

Универзитет у Београду
Електротехнички факултет

Раде Р. Божовић

**Оптимизован поступак за анализу спектра у когнитивном
радију применом детектора енергије**

– Докторска дисертација –

Београд, 2019.

University of Belgrade
School of Electrical Engineering

Rade R. Božović

**Spectrum sensing optimization based on energy detector cognitive
radio**

– Doctoral Dissertation –

Belgrade, 2019

Подаци о ментору и члановима комисије

Ментор:

др Мирјана Симић-Пејовић, ванредни професор
Универзитет у Београду, Електротехнички факултет

Чланови комисије:

др Наташа Нешковић, редовни професор
Универзитет у Београду, Електротехнички факултет

др Гордана Гардашевић, ванредни професор
Универзитет у Бањој Луци, Електротехнички факултет

др Јелена Поповић Божовић, доцент
Универзитет у Београду, Електротехнички факултет

др Предраг Иваниш, редовни професор
Универзитет у Београду, Електротехнички факултет

Датум усмене одбране:

Јовани и Матији

„Знање је оруђе, а не циљ.“

Лав Н. Толстој

„Живот поставља циљеве науци; наука осветљава пут животу.“

Николај К. Михајловски

Оптимизован поступак за анализу спектра у когнитивном радију применом детектора енергије

Сажетак

Тема ове докторске тезе је оптимизација поступка анализе спектра у когнитивном радију применом детектора енергије. Анализирано је и предложено ново решење у затвореној форми за одређивање и динамичко подешавање оптималног прага детекције за оптималне перформансе у смислу предложеног параметра укупне грешке анализе спектра. Тај параметар одражава циљеве дизајна когнитивног радија и квантификује се кроз скалирану суму вероватноће лажног аларма и вероватноће пропуштене детекције. Такође, дефинисани су услови за валидност оваквог решења. Итеративни поступак за одређивање прага детекције детектора енергије се често може срести у стручној литератури, те се израчунавањем оптималног прага детекције у затвореној форми евидентно унапређује временска ефикасност поступка анализе спектра, што води побољшању спектралне ефикасности.

У оквиру докторске тезе, за случај када услов за примену решења у затвореној форми за одређивање и подешавање оптималног прага детекције није испуњен, предложени су и анализирани алтернативни алгоритми анализе спектра у когнитивном радију. Предложене методе базирају се на примени статистике вишег реда, прецизније заснивају се на израчунавању нормализованих вредности здружених кумуланата вишег реда и куртозиса. Оваква статистичка обрада сигнала допринела је додатној диференцијацији међу сигнаlima и шумама, што обезбеђује информације за детаљнију процену сопственог радио окружења током анализе спектра у когнитивном радију. Сем тога, допринос је и унапређење поузданости детекције у смислу вероватноће успешне детекције, чак и у отежаним радио условима. Такође, предложена је примена комбинаторне логике којом се анализирани статистичке методе удружују у јединствен систем за одлучивање, што доприноси додатном унапређењу резултата у односу на случај примене сваког од предложених статистичких алгоритама понаособ.

У циљу допунског побољшања резултата анализе спектра у когнитивном радију, у овој докторској тези је предложен и интегрални алгоритам за анализу спектра. Њиме се обједињују алгоритми на бази детектора енергије са одређивањем и динамичким подешавањем оптималног прага пријема у затвореној форми, и алгоритми на бази примене статистичких метода. Креирањем интегралног алгоритма, поступак анализе спектра спроводи се у два корака, односно кроз тзв. „грубу“ (*fast sensing*) и „фину“ (*fine sensing*) анализу спектра. Адекватним комбиновањем процедура система одлучивања на бази детектора енергије и статистичке обраде примљеног сигнала, долази се до поузданијег и на деградације сигнала робуснијег система за анализу спектра у когнитивном радију.

Истраживање је имало основну премису да се инсценира што реалније радио окружење у циљу повећања експлоатационе атрактивности предложених алгоритама. Зато су све анализе и симулације изведене под претпоставком да когнитивни радио за реализацију својих функционалности не захтева никакве информације о свом радио окружењу (о примарном сигналу и комуникационом каналу) и уз коришћење реалних модела комуникационог канала. Поступак анализе спектра изведен је на основу процене одговарајућих параметара добијених адекватном обрадом одбирака примљеног сигнала. Такве информације укључују естимацију вредности шума, снаге примарног сигнала, нормализованих вредности статистичких параметара, одзива комуникационог канала итд. Посебан фокус је стављен на једноставност имплементације алгоритама, малу рачунарску комплексност, а све у циљу да се овакви алгоритми учине атрактивнијим за евентуалну практичну реализацију и примену.

Сви изведени закључци у тези су потврђени путем рачунарских симулација (Монте-Карло експеримената) у програмском окружењу MATLAB. Симулирани модели канала су кореспондирани са реалним условима пропагације.

Кључне речи: анализа спектра, детектор енергије, динамичка адаптација прага детекције, естимација варијансе шума, здружени кумуланси, когнитивни радио, куртозис, статистика вишег реда

Научна област: Електротехника и рачунарство

Област истраживања: Телекомуникације, Когнитивни радио

UDK број: 621.3

Spectrum sensing optimization based on energy detector in cognitive radio

Abstract

The subject of this doctoral dissertation is the spectrum sensing optimization based on energy detector in cognitive radio. A new closed-form solution for determining and dynamic modification of the energy detector optimal threshold in terms of the parameter total spectrum sensing error has been analyzed and proposed. This parameter reflects the design goals of the cognitive radio and it is quantified by scaled sum of the probability of false alarm and probability of misdetection. The conditions for validity of this proposed solution are defined. The iterative procedure for determining energy detector optimal threshold can often be found in literature. By determining closed-form solution for energy detector optimal threshold, the time efficiency of the spectrum sensing is evidently improved, which leads to improved spectral efficiency as well.

If the condition for use of closed-form solution for energy detector dynamic optimal threshold adaptation is not met, alternative spectrum sensing algorithms in the cognitive radio are proposed and analyzed. The proposed methods are based on the higher order statistics of the received signals. More precisely, it is based on normalized higher order joint cumulants and kurtosis values determination. The statistical signal processing has contributed to additional differentiation between the signals (differentiation between signals, noise and interference), which enables information for more detailed evaluation of radio environment during spectrum sensing. In addition, the improvement in the detection reliability in terms of the probability of successful detection is achieved, even in the difficult radio conditions. Also, the use of the combinational logic by which these statistical methods are grouped into a unique decision-making system is proposed, which contributes to additional improvement of the results comparing to each of the proposed statistical algorithms results.

In order to further improve spectrum sensing performance in cognitive radio, an integral spectrum sensing algorithm is proposed, which integrates algorithms based on energy detector with the determination and dynamic modifications of the optimal threshold in a closed form, and algorithms based on the statistical processings. By creating an integral algorithm, the spectrum sensing process is carried out in two steps, through the so-called fast and fine spectrum sensing. By adequately combining the procedures of the decision-making system based on the energy detector and the statistical processing of the received signal, a more robust and reliable spectrum sensing system is achieved.

The research in this doctoral thesis had the basic premise to simulate as much as possible realistic radio conditions in order to increase attractiveness for the exploitation of the proposed algorithms. All the analyzes and simulations were conducted under assumption that the cognitive radio does not require any information about its radio environment (about the primary user signal and the communication channel parameters) and using real-world communication channel models. All the relevant data for the spectrum sensing were estimated by the adequate processing of the received signals. Such information includes the estimation of the noise level, primary user signal power, the normalized values of the statistical

parameters, the impulse response of the communication channel, etc. A particular focus was on the simplicity of implementation of algorithms and the low numerical complexity, in order to make these algorithms more attractive for potential practical implementations and applications.

Doctoral thesis conclusions were confirmed by computer simulations (Monte-Carlo experiments) conducted in the MATLAB software. Simulations were performed under realistic propagation conditions.

Keywords: spectrum sensing, energy detector, dynamic threshold adaptation, noise variance estimation, joint cumulants, cognitive radio, kurtosis, higher order statistics.

Scientific area of expertise: Electrical engineering and computer science

Major area of expertise: Telecommunication, Cognitive radio

Списак слика:

Слика 1: Расподела радио спектра – извор NTIA.

Слика 2: Заузетост додељеног спектра до 5MHz.

Слика 3: Искоришћеност радио спектра у Њујорку и Чикагу (САД).

Слика 4: Приказ спектралне шупљине.

Слика 5: Управљање спектром (*cross-layer* приступ).

Слика 6: Еволуција радио система.

Слика 7: Архитектура протокола у когнитивном радију.

Слика 8: Мултидимензионални спектрални простор.

Слика 9: Различити аспекти проблематике анализе спектра.

Слика 10: Проблем у детекцији сигнала примарног корисника.

Слика 11: Временски дијаграм анализе спектра.

Слика 12: Колизја примарних и секундарних корисника у радио спектру.

Слика 13: Детекција примарних предајника.

Слика 14: Технике детекције примарних предајника.

Слика 15: Поређење перформанси техника анализе спектра.

Слика 16: Комбинована анализа спектра.

Слика 17: Блок шема модела детектора енергије.

Слика 18: Зависност функције расподеле вероватноће од предефинисаног прага детекције.

Слика 19: Релације између улазних и излазних сигнала AR процеса.

Слика 20: Дијаграм тока алгоритма за анализу спектра на бази примене детектора енергије са одређивањем и динамичким подешавањем оптималног прага пријема у затвореној форми.

Слика 21: Динамичко подешавање прага детекције у различитим SNR окружењима, када се емитује примарни сигнал у форми 16-QAM у AWGN пропационом каналу.

Слика 22: Блок дијаграм система за анализу спектра на бази примене статистичке обраде.

Слика 23: Логички блок дијаграм јединственог алгоритма на бази комбинације различитих тест статистика.

Слика 24: Перформансе различитих алгоритама за анализу спектра у каналу са AWGN и за QPSK модулисане PU сигнале.

Слика 25: Перформансе различитих алгоритама за анализу спектра у каналу са AWGN и за 16-QAM модулисане PU сигнале.

Слика 26: Перформансе различитих алгоритама за анализу спектра у каналу са AWGN и за 64-QAM модулисане PU сигнале.

Слика 27: Перформансе различитих алгоритама за анализу спектра у каналу са AWGN и вишеструком пропагацијом непознатог импулсног одзива и за QPSK модулисане PU сигнале.

Слика 28: Перформансе различитих алгоритама за анализу спектра у каналу са AWGN и вишеструком пропагацијом непознатог импулсног одзива и за 16-QAM модулисане PU сигнале.

Слика 29: Перформансе различитих алгоритама за анализу спектра у каналу са AWGN и вишеструком пропагацијом непознатог импулсног одзива и за 64-QAM модулисане PU сигнале.

Слика 30: Модел интегралног система за анализу спектра у когнитивном радију на бази детектора енергије и статистичке обраде примљеног сигнала.

Слика 31: Блок дијаграм тест статистике интегралног алгоритма анализе спектра у когнитивном радију, *fast/fine sensing*.

Слика 32: Перформансе алгоритама за анализу спектра у каналу са AWGN и за QPSK модулисане PU сигнале.

Слика 33: Перформансе алгоритама за анализу спектра у каналу са AWGN и за 16-QAM модулисане PU сигнале.

Слика 34: Перформансе алгоритама за анализу спектра у каналу са AWGN и за 64-QAM модулисане PU сигнале.

Слика 35: Перформансе алгоритама за анализу спектра у каналу са вишеструком пропагацијом непознатог импулсног одзива и AWGN, и за QPSK модулисане PU сигнале.

Слика 36: Перформансе алгоритама за анализу спектра у каналу са вишеструком пропагацијом непознатог импулног одзива и AWGN, и за 16-QAM модулисане PU сигнале.

Слика 37: Перформансе алгоритама за анализу спектра у у каналу са вишеструком пропагацијом непознатог импулног одзива и AWGN, и за 64-QAM модулисане PU сигнале.

Списак табела:

Табела 1: Заузетост додељених радио канала до 5MHz.

Табела 2: Упоредни приказ предности и недостатака две хардверске архитектуре за реализацију когнитивног радија.

Табела 3: Теоријске очекиване вредности нормализованих кумуланата четвртог и шестог реда за различите типове модулација, као и за AWGN.

Табела 4: Вероватноћа лажног аларма за алгоритме на бази различитих тест статистика.

Списак скраћеница:

4G	4th Generation
5G	5th Generation
A/D	Analog to Digital
ADC	Analog to Digital Conversion
AMC	Automatic Modulation Classification
AR	Autoregressive
ARMA	Autoregressive Moving Average
AWGN	Additive White Gaussian Noise
CDR	Constant Detection Ratio
CDF	Cumulative Distribution Function
CFAR	Constant False Alarm Ratio
CR	Cognitive Radio
D	Detection
D/A	Digital to Analog
DARPA	Defense Advanced Research Project Agency
DTV	Digital Television
EMO	European Mobile Observatory
FA	False Alarm
FB	Feature-Based
FCC	Federal Communication Commission
FFT	Fast Fourier Transformation
GoF	Goodness of Fit
GHOST	GoF HOS Testing
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile communications
HOS	Higher Order Statistics
IF	Impact Factor
ISM	Industrial, Scientific and Medical
JB	Jarque-Bera
LB	Likelihood-Based
LD	Levinson Durbin
MA	Moving Average

MAC	Medium Access Control
MD	Missdetection
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MLE	Maximum Likelihood Estimation
NTIA	National Telecommunication and Information Administration
OFDM	Orthogonal Frequency-Divison Multiplexing
OSI/TCP	Open System Interconnection/Transmission Control Protocol
PSD	Power Spectral Density
PU	Primary Users
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shifting Keying
RF	Radio Frequency
SAD	Sjedinjene Američke Države
SDR	Software Defined Radio
SEK	Standard Error of Kurtosis
SNR	Signal to Noise Ratio
SS	Spectrum Sensing
SSE	Spectrum Sensing Error
SU	Secondary Users
TV	Television
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
USRP	Universal Software Radio Peripheral
WSS	Wide Sense Stationary
XG	neXt Generation
YW	Yule-Walker

Садржај:

1. Увод	1
2. Радио спектар као ограничени природни ресурс и технологије за унапређење спектралне ефикасности	7
2.1 Проблем статичке алокације радио спектра	7
2.2 Концепт когнитивног радија	11
3. Технике анализе спектра	17
3.1 Мултидимензионални радио простор.....	17
3.2 <i>Single</i> и <i>Dual</i> радио архитектура анализе спектра у когнитивном радију	22
3.3 Методе анализе спектра у когнитивном радију.....	25
3.3.1 Анализа спектра за детекцију примарних предајника	25
3.3.2 Анализа спектра на бази детектора енергије	27
3.3.3 Анализа спектра на бази подешеног филтра.....	28
3.3.4 Анализа спектра на бази детекције додатних карактеристика.....	29
3.3.5 Поређење различитих техника анализа спектра	31
4. Модел система за анализу спектра на бази детектора енергије у когнитивном радију	34
4.1 Формулација проблема	34
4.2 Анализа временских серија и естимација варијансе шума.....	38
4.2.1 Методе моделовања ауторегресивних процеса.....	39
4.3 Метод решавања проширеног скупа YW једначина	45
4.3.1 Метод предефинисаних проширених YW једначина.....	46
4.4 Алгоритам за естимацију варијансе шума у когнитивном радију.....	47
5. Одређивање оптималног прага пријема и динамичко подешавање у затвореној форми у когнитивном радију на бази детектора енергије.....	50
5.1 Анализа решења квадратне једначине за одређивање оптималне вредности прага детекције.....	53
5.2 Опис симулационог сценарија и резултати симулација	59
6. Алгоритми за анализу спектра у когнитивном радију на бази примене статистике вишег реда.....	61
6.1 Модел система и поставка проблема.....	63
6.2 Кумулантн	66
6.3 Куртозис	70

6.4	Анализа спектра у каналу са шумом (AWGN канал).....	72
6.5	Анализа спектра у каналу са вишеструком пропагацијом и шумом.....	75
6.6	Алгоритам за анализу спектра у когнитивном радију на бази комбиновања различитих тест статистика	78
6.7	Евалуација перформанси предложених алгоритама	82
7.	Интегрални алгоритам за анализу спектра у два корака.....	90
7.1	Евалуација перформанси предложеног интегралног алгоритма	94
8.	Закључак.....	100
	Литература	104
	Биографија	117

1. Увод

Са рапидним порастом броја бежичних уређаја, апликација и сервиса, и сталним захтевима корисника за све већим брзинама преноса података, проблем ограничених радио ресурса и расподеле фреквенцијског спектра све више долази до изражаја [1]. Евидентно је да политика лиценцирања корисника, односно принцип фиксне алокације фреквенцијског спектра не може да одговори свим савременим изазовима. Наиме, спроведена мерења су показала да већ додељене фреквенцијске опсеге лиценцирани системи користе само у неком проценту времена и на неком проценту локација. Због тога постоје делови већ додељеног спектра који су само делимично заузети или углавном слободни [2]. У циљу испитивања заузетости лиценцираних фреквенцијских опсега Федерална Комисија за Комуникације, FCC (*Federal Communication Commission*), независна агенција владе Сједињених америчких држава (САД), задужена за имплементацију и спровођење телекомуникационих закона и прописа, спровела је обимна мерења током 2002. године [3], [4]. Резултати мерења су показали да је усредњено у времену и у простору на територији САД оперативно само око 5.2% додељеног радио спектра [5]. Сличне резултате искоришћености радио спектра се могу очекивати у осталим, мање развијеним подручјима света. Такође, резултати мерења су показали да искоришћеност додељеног спектра у великој мери зависи од типа лиценцираног система [6]. Све поменуто указивало је на потребу за новом технологијом динамичке расподеле спектра, која би заменила досадашњи, традиционални статички начин додељивања радио спектра.

Актуелна политика лиценцирања радио спектра довела је до феномена који би се могао описати са - велика заузетост и мала искоришћеност. Статичка алокација спектра узрокује појаву празних опсега у оквиру додељеног дела спектра, тзв. спектралних шупљина (енг. *spectrum holes*) [2], [7]. Спектрална шупљина представља фреквенцијски опсег у оквиру опсега додељеног лиценцираном кориснику који га у датом тренутку и на одређеној локацији не користи. Зато је неопходно увођење иновативних технологија које би допринеле да се на ефикаснији начин експлоатише расположиви спектар, који је ограничен природни ресурс. Когнитивни радио је једна од технологија за динамичко управљање спектром, односно за опортунистички приступ лиценцираном спектру од стране нелиценцираних корисника, под унапред дефинисаним условима и ограничењима. Према једној од дефиниција, когнитивни радио представља интелигентни радио систем који је "свестан" свог окружења, учи из њега и подешава интерна стања сопствених трансмисионих параметара (фреквенцијски опсег, тип модулације, предајну снагу,...) у реалном времену у складу са статистичким варијацијама свог радио окружења [8]-[10].

У терминологији когнитивног радија лиценцирани корисници зову се примарни корисници, PU (*Primary Users*), док се нелиценцирани корисници класификују као секундарни корисници, SU (*Secondary Users*) или когнитивни корисници, CR (*Cognitive Radio*). Мандаторни захтев за секундарне кориснике је да њихово присуство у лиценцираном делу спектра не сме да деградира перформансе примарних корисника. Прецизније, интерференција коју генеришу секундарни корисници ка примарним корисницима мора да се сведе на најмању могућу меру [11]-[14]. Стога је испитивање заузетости и анализе спектра, SS (*Spectrum Sensing*), процес од фундаменталног значаја за когнитивни радио. У стручној литератури се могу пронаћи различите технике за анализу спектра [11]. Једна од најједноставнијих техника је детектор енергије, који припада некохерентним методама анализе спектра [11]. Некохерентни детектор енергије се заснива на поређењу енергије примљеног сигнала са унапред дефинисаним прагом детекције. Код оваквих система за анализу спектра не захтева се предзнање о карактеристикама примарних корисника у постојећем радио окружењу што, уз мању комплексност имплементације, представља значајну предност у поређењу са кохерентним техникама детекције сигнала, које захтевају одређено предзнање о примарним корисницима. Додатно, под одређеним условима, применом детектора енергије побољшава се временска ефикасност процеса детекције примарних сигнала у смислу краћег времена потребног за анализу спектра. Такође, могућа је и детекција широкопојасних сигнала. Због бројних предности, детектор енергије представља најпопуларнију и најпроучаванију технику анализе спектра у литератури [15], [16].

Циљ истраживања у оквиру докторске дисертације је унапређење перформанси анализе спектра у когнитивном радију применом детектора енергије и статистике вишег реда у реалним оперативним условима. У складу са фокусом истраживања на симулацији реалног радио окружења, претпостављено је да когнитивни радио нема никакво предзнање о карактеристикама примарних корисника, о нивоу шума и параметрима комуникационог канала. Сигнал на улазу у когнитивни радио пријемник није верна реплика емитованог сигнала од стране примарног корисника, већ је изобличен услед дејства шума и утицаја комуникационог канала (ефекат вишеструке пропагације,...). Управо то чини изазовним процес детекције сигнала примарног корисника. Кључни део истраживања у оквиру ове докторске дисертације је развој алгоритама за естимацију свих релевантних улазних параметара за несметано одвијање процеса испитивања спектра, а на основу примљеног сигнала. Претпостављено је да се детектовани сигнал може моделовати као ауторегресивни процес, чији параметри на најбољи начин репрезентују везу између естимираних коефицијената аутокорелације и који су одређени методом најмањих квадрата решавањем проширеног сета YW (*Yule Walker*) једначина [17]-[19].

У оквиру ове докторске дисертације развијени су следећи алгоритми за анализу спектра:

- **Алгоритам за одређивање оптималног прага детекције детектора енергије и његово динамичко подешавање у когнитивном радију.** У циљу унапређења перформанси анализе спектра применом детектора енергије, когнитивни радио мора динамички да реагује на промене у свом радио окружењу, између осталог и подешавањем прага детекције у складу са варијацијама у таквом окружењу. Итеративна процедура за одређивање оптималног прага детекције предложена је у [20]. Ипак, итеративни приступ је често непрактичан, јер се захтева процена почетног услова у циљу глобалне конвергенције алгоритма, а може бити и рачунарски захтеван, а самим тим и временски неефикасан. Са друге стране, концепт когнитивног радија подразумева рад у реалном времену, па се захтева велика временска ефикасност у процесу анализе спектра. Зато је у првом делу истраживања испитивана могућност проналажења решења у затвореној форми (енг. *closed-form*) за одређивања оптималног прага детекције и његово динамичко подешавање, уз анализу услова и ограничења за његову примену. Предложено аналитичко решење у оквиру ове докторске дисертације омогућава израчунавање оптималног прага детекције у једном кораку, што последично побољшава временску ефикасност анализе спектра [21]. Такође, предложено решење представља допринос и у смислу смањења потребног броја аритметичких операција, што додатно унапређује перформансе и редукује трошкове практичне реализације. Треба напоменути да је исход предложеног поступка, за разлику од итеративног, изванредан и као резултат добиће се оптималан праг детекције. Примена итеративног поступка не значи нужно да ће се доћи до решења (нпр. услед проблема локалних максимума и сл.).
- **Алгоритам на бази примене статистике вишег реда.** У претходно развијеном алгоритму дефинисани су услови и ограничења за валидност добијеног решења. Зато је у циљу неометаног одвијања процеса анализе спектра развијен алтернативни алгоритам за случај када нису испуњени услови за коришћење детектора енергије са аналитичким израчунавањем оптималног прага детекције. Алтернативни алгоритми се заснивају на примени статистике вишег реда. Наиме, поред наведених предности, детектор енергије има и бројне недостатке. Један од највећих недостатака детектора енергије је немогућност разликовања сигнала од шума, као и сигнала од интерференције [11]. Поступак анализе спектра своди се само на поређење енергије детектованог сигнала са унапред дефинисаним прагом пријема. Управо зато је један од даљих праваца у истраживању обухватио анализу примене статистике вишег реда у процесу анализе спектра у когнитивном радију, а у циљу добијања више релевантних информација о

сопственом радио окружењу и свеобухватније процене истог. Предложени алгоритми заснивају се на статистичким методама базираним на тзв. "препознавању образаца" у сигнаlima различитих структура, и одликују се једноставношћу имплементације. У овим предложеним системима за анализу спектра, стандардно се формирају два подсистема, од којих један служи за одређивање карактеристике од интереса у самом сигналу, док други служи за евентуалну класификацију сигнала (нпр. препознавање модулационог формата који користе примарни корисници). Као карактеристике од интереса, у предложеним алгоритмима користе се нормализоване вредности здружених кумуланата вишег реда [22]-[25], као и нормализоване вредности куртозиса [26], [27]. Основни допринос примене ових метода је унапређење поузданости детекције у смислу вероватноће успешне детекције, чак и у отежаним радио условима (мале вредности односа сигнал шум, SNR (*Signal to Noise Ratio*)). На основу обављених рачунарских симулација потврђено је да комбиновање предложених алгорита на бази статистике вишег реда у јединствену тест статистику доводи до додатног унапређења перформанси анализе спектра. Такође, као резултат предложеног статистичког процесирања могуће је извршити и класификацију детектованог сигнала (нпр. аутоматска класификација модулације и препознавање модулационе технике коју користи примарни корисник), што проширује базу знања когнитивног радија о сопственом радио окружењу.

- **Алгоритам за интеграцију претходно развијених алгоритама, детектора енергије са одређивањем оптималног прага детекције у затвореној форми и алгоритама на бази примене статистике вишег реда.** Кроз рачунарске симулације верификовано је да предложени интегрални алгоритам има боље перформансе детекције примарних корисника у односу на сваки од алгоритама када функционишу аутономно. Цена која се плаћа за унапређење перформанси анализе спектра је смањење временске ефикасности, јер се захтева додатно време за процесирање, обраду, координацију и обједињавање релевантних информација од саставних алгоритама у јединствену процедуру.

Перформансе свих поменутих алгоритама за анализу спектра у когнитивном радију у оквиру ове докторске тезе испитиване су у идеалним и реалним оперативним условима, без икаквог предзнања о радио окружењу, односно без информација о карактеристикама примарних сигнала, нивоу шума и комуникационом каналу. Евалуација перформанси обављена је кроз симулације у програмском окружењу MATLAB (R2010a) [28].

Докторска теза је организована на следећи начин:

- У Поглављу 2 детаљније је описан проблем ограниченог радио спектра и политике статичке расподеле истог. Описан је концепт когнитивног радија и могућности унапређења искоришћености радио спектра, по природи ограниченог ресурса, применом те технологије.
- У Поглављу 3, акценат је стављен на део когнитивног радија који се бави анализом спектра, односно детекцијом слободног дела спектра који се може искористити за опортунистички приступ секундарних корисника. Ово поглавље обухвата и преглед различитих техника анализе спектра у когнитивном радију, са посебним освртом на детекторе енергије.
- У Поглављу 4 дат је опис система за анализу спектра у когнитивном радију на бази детектора енергије. Поред тога, детаљно је описан алгоритам за естимацију нивоа шума, као важан сегмент процеса анализе спектра који се реализује "на слепо", јер когнитивни радио не поседује никакве информације о свом радио окружењу.
- У Поглављу 5 презентован је развијени алгоритам за одређивање и динамичко подешавање оптималног прага пријема у затвореној форми у когнитивном радију применом детектора енергије. Анализирани су услови за примену тог решења у процесу анализе спектра. Развијени алгоритам представља оригиналан допринос аутора проблематици анализе спектра у когнитивном радију. Такође су приказани резултати испитивања перформанси предложеног алгоритма путем рачунарских Монте-Карло експеримената у програмском окружењу MATLAB.
- У Поглављу 6 дат је опис предложених алгоритама на бази примене статистике вишег реда у когнитивном радију за анализу спектра, односно испитиване су перформансе тих развијених алгоритама. Испитивање перформанси обављено је путем рачунарских Монте-Карло симулација у програмском окружењу MATLAB. Сем тога, предложен је и алгоритам на бази примене комбинаторне логике којим се поменути алгоритми интегришу у јединствени алгоритам, чиме се додатно унапређују перформансе анализе спектра когнитивног радија, што је такође верификовано кроз рачунарске симулације.
- Поглавље 7 садржи опис и анализу предложеног интегралног алгоритма, реализованог комбиновањем алгоритама са одређивањем оптималног прага пријема детектора енергије решавањем у затвореној форми и алгоритама на бази примене статистике вишег реда. Кроз извршене рачунарске симулације у програмском окружењу MATLAB потврђено је да се применом овог алгоритма перформансе анализе спектра додатно унапређују у односу на

независно деловање алгоритама описаних у поглављима 5 и 6, односно да се постиже велика поузданост оваквих система, чак и у отежаним радио условима.

- Закључак је изведен у Поглављу 8.

С обзиром да је технологија когнитивног радија у фази развоја и још увек нестандардизована, очекује се да резултати добијени у оквиру ове докторске дисертације могу наћи примену у пројектовању оваквих система. Управо зато се током вишегодишњег ауторовог истраживања и дизајнирања различитих алгоритама за анализу спектра задовољавајућих перформанси, посебна пажња поклањала аспекту евентуалне практичне реализације. Стога су једноставност имплементације и мала нумеричка комплексност били једни од главних критеријума приликом селекције и евалуације алгоритама као предмета истраживања. Карактеристике предложених алгоритама, уз високу поузданост анализе спектра, чине овакав когнитивни радио атрактивним за евентуалну практичну примену.

Основни резултати досадашњих истраживања публиковани су у релевантним међународним часописима са IF (*Impact Factor*), као и на интернационалним и националним конференцијама.

2. Радио спектар као ограничени природни ресурс и технологије за унапређење спектралне ефикасности

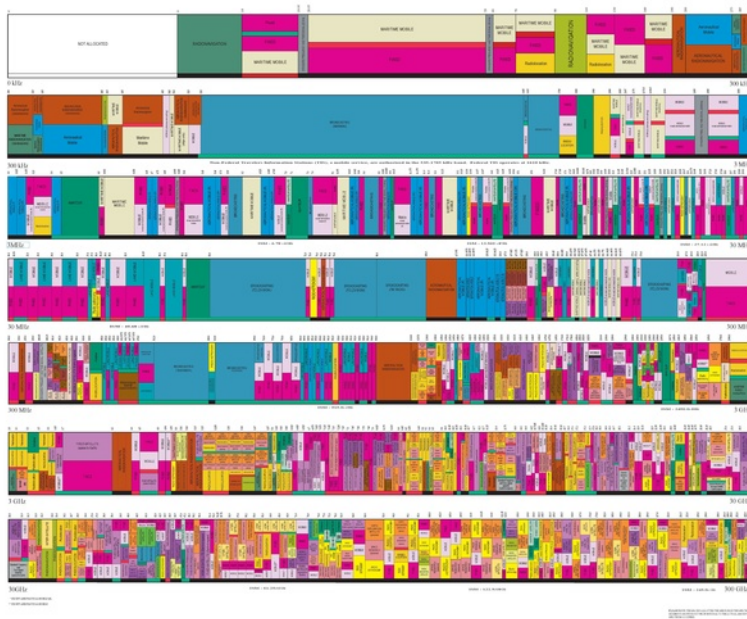
2.1 Проблем статичке алокације радио спектра

Телекомуникације, прецизније радио комуникације, представљају један од сектора индустрије који карактерише најбржи раст и највећа динамика на светском нивоу. Према подацима ЕМО (*European Mobile Observatory*), сектор мобилних комуникација премашао је по приходима авио и фармацеутску индустрију [29], [30], што недвосмислено указује на велику динамику раста и обим развоја радио комуникација. Предвиђања су таква да ће у наредних неколико година седам трилиона мобилних уређаја опслуживати седам милијарди људи, тј. хиљаду мобилних уређаја по глави становника [30], [31]. Технологија пете генерације (5G) већ сада намеће захтеве за хиљаду пута већим капацитетом система, десет пута већом спектралном и енергетском ефикасношћу, десет пута већим брзинама преноса података (10Gb/s за брзопокретне и 1Gb/s за споропокретне кориснике), двадесет пет пута већи проток по ћелији у односу на технологију четврте генерације (4G) [30]-[33]. Генерално, циљ је обезбедити на глобалном нивоу комуникацију између било кога, било чега, било када, било где и било како [30].

Брзи пораст броја бежичних корисника који користе све више апликација и сервиса за које су потребни све веће брзине преноса података, јасно указује на проблем досадашње расподеле радио спектра. Радио спектар је ограничен природан ресурс, па није могуће повећавати брзину преноса података унедоглед у оквиру лимитираног фреквенцијског опсега. Сем тога, највећи део спектра је већ расподељен на дужи временски период и то је тзв. концепт фиксне алокације, којом се одређени део спектра додељује одређеним корисницима/системима/технологијама уз ограничења везана за фреквенцијски опсег, ширину канала, максималну емитовану снагу и сл. Према том концепту, једино лиценцирани корисници за тај део спектра смеју да му приступе и да га експлоатишу за своје потребе. Корисници без лиценце не смеју да користе тај део спектра, чак и када је он оперативно слободан [34]. Имајући у виду горе наведене податке о сталном порасту броја мобилних корисника и њихових сервиса, евидентно је да принцип фиксне алокације фреквенцијског спектра и лиценцираних корисника не може да одговори овим савременим изазовима. Чак и лиценцирани мобилни системи трпе услед фиксне алокације радио спектра, јер за постизање оптималне спектралне ефикасности унутар свог додељеног пропусног опсега морају да примењују софистициране модуларне технике, кодовање [35], [36], МИМО (*Multiple Input, Multiple Output*) технологију [30], [37], [38] и сл. На слици 1 приказано је стање фиксне расподеле спектра у САД за 2016. годину, дато од стране националне агенције за телекомуникације у оквиру министарства трговине САД, NTIA (*National Telecommunication and Information Administration*). Слика 1 јасно предочава проблем преклапања на свим фреквенцијским опсезима у оквиру радио спектра [39].

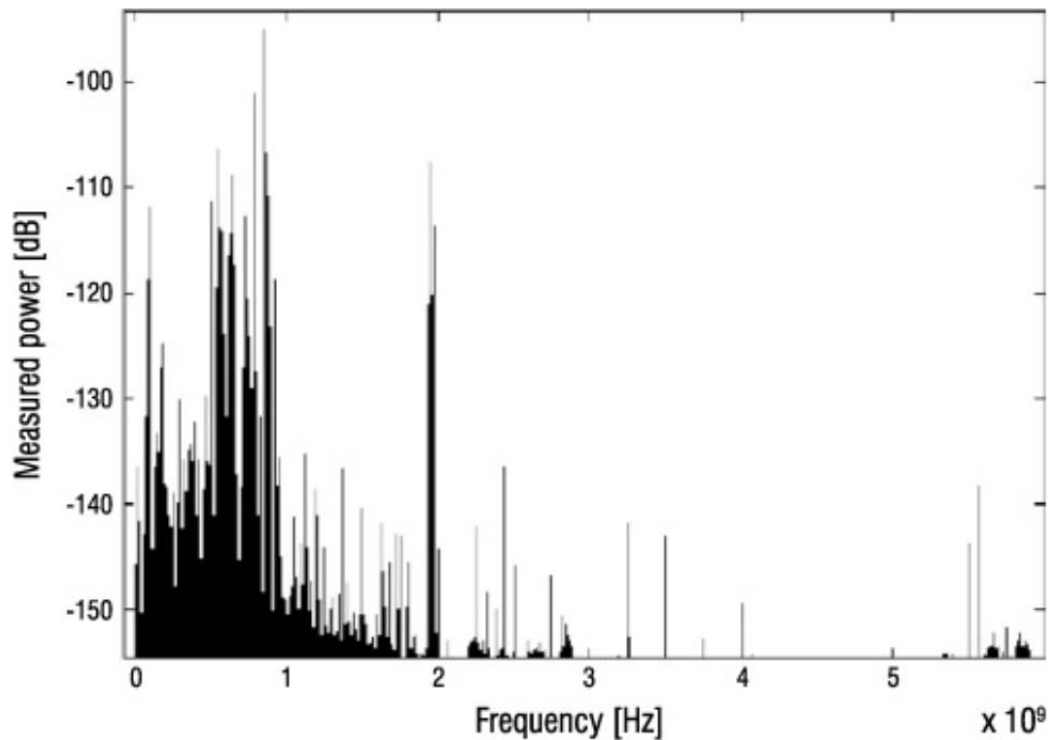
UNITED STATES FREQUENCY ALLOCATIONS

THE RADIO SPECTRUM



Слика 1: Расподела радио спектра – извор NTIA [39].

Док се са једне стране уочава непостојање расположивог радио спектра за доделу будућим корисницима радио мрежа, на другој страни се испоставило да неке од додељених фреквенцијских опсега лиценцирани системи не користе у пуном капацитету, већ само у одређеном времену и на одређеним локацијама. Односно, постоје многи делови спектра у неком тренутку и на некој локацији који су делимично заузети или углавном слободни [2]. FCC је спровела обимна мерења још 2002. године на територији САД у циљу испитивања степена искоришћености већ додељених фреквенцијских опсега [3], [4]. Резултати мерења врло су индикативни, јер је студија показала да је просечно у сваком тренутку на било којој локацији у земљи (САД) оперативно само око 5.2% додељеног радио спектра [5]. Реална очекивања су да резултати за искоришћеност спектра у осталим земљама света могу бити само слабији од ових презентованих за САД. Најилустративнија мерења [6], која су ипак због недостатка статистичке обраде (усредњавање параметара локација и време) мањег нивоа поузданости [2], приказана су на слици 2 и табели 1. Занимљив је податак да је степен искоришћености спектра у ISM (*Industrial, Science and Medical*) фреквенцијском опсегу (3-5GHz) свега 0.3-0.5% [6]. Исти извор [6], показује да је искоришћеност опсега TV (*Television*) канала у просеку 12% и да веома зависи од географске локације. Чак и они најискоришћенији системи (хелијски системи) показују мали степен искоришћења на *uplink*-у, као и у зависности од доба дана. Мерењима [40] спроведеним на три локације у Брну (Чешка), субурбаној и градској зони у Паризу (Француска), током 2008. и 2009. године, установљено је да је искоришћеност спектра у ISM фреквенцијском опсегу око 0.2%, 4.5% и 7.63%, респективно.

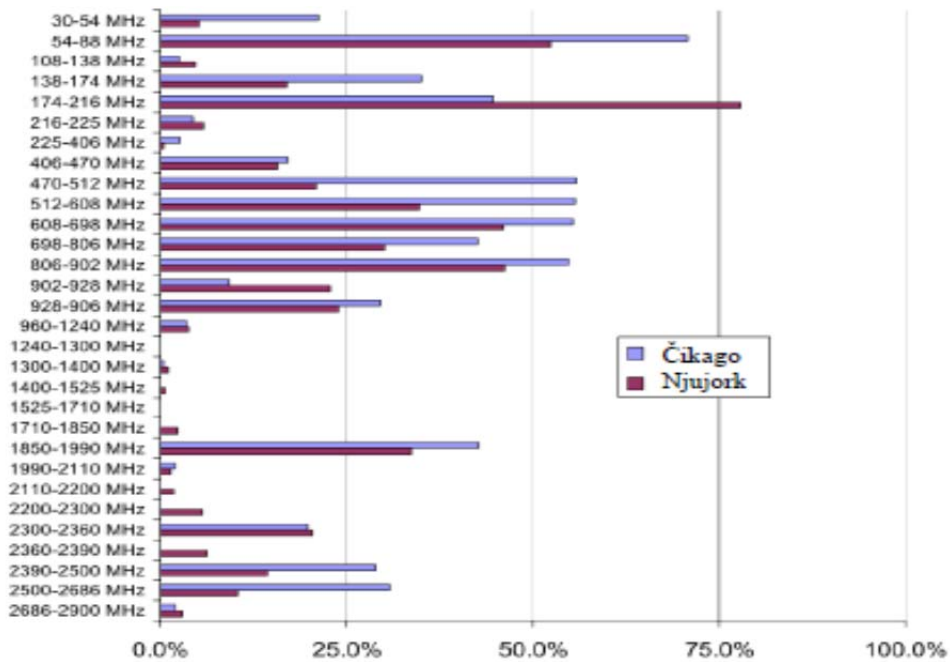


Слика 2: Заузетост додељеног спектра до 5MHz [6].

Табела 1: Заузетост додељених радио канала до 5MHz [6].

Опсег [GHz]	0~1	1~2	2~3	3~4	4~5	5~6
Заузетост [%]	54.4	35.1	7.6	0.25	0.128	4.6

Резултати поменутих истраживања, као и испитивања рађена чак и од стране приватних компанија [41], произвела су јединствени закључак да је потребно пронаћи ефикаснији и флексибилнији начин за експлоатацију радио ресурса. Врло опсежна мерења искоришћености радио спектра, која условно могу да послуже као референтна тачка за нека друга подручја, изведена су у оквиру DARPA (*Defense Advanced Research Project Agency*) xG (*neXt Generation*) пројекта [42]. Иначе, DARPA је један од предводника развоја и стандардизације когнитивног радија. Резултати искоришћености радио спектра за градове Чикаго и Њујорк у САД приказани су на слици 3. Према тим резултатима, просечна искоришћеност спектра у Њујорку износи свега 13.1%.

