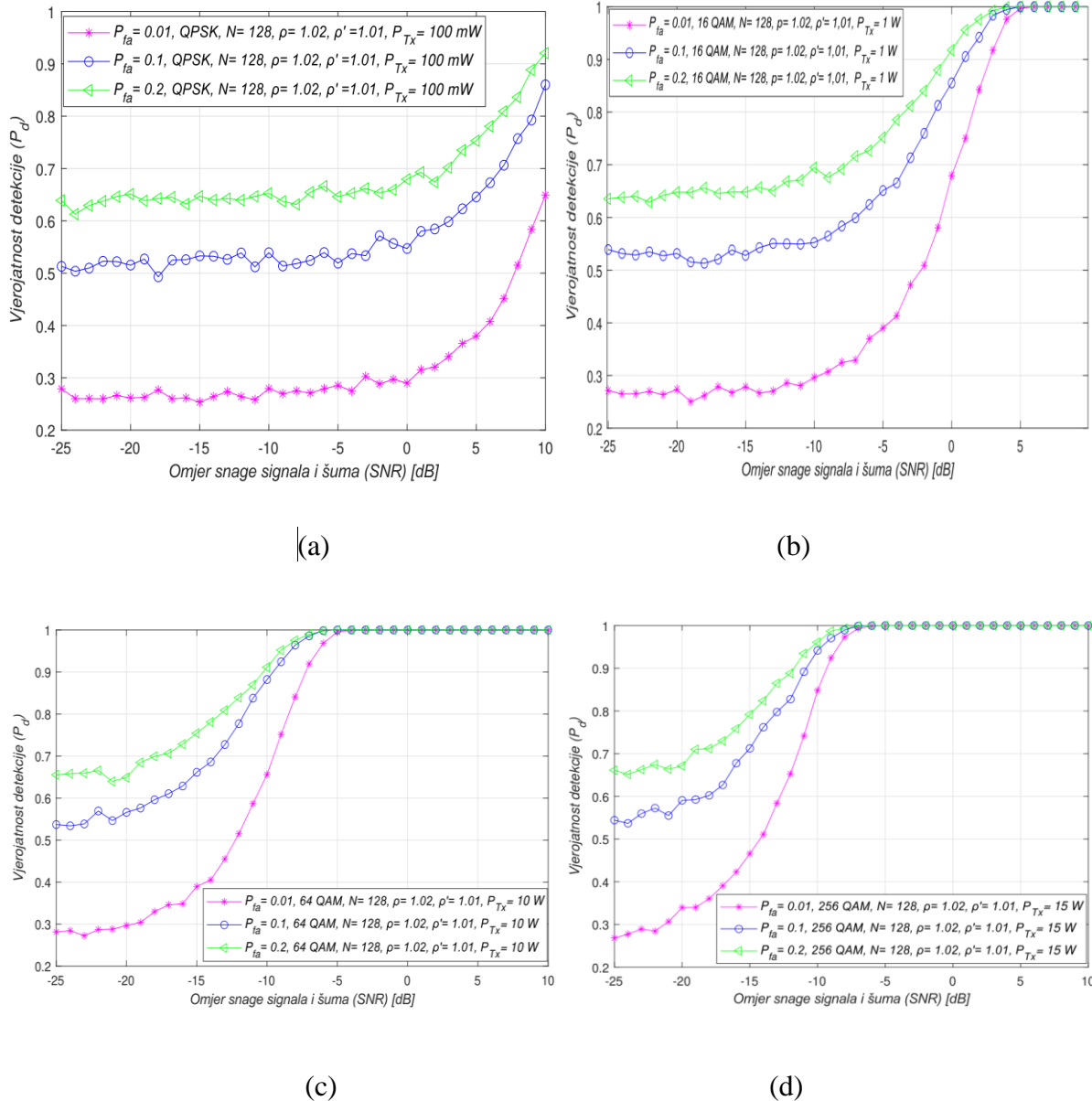
Kao što je spomenuto u odjeljku 6.2., izvedba procesa detekcije energije (ED) na temelju zadovoljenja zahtijeva za nekom unaprijed definiranom vrijednošću vjerojatnosti pogrešnog alarma je bit procesa detekcije energije (ED) temeljenog na načelima konstantne učestalosti pogrešnog alarma (CFAR). Iako vjerojatnost pogrešnog alarma mora biti što niža, u praksi se može tolerirati i koristiti vjerojatnost pogrešnog alarma do 20 %. To motivira odabir takve vrijednosti u daljnjim analizama. Konkretno, rezultati analize na slici 6.14. dobiveni su za tri karakteristične vjerojatnosti pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ).

S praktičnog gledišta, oni izražavaju niske (1 %), umjerene (10 %) i značajne (20 %) vjerojatnosti pogrešnog alarma. Na slici 6.14., za RA sustav, predstavljen je odnos između

vjerojatnosti detekcije i omjera snage signala i šuma (SNR-a) u odnosu na tri vrijednosti vjerojatnosti pogrešnog alarma (tablica 6.1.). Rezultati su dobiveni za jednak faktor nesigurnosti snage šuma ( $\rho = 1,02$ ), jednak broj uzorka ( $N = 128$ ) i različite faktore dinamičkog praga detekcije ( $\rho' = 1,01$ ,  $\rho' = 1,03$ ).

Dobiveni rezultati su pokazali da će za manje vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a) i vjerojatnosti pogrešnog alarma (1 %), vjerojatnost detekcije biti niža, i obrnuto (slika 6.14.). Kao što je objašnjeno u odjeljku 6.2., niske vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a) rezultiraju manjom vjerojatnosti detekcije (slike 6.4-6.6, 6.7b, 6.9, 6.11, 6.12). Međutim, detekcija energije (ED) s niskom razinom energije signala primarnog korisnika (PU) na mjestu sekundarnog korisnika (SU) te sa smanjenim vjerojatnostima pogrešnog alarma na najniže vrijednosti, rezultirat će sa smanjenjem vjerojatnosti detekcije (slike 6.4-6.6, 6.7b, 6.9, 6.11, 6.12). Međutim, za detekciju energije (ED) s višim faktorom dinamičkog praga detekcije ( $\rho' = 1,03$ ), slika 6.14. prikazuje veću vjerojatnost detekcije za istu vjerojatnost pogrešnog alarma, omjera snage signala i šuma (SNR-a) i signale na koje utječe ista nesigurnost snage šuma (NU). Ovo dodatno dokazuje važnost prilagodbe praga detekcije (DT), koja može poboljšati proces detekcije energije (ED) za bilo koju vrijednost zahtijevane vjerojatnosti pogrešnog alarma u slučaju pristupa detekcije energije temeljenog na načelu konstantne brzine pogrešnog alarma (CFAR). Utjecaj različitih iznosa omjera snage signala i šuma (SNR-a) na vjerojatnost detekcije za kombinirane RA-MA sustave koji odašilju različitim snagama odašiljanja, pokazan je na slici 6.15 a-d. Rezultati za svaku od četiri simulacije dobiveni su s jednakom varijacijom nesigurnosti snage šuma ( $\rho = 1,02$ ), istim brojem uzorka ( $N = 128$ ) i faktorom dinamičkog praga detekcije ( $\rho' = 1,01$ ). Na slici 6.15 a-d može se vidjeti da kombinacija veće snage odašiljanja i veće vjerojatnosti pogrešnog alarma, povećava vjerojatnost detekcije za bilo koju OFDM konstelaciju modulacije. Ipak, mora se uzeti u obzir da povećanje vjerojatnosti pogrešnog alarma, povećava mogućnost pogrešnih odluka sekundarnog korisnika (SU) u procesu detekcije energije (ED). Iz tog razloga, mora se napraviti odgovarajući kompromis između snage odašiljanja i maksimalne vjerojatnosti pogrešnog alarma u slučaju pristupa detekcije energije (ED) temeljenog na konstantnoj brzini pogrešnog alarma (CFAR). Dodatno, slike 6.15 a-d pokazuju SNR prag ispod kojeg pouzdana detekcija signala primarnog korisnika (PU) nije izvediva. Prema slici 6.15 a-d, SNR prag će biti niži za signale koji se prenose s većom snagom odašiljanja (-5 dB za snagu odašiljanja (Tx) od 100 mW u usporedbi s -25dB za snagu odašiljanja od 15 W) i detektiraju s nižim vjerojatnostima pogrešnog alarma (CFAR).





Slika 6.15. Odnos vjerojatnosti detekcije i omjera snage signala i šuma (SNR-a) za različite vjerojatnosti pogrešnog alarma u kombiniranim RA-MA sustavima za primarnog korisnika (PU) koji se odašilje sa snagom od: (a) 0,1 W; (b) 1 W; (c) 10 W i (d) 15 W

Upravo zato u kombiniranim RA-MA sustavima, ako je vrijednost vjerojatnosti pogrešnog alarma postavljena na više vrijednosti, OFDM signali koji se prenose višom snagom odašiljanja primarnog korisnika (PU), mogu se detektirati pri nižim vrijednostima omjera snage signala i šuma (SNR-a), ako je vrijednost vjerojatnosti pogrešnog alarma postavljena na više vrijednosti.

## 7. ALGORITMI ZA PROVOĐENJE PROCESA DETEKCIJE ENERGIJE U MIMO-OFDM SUSTAVIMA

Algoritmi razvijeni za simulaciju procesa detekcije energije (ED) u MIMO-OFDM kognitivnim mrežama predstavljeni su u ovom dijelu rada. Generiranje  $M \times R$  MIMO-OFDM signala koji se odašilju od strane primarnog korisnika (PU) i prijem na strani sekundarnog (SU) korisnika predstavljeno je u algoritmu 9. Proces detekcije signala primarnog korisnika temeljenog na tehnici kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC) i metodi detekcije energije opisan je u algoritmima 10, 11, 12 i 13. U narednim poglavljima, prikazani su rezultati utjecaja različitih razina dinamičkog praga detekcije i nesigurnosti snage šuma na pouzdanost detekcije energije signala primarnog korisnika za različite komunikacijske parametre, koji su ostvareni kroz provođenje brojnih simulacija.

### 7.1. Algoritam generiranja i prijema MIMO-OFDM signala

Algoritam 9 prikazuje generiranje MIMO-OFDM signala koji se koristi za procjenu performansi metode detekcije energije (ED). Algoritam omogućuje generiranje različito moduliranih MIMO-OFDM signala (QPSK, 16 QAM, i 64 QAM) za potrebe simulacija.

U liniji 1 algoritma 7, predstavljeni su ulazni parametri na temelju kojih se vrši generiranje MIMO-OFDM signala. Postavljene ulazne vrijednosti uključuju ukupni broj odašiljačkih (Tx) antena primarnog korisnika ( $M$ ), ukupni broj prijemnih (Rx) antena sekundarnog korisnika ( $R$ ), konstelaciju modulacije  $K$  (64 QAM, 16 QAM i QPSK), broj uzoraka ( $N$ ), veličinu okvira (*framelen*), duljinu cikličkog prefiksa OFDM signala (*cp\_len*), interval analiziranih vrijednosti omjera snage signala i šuma (*SNR\_loop*), broj odaslanih paketa (*packets number*), ukupan broj kanala korištenih za prijenos ( $L$ ), referencu konstelacija (*refconst*), tipove normalizacije (*type*) i snagu odašiljanja (engl. Tx power).

U linijama 3-7 algoritma 9, inicijalizira se simulirani interval omjera snage signala i šuma (linije 4-5), razina normalizacije omjera snage signala i šuma (SNR-a) na linearnoj ljestvici (linija 6) i broj paketa korištenih u simulaciji (linija 7). U linijama 8-10, generira se vektor slučajnih podataka za K-PSK ili K-QAM modulirane signale i definira se faktor skaliranja za normalizaciju izlazne snage odašiljanja. U liniji 11 pseudokoda Algoritma 9, izvodi se proces generiranja kodiranog signala. Proces kodiranja se izvodi za  $M$  OFDM odašiljačkih grana (slika 7.1). Linija 12 prikazuje primjenu brze inverzne Fourierove transformacije (*ifft*) na svaki blok OFDM signala za  $m=M$  odašiljačkih grana (antene). Izračun i dodavanje cikličkog prefiksa

---

**Algoritam 9: Generiranje mxr MIMO OFDM signal signala**

---

1: **Input 1:** Number of transmit antennas ( $m=M$ ), number of Rx antennas ( $r=R$ ), modulation order  $K$  (QPSK, 16 QAM, 64 QAM), number of samples ( $N$ ), frame size (framelen), length of cyclic prefix (cp\_len), range of SNR simulated values (SNR\_loop), number of transmitted packets in each simulation run (packets number), the overall number of channels ( $L$ ), reference constellation (refconst), normalization type (type) and Tx power (power).

2: **Output:** Received MIMO OFDM signal (mimo\_ofdm\_received\_signal\_Mxr)

3: **Initialize: Input1**

4:       **FOR**  $i = 1: \text{SNR\_loop}$ ;

5:        $\text{SNR} = \text{SNR\_loop}(i)$ ;

6:        $\text{NPW} = 10^{(-\text{SNR}/10)}$ ;

7:       **FOR**  $i = 1: \text{packets number}$ ;

**Step 1:** Generate vector of random data points for K-PSK or K-QAM modulation

8:        $x = \text{randint}(N, \text{framelen}, K)$ ;

9:        $\text{Scale} = \text{modnorm}(\text{refconst}, \text{'type'}, \text{power})$ ;

10:        $S_{\text{Usr1}} = \text{Scale} * \text{psk}(\text{qam})\text{mod}(x, K)$ ;

**Step 2:** Perform transmission with STBCs

11:        $X = S_{\text{Usr1}}[:, \text{framelen}]$ ;

**Step 3:** Perform IFFT

12:        $S_{\text{t\_m}} = \text{ifft}(X)$ ;

**Step 4:** Compute Cyclic Prefix;

13:        $S_{\text{t\_cp\_m}} = [S_{\text{t\_m}}(\text{end-cp\_len}+1 : \text{end}, :); S_{\text{t\_m}}]$ ;

**Step 5:** Parallel to serial transformation

14:        $s_{\text{tx\_m}} = \text{reshape}(S_{\text{t\_cp\_m}}, 1, \text{framelen} * (N + \text{cp\_len}))$ ;

**Step 6:** Set channel transmission coefficients with fading

15:        $h_{\text{mr}} = 1/\text{sqrt}(2 * M * (L+1)) * \text{randn}(1, L+1)$ ;

**Step 7:** Generation of transmitted signal in multipath channel

16:        $s_{\text{rx\_r}} = 0$ ;

17: **FOR**        $l = 1:L+1$

18:        $s_{\text{rx\_r}} = s_{\text{rx\_r}} + h_{\text{mr}} * s_{\text{tx\_m}}$ ;

19: **END**

**Step 8:** Impact of noise on transmitted signal

20:        $n_{\text{r}} = (\text{NPW}/2) * \text{randn}(1, \text{length}(s_{\text{rx\_r}}))$ ;

21:        $s_{\text{rx\_r\_n}} = s_{\text{rx\_r}} + n_{\text{r}}$ ;

**Step 9:** Reception of signal at r-th branch of SU

22:       **FOR**  $r = 1:R$

23:       **FOR**  $k = 1:\text{framelen}$

24:        $S_{\text{Mxr}} = [s_{\text{rx\_r\_n}}((N + \text{cp\_len}) * (k-1) + 1 : (N + \text{cp\_len}) * k)]$ ;

25:        $S_{\text{Mxr\_cp\_r}} = S_{\text{Mxr}}(\text{cp\_len} + 1 : \text{end}, :)$ ;

26:        $S_{\text{Mxr\_f\_r}} = \text{fft}(S_{\text{Mxr\_cp\_r}})$ ;

27:       **END**

28:       **END**

**Step 10:** FFT estimation of channel matrix coefficients

29:        $h_{\text{f\_Mxr}} = \text{fft}([h_{\text{mr}} \text{zeros}(1, N - (L+1))])$ ;

**Step 11:** Reception of signal at r-th branch after OFDM demodulation

30:       **FOR**  $p = 1:N$

31:        $H = [h_{\text{f\_Mxr}}(p)]$ ;

32:        $r_{\text{p}} = [S_{\text{Mxr\_f\_r}}(p, :)]$ ;

33:        $\text{mimo\_ofdm\_received\_signal\_Mxr} = r_{\text{p}} * H$

34:       **END**

35:       **END**

36:       **END**

---

(CP) svakom OFDM bloku na svakoj odašiljačkoj (Tx) anteni izvodi se u liniji 13. Paralelno-serijska transformacija OFDM signala za prijenos preko svake antene primarnog korisnika (PU) pokazana je u liniji 14.

---

**Algoritam 10: Pseudokod procesa detekcije energije (ED) za simulaciju radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulja) temeljen na tehnici kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC) za MxR MIMO-OFDM sustav**

---

1: **INPUT:** *mimo\_ofdm\_received\_signal*  $M \times r$ , number of samples ( $N$ ), SNR<sub>loop</sub>, DT factor ( $\rho'$ ), NU factor ( $\rho$ ), noise variance ( $\sigma_n^2$ ), range of  $P_{fa}$  and number of Monte Carlo simulations ( $kk$ )

2: **OUTPUT:** Probability of detection ( $P_d$ )

3: **ON INITIALIZED** Received MIMO-OFDM signal (*mimo\_ofdm\_received\_signal*  $M \times r$ ) do:

**Step 1:** Simulation of interdependence between the detection probability ( $P_d$ ) and false alarm probability ( $P_{fa}$ )

4: set  $kk =$  number of Monte Carlo simulations

5: set  $P_{fa} =$  probability of false alarm in interval  $[0,1]$

6: **FOR**  $p = 1:\text{length}(P_{fa})$

7:  $il = 0;$

8: **FOR**  $i = 1:10,000;$

**Step 2:** Modeling the impact of NU on the received signal

9: Noise uncertainty ( $\rho > 1.00$ ) =  $\text{sqr}t(\sigma_{w_r}^2(n) > 1.00) \cdot \text{randn}(1, \text{framelen});$

10: *received\_signal*  $M \times r =$  *mimo\_ofdm\_received\_signal*  $M \times r +$  Noise uncertainty;

**Step 3:** Calculation of energy of received signal based on SLC method

11: **REPEATE FOR**  $r = 1:R$

12:  $\text{energy\_calc\_r} = \text{abs}(\text{received\_signal\_M} \times r).^2;$

13: **END**

**Step 4:** Test statistic calculation (based on (67))

14: **FOR**  $r = 1:R$

15:  $\text{test\_stat} = \text{sum}(\text{energy\_calc\_r});$

16: **END**

**Step 5:** Threshold evaluation (based on (83))

17:  $\text{thresh}(p) = ((q\text{funcinv}(P_{fa}(p)) \cdot p / \text{sqr}t(N)) + \rho) / \rho';$

**Step 6:** Decision making process (based on (68))

18: **IF** ( $\text{test\_stat} \geq \text{thresh}(p)$ );

19:  $il = il + 1;$

20: **END**

21: **END**

22:  $P_d(p) = il/kk;$

23: **END**

24: **UNTIL**  $P_d = [0,1]$

---

Modeliranje ponašanja bežičnog kanala u smislu utjecaja varijacije slabljenja signala (engl. fading) predstavljeno je u liniji 15 algoritma 9. U linijama 16-19 pokazano je generiranje MIMO-OFDM signala koji se prenosi korištenjem kodiranog signala ( $s_{rx_r}$ ) u višestaznom (engl. multipath) radio kanalu. Linije 20-21 predstavljaju modeliranje utjecaja prosječnog bijelog Gauss-ovog šuma AWGN ( $n_r$ ) na odaslane signale ( $s_{rx_r_n}$ ). Prijem MIMO-OFDM signala na mjestu sekundarnog korisnika za  $r=R$  prijemnih (Rx) grana modeliran je u linijama 22 – 28 (slika 7.1). Prijem signala pokazan je u liniji 22, za svaku prijemnu (Rx) antenu i za svaki OFDM simbol u liniji 23. Prijem signala uključuje serijsko-paralelnu pretvorbu (modeliran u liniji 24), uklanjanje cikličkog prefiksa (CP) (modeliran u liniji 25) i izvođenje brze Fourierove transformacije ( $fft$ ) primljenog signala (modelirano u liniji 26). U liniji 29 izvodi se izračun različitih koeficijenata prijenosa matrice kanala  $H$  ( $h_f_{M \times r}$ ).

Ovisno o ukupnom broju uzoraka ( $p=1:N$ ), u liniji 30 izvršen je prijem signala za svaki od  $N$

---

**Algoritam 11: Pseudokod procesa detekcije energije (ED) za simulaciju međuovisnosti omjera snage signala i šuma (SNR) o vjerojatnosti detekcije temeljen na tehnici kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC) za MxR MIMO-OFDM sustav.**

---

1: **INPUT:** *mimo\_ofdm\_received\_signal\_Mxr*, number of samples ( $N$ ), SNR\_loop, DT factor ( $\rho'$ ), NU factor ( $\rho$ ), noise variance ( $\sigma_{n_i}^2$ ), range of  $P_{fa_i}$  and number of Monte Carlo simulations ( $kk$ )

2: **OUTPUT:** Probability of detection ( $P_{d_i}^{NUDT}$ )

3: **ON INITIALIZED** Received MIMO-OFDM signal (*mimo\_ofdm\_received\_signal\_Mxr*) do:

**Step 1:** Simulation of detection probability ( $P_d$ ) vs. SNR based on (102)

4: set  $kk$  = number of Monte Carlo simulations

5: set SNR\_loop = signal to noise ratio [-25, 10]

6: **FOR**  $p = 1:\text{length}(\text{SNR\_loop})$

7:  $il = 0$ ;

8: **FOR**  $i = 1:10,000$ ;

**Step 2:** Modeling the impact of NU on the received signal

9: Noise uncertainty ( $\rho > 1.00$ ) =  $\text{sqrt}(\sigma_{w_r}^2(n) > 1.00) \cdot \text{randn}(1, \text{framelen})$ ;

10: *received\_signal\_Mxr* = *mimo\_ofdm\_received\_signal\_Mxr* + Noise uncertainty;

**Step 3:** Received signal energy calculation based on SLC

11: **REPEATE FOR**  $r = 1:R$

12:  $\text{energy\_calc\_r} = \text{abs}(\text{received\_signal\_Mxr}).^2$ ;

13: **END**

**Step 4:** Test statistic calculation based on combining energies of  $R$  signals (based on (67))

14: **FOR**  $r = 1:R$

15:  $\text{test\_stat} = \text{sum}(\text{energy\_calc\_r})$ ;

16: **END**

**Step 5:** Threshold evaluation (based on (100))

17:  $\text{thresh}(p) = ((\text{qfuncinv}(P_{fa}(p)) \cdot \rho / \text{sqrt}(N)) + \rho) / \rho'$ ;

**Step 6:** Decision making process based on (56)

18: **IF** ( $\text{test\_stat} \geq \text{thresh}(p)$ );

19:  $il = il + 1$ ;

20: **END**

21: **END**

**Step 7:** Monte Carlo simulation-determining  $P_d$  (based on (102))

22:  $P_d(p) = il/kk$ ;

23: **END**

24: **UNTIL**  $P_d = [0, 1]$

---

uzoraka. U liniji 31 izračun matrice kanala  $H$  temelji se na koeficijentima prijenosa  $h_{f\_M \times r}$ , i to se izvodi za svaki uzorak  $N$ . Dodatno, za svaki uzorak  $N$  signal na svakoj prijemnoj ( $R_x$ ) anteni ( $S_{M \times r\_f\_r}$ ) je modeliran u liniji 32 (slika 7.1). Konačno, linija 33 pokazuje izračun konačnog  $M \times r$  OFDM signala primljenog na svakoj od  $R$  antena sekundarnog korisnika (*mimo\_ofdm\_received\_signal\_Mxr*). Ovaj signal se koristi kao ulazni signal za algoritme 10, 11, 12 i 13.

## 7.2. Algoritmi detekcije energije signala u MIMO-OFDM sustavu temeljeni na kombiniranom kvadriranom zakonu

U prvom retku algoritama 10 i 11, predstavljeni su ulazni parametri koji se koriste za simulaciju procesa detekcije energije. Parametri uključuju primljeni MIMO-OFDM signal

(*mimo\_ofdm\_received\_signal<sub>M×r</sub>*), broj uzoraka ( $N$ ), SNR interval (*SNR\_loop*), faktor nesigurnosti snage šuma ( $\rho$ ), faktor dinamičkog praga detekcije ( $\rho'$ ), varijancu šuma ( $\sigma_{w_r}^2$ ), raspon vjerojatnosti pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ) i ukupan broj Monte Carlo simulacija ( $kk$ ). MIMO-OFDM signal (*mimo\_ofdm\_received\_signal<sub>M × r</sub>*) u liniji 1 algoritama 8 i 9 predstavlja primljeni signal na svakoj od  $R$  prijemnih (Rx) antena (slika 7.1).

U recima 4 – 8 algoritama 10 i 11, definiran je i ukupan broj Monte Carlo simulacija za određenu vjerovatnost pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ) (algoritam 10) i interval omjera snage signala i šuma SNR (algoritam 11). U retku 9 definirana je razina nesigurnosti snage šuma (NU) u obliku faktora nesigurnosti snage šuma ( $\rho > 1,00$ ), a u liniji 10 modeliran je utjecaj definirane razine nesigurnosti snage šuma (NU) na primljeni MIMO signal za svaku prijemnu (Rx) granu. Recima 11 – 16 modeliraju proces detekcije energije (ED) primljenog MIMO signala temeljen na tehnici kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC). Energija primljenog signala na svakoj pojedinoj prijemnoj (Rx) grani (anteni) izračunava se u recima 11 – 12 (slika 7.1) prema relaciji (67). Kombiniranje energija primljenih signala na svakoj od  $R$  prijemnih (Rx) antena izvodi se u recima 14 – 15. Rezultat ovog procesa predstavlja testnu statistiku MIMO-OFDM signala (*test\_stat*) primljenu na mjestu sekundarnog korisnika (slika 7.1).

Dobivena test statistika (*test\_stat*) u retku 15 predstavlja ukupnu energiju signala primljenog na mjestu sekundarnog korisnika (slika 7.1). Izračunata test statistika dalje je korištena u procesu odlučivanja o procjeni zauzetosti spektra. Procjena praga detekcije (DT) izvršena je u koraku 5 (linija 17). Odabir optimalnog praga detekcije (DT) definiran je uključivanjem faktora dinamičkog praga detekcije ( $\rho'$ ) u proces prilagodbe razine praga detekcije (DT). U koraku šest (linije 18 – 20) algoritama 10 i 11, postupak odlučivanja o prisutnosti ili odsutnosti primarnog korisnika (PU) proveden je prema relaciji (68).

Ako je testna statistika primljenog signala dobivena u koraku 4 veća ili ista kao postavljeni prag detekcije (DT) u koraku pet, licencirani primarni korisnik (PU) odašilje i zauzima spektar, čineći hipotezu  $H_1$  valjanom. Nadalje, ako je testna statistika primljenog signala na mjestu sekundarnog korisnika (SU) niža od praga, licencirani korisnik (PU) je odsutan i hipoteza  $H_0$  je potvrđena. Kroz seriju Monte Carlo simulacija izvedenih u koraku sedam algoritma 10, izračun vjerojatnosti detekcije je obavljen kako bi se odredile vjerojatnosti pogrešnog alarma u rasponu od  $[0, 1]$ .