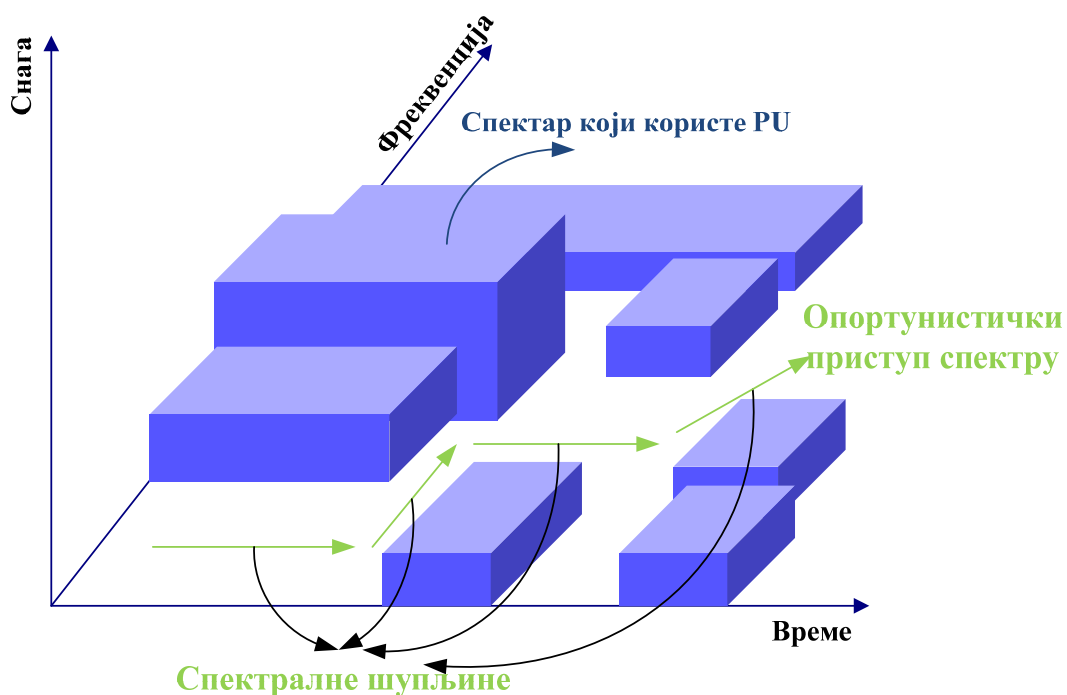


Слика 3: Искоришћеност радио спектра у Њујорку и Чикагу (САД) [42].

Досадашња политика лицензирања радио спектра довела је до феномена који би се могао најбоље описати са - велика заузетост и мала искоришћеност. Како би се задовољили нарастајући захтеви корисника за већим брзинама преноса података, потребно је унапредити технологију преноса, односно омогућити ефикаснији начин управљања радио ресурсима. Очигледно је потребна нова технологија динамичке расподеле спектра која би заменила традиционални статички начин додељивања спектра. Прецизније, мора се пронаћи одговарајући модел за коегзистенцију лиценцираних и нелиценцираних система у оквиру дела спектра који је већ додељен лиценцираним корисницима. Когнитивни радио представља управо једну од тих напредних технологија којом би требало да се унапреди искоришћење фреквенцијских ресурса кроз опортунистички приступ истим од стране секундарних корисника (корисника без лиценце), уз услов да се не деградирају перформансе примарних корисника (лиценцираних корисника) [8], [43], [44].

Основни задатак когнитивног радија је детекција слободних делова спектра које не користе примарни корисници. Наиме, као последица статичке (фиксне) алокације радио спектра, долази до појаве тзв. празних опсега (спектралних шупљина) унутар опсега који је додељен лиценцираном кориснику. Спектрална шупљина се може дефинисати као фреквенцијски опсег додељен лиценцираном кориснику који га у датом тренутку и на одређеној локацији не користи [7]. На слици 4 дат је графички приказ спектралне шупљине. Идеја је да се такав празан опсег стави на располагање секундарним корисницима уз дефинисане услове коришћења. Према актуелном режиму расподеле спектра, дозволу за приступ неком фреквенцијском опсегу имају само лиценцирани корисници за тај опсег. Корисници без лиценце немају право приступа ни у каквом модалитету, па чак ни онда када тај опсег не користе лиценцирани корисници. Евидентно је да то води ка смањењу спектралне ефикасности и да је потребно изнаћи

ефикаснији начин приступа спектру за поспешивање искоришћености спектра. Међутим, чињеница је да за добијање лиценце потребно исплатити одређену финансијску надокнаду власнику радио спектра за коришћење тог дела спектра. Стога је, сем техничког, потребно пронаћи и финансијски модел којим ће се лиценцирани корисници стимулисати да дозволе нелиценцираним корисницима приступ спектру. Имајући у виду значај мобилних комуникација и индустријски потенцијал, то је тема од ширег друштвено-политичког значаја, односно превазилази техничке оквире и захтева укључивање протагониста, који не припадају искључиво стручној јавности, већ имају ширу друштвену одговорност и ингеренције. Истраживања која су предмет ове докторске тезе односе се искључиво на испитивање техничких могућности за стварање предуслова за реализацију опортунистичког приступа, без испитивања осталих аспеката ове шире друштвене проблематике.



Слика 4: Приказ спектралне шупљине.

2.2 Концепт когнитивног радија

Експоненцијални пораст бежичних уређаја и захтева за пораст брзине преноса података утичу на то да све више долази до изражаја проблем традиционалног приступа радио спектру. Да би се побољшала ефикасност искоришћења спектра није више довољно унапредити спектралну ефикасност на физичком слоју преноса, већ је

неопходан нови алгоритам приступа радио ресурсима [44]. Иновативна, когнитивна радио технологија, проистекла из софтверски дефинисаног радија, SDR (*Software Defined Radio*), препозната је као један од начина за повећање спектралне ефикасности искоришћењем спектралних шупљина, односно опортунистичким приступом спектру од стране секундарних корисника [45].

Према дефиницији [7], когнитивни радио је интелигентни бежични комуникациони систем, који је "свестан" свог радио окружења, учи из њега користећи методологију „*understanding by building*“ и у реалном времену се прилагођава случајним варијацијама у окружењу. Примарни задаци когнитивног радија су висок ниво поузданости комуникације у било ком тренутку и под било којим условима, као и ефикасно искоришћење радио спектра.

Према концептуалном дизајну, когнитивни радио врши анализу спектра у свом окружењу и сходно томе подешава сопствене параметре трансмисије како би се расположиви спектар динамички и оптимално користио [46]. За когнитивни радио, као корисника мањег приоритета (секундарног корисника), задатак од фундаменталног значаја је избегавање генерисања интерференције ка примарним корисницима [15]. Зато је анализа спектра и поуздана детекција сигнала примарних корисника кључна функционалност за превенцију интерференције. Висока поузданост анализе спектра је предуслов за опортунистички приступ спектру што води повећању капацитета когнитивних радио мрежа.

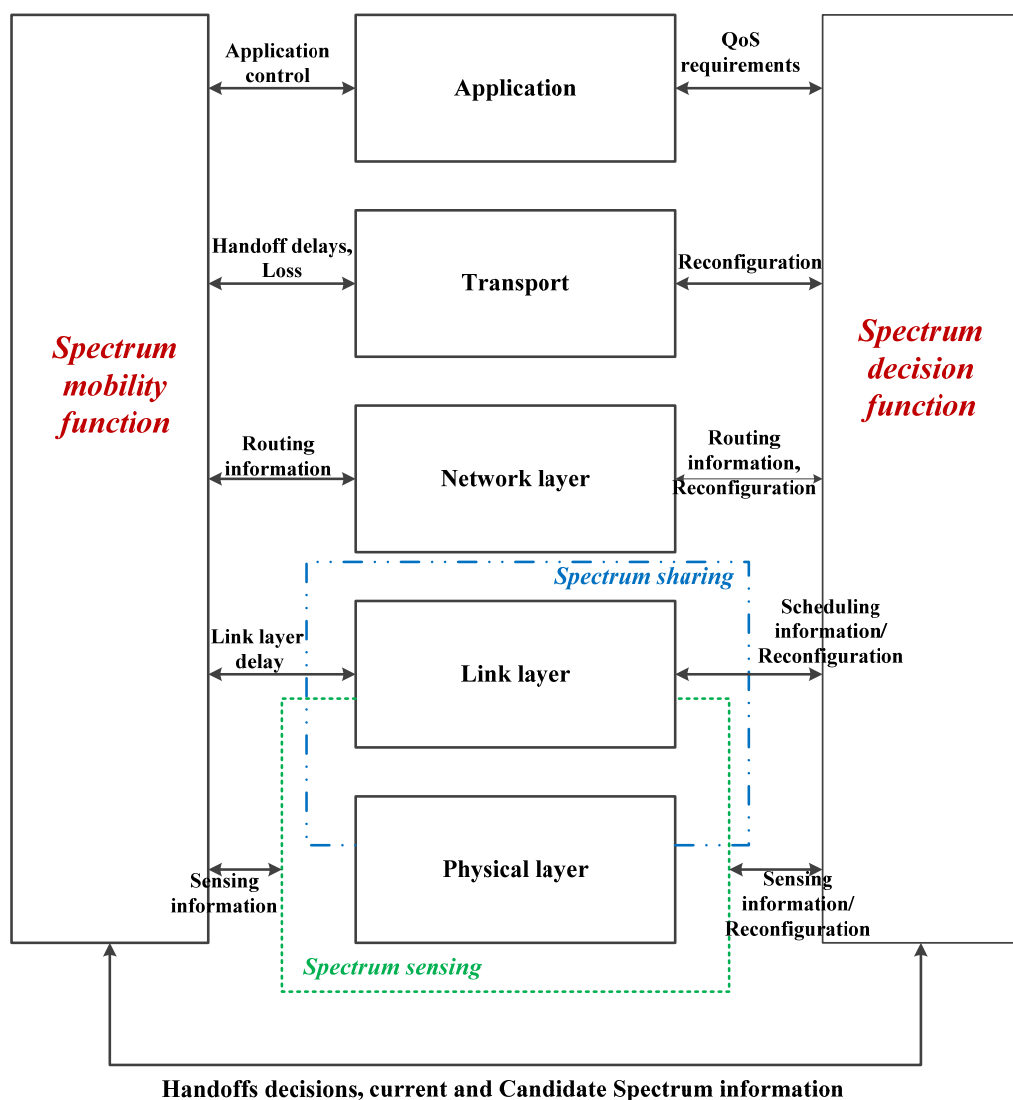
Генерално, опортунистички приступ радио спектру, односно управљање спектром (енг. *spectrum management*) у когнитивном радију је процес који се састоји из четири главна корака [47]:

- 1. Анализа спектра** (у терминологији когнитивног радија SS). Циљ овог корака је детекција слободних делова/опсега унутар спектра, тзв. спектралних шупљина [7] који би се могли искористити од стране секундарних (когнитивних) корисника. С обзиром да је избегавање интерференције ка примарним корисницима од највећег приоритета за когнитивни радио, ово је уједно и најважнија функција у процесу управљања спектром.
- 2. Доношење одлука** (енг. *spectrum decision*). Циљ овог корака је селекција оптималне спектралне шупљине, тј. избор најприкладније партиције слободног дела спектра од свих кандидата детектованих током поступка анализе спектра.
- 3. Дељење спектра** (енг. *spectrum sharing*) У овом кораку се врши координисање захтева примљених од стране когнитивних корисника за приступ детектованом слободном спектру. Више когнитивних корисника може да захтева приступ спектру у истом тренутку, те је у тим ситуацијама

неопходно имати процедуру за одређивање приоритета приступа спектру. [47], [48].

- 4. Мобилност спектра** (енг. *spectrum mobility*) Когнитивни корисници су корисници мањег приоритета у лиценцираним деловима спектра. Стога, ако је, на основу ова три претходно спроведена корака у процесу управљању спектром, когнитивни корисник отпочео трансмисију, а у међувремену се детектује активност примарног корисника, когнитивни корисник је дужан да напусти тај део спектра и да тражи алтернативно решење за реализацију отпочете трансмисије или да обустави трансмисију. Ова функционалност се активира сваки пут када когнитивни корисник детектује сигнал примарног корисника или када му се наруше услови у радио каналу.

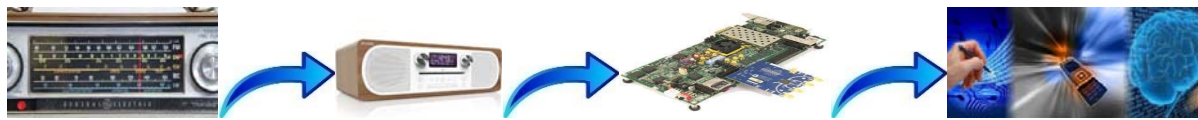
Конвенционална архитектура комуникационих система је дефинисана и стандардизована кроз седам OSI/TCP (*Open System Interconnection/Transmission Control Protocol*) слојева [49]. Иако се когнитивни радио знатно разликује од традиционалних бежичних система, логично је очекивати да се и за његову имплементацију користи слична методологија реализације по нивоима [50]-[53]. Илустрација такве имплементације процеса управљања спектром (*cross-layer* приступ) дата је на слици 5, где се може видети која је логичка позиција сваког од побројаних корака у управљању спектром [47]. Са слике 5 може се уочити који нивои међусобно координирају и које информације се размењују као предуслов за реализацију сваког од тих корака [47], [54].



Слика 5: Управљање спектром (cross-layer приступ) [47]

Когнитивни радио се често дефинише преко софтверски дефинисаног радија, SDR. Према тој дефиницији [9], когнитивни радио (или Митолин радио, назван према аутору) представља надградњу софтверски дефинисаног радија на вишим слојевима како би се постигла способност учења и закључивања, тј. како би се омогућила когнитивност. Ипак, неки аутори [55] оспоравају SDR платформе као базичне платформе [2]. Како би се избегле недоумице, FCC је дао сажету и врло прихваћену дефиницију когнитивног радија као бежичног уређаја, или мреже, која динамички детектује неискоришћене делове радио спектра и користи их на начин да не нарушава рад примарних корисника [56]. Јасно је да је Митолин радио знатно шира визија интелигентног радио система [2]. Стручњаци са *Virginia Polytechnic Institute and State University* у САД, који су једни од предводника истраживања и развоја когнитивног

радија, дефинишу когнитивни радио као софтверски дефинисан радио са вештачком интелигенцијом, способан да "осети" и да "одреагује" са околином [57]. На основу дефиниција [9] и [57], може се извести генерализована дефиниција да је когнитивни радио софтверски дефинисан радио који поседује додатну функцију – когнитивност. Односно, когнитивни радио представља наставак еволутивног низа (аналогни радио → дигитални радио → софтверски дефинисани радио → когнитивни радио) развоја радио система, што је и приказано на слици 6.



Аналогни радио:

Сви параметри радио преноса хардверски су предефинисани и не могу се мењати без хардверских измена.

Дигитални радио:

Делимичан дигитални пренос и дигитална обрада сигнала, али није могућа измена параметара радио преноса.

SDR:

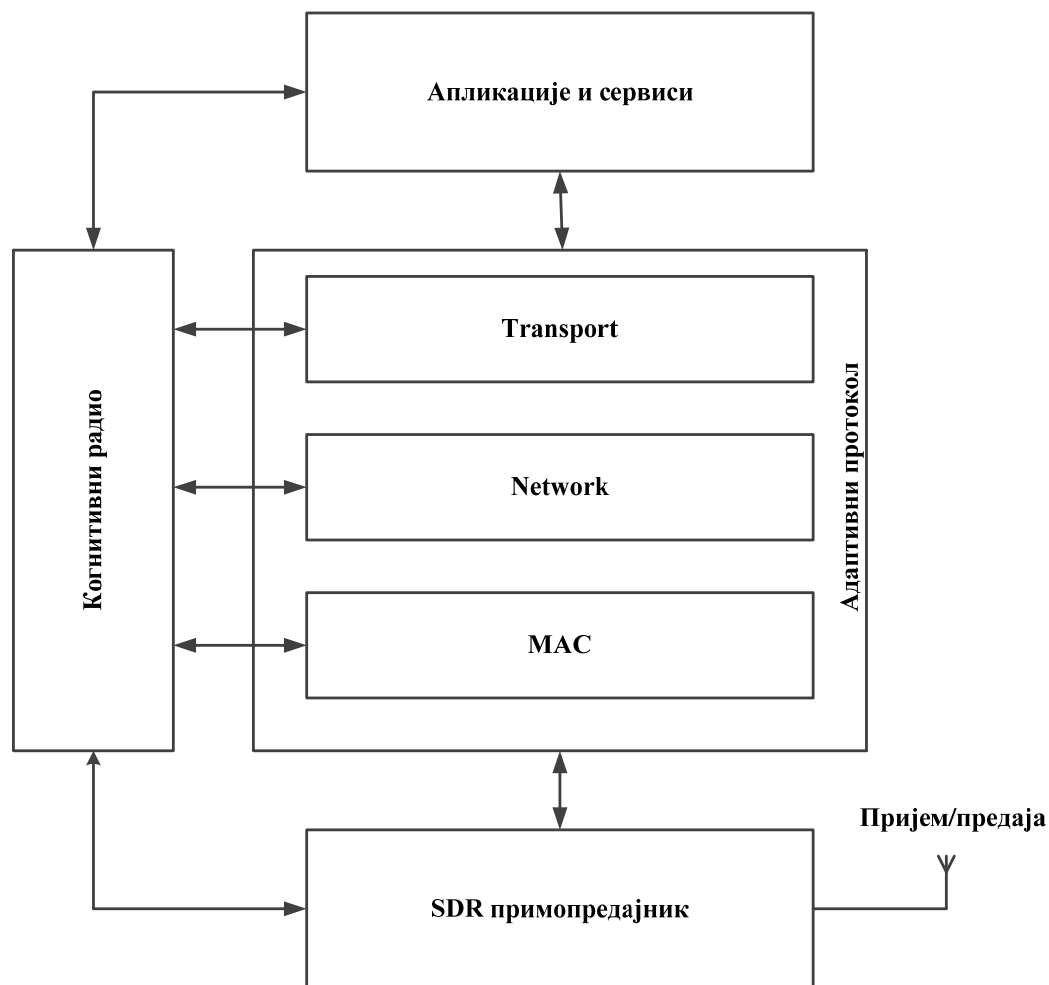
Сви параметри радио преноса могу бити (ре)конфигурисани, софтверски, али се не могу прилагођавати радио окружењу.

Когнитивни радио:

Способност анализе спектра свог радио окружења и адекватно подешавање оперативних параметара у складу тим.

Слика 6: Еволуција радио система.

Архитектура протокола у когнитивном радију [8] приказана је на слици 7. На физичком слоју, RF (*Radio Frequency front-end*) реализован је преко SDR. Адаптивни протоколи на MAC (*Medium Access Control*), мрежном и транспортном слоју морају бити "свесни" свог динамичког окружења. Такође, адаптивни протоколи морају узети у разматрање и саобраћајну активност примарних корисника, трансмисионе захтеве секундарних корисника, варијације услова у каналу и сл. За повезивање свих модула користи се когнитивни радио који успоставља интерфејсе између SDR примопредајника, адаптивних протокола, бежичних апликација и сервиса. Когнитивни модул примењује напредне алгоритме резултата мерења сигнала на физичком слоју и прима информације о параметрима преноса са слоја апликације како би контролисао параметре протокола у различитим слојевима [8].



Слика 7: Архитектура протокола у когнитивном радију.

Анализа спектра се често у литератури представља као проблем детекције, што је интензивно истраживана тема у области радара [15], [58]. Међутим, требало би имати у виду да је главни изазов анализе спектра у когнитивном радију детекција слабих сигнала са малом вероватноћом пропуштене детекције, што захтева боље разумевање рада у режиму са малим вредностима SNR [15], [59]. Перформансе анализе спектра у когнитивном радију могу се унапредити повећањем осетљивости RF *front-end* дела когнитивног радија, коришћењем дигиталне обраде сигнала, и експлоатисањем кооперације између мрежа и корисника кроз удруживање њихових појединачних резултата анализе спектра [15], [60].

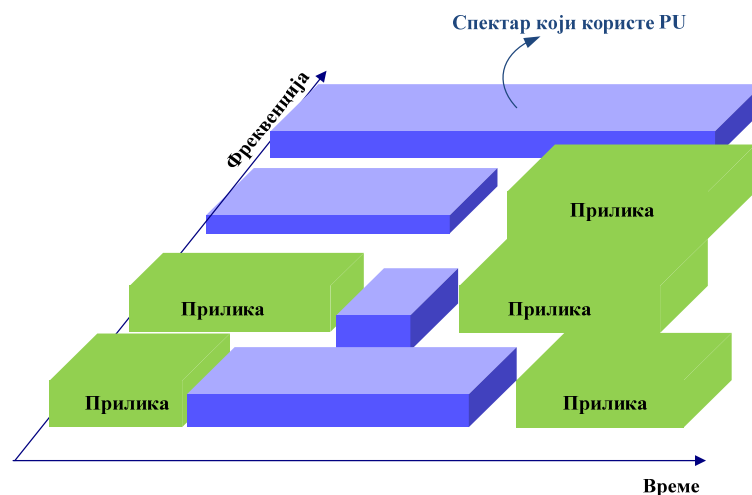
3. Технике анализе спектра

3.1 Мултидимензионални радио простор

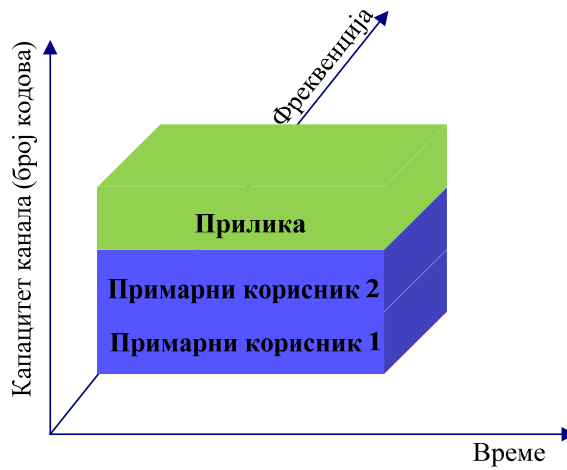
Специфичност когнитивног радија промовисала је нове аспекте у проблематици анализе спектра. Концепт опортунистичког приступа спектру са собом је донео и нове проблеме у односу на оне из традиционалног поимања анализе спектра. Наиме, према традиционалном тумачењу, анализа спектра односи се на мерење спектралног садржаја или мерења RF енергије у неком делу спектра. У терминологији когнитивног радија уводи се појам вишедимензионалног спектралног простора. Самим тим, појам анализе спектра поприма вишедимензионални карактер у смислу да се разматра заузетост спектра у више димензија (фреквенција, простор, време, код, угао, ...), а не само у димензији фреквенције. Увођењем нових димензија, спектрални простор се може дефинисати као хиперпростор (енг. *hyperspace*) сигнала који има следеће димензије: простор, време, фреквенција, код, угао (као и могуће друге димензије). Овај простор се у литератури још назива и електропростор, трансмисиони хиперпростор, радио простор или једноставно спектрални простор и користи се да се опише како различити системи (примарни и/или секундарни) деле исто радио окружење [11], [61]. Символичка илустрација мултидимензионалног простора и опортунистичког искоришћења спектра дата је на слици 8 (димензија фреквенције и времена, кода, геолокације и угла под а, б, в, г, респективно).

Код анализе спектра, чији је предмет интересовања димензија фреквенција, испитује се могућност приступа одређеном делу фреквенцијског спектра. Расположиви спектар је подељен у мање делове различите фреквенцијске ширине. Детектована прилика за опортунистички приступ у овој димензији анализе спектра означава да се не користе сви фреквенцијски опсези, односно да постоје они делови који су слободни за евентуалну употребу од стране нелиценцираних корисника. Циљ анализе спектра која се бави испитивањем временске искоришћености спектра је детекција слободних делова у неком временском интервалу, тј. временских спектралних шупљина. Другим речима, фреквенцијски опсези се не користе перманентно и континуирано, тј. постоје временски интервали када се одређени делови спектра могу искористити у сврхе опортунистичког приступа. Примарни корисници за пренос сигнала могу користити технике проширеног спектра (енг. *spreading code*), временског (енг. *time hopping*) и фреквенцијског скакања (енг. *frequency hopping*). Додатно, релевантне временске информације су неопходне за потребе синхронизације трансмисионих активности секундарних корисника у односу на примарне кориснике и превенцију интерференције. Употребом случајних и дугачких кодова естимација синхронизације се може избећи. Али, у том случају парцијална интерференција не може да се избегне. У неком одређеном тренутку у неком широкопојасном делу спектра могуће је да се користи техника проширеног спектра или фреквенцијског скакања. Међутим, то не значи да у том сегменту спектра не постоји неки део који се може искористити у опортунистичке сврхе. Штавише, коришћењем ортогоналних кодова у односу на оне које користе примарни корисници, могућа је истовремена експлоатација спектра у кодном домену.

Оваква анализа спектра коју спроводи когнитивни радио је комплекснија, јер се врши препознавање прилике за опортунистичко коришћење спектра у кодном домену (кодне спектралне шупљине), што подразумева да се осим детекције активности у неком делу спектра врши и додатно испитивање параметара трансмисије, попут кода и других параметара вишеструке пропагације. Током анализе спектра у просторном смислу (географска локација) врши се евалуација параметара географске локације (географска ширина, дужина и елевација) и удаљености примарних корисника. Услед феномена пропагације сигнала у слободном простору и неминовних губитака у већој или мањој мери зависно од услова пропагације, у неком тренутку испитивања спектар може да буде расположив на једном делу територије, док је заузет на другим деловима (просторне спектралне шупљине). Алтернативни поступак је испитивање и мерење нивоа интерференције у локалној зони секундарних корисника, па се на основу тога може извести закључак о активностима примарних корисника. Мада, због тзв. проблема "скривених" терминала, који ће бити касније приказан, овај метод није довољно поуздан. Уз утврђивање чињеница везаних за параметре локације/позиције или правца сигнала примарних корисника, могуће је опортунистички искористити спектар и у смислу димензије хиперпростора која се односи на угао. Наиме, врши се анализа пропагационог фронта сигнала примарног корисника (азимут и угао елевације) и локације. Ако примарни корисник врши емисију у неком специфичном правцу, секундарни корисник може обављати пренос у неком другом правцу без генерисања интерференције ка примарним корисницима [11].



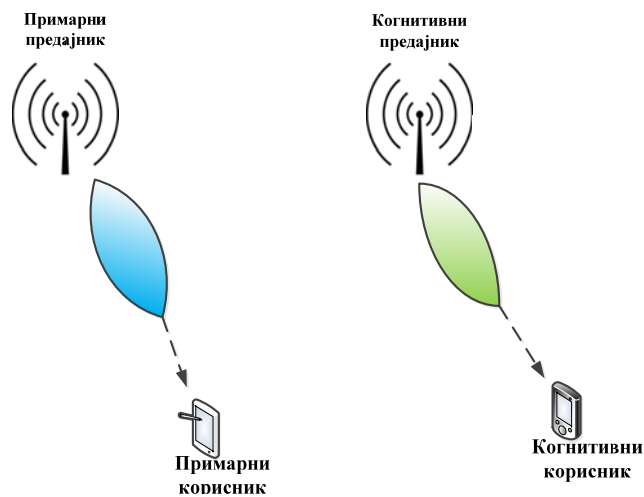
а) *Анализа спектра у димензијама фреквенције и времена*



б) Анализа спектра у димензије кода



в) Анализа спектра у димензији геолокације



г) Анализа спектра у димензији угла

Слика 8: Мултидимензионални спектрални простор.

Осим детекције слободних делова спектра у више потенцијалних димензија хиперпростора, анализа спектра обухвата и додатно процесирање детектованих сигнала у циљу откривања релевантних параметара тог сигнала попут типа примењене модулационе технике, коришћеног оперативног опсега, централне учестаности и сл.

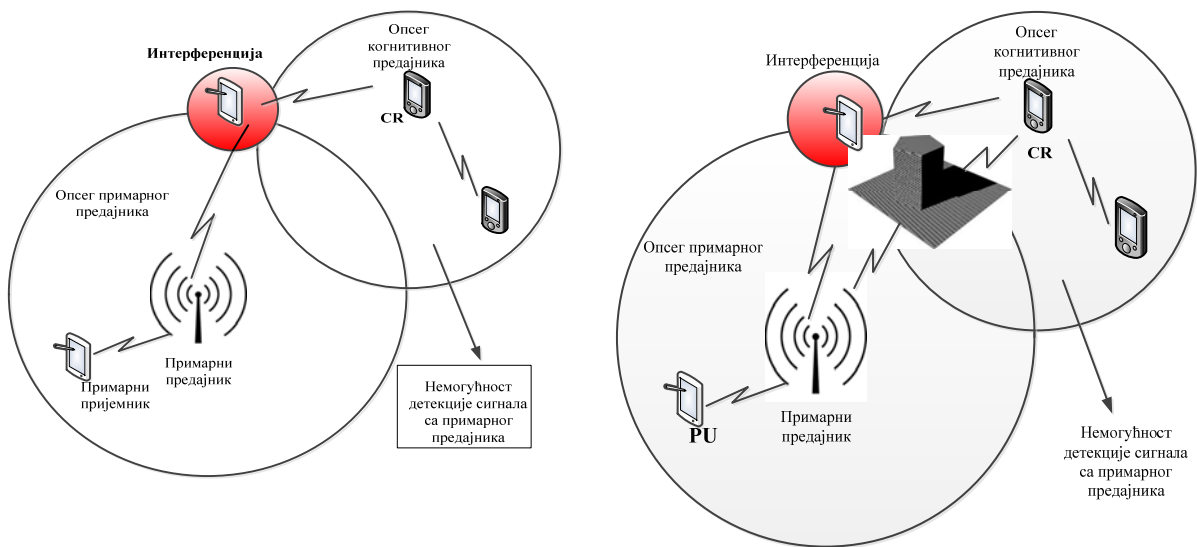
Анализа спектра представља најважнију функционалност у когнитивном радију, коју карактеришу бројни изазови. Имајући у виду мултидимензионални карактер спектралног простора, анализа спектра се може дефинисати као процес детекције слободних делова спектра, односно процес детекције сигнала примарних корисника у различитим димензијама спектра [11]. Концепт когнитивног радија подразумева приоритетизацију корисника. Примарни корисници су корисници вишег приоритета. Секундарни корисници, као корисници нижег приоритета, стичу право приступа одређеном делу спектра у одређеној димензији хиперпростора само под условом да га не користе примарни корисници, и да својим активностима не генеришу интерференцију ка њима. Због тога, секундарни корисници морају да врше анализу спектра на поуздан начин, па ако се испостави да нема активних примарних корисника, да подесе своје радне радио параметре сходно резултатима анализе спектра за правилно коришћење расположивих спектралних шупљина. Различити аспекти проблема анализе спектра приказани су на слици 9, где се види колико је ова анализа комплексна проблематика и колико фактора је укључено у сам процес [11].



Слика 9: Различити аспекти проблематике анализе спектра.

Неки од најозбиљнијих изазова у поступку анализе спектра су [11]:

1. **Тачност и поузданост анализе спектра.** Тачност анализе спектра се квантитативно процењује на основу вероватноће успешне детекције, вероватноће лажних аларма и вероватноће пропуштене детекције. Начин процене перформанси анализе спектра биће описан детаљно у Поглављу 4. Циљ је да се обезбеди висока поузданост процеса детекције примарних корисника, како би се интерференција коју секундарни корисници генеришу ка примарним корисницима свела на најмању могућу меру, као и да се повећа спектрална ефикасност. Прецизније, истовремено се тежи максимизацији вероватноће успешне детекције и минимизацији вероватноће лажних аларма и вероватноће пропуштене детекције.
2. **Хардверски захтеви.** За анализу спектра у апликацијама когнитивног радија од бројних изазова хардверске реализације издвајају се велике учестаности одабирања, велике резолуције *A/D (Analog/Digital)* и *D/A (Digital /Analog)* конвертора са великим динамичким опсегом, процесори великих брзина, велики распон радио учестаности RF компонената (антене и излазни појачавачи снаге) и сл. За реализацију анализе спектра у когнитивном радију користе се две различите хардверске архитектуре: *single radio* [62] и *dual radio* [63]. То утиче на тачност и ефикасност анализе спектра, о чему ће бити речи касније у оквиру овог поглавља.
3. **Проблем "скривеног" примарног корисника.** Проблем настаје када секундарни корисник из неког разлога не може да детектује примарни сигнал, због чега долази до погрешне одлуке о заузетости спектра од интереса и генерисања интерференције ка примарном кориснику. Најчешћи узроци су мала осетљивост пријемника секундарног корисника, ефекти вишеструке пропагације, феномен сенке (енг. *shadowing*) и сл. Илустрација два типична сценарија овог проблема приказана је на слици 10 ("скривени" примарни корисник под а и *shadowing* под б).
4. **Детекција примарног корисника који користи технику проширеног спектра за пренос података.** Примарне кориснике овог типа је тешко детектовати јер је њихова снага расподељена дуж широког фреквенцијског опсега, односно "утопљена" у шум, што значајно отежава процес анализе спектра и детекције примарног корисника.
5. **Учестаност и трајање анализе спектра.** Технике анализе спектра морају демонстрирати способност да изврше детекцију примарних корисника у ограниченом временском интервалу. Обично, релевантни параметри анализе спектра резултат су компромиса између времена трајања и поузданости анализе спектра.
6. **Безбедност.** Проблем малициозних секундарних корисника, који у циљу присвајања спектра опонашају примарне кориснике.



а) проблем "скривеног" примарног корисника. Секундарни корисник је ван домета примарног предајника (осетљивост когнитивног терминала је мања од осетљивости детекције)

б) shadowing онемогућава детекцију примарног предајника

Слика 10: Проблеми у детекцији сигнала примарног корисника.

3.2 Single и Dual радио архитектура анализе спектра у когнитивном радију

Као што је већ поменуто поглављу 3.1, постоје две различите хардверске архитектуре за реализацију анализе спектра у когнитивном радију:

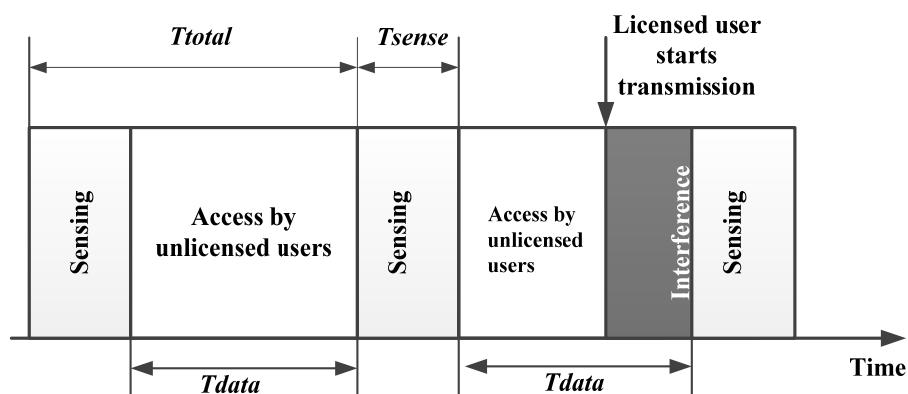
- *Single* радио, где се за анализу спектра и за трансмисију користи исти радио канал [11], [62],
- *Dual* радио, где се користе посебни радио канали за анализу спектра и пренос података између когнитивних корисника [11], [63].

Временски дијаграм анализе спектра приказан је на слици 11.



Слика 11: Временски дијаграм анализе спектра.

Са слике 11 уочавају се релевантни временски интервали за комплетан процес анализе спектра: интервал анализе спектра у ознаци T_{sense} (трајање анализе спектра), интервал трајања трансмисије у ознаци T_{data} и укупно време трајања анализе спектра у ознаци T_{total} (учестаност анализе спектра). Да би се спречила интерференција ка примарним корисницима, когнитивни корисник са учестаношћу $1/T_{total}$ испитује спектар од интереса. Уколико се током анализе спектра (чије трајање одговара интервалу T_{sense}) испостави да је спектар слободан, когнитивни корисник приступа трансмисији и отпочиње процес комуникације са другим когнитивним корисником, односно користи расположиве радио ресурсе за реализацију својих сервиса. Уколико се током трајања комуникационе сесије (T_{data}) примарни корисник активира, у том случају би дошло до интерференције (енг. *interference*) у радио спектру. Управо зато је когнитивни корисник приморан да периодично (прецизније са учестаношћу $1/T_{total}$) врши анализу спектра како би се избегли судари, односно интерференција. На слици 12 илустрован је сценарио да нелиценцирани корисник користи радио спектар, који је у некој од итерација процеса анализе спектра класификован као слободан спектар, а лиценцирани корисник се накнадно активирао током те итерације. Са слике 12 је очигледно колика је важност параметра учестаности анализе спектра за избегавање колизије са примарним корисницима. Време трајања анализе спектра T_{sense} је резултат компромиса између поузданости поступка анализе спектра и спектралне ефикасности, и представља параметар који значајно утиче на перформансе и примарних и секундарних корисника. Укратко, за дату вредност T_{sense} , што је дужина трајања параметра T_{total} краћа, краће је трајање и потенцијалне интерференције према примарним корисницима, али се истовремено, због краћег интервала за обављање трансмисије T_{data} , смањује брзина преноса података секундарних корисника. Са порастом вредности параметра T_{total} повећава се потенцијално време трајања дејства интерференције ка примарним корисницима, а колико то време T_{total} сме да износи зависи од толеранције примарних корисника на потенцијалну интерференцију у том опсегу.



Слика 12: Колизија примарних и секундарних корисника у радио спектру.

Код *single* радио архитектуре брзина преноса података, у ознаци R , због коришћења истог радио канала анализу спектра и за трансмисију, редукована је за вредност односа интервала трајања трансмисије и укупног времена анализе спектра, на брзину преноса R^* [11], [64], као што је приказано у једначини (1)

$$R^* = \frac{T_{data}}{T_{sense} + T_{data}} R. \quad (1)$$

Смањење интервала времена трајања анализе спектра T_{sense} утиче на тачност процеса анализе спектра, док смањење интервала времена трајања трансмисије T_{data} утиче на спектралну ефикасност когнитивног радија. Очигледна предност *single* радио архитектуре је једноставност имплементације, односно редукација трошкова реализације [65].

Код *dual* радио архитектуре, посебан канал се користи за процес анализе спектра, а посебан за трансфер података између когнитивних корисника. Тиме се повећава тачност и поузданост анализе спектра, као и капацитет и брзине преноса података когнитивног корисника. Недојаци су повећана потрошња, цена реализације услед сложеније хардверске шеме и сл. [11]. У табели 2 дат је упоредни приказ предности и недостатака ове две хардверске архитектуре за реализацију когнитивног радија.

Табела 2: Упоредни приказ предности и недостатака две хардверске архитектуре.

	<i>Single</i> радио	<i>Dual</i> радио
Предности:	<ul style="list-style-type: none"> • Једноставност • Цена 	<ul style="list-style-type: none"> • Добра ефикасност • Добра тачност
Недостаци:	<ul style="list-style-type: none"> • Смањена ефикасност • Смањена тачност 	<ul style="list-style-type: none"> • Цена реализације • Велика потрошња снаге • Комплексност система

Избор одговарајуће архитектуре зависи од више фактора, попут расположивих ресурса, финансијских средстава, као и пројектних захтева и приоритета (захтеваних брзина протока података и сл.), врсте сервиса когнитивних корисника, врсте система примарних корисника са којима се дели спектар и сл. У овој докторској тези фокус се ставља на једноставност имплементације, па се зато разматра *single* радио архитектура.

Интересантно је напоменути да на тржишту већ постоје хардверске и софтверске платформе за когнитивни радио, попут GNU Radio [66], USRP (*Universal Software Radio Peripheral*) [67] и *Shared Spectrum's* XG Radio [42], [68].

3.3 Методе анализе спектра у когнитивном радију

Когнитивни радио је технологија у повоју и у развојној фази, те у стручној литератури постоји велики број различитих метода за анализу спектра, односно идентификацију присуства лиценцираних корисника у лиценцираном делу спектра, као и за класификацију таквих сигнала. Анализа спектра мора омогућити детекцију примарних сигнала (независно од њихове снаге) у реалном времену и у широком фреквенцијском опсегу, што је велики изазов и озбиљан задатак за когнитивни радио. Надаље, та информација о заузетости спектра ће се користити за евентуални опортунистички приступ и успостављање бежичног линка који испуњава постављене захтеве секундарних корисника [5], [15]. Когнитивни корисници имају нижи приоритет у односу на примарне кориснике, односно представљају секундарне кориснике спектра додељеног и намењеног примарним корисницима. Основни захтев који се ставља пред њих је да својим деловањем не смеју да генеришу значајнију интерференцију према примарним корисницима у свом окружењу, односно не смеју да деградирају перформансе примарних корисника. Примарни корисници, као корисници вишег приоритета, не би требало да коригују своју оперативну саобраћајну инфраструктуру зарад потенцијалног дељења спектра са секундарним корисницима. Односно, когнитивни корисници су ти који морају бити у стању да детектују сигнале и релевантне параметре саобраћаја примарних корисника кроз константну анализу спектра и да сходно томе прилагођавају и модификују своје параметре трансмисије. Различите класе примарних корисника захтевају различит приступ и учестаност анализе спектра. На пример, TV сигнале је много лакше детектовати него GPS (*Global Positioning Signal*) сигнале, с обзиром да је осетљивост TV пријемника неколико десетина децибела слабија од GPS пријемника [16].

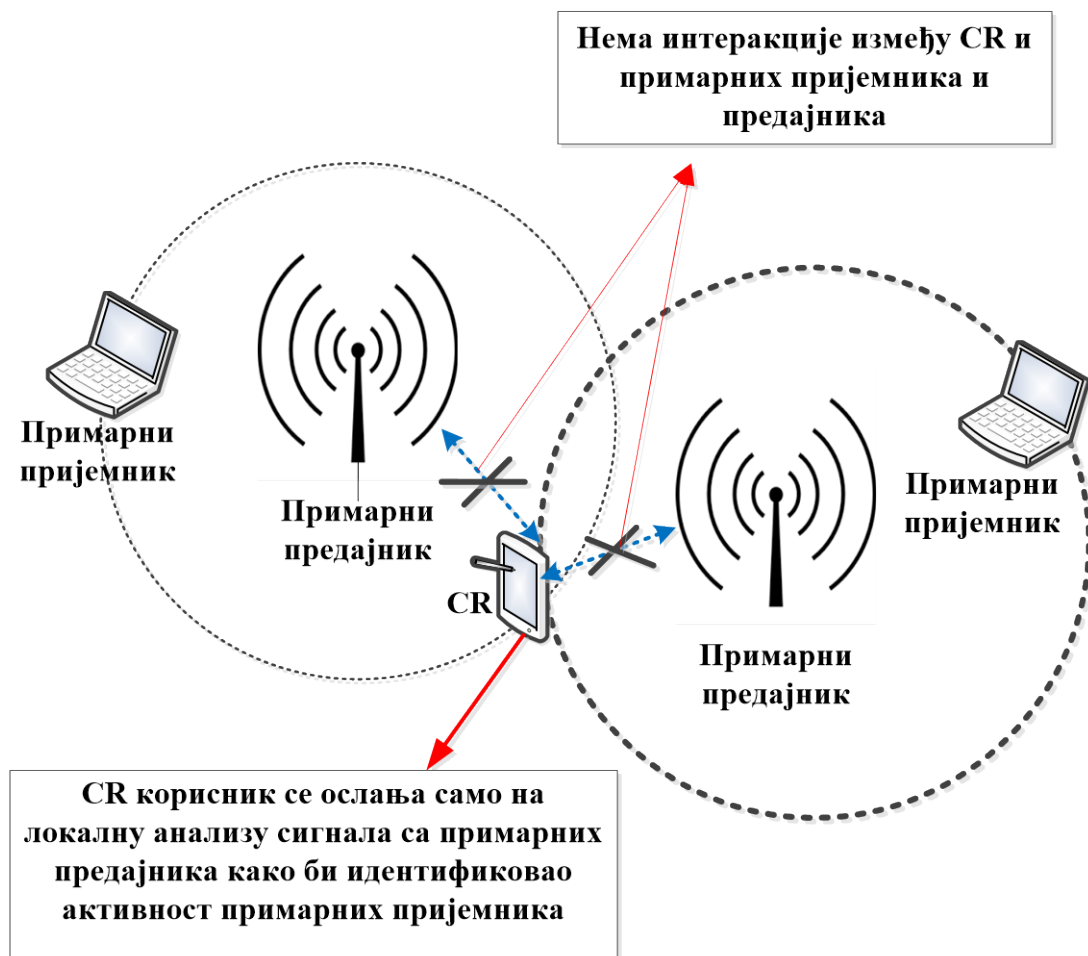
У овом поглављу описане су неке од најчешће коришћених техника анализе спектра у когнитивном радију. Постоји више различитих класификација тих техника, а једна од најпопуларнијих је подела на [11]:

- Технике анализе спектра за детекцију примарних предајника,
- Технике анализе спектра за детекцију примарних пријемника,
- Технике анализе спектра базиране на примени температуре интерференције.

3.3.1 Анализа спектра за детекцију примарних предајника

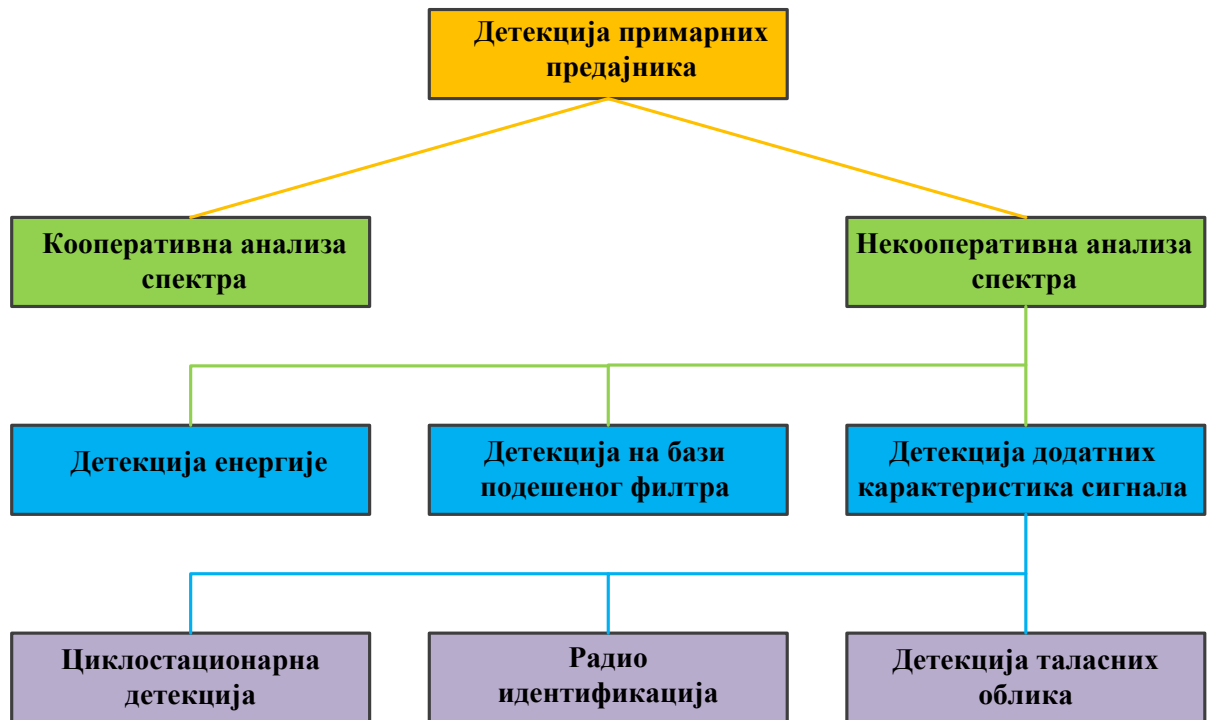
Ове технике анализа спектра у когнитивном радију заснивају се на детекцији спектралних шупљина/примарних корисника на основу слабих сигнала емитованих од стране примарних предајника [11], што је и приказано на слици 13. На основу слике 13 се може закључити да нема интеракције између когнитивног радија и примарног примопредајника, односно когнитивни радио се ослања само на локалну анализу

сигнала са примарних предајника како би детектовао активност примарних корисника (примарних предајника).



Слика 13: Детекција примарних предајника.

Основна подела техника анализе спектра на бази детекције примарних предајника је на некооперативне и кооперативне. Кооперативне методе, као што и сам назив каже, подразумевају међусобну сарадњу и интеракцију између когнитивних корисника, односно дељење информација и комбиновање и координацију резултата различитих мерења у циљу доношења одлука о заузетости спектра [69]. Код некооперативних техника анализе спектра не постоји комуникација између когнитивних корисника, већ сваки секундарни корисник одлуке доноси самостално на основу спроведених локалних мерења. Резултате тих мерења, односно своје одлуке когнитивни радио не дели са осталим когнитивним корисницима. Једна од многобројних подела ових техника је на технике детекције енергије, детекције на бази подешеног филтра и детекције додатних карактеристика сигнала [11]. На слици 14 представљен је дијаграм поделе метода анализе спектра на бази детекције примарних предајника.



Слика 14: Технике детекције примарних предајника.

3.3.2 Анализа спектра на бази детектора енергије

Због мале комплексности имплементације и нумеричке сложености, детектор енергије представља најчешће коришћену технику анализе спектра [11], [70], [71]. Детектор енергије за обављање својих функција не захтева предзнање о карактеристикама сигнала примарних корисника. Самим тим спада у некохерентне технике анализе спектра, односно примењив је у апликацијама за детекцију било ког типа сигнала примарног корисника. Принцип рада некохерентног детектора енергије се базира на поређењу енергије примљеног сигнала (емитованог са било ког предајника у фреквенцијском опсегу од интереса) и унапред дефинисаног прага пријема [58]. Неке од бројних предности детектора енергије су [11]:

- краће време потребно за анализу спектра, T_{sense} (нарочито у радио окружењу са великим вредностима SNR), што га чини временски ефикаснијим у односу на друге методе ,
- једноставност имплементације и мала нумеричка сложеност,
- анализа спектра у широком фреквенцијском опсегу.

Са друге стране, детектор енергије у свом раду демонстрира и бројне недостатке, као што су:

- велика осетљивост прага детекције на варијације нивоа шума,
- дуго време потребно за анализу спектра, T_{sense} , у радио окружењу са малим вредностима SNR [72],
- немогућност диференцијације између сигнала примарних и секундарних корисника (интерференција), као и између сигнала и шума (врши се само поређење вредности енергије примљеног сигнала и дефинисаног прага пријема),
- детекција сигнала у проширеном спектру, односно сигнала "утопљеног" у шум [60], [73].

Без обзира на све недостатке, детектор енергије је најпопуларнија и најпроучаванија техника за анализу спектра у литератури [11], [70], [71]. Највећи утицај на перформансе детектора енергије има одређивање прага детекције, стога се у литератури може пронаћи велики број варијанти детектора енергије, о чему ће више речи бити у поглављу 5 докторске дисертације.

3.3.3 Анализа спектра на бази подешеног филтра

Метода анализе спектра на бази подешеног филтра је позната као оптимална метода анализе спектра, односно детекције сигнала примарних корисника, за случај када су параметри сигнала примарних корисника познати [11], [74]. У поређењу са осталим техника анализе спектра, главна предност ове методе је краће време анализе спектра са високопоузданим резултатима у смислу мале вредности вероватноће лажног аларма и вероватноће пропуштене детекције, чак и у радио окружењу са малим вредностима параметра SNR [75]. Ова техника се управо зато сматра оптималном, јер се захваљујући импулсном одзиву оптималног филтра максимизира однос SNR . Карактерише је велика тачност и поузданост детекције. Цена која се плаћа за то је комплексност реализације. Наиме, когнитивни пријемник мора најпре да изврши демодулацију примљеног сигнала, што подразумева перфектно познавање радних параметара сигнала примарних корисника (пропусни опсег, централна фреквенција, тип и ред модуларне технике,...). Потом се приступа процесу детекције, који се спроводи кроз поступак корелације демодулисаног примљеног сигнала у основном опсегу са типским сигналимa за евентуално утврђивање детекције сигнала примарног корисника. Дакле, захтева се типски (наменски) когнитивни пријемник за сваки тип сигнала примарног корисника, што имплицира комплексност имплементације и велике трошкове реализације. Сем непрактичности, сложености и високе цене реализације, мана овог решења је и велика потрошња снаге. Наиме, за спровођење оперативног поступка анализе спектра неопходна је активација великог броја типских алгоритама са

подешеним филтрима за детекцију одговарајућих сигнала примарних корисника. Односно, за сваки тип сигнала примарног корисника који се детектује, когнитивни пријемник мора да поседује одговарајући подешени филтер. Овакав тип детектора спада у кохерентне технике анализе спектра, за спровођење поступка анализе спектра потребне су информације о радним параметрима сигнала примарних корисника. Зато мора да постоји синхронизација и комуникација између примарног предајника и когнитивног пријемника [60].

3.3.4 Анализа спектра на бази детекције додатних карактеристика

У оквиру метода анализе спектра на бази детекције додатних карактеристика, разликују се следеће технике.

Циклостационарни детектор је метод анализе спектра који користи чињеницу да вештачки сигнали (енг. *manmade*) поседују неке специфичне карактеристике које их у потпуности разликују од природних сигнала (шума) [11], [60], [63], [76]-[82]. Цикличност сигнала може да буде последица периодичности у самом сигналу (учестаност носиоца), периодичности у статистици сигнала (периодичност аутокорелације и средње вредности) или може бити намерно изазвана ради асистирања у поступку анализе спектра [83]-[85]. Алгоритми детекције који се базирају на циклостационарности, разликују шум од сигнала примарних корисника користећи чињеницу да је шум у ширем значењу стационаран, WSS (*Wide Sense Stationary*) и некорелисан, док су модулисани сигнали циклостационарни са корелацијом спектра због редундантности периодичности сигнала [78]. Сем тога, карактеристика циклостационарности се може искористити и за диференцијацију различитих типова сигнала (интерференције и примарних сигнала) и идентификацију самих корисника [82]. Главне предности циклостационарних детектора су поузданост детекције (чак и за мале вредности SNR и случај великог нивоа интерференције), идентификација типа корисника (разликовање примарних од секундарних сигнала, као и примарне и секундарне кориснике међусобно) и што се не захтева синхронизација са примарним предајником (некохерентан тип детектора). Недостаци су што когнитивни радио мора поседовати неке информације о свом радио окружењу (о очекиваним типовима сигнала примарних корисника у фреквенцијском опсегу од интереса), комплексност рачунарских алгоритама и велика процесорска снага, време анализе спектра, T_{sense} , може бити увећано због времена потребног за одређивање типа сигнала и сл.

Радио идентификација је принцип анализе спектра који се заснива на препознавању технологије преноса коју користе примарни корисници. Наиме, врши се поређење релевантних параметара у долазном сигналу са унапред познатим параметрима који карактеришу одређене технологије. Имплементација алгорита коришћењем брзе Фуријеове трансформације, FFT (*Fast Fourier Transformation*) релаксира хардверске захтеве за великим рачунарским оптерећењем. Уколико је расположива информација о технологији коју користе примарни корисници, когнитивни радио може да издвоји из долазног сигнала и многе корисне типичне

информације о свом радио окружењу (на пример ако се користи *Bluetooth* технологија, когнитивни радио ће вршити просторно скенирање спектра у опсегу од 10m колики је домет оваквих типова сигнала). Такође, за неке апликације могућа је комуникација између идентификованог комуникационог система и когнитивног радија [11], [86].

Принцип рада технике анализе спектра на бази радио идентификације је детекција карактеристика од интереса у примљеном сигналу, на основу којих се применом алгоритама класификације одређује за коју је од свих кандидата технологија највећа вероватноћа да је користе примарни комуникациони системи. Потом се разматра могућност коегзистенције са примарним корисницима, који користе ту технологију, у више димензија (простор, време, код, угао). Ова техника је нарочито погодна за когнитивни радио који реализује трансмисију сигнала применом OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*). У литератури се могу наћи различита решења за референтне карактеристике од интереса (релевантне параметре) које се користе као улази у блок за класификацију технологија. Карактеристике које се добијају путем детектора енергије (укупна количина енергије и спектрална дистрибуција) примењене су у [62], [87]. Пропусни опсег канала и његов облик користе се као референтна карактеристика у [88]. У [73] помоћу детектора енергије екстрахују се информације о радној учестаности и пропусном опсегу. Временско-фреквенцијска анализа за детекцију девијације тренутне фреквенције и максималне дужине трајања сигнала примењене су у [89]-[92]. Статистички тестови су коришћени у [93], а неуралне мреже у [79].

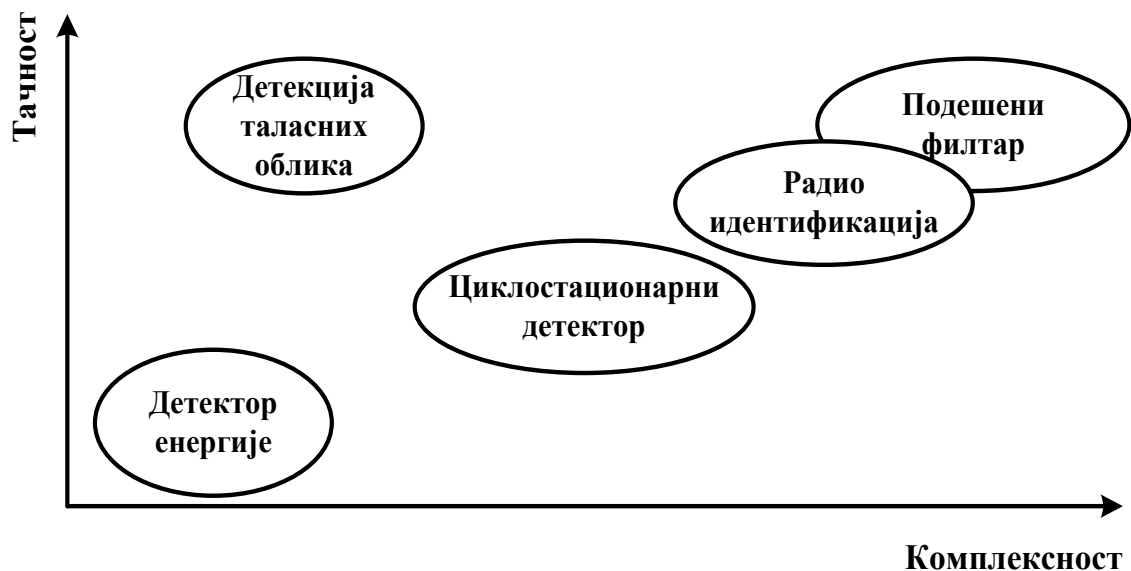
Детекција таласних карактеристика је погодна за испитивање заузетости спектра који експлоатишу примарни корисници који користе одређене обрасце (енг. *pattern*) у преносу сигнала. Најчешће се такве секвенце користе у примарним системима за синхронизацију, али могу да имају и другу намену (енг. *training sequence* код GSM (*Global System for Mobile communications*), *spreading sequence*, *pilot patterns* код UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*), итд.). Препознавање обрасца се врши преко корелације примљеног сигнала и познате секвенце [94], [95], што је и главни недостатак овог метода јер се захтева предзнање о потенцијалним технологијама, односно типичним секвенцама које се у њима користе. Детекција се врши у временском домену и користи се стандардно тестирање хипотеза, односно поређење метрике детекције са унапред дефинисаним прагом одлучивања. Детекција таласних карактеристика даје поузданије резултате у анализи спектра у односу на детектор енергије, уз мање време детекције T_{sense} [72]. Што је одабрана секвенца у примарном сигналу дужа, тј. што је већи број одбирака за анализу, резултати су бољи. Зато што ова метода анализе спектра захтева предзнање о параметрима примарних корисника (које се секвенце и у којој технологији користе), присутна је и велика осетљивост на грешке синхронизације, што утиче на резултате анализе спектра.

Сем ових описаних техника анализе спектра, од осталих вреди поменути и метод *multi-taper* спектралне естимације [7], као апроксимација MLE (*Maximum Likelihood Estimation*) PSD (*Power Spectrum Density*) естиматора, што за сигнале у широком опсегу

представља оптималну технику у смислу вероватноће успешне детекције примарног сигнала. И поред мање комплексности у односу на MLE, ова техника је рачунарски доста захтевна. Случајна *Hough* трансформација примљеног сигнала за детекцију присуства радарског сигнала у оперативним каналима IEEE 802.11 система предложена је у [96], али се може користити и за детекцију било ког типа сигнала који користе периодичне обрасце. Статистичке коваријансе сигнала и шума се разликују, па је то била идеја за развој алгоритма за идентификацију примарних сигнала у [97]. Овај метод се показао ефикасним за детекцију дигиталних ТВ сигнала, DTV (*Digital Television*).

3.3.5 Поређење различитих техника анализа спектра

На слици 15 илустровано је основно поређење техника анализе спектра у односу на параметре комплексност и поузданост [11].



Слика 15: Поређење перформанси техника анализе спектра.

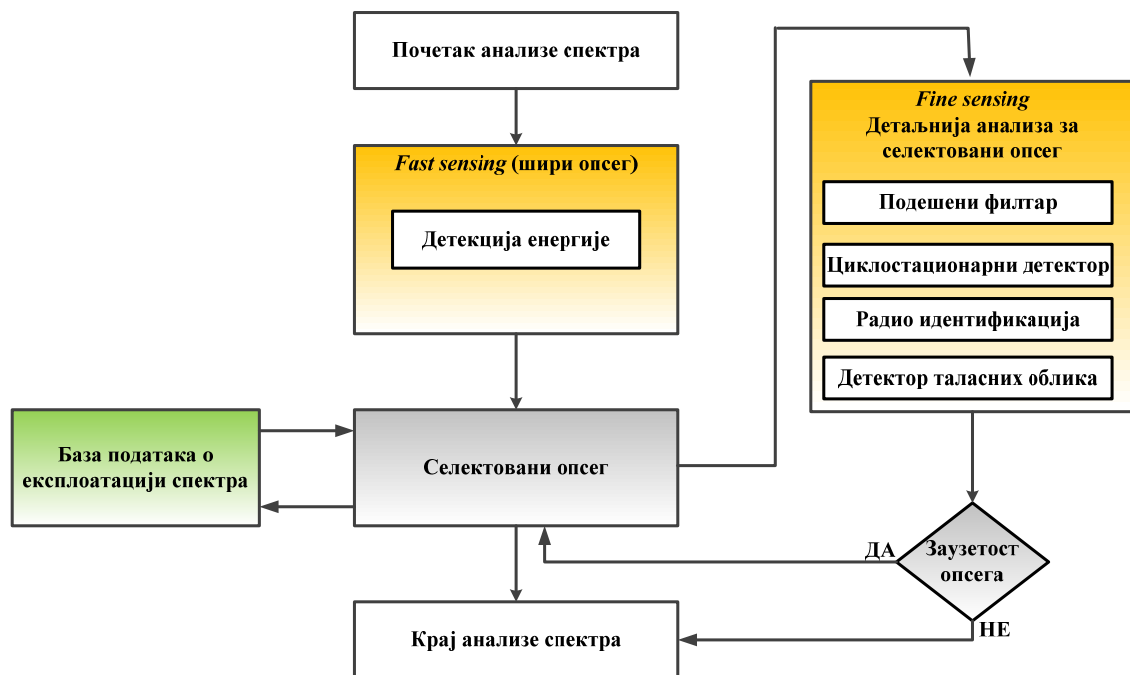
Као што се може видети са слике 15, највећу поузданост и робусност на деградације сигнала примарних корисника демонстрира техника анализе спектра на бази детекције таласних облика, потом подешени филтар и радио идентификација. То је и очекивано, јер се ради о кохерентним техникама које за свој рад имају на располагању информације о карактеристикама примарних сигнала [72]. Али, захтеви за предзнањем о параметрима сигнала примарних корисника су, уз осетљивост на грешку синхронизације са примарним корисницима, уједно и њихов главни недостатак, што смањује могућност њихове широке примене. Некохерентне технике имају мању тачност у детекцији примарних корисника од кохерентних техника. Детектор енергије показује најмању тачност због осетљивости прага детекције на варијације шума, али зато има најширу могућност примене, најједноставнији је за реализацију и најмање комплексан [16], [95]. Циклостационарни детектор има мању тачност од детектора

енергије за случај да је шум стационаран (што је редак случај), али зато показује већу робусност од детектора енергије за случај да постоји унутарканална и међуканална интерференција [98]. Са друге стране, проблеми са циклостационарним детекторима се јављају ако постоји фединг [99]. За услове када је шум доминантан у односу на вредности сигнала, бољу тачност показује циклостационарни детектор.

У циљу побољшања резултата, често се у литератури сусрећу решења са комбинацијом више различитих техника анализе спектра и њиховом интеграцијом у јединствени систем за анализу спектра. Најчешћи сценарио код таквих решења је да се анализа спектра обавља у два корака, и то као

- брза анализа спектра (енг. *fast sensing*), као груба анализа, где се најчешће користи детектор енергије, и
- фина анализа (енг. *fine sensing*), где се у зависности од резултата прве фазе и карактеристика примарног система, примењује нека друга, софистициранија техника за детаљнију анализу спектра.

Уопштени блок дијаграм комбиноване анализе спектра, приказан је на слици 16.



Слика 16: Комбинована анализа спектра.

Свака од описаних техника анализе спектра има своје предности и недостатке. Селекција одговарајуће технике зависи од захтева конкретне примене, пројектних задатака и приоритета, расположивих информација о примарном кориснику, средстава за имплементацију, буџета и сл. У овој докторској тези фокус је стављен на једноставност имплементације, па се инсистирало на алгоритмима који релаксирају хардверске захтеве за евентуалну практичну реализацију, и на примени алгоритма који

не генеришу велико рачунарско оптерећење и имају прихватљив ред комплексности израчунавања.

Управо зато се као логичан и примарни избор за технику анализе спектра наметнуо детектор енергије, као најједноставнија техника за имплементацију. На бази предложеног решења детектора енергије са израчунавањем оптималног прага пријема и његовим динамичко подешавањем у једном кораку (једначине у затвореној форми), унапређене су перформансе детектора енергије у смислу временске ефикасности и остваривања већег нивоа поузданости.

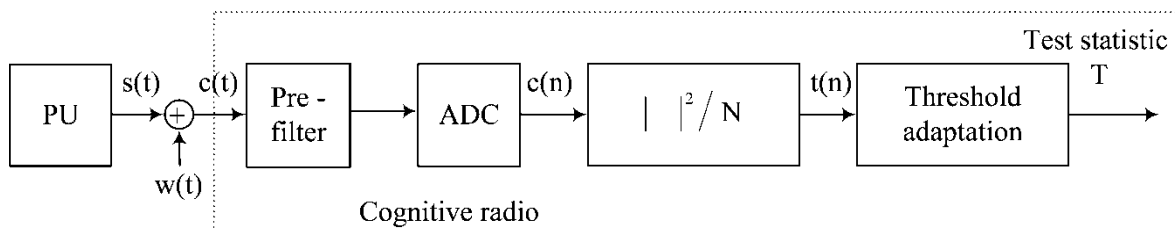
Као алтернатива за предложени детектор енергије за случај када нису испуњени услови за његово коришћење, предложена је префињенија техника анализе спектра на бази примене статистике вишег реда. Примена тог алгорита уноси додатни квалитет у предложени когнитивни радио, јер се омогућава, сем испитивања заузетости спектра са великим нивоом поузданости, и допунска класификација сигнала.

На крају је предложено интегрално решење за *fast/fine* анализу спектра, односно анализу спектра која се врши у два корака инкорпорирањем ова два предложена алгорита у јединствени, интегрални алгоритам. Тиме се побољшава тачност и поузданост детекције у односу на оба алгорита понаособ.

4. Модел система за анализу спектра на бази детектора енергије у когнитивном радију

4.1 Формулација проблема

У овом поглављу описан је модел система за анализу спектра на бази детектора енергије у когнитивном радију. Посматра се окружење где примарни корисник емитује сигнал, који је модулисан неком од M-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) модулационих техника. Емитовани комплексни сигнал изложен је дејству шума, који је моделован као адитивни бели Гаусов шум, AWGN (*Additive White Gaussian noise*). Примарни корисник емитује сигнал у форми низа, дужине N , чији су чланови униформно модулисани као M-QAM симболи. Когнитивни радио не поседује информације о сопственом радио окружењу - нема расположивих података о нивоу шума, параметрима сигнала примарних корисника и сл.. Адекватним процесирањем примљеног сигнала (одабира се N_{cr} , при чему је $N_{cr} < N$) на улазу, когнитивни радио извршава естимацију свих релевантних параметара на основу којих подешава праг детекције, који је неопходан за спровођење тест статистике. Као резултат спроведеног поступка анализе спектра, доноси се одлука о статусу радио спектра од интереса. Блок шема модела детектора енергије који се користи приказана је на слици 17.



Слика 17: Блок шема модела детектора енергије.

Примарни корисник емитује сигнал $s(t)$ који је изложен дејству околног шума $w(t)$. Комуникациони канал који се посматра је канал са шумом (AWGN канал). Примљени сигнал на улазу у когнитивни радио, $c(t)$, се прво филтрира (да би се екстраховао информациони део сигнала у спектру од интереса), врши се одабирање и конвертовање аналогног у дигитални формат коришћењем аналогно дигиталног конвертора. Претпоставка је да се врши идеално одабирање са учестаношћу одабирања која одговара симболском периоду (један одбирок по једном симболу) и да нема фреквенцијског и фазног офсета у односу на фреквенцију носиоца. Стога се дигитални облик сигнала, $c(n)$ на улазу у блок за израчунавање енергије сигнала може изразити као

$$c(n) = s(n) + w(n). \quad (2)$$

Шум је моделован као AWGN, са средњом вредношћу једнаком нули и непознатом варијансом (што одговара снази шума), у ознаци $\sigma_\omega^2(n)$. Такође, и променљива $s(n)$ се моделује као случајна променљива са средњом вредношћу нула и непознатом варијансом, $\sigma_s^2(n)$ [46].

Тест статистика детектора енергије се имплементира као средња енергија примљеног сигнала у току посматраног интервала који кореспондира са бројем одбирака N_{cr} као

$$t(n) = \frac{1}{N_{cr}} \sum_{i=n-N_{cr}}^n |c(i)|^2, \quad (3)$$

где $t(n)$ представља средњу енергију примљеног сигнала у сваком тренутку посматрања n , а N_{cr} одбирака одговара интервалу опсервације, односно времену трајања анализе спектра, T_{sense} .

Проблем детекције се своди на тестирање две хипотезе. Хипотеза H_0 означава да примарни корисник није активан и да одбирци примљеног сигнала на улазу у когнитивни пријемник одговарају одбирцима шума (испитивани спектар је слободан), а хипотеза H_1 да су на улазу у когнитивни пријемник присутни одбирци и сигнала примарног корисника и шума (испитивани спектар је заузет). Дискретан модел теста хипотеза дат је као

$$H_0 : c(n) = \omega(n), \quad (4)$$

$$H_1 : c(n) = s(n) + \omega(n). \quad (5)$$

Правило одлучивања је формулисано на следећи начин

$$t(n) \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \gamma(n), \quad (6)$$

где $\gamma(n)$ означава дефинисани праг детекције у временском тренутку n .

Евалуација перформанси детектора енергије, тј. генерално техника анализе спектра, се врши најчешће кроз вероватноћу успешне детекције сигнала примарног корисника, у ознаци P_d (d – *detection*), вероватноћу лажног аларма, за присуство сигнала примарног корисника, у ознаци P_{fa} (fa – *false alarm*) и вероватноћу пропуштене детекције, у ознаци P_{md} (md – *miss detection*). Математички, у односу на одлуку (енг.

decision) која се доноси оне представљају следеће условне вероватноће (Pr - Probability) [100]

$$P_d = Pr \{decision = H_0 / H_0 \}, \quad (7a)$$

$$P_d = Pr \{decision = H_1 / H_1 \}, \quad (7b)$$

$$P_{fa} = Pr \{decision = H_1 / H_0 \}, \quad (8)$$

$$P_{md} = Pr \{decision = H_0 / H_1 \}. \quad (9)$$

Примера ради, вероватноћа успешне детекције, P_d , у (7a) означава вероватноћу да је когнитивни радио декларисао хипотезу H_0 , тј. да одбирци детектованог сигнала одговарају одбирцима шума, под условом да је та хипотеза H_0 тачна, односно када примарни корисници нису активни. Аналогно томе, дефинише се значење и осталих релевантних вероватноћа у (7b), (8) и (9).

Циљ свих техника анализе спектра је да се редукује број лажних аларма и пропуштених детекција, односно да се самим тим повећа број успешних детекција. Лажни аларм негативно утиче на спектралну ефикасност јер се не користи прилика за обављање комуникационог процеса од стране когнитивних корисника (спектар је проглашен заузетим, иако то, заправо, није тачно). Са друге стране, пропуштена детекција води ка озбиљним проблемима, јер ће когнитивни радио отпочети пренос података (спектар је проглашен слободним иако то, заправо, није), па то може узроковати појаву значајније интерференције према примарним корисницима.

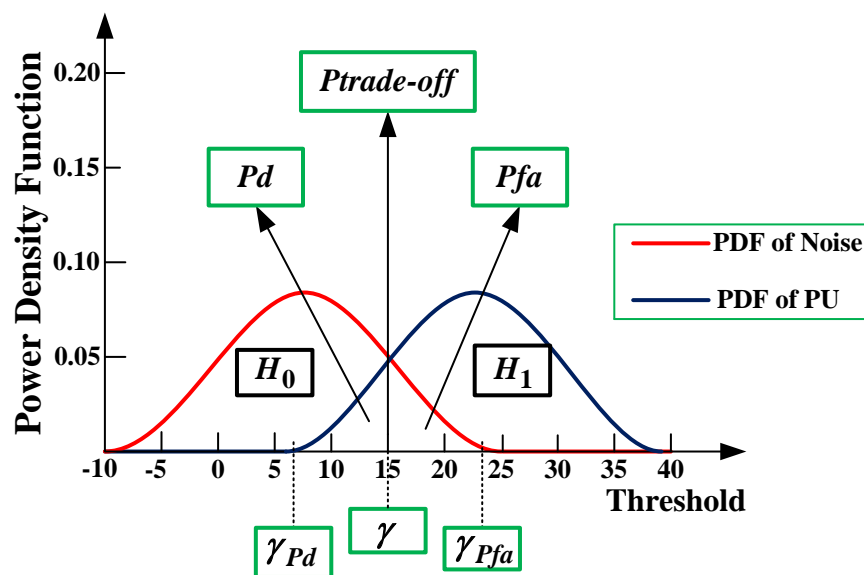
Теоријски, вероватноће детекције и лажног аларма израчунавају се помоћу Q функција [20], [46], [100] као

$$P_d = Pr(t(n) > \gamma(n) | H_1) = Q\left(\sqrt{\frac{N}{2}} \frac{\gamma(n) - (\sigma_\omega^2(n) + \sigma_s^2(n))}{(\sigma_\omega^2(n) + \sigma_s^2(n))}\right), \quad (10)$$

$$P_{fa} = Pr(t(n) > \gamma(n) | H_0) = Q\left(\sqrt{\frac{N}{2}} \frac{\gamma(n) - \sigma_\omega^2(n)}{\sigma_\omega^2(n)}\right). \quad (11)$$

На основу (10) и (11), може се закључити да перформансе анализе спектра у сваком тренутку n зависе од вредности прага детекције $\gamma(n)$. Већа вероватноћа успешне детекције, P_d , значи мање потенцијалне интерференције према примарним корисницима, док мања вероватноћа лажног аларма, P_{fa} , води ка мањем броју пропуштених прилика за трансмисију когнитивних корисника и самим тим већем спектралном искоришћењу. Циљеви дизајна когнитивног радија укључују, између осталог, што већу вредност вероватноће успешне детекције, P_d , и што мању вредност

вероватноће лажног аларма, P_{fa} . Ове две поменуте вероватноће, које се користе као индикатори перформанси детектора енергије, не могу се посматрати одвојено. То је евидентно са слике 18, која је еклатантан пример зависности функције густине вероватноће, PDF (*Probability Density Function*) од дефинисаног прага детекције (на слици 18 означеног са γ) [101]. На слици 18 се види која површина криве одговара вероватноћи успешне детекције и лажног аларма, P_d и P_{fa} , респективно, односно да су вероватноће резултат компромиса између два супростављена захтева за минимизацијом вероватноће лажног аларма и максимизацијом вероватноће успешне детекције.



Слика 18: Зависност функције расподеле вероватноће од предефинисаног прага детекције.

Често се приликом дизајнирања анализатора спектра користи критеријум константне вредности процента лажног аларма, CFAR (*Constant False Alarm Rate*), са фиксираним вредношћу P_{fa} па се максимизује P_d , или процента детекције, CDR (*Constant Detection Rate*), где се фиксира P_d а максимизује P_{fa} . Генерално, применом критеријума CDR или CFAR тешко је пронаћи оптималан *trade-off* између вероватноћа успешне детекције и лажног аларма, P_d и P_{fa} [102]. Унапређење једне од вероватноће води ка деградацији друге, па је неминован компромис за реализацију оптималних перформанси анализатора спектра. Компромис је одређен управо вредношћу прага детекције $\gamma(n)$. За оптимизацију процеса анализе спектра, морају се посматрати обе

вероватноће, што је постигнуто увођењем новог параметра – укупна грешка анализе спектра, SSE (*Spectrum Sensing Error*), ε у форми [20], [21]

$$\varepsilon(\gamma(n)) = \alpha P_{fa}(\gamma(n)) + (1 - \alpha)(1 - P_d(\gamma(n))). \quad (12)$$

Коефицијент α ($0 < \alpha < 1$) представља такозвани тежински фактор којим се врши скалирање вероватноћа у укупној грешци анализе спектра у смислу доприноса вредности вероватноће лажног аларма и пропуштене детекције укупној грешци анализе спектра. На тај начин се дефинишу пројектни захтеви и приоритети дизајна когнитивног радија, односно тако се промовишу дизајнерски циљеви у зависности од конкретних примена и намена когнитивног радија. У докторској дисертацији ће се анализирати поступак анализе спектра управо у зависности од коефицијента α , за остваривање оптималних перформанси когнитивног радија применом детектора енергије. Тиме се омогућава прилагођавање универзалних решења конкретним употребама когнитивних корисника.

Циљ је минимизација параметра укупне грешке анализе спектра, ε како би се унапредиле и постигле оптималне перформансе детектора енергије у сценарију динамичког окружења. Стога је предложено решење за одређивање оптималне вредности прага пријема $\gamma(n)$ и његово динамичко модификовање у складу са динамиком варијација у окружењу. Претпоставка је да детектор енергије не поседује никакве информације о карактеристикама сигнала примарног корисника и шума, тј. ради се о тзв. "слепој" методи за анализу спектра. Зато се сви релевантни параметри за спровођење поступка анализе спектра морају естимирати. Први корак је естимација вредности варијансе шума применом ауторегресивног поступка и решавања YW (*Yule – Walker*) једначина методом најмањих квадрата [18], [19].

4.2 Анализа временских серија и естимација варијансе шума

У свим апликацијама обраде сигнала које укључују процесирање "пошумљеног" сигнала, пожељно је да се утврди колика је варијанса шума. Циљ је естимирати вредност варијансе на основу посматраног, детектованог пошумљеног сигнала.

Појам естимације се дефинише као процес процене коначног броја непознатих параметара у унапред усвојеној структури модела система на основу доступних реалних мерења [103]. Методе естимације параметара модела система различите физичке природе, који су дати у облику временски инваријантних система коначног или бесконачног реда, представљају врло важан алат с обзиром да линеарни континуални и дискретни модели врло добро апроксимирају понашање великог броја процеса. Претпоставка је да се посматрани систем за анализу спектра, описан у поглављу 4.1, може описати рационалном функцијом преноса и у облику где сви непознати параметри функције преноса имају линеарну зависност. У том случају

вредности параметара рационалног модела се могу проценити уз услов да је изабран довољно садржајан и "богат" побудни сигнал [18]-[20].

Концепт апроксимирања релација између статистика другог реда (нпр. решавање YW једначина) је често директно или индиректно укључен у процес тражења одговарајућег рационалног модела за репрезентацију временске серије података. Параметри оваквог хипотетичког модела су типично одабрани тако да ове релације "најбоље" репрезентују скуп естимација коефицијената аутокорелације, процењених на основу посматране временске серије.

Типично у проблемима спектралне естимације, користи се коначан број временских одбирака примљеног сигнала y , одабраних у еквидистантним временским интервалима T , у ознаци

$$y(1), y(2), \dots, y(N), \quad (13)$$

где N представља укупан број одбирака. Осим ако не постоји нека специфичност у функцији спектралне густине снаге, PSD (*Power Spectral Density*), евидентно је да изазов естимације лежи у томе што би требало извршити процену бесконачног броја параметара (нпр. бесконачног броја аутокорелационих коефицијената) на основу коначног броја расположивих временских одбирака.

Секвенца аутокорелационих коефицијената дискретних случајних процеса, у ознаци $r_y(n)$, дефинише се као [100]

$$r_y(n) = E\{y(n+m)\bar{y}(m)\}, \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad (14)$$

где $E\{\}$ представља математичко очекивање, односно средњу вредност на посматраном интервалу, а \bar{y} је конјугована вредност променљиве y , која одговара детектованом сигналу. Секвенце аутокорелационих коефицијената су комплексно конјуговано симетричне ($r_y(-n) = \bar{r}_y(n)$), па се ова особина користи кад год се израчунавају аутокорелациони коефицијенти за негативну вредност лаге/аргумента (или естимацију те вредности).

4.2.1 Методе моделовања ауторегресивних процеса

ARMA (*Auto Regressive Moving Average*) модел представља математичко моделовање линеарне временске серије измерених података, под претпоставком да је свака измерена вредност у тој серији података зависна од [18]:

- скалиране суме претходних вредности у тој временској серији, и то је такозвани ауторегресивни део процеса, реда p , AR (*Autoregressive*),

- скалиране суме тренутних и претходних вредности различитих временских серија, и то је такозвани део процеса покретних средина реда q , МА (*Moving Average*).

Трансфер функција (функција преноса), у ознаци $H(z)$, којом се може описати ARMA процес дата је у једначини (15)

$$H(z) = \frac{Y(z)}{W(z)} = \frac{B_q(z)}{A_p(z)} = \frac{\sum_{j=0}^q b_j z^{-j}}{1 + \sum_{j=1}^p a_j z^{-j}}, \quad (15)$$

где $Y(z)$ представља z трансформацију одбирака детектованог сигнала $y(n)$, а $W(z)$ z трансформацију улазног побудног сигнала, тј. белог шума $\omega(n)$, променљива $z = e^{-j\omega}$, p је ред AR процеса, q је ред МА процеса, a_1, a_2, \dots, a_p и b_1, b_2, \dots, b_q су параметри (кофицијенти) AR и МА процеса, респективно. Уколико је број расположивих одбирака N већи од укупног броја параметара модела ($p + q + 1$), сматра се изводљивим да се на основу тог броја одбирака естимирају вредности за све параметре рационалног модела, којим би требало да се представи случајни стохастички процес [18]. Следећа тема која се намеће је адекватност/компатибилност рационалног модела за репрезентовање PSD функције. Познато је да ако је PSD функција непрекидна за променљиву ω , онда је могуће извршити њену апроксимацију рационалном функцијом уколико су вредности параметра p и q одабране на одговарајући начин [18], [104].