Stoga se izlaz algoritma 10 generira u obliku vjerojatnosti detekcije za raspon vjerojatnosti

---

**Algoritam 12: Pseudokod procesa detekcije energije (ED) za simulaciju radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulja) temeljen na tehnici kombiniranja kvadriranih prijernih signala (SLC) za MxR MIMO-OFDM sustav u okruženjima s različitim iznosima dinamičkog praga detekcije (DDT) i nesigurnosti snage šuma (NU).**

---

1: **INPUT:** MIMO\_OFDM\_M  $\times$  r, noise variance ( $\sigma_w^2$ ), number of sampling points (N), probability of false alarm ( $P_{fa}$ ), number of Monte Carlo simulations(pp), SNR simulation range (SNR), length of the MIMO-OFDM data (mimo\_ofdm\_len), DDT factor ( $\rho'$ ), and NU factor ( $\rho$ ),

2: **OUTPUT:** Detection probability impacted by DT adjustment ( $P_d^{DT}$ ) and Detection probability impacted by NU and DT adjustment ( $P_d^{NUDT}$ )

3: **ON INITIALIZED:** MIMO-OFDM signal (MIMO\_OFDM\_M  $\times$  r) do:

**Step 1:** Execution of Detection probability impacted by DT adaptations ( $P_d^{DT}$ ) and Detection probability impacted by DT adaptations and NU ( $P_d^{NUDT}$ ) vs. SNR using (90), and (102)

4: set kk = number of Monte Carlo simulations

5: set  $P_{fa}$  = probability of false alarm [0, 1]

6: **FOR** b = 1:length( $P_{fa}$ )

7: j1 = 0; j2 = 0;

8: **FOR** pp = 1:10,000;

**Step 2:** Modeling AWGN noise with variance  $\sigma_{w_r}^2(n)$

9: Noise\_DDT ( $\rho=1.00, \rho'>1.00$ ) =  $\text{sqrt}(\sigma_{w_r}^2(n) = 1.00) \cdot \text{randn}(1, \text{mimo\_ofdm\_len})$ ;

10: Noise\_NUDDT ( $\rho>1.00, \rho'>1.00$ ) =  $\text{sqrt}(\sigma_{w_r}^2(n) > 1.00) \cdot \text{randn}(1, \text{mimo\_ofdm\_len})$ ;

**Step 3:** Estimation of received signal y(t)

11: finall\_OFDM\_M  $\times$  r\_DDT = MIMO\_OFDM\_M  $\times$  r + Noise\_DT;

12: finall\_OFDM\_M  $\times$  r\_NUDDT = MIMO\_OFDM\_M  $\times$  r + Noise\_NUDDT;

**Step 4:** Energy estimation of received signal using SLC concept

13: **REPEATE FOR** r= 1:R

14: energy\_calculation\_DDT =  $\text{abs}(\text{finall\_OFDM\_M } \times \text{ r\_DT})^2$ ;

15: energy\_calculation\_NUDDT =  $\text{abs}(\text{finall\_OFDM\_M } \times \text{ r\_NUDT})^2$ ;

16: **END**

**Step 5:** Estimation of test statistics based on mixing energies of R signals using (67)

17: **FOR** r= 1:R

18: test\_statistic\_DDT =  $\text{sum}(\text{energy\_calculation\_DDT})$ ;

19: test\_statistic\_NUDDT =  $\text{sum}(\text{energy\_calculation\_NUDDT})$ ;

20: **END**

**Step 6:** Threshold estimation using (88), and (100))

21: threshold\_DDT (b) =  $((q\text{funcinv}(P_{fa}) ./ \text{sqrt}(N)) + 1) ./ \rho'$ ;

22: threshold\_NUDDT (b) =  $((q\text{funcinv}(P_{fa}) \cdot \rho ./ \text{sqrt}(N)) + \rho) ./ \rho'$ ;

**Step 7:** Making a final decision by using (68)

23: **IF** (test\_statistic\_DDT  $\geq$  threshold\_DDT);

24: j1 = j1 + 1;

25: **END**

26: **IF** (test\_statistic\_NUDDT  $\geq$  threshold\_NUDDT);

27: j2 = j2 + 1;

28: **END**

29: **END**

**Step 8:** Evaluation  $P_d^{NU}$ ,  $P_d^{DT}$  and  $P_d^{NUDT}$  using Monte Carlo simulation (based on (66))

30:  $P_{d\_DDT}(b) = i1/pp$ ;

31:  $P_{d\_NUDDT}(b) = i2/pp$ ;

32: **END**

33: **UNTIL**  $P_d^{NU}, P_d^{DT}, P_d^{NUDT} = [0, 1]$

---

pogrešnog alarma i odgovarajućih radnih parametara korištenih u simulaciji. Nadalje, kroz seriju Monte Carlo simulacija pokazanih u koraku 7 algoritma 10, izračun vjerojatnosti detekcije je izveden za različite vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a) u rasponu

---

**Algoritam 13: Pseudokod za simulaciju međuovisnosti omjera snage signala i šuma (SNR-a) o vjerojatnosti detekcije temeljen na tehnici kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC) za MxR MIMO-OFDM sustav u okruženjima s različitim iznosima dinamičkog praga detekcije (DDT) i nesigurnosti snage šuma (NU)**

---

1: **INPUT:** MIMO\_OFDM\_M  $\times$  r, noise variance ( $\sigma_w^2$ ), number of sampling points (N), probability of false alarm ( $P_{fa}$ ), number of Monte Carlo simulations(pp), SNR simulation range (SNR), length of the MIMO-OFDM data (mimo\_ofdm\_len), DDT factor ( $\rho'$ ), and NU factor ( $\rho$ ),

2: **OUTPUT:** Detection probability impacted by DT adjustment ( $P_d^{DDT}$ ) and Detection probability impacted by NU and DT adjustment ( $P_d^{NUDDT}$ )

3: **ON INITIALIZED:** MIMO-OFDM signal (MIMO\_OFDM\_M  $\times$  r) do:

**Step 1:** Execution of Detection probability impacted by DT adaptations ( $P_d^{DDT}$ ) and Detection probability impacted by DT adaptations and NU ( $P_d^{NUDDT}$ ) vs. SNR using (90), and (102)

4: set kk = number of Monte Carlo simulations

5: set  $P_{fa}$  = probability of false alarm [0, 1]

6: **FOR** b = 1:length (SNR)

7: j1 = 0; j2 = 0;

8: **FOR** pp = 1:10, 000;

**Step 2:** Modeling AWGN noise with variance  $\sigma_w^2(n)$

9: Noise\_DDT ( $\rho=1.00, \rho'>1.00$ ) =  $\text{sqrt}(\sigma_w^2(n) = 1.00) \cdot \text{randn}(1, \text{mimo\_ofdm\_len})$ ;

10: Noise\_NUDDT ( $\rho>1.00, \rho'>1.00$ ) =  $\text{sqrt}(\sigma_w^2(n) > 1.00) \cdot \text{randn}(1, \text{mimo\_ofdm\_len})$ ;

**Step 3:** Estimation of received signal y(t)

11: finall\_OFDM\_M  $\times$  r\_DDT = MIMO\_OFDM\_M  $\times$  r + Noise\_DT;

12: finall\_OFDM\_M  $\times$  r\_NUDDT = MIMO\_OFDM\_M  $\times$  r + Noise\_NUDDT;

**Step 4:** Energy estimation of received signal using SLC concept

13: **REPEATE FOR** r= 1:R

14: energy\_calculation\_DDT =  $\text{abs}(\text{finall\_OFDM\_M } \times \text{ r\_DT})^2$ ;

15: energy\_calculation\_NUDDT =  $\text{abs}(\text{finall\_OFDM\_M } \times \text{ r\_NUDDT})^2$ ;

16: **END**

**Step 5:** Estimation of test statistics based on mixing energies of R signals using (67)

17: **FOR** r= 1:R

18: test\_statistic\_DDT =  $\text{sum}(\text{energy\_calculation\_DDT})$ ;

19: test\_statistic\_NUDDT =  $\text{sum}(\text{energy\_calculation\_NUDDT})$ ;

20: **END**

**Step 6:** Threshold estimation using (88), and (100))

21: threshold\_DDT (b) =  $((q\text{funcinv}(P_{fa})/\text{sqrt}(N))+ 1)/\rho'$ ;

22: threshold\_NUDDT (b) =  $((q\text{funcinv}(P_{fa}) \cdot \rho/\text{sqrt}(N))+ \rho)/\rho'$ ;

**Step 7:** Making a final decision by using (68)

23: **IF** (test\_statistic\_DDT  $\geq$  threshold\_DDT);

24: j1 = j1 + 1;

25: **END**

26: **IF** (test\_statistic\_NUDDT  $\geq$  threshold\_NUDDT);

27: j2 = j2 + 1;

28: **END**

29: **END**

**Step 8:** Evaluation  $P_d^{NU}$ ,  $P_d^{DDT}$  and  $P_d^{NUDDT}$  using Monte Carlo simulation (based on (66))

30:  $P_d\_DDT$  (b) = i1/pp;

31:  $P_d\_NUDDT$  (b) = i2/pp;

32: **END**

33: **UNTIL**  $P_d^{NU}$ ,  $P_d^{DDT}$ ,  $P_d^{NUDDT} = [0, 1]$

---

od -25 – 25dB. Stoga se izlaz algoritma 9 generira u obliku vjerojatnosti detekcije za raspon vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a) i odgovarajućih radnih parametara korištenih u simulacijama.



### 7.3. Algoritmi detekcije energije signala u MIMO-OFDM sustavu pod utjecajem nesigurnosti snage šuma i praga detekcije

Ulazni parametri korišteni u procjeni utjecaja različitih razina prilagodbe dinamičkog praga detekcije (DDT) i nesigurnosti snage šuma (NU) na učinkovitost procesa detekcije energije (ED) koja koristi tehniku kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC), postavljeni su u prvom retku algoritama 12 i 13. Parametri su varijanca šuma ( $\sigma_{w_r}^2(n)$ ), primljeni MIMO-OFDM signal ( $MIMO\_OFDM\_M \times r$ ), ukupni broj točaka uzorkovanja ( $N$ ), duljina MIMO-OFDM podataka ( $mimo\_ofdm\_len$ ), vjerojatnosti pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ), broj Monte Carlo simulacije ( $pp$ ), raspon simuliranih vrijednosti SNR-a ( $SNR$ ), faktori nesigurnosti snage šuma ( $\rho$ ) i dinamičkog praga detekcije ( $\rho'$ ).

MIMO-OFDM signal ( $MIMO\_OFDM\_M \times r$ ) predstavlja signal primljen na antenama  $R$  prijemnih (Rx) lanaca sekundarnog korisnika (SU). Ovaj signal se generira za različite tipove modulacije, snaga odašiljanja (Tx) primarnog korisnika (PU), broja prijemnih (Rx) antena sekundarnog korisnika (SU) i predajnih (Tx) radio-frekvencijskih krugova (antena) primarnog korisnika (PU) i broja uzoraka ( $N$ ) korištenih u procesu detekcije energije (ED). U simuliranim MIMO-OFDM sustavima, primljeni signal ( $MIMO\_OFDM\_M \times r$ ) koristi se kao ulazni signal za procjenu performansi metode detekcije energije (ED), korištenjem tehnike kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC).

Tablica 7.1. Parametri korišteni u simulaciji procesa detekcije energije (ED) u MIMO-OFDM sustavima

Parametar	Iznos
Tip signala PU	OFDM
Broj odašiljačkih antena	1-4
Broj prijemnih antena	1-6
Modulacija	QPSK, 16 QAM, 64 QAM
Šum u kanalu	AWGN
Količina uzoraka $N$ (FFT)	128, 256, 512, 1024
Raspon SNR-a na mjestu SU (dB)	-25 - 25
Raspon vjerojatnosti detekcije i pogrešnog alarma	0 - 1
Broj Monte Carlo iteracija/simulacija	10,000
Varijanca šuma $\sigma_{w_r}^2$ za DDT ( $\rho = 1,00, \rho' > 1,00$ )	1,00
Varijanca šuma $\sigma_{w_r}^2$ za NU ( $\rho > 1,00, \rho' = 1,00$ )	1,01
Varijanca šuma $\sigma_{w_r}^2$ za NU i DDT	1,01
NU faktor $\rho$	1,00; 1,02; 1,03; 1,05
DDT faktor $\rho'$	1,00; 1,02; 1,03; 1,05
Vjerojatnosti pogrešnog alarma	0,01; 0,1; 0,2

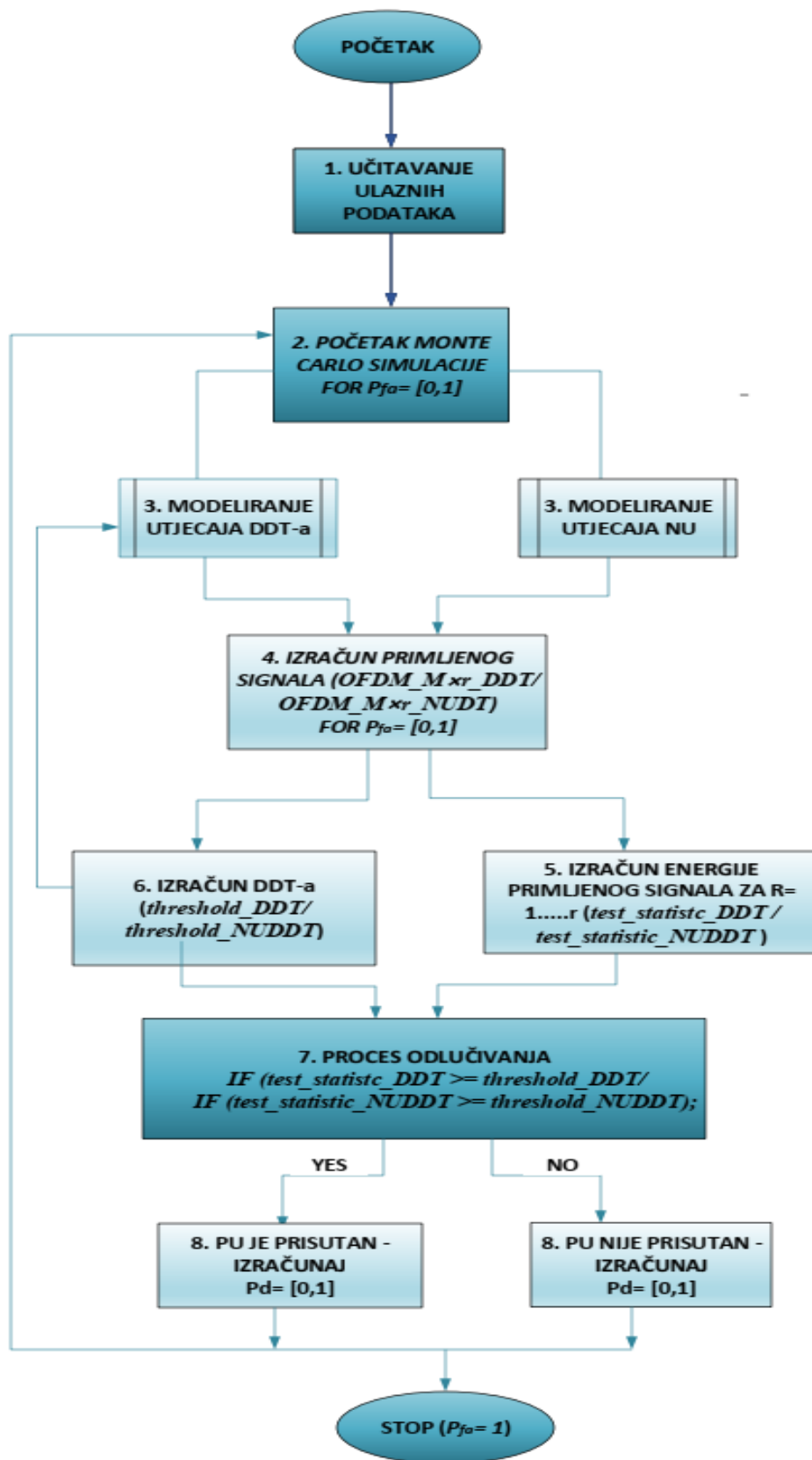
U tablici 7.1. pokazane su točne vrijednosti parametara korištenih u simulacijama. U recima 4 – 8 postavljen je ukupni broj Monte Carlo simulacija. Monte Carlo simulacije izvode se za raspon vjerovatnosti pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ) [0-1] u algoritmu 12 (tablica 7.1.), dok se u algoritmu 13 Monte Carlo simulacija izvodi za raspon različitih vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR –a) (tablica 7.1.).

U recima 9 – 10 (korak 2 algoritama 12 i 13), generira se prosječni bijeli Gauss-ov šum (AWGN) šum sa srednjom vrijednošću jednakom nuli i varijancom  $\sigma_{w_r}^2$ . Odabrane vrijednosti varijance šuma tipične su za realna okruženja u bežičnim komunikacijskim sustavima (tablica 7.1.).

Reci 11 – 12 (korak 3) predstavljaju detekciju energije (ED) dviju vrsta očitanih signala tijekom procesa detekcije korištenjem tehnike kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC). Prvi primljeni signal (*finall\_OFDM\_Mxr\_DT*) je MIMO-OFDM signal detektiran s prilagodbama praga detekcije (DT) ( $\rho' > 1,00$ ) i bez utjecaja varijacija šuma ( $\rho = 1,00$ ) na proces detekcije energije (ED). Drugi primljeni signal (*finall\_OFDM\_Mxr\_NUDDT*) je MIMO-OFDM signal, detektiran primjenom podešavanja praga detekcije (DT) ( $\rho' > 1,00$ ) i utjecajem nesigurnosti snage šuma ( $\rho > 1,00$ ) na proces detekcije energije (ED). U linijama 13 – 16 (korak 4), izvodi se izračun energije signala nakon procesa kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC) za svaku vrstu očitanoog signala (*energy\_calculation\_DDT* i *energy\_calculation\_NUDDT*). Test statistika, odnosno (energijska) procjena za signale zabilježene na  $R$  prijemnim (Rx) radio-frekvencijskim krugovima (antenama) sekundarnog korisnika (SU) pokazana je u linijama 17 –20 (korak 5).

U algoritmima 12 i 13 predstavljena su dva slučaja testne statistike izračunate prema relaciji (67). Prvi je statistički test koji se izvodi za OFDM signale detektirane bez utjecaja nesigurnosti snage šuma (NU) i s prilagodbama praga detekcije (DT) (*test\_statistic\_DDT*). U drugom slučaju signali se očitavaju za simulaciju radnog okruženja u kojem se utjecaj nesigurnosti snage šuma (NU) s prilagodbama praga detekcije (DT) razmatra tijekom procesa detekcije energije (*test\_statistic\_NUDDT*).

Linije 21 – 22 algoritama 12 i 13 (korak 6) predstavljaju dva analizirana slučaja procjene praga detekcije (DT). U prvom slučaju (*threshold\_DT(b)*) procjena praga detekcije provodi se bez utjecaja nesigurnosti snage šuma (NU) i s prilagodbama praga detekcije (DT). U drugom slučaju (*threshold\_NUDDT(b)*), razmatra se utjecaj nesigurnosti snage šuma (NU) i proces detekcije energije (ED) koji iskorištava prilagodbu praga detekcije (DT). Matematički izraz



Slika 7.1. Tok izvršenja algoritma 12

za ova dva slučaja pokazan je u relacijama (88) i (100).

Konačno, proces donošenja odluka koji rezultira spoznajom o iskorištavanju frekvencijskog pojasa od strane primarnog korisnika (PU) izvršava se u linijama 23-29 (Korak 7). Proces donošenja odluka provodi se na temelju testiranja binarne hipoteze predstavljene relacijom (68). Ako je energija očitano signala veća ili jednaka postavljenom pragu, hipoteza  $H_1$  je potvrđena i signal primarnog korisnika (PU) je prisutan. Alternativno, ako je energija niža od postavljenog praga detekcije (DT), hipoteza  $H_0$  ukazuje na odsutnost primarnog korisnika (PU), i prisutnost praznina u RF spektru.

U recima 30 – 33 (korak 8), velik broj ponovljenih Monte Carlo simulacija izvršen je za raspon vrijednosti pogrešnog alarma (algoritam 12 i tablica 7.1.) i različite vrijednosti omjera snage signala i šuma (algoritam 13 i tablica 7.1.) i za svako simulacijsko okruženje procesa detekcije energije (tablica 7.1.). Za analizu utjecaja različitih razina prilagodbi nesigurnosti snage šuma (NU) i praga detekcije (DT) na izvedbu detekcije energije (ED) primjenom tehnike kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC), odabrane su različite kombinacije vrijednosti dinamičkog praga detekcije (DDT) i faktora nesigurnosti snage šuma (tablica 7.1). Tijek izvršenja algoritma 12 predstavljen je na slici 7.1.. Točnije, vrijednosti faktora dinamičkog praga detekcije (DDT) i nesigurnosti snage šuma (NU) jednake 1,03 i 1,05 predstavljaju nižu i višu razinu prilagodbi praga detekcije (DT) i nesigurnosti snage šuma (NU) u simulacijskoj analizi.

#### **7.4. Simulacijski rezultati**

U ovom odjeljku predstavljeni su parametri korišteni u simulacijama i analiza rezultata simulacija. Senzor spektra temeljen na metodi detekcije energije (ED) u MIMO-OFDM kognitivnim radijskim mrežama (CRN) simuliran je za SISO te simetrične i asimetrične MIMO sustave. Odašiljani signal je pod utjecajem varijacija nesigurnosti snage šuma (NU), a detekcija signala je izvedena na temelju prilagodbe praga detekcije (DT). Razlike između primljenih signala primarnog korisnika (PU) u pogledu snage odašiljanja, broja uzoraka, različitih tipova modulacije i ciljnih vjerojatnosti pogrešnog alarma simulirane su za SISO i MIMO koncept prijenosa.

### 7.4.1. Simulacijski program i parametri

Modeliranje procesa očitavanja spektra (SS) temeljenog na tehnici kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC) kod metode detekcije energije (ED) u MIMO-OFDM kognitivnim radijskim mrežama (CRN) i generiranje MIMO-OFDM signala provedeno je pomoću programa Matlab (verzija R2016a). Razvijeni Matlab kôd izvršen je prema pseudokodu algoritama 9, 10, 11, 12 i 13 izravno iz Matlab uređivača (*engl. editor*). U tablici 7.1. navedeni su svi parametri korišteni u simulacijama. Kao što je pokazano u tablici 7.1., u simulacijama je korišten različit broj odašiljačkih (Tx) grana primarnih korisnika (PU) i prijemnih (Rx) granama sekundarnog korisnika (SU). Također, u simulacijama su korišteni QPSK, 16 QAM, 64 QAM tipovi OFDM-a modulacija koji se često koriste u stvarnim implementacijama sustava baziranih na OFDM-u. Kao što je pokazano u tablici 7.1. u analizi je korišten različit broj uzoraka (128, 256, 512, 1024) za detekciju OFDM signala. Raspon omjera snage signala i šuma (SNR-a) primljenih signala odabranih za analizu je između -25 dB i 25 dB (tablica 7.1.). Ovaj raspon omjera snage signala i šuma (SNR-a) odgovara radnim okruženjima velikog broja komunikacijskih tehnologija koje koriste OFDM prijenos.

Tablica 7.2. Karakteristike poslužitelja korištenih za simulacijske analize

Broj Servera	CPU tip	RAM (GB)	CPU frekvencija (GHz)
Server 1	Intel(R) Core(TM)—i7 4771	8.00	3.5
Server 2	Intel(R) Core(TM)—i5 6200	4.00	2.4
Server 3	Intel(R) Core(TM)—i5 6200	8.00	2.4

U tablici 7.2. pokazani su sklopovski (*engl. hardware*) parametri poslužitelja koji se koriste za izvođenje simulacijskih algoritama. Kako bi se postigla statistička značajnost, izvršeno je 10 000 ponavljanja Monte Carlo simulacija (tablica 7.1.) za svaki od analiziranih scenarija. Primijećeno je da veći broj ponavljanja pridonosi pouzdanosti i relevantnosti dobivenih rezultata simulacije, dok također povećava i samo trajanje simulacije. Stoga ovaj broj izvedenih simulacija predstavlja kompromis između trajanja simulacije (ograničenog sklopovskim karakteristikama poslužitelja pokazanih u tablici 7.2.) i točnosti simulacije. Kako bi se simulirala realna izvedba sustava, faktori nesigurnosti snage šuma (NU) i dinamičkog praga detekcije (DDT) korišteni u simulacijama postavljeni su na 1,02, odnosno 1,01 (tablica 7.1.). Faktor nesigurnosti snage šuma (NU) od 1,02 znači da šum varira u rasponu do 2 % oko srednje

vrijednosti šuma i da faktor dinamičkog praga detekcije (DDT) od 1,01, uzima u obzir skromnu prilagodbu dinamičkog praga uzrokovanu varijacijom nesigurnosti snage šuma (NU). Za analizu utjecaja različitih razina prilagodbi praga detekcije (DT) i nesigurnosti snage šuma (NU) na izvedbu detekcije energije (ED) primjenom tehnike kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC), odabrane su različite kombinacije vrijednosti dinamičkog praga detekcije (DDT) i faktora nesigurnosti snage šuma (tablica 7.1.). Točnije, vrijednosti faktora dinamičkog praga detekcije (DDT) i nesigurnosti snage šuma (NU) jednake 1,03 i 1,05 predstavljaju nižu i višu razinu prilagodbe praga detekcije (DT) i nesigurnosti snage šuma (NU) u simulacijskoj analizi.