AR процес је специјалан случај ARMA процеса, где је ред МА процеса у (15) $q = 0$, па трансфер функција $H(z)$ ARMA процеса постаје функција са p полова, као што је и приказано у једначини (16)

$$H(z) = \frac{Y(z)}{W(z)} = \frac{B_q(z)}{A_p(z)} = \frac{b_0}{1 + \sum_{j=1}^p a_j z^{-j}}. \quad (16)$$

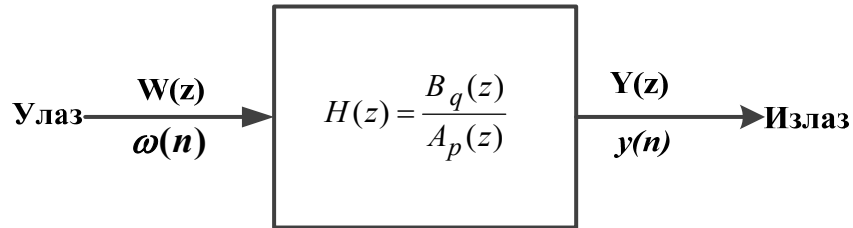
Термин "ауторегресиван" се односи на чињеницу да је свако стање сигнала одређено (процењено, естимирано) историјатом својих претходних стања (претходних одбирака). Једначина у временском домену добија се инверзном z трансформацијом трансфер функције AR процеса $H(z)$ у једначини (17), и има облик [18], [19], [104]

$$y(n) = - \sum_{j=1}^p a_j y(n-j) + b_0 \omega(n). \quad (17)$$

Развојем реда у (17), добија се

$$y(n) = -a_1y(n-1) - a_2y(n-2) - \dots - a_p y(n-p) + b_0\omega(n). \quad (18)$$

Релације између улазних и излазних сигнала у (16), (17) и (18), за случај побудног сигнала који одговара AWGN нулте средње вредности и јединичне варијансе, илустроване су на слици 19 [18].



Слика 19: Релације између улазних и излазних сигнала AR процеса.

AR модели налазе широку примену у системима за надзор, идентификацију, откривање неисправности у раду и дијагностике [105], [106]. Њихова атрактивност проистиче из чињенице да се заснивају на једноставним нумеричким алгоритмима, које карактерише мала рачунарска комплексност. С обзиром на циљеве истраживања у оквиру ове докторске дисертације и тежњу да се акценат приликом селекције свих релевантних алгоритама за функционисање процеса анализе спектра стави на једноставност имплементације и прихватљиву нумеричку сложеност, логичан избор је био да се овакви модели користе као основа алгоритама за естимацију непознатих параметара рационалног хипотетичког модела.

Код примене AR модела за описивање случајног стохастичког процеса, основни проблем је одређивање ограниченог броја коефицијената предикције, односно естимација параметара AR модела (a_1, a_2, \dots, a_p) , помоћу којих се на оптималан начин репрезентују случајне секвенце примљеног сигнала (на основу одбирака примљеног пошумљеног сигнала) [107]. Како би се естимирале вредности параметара AR модела, потребно је минимизирати функцију која је показатељ одступања естимираног модела од реалног узорка добијеног мерењем (што су у ствари одбирци детектованог сигнала). Постоје различити начини за формирање функције која се користи као критеријум оптималности, односно као мера за оцену валидности модела [108]. Оптимизација се постиже преко параметра грешке естимације у ознаци $e(n)$, који означава разлику између оригиналног сигнала $y(n)$, који је представљен као AR процес једначинама (17) и (18) и сигнала естимираног помоћу AR модела, у ознаци $\hat{y}(n)$ датог као [108]

$$\hat{y}(n) = -\sum_{k=1}^p a_k y(n-k). \quad (19)$$

Уколико се као мера за оцену квалитета понашања модела изабере сума квадрата грешака естимације, онда се ради о проблему оптимизације познатом и као проблем најмањих квадрата [18], [19], [108].

У овој докторској тези приликом решавања проблематике естимације параметара AR модела, предмет минимизације је била укупна енергија грешке E , односно укупна сума квадрата грешке у сваком тренутку посматрања n , дата изразом

$$E = \sum_{n=1}^N e^2(n) = \sum_{n=1}^N [y(n) - \hat{y}(n)]^2 = \sum_{n=1}^N \left[\sum_{k=1}^p a_k y(n-k) + b_0 \omega(n) + \sum_{k=1}^p a_k y(n-k) \right]^2 = \sum_{n=1}^N b_0^2 \omega^2(n) \rightarrow \min \quad (20)$$

где N представља укупан број одбирака, а за ове сврхе $\omega(n)$ (улазни/побудни сигнал) је стационарна некорелисана секвенца (бели шум) са јединичном варијансом и нултом средњом вредношћу. Имајући то у виду, вредност укупне енергије грешке у једначини (20) је $E = b_0^2$. Вредност b_0^2 је уствари варијанса улазног белог шума у AR модел, σ_ω^2 или уопштеније средња квадратна грешка предикције, σ_e^2 . Грешка приликом предикције је свакако неминовна, јер је ред AR модела p занемарљив у односу на број одбирака N сигнала који се процењује [18], [108].

У литератури постоји више начина за одређивање a_k параметара којим се преко AR модела на најрепрезентивнији начин представљају детектовани одбирци серије случајних процеса. Најчешће коришћене технике су метод решавања YW једначина, метод коваријанси, *Burgh*-ов метод и сл., [18], [109]-[111]. У принципу, примена сваке од ових метода требало би да резултује апроксимативно истим вредностима параметара AR модела, ако се користе одбирци репрезентативне дужине [106], [108].

Метод решавања YW једначина налази широку примену у литератури [18], [108]. За велики број одбирака пошумљеног сигнала који се користе за естимацију параметара модела, минималне су разлике између естимираних параметара ауторегресивног модела применом различитих метода [107]. Са мањим бројем одбирака и са његовим варијацијама, вредност естимираних параметара може да се разликује. YW метод не демонстрира задовољавајуће перформансе за случај малог броја одбирака детектованог сигнала (проблем прозора података (енг. *data windowing*)). Штавише, овај метод може резултирати великим одступањима (енг. *large bias*) естимираних вредности параметара AR модела, јер се не гарантује стабилност решења. Метод коваријанси је сличан YW методу јер се, као и код њега, врши минимизација грешке естимације методом најмањих квадрата, али се не користи *data windowing*. Али, и поред тога може се јавити проблем са нестабилним решењима. За случај малог узорка и броја одбирака детектованог сигнала *Burgh*-ов метод представља добар избор, јер се нуди и стабилан модел и велика резолуција (тачност) естимације [108]-[111]. Ипак, с обзиром да је претпоставка да ће се у предложеном систему за анализу спектра за процену непознатих параметара користити узорак довољно репрезентативне дужине, у овој докторској тези се користио YW метод. Прецизније, како би се превазишли одређени

недостаци традиционалног YW метода, коришћене су технике са решавањем модификованих YW једначина [18], [19]. Наиме, да би се постигле боље перформансе и већа тачност естимације уз очувану нумеричку једноставност, користио се метод решавања проширених, односно предефинисаних YW једначина, о чему ће бити више речи у поглављу које следи (4.3).

Код традиционалног метода решавања YW једначина, који је познат и као аутокорелациони метод, први корак је одређивање секвенце аутокорелационих коефицијената, у ознаци $r_y(i)$, детектованог сигнала. Потом се оптималне вредности параметара одговарајућег AR модела одређују решавањем скупа линеарних једначина, које се формирају према елементарним принципима оптимизације, диференцирањем укупне енергије грешке по променљивој a_k и изједначавањем те вредности са нулом, као што је и приказано у једначини (21) [104], [105], [108], [112]

$$\frac{dE}{da_k} = 0. \quad (21)$$

Скуп линеарних једначина на основу (21) може се изразити и у матричној форми као

$$\mathbf{R}_y \mathbf{a} = -\mathbf{r}. \quad (22)$$

На основу (22), лако се добија да је

$$\mathbf{a} = -\mathbf{R}_y^{-1} \mathbf{r}, \quad (23)$$

где су \mathbf{a} и \mathbf{r} у (22) и (23) матрице колона (вектори), чији су чланови

$$\mathbf{a} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_p \end{bmatrix}; \quad \mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_y(1) \\ r_y(2) \\ \vdots \\ r_y(p) \end{bmatrix}. \quad (24)$$

Чланови матрице \mathbf{R}_y су

$$\mathbf{R}_y = \begin{bmatrix} r_y(0) & r_y(1) & \cdots & r_y(p-1) \\ r_y(1) & r_y(0) & \cdots & r_y(p-2) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ r_y(p-1) & r_y(p-2) & \cdots & r_y(0) \end{bmatrix} \quad (25)$$

Ако се додатно тражи средња квадратна грешка естимације σ_e^2 , онда се (22) може израчунати као [18], [108]

$$\begin{bmatrix} r_y(0) & r_y(1) & \cdots & r_y(p) \\ r_y(1) & r_y(0) & \cdots & r_y(p-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_y(p) & r_y(p-1) & \cdots & r_y(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_e^2 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (26)$$

Једначине (22)-(26) су познате као YW једначине [18], [108], [113]-[115]. Уместо директног решавања путем израчунавања инверзне матрице \mathbf{R} , у ознаци \mathbf{R}^{-1} , до брзог решења линеарног система једначина се може ефикасно доћи применом LD (*Levinson Durbin*) алгоритма [18], [108], где се рекурзивно израчунавају параметри $a_1, a_2, \dots, a_p, \sigma_e^2$. LD је итеративни поступак којим се сваки параметар израчунава на основу претходних вредности параметара.

Та процедура се може изразити следећим једначинама

$$E_0 = r_y(0), \quad (27)$$

$$\gamma_k = -\frac{r_y(k) + \sum_{i=1}^k a_{i,k-1} r_y(k-i)}{E_{k-1}}, \quad 1 \leq k \leq p, \quad (28)$$

$$a_{i,k} = a_{i,k-1} + \gamma_k a_{k-i,k-1}, \quad 1 \leq i \leq k-1, \quad (29)$$

$$E_k = (1 - \gamma_k^2) E_{k-1}. \quad (30)$$

Једначине (27)–(30) решавају се рекурзивно за $k = 1, 2, \dots, p$ и као коначно решење за AR параметре добија се

$$a_i = a_{i,p}. \quad (31)$$

Дакле, вредности предикционих коефицијената AR модела код YW метода добијају се директно минимизацијом грешке предикције $e(n)$ методом најмањих квадрата [18], [108]. Коефицијент γ_k у једначини (28) се назива коефицијент рефлексије и представља међувредност за даље одређивање параметара предикције.

4.3 Метод решавања проширеног скупа YW једначина

Параметри AR хипотетичког модела се често естимарају користећи минимални скуп YW једначина за процену компатибилности. Ово резултира нежељеном осетљивошћу параметара и деградира перформансе процене/естимације [18]. Да би се то спречило, за процену би требало користити више од тог минималног броја YW једначина, односно користити тзв. приступ са већим, предефинисаним бројем једначина (енг. *overdetermined*). Предефинисани (преодређени) скуп YW једначина омогућава боље перформансе естимације. На тај начин се унапређују перформансе моделовања и омогућава се генерисање квалитетног (енг. *high quality*) рационалног модела малог реда (енг. *low order*) за естимацују на основу узорка података коначне дужине.

Генерално, за неку временску серију $y(n)$ се може рећи да је ARMA процес реда (p, q) ако се може успоставити следећа рекурзивна релација [18]

$$y(n) + \sum_{k=1}^p a_k y(n-k) = \sum_{k=0}^q b_k e(n-k), \quad (32)$$

где је $e(n)$ секвенца побуде, некорелисане случајне променљиве која има нулту средњу вредност и јединичну варијансу, односно нормализовани бели шум. Следећи корак је да се израчунају одговарајуће вредности за a_k и b_k параметре, који су најкомпатибилнији са датим аутокорељационим коефицијентима, односно њиховим естимацијама, прорачунатим на основу одбирака примљеног сигнала. Механизам који се користи у овој докторској тези за метрику те компатибилности су YW једначине. Множењем обе стране у (32) са $\bar{y}(n-m)$ и усредњавањем, добијају се линеарне једначине:

$$\sum_{k=0}^p a_k r_y(n-k) = \sum_{i=0}^q b_i \bar{h}(i-n) \quad (33)$$

где је $a_0 = 1$, $h(n)$ је јединични импулсни (*Kronecker delta*) одзив линеарног система у (32) [104].

Истовремено одређивање оптималних a_k и b_k вредности укључује решавање изразито нелинарних YW једначина методом најмањих квадрата, што је нумерички комплексно. Стога ће се у овој тези вредности a_k и b_k тражити одвојено. На овај начин је могуће успоставити процедуру са линеарним решењем за одређивање a_k параметара, што је блиско оптималном решењу [18].

Под претпоставком да је примењени ARMA модел у (32) каузалан, за вредности $n > q$ добија се врло једноставан скуп једначина [18]

$$\sum_{k=0}^p a_k r_y(n-k) = 0, \text{ за } n \geq q+1. \quad (34)$$

Овај подскуп YW једначина представља тзв. проширене YW једначине. На основу њега добијају се линеарне једначине за одређивање a_k параметара. Решавањем ових линеарних једначина једноставно се долази до оптималних вредности a_k параметара, што овај метод за решавање овог подскупа једначина чини врло атрактивним за примену.

4.3.1 Метод предефинисаних проширених YW једначина

За одређивање оптималних вредности a_k параметара који на најрепрезентативнији начин представљају релације између естимираних коефицијената аутокорељације, чест приступ у литератури [18], [116], [117] је евалуација првих p једначина ($q+1 \leq n \leq q+p$) и решавање резултантог система од p линеарних једначина. И поред очигледне нумеричке ефикасности, недостатак је што се користи само подскуп од p расположивих (естимираних) секвенци аутокорељационих коефицијената ($r_x(n), q-p \leq n \leq q+p$). Да би се пронашао модел који ће адекватније да репрезентује све расположиве (естимиране) секвенце аутокорељационих коефицијената, очигледно је да потребно користити више од минималног броја (p) једначина из тзв. проширеног скупа YW једначина [18].

Поменути приступ са предефинисаним бројем YW једначина, предложен је у [18], [118]. Евалуација параметара врши се кроз скуп од t YW једначина, односно за t различитих вредности променљиве n који задовољавају услов $n \geq q+1$. Да би се постигао жељени ефекат веће тачности у израчунавању оптималних вредности AR параметара, евидентно је потребан услов да је $t > p+1$, при чему веће вредности за t дају боље резултате за меру компатибилности модела репрезентације. Да би се једноставно илустровао овакав приступ са већим бројем проширених YW једначина (предефинисан скуп проширених YW једначина, енг. *overdetermined extended*), посматраће се као пример скуп од t сукцесивних проширених YW једначина, у индексу $q+1 \leq n \leq q+t$. За овај случај евалуације и решавања овог скупа линеарних YW једначина, формира се сет од t линеарних једначина за одређивање непознатих p параметара AR модела. Тај скуп се у матричној форми представља као [18]

$$\begin{bmatrix} r_y(q+1) & r_y(q) & \dots & r_y(q-p+1) \\ r_y(q+2) & r_y(q+1) & \dots & r_y(q-p+2) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ r_y(q+t) & r_y(q+t+1) & \dots & r_y(q-p+t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (35)$$

Односно, може се изразити и у краћој, матричној форми као

$$\mathbf{R}_1 \mathbf{a} = \boldsymbol{\theta}, \quad (36)$$

где је $\boldsymbol{\theta}$ матрица димензија $t \times 1$ нула вектор, \mathbf{R}_1 је *Toeplitz*-ова ARMA аутокорелациона матрица димензија $t \times (p+1)$, [119]. Елементи те матрице се одређују као

$$R_1(i, j) = r_y(q+1+i-j), \quad 1 \leq i \leq t; \quad 1 \leq j \leq p+1. \quad (37)$$

У (36) матрица \mathbf{a} је вектор матрица од $(p+1)$ AR параметара, чије је прва компонента 1, односно

$$\mathbf{a} = [1, a_1, a_2, \dots, a_p]^T. \quad (38)$$

AR параметри ARMA модела одређују се на једноставан начин решавањем система од t , ($t > p$) линеарних једначина [18].

4.4 Алгоритам за естимацију варијансе шума у когнитивном радију

Након процене AR параметара, следећи корак је естимација варијансе шума. Сигнал који је детектовао когнитивни пријемник је пошумљен сигнал, деградиран услед дејства шума који се моделује као AWGN. За апликације анализе спектра од есенцијалног значаја је познавање вредности варијансе шума, јер она утиче на израчунавање и одређивање осталих релевантних параметара у поступку анализе спектра.

Посматра се детектовани сигнал, који се може представити у форми

$$y(n) = x(n) + \omega(n), \quad (39)$$

где је $x(n)$ сигнал који емитује примарни корисник (неконтаминирани сигнал), а $\omega(n)$ одговара одбирцима AWGN (нулте средње вредности, непознате варијансе $\sigma_\omega^2(n)$ и међусобно некорелисани). Задатак је да се изврши процена $\sigma_\omega^2(n)$ на основу одбирака детектованог сигнала $y(n)$.

Претпоставка је да се емитовани сигнал $x(n)$ може моделовати као AR процес, реда p , са трансфер функцијом [18]-[20]

$$H(z) = \frac{1}{(1 + \sum_{i=1}^p a_i z^{-i})}, \quad (40)$$

чији параметри a_i задовољавају скуп YW једначина, које се могу представити као

$$\sum_{j=1}^p a_j \hat{r}_x(|i-j|) = -\hat{r}_x(i), \quad i > 0, \quad (41)$$

где су $\hat{r}_x(i)$ естимирани коефицијенти аутокорељације емитованог сигнала на основу посматраних одбирака детектованог сигнала $y(n)$ (израчунатих према формули у (14)). Следећи корак је успостављање релација између естимираних коефицијената аутокорељације детектованог сигнала $\hat{r}_y(i)$ и емитованог сигнала $\hat{r}_x(i)$, односно израчунавање естимираних вредности коефицијената аутокорељације емитованог сигнала на основу естимираних вредности коефицијената аутокорељације детектованог сигнала. Имајући у виду да је шум моделован као AWGN, релације су дате као

$$\hat{r}_x(0) = \hat{r}_y(0) - \hat{\sigma}_\omega^2, \quad (42)$$

$$\hat{r}_x(i) = \hat{r}_y(i), \quad i > 0. \quad (43)$$

Коначно, алгоритам за естимацију непознате варијансе шума $\hat{\sigma}_\omega^2$ се може описати на следећи начин [18]-[20]

Алгоритам 1: Алгоритам за израчунавање варијансе шума

1. Израчунавање центрираних (енг. *unbiased*) естимата коефицијената аутокорељације $\hat{r}_y(i)$ на основу посматраног узорка детектованог сигнала $y(n)$,
2. Одређивање AR параметара решавањем предефинисаног скупа ($t > p$), проширених YW једначина (енг. *high order*)
3. На основу (41), (42) и (43), естимирана вредност варијансе шума $\hat{\sigma}_\omega^2$ се добија решавањем минималног броја (p) проширених YW једначина (енг. *low order*) методом најмањих квадрата, и то као

$$\hat{\sigma}_\omega^2 = \frac{\sum_{j=1}^p a_j (\hat{r}_y(j) + \sum_{i=1}^p a_i \hat{r}_y(i) (|j-i|))}{\sum_{j=1}^p a_j^2}. \quad (44)$$

Важно је на овом месту напоменути да се поступак процене (естимације) AR параметара и варијансе шума одвија паралелно са процесом анализе спектра и то обрадом истих одбирака примљеног сигнала. AR параметри модела естимирани су решавањем YW једначина. Прецизније, како би се превазишли одређени недостаци традиционалног YW метода, коришћене су технике са решавањем предефинисаних проширених YW једначина, чиме се постижу боље перформансе и тачност естимације, уз очување нумеричке једноставности.

Такође, естимација параметара AR модела, а самим тим и естимација варијансе шума, врши се у сваком тренутку када су нови одбирци примљеног сигнала доступни на когнитивном пријемнику (то је такозвани *online* алгоритам) [102]. Специфичност *online* алгоритма за естимацију шума, коришћеног у овој докторској тези, је што се за процес естимације шума користе исти одбирци пошумљеног детектованог сигнала који се користе и за процесирање у сврхе анализе спектра. На тај начин, поспешује се временска ефикасност процеса анализе спектра, јер се паралелно одвијају поступци естимације нивоа шума и остали релевантни поступци неопходни за функционисање процеса анализе спектра.

5. Одређивање оптималног прага пријема и динамичко подешавање у затвореној форми у когнитивном радију на бази детектора енергије

Упркос свим недостацима побројаним у одељку 3.3.2, детектор енергије је најпопуларнија техника за анализу спектра. Детектор енергије функционише по принципу поређења енергије сигнала који се анализира са унапред дефинисаним прагом пријема. Перформансе детектора енергије се квантитативно изражавају кроз вероватноћу успешне детекције, P_d , и вероватноћу лажног аларма, P_{fa} , као што је и наведено у поглављу 4.1 у (10) и (11).

Највећи утицај на перформансе детектора енергије има одређивање прага детекције, стога се у литератури може пронаћи велики број варијанти детектора енергије. У [120] и [121] предложени су различити методи дуплих прагова за унапређење процеса селекције прага детекције. Кооперативна анализа спектра са више когнитивних терминала у циљу ублажавања захтева који се тичу осетљивости индивидуалних терминала описана је у [122]. За минимизацију вероватноће укупне грешке анализе спектра у [123] користи се фактор спектралног искоришћења како би се постигао ефикасан *trade-off* између вероватноћа успешне детекције и лажног аларма. За UWB (*Ultra-Wide Band*) системе у циљу унапређења поступку анализе спектра испитивана је техника временског помераја (енг. *time reversal*). Апликација детектора енергије за анализу спектра са случајним (енг. *random*) одабирањем, односно евалуација и поређење перформанси тог алгоритма са алгоритмом на бази униформног одабирања презентована је у [124]. Егзактна решења у затвореној форми за одређивање оптималног прага детекције за различите диверзити системе пријемника у каналу са *Rayleigh*-евим федингом и за оба случаја (кооперативна и некооперативна анализа спектра) изведени су у [125]. Унапређење поузданости анализе спектра са одређивањем вишеструких прагова детекције за кооперативну анализу спектра применом максимизације *fuzzy* ентропије предложено је у [126]. Коришћењем скупа параметара вредности енергије дефинишу се различите *fuzzy* функције које указују на различите степене слободе присуства, односно одсуства примарног корисника. Потом се применом различитих алгорита евалуације тражи оптимална вредност тог параметра за максимизацију *fuzzy* ентропије [126]. Неадекватно подешен праг детекције код детектора енергије може довести до велике деградације перформанси детекције примарних корисника. Под претпоставком да је ниво шума познат когнитивном радио пријемнику, решење за адаптацију прага пријема што води унапређењу перформанси анализе спектра, нарочито у радио условима које карактерише мала вредност параметра *SNR*, дато је у [127]. Поред тога у [127] разматран је и утицај неодређености вредности нивоа шума (енг. *noise uncertainty*) и развијен је динамички оптимални фактор прага детекције како би се редуковале деградације перформанси детекције услед неодређености нивоа шума.

Такође, многи алгоритми користе фиксне прагове детекције за диференцијацију између сигнала примарног корисника и околног шума. Примера ради, у [15] експериментални праг детекције подешен је мерењем минималног нивоа сигнала који се може детектовати на когнитивном пријемнику због ограничења услед неодређености нивоа шума. Једна од начињених претпоставки у [15] је да је вредност варијансе шума (који је моделован као AWGN) унапред позната. Међутим, у практичним системима, ниво шума, чак и да је на неки начин измерен у неком тренутку, није стационарна величина. Односно, његова вредност флукутира услед температурних промена, амбијенталне интерференције и сл., [15]. Због тога је генерално тешко гарантовати перформансе анализатора спектра изражене кроз вероватноћу успешне детекције и вероватноћу лажног аларма користећи фиксни праг детекције.

Како би се постигле боље перформансе анализе спектра применом детектора енергије, интуитивно је јасно да когнитивни радио, као систем који је "свестан" свог окружења, мора динамички да реагује на промене у свом радио окружењу, укључујући и подешавање прага детекције. Алгоритам на бази примене итеративне процедуре за одређивање и адаптацију оптималног прага детекције у динамичком окружењу предложен је у [20]. Оптимална вредност прага детекције одређена је минимизацијом грешке анализе спектра, изражене кроз вредности вероватноће пропуштене детекције и лажног аларма, које су унапред ограничене понаособ. Односно, на основу вредности тих вероватноћа формира се *Lagrange*-ова функција. Парцијалним изводима те функције и алгебарским манипулацијама, креира се систем једначина. До оптималне вредности прага детекције се долази решавањем проблема оптимизације применом итеративног поступка, са иницијалном вредношћу прага детекције, која је случајно одабрана, а која се потом итеративно адаптира до оптималне вредности [20]. Ипак, итеративни приступ је често непрактичан, јер се захтева процена почетног услова у циљу глобалне конвергенције алгоритма, а често може бити и рачунарски захтеван. Са друге стране, концепт когнитивног радија подразумева рад у реалном времену, па се захтева велика временска ефикасност у процесу испитивања спектра. Управо то је и била мотивација за истраживања у оквиру ове докторске тезе, где је фокус стављен на испитивање могућности проналажења решења у затвореној форми (*closed-form*) за одређивање и подешавање оптималног прага детекције у когнитивном радију на бази детектора енергије у динамичком окружењу. Предложено решење [21] омогућава израчунавање оптималног прага детекције аналитички, у "једном кораку", што последично побољшава временску ефикасност процеса анализе спектра. Такође, предложено решење представља допринос и у смислу смањења потребног броја аритметичких операција, што додатно унапређује перформансе и редукује трошкове имплементације когнитивног радија на бази примене детектора енергије.

Оптимизација процеса анализе спектра, односно одређивање оптималне вредности прага детекције, врши се помоћу параметра укупне грешке анализе спектра [20]. Функција укупне грешке анализе спектра, SSE, дате у (12) у поглављу 4.1, је стриктно конвексна функција прага детекције (променљива $\gamma(n)$) за предефинисане пројектне захтеве, односно за вредност тежинског коефицијента α у поменутој једначини (12)

[102]. Оптимална вредност прага детекције одређује се минимизацијом укупне грешке анализе спектра. У складу са варијацијама нивоа снаге сигнала примарних корисника и шума, врши се динамичка адаптација таквог оптималног прага детекције. На тај начин се унапређују перформансе анализе спектра. Диференцирањем по прагу детекције могуће је одредити оптималну вредност прага детекције за минимизацију укупне грешке анализе спектра, што је и приказано у једначини (45)

$$\frac{d\varepsilon(\gamma(n))}{d\gamma(n)} = 0 \Rightarrow \frac{d(\alpha P_{fa}(\gamma(n)) + (1-\alpha)(1-P_d(\gamma(n))))}{d\gamma(n)} = 0. \quad (45)$$

Користећи једначине (10) и (11) дате у поглављу 4.1, и даљим решавањем (45) добија се следећа квадратна једначина по прагу детекције, $\gamma(n)$ [21]

$$\frac{2\sigma_\omega^2(n) + \sigma_s^2(n)}{\sigma_\omega^2(n)(\sigma_\omega^2(n) + \sigma_s^2(n))} \gamma^2(n) - 2\gamma(n) - \frac{4\sigma_\omega^2(n)(\sigma_\omega^2(n) + \sigma_s^2(n))}{N\sigma_s^2(n)} \ln\left(\frac{\alpha(\sigma_\omega^2(n) + \sigma_s^2(n))}{(1-\alpha)\sigma_\omega^2(n)}\right) = 0, \quad (46)$$

где је $\sigma_\omega^2(n)$ варијанса шума (AWGN), $\sigma_s^2(n)$ варијанса емитованог сигнала примарног корисника, N број одбирака, односно интервал опсервације, α је тежински фактор којим се дефинишу пројектни захтеви анализе спектра кроз скалирање вероватноћа, тј. кроз одређивање доприноса вероватноће пропуштене детекције и лажног аларма укупној вредности грешке анализе спектра, SSE (једначина (12) у поглављу 4.1).

С обзиром на то да когнитивни пријемник не располаже информацијом о нивоу шума, први корак је естимација нивоа шума применом алгоритма описаног у поглављу 4.4. Шум се моделује као AWGN, са нултом средњом вредношћу и непознатом варијансом $\sigma_\omega^2(n)$. Сигнал примарног корисника се може окарактерисати као Гаусов случајни процес, са варијансом $\sigma_s^2(n)$ [46]. Користећи чињеницу да су сигнали примарног корисника $s(n)$ и шум $\omega(n)$ међусобно некорелисани, на основу естимираних варијансе шума и варијансе детектованог сигнала, врши се естимација и варијансе примарног сигнала и то на основу формуле [20], [21]

$$\hat{\sigma}_s^2(n) = \hat{\sigma}_c^2(n) - \hat{\sigma}_\omega^2(n), \quad (47)$$

где $\hat{\sigma}_s^2(n)$, $\hat{\sigma}_c^2(n)$, $\hat{\sigma}_\omega^2(n)$ означавају естимираних варијансе сигнала примарног корисника, детектованог сигнала и шума, респективно. Треба напоменути да се за естимацију варијансе шума, односно варијансе сигнала примарног корисника и процесирања у сврху анализе спектра користе исти одбирци детектованог сигнала, односно поменути процеси се одвијају паралелно што доприноси повећању ефикасности анализе спектра и бољем одзиву на динамичке промене у окружењу.

Израчунавањем варијансе посматраног детектованог сигнала $c(n)$, у ознаци $\hat{\sigma}_c^2(n)$ (што представља у ствари средњу снагу детектованог сигнала [46]) и процене варијансе

шума на основу (44) и варијансе примарног сигнала примењујући (47), заменом варијанси примарног сигнала и шума у (46) са њиховим естимираним вредностима, формира се следећа квадратна једначина по $\gamma(n)$ [21]

$$\frac{2\hat{\sigma}_\omega^2(n) + \hat{\sigma}_s^2(n)}{\hat{\sigma}_\omega^2(n)(\hat{\sigma}_\omega^2(n) + \hat{\sigma}_s^2(n))} \gamma^2(n) - 2\gamma(n) - \frac{4\hat{\sigma}_\omega^2(n)(\hat{\sigma}_\omega^2(n) + \hat{\sigma}_s^2(n))}{N\hat{\sigma}_s^2(n)} \ln\left(\frac{\alpha(\hat{\sigma}_\omega^2(n) + \hat{\sigma}_s^2(n))}{(1-\alpha)\hat{\sigma}_\omega^2(n)}\right) = 0. \quad (48)$$

Ради бољег прегледа, дефинише се $\hat{S}(n) = \frac{\hat{\sigma}_s^2(n)}{\hat{\sigma}_\omega^2(n)}$, као процењена вредност односа сигнал шум, тј. $SNR(n)$ у неком тренутку n . Решавањем квадратне једначине (48), добијају се два решења, и то [21]

$$\gamma_{1/2}(n) = \frac{\hat{\sigma}_\omega^2(n)(\hat{\sigma}_\omega^2(n) + \hat{\sigma}_s^2(n)) \left(1 \pm \sqrt{1 + \frac{4(2\hat{\sigma}_\omega^2(n) + \hat{\sigma}_s^2(n))}{N\hat{\sigma}_s^2(n)} \ln\left(\frac{\alpha}{1-\alpha} \frac{\hat{\sigma}_\omega^2(n) + \hat{\sigma}_s^2(n)}{\hat{\sigma}_\omega^2(n)}\right)}\right)}{2\hat{\sigma}_\omega^2(n) + \hat{\sigma}_s^2(n)}. \quad (49)$$

Нормализацијом са варијансом/снагом детектованог сигнала $\hat{\sigma}_c^2(n) = \hat{\sigma}_s^2(n) + \hat{\sigma}_\omega^2(n)$ добијају се два нормализована решења, као што је и приказано у једначини (50) [21]

$$\frac{\gamma_{1/2}(n)}{\hat{\sigma}_c^2(n)} = \frac{1 \pm \sqrt{1 + \frac{4}{N} \frac{2 + \hat{S}(n)}{\hat{S}(n)} \ln\left(\frac{\alpha}{1-\alpha} (1 + \hat{S}(n))\right)}}{2 + \hat{S}(n)}. \quad (50)$$

5.1 Анализа решења квадратне једначине за одређивање оптималне вредности прага детекције

Услови који мора да задовољи праг детекције, $\gamma(n)$, који се добија као решење једначине (49), односно (50) су следећи [21]:

- Праг детекције $\gamma(n)$ мора да припада скупу реалних бројева ($\gamma(n) \in R$), односно мора да буде физичко решење;
- Праг детекције $\gamma(n)$ мора да буде позитиван број ($\gamma(n) > 0$);
- Праг детекције $\gamma(n)$ мора да буде већи од процењене варијансе шума ($\gamma(n) > \hat{\sigma}_\omega^2(n)$).

Означимо као D дискриминанту у квадратној једначини (50), тј.

$$D(n) = 1 + \frac{4}{N} \frac{2 + \hat{S}(n)}{\hat{S}(n)} \ln\left(\frac{\alpha}{1 - \alpha}\right) (1 + \hat{S}(n)). \quad (51)$$

У зависности од добијене вредности $D(n)$ и услова које мора да задовољи праг детекције $\gamma(n)$, могуће су следеће ситуације:

- $D(n) < 0 \Rightarrow$ не постоји решење, односно није могуће одредити реално решење за оптимални праг детекције на овај начин;

- $0 < D(n) < 1 \Rightarrow$ могућа су два решења квадратне једначине (50), и то:

$$\gamma_{1/2}(n) = \frac{\hat{\sigma}_\omega^2(n) + \hat{\sigma}_s^2(n)}{2 + \hat{S}(n)} (1 \pm \sqrt{D(n)});$$

- $D(n) > 1 \Rightarrow$ постоји једно решење због услова да је $\gamma(n) > 0$, и то

$$\gamma(n) = \frac{\hat{\sigma}_\omega^2(n) + \hat{\sigma}_s^2(n)}{2 + \hat{S}(n)} (1 + \sqrt{D(n)});$$

С обзиром на то да се кроз параметар α дефинишу пројектантски захтеви и приоритети дизајна когнитивног радија, од интереса је испитати утицај параметра α на одређивање оптималног прага детекције $\gamma(n)$. Испитивањем зависности између ове две величине, утврђује се могућност реализације когнитивног радија на бази детектора енергије оптималних перформанси у смислу минималне укупне грешке анализе спектра, која је обрачуната према корисничким афинитетима и приоритетима у смислу мере доприноса вероватноће лажног аларма и вероватноће пропуштене детекције укупној грешци анализе спектра.

I. Случај $D(n) < 0$

$$D(n) < 0 \Rightarrow 1 + \frac{4}{N} \frac{2 + \hat{S}(n)}{\hat{S}(n)} \ln\left(\frac{\alpha}{1 - \alpha}\right) (1 + \hat{S}(n)) < 0 \Rightarrow \alpha < \frac{e^{-\frac{N\hat{S}(n)}{4(2 + \hat{S}(n))}}}{1 + \hat{S}(n) + e^{-\frac{N\hat{S}(n)}{4(2 + \hat{S}(n))}}} \quad (52)$$

Међутим, да би постојало физичко решење дискриминанта мора бити позитивна ($D > 0$), те се на основу (52) добија прва релација између вредности α и егзистенције решења за оптимални праг пријема у затвореној форми. Наиме, α мора задовољити услов да је

$$\alpha > \frac{e^{-\frac{N\hat{S}(n)}{4(2 + \hat{S}(n))}}}{1 + \hat{S}(n) + e^{-\frac{N\hat{S}(n)}{4(2 + \hat{S}(n))}}} \quad (53)$$

II. Случај $D(n) > 1$

$$D(n) > 1 \Rightarrow 1 + \frac{4}{N} \frac{2 + \hat{S}(n)}{\hat{S}(n)} \ln\left(\frac{\alpha}{1 - \alpha}\right) (1 + \hat{S}(n)) > 1 \Rightarrow \alpha > \frac{1}{2 + \hat{S}(n)}. \quad (54)$$

Праг детекције, $\gamma(n)$, као решење квадратне једначине (50), мора да буде позитиван број. Због тога, ако дата вредност коефицијента α у неком тренутку n задовољава услов (54), прихватљиво је само једно решење за оптимални праг детекције ($\gamma(n) = \frac{\hat{\sigma}_\omega^2(n) + \hat{\sigma}_s^2(n)}{2 + \hat{S}(n)} (1 + \sqrt{D(n)})$).

III. Случај $0 < D(n) < 1$

$$\begin{aligned} 0 < D(n) < 1 &\Rightarrow 0 < 1 + \frac{4}{N} \frac{2 + \hat{S}(n)}{\hat{S}(n)} \ln\left(\frac{\alpha}{1 - \alpha}\right) (1 + \hat{S}(n)) < 1 \Rightarrow \\ &\Rightarrow \frac{e^{-\frac{N\hat{S}(n)}{4(2 + \hat{S}(n))}}}{1 + \hat{S}(n) + e^{-\frac{N\hat{S}(n)}{4(2 + \hat{S}(n))}}} < \alpha < \frac{1}{2 + \hat{S}(n)}. \end{aligned} \quad (55)$$

Уколико се дата вредност коефицијента α у неком тренутку n налази у опсегу вредности датим у (55), због вредности дискриманте D могућа су два решења за оптимални праг детекције ($\gamma_{1/2}(n) = \frac{\hat{\sigma}_\omega^2(n) + \hat{\sigma}_s^2(n)}{2 + \hat{S}(n)} (1 \pm \sqrt{D(n)})$).

Међутим, када се у разматрање узме додатни услов да праг детекције $\gamma(n)$ у сваком тренутку n мора бити већи од варијансе шума ($\gamma(n) > \hat{\sigma}_\omega^2(n)$), долази се до следеће релације

$$\gamma(n) > \hat{\sigma}_\omega^2(n) \Rightarrow \frac{\hat{\sigma}_\omega^2(n) + \hat{\sigma}_s^2(n)}{2 + \hat{S}(n)} (1 \pm \sqrt{D(n)}) > \hat{\sigma}_\omega^2(n) \Rightarrow 1 \pm \sqrt{D(n)} > \frac{2\hat{\sigma}_\omega^2(n) + \hat{\sigma}_s^2(n)}{\hat{\sigma}_\omega^2(n) + \hat{\sigma}_s^2(n)}. \quad (56)$$

Услов из (56) мора да буде испуњен у општем случају. Када примарни корисник не емитује сигнал ($\sigma_s^2(n) \rightarrow 0$), (56) постаје

$$1 \pm \sqrt{D(n)} > 2 \Rightarrow D(n) > 1 \Rightarrow \alpha > \frac{1}{2 + \hat{S}(n)}. \quad (57)$$

У циљу проналажења адекватног решења за оптимални праг детекције, од интереса је проширити анализу и на утврђивање зависности броја одбирака детектованог сигнала, N и оптималног прага детекције $\gamma(n)$. Узимајући у обзир услов да праг детекције мора репрезентовати физичко решење и имајући у виду изведене релације између $D(n)$ и α , изводи се следећи закључак за број одбирака N :

- Ако број одбирака задовољава услов да је $N > \frac{4(2 + \hat{S}(n))}{\hat{S}(n)} \ln\left(\frac{1 - \alpha}{\alpha(1 + \hat{S}(n))}\right)$, да би постојала решења за оптимални праг детекције ($\gamma(n) = \frac{\hat{\sigma}_\omega^2 + \hat{\sigma}_s^2}{2 + \hat{S}(n)} (1 \pm \sqrt{D})$), коефицијент α мора задовољити услов: $\alpha < \frac{1}{2 + \hat{S}(n)}$.
- Ако вредност коефицијента α задовољава услов $\alpha < \frac{1}{2 + \hat{S}(n)} \Rightarrow$ за сваку вредност броја одбирака N постојаће јединствено решење за оптимални праг детекције и то: $\gamma(n) = \frac{\hat{\sigma}_\omega^2(n) + \hat{\sigma}_s^2(n)}{2 + \hat{S}(n)} (1 + \sqrt{D(n)})$.

Треба напоменути да је број одбирака N у когнитивном радију који се дизајнира овом докторском тезом фиксан и не модификује се током поступка анализе спектра.

На крају, кад се се узму у обзир сви релевантни фактори (да решење за оптимални праг детекције буде физички прихватљиво, ненегативно и веће од естимиране варијансе шума), да би се оптимални праг детекције могао одредити аналитички, у затвореној форми (у једном кораку) као јединствени услов у сваком тренутку n добија се [21]

$$\alpha > \frac{1}{2 + \hat{S}(n)}. \quad (58)$$

Када је услов (58) задовољен, јединствено решење за оптимални праг детекције у тренутку n гласи [21]

$$\gamma(n) = \frac{\hat{\sigma}_\omega^2(n) + \hat{\sigma}_s^2(n)}{2 + \hat{S}(n)} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4}{N} \frac{2 + \hat{S}(n)}{\hat{S}(n)} \ln\left(\frac{\alpha}{1 - \alpha} (1 + \hat{S}(n))\right)}\right). \quad (59)$$

Коришћењем овако израчунатог оптималног прага детекције, когнитивни радио на бази детектора енергије имаће оптималне перформансе у односу на укупну грешку анализе спектра. Ако услов (58) није испуњен није могуће одредити решење за оптимални праг пријема у затвореној форми и потребно је извршити корекцију пројектних захтева (коефицијент α) или применити неки алтернативни метод за одређивање прага детекције, или генерално алтернативну технику анализе спектра. Ако је време анализе спектра, изражено кроз број одбирака N унапред дефинисано и фиксно (што је случај који је анализиран у овој докторској тези), тада је за постизање оптималних перформанси когнитивног радија методом одређивања оптималног прага детекције решавањем једначина у затвореној форми, неопходно ускладити пројектне задатке и приоритете са динамичким варијацијама радио окружења.