Tablica 7.3. prikazuje vrijeme izvršenja algoritma 9 za 48 simuliranih konfiguracija karakteriziranih odgovarajućim konfiguracijskim parametrima. Dodatno, za sve simulirane

Tablica 7.3. Vrijeme izvršenja algoritma 9 za različite simulirane MIMO-OFDM konfiguracije

Konfiguracija simulacije:			Konfiguracija simulacije:			
Br.sim.	Broj Tx/Rx antena, Tx snaga ( $P_{Tx}$ ), Vjerojatnost pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ), broj uzoraka ( $N$ ), Modulacija, NU/DDT faktor ( $\rho/\rho'$ )	Vrijeme izvršenja ( $\mu s$ )	Br.sim.	Broj Tx/Rx antena, Tx snaga ( $P_{Tx}$ ), Vjerojatnost pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ), broj uzoraka ( $N$ ), Modulacija, NU/DDT faktor ( $\rho/\rho'$ )	Vrijeme izvršenja ( $\mu s$ )	
1.	1x1, 0,1 W, 0,01, 128, QPSK, 1,02/1,01	18	29.	1x1, 0,1 W, 0,01, 128, QPSK, 1,02/1,01	15	
2.	2x2, 0,1 W, 0,01, 128, QPSK, 1,02/1,01	16	30.	1x1, 0,1 W, 0,1, 128, QPSK, 1,02/1,01	19	
3.	3x3, 0,1 W, 0,01, 128, QPSK, 1,02/1,01	18	31.	1x1, 0,1 W, 0,2, 128, QPSK, 1,02/1,01	26	
4.	4x4, 0,1 W, 0,01, 128, QPSK, 1,02/1,01	19	32.	2x2, 0,1 W, 0,01, 128, QPSK, 1,02/1,01	22	
5.	2x4, 0,1 W, 0,01, 128, QPSK, 1,02/1,01	24	33.	2x2, 0,1 W, 0,1, 128, QPSK, 1,02/1,01	28	
6.	2x4, 10 W, 0,01, 128, QPSK, 1,02/1,01	22	34.	2x2, 0,1 W, 0,2, 128, QPSK, 1,02/1,01	21	
7.	2x6, 0,1 W, 0,01, 128, QPSK, 1,02/1,01	28	35.	1x1, 0,1 W, 0,01, 128, 16 QAM, 1,02/1,01	18	
8.	2x6, 10 W, 0,01, 128, QPSK, 1,02/1,01	22	36.	2x6, 0,1 W, 0,01, 128, 16 QAM, 1,02/1,01	15	
9.	1x1, 0,1 W, 0,01, 128, QPSK, 1,02/1,01	17	37.	6x2, 0,1 W, 0,01, 128, 16 QAM, 1,02/1,01	19	
10.	1x1, 0,1 W, 0,01, 256, QPSK, 1,02/1,01	33	38.	2x4, 0,1 W, 0,01, 128, QPSK, 1,02/1,01	21	
11.	1x1, 0,1 W, 0,01, 512, QPSK, 1,02/1,01	41	39.	2x6, 0,1 W, 0,01, 128, QPSK, 1,02/1,01	22	
12.	1x1, 0,1 W, 0,01, 1024, QPSK, 1,02/1,01	61	40.	4x2, 0,1 W, 0,01, 128, QPSK, 1,02/1,01	29	
13.	2x2, 0,1 W, 0,01, 128, QPSK, 1,02/1,01	17	41.	6x2, 0,1 W, 0,01, 128, QPSK, 1,02/1,01	22	
14.	2x2, 0,1 W, 0,01, 256, QPSK, 1,02/1,01	23	<b>Konfiguracija simulacije:</b>			
15.	2x2, 0,1 W, 0,01, 512, QPSK, 1,02/1,01	34	<b>Br.sim.</b>	<b>Broj Tx/Rx antena, Tx snaga (<math>P_{Tx}</math>), Vjerojatnost pogrešnog alarma (<math>P_{fa}</math>), broj uzoraka (<math>N</math>), Modulacija, NU/DDT faktor (<math>\rho/\rho'</math>)</b>	<b>Vrijeme izvršenja (<math>\mu s</math>)</b>	
16.	2x2, 0,1 W, 0,01, 1024, QPSK, 1,02/1,01	50	42.	2x2, 1W, -25 dB, 128, QPSK, 1,02/1,01	49	
17.	1x1, 0,1 W, 0,01, 128, QPSK, 1,02/1,01	28	43.	2x2, 1 W, -10 dB, 128, QPSK, 1,02/1,01	18	
18.	1x1, 0,1 W, 0,01, 128, 16 QAM, 1,02/1,01	20	44.	2x2, 1 W, -7 dB, 128, QPSK, 1,02/1,01	34	
19.	1x1, 0,1 W, 0,01, 128, 64 QAM, 1,02/1,01	22	45.	1x1, 1 W, -15 dB, 128, QPSK, 1,02/1,01	45	
20.	2x2, 0,1 W, 0,01, 128, QPSK, 1,02/1,01	21	46.	2x2, 1 W, -15 dB, 128, QPSK, 1,02/1,01	15	
21.	2x2, 0,1 W, 0,01, 128, 16 QAM, 1,02/1,01	29	47.	2x3, 1 W, 15 dB, 128, QPSK, 1,02/1,01	28	
22.	2x2, 0,1 W, 0,01, 128, 64 QAM, 1,02/1,01	22	48.	2x4, 1W, -15 dB, 128, QPSK, 1,02/1,01	14	
23.	1x1, 0,1 W, 0,01, 128, QPSK, 1,02/1,01	14	Minimalno vrijeme izvršenja			13
24.	1x1, 10 W, 0,01, 128, QPSK, 1,02/1,01	16	Maksimalno vrijeme izvršenja			61
25.	2x2, 0,1 W, 0,01, 128, QPSK, 1,02/1,01	18	Prosječno vrijeme izvršenja			24.27
26.	2x2, 10 W, 0,01, 128, QPSK, 1,02/1,01	25	Medijalno vrijeme izvršenja			22
27.	3x3, 0,1 W, 0,01, 128, QPSK, 1,02/1,01	14				
28.	3x3, 10 W, 0,01, 128, QPSK, 1,02/1,01	13				

konfiguracije, tablica 7.3. sadrži informaciju o maksimalnim, minimalnim, srednjim i medijalnim vrijednostima vremena izvršenja algoritma 9.

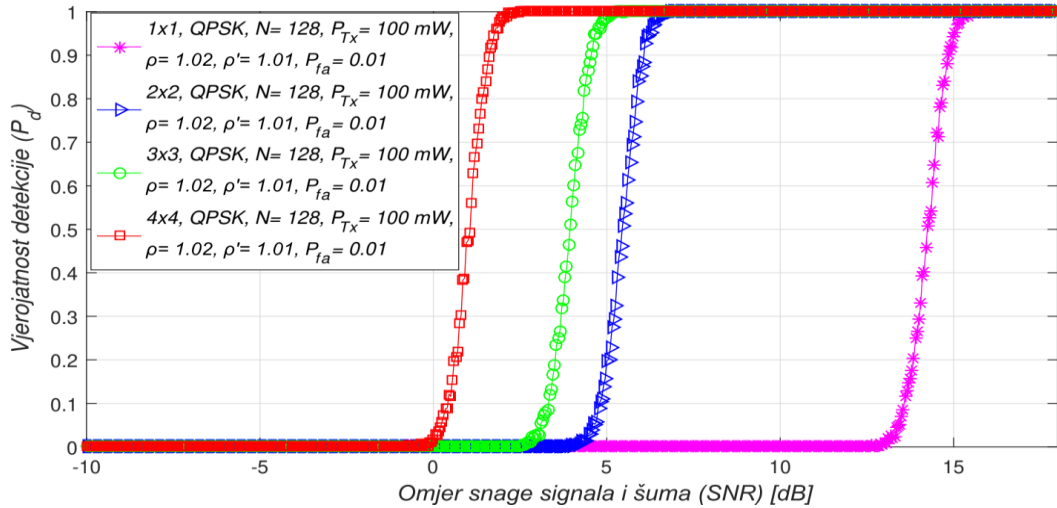
Prema podacima predstavljenim u tablici 7.3., vrijeme izvršenja algoritma 9 kretalo se od 13  $\mu$ s do 61  $\mu$ s, s prosječnim i srednjim vremenom izvršenja za svih 48 simulacijskih konfiguracija jednakim 24,27  $\mu$ s, odnosno 22  $\mu$ s. Vrijeme izvršenja simulacije je izračunato korištenjem funkcija za mjerenje vremena u programu Matlab. Na temelju dobivenih rezultata može se ustvrditi da je vrijeme izvršenja Algoritma 6 bilo brzo te da je primjereno za praktične primjene.

Vrijeme izračuna algoritma 9, koje je predstavljeno u tablici 7.3., bilo je brzo, zbog niske računске složenosti metode detekcije energije (ED) realizirane u kombinaciji s tehnikom kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC). U usporedbi s drugim istaknutim lokalnim metodama očitavanja spektra (detekcije temeljenom na valom obliku (WBD), detekciji ciklostacionarnih karakteristika signala (CFD), i detekcije na temelju podešenog filtra (MFD)), metoda detekcije energije (ED) ima najmanju računsku složenost [48]. To je posljedica većeg broja prethodnih informacija o signalu primarnog korisnika (PU), koje je u slučaju ovih metoda bilo potrebno dostaviti primarnom korisniku (PU) za izvođenje uspješnog procesa očitavanja spektra, kao što je pokazano u tablici 2.1.. Metoda detekcije energije (ED) temeljena na principima kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC), koji očitavanje spektra bazira na kombiniranju energija signala primljenih na svakoj prijemnoj (Rx) grani sekundarnog korisnika (SU), glavni je razlog za brzo izvršavanje algoritma 9.

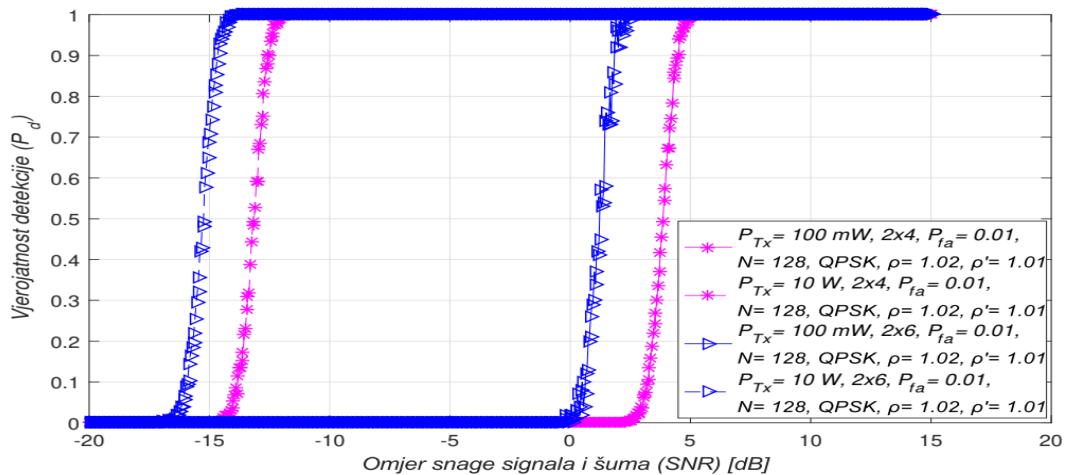
#### **7.4.2. Utjecaj SISO i MIMO prijenosa na performanse detekcije energije signala**

U ovom djelu rada predstavljen je utjecaj SISO i simetričnog MIMO sustava na performanse metode detekcije energije (ED) (slika 7.2.). Analiza je provedena za konstantnu snagu odašiljanja primarnog korisnika (PU) (0,1 W). Predstavljene rezultati dobiveni su za SISO (1x1) i različite simetrične MIMO kombinacije odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana (2x2, 3x3, 4x4), konstantan broj uzoraka OFDM signala (128) i ciljanu vjerojatnost pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ) jednaku 0,01.

Rezultati predstavljeni na slici 7.2. pokazuju da je za veće razine omjera snage signala i šuma (SNR-a), vjerojatnost detekcije povećana za bilo koju MIMO kombinaciju odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana. Vjerojatnost detekcije se smanjuje sa smanjenjem vrijednosti omjera snage signala i šuma (slika 7.2.). Međutim, kako bi se dobila veća vjerojatnost detekcije signala primarnog korisnika (PU), rezultati na slici 7.2. pokazuju da prijenos signala s



Slika 7.2. Međuovisnost vjerojatnosti detekcije i omjera snage signala i šuma (SNR-a) za SISO i različite kombinacije simetričnih MIMO Tx-Rx grana



Slika 7.3. Međuovisnost vjerojatnosti detekcije i omjera snage signala i šuma (SNR-a) za različite asimetrične MIMO kombinacije odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana i snage odašiljanja primarnog korisnika (PU)

više odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana na strani primarnog korisnika (PU) i/ili sekundarnog korisnika (SU), može poboljšati vjerojatnost detekcije.

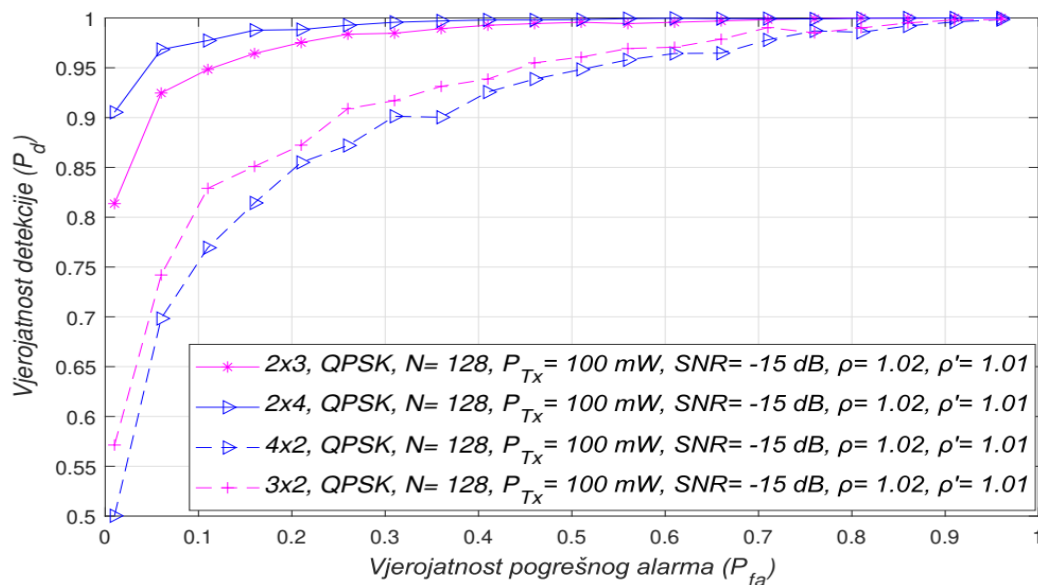
Prema predstavljenim rezultatima simulacije na slici 7.3., vjerojatnost detekcije signala primarnog korisnika (PU) bit će poboljšana za veće vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a) te veći broj grana odašiljanja/prijema na strani primarnog korisnika (PU) i sekundarnog korisnika (SU). Veći broj odašiljačkih (Tx) grana na strani primarnog korisnika (PU) i prijemnih (Rx) granama na strani sekundarnog korisnika (SU) omogućuje pouzdaniju detekciju signala zbog utjecaja raznolikosti u prijenosu i prijemu signala. To poboljšava proces detekcije energije (ED) i pridonosi povećanju vjerojatnosti detekcije signala primarnog



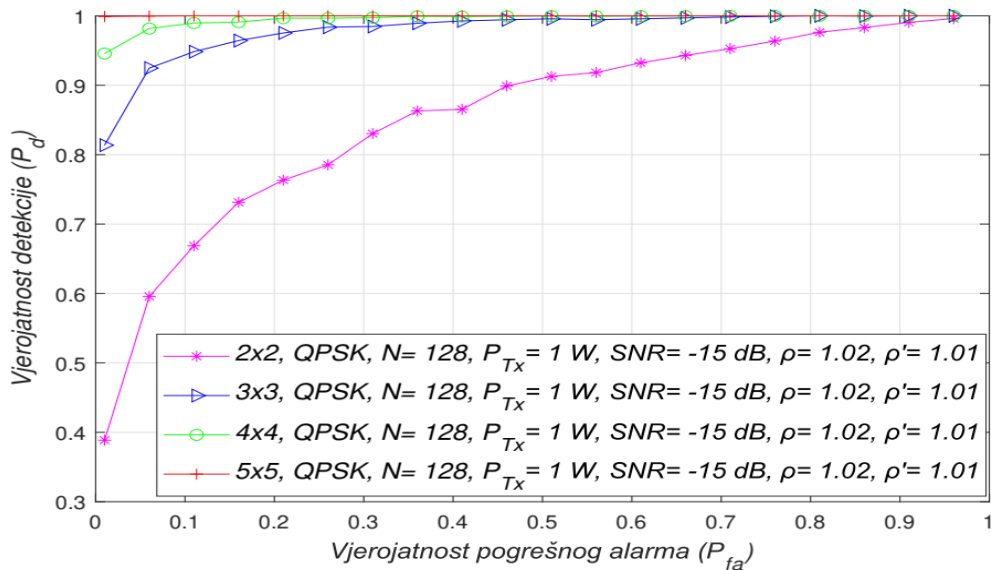
korisnika (PU), za sustave s većim brojem odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana na strani primarnog i sekundarnog korisnika.

Na slici 7.3. predstavljena je međuovisnost vjerojatnosti detekcije i omjera snage signala i šuma (SNR-a) za različite asimetrične MIMO odašiljačke - prijemne (Tx - Rx) kombinacije te snage odašiljanja primarnog korisnika (PU). Rezultati pokazuju da je za istu snagu odašiljanja i vrijednost omjera snage signala i šuma (SNR-a), vjerojatnost detekcije veća za sustave s više antena na strani prijemnika (veća vjerojatnost detekcije za 2x6 MIMO sustave u usporedbi s 2x4 MIMO sustavima). To je posljedica veće raznolikosti na prijemnoj (Rx) strani (SU) gdje veći broj Rx grana (antena) može obraditi veći broj kopija signala primarnog korisnika (PU) i njihovih pripadajućih energija. To dovodi do zaključka da veća snaga odašiljanja i veći broj antena na strani prijemnika (slika 7.3.) daje značajan doprinos povećanju vjerojatnosti detekcije u slučaju kada su faktor nesigurnosti snage šuma (NU), faktor dinamičkog praga detekcije (DDT), broj uzoraka  $N$  i ciljana vjerojatnost pogrešnog alarma  $P_{fa}$  unaprijed definirani i nepromjenjivi.

Utjecaj asimetričnih i simetričnih MIMO prijenosa na vjerojatnost detekcije predstavljen je na slikama 7.4. i 7.5.. Analiza je napravljena za QPSK modulaciju, konstantan broj uzoraka ( $N = 128$ ) i fiksnu razinu omjera snage signala i šuma (SNR-a) od  $-15$  dB. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) su dobivene za asimetrične ( $2 \times 3$ ,  $3 \times 2$ ,  $2 \times 4$  i  $4 \times 2$ ) i simetrične ( $2 \times 2$ ,  $3 \times 3$ ,  $4 \times 4$  i  $5 \times 5$ ) MIMO komunikacijske sustave i snage odašiljanja



Slika 7.4. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) za metodu detekcije energije (ED) ostvarene za asimetrične  $2 \times 3$ ,  $2 \times 4$ ,  $4 \times 2$  i  $3 \times 2$  MIMO-OFDM komunikacijske sustave



Slika 7.5. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) za metodu detekcije energije (ED) ostvarene za simetrične  $2 \times 2$ ,  $3 \times 3$ ,  $4 \times 4$  i  $5 \times 5$  MIMO-OFDM komunikacijske sustave

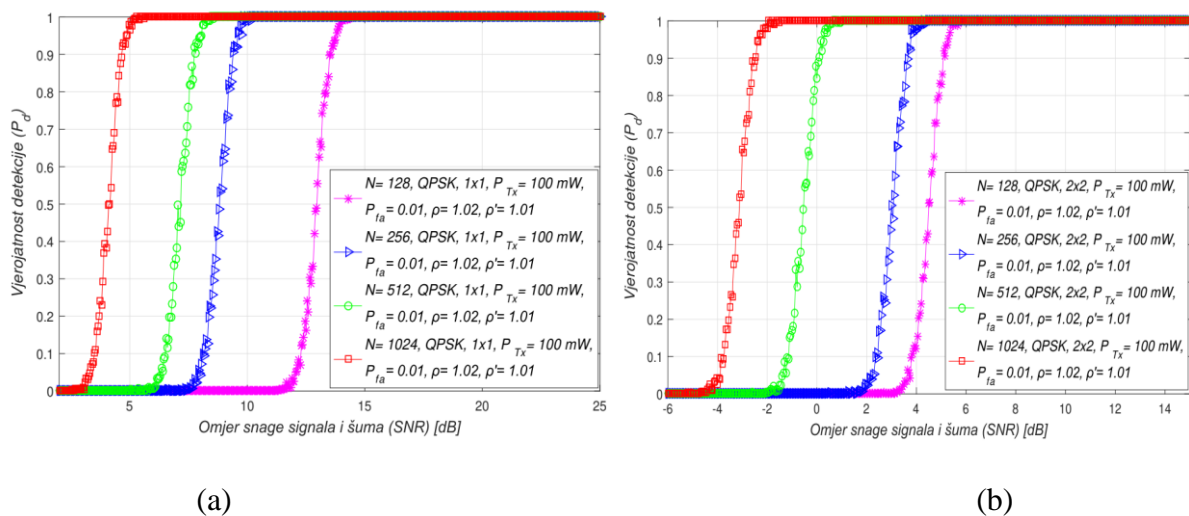
primarnog korisnika (100 mW i 1 W). Rezultati na slici 7.4. pokazuju da za iste vrijednosti vjerojatnosti pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ), vjerojatnost detekcije raste kako se povećava ukupni broj prijemnih (Rx) grana (antena) sekundarnog korisnika (SU). To je karakteristično i za simetrične i za asimetrične MIMO komunikacijske sustave. Točnije, za iste radne parametre i vjerojatnost pogrešnog alarma,  $2 \times 4$  asimetrični MIMO komunikacijski sustav imat će bolje performanse detekcije energije (ED) od  $4 \times 2$  MIMO komunikacijskog sustava (slika 7.4.). Isto se može zaključiti i za komunikacijske sustave  $2 \times 3$  i  $3 \times 2$  MIMO (slika 7.4.). Osim toga,  $5 \times 5$  simetrični MIMO komunikacijski sustav imat će bolju vjerojatnost detekcije u usporedbi s  $4 \times 4$ ,  $3 \times 3$  ili  $2 \times 2$  MIMO komunikacijskim sustavima (slika 7.4.).

To dovodi do zaključka da veći broj prijemnih (Rx) radio frekvencijskih grana (antena) na strani sekundarnog korisnika (SU), više doprinosi poboljšanju procesa detekcije energije (ED). To je posljedica činjenice da sekundarni korisnik (SU) s većim brojem prijemnih (Rx) grana (antena), može obraditi veći broj kopija signala primarnog korisnika (PU) i time poboljšati performanse detekcije energije (ED) sekundarnog korisnika (SU). To je uglavnom zbog koncepta detekcije energije (ED) koji se temelji na tehnici kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC). Budući da se tehnika kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC) ostvaruje kombiniranjem energije primljenih signala na svakoj prijemnoj (Rx) radio-frekvencijskoj grani sekundarnog korisnika (kao što je pokazano u algoritmima 10, 11, 12, 13, i na slici 7.1.), veći broj prijemnih (Rx) grana (antena) imat će pozitivan utjecaj na učinkovitost

detekcije energije (slike 7.4. i 7.5.). Stoga energija kombinirana iz više grana (antena) može dati bolji doprinos procesu detekcije energije (ED), od energije kombinirane iz manje grana (antena). To dovodi do zaključka da se proces detekcije energije (ED) može poboljšati u budućnosti implementacijom uređaja koji će na stani sekundarnog korisnika (SU) imati veći broj prijemnih (Rx) radio-frekvencijskih grana (antena) od dosadašnjih standardnih skolpovskih konfiguracija sekundarnih korisnika.

Nadalje, slike 7.4. i 7.5. pokazuju da povećanjem vjerojatnosti pogrešnog alarma, povećava se vjerojatnost detekcije za bilo koju konfiguraciju odašiljačkih (Tx) – prijemnih (Rx) grana (antena). Ovo povećanje vjerojatnosti pogrešnog alarma može dovesti do mogućih pogrešnih odluka koje donosi sekundarni korisnik (SU) uključen u proces detekcije energije (ED). Optimalan kompromis između broja odašiljačkih (Tx) – prijemnih (Rx) grana i vjerojatnosti pogrešnog alarma stoga može spriječiti donošenje pogrešnih odluka tijekom procesa detekcije energije, što doprinosi boljoj izvedbi detekcije energije (ED).

### 7.4.3. Utjecaj broja uzoraka na izvedbe detekcije energije signala u MIMO-OFDM sustavima



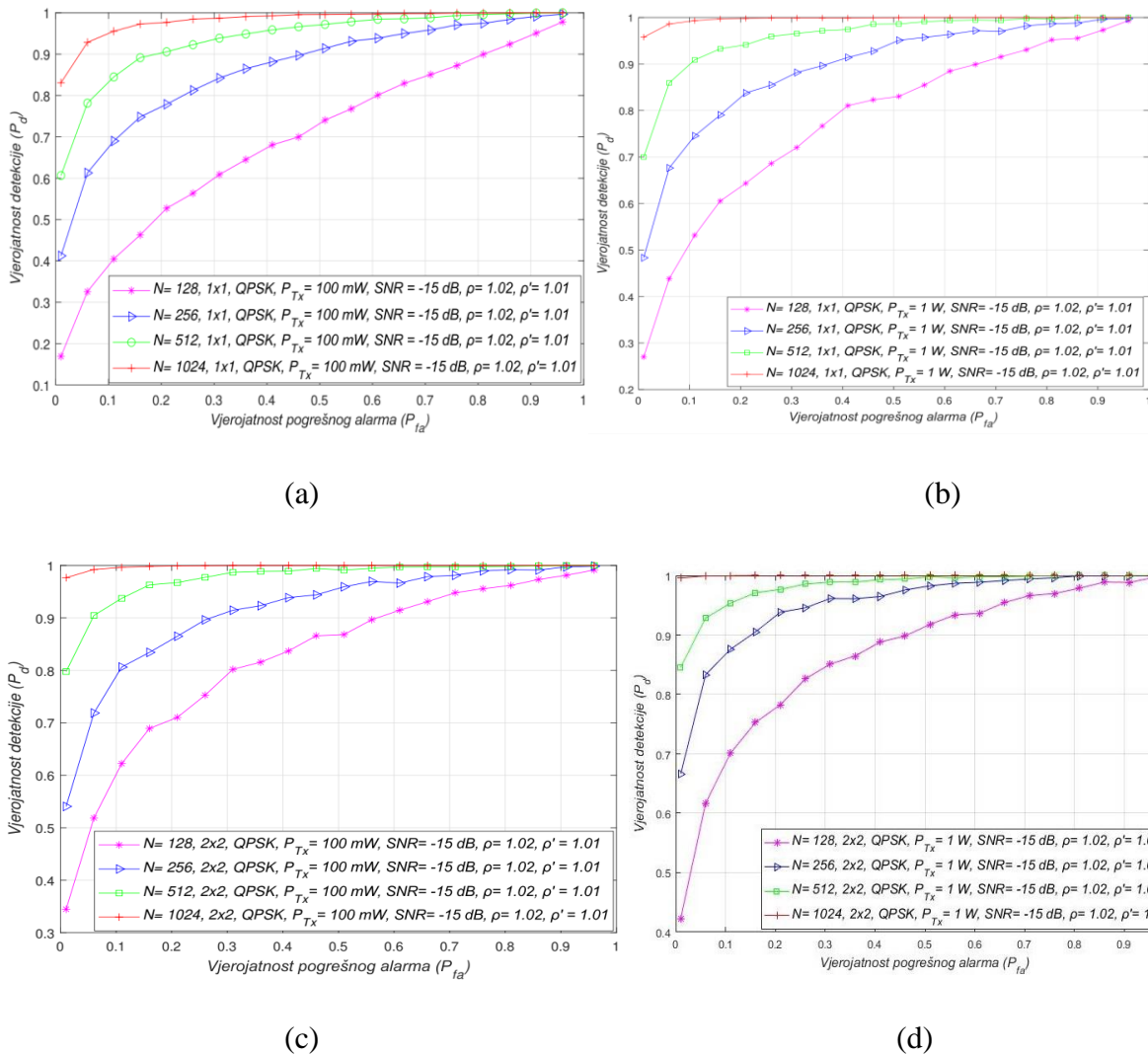
Slika 7.6. Utjecaj broja uzoraka na vjerojatnost detekcije za: (a) SISO i (b) simetrične MIMO prijenosne sustave

Drugi provedeni test analizira utjecaj broja uzoraka na performanse metode detekcije energije (ED) temeljene na kombiniranju kvadriranih prijemnih signala (SLC) u SISO i MIMO-OFDM kognitivnim radijskim mrežama (CRN). Na slici 7.6. a,b predstavljena je međuovisnost vjerojatnosti detekcije ( $P_d$ ) i omjera snage signala i šuma (SNR-a) za različit broj uzoraka ( $N$ ) u SISO i simetričnim MIMO-OFDM sustavima. Rezultati simulacije dobiveni su za SISO i 2x2

MIMO-OFDM sustave i za unaprijed definiranu vjerojatnost pogrešnog alarma ekvivalentnu  $P_{fa} = 0,1$ , konstantnu snagu odašiljanja (Tx) (100 mW), fiksne faktore nesigurnosti snage šuma (NU) i dinamičkog praga detekcije (DDT) i konstelaciju modulacije (QPSK). Tablica 7.1. prikazuje vrijednosti korištenih parametara u analizi. Prema rezultatima na slici 7.6., velik utjecaj na izvedbe detekcije energije (ED) u MIMO-OFDM sustavima ima broj uzoraka korišten tijekom procesa detekcije energije (ED). Dobiveni rezultati na slici 7.6. pokazuju da se za bilo koji broj kombinacija odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana vjerojatnost detekcije povećava kada se koristi veći broj uzoraka tijekom procesa detekcije energije (ED). To je posljedica činjenice da veći broj uzoraka koji se koriste za detekciju energije (ED) zapravo predstavlja veći broj pokušaja detekcije signala tijekom određenog vremenskog razdoblja očitavanja spektra u kojem se signal primarnog korisnika (PU) pokušava detektirati.