У сваком тренутку n на основу (58) може се израчунати која је минимална вредност тежинског коефицијента α_{\min} за примену предложеног алгоритма за одређивање оптималног прага детекције у затвореној форми, и то

$$\alpha_{\min} = \frac{1}{2 + \hat{S}(n)}. \quad (60)$$

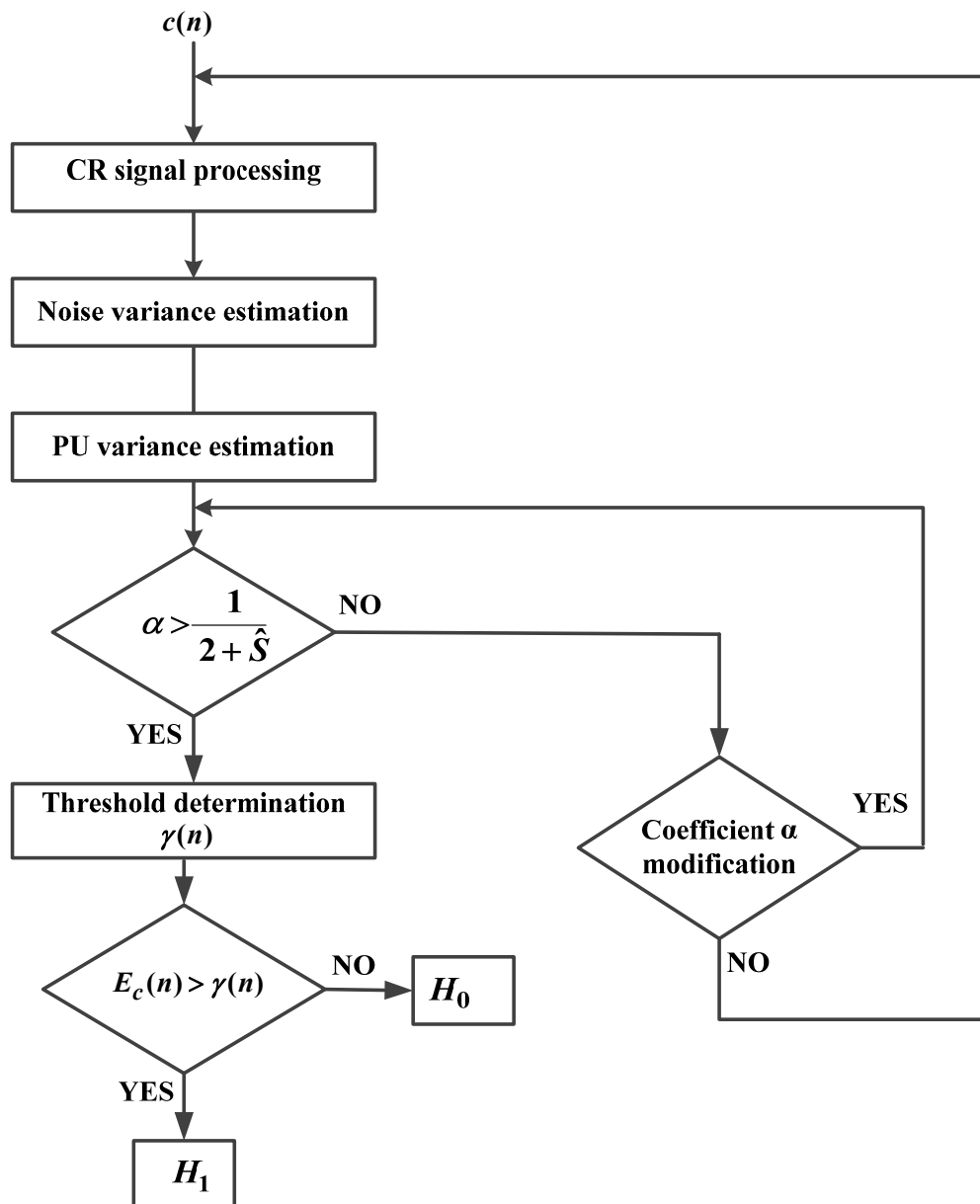
На основу (60) когнитивни радио у сваком тренутку n добија информацију о изводљивости и могућности реализације зацртаних пројектних захтева применом предложеног алгоритма. Уколико је $\alpha < \alpha_{\min}$, даљи исход анализе спектра зависи од флексибилности пројектних захтева когнитивног радија. Ако су дефинисани стриктни пројектни захтеви, у том тренутку n анализа спектра неће бити обављена, пропушта се шанса за евентуални опортунистички приступ спектру, што неповољно утиче на спектралну ефикасност. Ако је систем флексибилан, коригују се пројектни захтеви, па се поново проверава услов (58) и наставља поступак анализе спектра, што уноси незнатно кашњење и смањује временску ефикасност.

Предложени алгоритам за одређивање оптималног прага детекције и његово динамичко подешавање у когнитивном радију на бази детектора енергије се може описати кроз следеће кораке [21], као што је приказано у наставку.

Алгоритам 2: Алгоритам за одређивање оптималног прага детекције

- 1:** Израчунавање средње енергије детектованог сигнала користећи (3) у поглављу 4.1;
 - 2:** Естимација варијансе шума користећи алгоритам за естимацију шума (једначина (44) у поглављу 4.4);
 - 3:** Естимација варијансе детектованог сигнала $\hat{\sigma}_c^2(n)$;
 - 4:** Естимација варијансе сигнала примарног корисника $\hat{\sigma}_s^2(n)$ користећи (47) у поглављу 5;
 - 5:** Верификација услова за тежински коефицијент α у (58) у поглављу 5;
 - 6a:** Ако је испуњен услов (58), израчунавање оптималног прага детекције користећи (59) (поглавље 5);
 - 6b:** Ако није испуњен услов (58), потребно је извршити корекцију тежинског коефицијента, потом се вратити на тачку 5 алгоритма. Уколико су постављени стриктни дизајнерски захтеви и није могуће вршити корекције истих, поступак анализе спектра није могуће спровести. У том случају, потребно је поновно покретање алгоритма (тачка 1 алгоритма).
-

Дијаграм тока алгоритма на бази примене детектора енергије са одређивањем и динамичким подешавањем оптималног прага детекције у затвореној форми приказан је на слици 20.



Слика 20: Дијаграм тока алгоритма за анализу спектра на бази примене детектора енергије са одређивањем и динамичким подешавањем оптималног прага пријема у затвореној форми.

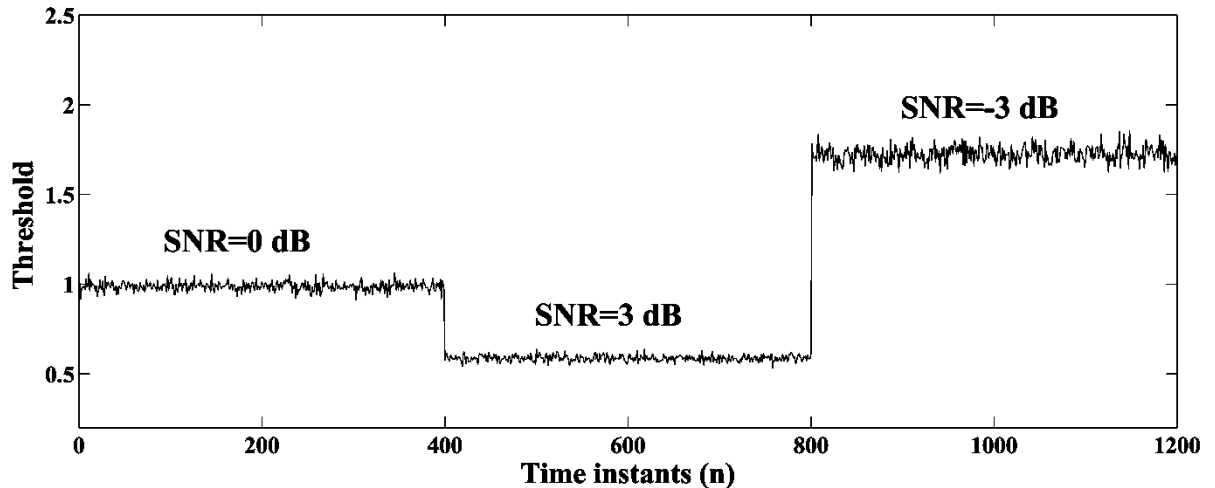
За примену предложеног алгоритма у пракси, од интереса је одредити нумеричку комплексност, односно ред сложености овог алгоритма. Број одбирака који користи когнитивни радио, N , директно утиче на време анализе спектра, које је надаље директно повезано са ефикасношћу искоришћења спектра од стране когнитивног радија. Анализирајући алгоритам и све потребне поступке за његову реализацију, ред сложености у односу на број коришћених одбирака је дат као $O(N)$, што имплицира ефикасност имплементације. Важно је напоменути да примена овог алгоритма, односно одређивање оптималног прага пријема применом решења у затвореној форми, извесно води до израчунавања истог у коначном броју корака. Прецизније, овакав поступак је са извесним исходом, за разлику од итеративних поступака где је исход неизвестан (проблеми локалних максимума, почетни предуслови, нелинеарност, нумеричка комплексност, итд.), што даје предност предложеном алгоритму у односу на алгоритме базиране на итеративним процедурама.

5.2 Опис симулационог сценарија и резултати симулација

Евалуација перформанси предложеног алгоритма за динамичку анализу спектра у когнитивном радију на бази детектора енергије спроведена је кроз 1,200 Монте-Карло симулација у програмском окружењу MATLAB [28]. Примарни корисник емитује сигнал $s(l)$ у форми низа, дужине $L = 10,000$ ($l = 1, 2, \dots, L$), чији је сваки члан униформно модулисан користећи 16-QAM модулациону технику. Емитовани низ симбола пролази кроз комуникациони канал, који се моделује као идеални канал са AWGN, при чему су карактеристике AWGN непознате когнитивном пријемнику. Релевантне варијансе шума и сигнала примарног корисника се естимирају применом алгоритма за естимацију варијансе шуме (поглавље 4.4), уз претпоставку да се детектовани сигнал може моделовати као ауторегресивни процес реда p и применом проширеног скупа YW једначина ($q > p$), описаног у поглављу 4.3. Вредности које су коришћене током симулација су $p = 2, q = 78$ [20]. Дизајнерски захтеви су исказани кроз постављену вредност за тежински коефицијент ($\alpha = 0.2$).

Когнитивни пријемник нема информацију о вредности односа сигнал шум (SNR), већ је то једна у низу естимираних карактеристика. На слици 21 илустровано је динамичко подешавање оптималног прага детекције у когнитивном радију на бази детектора енергије применом предложеног алгоритма у затвореној форми. Приказана је зависност вредности подешеног прага детекције од односа сигнал шум у окружењу (SNR). Првих 400 симулираних низова сигнала примарног корисника (низа од 10,000 16-QAM симбола) било је изложено дејству AWGN, са вредношћу $SNR = 0$ dB. У следећих 400 симулација, вредност SNR повећана је за 3dB. На крају, за последњих 400 симулација вредност SNR смањена је за 6dB у односу на претходну вредност [21]. Са слике 21, очигледно је да постављена вредност прага детекције добијена применом предложеног алгоритма у затвореној форми, динамички прати промене у свом радио

окружењу (нижа је вредност прага детекције за веће вредности SNR , и обрнуто, што је и теоријски очекивано). Током свих симулација, верификовано је да тежински коефицијент α задовољава услов (58), па је приказана вредност оптималног прага детекције недвосмислено и јединствено одређена према (59).



Слика 21: Динамичко подешавање прага детекције у различитим SNR окружењима, када се емитује примарни сигнал у форми 16-QAM у AWGN пропагационом каналу [21].

Резултати симулација потврдили су ефикасност предложеног алгоритма у оптимизовању вредности прага детекције, као и способност динамичког прилагођавања променама у оперативном радио окружењу. Такође, ред комплексности алгоритма имплицира ефикасност имплементације и атрактивност за евентуалну практичну реализацију.

6. Алгоритми за анализу спектра у когнитивном радију на бази примене статистике вишег реда

Когнитивни радио је специфични радио примопредајник који је "свестан" свог окружења. Да би оправдао епитете когнитивности, он спроводи активни мониторинг сопственог радио окружења. Обрадом прикупљених података врши се адекватно подешавање релевантних радних параметара да би се правилно "понашао" и исправно функционисао у таквој радној средини, а то значи реализацију сопствених сервиса уз неометање примарних корисника. Процес анализе спектра је од есенцијалног значаја за функционисање когнитивног радија, па се сви параметри тог процеса морају брижљиво подешавати како би се оствариле оптималне перформансе и унапредила поузданост. Један од таквих параметара је и праг детекције код когнитивног радија на бази детектора енергије. У досадашњем делу докторске тезе описан је предложени алгоритам за одређивање оптималног прага детекције и његово динамичко подешавање у затвореној форми у складу са варијацијама у свом радио окружењу. Детаљно су анализирани и постављени услови за примену тог алгоритма у поглављу 5.1. Неки од доприноса тог предложеног алгоритма су поспешивање временске ефикасности процеса анализе спектра, једноставност имплементације, мала нумеричка комплексност, мањи број аритметичких операција и манипулација у односу на итеративни поступак, редукација трошкова практичне реализације и сл.

Недостаци предложеног алгоритма су што постоје ограничења за постизање оптималних перформанси у односу на задате пројектантске приоритете приликом дизајна когнитивног радија. За случај када ти услови нису задовољени, алгоритмом је предвиђено више сценарија. Наиме, у зависности од флексибилности пројектних захтева и приоритета, опције су да се изврши корекција тежинског коефицијента и предефинисаних пројектантских захтева па да се понови процес анализе спектра, паузирање процеса (не може се донети одлука о заузетости спектра) или активирање неког алтернативног метода анализе спектра. Когнитивни радио има претензије на опортунистичку експлоатацију радио спектра са што већим капацитетом, па је у интересу искористити сваку прилику за обављање трансмисије. Додатно кашњење услед преподешавања тежинског коефицијента и паузирање процеса анализе спектра доводе до смањења спектралне ефикасности. Због презервације временске ефикасности процеса анализе спектра, у другом делу истраживања фокус је стављен на развој алтернативних алгоритама. На тај начин би се омогућило несметано одвијање процеса анализе спектра и у случају када услови за примену предложеног алгоритма на бази детектора енергије са оптималним прагом детекције нису испуњени.

Иако је примена предложеног алгоритма за одређивање и динамичку адаптацију прага детекције у когнитивном радију на бази детектора енергије довела до побољшања перформанси анализе спектра у динамичком сценарију, детектор енергије, по својој природи, има бројне недостатке [11], [60], [72], [73]. У одељку 3.3.2, када се описивао детектор енергије као једна од техника анализе спектра, као један од главних недостатака наведена је немогућност диференцијације сигнала од шума, односно

сигнала од интерференције - врши се само поређење енергије детектованог сигнала који се анализира и постављеног прага детекције

Управо зато су у другом делу истраживања у оквиру докторске дисертације, као алтернативни алгоритми, предложени алгоритми на бази статистичке обраде детектованог сигнала. Тиме се додатним процесирањем примљеног сигнала, долази до више информација од значаја за когнитивни пријемник о том сигналу, а самим тим и о сопственом радио окружењу. Примена статистичке обраде сигнала омогућава диференцијацију између сигнала и шума, односно сигнала међусобно, што уноси додатни квалитет у процес анализе спектра и обезбеђује правилно реконфигурисање параметара трансмисије током евентуалног опортунистичког приступа. Тиме се унапређују и перформансе детектора енергије кроз побољшање временске ефикасности анализе спектра. Наиме, за случај када нису испуњени услови за валидност решења добијеног применом предложеног алгоритма на бази детектора енергије са оптималним прагом детекције, уместо евентуалног паузирања процеса или редефинисања захтева и поновног покретања поступка, нуди се алтернатива за неометан наставак процеса и доношење одлуке о заузетости спектра.

У литератури се може наћи много различитих техника анализе спектра у когнитивном радију на бази примене статистичке обраде примљеног сигнала. Тако је у [128] предложено унапређење детектора енергије применом статистичке обраде примљеног сигнала, односно естимацијом комуникационог канала. Примена кумуланата вишег реда за анализу спектра и примена детектора снаге за опортунистички приступ спектру нелиценцираних корисника описана је у [129]. Динамички приступ спектру анализиран је за случајеве када нелиценцирани корисници приступају спектру када га не користе лиценцирани корисници (енг. *interweave*), као и када нелиценцирани корисници стално користе спектар под условом да је ниво интерференције коју генеришу испод дефинисане вредности (енг. *underlay*) [129]. Елиминација неповољног утицаја неодређености нивоа шума и унапређење перформанси анализе спектра путем примене кумуланата вишег реда и детектора снаге презентована је у [130]. Технике анализе спектра на бази примене различитих кумуланата за детекцију сигнала примарних корисника "на слепо" приказане су у [131]. Техника анализе спектра у когнитивном радију коришћењем естимираних вредности куртозиса (енг. *kurtosis*) примљеног сигнала предложена је у [132]. За адекватно подешавање прага детекције сигнала лиценцираних корисника, у иницијалној фази мерења потребно је измерити ниво шума и баферовати ту вредност [132]. Перформансе алгоритма анализе спектра на бази примене *Jarque-Bera* (JB) тестова (који се користе за верификацију сличности расподеле случајне променљиве са Гаусовом расподелом) у реалним комуникационим каналима (*Rayleigh fading*) испитиване су у [133]. Модификовани JB тест за канал са ефектима вишеструке пропагације представљен је у [134]. Приказани резултати су потврдили боље перформансе модификованог алгоритма у смислу вероватноће детекције сигнала примарних корисника у односу на оригинални JB тест [134]. Такође, у литератури постоје бројни алгоритми анализе спектра који користе *Goodness of Fit* (GoF) тестове. Један од најчешће коришћених је *Kolmogorov-*

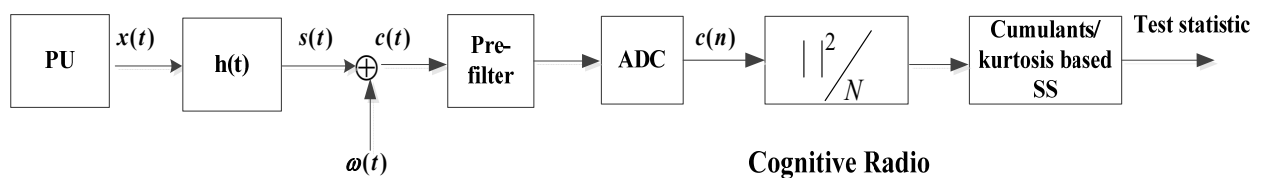
Smirnov тест (не препоручује се да се користи за случај када се естимирају релевантни параметри за анализу спектра; користи се када је позната средња вредност и варијанса сигнала) [133], [134]. Такође, широку примену има и *Anderson-Darling* тест (за процену да ли одбирци примљеног сигнала подлежу кумулативној функцији расподеле шума (енг. *Cumulative Distribution Function (CDF)*) или некој алтернативној функције расподеле) [133], [134]. *GoF* тест вероватноће базиран на примени *Pearson Chi-square* (χ^2) теста је предложен у [135]. Познато је, да ако случајна променљива (примљени сигнал) има нормалну расподелу, енергија примљеног сигнала има *Chi-square* расподелу са два степена слободе [136]. Примена статистичких елемената скјунеса (енг. *skewness*) и куртозиса, што је такође познато као *GHOST (GoF HOS)* тестови предложена је у [137].

Емитовани сигнал са примарног предајника је изложен дејству шума и ефектима вишеструке пропагације, што у тачки пријема у когнитивном радију резултује значајним деградацијама и контаминираним верзијом послатог сигнала. У реалистичним оперативним условима, когнитивни корисници не поседују информације о структури сигнала примарних корисника, као ни о нивоу шума. Као корисници без лиценце, когнитивни корисници морају да идентификују спектралну шупљину без тих расположивих информација, што представља изазован и инспиративан задатак. Предложени алгоритми у оквиру ове докторске дисертације као тест статистике користе статистике вишег реда, *HOS (High Order Statistics)*, [22]-[25], [26], [27], [138]-[143]. Конкретно, заснивају се одређивању нормализованих вредности кумуланата четвртог и шестог реда, као и куртозиса. Естимација релевантних параметара процеса анализе спектра се врши применом алгоритма за естимацију шума (описаног у поглављу 4.4) и алгоритма за естимацију вредности статистика од интереса, што ће бити описано у наставку. За разлику од приказаног решења у [132], предложени алгоритам анализе спектра који се заснива на естимацији вредности куртозиса користи стандардну девијацију вредности куртозиса као праг детекције сигнала примарних корисника, што поједностављује комплексност система.

6.1 Модел система и поставка проблема

Посматра се телекомуникациони систем са лиценцираним и нелиценцираним корисницима. Лиценцирани корисници, познати и као примарни корисници, емитују сигнал у форми низа $x(n)$, дужине $N (n=1,2,\dots,N)$, чији су чланови униформно комплексно модулисани симболи, типа *M-QAM*. Параметар M , који означава ред модулације, узима насумично вредности из скупа $\{4,16,64\}$ са једнаком вероватноћом. За тестирање су одабрани репрезентативни типови модулационих техника који налазе широку примену у пракси. Када се изврши селекција вредности параметра M из скупа могућих вредности, сваки од N чланова низа $x(n)$ се униформно модулише том техником модулације.

Корисници без лиценце, познати и као секундарни корисници, морају бити "невидљиви" за примарне кориснике у електромагнетном спектру, јер не смеју да генеришу значајнију интерференцију ка њима. Било која активност секундарних (когнитивних) корисника не би требало за последицу да има негативан утицај на перформансе примарних корисника. Како би се анализирали и инсценирали реални оперативни услови, поред идеалног комуникационог канала, где је сигнал примарног корисника изложен само дејству шума (AWGN), у разматрање се узимају и ефекти вишеструке пропагације сигнала примарних корисника, који су моделовани кроз реални комуникациони канал са *Rayleigh*-евим федингом [138], [144]. Услед дејства шума и ефеката вишеструке пропагације, сигнал који детектује когнитивни радио је значајно деформисана верзија емитованог сигнала. Когнитивни радио процесира примљени сигнал, извршава се одговарајућа статистичка обрада и на основу тога, доноси се одлука о заузетости спектра. Блок дијаграм система за анализу спектра на бази примене статистичке обраде је шематски приказан на слици 22.



Слика 22: Блок дијаграм система за анализу спектра на бази примене статистичке обраде.

На предајнику се емитује секвенца бита, од којих се формирају одговарајући M-QAM симболи (са вероватноћом $1/M$ за селекцију неког од симбола из азбуке симбола за тај тип модулације). Симболи су комплексни бројеви. Реални део вредности симбола представља компоненту "у фази" (енг. *In-Phase*), а имагинарни део одговара компоненту "у квадратури" (енг. *Quadrature*), што се графички представља констелационим дијаграмима [145]. Обликовање секвенце импулса (енг. *pulse shaping*) се врши конволуцијом између генерисаног симбола и филтра. Тако конструисани сигнал се конвертује помоћу D/A у аналогни сигнал, транслира на фреквенцију носиоца и емитује у радио канал. Радио канал се моделује као нискофреквенцијски (енг. *low pass system*), јер се користе нискофреквенцијски еквиваленти телекомуникационих сигнала, што је могуће под претпоставком да је пропусни опсег сигнала много мањи од фреквенције радио носиоца [146].

Након процесирања примљеног сигнала $c(t)$ у когнитивном радију и после конверзије из аналогног у дигитални облик у ADC (*Analog to Digital Conversion*) блоку (као што је случај у поглављу 4.1 и овде је уведена претпоставка да се обавља идеално одабирање са учестаношћу одабирања која одговара симболском периоду и да нема

фреквенцијског и фазног офсета у односу на фреквенцију носиоца), тај сигнал $c(n)$ се може изразити преко следећих компоненти

$$c(n) = x(n) \otimes h(n) + \omega(n), \quad (61)$$

где је $x(n)$ активни радио сигнал који емитује примарни корисник, $h(n)$ је комуникациони канал представљен у форми филтра коначног импулсног одзива, $\omega(n)$ је шум, типа AWGN са нултом средњом вредношћу и непознатом варијасном $\sigma_\omega^2(n)$ и " \otimes " је оператор конволуције. Сигнал $x(n)$ се може посматрати као случајни Гаусов процес, средње вредности нула и непознате варијансе $\sigma_x^2(n)$ [46].

Процес анализе спектра се формулише као проблем тестирања бинарних хипотеза, где хипотезе H_0 и H_1 означавају хипотезе да примљени сигнал садржи сигнал примарног корисника, тј. не садржи, респективно, односно

$$H_0 : c(n) = \omega(n), \quad (62)$$

$$H_1 : c(n) = x(n) \otimes h(n) + \omega(n). \quad (63)$$

Алгоритми за анализу спектра у овом систему се заснивају на примени техника статистичке обраде примљеног сигнала, и то техника за препознавање карактеристике од интереса у модулисаном сигналу. Као карактеристике од интереса користе се статистике вишег реда (HOS), односно нормализоване вредности здружених кумуланата четвртог и шестог реда, као и куртозиса [22]-[25], [26], [27], [138]-[143]. Теоријски, вредности кумуланата вишег реда (за редове више од другог) за случајне променљиве са нормалном расподелом износе нула [147]-[149]. Такође, и вредност куртозис статистике за исти тип случајне променљиве је нула [150]. Та чињеница је управо била идеја да се вредности тих статистичких елемената искористе у сврхе анализе спектра као једноставна тест статистика анализе спектра и критеријум одлучивања за разликовање сигнала од шума. Додатно, здружени кумуланати четвртог и шестог реда имају различите очекиване теоријске вредности за различите модулисане сигнале, што се осим за потребе анализе спектра, може употребити и за додатну класификацију и диференцијацију сигнала од интерференције [22]-[24], што обогађује базу знања когнитивног радија о свом радио окружењу.

Перформансе анализе спектра се евалуирају помоћу вероватноће успешне детекције сигнала примарних корисника, P_d , и вероватноћу лажног аларма, P_{fa} , са истим значењем као и у поглављу 4.1. Предложени систем за анализу спектра је "слеп" јер когнитивни пријемик не захтева а приори информације о параметрима сигнала примарног корисника (снага, тип модулације, ...) и комуникационог канала (варијанса шума, импулсни одзив канала,...). Први корак је естимација варијансе шума, која се обавља на начин који је описан у одељку 4.4. На основу тога, естимирају се и остали

релевантни елементи статистике вишег реда и прорачунавају вредности тест статистике које су неопходне за процес анализе спектра. У циљу додатног унапређења перформанси, поузданости и сигурности анализе спектра, предложен је и метод комбиновања поменутих алгоритама са различитим тест статистикама у јединствени алгоритам.

6.2 Кумулант

Алгоритми за аутоматску класификацију модулација, АМС (*Automatic Modulation Classification*) који су засновани на одређивању вредности карактеристике од интереса, FB (*Feature Based*) ([155]-[158]) налазе већу популарност од алгоритама заснованих на вредности функције веродостојности, LB (*Likelihood Based*) ([151]-[154]). То је првенствено због мање нумеричке сложености и једноставнијих захтева за имплементацију [138]. С обзиром на приоритете циљева истраживања који се односе на једноставност имплементације, то је фокус стављен на FB алгоритме као основу за тест статистику у анализи спектра у когнитивном радију. FB алгоритми се заснивају на идентификацији карактеристике од интереса у конкретном сигналу, која је последица примењене модулационе технике за трансмисију сигнала, те се на основу тих специфичности врши препознавање модулационе технике, односно препознавање сигнала примарног корисника [155]-[158]. Надаље, FB алгоритми се деле на три основне групе [138], и то на оне који врше:

- анализу тренутне вредности амплитуде, фазе и учестаности детектованог сигнала, што интуитивно је јасно, води ка диференцирању типова сигнала и модулационих техника;
- класификацију на бази *wavelet* трансформације, која функционише по принципу локализације промена у тренутној вредности амплитуде, фазе и учестаности детектованог сигнала;
- класификацију на бази примене статистичке обраде примљеног сигнала, где се експлоатише чињеница да одређени статистички параметри имају очекивану теоријску вредност за одређене типове модулације, што је и основ за класификацију.

Метод "препознавања образаца" обавља се у два корака: одређивање карактеристике од интереса и потом класификације сигнала на основу вредности тих карактеристика у односу на неке предефинисане вредности. Водећи се мотивима за једноставност имплементације и мању нумеричку комплексност, предложени алгоритми за анализу спектра у когнитивном радију базирају се на примени статистике вишег реда (FB алгоритми). Као статистике вишег реда најчешће се користе моменти или кумулант, при чему кумулант због неких својих својстава имају предност у односу на моменте [138], [159]. Конкретно, испитују се вредности нормализованих

здружених кумуланата различитих редова (четвртог и шестог), као и нормализованог куртозиса.

У теорији вероватноће и статистике [100], дефинише се очекивана вредност и варијанса променљиве x , респективно, као

$$\mu = E(x), \quad (64)$$

$$\sigma_x^2 = E((x - \mu)^2), \quad (65)$$

где оператор $E()$ представља математичко очекивање, реализовано као средња вредност у посматраном временском интервалу анализе спектра.

Ове две дефинисане величине у (64) и (65) представљају кумулант првог и другог реда случајне променљиве, респективно, $C_1 = \mu$ и $C_2 = \sigma_x^2$. Вредност кумуланта n -тог реда у ознаци C_n дефинише се преко генеришуће функције [160], $g(t)$, формулисана као

$$g(t) = \log(E(e^{tx})) = \sum_{n=1}^{\infty} C_n \frac{t^n}{n!} = \mu t + \sigma_x^2 \frac{t^2}{2} + \dots \quad (66)$$

Кумулант представљају изводе у нули, одговарајућег реда, функције $g(t)$ [160], и то

$$\begin{aligned} C_1 &= \mu = g'(0) \\ C_2 &= \sigma^2 = g''(0) \\ &\vdots \\ C_n &= g^{(n)}(0) \end{aligned} \quad (67)$$

Алтернативно, генеришућа функција се може описати и преко карактеристичне функције [160], и то као

$$h(t) = \log(E(e^{itx})) = \sum_{n=1}^{\infty} C_n \frac{(it)^n}{n!} = \mu it - \sigma_x^2 \frac{t^2}{2} + \dots \quad (68)$$

Кумулант се могу изразити преко момената и обрнуто [138], и то користећи рекурзивну формулу

$$C_n = m_n - \sum_{k=1}^{n-1} \binom{n-1}{k-1} C_k m_{n-k}, \quad (69)$$

где је m_n момент n -тог реда.

Кумулантн због неких својих особина имају предност у односу на моменте, и то због ових наведених карактеристика ([138], [159]):

- Адитивност: ако су x и y независне случајне променљиве, онда важи да је $C_n(x+y) = C_n(x) + C_n(y)$.
- Инваријантност и еквиваријантност: ако је k произвољна константа, а $C_n(x)$ представља кумулант n -тог реда случајне променљиве x , тада важи: $C_1(x+k) = C_1(x) + k$ и $C_n(x+k) = C_n(x)$, $n \geq 2$.
- Хомогеност: степен хомогености n -тог кумуланта једнак је n , односно ако је k произвољна константа важи: $C_n(kx) = k^n C_n(x)$.

Предложени алгоритми анализе спектра, између осталог, засновани су и на употреби тзв. здружених кумуланата више случајних променљивих. Здружени кумулант случајних променљивих x_1, x_2, \dots, x_n дефинише се као

$$cum(x_1, x_2, \dots, x_n) = \sum_{\pi} (|\pi| - 1)! (-1)^{|\pi| - 1} \prod_{B \in \pi} E(\prod_{i \in B} x_i), \quad (70)$$

где π узима вредности свих партиција скупа $\{1, 2, \dots, n\}$, B узима вредности свих блокова у партицији π , а $|\pi|$ је број чланова партиције [160].

Претпостављено је да су све случајне променљиве које се користе за прорачун вредности здружених кумуланата идентичне. Односно, за израчунавање вредности здружених кумуланата вишег реда користиће се случајна променљива x , која представља одбирке примљеног сигнала (за здружене кумуланте шестог реда важи: $x_1 = x_2 = x_3 = x_4 = x_5 = x_6 = x$; за здружене кумуланте четвртог реда важи: $x_1 = x_2 = x_3 = x_4 = x$). Број конјугованих вредности случајне променљиве x који се користи за прорачун вредности здружених кумуланата је три и два, за здружене кумуланте шестог и четвртог реда, респективно, [22-25], [138]. Треба нагласити да ово није једина могућа комбинација случајних променљивих и броја њихових конјугованих вредности за израчунавање здружених кумуланата вишег реда. Али, у овој докторској тези термини здружени кумулантн шестог и четвртог реда ће имати то значење. Због једноставности, у наставку текста термин здружени кумулантн шестог и четвртог реда ће се означавати скраћено кумулантн шестог и четвртог реда.

За почетак, посматра се емитовани сигнал, низ комплексних симбола $x(n)$ као случајна променљива x , чије је средња вредност нула. Кумулант другог реда, $cum(x, x^*)$, где x^* представља конјуговано комплексну вредност променљиве x , у ознаци $C_{21,x}$ дефинише се као [24]

$$C_{21,x} = E(|x|^2). \quad (71)$$

Кумулант четвртог реда случајне променљиве x , $cum(x, x, x^*, x^*)$, у ознаци $C_{42,x}$, према једначини (70) израчунава се као [161]

$$C_{42,x} = E(|x^4|) - |E(x^2)|^2 - 2E^2(|x^2|). \quad (72)$$

На основу једначина (71) и (72) дефинише се нормализована вредност кумуланата четвртог реда као [158]

$$\tilde{C}_{42,x} = \frac{C_{42,x}}{(C_{21,x})^2}. \quad (73)$$

Кумулант шестог реда случајне променљиве x , $cum(x, x, x, x^*, x^*, x^*)$, у ознаци $C_{63,x}$, према једначини (70) израчунава се као [22]-[24]

$$C_{63,x} = E(|x|^6) - 9E(|x|^4)E(|x|^2) + 12|E(x^2)|^2 E(|x|^2) + 12E^3(|x|^2). \quad (74)$$

Аналогно једначини (73), нормализована вредност кумуланата шестог реда дефинише се на основу једначина (71) и (74) као [22]-[24]

$$\tilde{C}_{63,x} = \frac{C_{63,x}}{(C_{21,x})^3}. \quad (75)$$

Теоријске вредности нормализованих кумуланата четвртог и шестог реда за различите типове модулатија, које су разматране током евалуације перформанси анализе спектра, као и за AWGN приказане су у табели 3 [22]-[24].

Табела 3: Теоријске очекиване вредности нормализованих кумуланата четвртог и шестог реда за различите типове модулатија, као и за AWGN.

	QPSK	16-QAM	64-QAM	AWGN
$\tilde{C}_{42,x}$	-1.0000	0.6800	-0.6191	0.0000
$\tilde{C}_{63,x}$	4.0000	2.0800	1.7970	0.0000

На основу приказаних нормализованих вредности кумуланата у табели 3, очигледно је да се оне разликују за испитиване типове модулатија. Што се тиче AWGN, за све нормализоване кумуланте реда већег од два, теоријска вредност износи нула [147]-[149]. Управо у овој чињеници лежи идеја за примену ових статистичких елемената у сврхе анализе спектра. Једноставним упоређивањем естимираних вредности поменутих релевантних статистичких елемената са теоријским вредностима, спроводи се анализа спектра и доноси се одлука о типу примљеног сигнала – да ли су

то одбирци сигнала примарног корисника који је деформисан услед дејства шума и вишеструке пропагације, или су у питању одбирци шума. Резултат овакве статистичке обраде може да буде и информација о типу детектованог сигнала и класификација по типу модулације. Типично, граничне вредности за диференцијацију се постављају на средини суседних интервала, али то се може одредити и другачије, односно то може да буде предмет оптимизације.

6.3 Куртозис

Куртозис је добро знан статистички концепт за обраду реалних случајних променљивих, познат и као стандардизовани момент четвртог реда [100]. Посматра се детектовани сигнал $c(n)$, који представља низ комплексних симбола униформно модулисаних (сваки члан низа одговара комплексно модулисаном симболу, који је представљен као комплексан број, чији реални део одговара компоненти "у фази", а негативни део компоненти "у квадратури" на констелационом дијаграму). Због утицаја шума и ефеката вишеструке пропагације, примљени сигнал се значајно разликује од низа емитованог од стране примарног корисника $x(n)$. Нека је $c(n)$ комплексна случајна променљива у ознаци c . Од интереса је израчунати реални део куртозиса случајне променљиве, означеног као $kurt(c)$ [27]. На основу [26], [27] одређен је као

$$kurt(c) = E(|c^4|) - |E(c^2)|^2 - 2(E(|c^2|))^2. \quad (76)$$

Уобичајено се користи нормализовани куртозис, који омогућава испитивање *Gaussianity* карактеристике случајних променљивих, независно од опсега амплитуда сигнала. Нормализовани реални део куртозиса комплексне променљиве c , означен као $k\tilde{u}rt(c)$, дефинисан је као [26]

$$k\tilde{u}rt(c) = \frac{kurt(c)}{(E(|c^2|))^2} = \frac{E(|c^4|)}{(E(|c^2|))^2} - \frac{|E(c^2)|^2}{(E(|c^2|))^2} - 2, \quad (77)$$

где је $E(\)$ математичко очекивање, реализовано као средња вредност у посматраном интервалу анализе спектра.

Куртозис представља статистику четвртог реда и погодан је за спровођење тзв. *Gaussianity* теста, односно мерење одступања од *Gaussianity* карактеристике [162]. Могуће је утврдити да је вредност куртозиса случајне Гаусове променљиве нула, односно различита од нуле за остале променљиве [150], [163], [164]. Управо то је и била идеја за примену овог типа статистичке обраде у апликацијама анализе спектра. Наиме, претпостављено је следеће: ако је вредност нормализованог куртозиса детектованог сигнала $c(n)$, тј. случајне променљиве c , нула, онда је примљени сигнал

случајни процес Гаусовог типа и проглаша се хипотеза H_0 за важећу. Аналогно, ако је вредност нормализованог куртозиса различита од нуле, примљени сигнала није случајна Гаусова променљива и важећа је у том тренутку хипотеза H_1 , односно детектован је сигнал примарног корисника.

Вредност куртозиса се естимира на основу коначног броја одбирака примљеног сигнала, што кореспондира времену посматрања, тј. трајања анализе спектра, T_{sense} . Број одбирака је од виталног значаја за прорачуне математичког очекивања у (75) и (76). Асимптотски, вредност $k\ddot{u}rt(c)$ тежи Гаусовој нормалној расподели [163], [165]. Како је у практичним применама, број одбирака, (T_{sense}) коначан број, стандардна девијација вредности куртозиса се мора узети у обзир [166]. На основу стандардне девијације дефинише се опсег вредности око нуле, који имају случајне променљиве са нормалном расподелом. Уколико се вредност естимираног нормализованог куртозиса налази у том опсегу, случајна променљива c се може третирати као случајна Гаусова променљива са нормалном расподелом, односно одбирци примљеног сигнала одговарају одбирцима шума, моделованог као AWGN. Аналогно, уколико се вредност естимираног нормализованог куртозиса не налази у том опсегу, претпостављено је да случајна променљива c одговара одбирцима сигнала примарног корисника. Тај опсег, тј. стандардна девијација, се скраћено назива SEK (*Standard Error of Kurtosis*), и израчунава се као [166]

$$SEK = 2\sqrt{\frac{6N_{cr}(N_{cr}-1)(N_{cr}^2-1)}{(N_{cr}-2)(N_{cr}+1)(N_{cr}+3)(N_{cr}-3)(N_{cr}+5)}}, \quad (78)$$

где N_{cr} представља број одбирака које когнитивни радио користи за анализу спектра, што кореспондира интервалу трајања анализе спектра, T_{sense} .

На основу једначина (77) и (78), може се спровести *Gaussianity* тест за утврђивање природе примљеног сигнала. Уколико се након статистичке обраде и израчунавања нормализованог куртозиса из (77), установи да је вредност $k\ddot{u}rt(c)$ унутар опсега *SEK*, израчунаог из (78), примљени сигнал ће се класификовати као сигнал који прати нормалну расподелу, односно као AWGN. Уколико није, примљени сигнал ће се третирати као сигнал примарног корисника.

Из једначина (72) и (76), очигледно је да у овом случају вредност куртозиса одговара вредности кумуланата четвртог реда. Међутим, због различитих критеријума одлучивања, идеја је да се и куртозис уведе као тест статистика за унапређење поузданости анализе спектра. За апликације у анализи спектра на бази кумуланата вишег реда, потребно је пронаћи везу између кумуланата примљеног сигнала и кумуланата примарних сигнала. Са друге стране, куртозис се прорачунава само за примљени сигнал и врши се поређење са постављеном вредношћу из (78). Односно, не захтева се успостављање релација између куртозиса примљеног и емитованог сигнала,

па је то био и додатни разлог да се и куртозис, поред кумуланата, одабере за тест статистику у анализи спектра.

6.4 Анализа спектра у каналу са шумом (AWGN канал)

У литератури се врло често врши анализа телекомуникационих система у мање реалистичним условима, тј. у идеалном каналу. Зато су перформансе предложених алгоритама испитиване и у таквим комуникационим условима (у каналу са шумом, који је моделован као AWGN, средње вредности нула и непознате варијансе, σ_w^2). Предложени систем за анализу спектра је "слеп" у смислу да се не захтева прецизно познавање релевантних параметара за обављање процеса анализе спектра, већ се ти параметри естимирају применом посебних алгоритама у току самог процеса. Скуп анализираних модулационих техника приказан је у табели 3. Која од ових модулационих техника из тог скупа је конкретно примењена код примарних корисника није познато когнитивном пријемнику, него је и то, између осталог, предмет процене.

Естимација одговарајућих параметара део је процеса анализе спектра и врши се на основу истих одбирака који се користе и за анализу спектра. Такође, треба напоменути да се естимација свих релевантних параметара за процес анализе спектра (естимација варијансе шума, естимација нормализованих вредности кумуланата и куртозиса) одвија паралелно, што има позитиван ефекат на временску ефикасност процеса анализе спектра.

Осим што варијанса шума није позната а priori, та вредност није стационарна услед амбијенталне интерференције, температурних промена и сл. [46]. Због тога, у предложеном систему, естимација шума је неизоставни део процеса анализе спектра у свакој његовој итерацији. То би требало да допринесе бољој корелацији са фактичким стањем у радио окружењу, што ће, претпоставка је, допринети унапређењу поузданости система за анализу спектра.

Утицај AWGN канала изражава се кроз непознату варијансу σ_w^2 . Когнитивни пријемник, као пријемник "свестан" свог радио окружења, естимираће вредност те варијансе. Под претпоставком да се примљени сигнал може репрезентовати у рационалној форми, тј. помоћу одговарајућег ауторегресивног (AR) модела p -тог реда, снага шума, односно варијанса $\sigma_w^2(n)$ у сваком тренутку посматрања n се одређује из тог "пошумљеног" сигнала у тачки пријема [18], [19]. Естимација варијансе шума се реализује применом алгорита који је подробно описан у одељку 4.4, а естимирана вредност израчунава се преко (44).

На основу вредности естимиране варијансе шуме, тренутно се естимирају и релевантне статистичке нормализоване вредности кумуланата четвртог и шестог реда емитованог сигнала, као и куртозиса примљеног сигнала. За случај када су одбирци

који се процесирају само одбирци AWGN (Гаусове случајне променљиве са нормалном расподелом), постоје само кумуланте првог и другог реда [147]-[149]. Прецизније, за редове више од другог, вредност кумуланата је нула. Користећи ту чињеницу, као и особину адитивности кумуланата описану у одељку 6.2, могуће је успоставити везу између нормализованих естимираних вредности кумуланата четвртог и шестог реда, респективно, случајне променљиве c (што је примљени сигнал $c(n)$) и случајне променљиве x (што су одбирци емитованог сигнала $x(n)$). Те релације су дате једначинама у [22]-[25]

$$\tilde{C}_{42,x} = \frac{\hat{C}_{42,c}}{(\hat{C}_{21,c} - \hat{\sigma}_\omega^2)^2}, \quad (79)$$

$$\tilde{C}_{63,x} = \frac{\hat{C}_{63,c}}{(\hat{C}_{21,c} - \hat{\sigma}_\omega^2)^3}, \quad (80)$$

где $\hat{C}_{42,c}, \hat{C}_{63,c}$ означавају естимиране нормализоване вредности кумуланата примљеног сигнала четвртог и шестог реда, израчунате преко (73) и (75), респективно. Променљива $\hat{C}_{21,c}$ је естимирана вредност кумуланта другог реда примљеног сигнала, израчуната према (71), а $\hat{\sigma}_\omega^2$ је естимирана варијанса шума израчуната према једначини (44). Променљиве $\tilde{C}_{42,x}, \tilde{C}_{63,x}$ означавају нормализоване естимиране вредности кумуланата емитованог сигнала четвртог и шестог реда, респективно.

Алгоритми за анализу спектра се имплементирају на следећи начин:

Алгоритам 3: Алгоритам за анализу спектра у когнитивном радију на бази нормализованих естимираних вредности кумуланата четвртог реда у каналу са шумом

1. Естимација варијансе шума коришћењем алгоритма описаног у одељку 4.4, односно једначине (44).
 2. Естимација вредности кумуланата четвртог реда примљеног сигнала применом (72).
 3. Нормализација естимираних вредности кумуланата сигнала примарног корисника коришћењем (79).
 4. Тестирање бинарних хипотеза компарацијом израчунатих вредности из тачке 3 алгоритма, са граничним вредностима, типично дефинисаним на средини интервала, датим у табели 2 у одељку 6.2.
 5. Доношење одлуке о заузетости радио спектра.
-

Алгоритам 4: Алгоритам за анализу спектра у когнитивном радију на бази нормализованих естимираних вредности кумуланата шестог реда у каналу са шумом

1. Естимација варијансе шума коришћењем алгоритма описаног у одељку 4.4, односно једначине (44).
 2. Естимација вредности кумуланата шестог реда примљеног сигнала применом једначина (74).
 3. Нормализација естимираних вредности кумуланата сигнала примарног корисника коришћењем једначине (80).
 4. Тестирање бинарних хипотеза компарацијом израчунатих вредности из тачке 3 алгоритма, са граничним вредностима, типично дефинисаним на средини интервала, датим у табели 2 у одељку 6.2;
 5. Доношење одлуке о заузетости радио спектра.
-

Алгоритам 5: Алгоритам за анализу спектра у когнитивном радију на бази нормализованих вредности куртозиса у каналу са шумом

1. Естимација варијансе шума коришћењем алгоритма описаног у поглављу 4.4, односно помоћу једначине (44).
 2. Израчунавање нормализоване вредности естимације куртозиса примљеног сигнала помоћу једначине (77).
 3. Израчунавање стандардне девијације грешке, SEK, применом једначине (78).
 4. Тестирање бинарних хипотеза компарацијом израчунатих вредности из тачке 2 и тачке 3 овог алгоритма (да ли је вредност из тачке 2 унутар опсега (апсолутне вредности) из тачке 3 око нуле).
 5. Доношење одлуке о заузетости радио спектра.
-

Као што се може видети из алгоритама 3, 4 и 5, њиховом применом донеће се одлука у коначном броју корака у сваком тренутку n , односно изван је исход анализе спектра. Једноставне релације између вредности кумуланата примљеног и емитованог сигнала, прихватљива нумеричка комплексност алгоритма за естимацију шума ($O(N_{cr})$, где је N_{cr} број одбирака примљеног сигнала на основу који се врше естимација свих релевантних параметара процеса анализе спектра) наводе на закључак о једноставности имплементације ових предложених алгоритама.

6.5 Анализа спектра у каналу са вишеструком пропагацијом и шумом

Ефекти вишеструке пропагације доводе до велике деградације примљеног сигнала, те се исти значајно разликује од емитованог сигнала, што чини процес анализе спектра веома изазовним и комплексним задатком. Како би се когнитивни радио "оспособио" да се носи са таквим изазовима, предложени су и анализирани алгоритми за анализу спектра у комуникационом каналу, непознатог импулсног одзива, са вишеструком пропагацијом и шумом, базирани на одређивању нормализованих вредности кумуланата вишег реда и куртозиса.

Амбиција у наставку истраживања у оквиру ове докторске дисертације је да се дизајнирају алгоритми за анализу спектра у когнитивном радију за што реалистичније оперативне услове. У том духу, претпостављено је да модел комуникационог канала није а priori познат когнитивном радију. Односно, импулсни одзив канала је такође предмет естимације у предложеним алгоритмима, што их чини интересантним за практичну примену. Као и у случају канала са шумом у претходном поглављу 6.4, когнитивни пријемник нема предзнање о томе коју од модулационих техника користе примарни корисници, него је и то, између осталог, предмет процене. Сви релевантни параметри за анализу спектра морају се естимирати током процеса анализе спектра. Модулационе технике које су разматране дате су у табели 3 у поглављу 6.2.

Утицај вишеструке пропагације моделује се применом *Rayleigh*-вог комуникационог канала, који је описан у форми филтра коначне дужине L , чији су коефицијенти $h(k)$, $k = 0, 1, 2, \dots, L-1$. Примљени сигнал $c(n)$ је у сваком тренутку n резултат конволуције између емитованог сигнала $x(n)$ и импулсног одзива канала $h(k)$, као и утицаја шума $\omega(n)$, моделованог као AWGN, средње вредности нула и непознате варијансе $\sigma_{\omega}^2(n)$. То је и приказано у једначини (81) као

$$c(n) = \sum_{k=0}^{L-1} h(k)x(n-k) + \omega(n). \quad (81)$$

Утицај канала приказује се кроз параметар који се назива коефицијент канала β , и који је, такође, предмет естимације за когнитивни радио [161]. Циљ је естимирати вредност коефицијента канала како би се на тај начин поништио утицај канала и како би се естимирале коректне вредности за остале релевантне параметре (кумуланте у овом случају, јер се код њих доводе у везу вредности параметара примљеног сигнала са вредностима тих параметара емитованог сигнала, па се у обзир мора узети комуникациони канал). Према [22]-[24], [161] за естимацију нормализованих вредности кумуланата четвртог и шестог реда за идентични комуникациони канал, користе се следеће формуле

$$\beta_{42} = \frac{\sum_{k=0}^{L-1} |h(k)|^4}{\left(\sum_{k=0}^{L-1} |h(k)|^2\right)^2}, \quad (82)$$

$$\tilde{C}_{42,x} = \frac{1}{\beta_{42}} \frac{\hat{C}_{42,c}}{(\hat{C}_{21,c} - \hat{\sigma}_\omega^2)^2}, \quad (83)$$

$$\beta_{63} = \frac{\sum_{k=0}^{L-1} |h(k)|^6}{\left(\sum_{k=0}^{L-1} |h(k)|^2\right)^3}, \quad (84)$$

$$\tilde{C}_{63,x} = \frac{1}{\beta_{63}} \frac{\hat{C}_{63,c}}{(\hat{C}_{21,c} - \hat{\sigma}_\omega^2)^3}. \quad (85)$$

Очигледно је из (82) и (84) да је вредност параметара β_{42} и β_{63} одређена коефицијентима канала, те је стога евидентна важност поузданости естимације коефицијената канала и утицај на квалитет и поузданост анализе спектра кроз естимацију нормализованих естимираних вредности кумуланата четвртог и шестог реда емитованог сигнала. Како у предложеним алгоритмима, вредност коефицијената комуникационог канала $h(k)$ није позната, естимација коефицијената канала се такође врши на основу одбирака примљеног сигнала $c(n)$. У ту сврху користиће се приступ са моментима четвртог реда, који је предложен у [23], [159]. Момент четвртог реда сигнала $c(n)$ у ознаци m_4^c за аргументе τ, ρ, θ се дефинише као

$$m_4^c(\tau, \rho, \theta) = E[c(n)c(n+\tau)c(n+\rho)c(n+\theta)]. \quad (86)$$

Заменом скупа вредности (τ, ρ, θ) са $(L-1, L-1, k)$, респективно у (86) добија се [23], [159]

$$m_4^c(L-1, L-1, k) = E[c(n)c(n+L-1)c(n+L-1)c(n+k)], \quad k = 0, 1, \dots, L-1. \quad (87)$$

Даљим развојем једначине (87), користећи се релацијама из (81), успоставља се следећа релација

$$m_4^c(L-1, L-1, k) = \chi_4^x h(0)h(L-1)h(L-1)h(k), \quad (88)$$

где је $\chi_x^4 = E(x^4)$. Према вредности момента m_4^c за $k = 0$, формира се следећа једначина

$$m_4^c(L-1, L-1, 0) = \chi_4^x h(0)h(L-1)h(L-1)h(0). \quad (89)$$

Коначно, нормализовани естимирани коефицијенти комуникационог канала са вишеструком пропагацијом, у ознаци $\tilde{h}(k)$, се добијају као [23], [138]

$$\tilde{h}(k) = \frac{\hat{h}(k)}{\hat{h}(0)} = \frac{m_4^c(L-1, L-1, k)}{m_4^c(L-1, L-1, 0)}, \quad k = 0, 1, \dots, L-1 \quad (90)$$

Заменом добијених нормализованих вредности из (90) у (83) и (85) добијају се коректне вредности за нормализоване естимиране кумуланте четвртог и шестог реда, респективно, што омогућава имплементацију процеса анализе спектра.

На крају, описани су предложени алгоритми за анализу спектра у когнитивном радију на бази примене кумуланата четвртог и шестог реда у условима реалних комуникационих канала (канал са вишеструком пропагацијом и шумом), респективно.

Алгоритам 6: Алгоритам за анализу спектра у когнитивном радију на бази примене нормализованих естимираних вредности кумуланата четвртог реда у реалном комуникационом каналу

1. Естимација варијансе шума коришћењем алгоритма описаног у поглављу 4.4, односно једначине (44).
 2. Естимација вредности кумуланата четвртог реда примљеног сигнала применом једначине (72).
 3. Нормализација естимација коефицијената канала применом (90).
 4. Нормализација естимиране вредности кумуланата сигнала примарног корисника коришћењем (82) и (83).
 5. Тестирање бинарних хипотеза компарацијом израчунатих вредности из тачке 4 алгоритма, са граничним вредностима, типично дефинисаним на средини интервала, датим у табели 2 у поглављу 6.2.
 6. Доношење одлуке о заузетости радио спектра.
-

Алгоритам 7: Алгоритам за анализу спектра у когнитивном радију на бази примене нормализованих естимираних вредности кумуланата шестог реда у реалном комуникационом каналу

1. Естимација варијансе шума коришћењем алгоритма описаног у поглављу 4.4, односно једначине (44).
 2. Естимација вредности кумуланата шестог реда примљеног сигнала применом једначине (74).
 3. Нормализација естимација коефицијената канала применом једначине (90).
 4. Нормализација естимиране вредности кумуланата сигнала примарног корисника коришћењем једначина (84) и (85).
 5. Тестирање бинарних хипотеза компарацијом израчунатих вредности из тачке 4 алгоритма, са граничним вредностима, типично дефинисаним на средини интервала, датим у табели 2 у поглављу 6.2.
 6. Доношење одлуке о заузетости радио спектра.
-

Треба напоменути да алгоритам 5 (анализа спектра на бази одређивања нормализованих естимираних вредности куртозиса) има исти логички ток и у идеалном и у реалном комуникационом каналу, јер се заснива само на естимирању вредности куртозиса примљеног сигнала, без успостављања везе са одговарајућом вредношћу куртозиса емитованог сигнала.

6.6 Алгоритам за анализу спектра у когнитивном радију на бази комбиновања различитих тест статистика

Сваки од наведених предложених алгоритама (3-7) за идеални и реални комуникациони канал може се примењивати самостално, и у коначном броју корака доћи ће се до одлуке о статусу радио спектра. Међутим, претпоставка је да ће комбиновање тих алгоритама на бази различитих тест статистика у јединствени алгоритам омогућити боље резултате и већу поузданост анализе спектра и за случај идеалног и реалног комуникационог канала у односу на сваки од алгоритама понаособ. То је касније и потврђено кроз симулације у смислу побољшања поузданости, односно веће вредности за вероватноћу успешне детекције примарног сигнала.

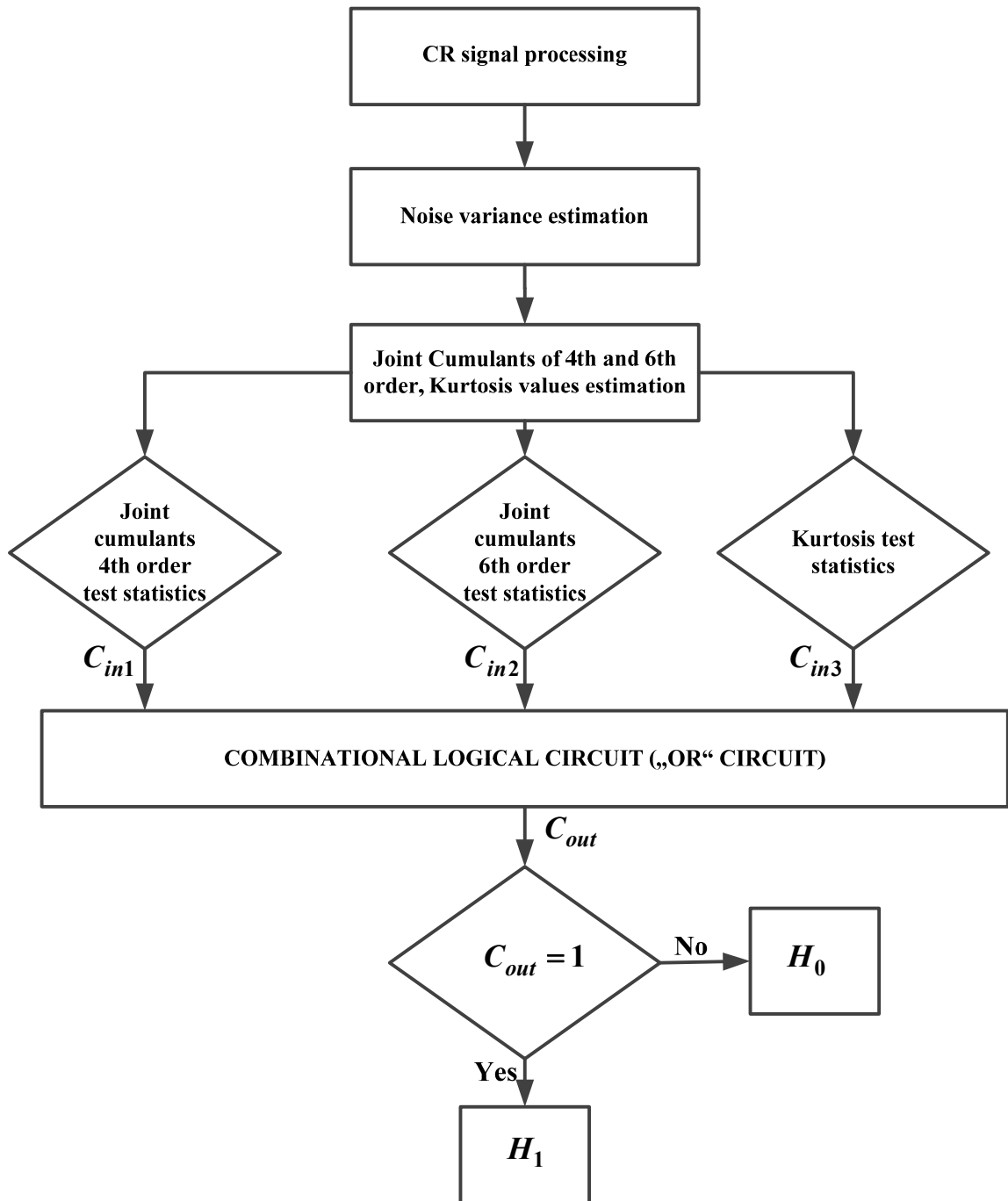
Идеја је да се у јединствени алгоритам за анализу спектра убаци комбинационо коло, које представља уствари логичко ИЛИ коло (енг. *OR*) [167]. Когнитивни радио, као корисник без лиценце, тежи да опортунистички приступа спектру који не користе лиценцирани корисници и да реализује сопствене сервисе уз фундаментални услов да

не сме да деградира перформансе лиценцираних корисника. Управо зато да би се превенирала интерференција ка примарним корисницима, одабрано је OR коло. Уколико се применом било којег алгоритма детектује примарни корисник, коначна одлука је да је спектар заузет, без обзира да ли се применом других алгоритама донела одлука да је спектар слободан. Улази у то коло $C_{in1}, C_{in2}, C_{in3}$ би биле логичке нуле или јединице. Њихова логичка вредност се одређује на основу бинарне хипотезе која је проглашена важећом током примене предложених алгоритама за анализу спектра на бази одређивања вредности нормализованих кумуланата четвртог и шестог реда, као и куртозиса, респективно. Дакле, на улазу се врши конверзија хипотеза у логичке нуле или јединице, и то $H_0 \rightarrow "0"$, и аналогно $H_1 \rightarrow "1"$. Потом се излаз из логичког кола одређује на основу примене логичке OR операције, тј. операције дисјункције, као

$$C_{out} = C_{in1} \vee C_{in2} \vee C_{in3}. \quad (91)$$

На крају се на основу логичке вредност излаза C_{out} креира одговарајућа хипотеза. Према добијеној вредности излаза C_{out} врши се конверзија $"0" \rightarrow H_0$, и аналогно $"1" \rightarrow H_1$, што представља и коначну одлуку процеса анализе спектра.

Блок дијаграм описаног јединственог алгоритма приказан је на слици 23.



Слика 23: Логички блок дијаграм јединственог алгоритма на бази комбинације различитих тест статистика.

Предложени алгоритам са комбинацијом различитих тест статистика у јединствени алгоритам се може сумирати на следећи начин.

Алгоритам 8: Алгоритам анализе спектра у когнитивном радију на бази комбинације алгоритама на бази одређивања нормализоване вредности кумуланата четвртог и шестог реда, и куртозиса

1. Естимација варијансе шума коришћењем алгорита описаног у поглављу 4.4, односно једначине (44).

2. Израчунавање нормализоване вредности естимираних вредности кумуланата четвртог и шестог реда примљеног сигнала применом једначина (72) и (74), респективно. Нормализација естимираних вредности куртозиса примљеног сигнала применом (77).

3. Естимација коефицијената канала применом (90). Израчунавање стандардне девијације грешке (SEK) применом једначине (78).

4. Нормализација естимација коефицијената канала применом једначине (90).

5. Израчунавање нормализованих естимираних вредности кумуланата сигнала примарног корисника коришћењем (82), (83), (84) и (85).

6. Тестирање бинарних хипотеза компарацијом израчунатих вредности из тачке 4 алгоритма, са граничним вредностима, типично дефинисаним на средини интервала, датим у табели 2 у поглављу 6.2; Тестирање бинарних хипотеза компарацијом израчунатих вредности из тачке 2 и тачке 3 овог алгоритма (да ли је вредност из тачке 2 унутар опсега (апсолутне вредности) из тачке 3 око нуле). Проглашавање важећих хипотеза.

7. Конверзија важећих хипотеза сваког од алгоритама понаособ у одговарајуће улазе за комбинационо коло - $C_{in1}, C_{in2}, C_{in3}$

8. Израчунавање логичке вредности на излазу из комбинационог кола C_{out}

9. Конвертовање тог излаза у одговарајућу хипотезу H_0 / H_1 .

10. Доношење коначне одлуке о заузетости радио спектра.

Употреба комбинаторне логике уноси незнатно временско кашњење, јер је потребно извесно време да се обраде подаци у комбинационом колу и изврши конверзија хипотеза у логичке вредности. Али, постижу се бољи резултати у детекцији сигнала током анализе спектра у односу на сваки од предложених алгоритама на бази различитих тест статистика и подиже се укупна поузданост система за анализу спектра

у когнитивном радију. С обзиром на круцијалну важност процеса анализе спектра у когнитивном радију, унапређење поузданости је један од приоритета дизајна когнитивног радија. Предложени алгоритам се може примењивати и у идеалном и у реалном комуникационом каналу.

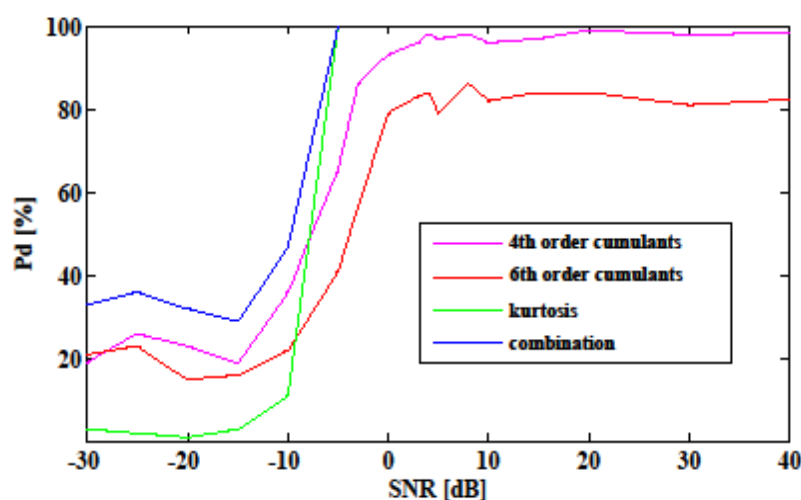
6.7 Евалуација перформанси предложених алгоритама

Разматра се радио окружење у којем примарни корисници емитују сигнале $x(n)$ у форми низа, дужине N , $n = 1, 2, \dots, N$. Сваки члан низа је модулисан једном од комплексних М-QAM модулација, где M узима вредности из скупа $\{4, 16, 64\}$ са подједнаком вероватноћом. Когнитивни пријемник нема информацију коју модулациону технику користе примарни корисници за пренос података, и то је такође предмет естимације. Емитовани сигнал $x(n)$ модификује се под утицајем комуникационог канала услед ефеката вишеструке пропагације. Комуникациони канал је моделован као *Rayleigh*-ев фединг канал у форми филтра коначног, али когнитивном пријемнику непознатог, импулсног одзива [138], [168]. До додатне деградације сигнала долази дејством шума, моделованог као AWGN. Предложени систем за анализу спектра је "слеп" што значи да му нису унапред познати релевантни параметри за процес анализе спектра, већ се до њих долази естимацијом и адекватном обрадом одбирака примљеног сигнала. Према блок дијаграму модела система који се анализира (слика 22 у поглављу 6.1), по пријему сигнала когнитивни радио врши филтрирање, одабирање, конверзију аналогног сигнала у дигитални облик, потом процесира те одбирке у циљу естимирања свих релевантних статистичких параметара непоходних за имплементацију тест статистика на којима се базира анализа спектра. На основу тих тест статистика доноси се коначна одлука о статусу радио спектра.

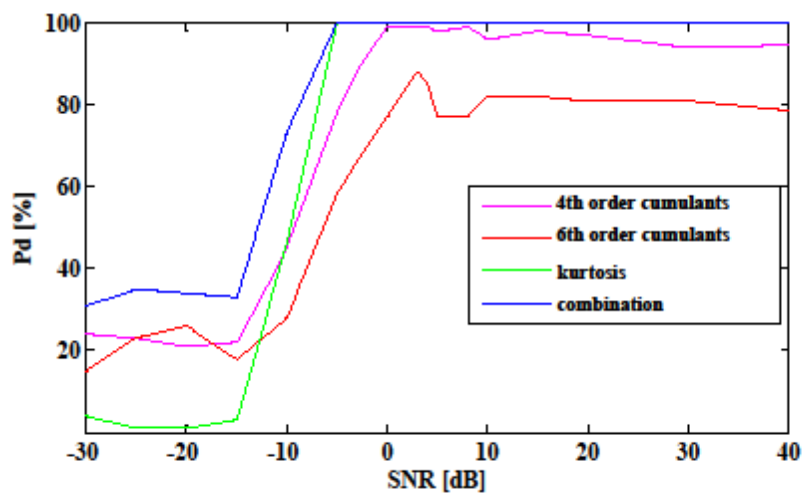
Предложени алгоритми за анализу спектра базирају се на елементима статистика вишег реда. Нормализовани здружени кумулантни четвртог и шестог реда имају различите теоретске вредности у зависности од типа модулационе технике, и уз познавање тих вредности и потенцијалног скупа примењених модулација које користе примарни корисници, једноставно се спроводи поступак анализе спектра. Додатно, могуће је извршити и допунску класификацију сигнала. Типично, граничне вредности за диференцијацију сигнала од шума и сигнала међусобно, постављене су на средину интервала између суседних теоријски очекиваних вредности за различите модулације и за AWGN. За случај примене тест статистике на бази куртозиса, гранични апсолутни опсег је одређен вредношћу SEK из (78). Предложени алгоритми су тестирано путем рачунарских симулација кроз 1000 изведених Монте-Карло експеримената у програмском окружењу MATLAB, [28]. Дужина емитованог низа износи $N = 10000$ симбола, од којих N_{cr} користи за анализу спектра $N_{cr} = 8000$, што уствари представља интервал анализе спектра, T_{sense} . За дату вредност N_{cr} , на основу (78) параметар $SEK = 0.054$.

Метрика за евалуацију перформанси анализе спектра је вредност вероватноће успешне детекције сигнала примарног корисника, P_d . Наиме, за сваки Монте-Карло експеримент, симулирано је емитовање комплексног низа симбола од стране примарног корисника, па се мери колико је процентуална успешност детекције тог сигнала у CR на бази примене предложених алгоритама (3-8). Вредност параметара који се користе за естимацију варијансе шума у алгоритмима (3-8) износе $p = 2, q = 78$ [20]. Те вредности за естимацију шума су наменски одабране да буде исте као у случају евалуације перформанси алгоритама 2, јер су ови предложени алгоритми (3-8) алтернатива управо том алгоритму. На тај начин се не троше нови ресурси, у процес анализе спектра се не уноси додатно кашњење зарад естимације шума већ се користи постојећа израчуната вредност. Симулације су обављене за два типа комуникационог канала – канал са шумом (AWGN) и реални канал са шумом (AWGN) и вишеструком пропагацијом непознатог импулсног одзива.

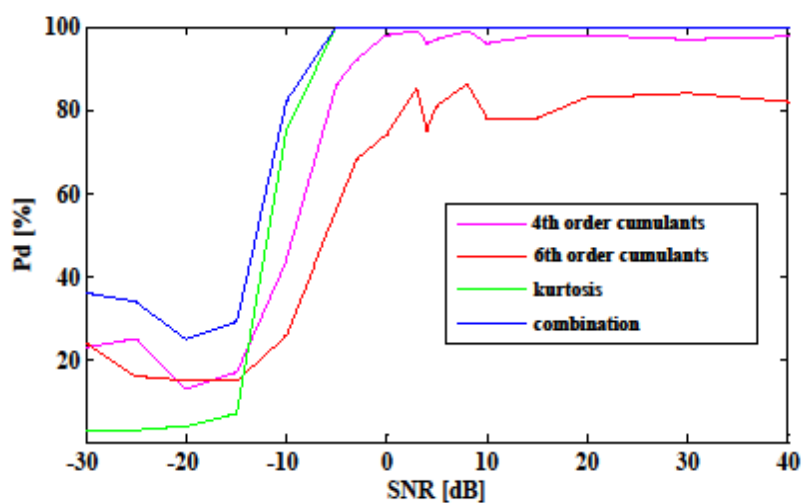
Вредности вероватноће успешне детекције, P_d , за различито модулисане (QPSK, 16-QAM, 64-QAM) емитоване примарне сигнале у каналу са AWGN у зависности од широког спектра испитиваних SNR вредности у когнитивном радију на бази примене различитих тест статистика, приказане су на сликама 24, 25 и 26, респективно. Резултати за P_d за различито модулисане (QPSK, 16-QAM, 64-QAM) емитоване примарне сигнале у реалном каналу у зависности од широког спектра тестираних SNR вредности у когнитивном радију на бази примене различитих тест статистика, приказане су на сликама 27, 28 и 29, респективно. На сликама 24-29, лабеле "4th order cumulants", "6th order cumulants", "kurtosis", "combination" односе се на алгоритме за анализу спектра на бази нормализованих вредности здружених кумуланата четвртог и шестог реда, куртозиса и комбинације ове три поменути тест статистике, респективно.



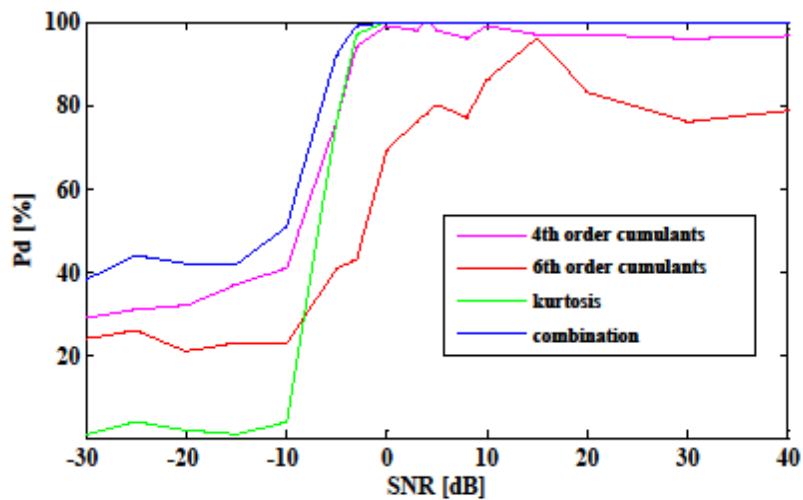
Слика 24: Перформансе различитих алгоритама за анализу спектра у каналу са AWGN и за QPSK модулисане PU сигнале.



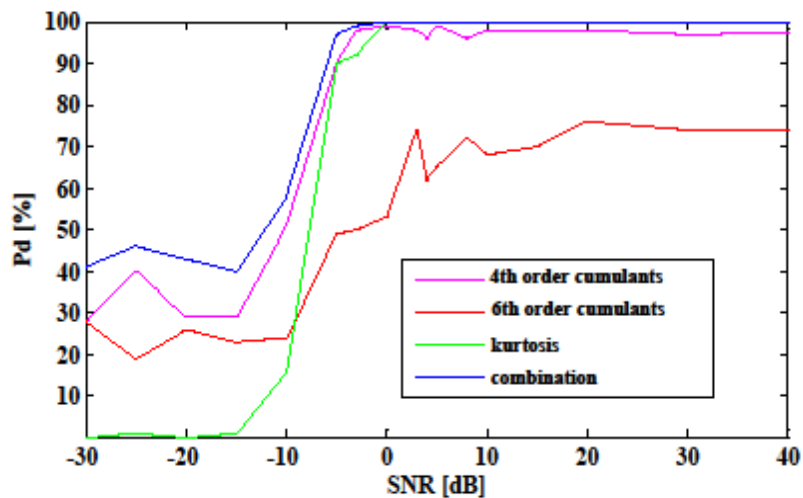
Слика 25: Перформансе различитих алгоритама за анализу спектра у каналу са *AWGN* и за 16-QAM модулисане PU сигнале.



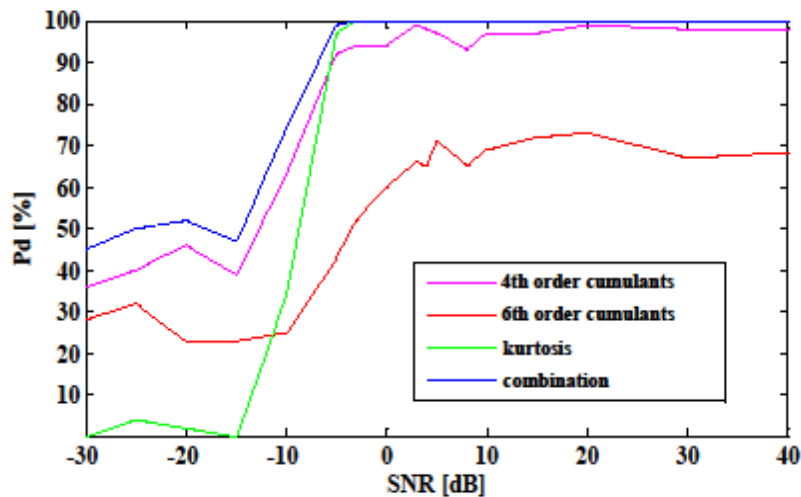
Слика 26: Перформансе различитих алгоритама за анализу спектра у каналу са *AWGN* и за 64-QAM модулисане PU сигнале.



Слика 27: Перформансе различитих алгоритама за анализу спектра у каналу са $AWGN$ и вишеструком пропагацијом непознатог импулсног одзива и за $QPSK$ модулисане PU сигнале.



Слика 28: Перформансе различитих алгоритама за анализу спектра у реалном каналу са $AWGN$ и вишеструком пропагацијом непознатог импулсног одзива и за $16-QAM$ модулисане PU сигнале.



Слика 29: Перформансе различитих алгоритама за анализу спектра у каналу са AWGN и вишеструком пропагацијом непознатог импулсног одзива и за 64-QAM модулисане PU сигнале.

Са слика 24, 25 и 26 се може уочити да се вредности вероватноће успешне детекције примарног сигнала, P_d , крећу око 90% и више, почевши већ од $SNR = -10\text{dB}$ за алгоритме на бази кумуланата четвртог реда, куртозиса и комбинације тест статистика. За алгоритам на бази кумуланата шестог реда, максимална вредност за вероватноћу успешне детекције, P_d , износи око 80%. Слабији резултати овог предложеног алгоритма у односу на алгоритам на бази кумуланата четвртог реда се могу објаснити нумеричким распоредом очекиваних теоријских вредности, односно искључиво позитивним очекиваним вредностима нормализованих кумуланата за модулисане сигнале примарног корисника. Услед деградација примљеног сигнала долази до дисперзије вредности нормализованих естимираних кумуланата, односно израчунате вредности могу да одступају од теоријских. На тај начин лако могу да буду сврстане у погрешан интервал, и тако долази до грешака у естимацији. Да би се детектовао сигнал примарног корисника релевантна вредност нормализованог естимираних кумуланата шестог реда мора да буде искључиво позитивна (и то већа од 0.89), те је овај алгоритам, услед мањег маневарског простора осетљивији на девијацију естимираних вредности у односу на алгоритам на бази кумуланата четвртог реда. Отуда више пропуста у детекцији сигнала применом алгоритама на бази нормализованих кумуланата шестог реда. Најбоље резултате у каналу са AWGN демонстрирају алгоритми за анализу спектра на бази комбинације тест статистика и куртозиса (алгоритми 8 и 5, респективно). За вредности већ од $SNR = -5\text{dB}$ поменути алгоритми не доносе погрешне одлуке у процесу детекције примарних сигнала за све испитиване технике модулације које користе примарни корисници, односно $P_d = 100\%$. Генерално, циљ дизајна алгоритама за анализу спектра у когнитивном радију, због есенцијалне важности процеса анализе спектра за превенцију интерференције ка примарним

корисницима, је максимизација вредности P_d , односно да се оствари вредност вероватноће успешне детекције што је могуће ближе максималној вредности од 100%. Током истраживања у оквиру докторске дисертације, постављен је циљ да се остваре перформансе алгоритама, према описаној метрици, у износу $P_d \geq 90\%$. То се може користити као референтна вредност за одређивање критичне вредности параметра SNR до које се овакви предложени алгоритми могу користити (индивидуално или у комбинацији) да би се реализовала захтевана вредност вероватноће успешне детекције, што се лако може утврдити са графика приказаних на сликама 24-29. Такође, иницијална претпоставка да ће комбинација тест статистика у јединствени критеријум за испитивање заузетости спектра довести до унапређења резултата у детекцији примарних сигнала показала се као оправдана. Супериорност у перформансама поменути алгоритама на бази комбинације тест статистика демонстрирао је у каналу са AWGN за све типове модулисаних примарних сигнала и за цео спектар испитиваних SNR вредности. Интересантно је приметити да у лошим радио условима ($SNR < -10$ dB) алгоритама заснован на тест статистици са куртозисама има најслабије резултате (P_d реда величине $\sim 10\%$), да би се са порастом SNR вредност P_d нагло повећавала и достигла $P_d \rightarrow 100\%$ већ за $SNR = -5$ dB.

У реалним пропагационим условима, резултати које постижу предложени алгоритми за P_d су незнатно лошији у односу на случај канала са AWGN, што је и очекивано услед већих деградација примарних сигнала и отежаних комуникационих услова. Међутим, тенденције у резултатима су сличне као и у случају претходно симулираног канала са AWGN. За вредност $SNR = -5$ dB, вредности за P_d прелазе 90% код алгоритама који примењују тест статистику на бази комбинације тест статистика, куртозиса и кумуланата четвртог реда. Већ од $SNR = -3$ dB алгоритми на бази куртозиса и комбинације тест статистика спроводе процес анализе спектра без грешке, $P_d = 100\%$ (за сваки тип испитиваних модулационих поступака које користе примарни корисници). Максималне вредности вероватноће успешне детекције, P_d , код алгоритма на бази кумуланата шестог реда износе око 80% (QPSK), 70% (16-QAM) и 60% (64-QAM). Као и у случају канала са AWGN, разлог за лошијим резултатима у односу на алгоритме на бази нормализованих кумуланата четвртог реда је у нумеричком распореду очекиваних теоријских вредности, при чему су сада услед вишеструке пропагације, још веће девијације израчунатих вредности нормализованих кумуланата. Такође, и у случају реалног комуникационог канала, најсупериорнији алгоритама у смислу вероватноће успешне детекције, P_d , је алгоритама на бази комбинација тест статистика, и то за све примењене модулационе технике примарних корисника и у целом опсегу испитиваних SNR вредности. Алгоритама на бази куртозиса и у овом типу комуникационог канала демонстрира феномен са слабијим резултатима у лошем радио окружењу ($SNR < -15$ dB), да би се за веће вредности

параметра SNR нагло поправљао скор и то до $P_d = 100\%$ већ за $SNR = -3\text{ dB}$ за све типове испитиваних техника модулационих поступака које користе примарни корисници.

За комплетну слику и потпуну евалуацију перформанси алгоритама за анализу спектра, поред вероватноће успешне детекције, P_d , од интереса је установити колика је вероватноћа лажног аларма, P_{fa} . Метрика израчунавања ове вероватноће је следећа. За сваки од 1000 Монте-Карло експеримената симулира се ситуација да на улаз у когнитивни радио доводе само одбирци AWGN. Дакле, одбирци које користе предложени алгоритми током процесирања одговарају одбирцима шума. Процент броја симулација од укупног броја Монте-Карло симулација када су алгоритми донели одлуку да је детектован сигнал примарног корисника одговара вероватноћи лажног аларма, P_{fa} . У табели 4 приказане су добијене вредности вероватноће лажног аларма, P_{fa} , за различите испитиване алгоритме.