Dodatno, dobiveni rezultati pokazuju da se lošija vjerojatnost detekcije postiže za manje vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a) i manji broj uzoraka u slučaju bilo koje konfiguracije odašiljačkih (Tx) - prijemnih (Rx) grana (slika 7.6.). Budući da je manja vrijednost omjera snage signala i šuma (SNR-a) izravna posljedica utjecaja jačeg šuma koji utječe na prijenos signala primarnog korisnika (PU), vjerojatnost detekcije će opadati kako se smanjuje vrijednost omjera snage signala i šuma (SNR-a). Nadalje, slika 7.6. pokazuje postojanje SNR praga, a za SNR vrijednosti niže od tog praga vjerojatnost detekcije se ne može osigurati ( $P_d < 100\%$ ). Razina SNR praga je veća za signale detektirane s većim brojem uzoraka ili s MIMO-OFDM konfiguracijama s većim brojem odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana (slika 7.6 b).

Stoga, povećanje vjerojatnosti detekcije povezano je s kompromisom broja uzoraka korištenih tijekom procesa detekcije energije (ED) i broja odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) radio-frekvencijskih grana (antena) na stranama primarnog (PU) i sekundarnog korisnika (SU). Prema ovom kompromisu slika 7.6. pokazuje da je za veći broj odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana te manji broj uzoraka, moguće dobiti slične vjerojatnosti detekcije kao one dobivene u sustavima s nižim brojem odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) radio-frekvencijskih grana (antena) i veći broj uzorka. Ovo potvrđuje da se vjerojatnost detekcije povećava u slučajevima kada se tijekom procesa detekcije energije (ED) koristi veći broj odašiljačkih (Tx) - prijemnih (Rx) grana (antena) i veći broj uzoraka (slika 7.6.). Dakle, MIMO sustavi nadmašuju SISO sustave u smislu performansi detekcije energije (ED) temeljenih na kombiniranju kvadriranih prijemnih signala (SLC) u slučaju kada je analiza provedena za isti broj uzoraka, snagu odašiljanja i karakteristike kanala.



Slika 7.7. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) koje prikazuju performanse detekcije energije (ED) za različit broj uzoraka  $u$ : (a) SISO sustavu sa snagom odašiljanja primarnog korisnika (PU) od  $100 \text{ mW}$ , (b) SISO sustavu sa snagom odašiljanja primarnog korisnika (PU) od  $1 \text{ W}$ , (c) MIMO  $2 \times 2$  sustav sa snagom odašiljanja primarnog korisnika (PU) od  $100 \text{ mW}$  i (d) MIMO  $2 \times 2$  sustav sa snagom odašiljanja primarnog korisnika (PU) od  $1 \text{ W}$

Razlog tome su raznolikosti prijenosa karakteristične za MIMO sustave, koji doprinose poboljšanju izvedbi detekcije energije (ED) u slučaju manjeg broja uzoraka.

Na slici 7.7. rezultati simulacije pokazuju utjecaj različitog broja uzoraka (128, 256, 512 i 1024) korištenih u procesu detekcije energije (ED) na vjerojatnost detekcije u obliku krivulja radnih karakteristika prijemnika (ROC) za SISO (slika 7.7. a,b) i simetrične MIMO (slika 7.7. c,d) sustave. Rezultati su predstavljeni za signale odaslane s QPSK modulacijom, različite snage odašiljanja primarnog korisnika ( $100 \text{ mW}$  i  $1 \text{ W}$ ), fiksnu razinu omjera snage signala i

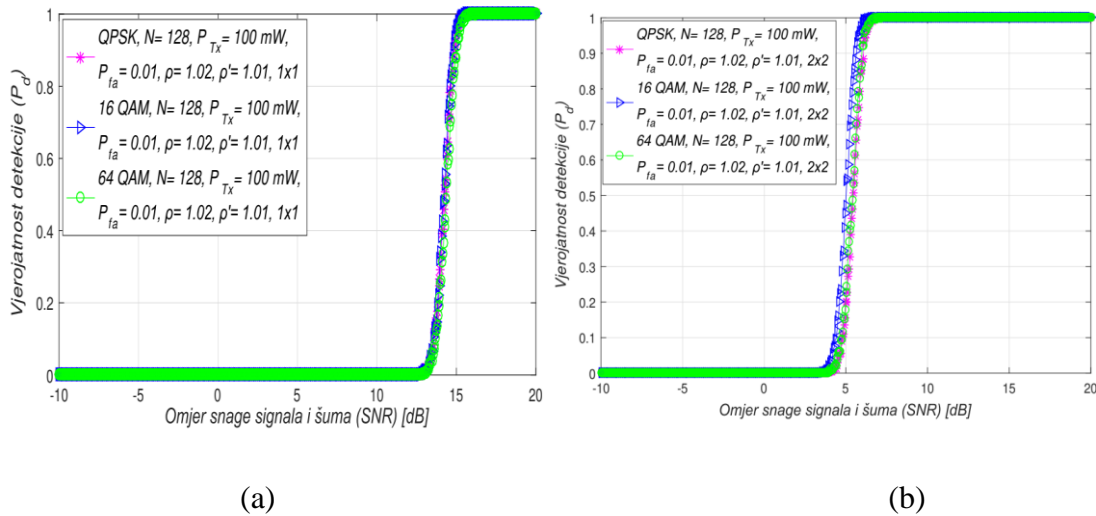
šuma (SNR-a) na mjestu sekundarnog korisnika (SU) jednaku -15 dB i za SISO i  $2 \times 2$  MIMO prijenosni sustav.

Rezultati za SISO sustave na slici 6.7 a,b slični su onima dobivenim u odjeljku 6.4.5.. Predstavljani rezultati pokazuju da broj uzoraka ima značajan utjecaj na detekciju signala primarnog korisnika (PU) za oba sustava, SISO i MIMO. Kao što je i očekivano, vjerojatnost detekcije raste s povećanjem broja uzoraka korištenih tijekom procesa detekcije energije (slika 7.7.). Ovo povećanje je potvrđeno za obje analizirane kombinacije odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) MIMO prijenosa ( $1 \times 1$  i  $2 \times 2$ ). Ovo povećanje vjerojatnosti detekcije posljedica je činjenice da veći broj uzoraka korištenih u procesu detekcije energije (ED), znači da postoji veći broj neovisnih pokušaja detekcije signala primarnog korisnika na strani sekundarnog korisnika tijekom procesa detekcije energije. Ovo povećanje broja pokušaja detekcije signala primarnog korisnika rezultira preciznijim procesom detekcije energije (ED).

Prema slici 7.7 c,d MIMO sustavi postižu bolju vjerojatnost detekcije od SISO sustava za iste radne parametre, gdje postoji manji broj uzoraka koji se koriste u procesu detekcije energije (ED). Stoga učinak raznolikosti prijenosa u MIMO sustavima pozitivno utječe na performanse detekcije energije (ED). Ovo omogućuje MIMO sustavima da postignu iste vjerojatnosti detekcije za manji broj uzoraka i iste radne parametre kao oni u SISO sustavima.

Slika 7.7 b,d pokazuje da prijenos OFDM signala u SISO i MIMO sustavima pri većim snagama odašiljanja (1 W), rezultira boljom vjerojatnošću detekcije signala primarnog korisnika (PU) u usporedbi s istim sustavom koji odašilje pri nižim snagama odašiljanja (100 mW) (slika 7.7 a,c). Kao što je već objašnjeno, veća snaga odašiljanja primarnog korisnika (PU) znači više energije na mjestu sekundarnog korisnika (SU) i, prema tome, sekundarni korisnik treba manji broj uzoraka za izvođenje pouzdane detekcije signala primarnog korisnika (PU). To potvrđuje da se povećanje vjerojatnosti detekcije može postići kompromisom koji će uključivati povećanje nekih ili svih parametara kao što je broj odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana (antena), broj uzoraka koji se koriste za izvođenje procesa detekcije energije (ED) i snaga odašiljanja signala primarnog korisnika (PU).

#### 7.4.4. Utjecaj različitih modulacija na proces detekcije energije signala u MIMO-OFDM sustavima

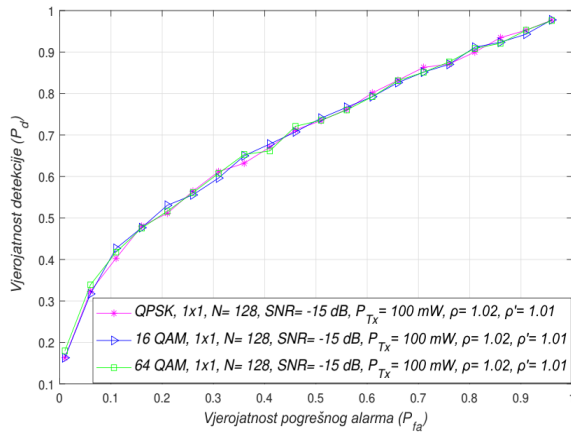


Slika 7.8. Međuovisnost vjerojatnosti detekcije i omjera snage signala i šuma (SNR) za detekciju energije (ED) s različitim modulacijama u: (a) SISO i (b) simetričnim MIMO prijenosnim sustavima

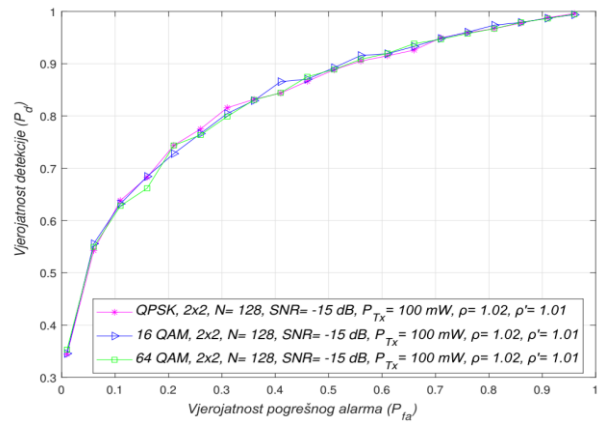
Rezultati simulacije u ovom odjeljku usmjereni su na analizu utjecaja tipa OFDM modulacije i konstelacije modulacije na sposobnost detekcije primarnog korisnika (PU) tijekom procesa detekcije energije (ED). Rezultati na slici 7.8. pokazuju da će za unaprijed definirane razine snage odašiljanja primarnog korisnika (0,1 W), broj uzoraka ( $N$ ), vrijednosti vjerojatnosti pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ) i faktora nesigurnosti snage šuma (NU) i dinamičkog praga detekcije (DDT), vjerojatnost detekcije ostati nepromijenjena za bilo koju modulaciju. Ovo potvrđuje da OFDM modulacija nema izravnog utjecaja na vjerojatnost detekcije na bilo kojoj razini omjera snage signala i šuma (SNR-a). Ako se jednaka snaga odašiljanja koristi za prijenos različito moduliranih OFDM signala u istom kanalu pod utjecajem iste nesigurnosti snage šuma (NU) otkrivene korištenjem istog broja uzoraka s jednakim faktorom dinamičkog praga detekcije (DDT), izvedba detekcije energije (ED) temeljena na kombiniranju kvadriranih prijemnih signala (SLC) ostat će nepromijenjena za svaki OFDM signal (slika 7.8.).

Iako konstelacija modulacije nema utjecaj na detekciju signala primarnog korisnika (PU), na slici 7.8b može se vidjeti da MIMO-OFDM sustavi mogu poboljšati proces detekcije energije (ED). Točnije, dobiveni rezultati su pokazali da će se za veći broj odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana (slika 7.8b), vjerojatnost detekcije povećati u usporedbi s onom kod SISO sustava (slika 6.8a).

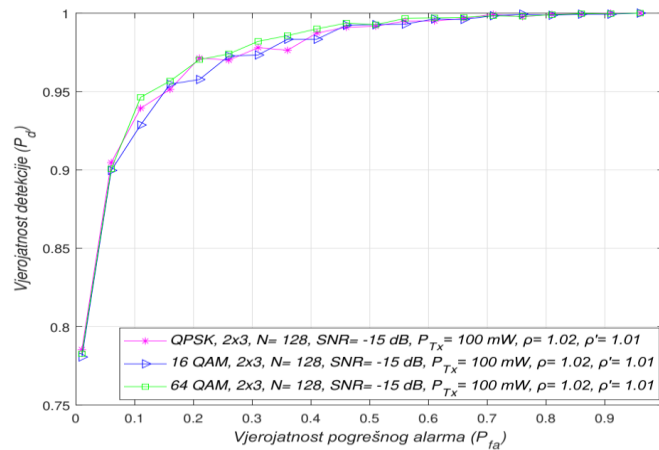
Prema rezultatima na slici 7.8., 2x2 MIMO sustav ima SNR prag za vrijednosti omjera snage



(a)



(b)



(c)

Slika 7.9. Krivulje radnih karakteristika prijmnika (ROC krivulje) pri izvedbi metode detekcije energije (ED) za signala prenesene s različitim modulacijskim shemama u: (a) SISO, (b) simetričnom MIMO ( $2 \times 2$ ) i (c) asimetričnom MIMO ( $2 \times 3$ ) sustavima

signala i šuma (SNR-a) koji su bile značajno bolje (3 dB) od onih za SISO sustav (13 dB). To znači da je MIMO prijenos rezultirao pouzdanijom detekcijom energije (ED) primarnog korisnika (PU) na mjestu sekundarnog korisnika (SU) za manje razine SNR-a. Kao rezultat poboljšanja je proces detekcije energije (ED).

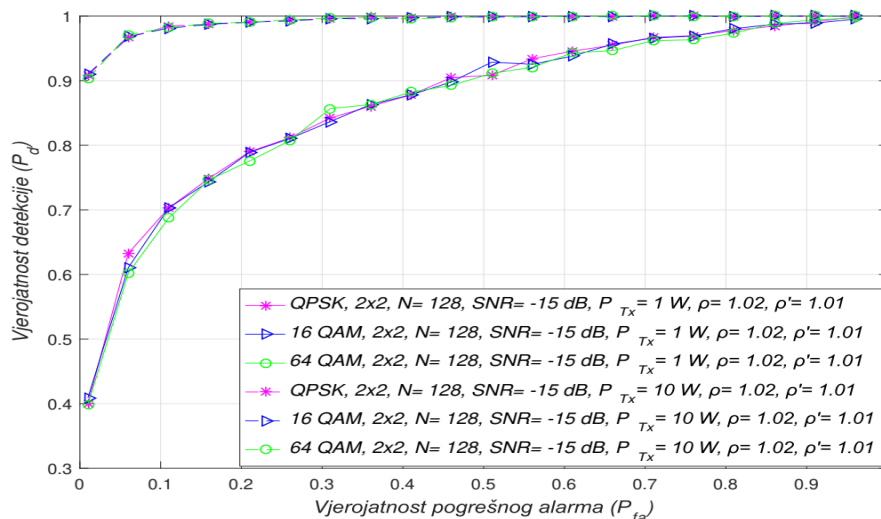
Na slici 7.9. pokazan je utjecaj različitih modulacija i konstelacija na vjerojatnost detekcije signala primarnog korisnika (PU), izražen u obliku krivulja radnih karakteristika prijmnika (ROC krivulja).

Dobiveni rezultati na slici 7.9a za SISO sustave slični su onima analiziranim u odjeljku 6.4.3.. Dodatno, rezultati dobiveni za simetrične i asimetrične MIMO sustave predstavljeni su na slici 7.9 b,c. Dobiveni su rezultati za SISO i MIMO sustave za detekciju energije (ED) izvedeni s



konstantnim brojem uzoraka ( $N = 128$ ), snagom odašiljanja ( $P_{Tx} = 100 \text{ mW}$ ) i razinom SNR-a ( $\text{SNR} = -15 \text{ dB}$ ). Dobiveni rezultati na slici 7.9. ponovno pokazuju da tip modulacije nema izravan utjecaj na detekciju signala primarnog korisnika (PU) za bilo koju kombinaciju odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana (antena) OFDM komunikacijskog sustava. Pretpostavlja se da je u sustavima s prilagodbom brzine, koji se temelje na prijenosu OFDM signala primarnog korisnika (PU) s konstantnom snagom odašiljanja, vrsta modulacije dinamički prilagođena i da te prilagodbe nemaju izravan utjecaj na performanse detekcije energije (ED) signala primarnog korisnika (PU).

Nadalje, slika 7.9. pokazuje da proces detekcije energije (ED) temeljen na MIMO konceptu može poboljšati vjerojatnost detekcije neovisno o korištenoj OFDM modulaciji. Prema rezultatima na slikama 7.9b i 7.9c, za  $2 \times 2$  odnosno  $2 \times 3$  MIMO prijenosne sustave, vjerojatnost detekcije signala primarnog korisnika (PU) poboljšana je za iste radne parametre u usporedbi sa SISO sustavom (slika 7.9a).

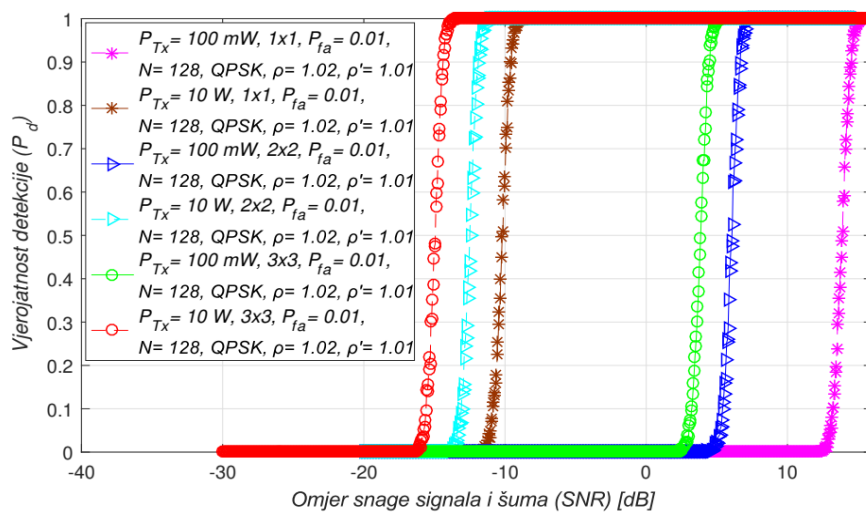


Slika 7.10. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) ostvarene s metodom detekcije energije (ED) za MIMO sustav pod utjecajem različitih snaga odašiljanja ( $P_{Tx}$ ) primarnog korisnika (PU) i modulacijskim shemama

Dodatno, slika 7.10. pokazuje kako različite snage odašiljanja primarnog korisnika (1 W i 10 W) i tipovi OFDM modulacije (QPSK, 16 QAM i 64 QAM) utječu na vjerojatnost detekcije. Analize su provedene za  $2 \times 2$  MIMO-OFDM sustave s jednakim brojem uzoraka ( $N = 128$ ) korištenih za detekciju energije (ED) i razine omjera snage signala i šuma (SNR-a) koje odgovaraju -15 dB. Slika 7.10. potvrđuje već dobivene zaključke da vrste OFDM modulacije ne utječe na vjerojatnost detekcije, dok odašiljačka (Tx) snaga primarnog korisnika (PU) značajno utječe na performanse detekcije energije (ED). Kada se signal odašilje s većom

snagom odašiljanja (Tx) (10 W), ovaj utjecaj se odražava u većoj vjerojatnosti detekcije za bilo koju vjerojatnost pogrešnog alarma i konstelaciju modulacije (slika 7.10.). Snaga odašiljanja signala primarnog korisnika (PU) stoga ima dominantnu ulogu u poboljšanju vjerojatnosti detekcije, budući da se znatno bolje vjerojatnosti detekcije za iste OFDM modulacije i vjerojatnosti pogrešnog alarma mogu postići kada postoji odašiljanje signala pri većim snagama odašiljanja (slika 7.10.).

#### 7.4.5. Utjecaj snage odašiljanja primarnog korisnika na proces detekcije energije signala u MIMO-OFDM sustavima



Slika 7.11. Međuovisnost vjerojatnosti detekcije i omjera snage signala i šuma (SNR-a) u procesu detekcije energije (ED) signala koji se prenose s različitim snagama odašiljanja (Tx) primarnog korisnika (PU) u simetričnim MIMO sustavima prijenosa

Na slici 7.11. rezultati simulacije dobiveni su za dvije snage odašiljanja primarnog korisnika (PU) (0,1 W i 10 W). Dobiveni rezultati pokazuju utjecaj asimetričnog MIMO-OFDM prijenosa (2x4 i 2x6) na performanse metode detekcije energije (ED).

Dodatno, na slici 7.11. pokazan je utjecaj različitih snaga odašiljanja primarnog korisnika (0,1 W i 10 W) na performanse detekcije energije (ED) u simetričnim MIMO-OFDM sustavima (1x1, 2x2, 3x3). Rezultati su dobiveni za fiksne vrijednosti faktora nesigurnosti snage šuma (NU), dinamičkog praga detekcije (DDT), vjerojatnost pogrešnog alarma (tablica 7.1.) i konstelaciju modulacije (QPSK).

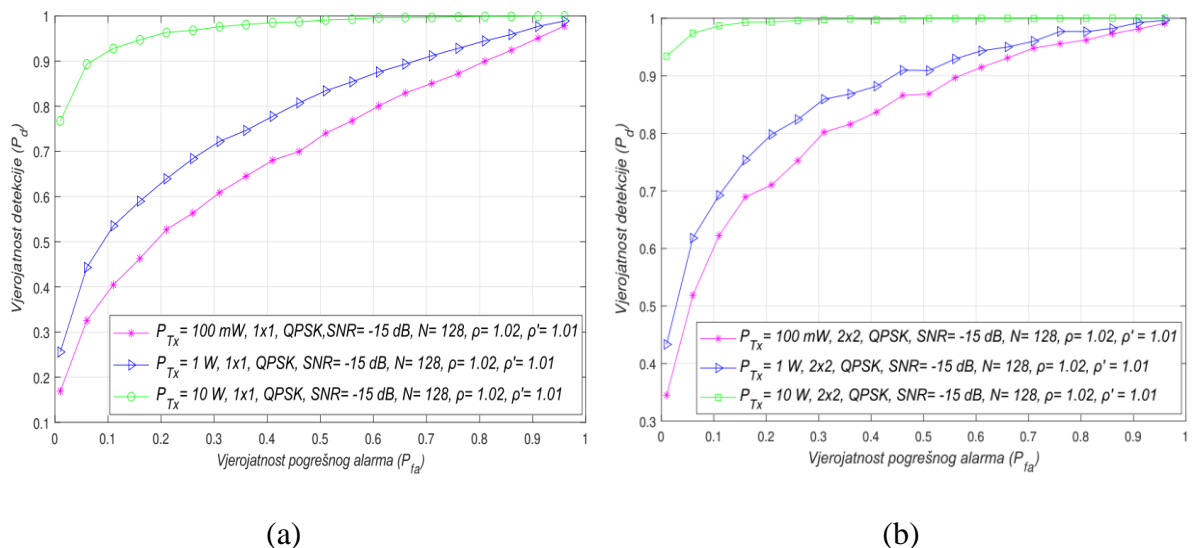
Rezultati na slikama 7.2 i 7.11. pokazuju da će za iste vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a), biti prisutna veća vjerojatnost detekcije kada se radi o detekciji MIMO-OFDM signala koji se prenose pri većim snagama odašiljanja. Ovo je potvrđeno za signale koji se

prenose u simetričnim (slika 7.11.) i asimetričnim (slika 7.3.) MIMO konfiguracijama. Ovaj rezultat je očekivan budući da veća snaga odašiljanja primarnog korisnika (PU) znači veću razinu signala primarnog korisnika (PU) primljenog na mjestu sekundarnog korisnika (SU). Ova veća energija bit će primljena za bilo koju kombinaciju odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) radio-frekvencijskih grana uključenih u prijenos i detekciju signala.

Nadalje, rezultati na slikama 7.3. i 7.11. pokazuju da prijenos s većom odašiljačkom (Tx) snagom i većim brojem odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana ima pozitivan utjecaj na razinu SNR praga.

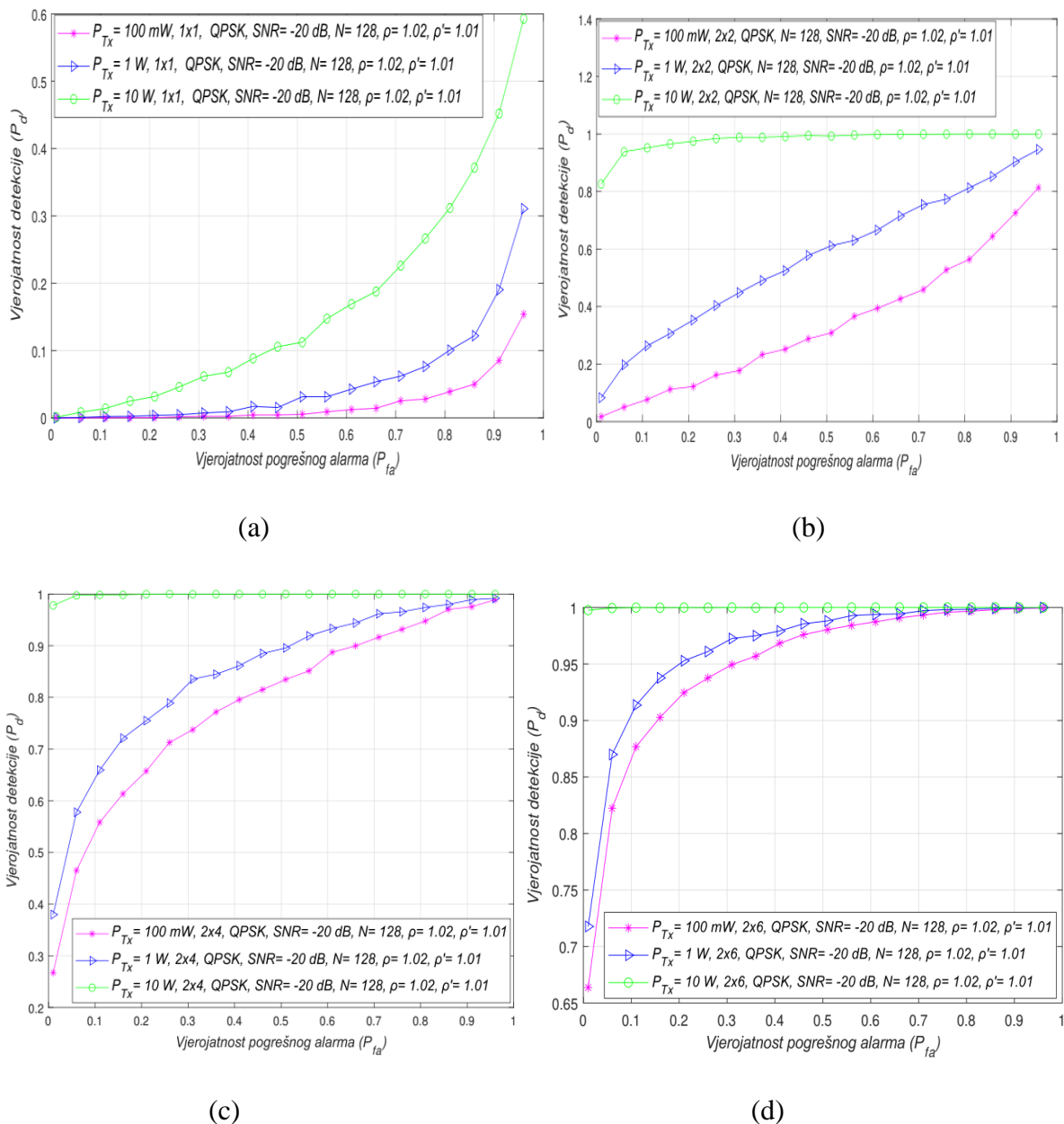
Stoga kombinacija razine snage odašiljanja primarnog korisnika (PU), broja odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana i omjera snage signala i šuma (SNR-a) na mjestu sekundarnog korisnika (SU) ima dominantan utjecaj na performanse detekcije energije (ED) u smislu vjerojatnosti detekcije. Za veće vrijednosti SNR-a, više razine snage odašiljanja i MIMO sustave koji imaju više odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana, vjerojatnost detekcije bit će veća, i obrnuto. Za okruženja s niskim vrijednostima SNR-a, vjerojatnost detekcije na mjestu sekundarnog korisnika (SU) može se povećati kombiniranjem prijenosa pri većoj snazi odašiljanja s povećanjem odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana.