Табела 4: Вероватноћа лажног аларма за алгоритме на бази различитих тест статистика.

	Нормализовани кумулантни четвртог реда	Нормализовани кумулантни шестог реда	Нормализовани куртозис	Комбинација тест статистика
$P_{fa} [\%]$	26.67	20.00	6.67	20.00

Приликом дизајнирања когнитивног радија, поред тежње за максимизацијом вероватноће успешне детекције, P_d , циљ је и минимизација вероватноће лажног аларма, P_{fa} . На основу вредности приказаних у табели 4, очигледно је да најбоље перформансе у смислу вредности вероватноће лажног аларма, P_{fa} , показује алгоритам који користи тест статистику на бази вредности нормализованог куртозиса. Разлог томе је што су естимирани резултати за нормализовани куртозис најконвергентнији и најробуснији на деградације сигнала, те су упадали су у дефинисани SEK опсег. Код осталих алгоритама, долази до веће дивергенције резултата естимираних статистичких параметара и до упадања у погрешне интервала, те на основу тога до доношења погрешних одлука о присуству примарних корисника.

Генерално, селекција адекватног алгоритма за анализу спектра у когнитивном радију се врши на основу очекиваних перформанси вероватноће успешне детекције и лажног аларма, типа сервиса који реализује когнитивни корисник, дизајнерских захтева, приоритета и циљева, конкретне намене и примене, расположивих буџетских средстава, врсте примарних система са којима се дели радио спектар и сл.

Сви предложени алгоритми који се базирају на различитим тест статистикама не захтевају информације о параметрима сигнала примарних корисника, комуникационом каналу, нивоу шума, нивоима снаге (користе се нормализоване вредности) за имплементацију поступка анализе спектра. Сви релевантни параметри се естимирају у току процеса анализе спектра, *online* и паралелно коришћењем истих одбирака примљеног сигнала. Током спроведених тестова постигнути су веома добри резултати за вероватноћу успешне детекције, и прихватљиви за вероватноћу лажног аларма. Сви предложени алгоритми имају малу комплексност имплементације и нумеричку сложеност (ред $O(N_{cr})$). Имајући у виду постигнуту тачност у детекцији примарних сигнала (посебно алгоритма 8 на бази комбинације тест статистика), то их чини атрактивним за практичну реализацију и ширу употребу. Цена која се плаћа за алгоритам са комбинацијом тест статистика је незнатно кашњење због додатног процесирања у комбинационом колу, али су знатно унапређене перформансе анализе спектра.

7. Интегрални алгоритам за анализу спектра у два корака

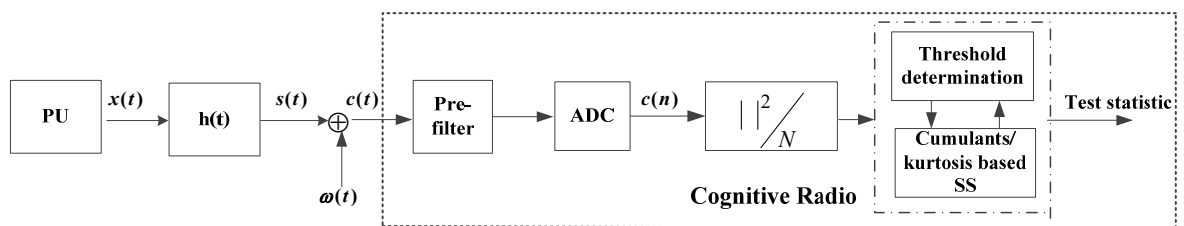
У поглављу 3.3.5 наведено је да се у интересу унапређења поузданости детекције сигнала примарних корисника често у литературу могу наћи решења са комбиновањем различитих техника анализе спектра. Уопштени блок дијаграм такве комбиноване анализе спектра, приказан је на слици 13 у поглављу 3.3.5. Код таквих решења, најчешће се процес анализе спектра спроводи у два корака, тзв. брза анализа спектра (*fast sensing*), као вид грубе анализе и елиминационог дела за случај да се на тај начин детектује сигнал примарног корисника, и тзв. фина анализа (*fine sensing*), која као резултат даје детаљније информације о радио окружењу. Као први корак, тј. као брза анализа спектра често се користи детектор енергије, а за детаљнију анализу нека друга техника анализе спектра.

На овом месту згодно је извршити ретроспективу досадашњег тока истраживања у оквиру докторске дисертације. Наиме, у првом делу предложен је алгоритам (2) за израчунавање оптималног прага детекције у когнитивном радију на бази детектора енергије и његово динамичко подешавање у складу са променама у радио окружењу у форми решавања једначина у затвореној форми. Детаљан опис предложеног алгоритма и услови за његово коришћење дати су у поглављу 5. Уколико ти услови, који репрезентују предефинисане пројектне захтеве, нису испуњени процес анализе спектра није могуће спровести према описаном алгоритму (2). У том случају, потребно је кориговати пројектне захтеве или паузирати сам процес анализе спектра, па покушати поново са истим пројектним захтевима. И један и други сценарио уносе извесно кашњење у поменути процес, што утиче на временску ефикасност анализе спектра и самим тим на спектралну ефикасност. Друго могуће решење је коришћење алтернативне технике анализе спектра. Као алтернативне технике анализе спектра, у поглављу 6 докторске дисертације предложена су решења на бази коришћења различитих тест статистика, као и комбинација истих у јединствену тест статистику. Ти предложени алгоритми (3-8), који су подробно описани у одељку 6, омогућавају прибављање допунских информација о радио спектру, додатну класификацију сигнала, диференцијацију између сигнала и шума, сигнала и интерференције, изузетну поузданост у процесу детекције сигнала и сл. Једном речју, применом предложених алтернативних алгоритама унапређују се перформансе процеса анализе спектра у смислу поузданости детекције примарних сигнала, чак и у отежаним радио условима.

С обзиром на фундаменталну важност процеса анализе спектра у когнитивном радију за превенцију појаве интерференције према лиценцираним корисницима, превасходни циљ је унапређење поузданости у процесу детекције примарних сигнала. Стога је логичан наставак овог истраживања, формирање интегралног алгоритма који би се базирао на експлоатацији свих позитивних страна предложених алгоритама анализе спектра на бази детектора енергије и статистичке обраде сигнала, чија би комбинација омогућила додатно унапређење поузданости и квалитетнију анализу спектра. Управо такво решење је предложени интегрални алгоритам којим се врши анализу спектра у два корака, где би се за грубу анализу спектра користио предложени

алгоритам на бази примене детектора енергије са одређивањем оптималне вредности прага детекције (алгоритам 2), а за финалну анализу спроводила би се статистичка обрада сигнала (алгоритми 3-8). Односно, уместо да се поменути алгоритми користе у режиму главни и алтернативни алгоритми (када не може да се користи алгоритам 2, онда се користи неки од алгорита 3-8), формираће се јединствени интегрални алгоритам, који се заснива на кооперацији алгорита 2 и алгорита 3-8. То свакако доводи до повећања времена анализе спектра услед додатног времена потребног за допунско процесирање примљеног сигнала и спровођење кооперативних акција, али се повећава поузданост система за анализу спектра. Већ је напоменуто да се интегрисање алгоритама обавља по принципу експлоатације свих позитивних страна досада предложених алгоритама и додатног унапређења истих. Тако, предложени интегрални алгоритам такође краси једноставност имплементације и прихватљива нумеричка комплексност. Такође, описани алгоритми (2-8) имају неке заједничке кораке, па се многи процеси и израчунавање релевантних параметара за реализацију интегралног алгоритма одвијају паралелно, што утиче на минимизацију пролонгирања трајања процеса анализе спектра, T_{sense} .

Блок дијаграм модела интегралног алгоритма за анализу спектра на бази комбинације детектора енергије и статистичке обраде приказан је на слици 30.

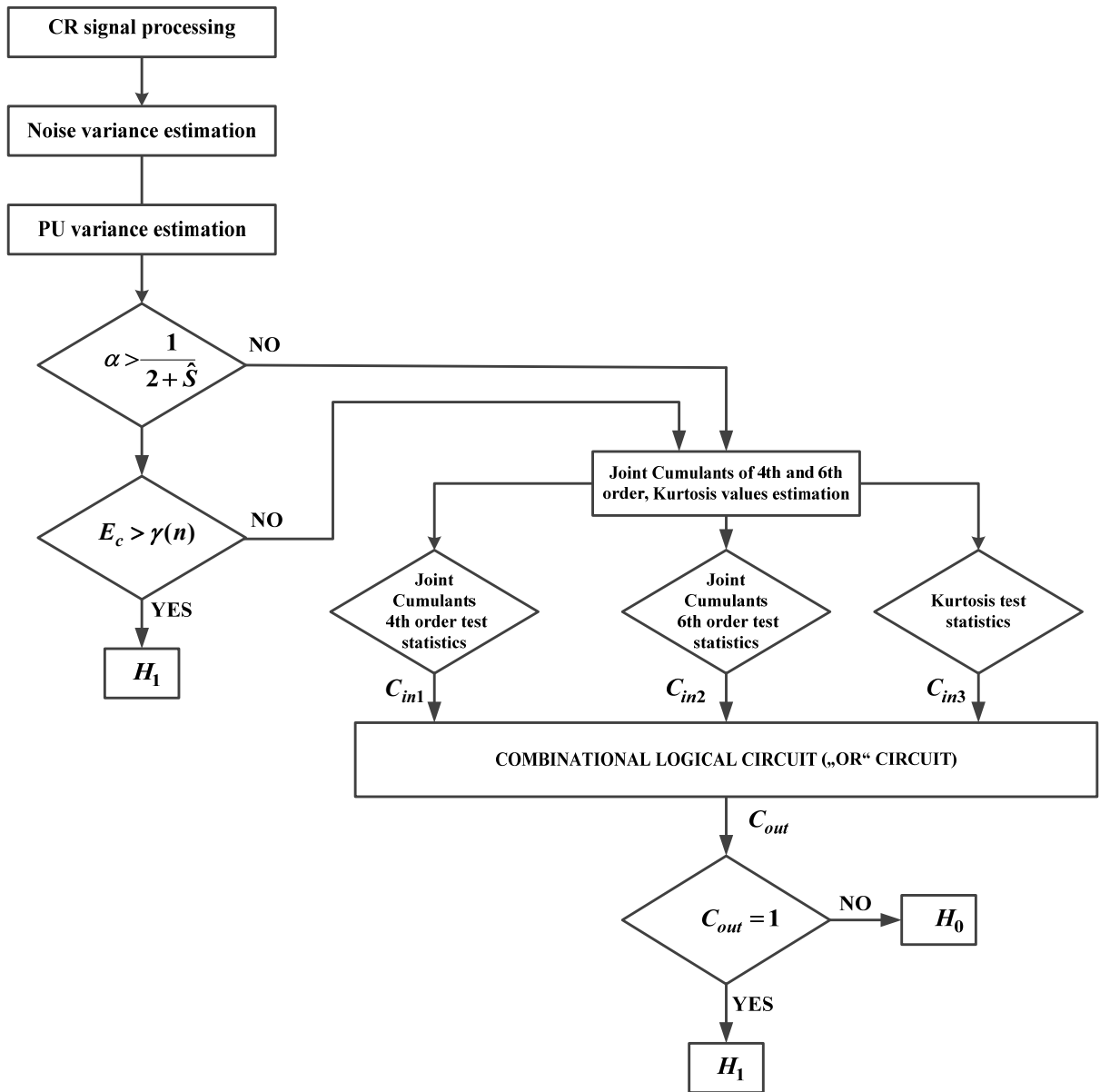


Слика 30: Модел интегралног алгоритма за анализу спектра у когнитивном радију на бази детектора енергије и статистичке обраде примљеног сигнала.

Са слике 30 може се видети да предложени интегрални алгоритам користи исте поједине блокове у обради примљеног сигнала као и у случају детектора енергије и статистичке обраде на бази кумуланата и куртозиса. Ти блокови и карактеристични сигнали приказани на слици 30 имају исто значење и међусобне исте релације, које су већ описане у поглављима 5 и 6, па на овом месту неће бити поново описивани.

Предложени интегрални алгоритам се разликује од досада описаних алгоритама у делу тест статистике. Наиме, код предложеног интегралног алгоритма постоји комуникација између две различите тест статистике, односно врши се интерна размена релевантних информација за процес анализе спектра, којима се координишу те различите тест статистике према неким дефинисаним правилима. Овакав тип анализе спектра представља неку врсту интерне кооперативне анализе спектра.

31. Блок дијаграм тест статистике оваквог предложеног система приказан је на слици



Слика 31: Блок дијаграм тест статистике интегралног алгоритма анализе спектра у когнитивном радију, *fast/fine sensing*.

Са слике 31, може се извести закључак како се и када применом предложеног интегралног алгоритма тестирају хипотезе о присуству приманих корисника, H_1 и одсуству истих, H_0 , односно који је логички ток у тест статистици на којем се базира предложени интегрални алгоритам. Укратко, први корак је спровођење грубе анализа спектра. Након естимирања вредности варијансе шума и варијансе примарног корисника, испитује се да ли тежински коефицијент α задовољава услов (58) у поглављу 5. Уколико је услов (58) задовољен, прелази се на тестирање хипотеза

применом детектора енергије. Надаље, ако је енергија примљеног сигнала већа од оптималне вредности прага, израчунате применом (59), декларише се хипотеза H_1 , тј. детектован је сигнал приманог корисника. Ово представља *fast sensing* део интегралног алгоритма анализе спектра. Међутим, уколико није испуњен услов (58), активирају се алгоритми на бази статистичке обраде примљеног сигнала за тестирање бинарних хипотеза, и то представља *fine sensing* део интегралног алгоритма анализе спектра. Такође, и у случају када је испуњен услов (58) за коришћење детектора енергије, уколико се по том критеријум испостави да је декларисана хипотеза да није детектован сигнал примарног корисника, H_0 , у циљу повећања поузданости, извршиће се додатна провера применом алгоритама на бази статистичке обраде да ли је та претпоставка тачна. На тај начин се поспешује поузданост детекције, јер се врши двострука контрола хипотезе да је спектар слободан, H_0 . Хипотеза да је детектован примарни сигнал, H_1 , не подлеже додатној контроли, како се не пролонгирало време доношење одлуке, односно акценат се ставља на поузданост детекције примарних сигнала и превенцију појаве интерференције ка примарним корисницима.

Предложени интегрални алгоритам за анализу спектра у когнитивном радију на бази комбинације детектора енергије и статистичке обраде примљеног сигнала се може формулисати на следећи начин.

Алгоритам 9: Алгоритам за анализу спектра у когнитивном радију на бази комбинације детектора енергије и статистичке обраде примљеног сигнала

1. Израчунавање средње енергије детектованог сигнала користећи (3) у поглављу 4.1.
2. Естимација варијансе шума користећи алгоритам за естимацију шума (поглавље 4.4), применом (44).
3. Естимација варијансе сигнала примарног корисника користећи (47) у поглављу 5;
4. Верификација услова (58) у поглављу 5;
 - 5а. Ако је испуњен услов (58), израчунавање оптималног прага детекције користећи (59) у поглављу 5; Извршавање тест статистике, користећи (6) у поглављу 4.1. Ако је на основу тога, декларисана хипотеза H_0 , прелазак на статистичку обраду сигнала у тачки 7 алгоритма. Ако је декларисана хипотеза H_1 , прелазак на тачку 12 алгоритма, коначна одлука је да је испитивани спектар заузет.
 - 5б. Ако није испуњен услов (58), прелазак на статистичку обраду сигнала у тачки 7.

6. Естимација вредности кумуланата четвртог и шестог реда примљеног сигнала применом (72) и (74) у поглављу 5, респективно. Нормализација естимираних вредности куртозиса примљеног сигнала помоћу (76) у поглављу 6.

7. Естимација коефицијената канала применом (90). Израчунавање стандардне девијације грешке (SEK) применом (78). Нормализација естимираних вредности кумуланата сигнала примарног корисника коришћењем (82), (83), (84) и (85).

8. Тестирање бинарних хипотеза применом тест статистика на бази израчунатих вредности из тачке 7 алгоритма. Проглашавање важећих хипотеза H_0 / H_1 за сваку тест статистику понаособ.

9. Конверзија проглашених хипотеза у одговарајуће улазе за комбинационо коло - $C_{in1}, C_{in2}, C_{in3}$.

10. Израчунавање логичке вредности на излазу из комбинационог кола C_{out} .

11. Конвертовање израчунате вредности у тачки 10 алгоритма у одговарајућу хипотезу H_0 / H_1 .

12. Доношење коначне одлуке о заузетости радио спектра.

7.1 Евалуација перформанси предложеног интегралног алгоритма

За евалуацију перформанси предложеног интегралног алгоритма, у циљу конзистентности, разматраће се исто радио окружење, које је детаљно описано у поглављу 6.7. Укратко, то је радио окружење у којем примарни корисници емитују сигнале $x(n)$ у форми низа, дужине N , $n=1,2,\dots,N$. Чланови низа су комплексни M-QAM симболи, где M узима вредности из скупа $\{4, 16, 64\}$ са подједнаком вероватноћом. Који тип модулационе технике користи примарни корисник за пренос података није познато когнитивном пријемнику. Примљени сигнал није верна копија емитованог сигнала, већ је значајно деградиран утицајем комуникационог канала, моделованог као *Rayleigh*-ев фединг канал у форми филтра коначног импулсног одзива, непознатих коефицијената импулсног одзива [138], [158], и шума, моделованог као AWGN. С обзиром на то да је предложени систем за анализу спектра комбинација претходно анализираних алгоритама, нису му унапред познати релевантни параметри потребни за сам процес анализе спектра, већ се такође естимирају адекватном одбрадом одбирака примљеног сигнала.

Предложени интегрални алгоритам тестиран је путем рачунарских симулација кроз 1000 изведених Монте-Карло експеримента у програмском окружењу MATLAB [28]. Дужина емитованог низа износи $N=10000$ симбола, од којих CR користи за

анализу спектра $N_{cr} = 8000$, што уствари представља интервал анализе спектра, T_{sense} . За задату вредност N_{cr} , параметар $SEK = 0.054$. Користе се исте вредности параметара за спровођење алгоритма за естимацију шума (алгоритам 2) и те вредности износе $p = 2, q = 78$ [20], док је вредност за тежински коефицијент постављена као $\alpha = 0.2$.

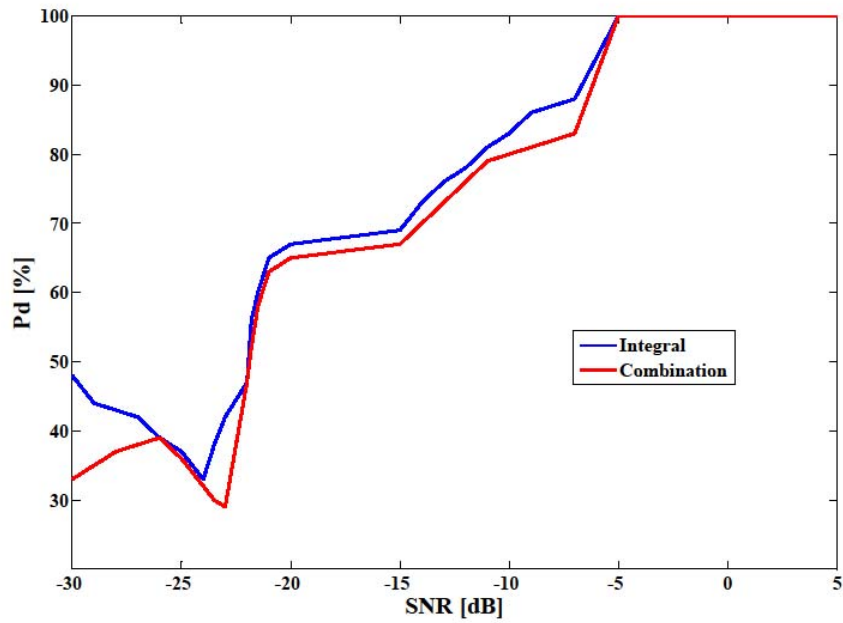
Метрика за евалуацију перформанси је вредност вероватноће успешне детекције сигнала примарног корисника, P_d . За сваки Монте-Карло експеримент, примарни корисник шаље низ комплексних симбола, па се мери колико је процентуално пута од укупног броја експеримента, CR на бази примене предложеног интегралног алгоритма, класификовао тај примљени сигнал као сигнал примарног корисника. Симулације су обављене за два типа комуникационог канала – канал са AWGN и канал са вишеструком пропагацијом непознатог импулсног одзива и AWGN. У поглављу 6.7 показано је да најбоље перформансе у смислу вероватноће успешности детекције примарног сигнала, P_d , има алгоритам који користи комбинацију тест статистика на бази одређивања нормализованих вредности кумуланата четвртог и шестог реда и куртозиса. Имајући то у виду, у овом поглављу је извршена компарација перформанси предложеног интегралног алгоритма и алгоритма на бази комбинација тест статистика, како би се јасно показало да су овим предложеним интегралним алгоритмом перформансе додатно унапређене. Перформансе алгоритма на бази детектора енергије са оптималним прагом пријема који се одређује решавањем у затвореној форми, у смислу вероватноће успешне детекције, P_d , нису приказиване посебно јер алгоритам 3 има услове који морају да се задовоље да би се обавио процес анализе спектра, односно процес анализе спектра се не извршава у свакој Монте-Карло симулацији. Стога, такав алгоритам није коректно поредити са оним алгоритмима који ће увек бити извршени. Интегрални алгоритам, као комбинација алгоритма на бази описаног специфичног детектора енергије и алгоритма на бази статистичке обраде сигнала, има унапређене перформансе у односу на алгоритам на бази статистичке обраде сигнала. Према томе, уместо да когнитивни радио користи предложене алгоритме у режиму главни (алгоритам на бази детектора енергије) и алтернативни (алгоритми на бази статистичке обраде сигнала), предлаже се примена интегралног алгоритма, којим се експлоатишу све предности тих алгоритма. Међусобном кооперацијом предложених алгоритма у оквиру интегралног алгоритма (интерна кооперативна анализа спектра) и формирањем јединствених критеријума за одлучивање, додатно се унапређују перформансе анализе спектра.

Вероватноће успешне детекције, P_d различито модулисаних сигнала примарних корисника у каналу са AWGN приказане су на сликама 32, 33 и 34, и то за QPSK, 16-QAM и 64-QAM PU сигнале, респективно. Вероватноће успешне детекције, P_d различито модулисаних сигнала примарних корисника (QPSK, 16-QAM, 64-QAM) у реалном комуникационом каналу непознатог импулсног одзива приказане су на сликама 35, 36 и 37, респективно. На сликама 32-37, ознаке "Integral" и "Combination"

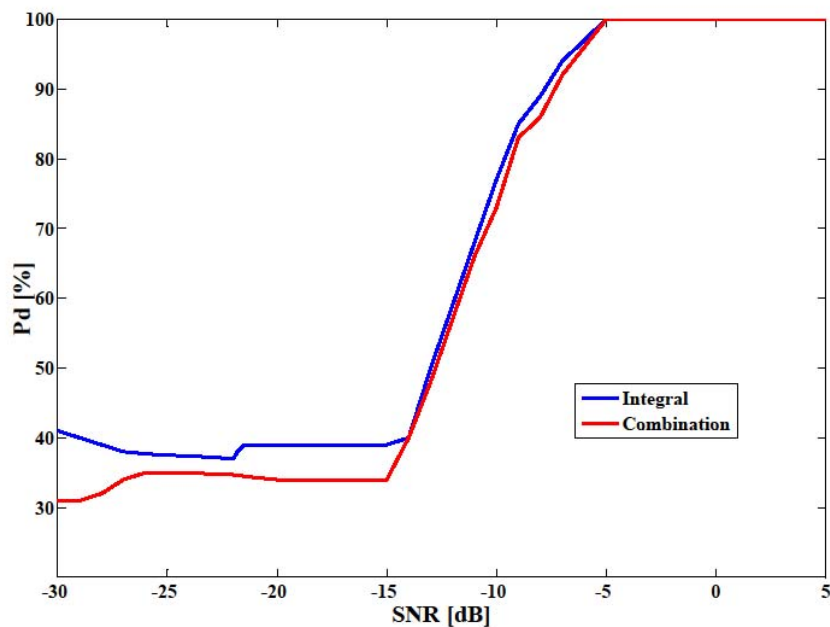
јасно се односе на интегрални алгоритам и алгоритам на бази комбинације статистичких тестова, респективно.

Са слика 32–37, евидентно је да примена интегралног алгоритма резултује бољим перформансама у односу на предложени алгоритам који се базира на комбинацији тест статистика. Код когнитивног радија на бази комбинације детектора енергије са аналитичким одређивањем оптималног прага детекције и алгоритама на бази статистичке обраде сигнала у јединствени интегрални алгоритам, додатно се побољшавају резултати поузданости анализе спектра. Унапређења у апроксимативном износу од пар процената су видљива у зонама са мањим вредностима параметра SNR ($SNR < -5 \text{ dB}$). То се односи на сваки испитивани тип модулационе технике који користе примарни корисници, у оба типа комуникационог канала. На тај начин, промовисан је интегрални алгоритам који има следеће карактеристике:

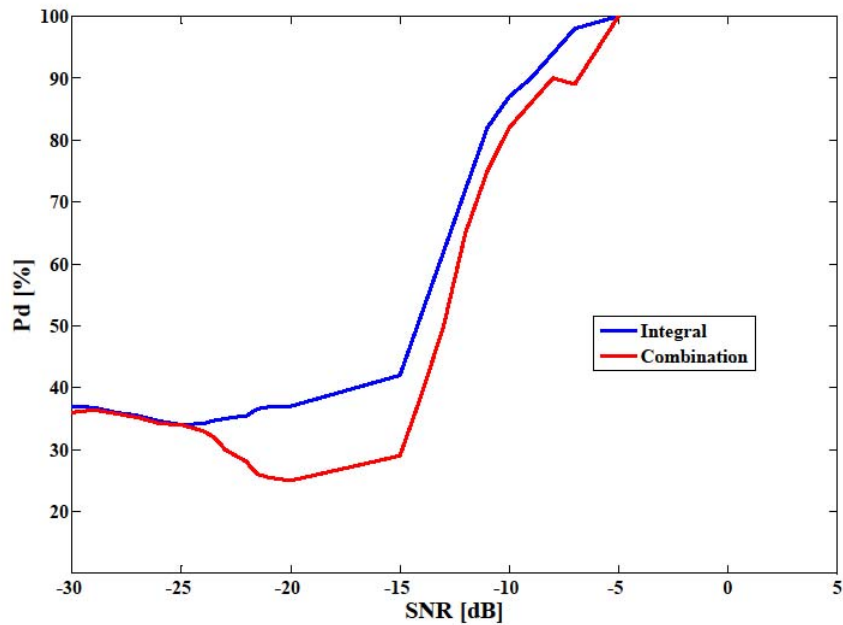
- Временска ефикасност и оптимизован поступак (оптимална вредност прага детекције у детектору енергије се израчунава и динамички подешава у форми затвореног решења). Чак и у случају када се захтева примена статистичке обраде и додатна провера и испитивање тачности хипотеза, односно када нису испуњени услови за коришћење детектора енергије, извесно пролонгирање времена анализе спектра резултира повећањем поузданости анализе спектра.
- Поузданији је у односу на све предложене алгоритме (алгоритми на бази детектора енергије и на бази различитих статистичких обрада примљеног сигнала) у смислу постигнутих резултата за вероватноћу успешне детекције, P_d , у целом испитиваном опсегу вредности параметра SNR , за све анализиране типове модулационих техника и за све тестиране типове комуникационог канала. Унапређење поузданости је постигнуто захваљујући инкорпорацији алгоритама и успостављањем јединственог критеријума.
- Поступак анализе спектра има извешан исход, биће увек спроведен у коначном броју корака, одлука о заузетости спектра биће донета са великом поузданошћу, чак и за лоше радио услове.
- Једноставност имплементације, с обзиром да компоненте интегралног алгоритма одликују једноставни захтеви реализације и прихватљива нумеричка комплексност.
- Не захтева а priori информације о примарним корисницима, већ се манипулацијом одбирака примљеног сигнала долази до свих релевантних података неопходних за спровођење поступка анализе спектра.
- Велики потенцијал за практичну експлоатацију и примену, зависно од конструкторских захтева и приоритета.



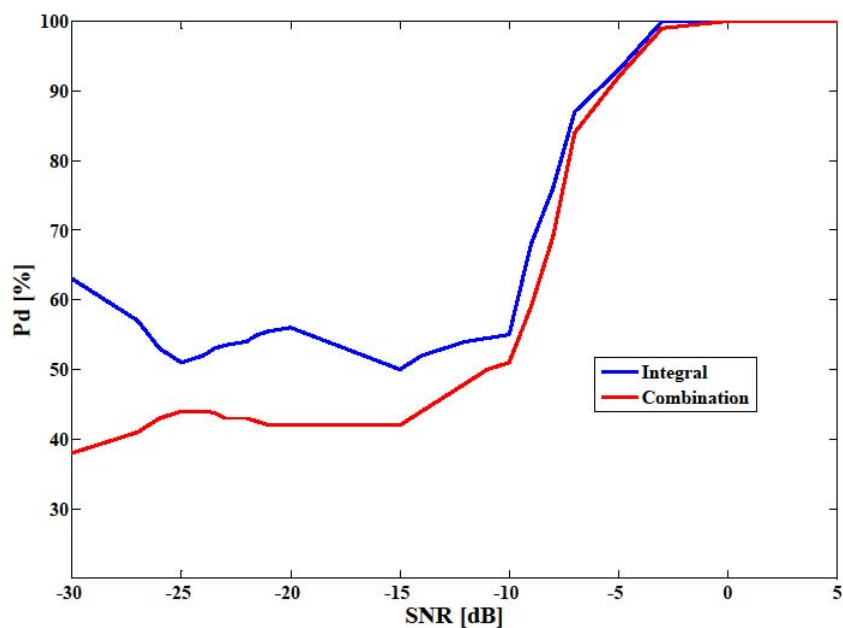
Слика 32: Перформансе алгоритама за анализу спектра у каналу са *AWGN* и за *QPSK* модулисана *PU* сигнале.



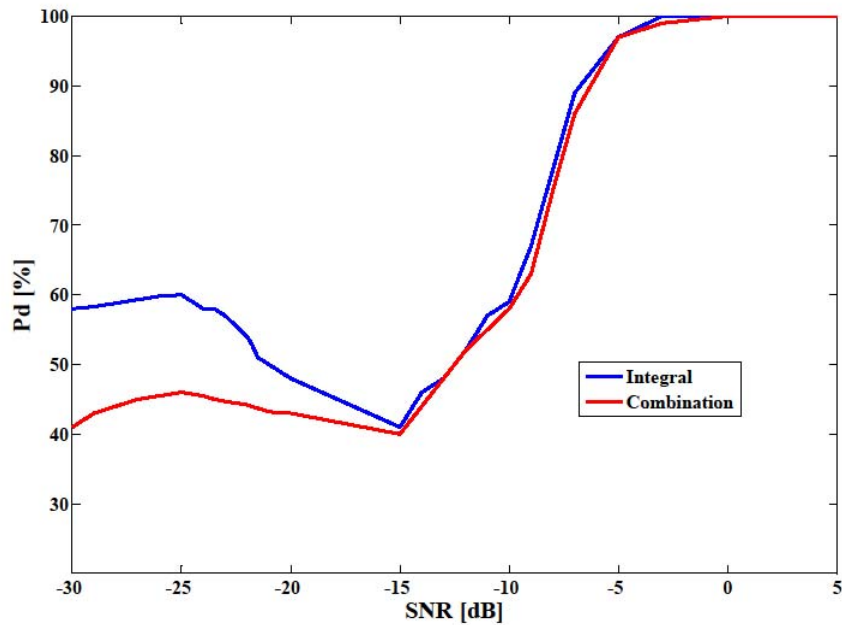
Слика 33: Перформансе алгоритама за анализу спектра у каналу са *AWGN* и за *16-QAM* модулисана *PU* сигнале.



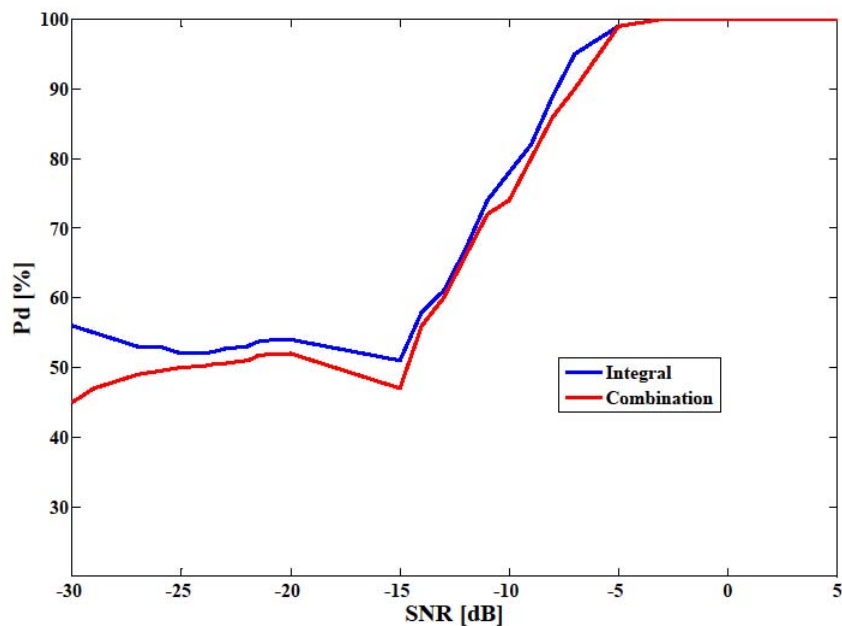
Слика 34: Перформансе алгоритама за анализу спектра у каналу са *AWGN* и за 64-QAM модулисане PU сигнале.



Слика 35: Перформансе алгоритама за анализу спектра у каналу са вишеструком пропагацијом непознатог импулсног одзива и *AWGN*, и за QPSK модулисане PU сигнале.



Слика 36: Перформансе алгоритама за анализу спектра у каналу са вишеструком пропагацијом непознатог импулсног одзива и AWGN, и за 16-QAM модулисане PU сигнале.



Слика 37: Перформансе алгоритама за анализу спектра у каналу са вишеструком пропагацијом непознатог импулсног одзива и AWGN, и за 64-QAM модулисане PU сигнале.

8. Закључак

Савременици смо интензивног развоја телекомуникација у свим својим сферама, а нарочито радио комуникација. Рапидан пораст броја корисника (уређаја) бежичних мрежа, апликација и сервиса са сталним захтевима за све већим брзинама преноса података, истиче проблем ограничених радио ресурса и расподеле фреквенцијског спектра. Имајући у виду актуелан степен развоја радио система и тенденције будућих праваца развоја, евидентно је да принцип фиксне алокације радио спектра са лиценцираним корисницима не може да одговори тим изазовима. Такође, спроведена истраживања су потврдила мали степен искоришћености додељених фреквенцијских ресурса. Узимајући у обзир све ове факторе, неминовно је увођење иновативних технологија за ефикаснији начин експлоатације радио спектра (и лиценцираног и нелиценцираног) и за омогућавање динамичког приступа истом.

Когнитивни радио представља технологију за динамичко управљање спектром, односно за опортунистички приступ лиценцираном спектру од стране нелиценцираних корисника под унапред дефинисаним условима и ограничењима. Когнитивни радио је интелигентни радио систем који је "свестан" свог радио окружења, учи из њега и подешава интерна стања сопствених трансмисионих параметара у реалном времену у складу са статистичким варијацијама у свом окружењу. Мандаторни захтев за когнитивни радио, као секундарног корисника, је да својим присуством не сме да генерише значајнију интерференцију ка примарним корисницима. Зато је функција анализе спектра од есенцијалног значаја за когнитивни радио.

Међу бројним техникама анализе спектра које се могу наћи у литератури, због своје једноставности имплементације, нумеричке сложености на ниском нивоу, некохерентности, универзалности, у првом делу докторске тезе проучаван је когнитивни радио на бази детектора енергије. Највећи утицај на перформансе детектора енергије има одређивање прага детекције. С обзиром на претензије когнитивног радија на динамички приступ спектру, праг детекције мора динамички да се подешава у складу са променама у свом радио окружењу, и то у реалном времену. Зато је временска ефикасност параметар од изузетног значаја у процесу анализе спектра и са директним утицајем на спектралну ефикасност, али и на поузданост детекције.

У оквиру ове докторске дисертације предложено је решење за унапређење временске ефикасности процеса анализе спектра, уз висок ниво поузданости детекције сигнала примарних корисника, што је потврђено кроз рачунарске симулације. Наиме, предложен је оптимизован поступак за анализу спектра у когнитивном радију на бази детектора енергије. Оптимални праг детекције у предложеном алгоритму се одређује и динамички подешава решавањем у затвореној форми (*closed-form*). Предложени алгоритам не захтева а priori информације о свом радио окружењу, већ се до свих релевантних параметара неопходних за функционисање алгоритма долази естимацијом на основу одбирака примљеног сигнала. Предложени алгоритам, који функционише "на слепо", даје универзални карактер решењу што води повећању експлоатационих могућности у пракси. Допринос у односу на, у литератури често присутне, алгоритме за

одређивање прага детекције применом итеративног поступка, је пре свега временска ефикасност поступка анализе спектра. До решења, односно оптималног прага детекције, ће се увек доћи у коначном броју корака, нумеричка комплексност је прихватљива, ред алгоритма је $O(N)$ (где N представља број одбирака примљеног сигнала који се користи за анализу спектра), што самим тим имплицира једноставност имплементације.

Предложено решење у затвореној форми омогућава оптималне перформансе детектора енергије у смислу минималне вредности укупне грешке анализе спектра. У зависности од корисничких захтева и дефинисаних приоритета дизајна когнитивног радија исказаних кроз тзв. тежински коефицијент, односно скалирану суму вероватноћа лажног аларма и пропуштене детекције у укупној грешци анализе спектра, дефинисани су услови за валидност предложеног решења у затвореној форми. За случај када ти услови, који репрезентују предефинисане пројектне захтеве, нису испуњени, неопходно је модификовати те захтеве или паузирати процес анализе спектра, па у следећој итерацији поновна активација процеса са истим захтевима. Обе солуције уносе додатно кашњење у процес анализе спектра, што редукује временску ефикасност поступка. Како не би долазило до деградације параметра временске ефикасности, као решење у том случају предложена је примена алтернативних алгоритама анализе спектра.

Предложени алтернативни алгоритми на бази статистичке обраде сигнала, који су описани и анализирани у другом делу докторске дисертације, користе исте одбирке примљеног сигнала и неке од већ естимираних параметара (варијанса шума). Тиме се поспешује временска ефикасност процеса анализе спектра, обезбеђује несметано одвијање процеса док се не стекну услови за поновно коришћење примарно предложеног, оптимизованог поступка анализе спектра. Као један од главних недостатака детектора енергије, иначе најпопуларније технике за анализу спектра, апострофирана је немогућност диференцијације између сигнала и шума, односно сигнала међусобно (корисни сигнал од интерференције). Предложеном анализом спектра на бази статистичке обраде примљеног сигнала и експлоатацијом специфичности тих статистичких параметара даје се допринос унапређењу квалитета анализе спектра у когнитивном радију. Манипулацијом над одбрицима примљеног сигнала долази се до корисних информација за анализу спектра, али и за евентуалну класификацију сигнала. То уноси додатну вредност у процес анализе спектра, пружа могућност детаљније процене радио окружења и правилне (ре)конфигурације радних параметара когнитивног радија.

Предложени алгоритми на бази статистичке обраде сигнале се заснивају на одређивању нормализованих вредности кумуланата четвртог и шестог реда, као и куртозиса. Изведене симулације у идеалним и реалистичним пропагационим условима потврдиле су велику поузданост алгоритама у смислу вероватноће успешне детекције, чак и у неповољним радио условима. То представља врло важан аспект ових алгоритама, јер су способни да на основу естимираних информација о шуми и параметрима комуникационог канала квалитетно одговоре на захтевне и изазовне

оперативне услове. Перформансе предложених алгоритама су чак и додатно унапређене развијеним хибридниим алгоритмом којим се комбинују поменути статистички елементи у јединственој тест статистику. Тиме се поузданост анализе спектра подиже на још виши ниво, односно применом алгоритма са комбинованом тест статистиком постижу се бољи резултати детекције примарних корисника у поређењу са независним функционисањем сваког од предложених алгоритама. Поузданост анализе спектра има највећи утицај на избегавање појаве интерференције ка примарним корисницима, што је од есенцијалне важности за когнитивни радио. Зато је свако предложено решење које доприноси унапређењу поузданости анализе спектра, уједно допринос и генералном унапређењу когнитивног радија.

На крају, предложен је интегрални алгоритам којим се обједињују алгоритми на бази детектора енергије са одређивањем и динамичким подешавањем оптималног прага детекције у затвореној форми и на бази статистичке обраде примљеног сигнала. Интегрални алгоритам анализе спектра се извршава у два корака, односно то представља својеврстан алгоритам брзе (*fast*) и fine (*fine*) анализе спектра. Инкорпорацијом поменутих алгоритама у јединствени алгоритам пресликавају се све добре карактеристике саставних алгоритама, попут оптимизованог аналитичког поступка анализе спектра, временске ефикасности анализе спектра, могућности диференцијације и класификације сигнала, садржајније евалуације сопственог радио окружења и правилног (ре)конфигурисања радних параметера и сл. Додатно, унапређује се поузданост анализе спектра у односу на самосталну примену сваког од алгоритама, што је верификовано кроз изведене рачунарске симулације за идеалне и реалистичне комуникационе канале. Цена која се плаћа за унапређене перформанси анализе спектра је незнатно пролонгирање времена доношења одлуке (анализа спектра врши се у две фазе, брза и фина анализа).