Na slici 7.12. rezultati u obliku krivulja radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulja) dobiveni simulacijama pokazuju utjecaj različitih snaga odašiljanja (100 mW, 1 W i 10 W) na



Slika 7.12. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) metode detekcije energije (ED) za različite snage odašiljanja primarnog korisnika (PU) i omjera snage signala i šuma (SNR-a) od -15 dB u: (a) SISO i (b)  $2 \times 2$  MIMO komunikacijskim sustavima

vjerojatnost detekcije SISO ( $1 \times 1$ ) i simetričnog MIMO ( $2 \times 2$ ) sustava za razinu vrijednosti SNR-a na mjestu sekundarnog korisnika (SU) jednaku  $-10$  dB. Dodatno, utjecaj različitih snaga odašiljanja ( $100$  mW,  $1$  W i  $10$  W) u SISO i simetričnim ( $2 \times 2$ ) i asimetričnim ( $2 \times 4$ ,  $2 \times 6$ ) MIMO sustavima u odnosu na vjerojatnost detekcije predstavljen je na slici 7.13. za razine omjera snage signala i šuma (SNR-a) od  $-20$  dB. Rezultati za SISO sustave na slikama 7.12a i 7.13a, slični su onima dobivenim u odjeljku 7.4.2..



Slika 7.13. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) metode detekcije energije (ED) za različite snage odašiljanja primarnog korisnika (PU) i omjera snage signala i šuma (SNR-a) od  $-20$  dB u: (a) SISO, (b)  $2 \times 2$ , (c)  $2 \times 4$  i (d)  $2 \times 6$  MIMO komunikacijskim sustavima

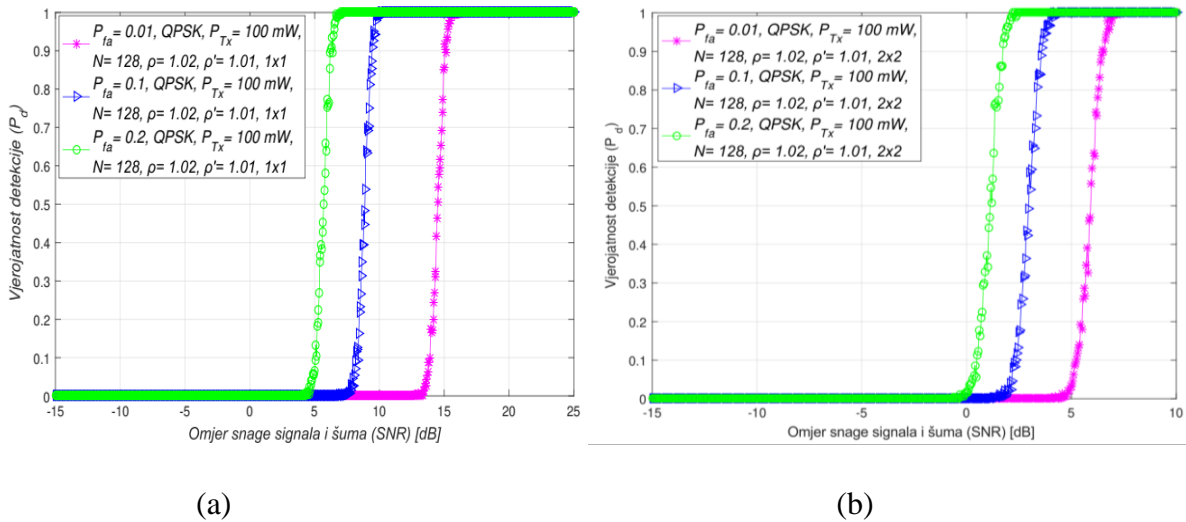
Kao što je predstavljeno na slikama 7.12. i 7.13., veća vjerojatnost detekcije bit će postignuta u SISO i MIMO sustavima kada se signal primarnog korisnika (PU) odašilje većom snagom odašiljanja. Veća snaga odašiljanja doprinosi većoj energiji primljenog signala na mjestu sekundarnog korisnika (SU). To doprinosi poboljšanju vjerojatnosti detekcije.

Analiza rezultata na slikama 7.12. a,b i 7.13 a,b pokazuje da će za istu snagu odašiljanja primarnog korisnika (PU) (i druge parametre, kao što su vrsta modulacije i broj uzoraka), vjerojatnost detekcije biti bolja za MIMO sustav u odnosu na SISO sustav. Vjerojatnost detekcije na mjestu sekundarnog korisnika (SU) može se povećati čak i kada snaga odašiljanja primarnog korisnika (PU) ostaje nepromijenjena. To se može postići ako se prijenos signala primarnog korisnika (PU) može izvesti u MIMO sustavu s bilo kojim brojem odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana koje su veće od broja odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana u SISO sustavu. Ova spoznaja potvrđuje važnost uključivanja MIMO sustava u proces detekcije energije (ED).

Na slici 7.13. rezultati dalje pokazuju da će se za istu snagu odašiljanja, vjerojatnost detekcije povećati za OFDM sustav s više grana (antena) na prijemnoj (Rx) strani (rezultati za MIMO  $2 \times 6$  sustav bolji su od rezultata za  $2 \times 4$  i  $2 \times 2$  MIMO sustave). Razlog tome može se pronaći u većoj spektralnoj raznolikosti koju dobivaju sustavi s većim brojem prijemnih (Rx) grana, pri čemu veći broj prijemnih (Rx) antena može primiti veći broj kopija signala primarnog korisnika (PU) i njihove odgovarajuće energije. Rezultati na slici 7.13. pokazuju da kombinacija većeg broja prijemnih (Rx) grana (antena) s većom snagom odašiljanja primarnog korisnika (PU) značajno poboljšava vjerojatnost detekcije. Stoga u okruženjima s nižim vrijednostima omjera snage signala i šuma (SNR-a), kombinacija većeg broja odašiljačkih (Tx) i posebno prijemnih (Rx) grana te veće snage odašiljanja primarnog korisnika (PU), imat će pozitivan utjecaj na vjerojatnost detekcije i, posljedično, na izvedbe detekcije energije (ED).

#### **7.4.6. Utjecaj vjerojatnosti pogrešnog alarma na performanse detekcije energije signala u MIMO-OFDM sustavima**

Rezultati simulacije predstavljeni u ovom odjeljku usmjereni su na pregled utjecaja različitih vjerojatnosti pogrešnog alarma na vjerojatnost detekcije u MIMO-OFDM kognitivnim radijskim mrežama (CRN). Međuovisnost vjerojatnosti detekcije i omjera snage signala i šuma (SNR-a) za različite vjerojatnosti pogrešnog alarma ( $P_{fa}=0,01; 0,1; 0,2$ ) i specificirane fiksne snage odašiljanja ( $P= 0,1$  W), broj uzoraka ( $N= 128$ ), QPSK modulacija, nesigurnosti snage šuma ( $\rho=1,02$ ) i faktor dinamičkog praga detekcije ( $\rho'=1,01$ ) u SISO i simetričnim MIMO



Slika 7.14. Međuovisnost vjerojatnosti detekcije i omjera snage signala i šuma (SNR-a) za različite vrijednosti vjerojatnosti pogrešnog alarma  $u$ : (a) SISO i (b) simetričnom MIMO prijenosnom sustavu

(2x2) sustavima predstavljeni su na slici 7.14 a,b. Budući da vjerojatnost pogrešnog alarma treba biti što je moguće niža, do 20 % vjerojatnosti pogrešnog alarma može se prihvatiti u stvarnim implementacijama. Analiza provedena za različite vjerojatnosti pogrešnog alarma može simulirati mali ( $P_{fa}=1\%$ ), umjeren ( $P_{fa}=10\%$ ) i veliki ( $P_{fa}=20\%$ ) utjecaj nesigurnosti snage šuma (NU) na izvedbu procesa detekcije energije (ED).

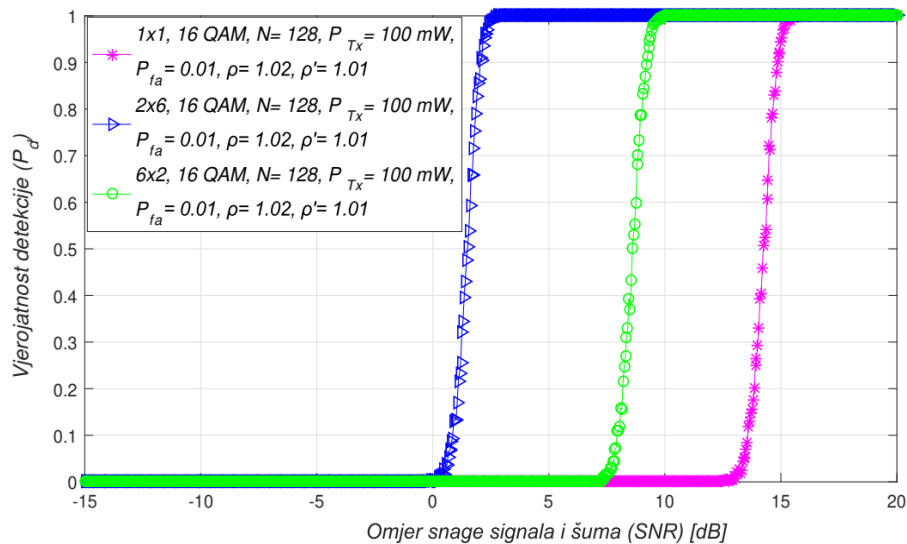
Rezultati na slici 7.14. pokazuju da će vjerojatnost detekcije biti veća ako je veća vjerojatnost pogrešnog alarma, i obrnuto. Smanjenje vjerojatnosti pogrešnog alarma praćeno je smanjenjem vjerojatnosti detekcije za SISO (slika 7.14a) i simetrične MIMO (slika 7.14b) sustave. To je posljedica činjenice da, kada postoji primarni korisnik (PU), a sekundarni korisnik (SU) ispravno procijeni to postojanje, počinje rasti mogućnost da sekundarni korisnik (SU) netočno zaključi da je primarni korisnik prisutan. To uzrokuje smanjenje vjerojatnosti pogrešnog alarma praćeno smanjenjem vjerojatnosti detekcije, i obrnuto.

Međutim, usporedbom rezultata na slici 7.14 a,b može se primijetiti da će za istu vjerojatnost pogrešnog alarma, omjer snage signala i šuma (SNR-a), snagu odašiljanja primarnog korisnika (PU), nesigurnost snage šuma (NU) i jednakog faktora prilagodbe praga detekcije (DT), vjerojatnost detekcije biti veća za MIMO prijenos. Proces detekcije energije (ED) temeljen na tehnici kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC) čiji je cilj osigurati konstantnu brzinu pogrešnog alarma (CFAR), može imati koristi od MIMO prijenosa, jer se konstantna brzina pogrešnog alarma (CFAR) može dobiti povećanjem broja odašiljačkih (Tx) i prijemnih

(Rx) grana u okruženjima koja karakteriziraju velike vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a).

Na slici 7.14. može se dalje vidjeti da su MIMO prijenos i veća vjerojatnost pogrešnog alarma povećali vjerojatnost detekcije signala primarnog korisnika (PU) u sustavima temeljenim na prijenosu OFDM signala. Ipak, treba uzeti u obzir da je povećanje vjerojatnosti lažnih alarma povećalo mogućnost pogrešnih odluka koje donosi sekundarni korisnik za vrijeme procesa detekcije energije (ED). Iz tog razloga potrebno je pronaći kompromis između snage odašiljanja primarnog korisnika (PU), broja MIMO odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana te minimalne vjerojatnosti pogrešnog alarma u cilju ostvarenja pouzdane detekcije. Ovo dodatno dokazuje važnost MIMO prijenosa kod kojega broj odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana predstavlja dodatne varijable koje moraju biti uključene u proces donošenja odluka posvećenog poboljšanju izvedbe detekcije energije (ED) za bilo koju vrijednost zahtijevane konstantne učestalosti pogrešnog alarma (CFAR).

#### 7.4.7. Utjecaj broja odašiljačkih i primajućih MIMO grana na izvedbe detekcije energije signala



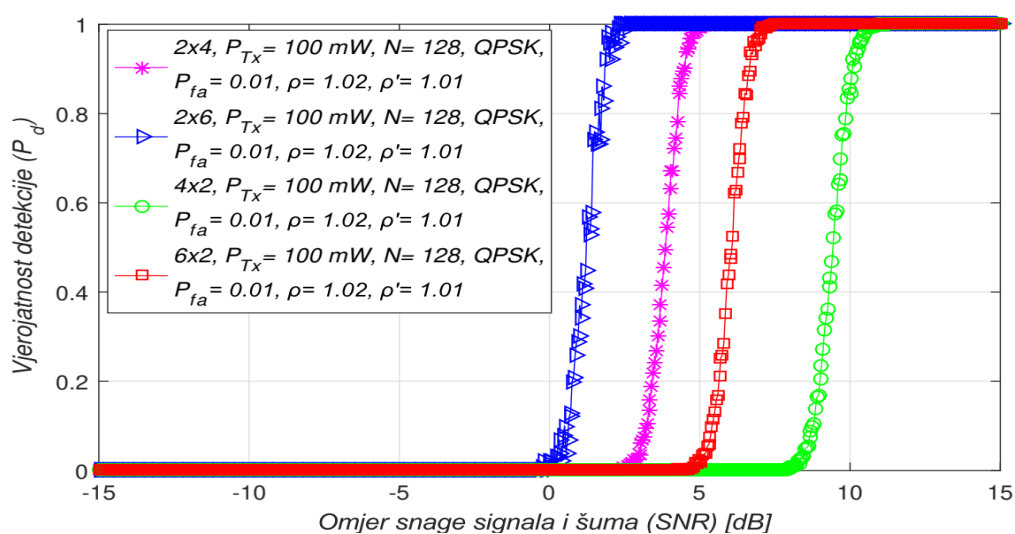
Slika 7.15. Međuviznost vjerojatnosti detekcije i omjera snage signala i šuma (SNR) za SISO, 2x6 i 6x2 asimetrični MIMO prijenosni sustav

Daljnji rezultati simulacije koji su analizirani prikazali su utjecaj SISO (1x1) i asimetričnog MIMO-OFDM ( $M \times R$ ,  $M \neq R$ ) prijenosa na izvedbe detekcije energije (ED) temeljene na tehnici kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC). Na slici 7.15. predstavljeni su rezultati simulacije za izvedbe detekcije energije (ED) SISO i 6x2 i 2x6 asimetričnih MIMO-OFDM

sustava. Rezultati su dobiveni za specifičnu snagu odašiljanja primarnog korisnika (0,1 W), vrstu modulacije (16 QAM), broj uzoraka ( $N = 128$ ), vjerojatnost pogrešnog alarma (0,01) te specificirane nesigurnosti snage šuma (1,02) i (1,01), faktore dinamičkog praga detekcije (DDT).

U usporedbi sa SISO sustavima, slike 7.2., 7.11. i 7.14. pokazuju da simetrični MIMO-OFDM prijenosni sustav za bilo koju kombinaciju odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana daje bolje izvedbe detekcije energije (ED). Rezultati na slici 7.15. dodatno potvrđuju ovaj zaključak. Točnije, bilo koja kombinacija nejednakog broja odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana u MIMO-OFDM sustavu pridonosi poboljšanju izvedbe detekcije energije (ED) na temelju kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC). Rezultati na slici 7.15. pokazuju da, u usporedbi sa SISO sustavima, asimetrični MIMO sustavi imaju istu vjerojatnost detekcije za niže vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a).

U usporedbi sa SISO sustavima, SNR prag (u dB) je značajno niži za detekciju energije (ED) u sustavima s nejednakim (asimetričnim) brojem odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) MIMO grana (slika 7.14.). To je posljedica pozitivnog utjecaja koji MIMO prijenos unosi u proces detekcije energije (ED). Čak i za nejednak broj odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana, s barem jednom stranom komunikacijske veze koja ima broj grana veći od jedne, asimetrični MIMO sustavi imat će bolje izvedbe detekcije energije (ED) od SISO sustava. Dodatno, usporedba izvedbe detekcije energije (ED) između različitih asimetričnih MIMO-OFDM sustava s različitim kombinacijama odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana (6x2, 2x6, 4x2,



Slika 7.16. Međuvijesnost vjerojatnosti detekcije i omjera snage signala i šuma (SNR-a) za različite kombinacije asimetričnih odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana MIMO prijenosnih sustava



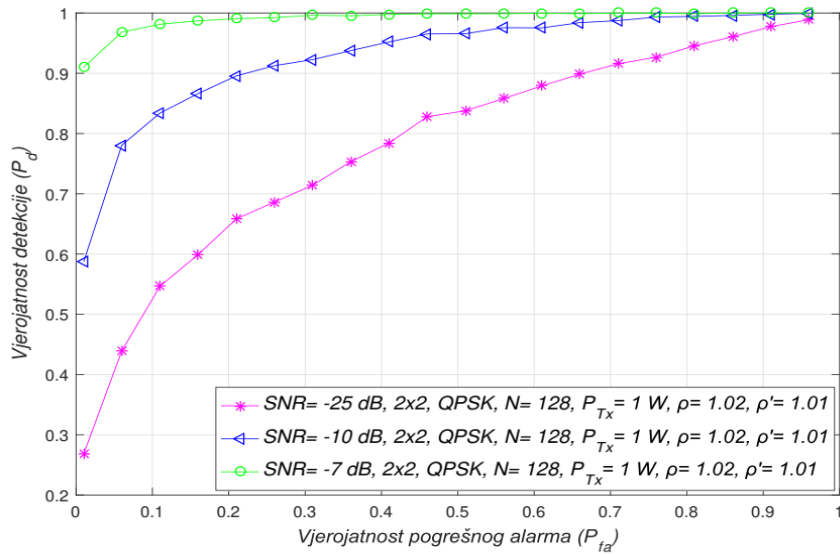
2x4) pokazana je na slici 7.16.. Prema rezultatima na slici 7.16. broj odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana koje se koriste za prijenos i detekciju energije (ED) u asimetričnim MIMO-OFDM sustavima imaju nezanemariv utjecaj na izvedbe detekcije energije (ED). Dobiveni rezultati pokazali su da će se veće vjerojatnosti detekcije postići ako se očitavanja spektra (SS-a) izvede s većim brojem odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana (bolje performanse detekcije energije (ED) za 6x2 u usporedbi s 4x2 MIMO sustavima). Ovo je također potvrđeno za detekciju energije (ED) u simetričnim MIMO-OFDM sustavima, kao što je pokazano na slici 7.2. (bolje performanse detekcije energije (ED) za 4x4 u usporedbi s 2x2 MIMO sustavima).

Međutim, rezultati prikazani na slici 7.16. ukazuju da će pozitivniji učinak na izvedbe detekcije energije (ED) biti ako je broj prijemnih (Rx) grana veći od broja odašiljačkih (Tx) grana (bolje izvedbe detekcije energije za 2x6 u usporedbi sa 6x2 MIMO sustavima). Da bi se dodatno naglasila važnost broja prijemnih (Rx) grana u procesu detekcije energije (ED), rezultati na slici 7.16. pokazali su da će, čak i za 2x4 sustave, izvedbe detekcije energije (ED) biti bolje nego za 6x2 MIMO-OFDM sustave. Ovi rezultati su posljedica jačeg doprinosa koji veći broj prijemnih (Rx) grana daje procesu detekcije energije (ED). Budući da se tehnika kombiniranja kvadriranih prijemnih signala (SLC) temelji na kombiniranju energije signala primljenih na svakoj prijemnoj (Rx) grani, veći broj prijemnih (Rx) grana pozitivno utječe na izvedbe detekcije energije (ED).

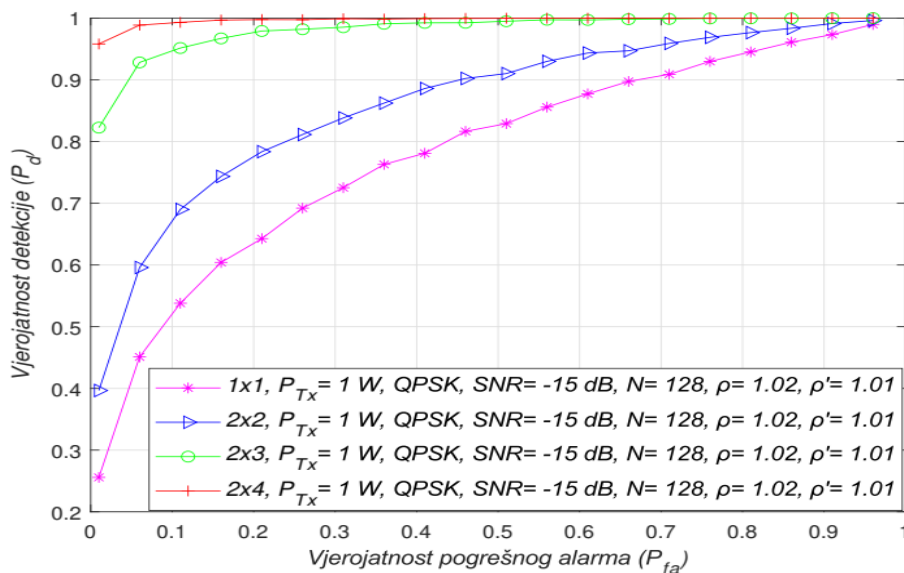
#### **7.4.8. Utjecaj pogrešnog alarma na vjerojatnost detekcije za različite vrijednosti omjera snage signala i šuma**

Na slici 7.17. predstavljen je utjecaj različitih vjerojatnosti pogrešnog alarma na vjerojatnost detekcije za tri razine omjera snage signala i šuma (-25, -10 i -7 dB). Rezultati su dobiveni za fiksnu snagu odašiljanja primarnog korisnika (1 W), konstantan broj uzoraka ( $N = 128$ ), QPSK modulaciju, simetrične 2x2 MIMO-OFDM sustave i faktore nesigurnosti snage šuma (NU) te dinamičkog praga detekcije (DDT) jednake  $\rho'=1,01$  i  $\rho=1,02$ .

Prema rezultatima na slici 7.17. vjerojatnost detekcije je smanjena za niže razine omjera snage signala i šuma (-25 dB) na mjestu sekundarnog korisnika (SU). Dakle, dobiveni rezultati ponovno su potvrdili da vrijednost omjera snage signala i šuma (SNR-a) na mjestu sekundarnog korisnika (SU) ima izravan utjecaj na vjerojatnost detekcije. Kako se vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a) povećavaju (-10, -5 dB), vjerojatnost detekcije će također biti poboljšana.



Slika 7.17. Međuviznost detekcije i vjerojatnosti pogrešnog alarma za različite vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a)



Slika 7.18. Međuviznost detekcije i vjerojatnosti pogrešnog alarma za SISO, simetrične i asimetrične MIMO-OFDM sustave

Ovo poboljšanje detekcije signala primarnog korisnika (PU) izravan je rezultat više razine omjera snage signala i šuma (SNR-a), što je posljedica postojanja veće energije signala za istu snagu odašiljanja primarnog korisnika (PU) na mjestu sekundarnog korisnika (SU).

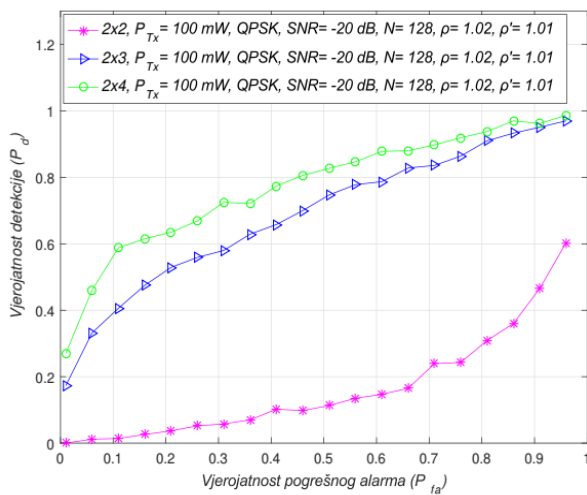
Na slici 7.18. predstavljen je utjecaj različitih vrijednosti vjerojatnosti pogrešnog alarma na vjerojatnost detekcije za SISO i simetrične (2x2) i asimetrične MIMO (2x3 i 2x4) sustave. Provedene su analize za prijenos s QPSK modulacijom, fiksnim brojem uzoraka ( $N=128$ ),

konstantne vrijednosti omjera snage signala i šuma (-15 dB) i snagu odašiljanja primarnog korisnika (PU) od 1 W.