Све предложене алгоритме карактерише једноставност имплементације, математички апарат који стоји иза њих није сложен, нумеричка комплексност и ред алгоритма су прихватљиви, број аритметичких операција је сведен, па су самим тим и редуковани трошкови реализације и сл. На то би требало додати да сви алгоритми функционишу "на слепо" и не захтевају прецизне информације о свом радио окружењу, већ се сви релевантни параметри естимирају само на основу вредности одбирака примљеног сигнала. Такође, естимација варијансе шума, као и осталих параметара који су предмет естимације, врши се у сваком тренутку када су нови одбирци примљеног сигнала доступни на когнитивном пријемнику (то су такозвани *online* алгоритми). Специфичност тих *online* алгоритма коришћених у овој докторској тези, је што се за процес естимације користе исти одбирци пошумљеног детектованог сигнала који се користе и за процесирање у сврхе анализе спектра. На тај начин, поспешује се временска ефикасност процеса анализе спектра, јер се паралелно одвијају поступци естимације параметара и остали кораци неопходни за функционисање процеса анализе спектра.

Услед једноставности имплементације и универзалног карактера понуђених решења, предложени алгоритми атрактивни су за евентуалну практичну реализацију. С обзиром да је технологија когнитивног радија у фази развоја и нестандардизована, очекује се да резултати добијени у оквиру израде докторске дисертације могу наћи примену у пројектовању оваквих система, чија се експанзија тек очекује. Управо из тог разлога, једноставност имплементације био је један од главних критеријума за одабир алгоритама који су били предмет вишегодишњег истраживања у оквиру ове докторске дисертације.

Литература

- [1] M. Simić, *Kognitivni radio sistemi*. Lectures, 2018.
- [2] S. Tadić i M. L. Dukić, “Principi tehnologije kognitivnog radija,” *Telekomunikacije*, no. 1, pp. 17-27. 2008.
- [3] P. Kolodzy, “Spectrum Policy Task Force Report,” ET Docket, no. 02-135, Nov. 2002.
- [4] P. Kolodzy, “Communications policy and spectrum management,” in *Cognitive Radio Technology*, 2nd ed., B. Fette, Ed. Academic Press, 2009, ch.2
- [5] Federal Communications Commission, “Notice of proposed rule making and order: Facilitating opportunities for flexible, efficient, and reliable spectrum use employing cognitive radio technologies,” ET Docket No. 03-108, Feb. 2005.
- [6] D. Čabrić, M. Mishra, D. Willkomm, R. Brodersen and A. Wolisz, “A Cognitive Radio Approach for Usage of Virtual Unlicensed Spectrum,” in *14th IST Mobile and Wireless Communications Summit*, Dresden, Germany, June 2005.
- [7] P. Kolodzy et al., “Next generation communications: Kickoff meeting,” in *Proc. DARPA*, Oct. 2001.
- [8] S. Haykin, “Cognitive radio brain-empowered wireless communications,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 23, no. 2, pp. 201-220, 2005.
- [9] J. Mitola and G. Q. Jr. Maquire, “Cognitive Radio: making software radios more personal,” *IEEE Personal Communicatoons*, vol. 6, no. 4, pp. 13-18, 1999.
- [10] I. F. Akyildiz, W. Y. Lee, M. Vuran and S. Mohanti, “Next generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey,” *Computer Network Journal*, vol. 50, no. 13, pp. 2127-2159, 2006.
- [11] T. Yucek and H. Arslan, “A Survey of Spectrum Sensing Algorithms for Cognitive Radio Applications,” *IEEE Communications surveys& tutorials*, vol. 11, no. 1, pp. 116-130, 2009.
- [12] Federal Communications Commission, “Notice of proposed rule making: Unlicensed operation in the TV broadcast bands,” ET Docket No. 04-186 (FCC 04-113), May 2004.
- [13] M. Marcus, “Unlicensed cognitive sharing of TV spectrum: the controversy at the federal communications commission,” *IEEE Commun Mag.*, vol. 43, no. 5, pp. 24–25, 2005.
- [14] Y. Zhao, L. Morales, J. Gaeddert, K. K. Bae, J. S. Um and J. H. Reed, “Applying radio environment maps to cognitive wireless regional area networks,” in *Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, Dublin, Ireland, Apr. 2007, pp. 115–118.

- [15] D. Cabric, A. Tkachenko and R. W. Brodersen, “Experimental study of spectrum sensing based on energy detection and network cooperation,” in *Proc. of the 1st Inter. workshop on TAPAS*, Boston, USA, Aug. 2006.
- [16] D. Cabric, A. Tkachenko and R. Brodersen, “Spectrum sensing measurements of pilot, energy, and collaborative detection,” in *Proc. IEEE Military Commun. Conf.*, Washington, D.C., USA, Oct. 2006, pp. 1–7.
- [17] H. Ketterer, F. Jondral and A. H. Costa, “Classification of modulation schemes using time-frequency methods,” in *Proc. ICASSP’99*, vol. 5, Phoenix, USA, May 1999, pp. 2471–2474.
- [18] J. A. Cadzow, “Spectral estimation: An overdetermined rational model equation approach,” in *Proc. IEEE*, vol. 70, no. 9, pp. 907–939, 1982.
- [19] K. K. Paliwal, “Estimation of noise variance from the noisy AR signal and its application in speech enhancement,” in *Proc. of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP ’87)*, Dallas, USA, 1987, pp. 297–300.
- [20] D. R. Joshi, D. C. Popescu and O. A. Dobre, “Gradient-based threshold adaptation for energy detector in cognitive radio systems,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 15, no. 1, pp. 19–21, 2011.
- [21] R. Bozovic, M. Simic, P. Pejovic and M. L. Dukic, “The analysis of closed-form solution for energy detector dynamic threshold adaptation in cognitive radio,” *Radioengineering*, vol. 26, no. 4, pp. 1104-1109, 2017.
- [22] V. D. Orlic and M. L. Dukic, “Automatic modulation classification algorithm using higher-order cumulants under real-world channel conditions,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 13, no. 12, pp. 917 – 919, 2009.
- [23] V. D. Orlic and M. L. Dukic, “Multipath channel estimation algorithm for automatic modulation classification using sixth-order cumulants,” *Electronics Letters*, vol. 46, no. 19, pp. 1348-1349, 2010.
- [24] R. Božović, V. D. Orlić and M. L. Dukić, “Automatic classification modulation based on sixth order cumulants of various structures,” in *Proc. of 19th Telecommunication Forum (TELFOR)*, Belgrade, Serbia, Nov. 2011, pp. 477-480.
- [25] R. Bozovic and M. Simic, “Spectrum sensing in cognitive radio based on sixth order cumulants of various structures,” in *Proc. of 5th IcETRAN*, Palic, Serbia, Jun. 2018, pp. 1225-1229.
- [26] E. Ollila and V. Koivunen, “Adjusting the generalized likelihood ratio test of circularity robust to non-normality,” in *IEEE Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC) Workshop*, Perugia, Italia, 2009, pp. 21-24.

- [27] S. Javidi, D. P. Mandic, C. C. Took and A. Cichoki, “Kurtosis based blind source extraction of complex non-circular signals with applications in EEG artifact removal in real-time,” *Frontiers in neuroscience*, vol. 5, pp. 1-18, 2011.
- [28] H. Harada and R. Prasad, *Simulation and software radio for mobile communications*. Norwood, USA: Artech house, 2002.
- [29] Euro. Mobile Industry Observatory, GSMA, Nov. 2011.
- [30] C. X. Wang, F. Haider, X. Gao, X. H. You, Y. Yang, D. Yuan et al., “Cellular Architecture and Key Technologies for 5G Wireless Communication Networks,” *IEEE Commun. Magazine*, vol. 52, no. 2, pp. 122-130, 2014.
- [31] WWRF, L. Sorensen and K. E. Skouby, “User Scenarios 2020,” report, July 2009, [Online]. Available: <http://www.wireless-worldresearch.org>.
- [32] ICT-317669 METIS project, “Updated scenarios, requirements and KPIs for 5G mobile and wireless system with recommendations for future investigations,” Deliverable D1.5, April 2015, [Online]. Available: https://www.metis2020.com/wpcontent/uploads/deliverables/METIS_D1.5_v1.pdf
- [33] Ericsson, Ericsson Mobility Report, November 2015. [Online]. Available: <http://www.ericsson.com/res/docs/2015/mobility-report/ericsson-mobility-report-nov2015.pdf>
- [34] ITU, Spectrum management, [Online]. Available: <https://www.itu.int/rec/R-REC-SM/en>
- [35] F. Haider et al., “Spectral Efficiency Analysis of Mobile Femtocell Based Cellular Systems,” in *Proc. IEEE ICCT '11*, Jinan, China, Sept. 2011, pp. 347–51.
- [36] M. D. Renzo et al., “Spatial Modulation for Generalized MIMO: Challenges, Opportunities, and Implementation,” in *Proc. IEEE*, vol. 102, no. 1, pp. 56–103, 2014.
- [37] F. Rusek et al., “Scaling Up MIMO: Opportunities and Challenges with Very Large Arrays,” *IEEE Sig. Proc. Mag.*, vol. 30, no. 1, pp. 40–60, 2013.
- [38] E. G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson and T. L. Marzetta, “Massive MIMO for next generation wireless systems,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 2, pp. 186–195, 2013.
- [39] NTIA, [Online]. Available: https://www.ntia.doc.gov/files/ntia/publications/january_2016_spectrum_wall_chart.pdf
- [40] V. Valenta, R. Marsalek, G. Baudoin, M. Villegas, M. Suarez, et. al., „Survey on spectrum utilization in Europe: Measurements, Analyses and Observations,“ in *5th International ICST on Cognitive Radio oriented wireless networks and communications*, Cannes, France, Jun. 2010.
- [41] SSC, Shared Spectrum Company, [Online]. Available: www.sharespectrum.com

- [42] M. McHenry, "XG Dynamic Spectrum Access Field Test Results," *IEEE Comm. Magazine*, vol. 45, no. 6, pp. 51-57, 2007.
- [43] W. Krenik, A. M. Wyglinsky and L. Doyle, "Cognitive radios for dynamic spectrum access," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 45, no. 5, pp. 64–65, 2007.
- [44] G. Staple and K. Werbach, "The end of spectrum scarcity [spectrum allocation and utilization]," *IEEE Spectrum*, vol. 41, no. 3, pp. 48-52, 2004.
- [45] J. Mitola, "Cognitive radio an integrated agent architecture for software defined radio," Ph. D. dissertation, KTH Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, 2000.
- [46] D. Cabric, "Cognitive radio: system design perspective," Ph. D. dissertation, University of California, Berkley, USA, 2007,[Online]. Available: <http://digitalassets.lib.berkeley.edu/techreports/ucb/text/EECS2007-156.pdf>
- [47] I. F. Akyildiz, W. Y. Lee, M. C. Vuran and S. Mohanty, "A survey on spectrum management in cognitive radio networks," *IEEE Commun. Magazine*, vol. 46, no. 4, pp. 40-48, 2008.
- [48] F. K. Jondral, "Software-Defined Radio - Basic and Evolution to Cognitive Radio," *EURASIP J. Wireless Commun. and Networking*, 2005:652784, 2005.
- [49] H. Zimmermann, "OSI reference model - The ISO model of architecture for open systems interconnection," *IEEE trans. on commun.*, vol. 28, no. 4, pp. 425-432, 1980.
- [50] A. Mathad and M. Sarvagya, "Cross layer design approaches, schemes and optimization methodologies for cognitive radio networks: a survey," *Quest journals, Journal of electronics and communication engineering research*, vol. 1, no. 4, pp. 15-21, 2013.
- [51] A. Kobravi and M. Shikh-Bahaei, "Cross-layer adaptive ARQ and modulation tradeoffs," in *Proc. of IEEE 18th symposium on personal, indoor and mobile radio communications (PIMRC)*, Athens, Greece, Sep. 2007, pp. 1-5.
- [52] K. Nehra, A. Shadmand and M. Shikh-Bahaei, "Cross-layer design for interference-limited spectrum sharing systems," in *Proc. of IEEE Global telecommunications conference (GLOBECOM)*, Miami, USA, Dec. 2010, pp. 1-5.
- [53] A. Shadmand, K. Nehra and M. Shikh-Bahaei, "Cross-Layer Design in Dynamic Spectrum Sharing Systems," *EURASIP J. Wireless Commun. and Networking*, 2010:458472, 2010.
- [54] Y. Zhang, J. Zheng and H. H. Chen, *Cognitive Radio Networks: Architectures, Protocols, and Standards*, New York, USA: CRC Press, 2010.
- [55] C. J. Rieser, "Biologically Inspired Cognitive Radio Engine Model Utilizing Distributed Genetic Algorithms for Secure and Robust Wireless Communications and Networking," Ph.D. Dissertation, Virginia Tech, Blacksburg, USA, 2004.

- [56] FCC-03-322, “Facilitating Opportunities for Flexible, Efficient, and Reliable Spectrum Use Employing Cognitive Radio Technologies,” ET Docket, No. 03-108, Dec. 2003.
- [57] A. MacKenzie et al., “Cognitive radio and network research at Virginia Tech,” *Proc. of the IEEE*, vol. 97, no. 4, pp. 660-668, 2009.
- [58] H. Urkowitz, “Energy Detection of Unknown Deterministic Signal,” *Proc. IEEE*, vol. 55, no. 4, pp. 523-531, 1967.
- [59] A. Sahai, N. Hoven and R. Tandra, “Some Fundamental Limits on Cognitive Radio,” in *Allerton Conference on Communications, Control and Computing*, Monticello, Italy, Oct. 2004, pp. 1662-1671.
- [60] D. Cabric, S. M. Mishra and R. W. Brodersen, “Implementation Issues in Spectrum Sensing,” in *Proc. of Asilomar Conference on Signal, Systems and Computers*, Pacific Grove, USA, vol.1, Nov. 2004, pp. 772-776.
- [61] R. Matheson, “The electrospace model as a frequency management tool,” in *Int. Symposium On Advanced Radio Technologies*, Boulder, USA, 2003, pp. 126–132.
- [62] G. Vardoulas, J. Faroughi-Esfahani, G. Clemo and R. Haines, “Blind radio access technology discovery and monitoring for software defined radio communication systems: problems and techniques,” in *Proc. Int. Conf. 3G Mobile Communication Technologies*, London, UK, Mar. 2001, pp. 306–310.
- [63] S. Shankar, C. Cordeiro and K. Challapali, “Spectrum agile radios: utilization and sensing architectures,” in *Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, Baltimore, USA, Nov. 2005, pp. 160–169.
- [64] Q. Zhao, S. Geirhofer, L. Tong and B. M. Sadler, “Optimal dynamic spectrum access via periodic channel sensing,” in *Proc. IEEE Wireless Commun. and Networking Conf.*, Hong Kong, Mar. 2007, pp. 33–37.
- [65] P. Wang, L. Xiao, S. Zhou and J. Wang, “Optimization of detection time for channel efficiency in cognitive radio systems,” in *Proc. IEEE Wireless Commun. and Networking Conf.*, Hong Kong, Mar. 2007, pp. 111–115.
- [66] E. Blossom, “GNU radio: tools for exploring the radio frequency spectrum,” *Linux Journal*, vol. 2004, no. 122, Jun. 2004.
- [67] M. Ettus, “Universal software radio peripheral.” [Online]. Available: www.ettus.com
- [68] M. McHenry, E. Livsics, T. Nguyen and N. Majumdar, “XG dynamic spectrum sharing field test results,” in *Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, Dublin, Ireland, Apr. 2007, pp. 676–684.

- [69] E. Visotsky, S. Kuffner and R. Peterson, "On collaborative detection of TV transmissions in support of dynamic spectrum sharing," in *Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, Baltimore, USA, Nov. 2005, pp. 338–345.
- [70] Y. Yuan et al., "KNOWS: Cognitive radio networks overwrite spaces," in *Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, Dublin, Ireland, Apr. 2007, pp. 416–427.
- [71] P. Pawełczak, G. J. Janssen and R. V. Prasad, "Performance measures of dynamic spectrum access networks," in *Proc. IEEE Global Telecomm. Conf. (Globecom)*, San Francisco, California, USA, Nov. 2006.
- [72] H. Tang, "Some physical layer issues of wide-band cognitive radio systems," in *Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, Baltimore, Maryland, USA, Nov. 2005, pp. 151–159.
- [73] T. Yucek and H. Arslan, "Spectrum characterization for opportunistic cognitive radio systems," in *Proc. IEEE Military Commun. Conf.*, Washington, USA, Oct. 2006, pp. 1–6.
- [74] J. G. Proakis, *Digital Communications*. 4th ed. Columbus, USA: McGraw-Hill, 2001.
- [75] R. Tandra and A. Sahai, "Fundamental limits on detection in low SNR under noise uncertainty," in *Proc. IEEE Int. Conf. Wireless Networks Commun. and Mobile Computing*, vol. 1, Maui, HI, June 2005, pp.464–469.
- [76] N. Khambekar, L. Dong and V. Chaudhary, "Utilizing OFDM guard interval for spectrum sensing," in *Proc. IEEE Wireless Commun. and Networking Conf.*, Hong Kong, Mar. 2007, pp. 38–42.
- [77] P. Qihang, Z. Kun, W. Jun and L. Shaoqian, "A distributed spectrum sensing scheme based on credibility and evidence theory in cognitive radio context," in *Proc. IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun.*, Helsinki, Finland, Sept. 2006, pp. 1–5.
- [78] D. Cabric and R. W. Brodersen, "Physical layer design issues unique to cognitive radio systems," in *Proc. IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun.*, vol. 2, Berlin, Germany, Sept. 2005, pp. 759–763.
- [79] A. Fehske, J. Gaeddert and J. Reed, "A new approach to signal classification using spectral correlation and neural networks," in *Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, Baltimore, USA, Nov. 2005, pp. 144–150.
- [80] M. Ghozzi, F. Marx, M. Dohler and J. Palicot, "Cyclostationarity based test for detection of vacant frequency bands," in *Proc. IEEE Int. Conf. Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Commun.(Crowncom)*, Mykonos Island, Greece, Jun. 2006, pp. 1-5.

- [81] N. Han, S. H. Shon, J. H. Chung and J. M. Kim, "Spectral correlation based signal detection method for spectrum sensing in IEEE 802.22 WRAN systems," in *Proc. IEEE Int. Conf. Advanced Communication Technology*, Phoenix Park, South Korea, vol. 3, Feb. 2006.
- [82] J. Lunden, V. Koivunen, A. Huttunen and H. V. Poor, "Spectrum sensing in cognitive radios based on multiple cyclic frequencies," in *Proc. IEEE Int. Conf. Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Commun. (Crowncom)*, Orlando, USA, Aug. 2007.
- [83] K. Maeda, A. Benjebbour, T. Asai, T. Furuno and T. Ohya, "Recognition among OFDM-based systems utilizing cyclostationarity-inducing transmission," in *Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, Dublin, Ireland, Apr. 2007, pp. 516–523.
- [84] P. D. Sutton, K. E. Nolan and L. E. Doyle, "Cyclostationary signatures for rendezvous in OFDM-based dynamic spectrum access networks," in *Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, Dublin, Ireland, Apr. 2007, pp. 220–231.
- [85] P. D. Sutton, J. Lotze, K. E. Nolan and L. E. Doyle, "Cyclostationary signature detection in multipath rayleigh fading environments," in *Proc. IEEE Int. Conf. Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Commun. (Crowncom)*, Orlando, USA, Aug. 2007.
- [86] T. Farnham et al., "IST-TRUST: A perspective on the reconfiguration of future mobile terminals using software download," in *Proc. IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun.*, London, UK, Sept. 2000, pp. 1054–1059.
- [87] M. Mehta, N. Drew, G. Vardoulis, N. Greco and C. Niedermeier, "Reconfigurable terminals: an overview of architectural solutions," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 39, no. 8, pp. 82–89, 2001.
- [88] J. Palicot and C. Roland, "A new concept for wireless reconfigurable receivers," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 41, no. 7, pp. 124–132, 2003.
- [89] A. F. Cattoni, I. Minetti, M. Gandetto, R. Niu, P. K. Varshney and C. S. Regazzoni, "A spectrum sensing algorithm based on distributed cognitive models," in *Proc. SDR Forum Technical Conference*, Orlando, USA, Nov. 2006.
- [90] M. Gandetto and C. Regazzoni, "Spectrum sensing: A distributed approach for cognitive terminals," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 25, no. 3, pp. 546–557, 2007.
- [91] M. Gandetto, M. Guainazzo and C. S. Regazzoni, "Use of time frequency analysis and neural networks for mode identification in a wireless software-defined radio approach," *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, vol. 2004, pp. 1778–1790, 2004.
- [92] M. Gandetto, M. Guainazzo, F. Pantisano and C. S. Regazzoni, "A mode identification system for a reconfigurable terminal using Wigner distribution and non-parametric classifiers," in *Proc. IEEE Global Telecomm. Conf. (Globecom)*, vol. 4, Dallas, USA, Nov. 2004, pp. 2424–2428.

- [93] M. Oner and F. Jondral, "Cyclostationarity based air interface recognition for software radio systems," in *Proc. IEEE Radio and Wireless Conf.*, Atlanta, Georgia, USA, Sept. 2004, pp. 263–266.
- [94] A. Sahai, R. Tandra, S. M. Mishra and N. Hoven, "Fundamental design tradeoffs in cognitive radio systems," in *Proc. of Int. Workshop on Technology and Policy for Accessing Spectrum*, Boston, USA, Aug. 2006.
- [95] S. M. Mishra, R. Mahadevappa and R. W. Brodersen, "Cognitive technology for ultra-wideband/WiMax coexistence," in *Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, Dublin, Ireland, Apr. 2007, pp. 179–186.
- [96] K. Challapali, S. Mangold and Z. Zhong, "Spectrum agile radio: Detecting spectrum opportunities," in *Proc. Int. Symposium on Advanced Radio Technologies*, Boulder, USA, Mar. 2004.
- [97] Y. Zeng and Y. C. Liang, "Covariance based signal detections for cognitive radio," in *Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, Dublin, Ireland, Apr. 2007, pp. 202–207.
- [98] A. Tkachenko, D. Cabric and R. W. Brodersen, "Cyclostationary feature detector experiments using reconfigurable BEE2," in *Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, Dublin, Ireland, Apr. 2007, pp. 216–219.
- [99] R. Tandra and A. Sahai, "SNR walls for feature detectors," in *Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, Dublin, Ireland, Apr. 2007, pp. 559–570.
- [100] M. Merkle, *Verovatnoća i statistika za inženjere i studente tehnike*. Beograd, Srbija: Akademska misao, 2002.
- [101] A. Fakhrudeen and O. Alani, "Comprehensive survey on quality of service provisioning approaches in cognitive radio networks: part one," *International Journal of Wireless Information Networks*, vol. 2, no. 4, pp. 356-388, 2017.
- [102] S. Zhang and Z. Bao, "An adaptive spectrum sensing algorithm under noise uncertainty," in *Proc. Of IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Kyoto, Japan, Jun. 2011.
- [103] M. Kapetina, "Adaptivna estimacija parametara sistema opisanih iracionalnim funkcijama prenosa," Ph. D. dissertation, Novi Sad University, Novi Sad, Serbia, 2017, [Online]. Available: <http://www.ftn.uns.ac.rs/n1579068189/disertacija>
- [104] L. M. Koopmans, *The Spectral Analysis of Time Series*. NewYork, USA: Academic Press, 1974.
- [105] S. M. Kay, *Modern Spectral Estimation*. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice-Hall, 1988.

- [106] M. J. L. de Hoon, T. H. J. van der Hagen, H. Schoonewelle and H. Van Dam, “Why YW should not be use for autoregressive modelling,” *Annals of Nuclear Energy*, vol. 23, no. 15, pp. 1219-1228, 1996.
- [107] M. B. Priestley, *Spectral Analysis and Time Series*. London, UK: Academic Press, 1994.
- [108] S. Nassar, K. P. Shwarz and N. El-Sheimy, “Modeling Inertial Sensor Errors Using Autoregressive (AR) Models,” *Navigation, Journal of the Institute of Navigation*, vol. 51, no. 14, pp. 259-268, 2004.
- [109] J. P. Burg, “Maximum entropy spectral analysis,” in *Proc. 37th Meet. Society of Exploration Geophysicists*, Oklahoma City, USA, 1967.
- [110] D. G. Childers, *Modern Spectral Analysis*. New York, USA: IEEE Press, 1978.
- [111] S. Haykin, *Nonlinear Methods of Spectral Analysis*. New York, USA: Springer, 1979.
- [112] K. Baddour and N. Beaulieu, “Autoregressive modeling for fading channel simulation,” *IEEE Trans. On Wireless Communications*, vol. 4, no. 4, pp. 1650-1662, 2005.
- [113] L. B. Jackson, *Digital Filters and Signal Processing*. Norwell, USA: Kluwer Academic Publishers, 1996.
- [114] J. Makhoul, “Linear Prediction: A Tutorial Review,” *Proc. of IEEE*, vol. 63, no. 4, pp. 561-580, 1975.
- [115] S. J. Orfanidis, *Optimum Signal Processing: An Introduction*. New York, USA: Macmillan Publishing Company, 1988.
- [116] W. Gersh, “Estimation of the autoregressive parameters of mixed autoregressive moving-average time series,” *IEEE Trans Automat. Contr.*, vol. AC-15, pp. 583-588, 1970.
- [117] D. Graupe, D. J. Krause and J. B. Moore, “Identification of auto-regressive moving-average parameters of time series,” *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-20, pp. 104-107, 1975.
- [118] J. A. Cadzow, “ARMA spectral estimation: An efficient closed form procedure,” in *Proc. RADC Spectrum Estimation WorkShop*, 1979, pp. 81-97.
- [119] D. Cvetković, I. Lacković, M. Merkle, Z. Radosavljević, S. Simić and P. Vasić, *Matematika I Algebra*. Beograd, Srbija: Akademska misao, 2000.
- [120] J. Vartiainen, J. J. Lehtomaki and H. Saarnisaaris, “Double-threshold based narrowband signal extraction,” in *Proc. of Vehicular Technology Conference*, Stockholm, Sweden, vol. 2, May 2005, pp. 1288–1292.

- [121] W. Han et al., “Double thresholds for judgment in cognitive spectrum sensing,” In *Proceedings of IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Cannes, France, Sept. 2008.
- [122] S. M. Mishra, A. Sahai and R. W. Brodersen, “Cooperative sensing among Cognitive Radios,” in *Proceedings of International Conference on Communications ICC*, Istanbul, Turkey, vol. 4, Jun. 2006, pp. 1658-1663.
- [123] N. Wang, Y. Gao and X. Zhang, “Adaptive spectrum sensing algorithm under different primary users utilizations,” *IEEE Communications Letters*, vol. 17, no. 9, pp. 1838-41, 2013.
- [124] H. Semlali, N. Boumazz, A. Soulmani et al., “Energy detection approach for spectrum sensing in cognitive radio systems with the use of random sampling,” *Wireless Personal Communications*, vol. 79, no. 2, pp. 1053–1061, 2014.
- [125] M. Namdar, H. Ilhan and L. Durak-Ata, “Optimal detection thresholds in spectrum sensing with receiver diversity,” *Wireless Personal Communications*, vol. 87, no. 1, pp. 63–81, 2016.
- [126] S. Chatterjee and S. Maity, “On optimal threshold selection in cooperative spectrum sensing for cognitive radio networks: an energy detection approach using fuzzy entropy maximization,” *Wireless Personal Communications*, vol. 84, no. 3, pp. 1605-1625, 2015.
- [127] A. S. B. Kozal, M. Merabti and F. Bouhaf, “An improved energy detection scheme for cognitive radio networks in low SNR region,” in *Proc. of IEEE Symposium on Computers and Communications ISCC*, Cappadocia, Turkey, July 2012, pp. 684–689.
- [128] K. Amanpreet and K. Dishant, “An improved energy detection scheme based on channel estimation,” *Indian Journal of Science and Technology*, vol. 9, no. 97, pp. 1-6, 2016.
- [129] D. Wang, Z. Li, N. Zhang, P. Qi and X. Shen, “High order cumulants based spectrum sensing and power recognition in hybrid interweave–underlay spectrum access,” in *IEEE International Conference on Communications ICC*, Paris, France, May 2017.
- [130] D. Wang, N. Zhang, Z. Li, F. Gao and X. Shen, “Leveraging high order cumulants for spectrum sensing and power recognition in cognitive radio networks,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 17, no. 2, pp. 1298-1310, 2018.
- [131] W. Jun and B. Guangguo, “Spectrum sensing in cognitive radios based on multiple cumulants,” *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 17, no. 8, pp. 723-726, 2010.
- [132] A. Subekti and A. B. Suksmono, “Kurtosis based spectrum sensing for cognitive wireless cloud computing network,” in *International Conference on Cloud Computing and Social Networking ICCSN*, Bandung, Indonesia, Apr. 2012.
- [133] F. B. S. Carvalho, J. S. Rocha, W. T. A. Lopes and M. S. Alencar, “A spectrum sensing algorithm based on statistic tests subject to fading,” in *European Signal Processing Conference EUSIPCO*, Lisbon, Portugal, Sept. 2014, pp. 850-854.

- [134] F. B. S. Carvalho, W. T. A. Lopes and M. S. Alencar, "A modified Jarque-Bera test for spectrum sensing in cognitive networks subject to Rayleigh fading," in *IEEE Vehicular Technology Conference VTC FALL*, Montreal, Canada, Sept. 2016.
- [135] D. Teguig, V. L. Nir and B. Scheers, "Spectrum sensing method based on Goodness of Fit test using chi-square distribution," *Electronic Letters*, vol. 51, no. 3, pp. 253-255, 2014.
- [136] D. Teguig, V. L. Nir and B. Scheers, "Spectrum sensing method based on Likelihood Goodness of Fit test using chi-square distribution," *Electronic Letters*, vol. 50, no. 9, pp. 713-715, 2014.
- [137] D. Denkovski, V. Atanasovski and L. Gavrilovska, "GHOST: Efficient Goodness-of-Fit HOS testing signal detection for cognitive radio networks," in *IEEE International Conference on Communications ICC*, Ottawa, Canada, June 2012, pp. 1864-1868.
- [138] V. Orlić, "Automatska klasifikacija modulacija na osnovu vrednosti kumulanta šestog reda," Ph. D. dissertation, dept. of telecommunications, School of Electrical Engineering, University of Belgrade, Serbia, 2011.
- [139] J. Reichert, "Automatic classification of communication signals using higher order statistics," in *Proc. ICASSP*, San Francisco, USA, Mar. 1992, pp. 221-224.
- [140] P. Marchand, J. L. Lacoume and C. Le Martret, "Classification of linear modulations by a combination of different orders cyclic cumulants," in *Proc. Workshop on HOS*, Banff, Canada, July 1997, pp. 47-51.
- [141] P. Marchand, J. L. Lacoume and C. Le Martret, "Multiple hypothesis classification based on cyclic cumulants of different orders," in *Proc. ICASSP*, Seattle, USA, May 1998, pp. 2157-2160.
- [142] C. M. Spooner, "On the utility of sixth order cyclic cumulants for RF signal classification," in *Proc. ASILOMAR*, Pacific Grove, USA, Nov. 2001, pp. 890-897.
- [143] D. B. Drajić, *Uvod u statističku teoriju telekomunikacija*. II izdanje, Beograd, Srbija: Akademska misao, 2006.
- [144] A. E. El-Mahdy and N. M. Namazi, "Classification of multiple M -ary frequency-shift keying signals over a Rayleigh fading channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pp. 967-974, 2002.
- [145] F. Xiong, *Digital modulation techniques*. Norwood, USA: Artech house, Inc., 2000.
- [146] M. Bjelica, *Modeliranje i simulacija u telekomunikacijama*. Beograd, Srbija: Akademska misao, 2013.
- [147] G. Grimmett, "Weak Convergence Using Higher-Order Cumulants," *Journal of Theoretical Probability*, vol. 5, no. 4, pp. 767-773, 1992.

- [148] H. Cramer, *Mathematical methods of Statistics*. New Jersey, USA: Princeton University Press, 1946.
- [149] E. Lukach, *Characteristic functions*. 2nd ed., London, UK: Griffin, 1970.
- [150] A. Hyvarinen, J. Karhunen and E. Oja, *Independent Component Analysis*. New York, USA: Wiley, 2001.
- [151] J. A. Sills, "Maximum-likelihood modulation classification for PSK/QAM," in *Proc. IEEE MILCOM*, Atlantic city, USA, Oct. 1999, vol. 1, pp. 217-220.
- [152] P. Panagiotou, A. Anastasopoulos and A. Polydoros, "Likelihood ratio tests for modulation classification," in *Proc. IEEE MILCOM*, Los Angeles, USA, Oct. 2000, pp. 670-674.
- [153] K. M. Chugg, C. S. Long and A. Polydoros, "Combined likelihood power estimation and multiple hypothesis modulation classification," in *Proc. ASILOMAR*, Pacific Grove, USA, Oct. 1995, pp. 1137-1141.
- [154] D. Boiteau and C. Le Martret, "A generalized maximum likelihood framework for modulation classification," in *Proc. ICASSP*, Phoenix, USA, May 1998, pp. 2165-2168.
- [155] E. E. Azzouz and A. K. Nandi, *Automatic Modulation Recognition of Communication Signals*. Norwell, USA: Kluwer Academic, 1996.
- [156] A. K. Nandi and E. E. Azzouz, "Algorithm for automatic modulation recognition of communication signals," *IEEE Trans. Of Commun.*, vol. 46, no. 4, pp. 431-436, 1998.
- [157] M. L. D. Wong and A. K. Nandi, "Automatic digital modulation recognition using spectral and statistical features with multi-layer perceptrons," in *Proc. Int. Symp. Signal Processing and Its Applications*, Kuala Lumpur, Malaysia, Aug. 2001, pp. 390-393.
- [158] K. Assaleh, K. R. Farrell and R. J. Mammone, "A new method of modulation classification for digitally modulated signals," in *Proc. IEEE MILCOM*, San Diego, USA, Oct. 1992, pp. 712-716.
- [159] I. J. Good, "A new formula for k-statistics," *The Annals of Statistics*, vol. 5, no. 1, pp. 224-228, 1977.
- [160] H. Block, Z. Fang, "A multivariate extension of Hoeffding's Lemma," *The Annals of Probability*, vol. 16, no. 4, pp. 1803- 1820, 1988.
- [161] H. C. Wu, M. Saquib and Z. Yun, "Novel Automatic Modulation Classification Using Cumulant Features for Communications via Multipath Channels," *IEEE Trans. Wireless Commun*, vol. 7, no. 8, pp. 3098-3105, 2008.
- [162] A. Mody, "Spectrum Sensing of the DTV in the Vicinity of the Pilot Using Higher Order Statistics," *doc.: IEEE 802.22-07/0370r1*, 2007.

- [163] S. Suresh, S. Prakriya and M. Bhatnagar, "Kurtosis based spectrum sensing in cognitive radio," *Physical Communications*, vol. 5, no. 3, pp. 230-239, 2012.
- [164] J. M. Mendel, "Tutorial on Higher-Order Statistics(Spectra) in Signal Processing and System Theory: Theoretical Results and some Applications", *Proc. IEEE*, vol. 79, pp. 278–305, 1991.
- [165] A. V. Dandawate and G. B. Giannakis, "Asymptotic Properties and covariance expressions of k-th order sample moments and cumulants," *27th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Pacific Grove, USA, Nov. 1993, vol. 2, pp. 1186–1190.
- [166] D. Cramer, *Fundamental statistics for social research*. New York, USA: Routledge, 1997.
- [167] D. Živković, M. Popović, *Impulsna i digitalna elektronika*. Beograd, Srbija: Akademska misao, 2004.
- [168] G. L. Turin, F. D. Clapp, T. L. Johnston, S. B. Fine and D. Lavry "A Statistical Model of Urban Multipath Propagation," *IEEE Trans. Vehicular Technology.*, vol. VT-21, no. 1, pp. 1–9, 1972.

Биографија

Раде Р. Божовић рођен је 08.09.1983. године у Беранама, Република Црна Гора. Основну школу и гимназију (природно-математички смер) завршио је у родном граду са одличним успехом (5.00).

Електротехнички факултет Универзитета у Београду уписао је 2001. године. Дипломирао је на Одсеку за електронику, телекомуникације и аутоматику, смер за телекомуникације, 2007. године, одбраном дипломског рада „Пренос говора преко WLAN мрежа - VoWLAN“ са оценом 10 (ментор др Александар Нешковић, доцент). У току студија остварио је просечну оцену 8.79.

Докторске студије уписао је 2010. године на Електротехничком факултету Универзитета у Београду, модул Телекомуникације. У периоду од уписа до 2013. године положио је све испите предвиђене студијским програмом са општим успехом 9.90 и испунио све обавезе у вези са студијским истраживачким и научно стручним радовима. Област истраживања током студија обухватала је бежичне комуникационе системе, дигиталну обраду сигнала, са посебним фокусом на когнитивни радио.

Аутор је радова у међународним часописима, излагач на међународним и националним конференцијама. Ангажован је као рецензент у реномираним стручним интернационалним часописима и члан је организација под окриљем IEEE.

Од 2007. године стално је запослен у домаћој телекомуникационој компанији „Сronу DOO Beograd“, тренутно на позицији техничког менаџера. У фирми је ангажован на пројектима у вези са бежичним комуникационим системима. Током свог досадашњег радног ангажмана похађао је бројне стручне обуке код најреномиранијих произвођача телекомуникационе опреме и стекао је више сертификата из области радио-планирања и покривања унутрашњости објеката радио сигналом, мерења квалитета мобилних мрежа, преноса радио сигнала путем дистрибуираних антенских система, пројектовања оптичких мрежа и сл. Од 2010. године члан је инжењерске коморе Србије, поседује лиценце одговорног пројектанта телекомуникационих мрежа и система (353) и одговорног извођача радова телекомуникационих мрежа и система (453).

Прилог 1.

Изјава о ауторству

Име и презиме аутора: **Раде Божовић**

Број индекса: **5021/10**

Изјављујем


да је докторска дисертација под насловом

Оптимизован поступак за анализу спектра у когнитивном радију применом детектора енергије

- резултат сопственог истраживачког рада;
- да дисертација у целини ни у деловима није била предложена за стицање друге дипломе према студијским програмима других високошколских установа;
- да су резултати коректно наведени и
- да нисам кршио/ла ауторска права и користио/ла интелектуалну својину других лица.

Потпис аутора

У Београду, 26.09.2018.



Handwritten signature of Rade Bozovic in blue ink, written over a horizontal line.

Прилог 2.

Изјава о истоветности штампане и електронске верзије докторског рада

Име и презиме аутора: **Раде Божовић**

Број индекса: **5021/10**

Студијски програм: **Електротехника и рачунарство**

Наслов рада: **Оптимизован поступак за анализу спектра у когнитивном радију применом детектора енергије**

Ментор: **др Мирјана Симић-Пејовић, ванредни професор**

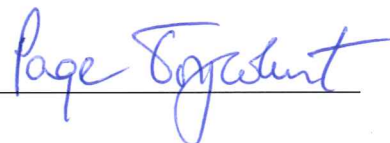
Изјављујем да је штампана верзија мог докторског рада истоветна електронској верзији коју сам предао/ла ради похрањена у **Дигиталном репозиторијуму Универзитета у Београду**.

Дозвољавам да се објаве моји лични подаци везани за добијање академског назива доктора наука, као што су име и презиме, година и место рођења и датум одбране рада.

Ови лични подаци могу се објавити на мрежним страницама дигиталне библиотеке, у електронском каталогу и у публикацијама Универзитета у Београду.

Потпис аутора

У Београду, 26.09.2018.



A handwritten signature in blue ink, reading "Rade Bozovic", is written over a horizontal line.

Прилог 3.

Изјава о коришћењу

Овлашћујем Универзитетску библиотеку „Светозар Марковић“ да у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду унесе моју докторску дисертацију под насловом:

Оптимизован поступак за анализу спектра у когнитивном радију применом детектора енергије

која је моје ауторско дело.

Дисертацију са свим прилозима предао/ла сам у електронском формату погодном за трајно архивирање.

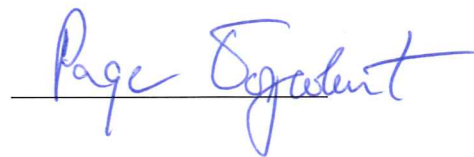
Моју докторску дисертацију похрањену у Дигиталном репозиторијуму Универзитета у Београду и доступну у отвореном приступу могу да користе сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (Creative Commons) за коју сам се одлучио/ла.

1. Ауторство (CC BY)
2. Ауторство – некомерцијално (CC BY-NC)
- 3. Ауторство – некомерцијално – без прерада (CC BY-NC-ND)**
4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима (CC BY-NC-SA)
5. Ауторство – без прерада (CC BY-ND)
6. Ауторство – делити под истим условима (CC BY-SA)

(Молимо да заокружите само једну од шест понуђених лиценци.
Кратак опис лиценци је саставни део ове изјаве).

Потпис аутора

У Београду, 26.09.2018.



1. **Ауторство.** Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце, чак и у комерцијалне сврхе. Ово је најслободнија од свих лиценци.

2. **Ауторство – некомерцијално.** Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела.

3. **Ауторство – некомерцијално – без прерада.** Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела. У односу на све остале лиценце, овом лиценцом се ограничава највећи обим права коришћења дела.

4. **Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима.** Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада.

5. **Ауторство – без прерада.** Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела.

6. **Ауторство – делити под истим условима.** Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада. Слична је софтверским лиценцама, односно лиценцама отвореног кода.