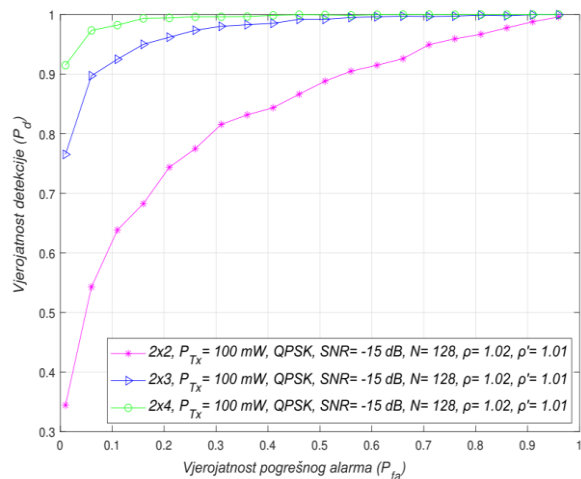
Rezultati na slici 7.18. pokazuju da za iste vrijednosti vjerojatnosti pogrešnog alarma ( $P_{fa}$ ), vjerojatnost detekcije raste s većim brojem odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana na stranama primarnog (PU) i sekundarnog korisnika (rezultati za 2x2 MIMO su značajno bolji u usporedbi s onima dobivenim za SISO sustave). Nadalje, vjerojatnost detekcije se povećala kako se povećao broj prijemnih (Rx) antena u asimetričnim MIMO sustavima (rezultati za 2x4 su znatno bolji u usporedbi sa sustavom 2x3). To je posljedica većeg broja prijemnih (Rx) grana koje omogućavaju obradu većeg broja kopija signala primarnog korisnika (PU). Posljedično, ovo je poboljšalo vjerojatnost detekcije signala primarnog korisnika (PU). Ovi rezultati su u potpunosti u skladu s onima na slici 7.16., gdje je veći broj prijemnih (Rx) antena također ima pozitivan utjecaj na performanse detekcije energije (ED). Više prijemnih (Rx) grana znači više energije na mjestu sekundarnog korisnika (SU) i bolju detekciju signala primarnog korisnika (PU). Stoga je utjecaj povećanog broja odašiljačkih (Tx) grana na izvedbu detekcije energije (ED) bio manji od utjecaja povećanog broja prijemnih (Rx) grana na cjelokupni proces detekcije energije (ED). Stoga provedena analiza metode detekcije energije (ED) u MIMO-OFDM sustavima predstavlja osnovu za analizu rada buduće generacije uređaja sekundarnih korisnika (SU), čija će praktična implementacija općenito uključivati veći broj antena i pripadajućih komunikacijskih grana.

#### **7.4.9. Utjecaj vrijednosti omjera snage signala i šuma na detekciju energije signala**

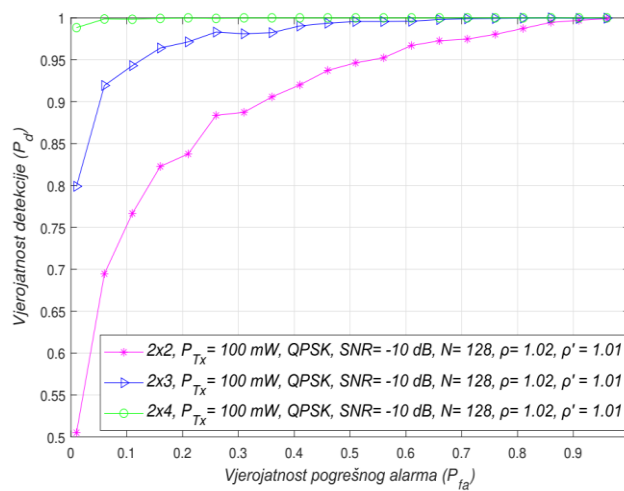
U ovom odjeljku predstavljeni su rezultati simulacije koji se odnose na analizu utjecaja različitih razina omjera snage signala i šuma (SNR-a) na vjerojatnost detekcije. Rezultati su predstavljeni za komunikacijski sustav koji uključuje  $2 \times 2$ ,  $2 \times 3$  i  $2 \times 4$  MIMO-OFDM sustave, fiksnu snagu odašiljanja primarnog korisnika (PU) od 1 W, QPSK modulaciju i broj uzoraka korištenih za detekciju energije (ED)  $N = 128$ . Prema rezultatima na slici 7.19., za svaku analiziranu MIMO kombinaciju odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana, vjerojatnost detekcije je smanjena za niže vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a) na mjestu sekundarnog korisnika (slika 7.19.). Smanjena vjerojatnost detekcije (slika 7.19a), izravna je posljedica smanjene vrijednosti omjera snage signala i šuma (-20 dB) na mjestu sekundarnog korisnika. To smanjuje pouzdanost detekcije signala primarnog korisnika (PU) i posljedično smanjuje vjerojatnost detekcije. Iako niske vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a) umanjuju izvedbu detekcije, slika 7.19 pokazuje da MIMO prijenos može poboljšati



(a)



(b)



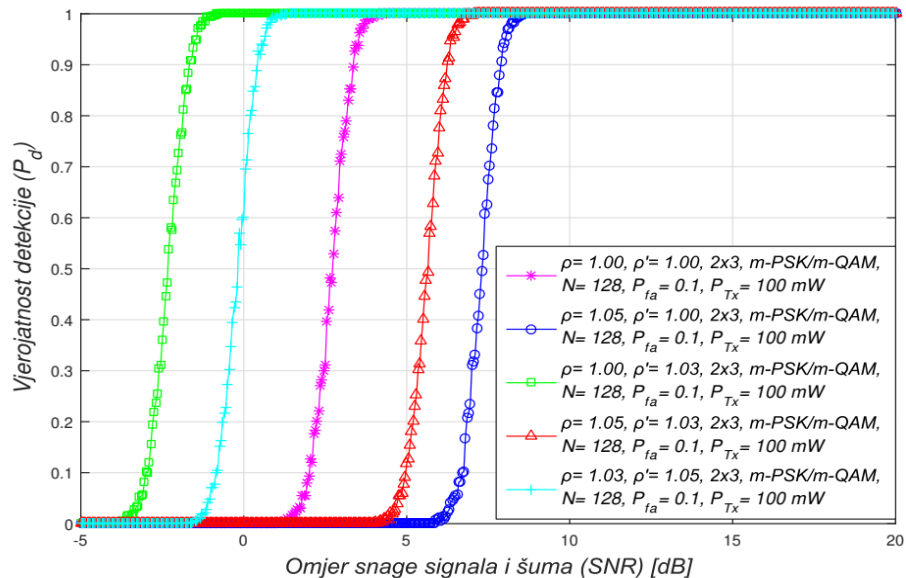
(c)

Slika 7.19. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) analizirane metode detekcije energije (ED) za različite vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR-a) jednake: (a) -20 dB, (b) -15 dB i (c) -10 dB

proces detekcije energije (ED). Veća vjerojatnost detekcije postići će se ako se detekcija signala izvodi s većim brojem odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana. Prema rezultatima na slici 7.19., za bilo koju razinu omjera snage signala i šuma (SNR-a),  $2 \times 4$  MIMO sustav postiže bolju vjerojatnost detekcije za istu vjerojatnost pogrešnog alarma u  $2 \times 2$  i  $2 \times 3$  MIMO sustavima. Stoga je potvrđeno da broj odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana i omjer snage signala i šuma (SNR) imaju značajan utjecaj na izvedbe detekcije energije (ED). Veći broj prijemnih (Rx) grana (npr.  $2 \times 4$ ) na mjestu sekundarnog korisnika i veće vrijednosti omjera snage signala i šuma (npr. -10 dB), rezultiraju boljom izvedbom detekcije (veća vjerojatnost detekcije signala primarnog korisnika (PU)). Nadalje, rezultati na slici 7.19. pokazuju da se za bilo koju razinu omjera snage signala i šuma, vjerojatnost detekcije na mjestu sekundarnog korisnika (SU) može povećati u slučaju većeg broja prijemnih Rx grana (antena) na mjestu

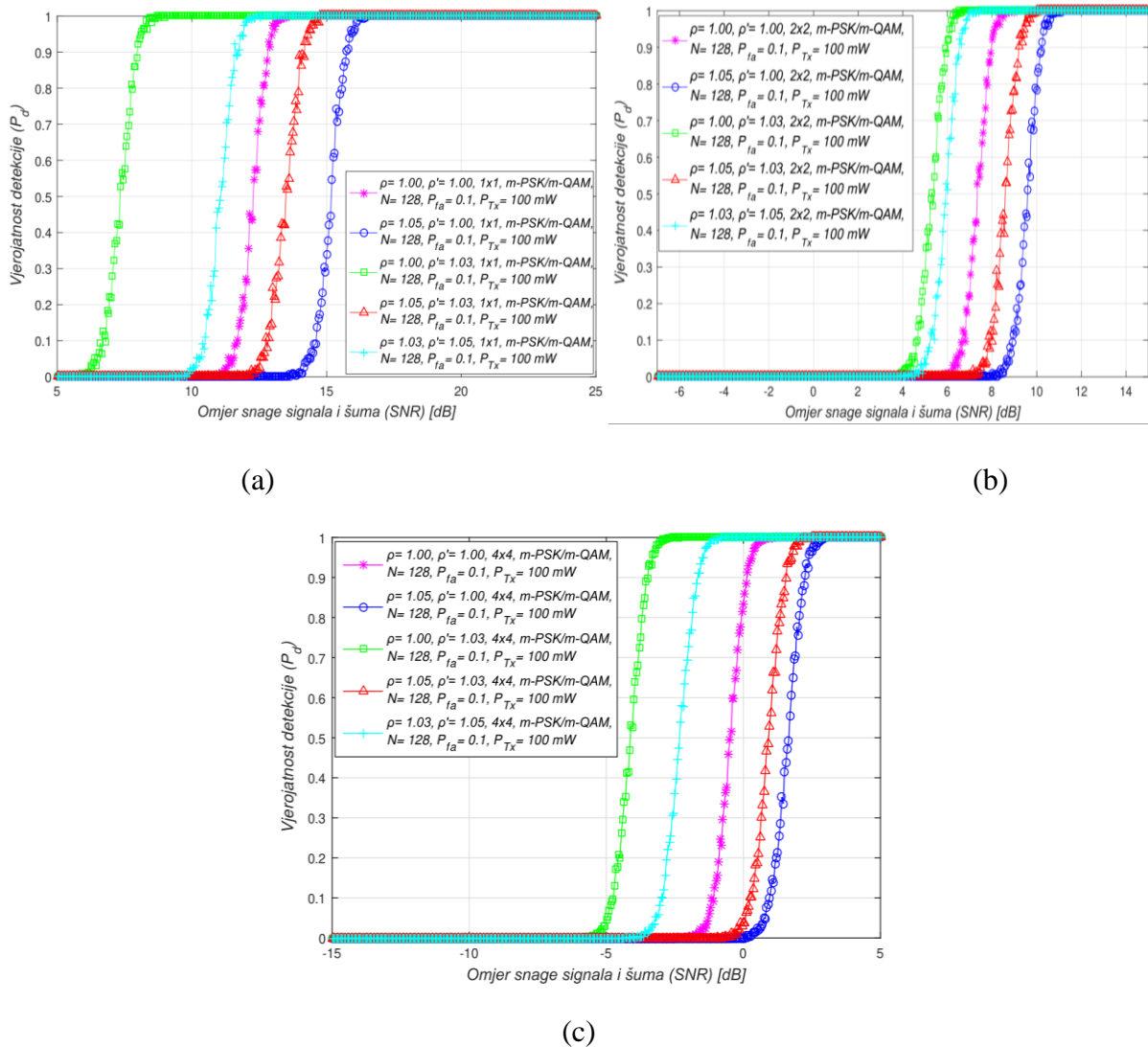
sekundarnog korisnika (SU). Nadalje, na slici 7.19c može se vidjeti da je za veće vrijednosti omjera snage signala i šuma (veće od -10 dB), osigurana detekcija signala PU ( $P_d = 100\%$ ) za svaku Tx-Rx MIMO kombinaciju. To je posljedica odgovarajuće razine signala koja osigurava pouzdanu detekciju signala primarnog korisnika (PU).

#### 7.4.10. Utjecaj razina prilagodbe dinamičkog praga detekcije i nesigurnosti snage šuma na učinkovitost procesa detekcije energije signala



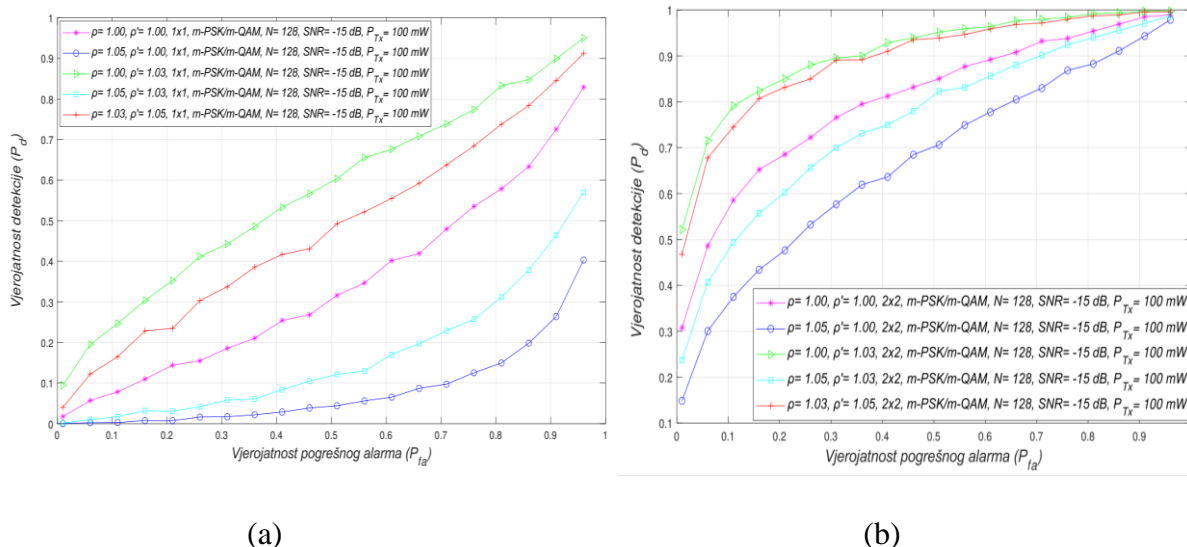
Slika 7.20. Ovisnost vjerojatnosti detekcije o omjeru snage signala i šuma (SNR-a) za metodu detekcije energije (ED) izvedenu s različitim kombinacijama faktora dinamičkog praga detekcije (DDT) i nesigurnosti snage šuma (NU) u asimetričnom 2x3 MIMO komunikacijskom sustavu

Rezultati predstavljeni na slici 7.20. ukazuju na odsutnost utjecaja OFDM modulacijske sheme na vjerojatnost detekcije ( $P_d$ ). Točnije, za isto radno okruženje u kojem se simulira proces detekcije energije (ED), vjerojatnost detekcije je ista za bilo koju od *m-QAM* ili *m-PSK* konstelacija. Ovi rezultati pokazuju da tip OFDM modulacije nema utjecaja na vjerojatnost detekcije signala primarnog korisnika u slučaju analizirane metode detekcije energije (ED), za bilo koju kombinaciju odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) grana i za bilo koju razinu omjera snage signala i šuma (ovo se također može potvrditi relacijama (79), (82), (85), (90), (91), (96), (97) i (102)). To je posljedica dinamičke prilagodbe OFDM modulacije za signale koji se prenose pri konstantnoj snazi odašiljanja u OFDM sustavima, koji se temelje na prilagodbi brzine prijenosa podataka. U takvim prijenosnim sustavima, na mjestu sekundarnog korisnika, na signal utječe nesigurnosti snage šuma (NU).

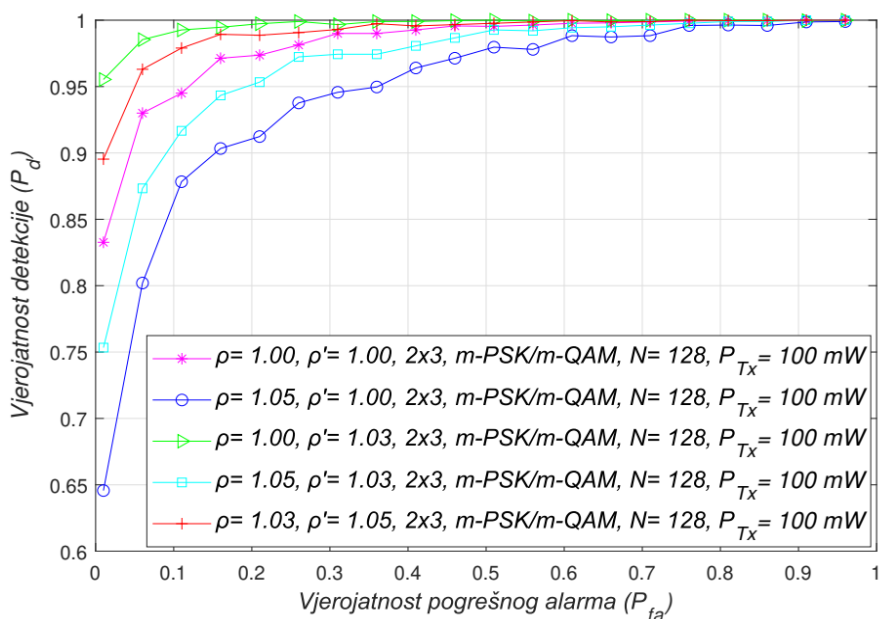


Slika 7.21. Ovisnost vjerojatnosti detekcije o omjeru snage signala i šuma (SNR) za metodu detekcije energije (ED) izvedenu s različitim kombinacijama faktora dinamičkog praga detekcije (DDT) i nesigurnosti snage šuma (NU) u: (a) SISO, (b) simetričnom 2x2 MIMO i (c) simetričnom 4x4 MIMO komunikacijskom sustavu

U skladu s tom činjenicom, analiza je dalje pokazala snažan utjecaj prilagodbe dinamičkog praga detekcije (DDT-a) i nesigurnosti snage šuma (NU) u procesu detekciju energije (ED). Kao što je pokazano na slikama 7.20. i 7.21., za iste uvjete u komunikacijskom kanalu, izvedba procesa detekcije energije (ED) bit će degradirana kada se očitavanje spektra izvodi u radnim okruženjima s većom nesigurnosti snage šuma (NU) i s fiksnim pragom detekcije (DT), bez ikakvih podešavanja praga detekcije (DT) ( $\rho=1,05$  i  $\rho'=1,00$ ). Rezultati na slikama 7.20. i 7.21. pokazuju da će metoda detekcija energije (ED) postići bolju vjerojatnost detekcije za istu vrijednost SNR-a, kada postoji veća razina prilagodbe praga detekcije (DT) prema nesigurnosti snage šuma ( $\rho=1,03$ ,  $\rho'=1,05$  i  $\rho=1,05$ ,  $\rho'=1,03$ ) koja se provodi tijekom detekcije energije



Slika 7.22. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) za različite kombinacije faktora dinamičkog praga detekcije (DDT) i nesigurnosti snage šuma (NU) u: (a) SISO i (b)  $2 \times 2$  MIMO-OFDM sustavima karakteriziranim prijenosom signala s m-PSK/m-QAM modulacijom,  $N = 128$ ,  $SNR = -15$  dB i  $P_{Tx} = 100$  mW



Slika 7.23. Krivulje radnih karakteristika prijemnika (ROC krivulje) za različite kombinacijama faktora dinamičkog praga detekcije (DDT) i nesigurnosti snage šuma (NU) u asimetričnim  $2 \times 3$  MIMO sustavima karakteriziranim prijenosom signala s m-PSK/m-QAM modulacijom,  $N = 128$ ,  $SNR = -15$  dB i  $P_{Tx} = 100$  mW

(slike 7.20. i 7.21.). Bolja vjerojatnost detekcije bit će postignuta ako se detekcija energije (ED) izvodi u radnim okruženjima koje karakterizira niža razina nesigurnosti snage šuma (NU) i viša razina podešavanja praga detekcije (DT) ( $\rho=1,03, \rho'=1,05$ ), i obrnuto ( $\rho=1,05, \rho'=1,03$ ). Najbolje izvedbe detekcije postignute su u radnim okruženjima s nedostatkom bilo kakve nesigurnosti snage šuma (NU) i implementiranom prilagodbom praga detekcije (DT) tijekom

procesa detekcije energije (ED) ( $\rho=1,00, \rho'=1,03$ ). Ovaj scenarij rada simulira proces detekcije energije (ED) koji se izvodi u sustavima bez utjecaja šuma i kada nema fluktuacije šuma u vremenu. To znači da takve fluktuacije ne utječu na detekciju energije (ED). Međutim, iz perspektive praktične primjene takvi scenariji rada komunikacijskih sustava najmanje su realni, budući da se u stvarnim komunikacijskim sustavima šum iz različitih izvora i nesigurnosti snage šuma (NU) javljaju kao česta pojava. Stoga za sve modulacijske sheme, veća vjerojatnost detekcije signala primarnog korisnika može se postići samo ako se detekcija energije (ED) temelji na prilagodbi praga detekcije (DT) ( $\rho' > 1$ ). Postavljanje praga detekcije (DT) na previsoku ili prenisku razinu može rezultirati iznimno visokim ili iznimno niskim pragom detekcije (DT). To može uzrokovati pogrešnu detekciju signala primarnog korisnika (PU) ili visoku osjetljivost detekcije energije (ED). U oba slučaja, izvedbe detekcije energije (ED) će biti smanjene. Stoga se prilagodba praga detekcije (DT) mora izvesti u skladu s razinom nesigurnosti snage šuma (NU). To znači da veće vrijednosti varijacije nesigurnosti snage šuma (NU) moraju biti praćene višom razinom prilagodbe praga detekcije (DT), i obrnuto.

Učinak različitih razina prilagodbe praga detekcije (DT) i varijacije nesigurnosti snage šuma (NU) na vjerojatnost detekcije u procesu detekcije energije (ED), također su analizirani na slikama 7.22. i 7.23. Učinkovitost procesa detekcije energije (ED) bit će smanjena kada se varijacija nesigurnosti snage šuma (NU) poveća za iste parametre kanala i kada se ne provode podešavanja dinamičkog praga detekcije ( $\rho = 1,05, \rho' = 1,00$ ). Tamo gdje postoji stalna prilagodba dinamičkog praga detekcije (DDT) u skladu s promjenama nesigurnosti snage šuma ( $\rho = 1,03, \rho' = 1,05$  i  $\rho = 1,05, \rho' = 1,03$ ), može se postići povećana vjerojatnost detekcije uz održavanje iste vrijednosti vjerojatnosti pogrešnog alarma (slike 7.4. i 7.5.). Nadalje, za više razine prilagodbe dinamičkog praga detekcije (DDT) i niže varijacije nesigurnosti snage šuma ( $\rho = 1,03, \rho' = 1,05$ ) dobit će se veća vjerojatnost detekcije, i obrnuto ( $\rho = 1,05, \rho' = 1,03$ ). Najveća mogućnost za detekciju se postiže kada se prilagodba dinamičkog praga detekcije (DDT) dogodi u odsutnosti varijacija nesigurnosti snage šuma ( $\rho = 1,00, \rho' = 1,03$ ). Međutim, to nije uobičajeno u stvarnim bežičnim komunikacijskim sustavima koje često karakteriziraju fluktuacije snage šuma. Dakle, rezultati analizirani na slikama 7.22. i 7.23. otkrivaju da se povećana vjerojatnost detekcije za sve modulacijske tehnike, može postići ako se proces očitavanja raspoloživog frekvencijskog spektra (SS) ostvari kroz prilagodbu praga detekcije (DT). Razinu prilagodbe praga detekcije (DT) treba izvršiti prema razini varijacija nesigurnosti snage šuma (NU). Stoga se veće razine varijacija nesigurnosti snage šuma (NU), moraju pratiti s većim rasponom mogućih razina prilagodbe praga detekcije (DT), i obrnuto. Rezultati na slikama 7.22.



i 7.23. također otkrivaju da vrsta OFDM modulacije nema utjecaja na vjerojatnost detekcije u pogledu bilo koje vjerojatnosti pogrešnog alarma. U slučaju kada se signali s različitim modulacijama (16 QAM, 64 QAM i QPSK) generiraju neovisno, vjerojatnost detekcije je ista za svaki tip modulacije označen kao  $m$ -PSK/ $m$ -QAM. Ovi rezultati su matematički potvrđeni relacijama (79), (82), (85), (90), (91), (96), (97) i (102), što ukazuje da podešavanje tipova modulacije u OFDM sustavima koje karakterizira prilagodba brzine prijenosa podataka nema utjecaja na vjerojatnost detekcije signala primarnog korisnika (PU).

## 8. ZAKLJUČAK

Istraživanje provedeno u ovom doktorskom radu temelji se na razvoju rješenja koja poboljšavaju učinkovitost detekcije raspoloživog radio frekvencijskog (RF) spektra primjenom metode detekcije energije u SISO i MIMO OFDM sustavima. Budući da je metoda detekcije energije jedna od najjednostavnijih metoda za praktičnu implementaciju, a proces očitavanja raspoloživog frekvencijskog spektra brz i ne zahtijeva veliku procesnu složenost u provođenju detekcije, ova metoda je odabrana za analizu raspoloživosti frekvencijskog spektra. Glavni nedostatak metode detekcije energije (ED) je ograničena pouzdanost detekcije za one signale koji na mjestu detekcija imaju nisku vrijednost omjera snage signala i šuma (SNR), kao i osjetljivost na utjecaj nesigurnosti snage šuma (NU). Da bi se navedeni nedostaci umanjili, a proces detekcije energije učinio preciznijim, istražen je utjecaj različitih prijenosnih parametara OFDM sustava na učinkovitost detekcije raspoloživosti RF spektra u bežičnim kognitivnim radijskim mrežama (CRN). Tako je u analizu utjecaja uzet broj uzoraka signala primarnog korisnika (PU) u postupku detekcije, snaga odašiljanja signala primarnog korisnika, vjerojatnosti pogrešnog alarma, stupanj nesigurnosti (varijacije) snage šuma, vrijednosti dinamičkog praga detekcije te vrsta OFDM modulacije.

Nadalje, istražen je utjecaj nesigurnosti snage šuma signala (NU) i dinamičkog praga detekcije (DDT) na vjerojatnost detekcije energije u SISO i MIMO OFDM sustavima. Primjenom simulacijskog algoritma analiziran je pojedinačni i istovremeni utjecaj prilagodbe dinamičkog praga detekcije (DDT) te nesigurnosti snage šuma (NU) na vjerojatnost detekcije signala primarnog korisnika. Istovremeni utjecaj oba parametara na proces detekcije raspoloživog frekvencijskog spektra predstavlja najrealniji slučaj detekcije raspoloživosti RF spektra u kognitivnim radijskom mrežama (CRN), te je poseban naglasak stavljen na njega. Cilj istraživanja bio je pokazati kako dinamička prilagodba praga detekcije (DDT) djeluje na pouzdanost detekcije i koje razine dinamičke prilagodbe praga detekcije, s obzirom na različite razine nesigurnosti signala šuma, daju bolje rezultate u smislu osjetljivosti detekcije signala na mjestu sekundarnog korisnika (SU).

Također, predstavljena je matematička formulacija novog predloženog modela detekcije energije koji uzima u obzir zasebne utjecaje nesigurnosti snage šuma (NU), dinamičkog praga detekcije (DDT), kao i istovremeni utjecaj nesigurnosti (fluktuacije) snage šuma i dinamičkog praga detekcije u svrhu prikaza njihovog utjecaja na vjerojatnost detekcije signala u bežičnim kognitivnim mrežama (CRN). Razvijeni matematički model omogućuje izražavanje

vjerojatnosti detekcije energije (ED) signala primarnog korisnika (PU) ovisno o različitim metodama odašiljanja OFDM signala u modulacijom ograničenim (MA), brzinom ograničenim (RA) i kombiniranim brzinom-modulacijom (RA-MA) ograničenim SISO-OFDM sustavima. Pomoću predstavljenog matematičkog modela razvijen je simulacijski algoritam koji omogućuje provođenje analize utjecaja: različitih vrsta OFDM modulacija, snage odašiljanja primarnog korisnika (PU), vrijednosti omjera snage signala i šuma (SNR) na mjestu sekundarnog korisnika, razine fluktuacije šuma, broja uzoraka u postupku detekcije, vrijednosti dinamičkog praga detekcije i vjerojatnosti pogrešnog alarma, na vjerojatnost detekcije signala primarnog korisnika (PU) u procesu očitavanja spektra metodom detekcije energije (ED).

U cilju preciznijeg očitavanja raspoloživog frekvencijskog opsega, razvijen je novi simulacijski algoritam za analizu metode detekcije energije u MIMO sustavima. Razvijeni algoritam se temelji na zakonu kombiniranog kvadriranja (SLC) prijemnog signala. Razvijeni simulacijski algoritam omogućava analizu utjecaja nesigurnosti snage šuma, dinamičkog praga detekcije te oba parametra zajedno na vjerojatnost detekcije signala primarnog korisnika (PU) u simetričnim i asimetričnim MIMO sustavima. Temeljem dobivenih simulacijskih rezultata, provedena je opsežna analiza utjecaja različitih komunikacijskih parametara koji uključuju: vrstu OFDM modulacije, vrijednost omjera snage signala i šuma (SNR-a), broj odašiljačkih (Tx) i prijemnih (Rx) primopredajnih krugova (antena), vjerojatnosti pogrešnog alarma, različitih razina nesigurnosti snage šuma (NU) i dinamičkog praga detekcije (DDT), na vjerojatnost detekcije signala primjenom predložene metode.

Stoga se znanstveni doprinos ove disertacije ogleda u:

- Razvoju nove metode opažanja raspoloživosti radiofrekvencijskog spektra primjenom detekcije energije i kombiniranja kvadriranog prijemnog signala u bežičnim komunikacijskim OFDM sustavima s više ulaza i više izlaza (MIMO) na strani primarnog i sekundarnog korisnika.
- Izradi novog algoritma za računalnu simulaciju predložene metode opažanja raspoloživosti radiofrekvencijskog spektra temeljem izvedenog matematičkog modela koji omogućuje procjenu pouzdanosti predložene metode opažanja u ovisnosti o utjecajnim parametrima u MIMO-OFDM komunikacijskim sustavima.
- Modeliranju utjecaja nesigurnosti snage šuma i prilagodbe dinamičkog praga detekcije na učinkovitost i pouzdanost opažanja raspoloživosti radiofrekvencijskog spektra ovisno o utjecajnim parametrima u MIMO-OFDM komunikacijskim sustavima. Ovo posebice uključuje različite vrste OFDM modulacije, vrijednosti omjera snage signala

i šuma (SNR) na mjestu sekundarnog korisnika, vjerojatnosti pogrešnog alarma, broj primopredajnih krugova primarnog i sekundarnog korisnika, snagu odašiljanja primarnog korisnika i broj uzoraka korištenih u procesu detekcije.

Praktična implementacija ostvarenih rezultata ogleda se u mogućnosti provođenja učinkovitijeg korištenja spektralnih resursa primjenom razvijene metode detekcije energije temeljene na kombiniranju kvadriranih prijemnih signala. Naime, predložena metoda detekcije energije (ED) koristi višeantenske tehnike manje složenosti te je od posebnog interesa jer ne zahtijeva kompleksnu obradu signala. Time se značajno smanjuje trošenje baterije mobilnih ili senzorskih uređaja što posljedično omogućuje takvim uređajima da u potpunosti iskoriste prednosti kognitivnog radija u budućim mrežama koje će se zasnivati na konceptu Interneta stvari (IoT).

S obzirom na važnost MIMO sustava u kognitivnim radijskom mrežama (CRN), budući istraživački rad bit će usmjeren prema provođenju analize utjecaja različitih komunikacijskih parametara na vjerojatnost detekcije raspoloživosti RF spektra primjenom metode detekcije energije (ED) s kombiniranjem kvadriranih prijemnih signala, u mrežama koje koriste masivne MIMO (engl. massive MIMO) komunikacijske tehnologije.

## LITERATURA

- [1] F. Tariq, M. R. A. Khandaker, K.-K. Wong, M. A. Imran, M. Bennis, M. Debbah, „A Speculative Study on 6G,” *IEEE Wireless Comm.*, vol.47, no.4, pp. 118-125, August 2020.
- [2] V. Valenta, R. Marsalek, G. Baudoin, M. Villegas, M. Suarez, F. Robert. “Survey on Spectrum Utilization in Europe: Measurements, Analyses and Observations,” in *Proceedings of the 2010 Proceedings of the Fifth International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications*, Cannes, France, 09-11 June 2010, pp. 1-5.
- [3] S. Pandit, G. Singh, “Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks: Potential Challenges and Future Perspective,” *Spectrum Sharing in Cognitive Radio Networks*, 1<sup>st</sup> ed., Springer International Publishing AG, 2017, pp. 35-73
- [4] J. Wang, M. Ghosh, K. Challapali, “Emerging cognitive radio applications: A Survey,” *IEEE Comm. Mag.*, vol. 49, no. 3, pp. 74–81, March 2011.
- [5] Y. Xiao, F. Hu, “Cognitive radio networks,” Boca Raton, Florida, United States: Auerbach Publications, 2008, pp. 3-37.
- [6] S Interneta, <http://telekomunikacije.etf.rs/predmeti/ms1kr>, pristupila: 18.06.2019.
- [7] J. Rwodzi, “Energy-detection based spectrum sensing for cognitive radio on a real-time SDR platform,” *Doktorska disertacija*, Dept. Elect. Eng., Univ. of Cape Town, Cape Town, South Africa, 2016.
- [8] A. Ghasemi, E. S. Sousa, “Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks: Requirements, Challenges and Design Trade-offs,” *IEEE Comm. Mag.*, vol. 46, no. 4, pp. 32-39, April 2008.
- [9] M. Sherman, A.N. Mody, R. Martinez, C. Rodriguez, R. Reddy, “IEEE standards supporting cognitive radio and networks, dynamic spectrum access, and coexistence,” *IEEE Commun. Mag.* 2008, vol. 46, no. 7, pp. 72–79, July 2008. H. Sun, A. Nallanathan,
- [10] C.X. Wang, Y. Chen, “Wideband spectrum sensing for cognitive radio networks: A survey”, *IEEE Wirel. Commun.*, vol. 20, no. 2, pp. 74–81, April 2013.
- [11] Y. Xiao, F. Hu, *Cognitive Radio Networks*, 1st ed.; Auerbach Publications: Boca Raton, FL, USA, 2008; pp. 3–37.
- [12] F. Awin, E. Abdel-Raheem, K. Tepe, “Blind spectrum sensing approaches for interweaved cognitive radio system: A tutorial and short course,” *IEEE Commun. Surv. Tutor.* vol. 21, no.1, pp. 238–259, 2019.
- [13] Ramy Mohamed Amer Ghanem, “Techniques for Cooperative Cognitive Radio Networks,” M.S. thesis, Electrical engineering department, Faculty of engineering, Alexandria University, Alexandria, 2016.
- [14] M. Jaiswal, A. Kumar, V. Singh, “A Survey on Spectrum Sensing Techniques for Cognitive Radio,” in *Proceedings of the Conference on Advances in Communication and Control Systems 2013*, 2013.
- [15] M. Iqbal, A. Ghafoor, „Analysis of Multiband Joint Detection Framework for Waveform-Based Sensing in Cognitive Radios,” in *Proceedings of the 2012 IEEE Vehicular*

- Technology Conference (VTC Fall), Quebec City, QC, Canada, 3–6 September 2012, pp. 1–5, doi:10.1109/VTCFall.2012.6399372.
- [16] R. Umar, A.U.H. Sheikh, M.A. Deriche, „Unveiling the hidden assumptions of energy detector based spectrum sensing for cognitive radios,“ *IEEE Commun. Surv. Tutor.*, vol.16, no. 2, pp. 713–728, 2013.
- [17] W. Yue, B. Zheng, „A Two-Stage Spectrum Sensing Technique in Cognitive Radio Systems Based on Combining Energy Detection and One-Order Cyclostationary Feature Detection,“ in *Proceedings of the 2009 International Symposium on Web Information Systems and Applications*, Nanchang, P. R. China, May 22-24, 2009, pp. 327-330.
- [18] P.R. Nair, A.P. Vinod, A.K. Krishna, „A Fast Two Stage Detector for Spectrum Sensing in Cognitive Radios,“ In *Proceedings of the 2011 IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*, San Francisco, CA, USA, 5–8 September 2011, pp. 1–5, doi:10.1109/VETEFCF.2011.6092897.
- [19] A.F. Eduard, R.G.G. Caballero, „Experimental Evaluation of Performance for Spectrum Sensing: Matched Filter vs. Energy Detector,“ In *Proceedings of the IEEE Colombian Conference on Communication and Computing (IEEE COLCOM 2015)*, Popayan, Colombia, 13–15 May 2015, pp. 1–6, doi:10.1109/ColComCon.2015.7152105.
- [20] J. Dalai, S.K. Patra, „Spectrum Sensing for WLAN and WIMAX Using Energy Detection Technique,“ In *Proceedings of the 2013 IEEE International Conference on Emerging Trends in Computing, Communication and Nanotechnology (ICECCN)*, Tirunelveli, India, 25–26 March 2013, pp. 620–624, doi:10.1109/ICE-CCN.2013.6528574.
- [21] J. Luo, G. Zhang, C. Yan, „An Energy Detection-Based Spectrum-Sensing Method for Cognitive Radio“, *Hindawi Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 2022, pp.1-10, 2022.
- [22] M.A. Hammouda, and J.W. Wallace, „Noise Uncertainty in Cognitive Radio Sensing: Analytical Modeling and Detection Performance,“ In *Proceedings of the 2012 International ITG Workshop on Smart Antennas (WSA)*, Dresden, Germany, 7–8 March 2012, pp. 287–293, doi:10.1109/WSA.2012.6181221.
- [23] U. Ndujiuba, O. Oni, A. E. Ibhaze, “Comparative analysis of digital modulation techniques in LTE 4G systems,” *Jour. of Wireless Netw. and Comm.*, vol. 5, no. 2, pp. 60–66, Jan. 2015.
- [24] S. Atapattu, C. Tellambura, and H. Jiang, *Energy detection for spectrum sensing in cognitive radio*. Springer International Publishing AG, 2014, pp. 11-38.
- [25] M.A. Hammouda, J. W. Wallace, “Noise uncertainty in cognitive radio sensing: Analytical modeling and detection performance,” in *Proceedings of the WSA 2012*, Dresden, Germany, 2012, pp. 287–293.
- [26] M. Poggioni, L. Rugini, P. Banelli, „A novel simulation model for coded OFDM in Doppler scenarios: DVB-T Versus DAB,“ In *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications*, Glasgow, UK, 2007, pp. 5689-5694.
- [27] Erik Axell and Erik G. Larsson, “Optimal and suboptimal spectrum sensing of OFDM signals in known and unknown noise variance,” *IEEE Jour. on Selected Areas in Comm.*, vol. 29, no. 2, pp. 290– 304, Feb. 2011.

- [28] W. L. Chin, C. W. Kao, T. N. Le, “Advanced spectrum sensing for OFDM-based cognitive radio networks using cyclic prefix,” in Proceedings of the VTC2014-Fall, Vancouver, Canada, 2014, pp. 1–5.
- [29] Z. Lei and F.P.S. Chin, “Sensing OFDM systems under frequency-selective fading channels,” *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, vol. 59, no. 4, pp. 1960–1968, May 2010.
- [30] N. Wang, Y. Gao, and L. Cuthbert, “Spectrum Sensing Using Adaptive Threshold Based ED for OFDM Signals,” in Proceedings of the 2014 IEEE International Conference on Communication Systems, Macau, China, 19–21 November 2014; pp. 359–363, doi:10.1109/ICCS.2014.7024825.
- [31] S.S. Kalamkar, A. Banerjee, A.K. Gupta, “SNR wall for generalized energy detection under noise uncertainty in cognitive radio,” in Proceedings of the 2013 19th IEEE Asia-Pacific Conference on Communications (APCC), Denpasar, Indonesia, 29–31 August 2013; pp. 375–380.
- [32] J. Rwodzi, Energy-Detection Based Spectrum Sensing for Cognitive Radio on a Real-Time SDR Platform. Master’s Thesis, University of Cape Town, Cape Town, South Africa, 2016.
- [33] C. Çakir, H. Yiğit, “Spectrum sensing performance with adaptive threshold in MIMO cognitive radio,” in Proceedings SIU, Antalya, Turkey, 2017, pp. 1923-1926.
- [34] W. Dang, M. Tao, H. Mu and J. Huang, “Subcarrier-pair based resource allocation for cooperative multi-relay OFDM systems,” *IEEE Trans. on Wireless Comm.*, vol. 9, no. 5, pp. 1640-1649, May 2010.
- [35] A. Gorcin, K.A. Qaraqe, H. Celebi, H. Arslan, “An Adaptive Threshold Method for Spectrum Sensing in Multi-Channel Cognitive Radio Networks,” In Proceedings of the 17th International Conference on Telecommunications, Doha, Qatar, 4–7 April 2010; pp. 425–429, doi:10.1109/ICTEL.2010.5478783.
- [36] N. Thuo, An Adaptive Threshold Energy Detection Technique with Noise Variance Estimation for Cognitive Radio Sensor Networks, M.S. thesis, Dept. Elect. Eng., Univ. of Cape Town, Cape Town, South Africa, 2015.
- [37] T. Bangira, S.A. Alfieri, M. Menenti, A. van Niekerk, „Comparing Thresholding with Machine Learning Classifiers for Mapping Complex Water,” *Remote Sensing*, vol.11, no.11, pp.1-21, June 2019.
- [38] M. Arar, A. M. Masri, H. O. Ghannam and I. K. Tumar, “A Proposed Scheme for Dynamic Threshold Versus Noise Uncertainty in Cognitive Radio Networks (DTNU),” *Wireless Personal Comm.*, vol. 96, no. 3, pp. 4543–4555, Oct. 2017.
- [39] C. Çakir, H. Yiğit, “Spectrum sensing performance with adaptive threshold in MIMO cognitive radio,” in Proceedings SIU, Antalya, Turkey, 2017, pp. 1923-1926.
- [40] W. Dang, M. Tao, H. Mu and J. Huang, “Subcarrier-pair based resource allocation for cooperative multi-relay OFDM systems,” *IEEE Trans. on Wireless Comm.*, vol. 9, no. 5, pp. 1640-1649, May 2010.
- [41] P. Roy, S. Dutta, N. Dey, G. Dey, S. Chakraborty and R. Ray, “Adaptive thresholding: A comparative study,” in Proceedings ICCICCT 2014, Kanyakumari District, India, 2014, pp. 1182–1186.

- [42] A. Ghasemi and E. S. Sousa, "Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks: Requirements, Challenges and Design Trade-offs," *IEEE Comm. Mag.*, vol. 46, no. 4, pp. 32-39, April 2008.
- [43] F. Weidling, D. Datla, V. Petty, P. Krishnan and G. Minden, "A framework for RF spectrum measurements and analysis," in Proceedings *DySPAN 2005*, Baltimore, Maryland, USA, 2005, pp. 573-576.
- [44] D. C. Oh and Y. H. Lee, "Energy detection-based spectrum sensing for sensing error minimization in cognitive radio networks," *Inter. Jour. of Comm. Netw. and Infor. Security (IJCNIS)*, vol. 1, no. 1, pp. 1-5, April 2009.
- [45] J. Lehtomaki, J. Vartiainen, M. Juntti and H. Saarnisaari, Spectrum sensing with forward methods, in Proc. *MILCOM*, Washington D.C, USA, 2006, pp. 1-7.
- [46] J. Vartiainen, H. Sarvanko, J. Lehtomki, M. Juntti, and M. Latva-aho, "Spectrum sensing with LAD-based methods," in Proceedings *IEEE PIMRC, Athens, Greece, 2007*, pp. 1-5.
- [47] K. Chhabra, P. Banerjee, Effect of dynamic threshold & noise uncertainty in energy detection spectrum sensing technique for cognitive radio systems, in Proceedings *SPIN 2014*, Delhi, India, 2014, pp. 361-377.
- [48] S. Gong, P. Wang, W. Liu, W. Zhuang, "Performance bounds of energy detection with signal uncertainty in cognitive radio networks," in Proceedings *IEEE INFOCOM*, Turin, Italy, 2013, pp. 2238-2246.
- [49] M. Lopez-Benitez, F. Casadevall, "Signal uncertainty in spectrum sensing for cognitive radio," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 61, no. 4, pp. 1231-1241, April 2013.
- [50] A. Kumar, P. Thakur, S. Pandit, G. Singh, "Fixed and dynamic threshold selection criteria in energy detection for cognitive radio communication systems," in Proceedings *IC3 2017*, Uttar Pradesh, India, 2017, pp. 1-6.
- [51] J. Wu, T. Luo, G. Yu, "An Energy Detection Algorithm Based on Double-Threshold in Cognitive Radio Systems," in Proceedings *Inter. Conf. on Infor. Sci. and Eng.*, Nanjing, China, 2009, pp. 493-496.
- [52] S. Suwanboriboon, W. Lee, "A novel two-stage spectrum sensing for cognitive radio system," in Proceedings *ISCIT*, Surat Thani, Thailand, 2013, pp. 176-181.
- [53] R. Joshi, D. C. Popescu, O. A. Dobre, "Adaptive Spectrum Sensing with Noise Variance Estimation for Dynamic Cognitive Radio Systems," in Proceedings *CISS 2010*, Princeton, N.Y., USA, 2010, pp. 1-5.
- [54] Z. Bao, B. Wu, P. Ho, X. Ling, Adaptive threshold control for energy detection based spectrum sensing in cognitive radios, in Proceedings *IEEE GLOBECOM 2011*, Kathmandu, Nepal, 2011, pp. 1-5.
- [55] D. Gesbert, M. Shafi, D.-S. Shiu, P.J. Smith, A. Naguib, "From theory to practice: An overview of MIMO space-time coded wireless systems," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 21, no.3, pp. 281-302, April 2003.
- [56] X. Ye, W.P. Zhu, A. Zhang, J. Yan, "Sparse channel estimation of MIMO-OFDM systems with unconstrained smoothed  $l_0$ -norm-regularized least squares compressed sensing," *EURASIP J. Wirel. Commun. Netw.*, vol. 282, pp. 1-13, 2013.
- [57] J. Xu, G. Choi, "Compressive Sensing and Reception for MIMO-OFDM Based Cognitive Radio," in Proceedings of the 2015 International Conference on Computing, Networking



- and Communications (ICNC), Garden Grove, CA, USA, 16–19 February 2015; pp. 884–888.
- [58] B. Shamla, T.R. Amrutha, “Performance of massive MIMO systems in cognitive spectrum sensing,” *J. Phys. Conf. Ser.*, vol. 1817, no.2021, pp. 1-10, 2021.
- [59] A.B.H. Hmida, S. Cherif, H. Besbes, “Spectrum Sensing Based on STBC Higher Order Statistics for Cognitive Radio Systems,” in Proceedings of the Third International Conference on Communications and Networking, Hammamet, Tunisia, 29 March–1 April 2012; pp. 1–5.
- [60] J. Zhang, L. Liu, M. Liu, Y. Yi, Q. Yang, Gong, F. “MIMO spectrum sensing for cognitive radio-based Internet of things,” *IEEE Internet Things J.*, vol.7, no.9, pp. 8874–8885, May 2020.
- [61] R. Laikanok, P. Uthansakul, M. Uthansakul, “Spectrum Sensing with Integration of Energy Detector and Diversity Techniques for MIMO systems,” in Proceedings of the 2014 11th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), Nakhon Ratchasima, Thailand, 14–17 May 2014; pp. 1–4.
- [62] Y.S. Cho, J. Kim, W.Y. Yang, and C.G. Kang, *MIMO-OFDM Wireless Communication with Matlab*; John Wiley & Sons: Singapore, 2010; pp. 294–307.
- [63] Y. Arjoune, N.A. Kaabouch, “Comprehensive survey on spectrum sensing in cognitive radio networks: Recent advances, new challenges, and future research directions,” *Sensors*, vol.19, pp. 1-32, 2019.
- [64] J.S. Gamit, S.D. Trapasiya, “Cognitive Radio Energy Based Spectrum Sensing using MIMO,” in Proceedings of the 2013 International Conference on Communication and Signal Processing, Melmaruvathur, India, 3–5 April 2013; pp. 708–712.
- [65] R. Thomä, R. Knöchel, J. Sachs, I. Willms, T. Zwick, “Ultra-Wideband Radio Technologies for Communications, Localization and Sensor Applications,” 2013
- [66] V. Kuppusamy, R. Mahapatra, “Primary User Detection in OFDM Based MIMO Cognitive Radio,” in Proceedings of the 2008 3rd International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CrownCom 2008), Singapore, 15–17 May 2008; pp. 1–5.
- [67] R.F. Üstok, Spectrum Sensing Techniques for Cognitive Radio Systems with Multiple Antennas. Master’s Thesis, Graduate School of Engineering and Sciences, Izmir Institute of Technnology, Izmir, Turkey, 2009
- [68] L. Rodes, A. Kaushik, S.K. Sharma, S. Chatzinotas, F. Jondral, “Square-law Selector and Square-law Combiner for Cognitive Radio Systems: An Experimental Study,” in Proceedings of the 2016 IEEE 84th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall), Montreal, QC, Canada, 18–21 September 2016; pp. 1–5.
- [69] A.J. Braga, R.A.A. De Souza, J.P.C.L. Da Costa, J.D.P. Carreño, “Continuous Spectrum Sensing and Transmission in MIMO Cognitive Radio Network,” in Proceedings of the 2014 IEEE Latin-America Conference on Communications (LATINCOM), Cartagena, Colombia, 5–7 November 2014; pp. 1–5.
- [70] H. Al-Hmood, Performance Analysis of Energy Detector over Different Generalised Wireless Channels Based Spectrum Sensing in Cognitive Radio. Ph.D. Dissertation, Depart. of Elect. and Comp. Eng., Brunel University London, London, UK, 2015.

- [71] M. Ranjeeth, "Cooperative Spectrum Sensing with Square Law Combining Diversity Reception," in Proceedings of the 2015 3rd International Conference on Signal Processing, Communication and Networking (ICSCN), Chennai, India, 26–28 March 2015; pp. 1–6.
- [72] W. Ma, M.Q. Wu, D. Liu, M.L. Wang, "User sensing based on MIMO cognitive radio sensor networks," in Proceedings of the 2009 2nd IEEE International Conference on Computer Science and Information Technology, Beijing, China, 8–11 August 2009; pp. 205–208.
- [73] P.R. Nair, A.P. Vinod, A.K. Krishna, "An Adaptive Threshold Based Energy Detector for Spectrum Sensing in Cognitive Radios at Low SNR." in Proceedings of the 2010 IEEE International Conference on Communication Systems, Singapore, 17–19 November 2010; pp. 574–578, doi:10.1109/ICCS.2010.5686712.
- [74] Y. Arjoune, Z.E. Mrabet, N. Kaabouch, "Multi-attributes, utility-based, channel quality ranking mechanism for cognitive radio networks," *Appl. Sci.*, vol.8, no. 4, pp. 1–13, April 2018.
- [75] R. Airoidi, J. Nurmi, "Design of Matched Filter for Timing Synchronization." in Proceedings of the 2013 Conference on Design and Architectures for Signal and Image Processing, Cagliari, Italy, 8–10 October 2013; pp. 247–251.
- [76] Y. Arjoune, N. Kaabouch, "A Comprehensive survey on spectrum sensing in cognitive radio networks: Recent advances, new challenges, and future research directions," *Sensors*, vol. 19, no.1, pp. 1–32, 2019.
- [77] J. Hillenbrand, T. Weiss, F.K. Jondral, "Calculation of detection and false alarm probabilities in spectrum pooling systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 9, no. 4, pp. 349–351, 2005.
- [78] D. Cabric, S.M. Mishra, R.W. Brodersen, "Implementation Issues in Spectrum Sensing for Cognitive Radios." in Proceedings of the Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, CA, USA, 7–10 November 2004; pp. 772–776, doi:10.1109/ACSSC.2004.1399240.
- [79] F. Salahdine, H.E. Ghazi, N.Kaabouch, W.F. Fihri, "Matched Filter Detection with Dynamic Threshold for Cognitive Radio Networks." in Proceedings of the 2015 International Conference on Wireless Networks and Mobile Communications (WINCOM), Marrakech, Morocco, 20–23 October 2015; pp. 1–6, doi:10.1109/WINCOM.2015.7381345.
- [80] S. Men, "Spectrum Sensing Techniques in Cognitive Wireless Sensor Networks," doktorska disertacija, Université Bretagne Loire, Rennes, France, 2016.
- [81] J. Lunden, V.Koivunen, A. Huttunen, H. Poor, "Spectrum Sensing in Cognitive Radios Based on Multiple Cyclic Frequencies." in Proceedings of the 2007 2nd International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, Orlando, FL, USA, 1–3 August 2007; pp. 37–43, doi:10.1109/CROWNCOM.2007.4549769.
- [82] D. Cabric, R.W. Brodersen, "Physical Layer Design Issues Unique to Cognitive Radio Systems." in Proceedings of the 2005 IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Berlin, Germany, 11–14 September 2005; pp. 759–763, doi:10.1109/PIMRC.2005.1651545.

- [83] T. Zhang, G. Yu, C. Sun, "Performance of Cyclostationary Features Based Spectrum Sensing Method in a Multiple Antenna Cognitive Radio System." in Proceedings of the 2009 IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Budapest, Hungary, 12 May 2009; pp. 1–5, doi:10.1109/WCNC.2009.4917899.
- [84] Verma, M.; Dua, R. "Performance analysis of energy detection, matched filter detection & cyclostationary feature detection spectrum sensing techniques." *Indian Streams Res. J.*, vol. 2, no.5, pp. 1296–1301, September 2012.
- [85] V. Turunen, M.Kosunen, A. Huttunen, S. Kallioinen, P. Ikonen, A. Parssinen, J. Ryynanen, "Implementation of Cyclostationary Feature Detector for Cognitive Radios." in Proceedings of the 2009 4th International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, Hannover, Germany, 22–24 June 2009; pp. 1–4, doi:10.1109/CROWNCOM.2009.5188993.
- [86] L. Huang, J. Fang, K. Liu, H.C. So, H. Li, "An eigenvalue-moment-ratio approach to blind spectrum sensing for cognitive radio under sample-starving environment." *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 64, no.8, pp. 3465–3480, August 2015.
- [87] Srinu, S. Entropy Based Reliable Cooperative Spectrum Sensing for Cognitive Radio Networks. Doktorska disertacija, University of Hyderabad, Hyderabad, India, 2013.
- [88] S.V. Nagaraj, "Entropy-based spectrum sensing in cognitive radio." *Signal Process.*, vol. 89, no.2, pp. 174–180, February 2009.
- [89] S. Srinu, S.L. Sabat, "FPGA implementation and performance study of spectrum sensing based on entropy estimation using cyclic features." *Comput. Electr. Eng.*, vol. 38, no.6, pp.1658–1669, November 2012.
- [90] H. Tang, "Some Physical Layer Issues of Wide-Band Cognitive Radio Systems." in Proceedings of the First IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005, DySPAN 2005, Baltimore, MD, USA, 8–11 November 2005; pp. 151–159, doi:10.1109/DYSPAN.2005.1542630.
- [91] S. Atapattu, C. Tellambura, H. Jiang, "Spectrum Sensing via Energy Detector in Low SNR." in Proceedings of the 2011 IEEE International Conference on Communications (ICC), Kyoto, Japan, 5–9 June 2011; pp. 1–5, doi:10.1109/icc.2011.5963316.
- [92] S. Kapoor, S. Rao, G.Singh, "Opportunistic Spectrum Sensing by Employing Matched Filter in Cognitive Radio Network." in Proceedings of the 2011 International Conference on Communication Systems and Network Technologies, Katra, Jammu, India, 3–5 June 2011; pp. 580–583, doi:10.1109/CSNT.2011.124.
- [93] L. Shen, H. Wang, W. Zhang, Z. Zhao, "Blind spectrum sensing for cognitive radio channels with noise uncertainty." *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 10, no.6, pp. 1721–1724, June 2011.
- [94] N. Nguyen-Thanh, I.Koo, "Empirical distribution-based event detection in wireless sensor networks: An approach based on evidence theory." *IEEE Sens. J.*, vol.12, no.6, pp. 2222–2228, June 2012.
- [95] N. Kundargi, Y. Liu, A. Tewfik, "A framework for inference using goodness of fit tests based on ensemble of phi- divergences." *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 71, no. 4, pp. 945–955, February 2013.

- [96] M. Jin, Q. Guo, J. Xi, Y. Yu, "Spectrum sensing based on goodness of fit test with unilateral alternative hypothesis." *Electron. Lett.*, vol. 50, no. 22, pp. 1645–1646, October 2014.
- [97] D.K. Patel, Y.N. Trivedi, "Goodness-of-fit-based non-parametric spectrum sensing under Middleton noise for cognitive radio." *Electron. Lett.*, vol. 51, no. 5, pp. 419–421, March 2015.
- [98] B. Scheers, D. Teguig, V.L. Nir, "Wideband Spectrum Sensing Technique Based on Goodness-of-Fit Testing." in *Proceedings of the 2015 International Conference on Military Communications and Information Systems (ICMCIS)*, Krakow, Poland, 18–19 May 2015; pp. 1–6, doi:10.1109/ICMCIS.2015.7158719.
- [99] D. Teguig, V.L. Nir, B. Scheers, "Spectrum sensing method based on goodness of fit test using chi-square distribution." *Electron. Lett.*, vol. 50, pp. 713–715, 2014.
- [100] D. Teguig, V.L. Nir, B. Scheers, "Spectrum sensing method based on likelihood ratio goodness-of-fit test." *Electron. Lett.*, vol. 51, no.3, pp. 253–255, February 2015.
- [101] H. Wang, E.H. Yang, Z. Zhao, W. Zhang, "Spectrum sensing in cognitive radio using goodness of fit testing." *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 8, no.11, pp. 5427–5430, November 2009.
- [102] G. Zhang, X. Wang, Y.C. Liang, J. Liu, "Fast and robust spectrum sensing via Kolmogorov-Smirnov test." *IEEE Trans. Commun.*, vol. 58, no. 12, pp. 3410–3416, December 2010.
- [103] F. Penna, R. Garello, M.A. Spirito, "Cooperative spectrum sensing based on the limiting eigenvalue ratio distribution in Wishart matrices." *IEEE Commun. Lett.*, vol.13, pp. 507–509, June 2009.
- [104] Y. Zeng, Y.C. Liang, "Eigenvalue-based spectrum sensing algorithms for cognitive radio." *IEEE Trans. Commun.*, vol. 57, no.6, pp. 1784–1793, June 2009.
- [105] X. Yang, K. Lei, S. Peng, X. Cao, "Blind detection for primary user based on the sample covariance matrix in cognitive radio." *IEEE Commun. Lett.*, vol.15, no.1, pp. 40–42, January 2011.
- [106] A. Kortun, T. Ratnarajah, M. Sellathurai, C. Zhong, C.B. Papadias, "On the performance of eigenvalue-based cooperative spectrum sensing for cognitive radio." *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.*, vol. 5, no.1, pp.49–55, February 2011.
- [107] N. Pillay, H. Xu, "Blind eigenvalue-based spectrum sensing for cognitive radio networks." *IET Commun.*, vol. 5, no.11, pp. 1388–1396, July 2012.
- [108] A. Bollig, R. Mathar, "MMSE and DME: Two New Eigenvalue-Based Detectors for Spectrum Sensing in Cognitive Radio." in *Proceedings of the 2013 IEEE Global Conference on Signal and Information Processing*, Austin, TX, USA, 3–5 December 2013; pp.1210–1213, doi:10.1109/GlobalSIP.2013.6737125.
- [109] L. Huang, J. Fang, K. Liu, H.C. So, H. Li, "An eigenvalue-moment-ratio approach to blind spectrum sensing for cognitive radio under sample-starving environment." *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 64, no.8, pp. 3465–3480, August 2015.
- [110] P. Nandhakumar, A. Kumar, "Analysis of OFDM system with energy detection spectrum sensing," *Indian J. Sci. Technol.*, vol. 9, no.16, pp. 1–6, May 2016.
- [111] Chin, W.L.; Kao, C.W.; Le, T.N. Advanced Spectrum Sensing for OFDM-Based Cognitive Radio Networks Using Cyclic Prefix, in *Proceedings of the 2014 IEEE 80th*

- Vehicular Technology Conference (VTC2014-Fall), Vancouver, BC, Canada, 14–17 September 2014; pp. 1–5.
- [112] C.H. Hwang, G.L. Lai, S.C. Chen, “Spectrum sensing in wideband OFDM cognitive radios,” *IEEE Trans. Signal Proc.* vol. 58, no. 2, pp. 709–719, February 2010.
- [113] 802.11ac: The fifth generation of Wi-Fi, White paper Cisco public, 2018.
- [114] El Bahi, F.Z.; Ghennioui, H.; Zouak, M. “Spectrum sensing technique of OFDM signal under noise uncertainty based on mean ambiguity function for cognitive radio,” *Phys. Commun.* vol. 33, pp. 142–150, April 2019.
- [115] J. Lorincz, D. Begušić, I. Ramljak, “Misdetction Probability Analyses of OFDM Signals in Energy Detection Cognitive Radio Systems,” in *Proceedings of the 2018 26th International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM)*, Split, Croatia, 13–15 September 2018; pp. 1–6.
- [116] J. Lorincz, I. Ramljak, D. Begušić, “A review of the noise uncertainty impact on energy detection with different OFDM system designs,” *Comput. Commun.*, vol. 148, pp. 185–207, December 2019.
- [117] A. Martian, M.J.A.A. Sammarraie, C. Vlădeanu, D.C. Popescu, “Three-event energy detection with adaptive threshold for spectrum sensing in cognitive radio systems,” *Sensors* 2020, vol. 20, no.13, pp. 1-16, June 2020.
- [118] G.Yu, Y. Shao, H. Long, G. Yue, “Dynamic Threshold Based Spectrum Detection in Cognitive Radio Systems,” in *Proceedings of the 2009 5th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, Beijing, China, 24–26 Sept. 2009; pp. 1–4, doi:10.1109/WICOM.2009.5301508.
- [119] S.M. Hassan, A. Eltholth, A.H. Ammar, “Double threshold weighted energy detection for asynchronous PU activities in the presence of noise uncertainty,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 177682 – 177692, September 2020.
- [120] S. Sarkar, R. Muralishankar, S. Gurugopinath, “Dynamic Threshold Correction Based on the Exact Statistics of Energy Detection in Spectrum Sensing,” in *Proceedings of the 2019 International Conference on Wireless Communications Signal Processing and Networking (WiSPNET)*, Chennai, India, 21–23 March 2019; pp. 430–434.
- [121] K. Kockaya, I. Develi, “Spectrum sensing in cognitive radio networks: threshold optimization and analysis,” *EURASIP J. Wirel. Commun. Netw.*, vol. 255, no. 2020, pp. 1–19, December 2020.
- [122] Z. Chen, T. Luan, X.D. Zhang, “Sensing orthogonal frequency division multiplexing systems for cognitive radio with cyclic prefix and pilot tones,” *IET Commun.*, vol. 6, no. 1, pp. 97–106, January 2012.
- [123] Z. Shi, D. McLernon, M. Ghogho, Z. Wu, “Improved spectrum sensing for OFDM cognitive radio in the presence of timing offset,” *EURASIP J. Wirel. Commun. Netw.*, vol. 224, no. 2014, pp.1–9, December 2014.
- [124] Y. Zeng, Y.C. Liang, T.H. Pham, “Spectrum sensing for OFDM signals using pilot induced auto-correlations,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 31, no.3, pp. 353–363, March 2013.
- [125] C.H. Hwang, G.L. Lai, S.C. Chen, “Spectrum sensing in wideband OFDM cognitive radios,” *IEEE Trans. Signal Proc.* vol. 58, no. 2, pp. 709–719, February 2010.

- [126] Kumar, A.; NandhaKumar, P. OFDM system with cyclostationary feature detection spectrum sensing. *ICT Express* 2019, 5, 21–25.
- [127] Wylie-Green, M. “Dynamic Spectrum Sensing by Multiband OFDM Radio for Interference Mitigation,” in *Proceedings of the First IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, Baltimore, MA, USA, 8–11 November 2005; pp. 619–625.
- [128] L. Rodes, A. Kaushik, S.K. Sharma, S. Chatzinotas, F. Jondral, “Square-law Selector and Square-law Combiner for Cognitive Radio Systems: An Experimental Study,” in *Proceedings of the 2016 IEEE 84th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall)*, Montreal, QC, Canada, 18–21 September 2016; pp. 1–5.
- [129] G.L. Stuber, J.R. Barry, S.W. McLaughlin, Y. LI, M.A. Ingram, T.G. Pratt, *Broadband MIMO-OFDM wireless communications*. in *Proceedings of the IEEE*, February 2004; pp. 271–294.
- [130] C. Yang, G. Wu, S. Li, G.Y. Li, “OFDM and its wireless applications: A survey,” *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. 58, no.4, pp. 1673–1694, May 2009.
- [131] A. Gupta, R.K. Jha, “A survey of 5G network: Architecture and emerging technologies,” *IEEE Access*, vol. 3, pp. 1206–1232, July 2015.
- [132] F.F. Digham, M.S. Alouini, M.K. Simon, “On the energy detection of unknown signals over fading channels,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 55, no.1, pp. 3575–3579, January 2007.
- [133] Tellambura, C. *Spectrum sensing methods and their performance*, in *Handbook of cognitive radio*, 1<sup>st</sup> ed., Springer Nature: Singapore, 2018; pp. 163-185.
- [134] C. Yang, G. Wu, S. Li, G.Y. Li, “OFDM and its wireless applications: A survey,” *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. 58, no.4, pp. 1673–1694, May 2009.
- [135] B. Wang, K.J. Ray Liu, “Advances in cognitive radio networks: a survey,” *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 5, no.1, pp. 5–23, February 2011.
- [136] Tellambura, C. *Spectrum sensing methods and their performance*, in *Handbook of cognitive radio*, 1<sup>st</sup> ed., Springer Nature: Singapore, 2018; pp. 163-185.
- [137] G. Yu, C. Long, M. Xiang, W. Xi, “A novel energy detection scheme based on dynamic threshold in cognitive radio systems,” *J. Comput. Inf. Syst.*, vol. 4, no. 21, pp. 4245–4251, November 2012.
- [138] W. Ma, M.Q. Wu, D. Liu, M.L. Wang, “User sensing based on MIMO cognitive radio sensor networks,” in *Proceedings of the 2009 2nd IEEE International Conference on Computer Science and Information Technology*, Beijing, China, 8–11 August 2009; pp. 205–208.
- [139] J. Lorincz, I. Ramljak, D. Begušić, “A survey on the energy detection of OFDM signals with dynamic threshold adaptation: Open Issues and Future Challenges,” *Sensors*, vol. 21, no. 3080, pp. 1-41, April 2021.
- [140] H. Zarrinkoub, *Understanding LTE with MATLAB: From Mathematical Foundation to Simulation, Performance Evaluation and Implementation*, 1st ed.; John Wiley & Sons: West Sussex, UK, 2014; pp. 72–85.
- [141] D. Petrec “Unaprjeđenje modulacijskih postupaka i prijenosa signala za povećanje brzine mobilnih mreža 4. generacije,” *Završni rad*, Fakultet prometnih znanosti, rujan 2017.

- [142] F. Lemić, „Algoritmi raspodjele potkanala, bitova i snage u višekorisničkim ofdma sustavima,“ diplomski rad, FER, lipanj 2012.
- [143] M. Makni, M. Baklouti, S. Niar, M. Biglari-Abhari, M. Abid, “Heterogeneous Multi-Core Architecture for a 4G Communication in High-Speed Railway,” in Proceedings IDT 2015, Dead Sea, Jordan, 2015, pp. 26–31.
- [144] U. Ndujiuba, O. Oni, A. E. Ibhaze, “Comparative analysis of digital modulation techniques in LTE 4G systems,” *Jour. of Wireless Netw. and Comm.*, vol. 5, no. 2, pp. 60–66, Jan. 2015.
- [145] E. Bedeer, O.A. Dobre, M.H. Ahmed, K.E. Baddour, “Optimal Bit and Power Loading for OFDM Systems with Average BER and Total Power Constraints,” in Proceedings of the 2012 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Anaheim, CA, USA, 3–7 December 2012; pp. 3685–3689, 10.1109/GLOCOM.2012.6503689.
- [146] 802.11ac: The fifth generation of Wi-Fi, White paper Cisco public, 2018.
- [147] M. Rüther, J. Unsworth and W. Titze, “EUREKA 147 – Digital Audio Broadcasting,” EUREKA-147 Project, 1997.
- [148] V. K. Garg, *Wireless communication and networking*. San Francisco, CA, USA: Elsevier, 2007. pp. 1-20.
- [149] Multi-band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a, IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), 2003.
- [150] W. Bolton, Y. Xiao and M. Guizani, “IEEE 802.20: mobile broadband wireless access,” *IEEE Wirel. Comm.*, vol. 14, no. 1, pp. 84–95, Feb. 2007.
- [151] L Kansal, G.S Gaba, A. Sharma, G. Dhiman, M. Baz, M. Masud, „Performance Analysis of WOFDM-WiMAX Integrating Diverse Wavelets for 5G Applications,“ *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 2021, pp. 1-14, 2021.
- [152] X. Wang, T.T. Tjhung, C.S. Ng, "Error probability performance of OFDM-ADSL systems,“ *Proceedings of the IEEE GLOBECOM*, Sydney, New South Wales, Australia, 1998, pp. 3326-3331.
- [153] J. Mingo, P.L. Carro, P. García-Dúcar, „Antenna effects in DVB-H mobile rebroadcasters,“ *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 1155–1161, August 2009.
- [154] A.Y. Gafer, S. Elsadig, J. Varun, „Front-end signal to noise ratio estimation for DVBT fixed reception in flat-fading channel,“ *In Proceedings of the 4th International Conference on Intelligent and Advanced Systems*, Kuala Lumpur, Malaysia, 2012, pp. 296-300.
- [155] H. Li, Y. Bar-Ness, A. Abdi, O.S. Somekh, W. Su, „OFDM modulation classification and parameters extraction,“ *In Proceedings of the 1st International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications*, Mykonos Island, Greece, 2006, pp. 1-6.
- [156] N. Takaharu, “Radio Parameters of LTE-Advanced,” Fujitsu Limited, Beijing, China, 2009.
- [157] P. Tareco, “WiMAX Capacity vs. Channel Bandwidth,” M.S. thesis, Dept. Elect. Eng., Univ. of Lisboa, Lisboa, Portugal, 2011
- [158] G.Yu, Y. Shao, H. Long, G.Yue, “Dynamic Threshold Based Spectrum Detection in Cognitive Radio Systems,” in Proceedings of the 2009 5th International Conference on

- Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, Beijing, China, 24–26 Sept. 2009; pp. 1–4, doi:10.1109/WICOM.2009.5301508.
- [159] S.S. Kalamkar, A. Banerjee, “On the performance of generalized energy detector under noise uncertainty in cognitive radio,” in Proceedings of 2013 National Conference on Communications, New Delhi, India, 15-17 Feb. 2013; pp. 1-5.
- [160] R. Tandra, A. Sahai, “SNR walls for signal detection,” IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, vol. 2, no. 1, pp. 4–17, February 2008.
- [161] P.B. Gohain, S. Chaudhari, V. Koivunen, „Cooperative energy detection with heterogeneous sensors under noise uncertainty: SNR wall and use of evidence theory,“ IEEE Trans. Cogn. Commun. Netw., vol. 4, no.3, pp. 473–485, September 2018.
- [162] A. M. Wyglinski, M. Alexander, M. Nekovee, T. Hou, *Cognitive radio communications and networks: principles and practice*, Elsevier, 2009
- [163] [https://kb.ettus.com/About\\_USRP\\_Bandwidths\\_and\\_Sampling\\_Rates](https://kb.ettus.com/About_USRP_Bandwidths_and_Sampling_Rates), pristupila 17.02.2023.
- [164] <https://kb.ettus.com>, pristupila 17.02.2023.
- [165] R. Zitouni, „Software Defined Radio for Cognitive Wireless Sensor Networks: A reconfigurable IEEE 802.15.4 Standard,“ Doktorska disertacija, Universite Paris-EST, July 2016.
- [166] HAKOM „Baza dodijeljenog radiofrekvencijskog spektra za pokretne i nepokretne komunikacijske mreže s pokrivanjem na nacionalnoj razini (GSM/UMTS/LTE/NR)“
- [167] HAKOM, „Plan dodjele za frekvencijske pojaseve 880 – 915/925 – 960 MHz i 1710 – 1785/1805 – 1880 MHz” “[https://narodne-novine.nn.hr/clanci/sluzbeni/2020\\_10\\_110\\_2189.html](https://narodne-novine.nn.hr/clanci/sluzbeni/2020_10_110_2189.html), pristupila 29.06.2023.
- [168] HAKOM „Tablica namjene radiofrekvencijskog spektra“, dostupno na [https://narodne-novine.nn.hr/clanci/sluzbeni/2022\\_03\\_40\\_498.html](https://narodne-novine.nn.hr/clanci/sluzbeni/2022_03_40_498.html), pristupila 29.06.2023.



## PRILOG A

---

### Algoritam 1: Funkcija Detection za očitavanje spektra pomoću USRPa

---

```
function [ Output, t_n, f_vec, eta, D] = detection( fc, fs, N, L, alpha )
% Ulazi:
% fc koji predstavlja središnju frekvenciju za SDRu
% fs što je frekvencija uzorkovanja, širina propusnog pojasa se može izračunati iz nje
% N je broj uzoraka za SDR
% L je duljina spektralnog prozora, ovo je pozitivan cijeli broj vrijednost, optimalne vrijednosti su >11
% alpha je vjerojatnost pogrešnog alarma, što manja to bolje

% Izlazi:
% Izlazi se sastoje od Središnje frekvencije (fc), zatim odgovarajućih širina pojasa u nastavku
% t_n su podaci (engl. smoothed data)
% f_vec je frekvencijska os
% eta je utvrđena vrijednost praga
% D je kvadratni prikaz podataka kako je određeno pomoću eta

Ts=1/fs;      % Period
decimation_factor=100e6./fs;  % potrebno za SDRu
t=0:Ts:(N-1)*Ts;  % t izračunato pomoću Ts za unos u funkciju Final Function

% spajanje s USRP uređajem i parametri potrebni za dobivanje podataka pomoću njega
rx_SDRu = comm.SDRuReceiver('192.168.10.2', ...
    'CenterFrequency', fc, ...
    'Gain', 200, ...
    'DecimationFactor', decimation_factor, ...
    'LocalOscillatorOffset', 0, ...
    'SampleRate', Ts, ...
    'FrameLength', N, ...
    'OutputDataType', 'single')

r=step(rx_SDRu);  %need the step of the data

while (norm(r) == 0)

    r=step(rx_SDRu);  % petlja za elemente različite od nule
    r=step(rx_SDRu);

end
% potrebna su samo 2 ponavljanja za prirodno kašnjenje USRPa
r=r-mean(r);      % uklanjanje DC komponente

[Output, t_n, f_vec, eta, D]=Final_Function(r, t, L, alpha, fc);

% Izlazi iz funkcije Detection su isti kao iz funkcije Final fuction. Funkcija Detection jednostavno daje
funkciji „Final fuction“ ulazne podatke iz stvarnog svijeta
end
```

---

---

## Algoritam 2: Funkcija Final\_Function

---

```
Function [Output, t_n, f_vec, eta, D] = Final_Function(r, t, L, alpha, CF)
% Ulazi:
% r je primljeni signal u vremenskoj domeni
% t je vremenska os, obično postavljena kao T_s:T_s:N*T_o, gdje je T_s period uzorkovanja, T_o je
trajanje bita, a N je broj bitova
% L je duljina spektralnog prozora, ovo je pozitivan cijeli broj vrijednost, optimalne vrijednosti su >11
% alpha je vjerojatnost pogrešnog alarma, što manja to bolja
% CF je središnja frekvencija na kojoj USRP očitava na određenoj duljini prozora

%Izlazi:
Izlazi se sastoje od središnjih frekvencija, zatim odgovarajućih širina pojasa u nastavku
% t_n su podaci
% f_vec je frekvencijska os
% eta je utvrđena vrijednost praga
% D je kvadratni prikaz podataka kako je određeno pomoću eta
% f_vec1 je u biti f_vec s jednom podatkovnom točkom manje, za dijagram razlike

Ts=t(2)-t(1); % Period uzimanja uzoraka (uzorkovanja)
fs=1/Ts; % Učestalost uzimanja uzoraka
R=fftshift(fft(r)); % Brza Fourierova transformacija primljenog signala
Mag_R=abs(R); % Spektar magnitude r

M=length(r); % zahtjev za skaliranjem za vrijeme-> frkv
n0=[-M/2:M/2-1]; %
n1=n0/M; %
f_vec=(n1*fs); %
Q=(Mag_R).^2; % Tipične postavke periodograma

eta=2*gammaincinv((1-alpha),L,'lower'); % postavljanje vrijednosti praga eta u MHz
k1=-(L-1)/2; %lower sum niži zbroj
k2=(L-1)/2; %upper sum gornji zbroj

P_t=mean(abs(r).^2);
T=zeros(1,M);

for j=1:M
    a=max(j+k1,1); % skraćenje na donjem kraju na 1
    b=min(j+k2,M); % skraćenje na gornjem kraju kod M

    T(j)=sum(Q(a:b));
end

t_n=(2/(M.*P_t)).*T;

A=t_n;
B=eta;
C=A-B; % pomak t_n dolje na x-os stvarajući kritične točke

D=sign(C); %square plot
E=abs(diff(D)); %impulse plot

G=length(f_vec);
f_vec1=f_vec;
```

```

f_vec1(G)=[];
XVAL = (f_vec1(E ~= 0))+CF;
% frekvencije gdje se detektiraju na pragu preko raskrižja

Even = XVAL(2:2:length(XVAL));
% kritične točke nakon vrha frekvencije nositelja
Odd = XVAL(1:2:length(XVAL)-1);
% kritične točke prije vrhunca (pika) frekvencije nositelja
Center_Frequencies = (Even + Odd)/2./1000000;
% prosječna vrijednost dvaju sjecišta, a ne točna vrijednost (približna vrijednost)
Bandwidth = (Even - Odd)./1000000;
% jednostavno razlika u sjecištima za jedan vrh

Indices = (Bandwidth > 0.01); % stvaranje minimalnog praga propusnosti
Bandwidth = Bandwidth(Indices); % uklanjanje vrijednosti koje ne prelaze prag
Center_Frequencies = Center_Frequencies(Indices);

Output = [Center_Frequencies
          Bandwidth];
% Izlazi ove funkcije postavljeni su tako da CF ima odgovarajuću propusnost
End
%% Final_Function - End

```

---

### Algoritam 3: Sequential algoritam

---

```

%function [ x ] = sequential( f_start, f_end, BW, N, L, alpha )
f_start=824e6; % početna frekvencija
f_end=827e6; % krajnja frekvencija
BW=500e3; % brzina uzorkovanja, veličina prozora
N=2000; % točke uzorkovanja
L=151; % Duljina spektralnog prozora
alpha=0.001; % vrijednost praga određena vjerojatnošću pogrešnog alarma

x=[];
count=1;

for i=f_start:BW:f_end % for petlja koja se ponavlja kroz unaprijed određeni spektar

% poziva funkciju Detekcije i ponavlja kroz i središnju frekvenciju u for petlji
[Outputs, t_n, f_vec, eta, D]=detection( i, BW, N, L, alpha );

D_norm=(D*0.5)+0.5; % Pomaknite D podatke iz [-1 1] u [0 1]

Percent(count)=[(sum(D_norm)/N)*100]; % srednja vrijednost novog D grafa
count=count+1;

Percentage=mean(Percent); % Ukupni postotak iskorištenja spektra

% Crtanje periodogram primljenog signala
subplot(211)
semilogy(i+f_vec,t_n,'b',i+f_vec,eta,'r');
ylabel('f(MHz) - |R(f)|.^2');
xlabel(' f-vec');

```

```

        title(['Smoothed Periodogram of Received Signal, SWL=',
num2str(L),...
', Threshold=',num2str(alpha),', Utilization=',...
num2str(Percentage),'%']);
grid;  % prikaz t_n podatke iz USRP-a

hold on
pause(1)
% Impulsni prikaza primljenog signala
subplot(212)
plot(i+f_vec,D_norm,'r');
ylabel('Threshold value');
xlabel('f(MHz)');
title(['Impulse plot of Scaled/Shifted Received Signal, SWL=',...
num2str(L), ', Threshold=',num2str(alpha),', Utilization=', ...
num2str(Percentage),'%']);
ylim([-1 2]);
grid;  % iscrtava kvadratne podatke iz USRP-a iznad markera praga

hold on
pause(1)
x=[x, Outputs];      % dodaje AF i BW nakon svake iteracije

end
hold off

% Ovo će sada iscrtati gdje su svi vrhovi (pikovi) iznad praga i njihove odgovarajuće širine pojasa, to
je vizualni prikaz, koji su bliže osi x može se pretpostaviti da su slabi signali ili lažni alarm detekcija

figure
plot(x(1,:),x(2,:),'^','LineWidth', 2);
ylabel('Bandwidth (MHz)');
xlabel('Center Frequency (MHz)');
title('Detected Signals remaining after threshold test');
grid;

% nakon dijagrama, prikazat će vektor koji prikazuje CF, odgovarajući BW i iskorištenje tog
podpojasa
x
Percentage
%% sequential - End
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

---

## ŽIVOTOPIS

Ivana Ramljak je rođena u Mostaru (BiH) 1988.godine. Diplomirala je elektrotehniku na Fakultetu elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje (FESB) u Splitu 2011. godine, smjer telekomunikacije i informatika. Od 2011.-2017. godine radi u Srednjoj elektrotehničkoj školi Ruđera Boškovića u Mostaru kao profesorica stručnih predmeta. Od 2017.godine radi u „Elektroprenos – Elektroprijenos BiH a.d. Banja Luka“, operativno područje Mostar, trenutno u Sektoru za upravljanje i automatizaciju. Od 2016. godine radi i kao predavač na Visokoj školi Logos Mostar. Područje zanimanja: kognitivne radijske mreže, SCADA sustavi upravljanja i automatizacije, i obnovljivi izvori energije. Autor i koautor je 11 znanstvenih i stručnih članaka.

## **CURRICULUM VITAE**

Ivana Ramljak was born in Mostar, Bosnia and Herzegovina, in 1988. She received her B.Sc. and M.Sc. degrees from the Faculty of Electrical Engineering, Mechanical Engineering, and Naval Architecture, University of Split, Croatia, in 2009 and 2011, respectively. Since 2011 to 2017, she has been employed at the Secondary Technical School "Ruđer Bošković" in Mostar as a professor. She is currently employed in the control and automation sector at "Elektroprijenos-Elektroprenos" a.d. Banja Luka. Her main professional and research interests lie in the fields of SCADA systems, cognitive radio networks, and renewable energy sources. She is the author and coauthor of 11 scientific and professional articles.