



УНИВЕРЗИТЕТ „СВ. КИРИЛ И МЕТОДИЈ“

Факултет за електротехника и

информациски технологии

Институт за телекомуникации

м-р Валентин Раковиќ

**Аспекти на просторен диверзитет за контролата на
пристап кон медиум во когнитивни радио системи**

- докторска дисертација –

Скопје, 2016 година

Ментор: Проф. д-р Лилјана Гавриловска

Ко-ментор: Проф. д-р Петри Махонен

- Комисија:
1. проф. д-р Александар Ристески, претседател
 2. проф. д-р Лилјана Гавриловска, ментор
 3. проф. д-р Петри Махонен, ко-ментор
 4. проф. д-р Зоран Хаци-Велков, член
 5. вон. проф. д-р Владимир Атанасовски (член)

Резиме

Синергијата помеѓу когнитивното радио и концептите кои ги експлоатираат аспектите на просторниот диверзитет може да придонесе во развој на нови безжични комуникациски системи со значително подобри перформанси во споредба со тековните системи, во однос на системскиот капацитет, како и во однос на бројот на опслужени корисници. Иако просторниот диверзитет претставува интензивно истражувана парадигма во различни области на безжичните комуникации, како и во когнитивното радио, бројот на истражувачки активности кои го анализираат неговото влијание и употреба како суштински дел на когнитивното МАС ниво, е многу ограничен. Поради тоа, се отвора можност за развој на нови и поефикасни техники и механизми посветени за работа на когнитивното МАС ниво. Оваа дисертација предлага три нови техники на когнитивното МАС ниво кои имаат за цел да ја зголемат употребливоста на физичкото ниво, односно да ги подобрат неговите карактеристики (како на пример - спектралното ослушување и поделба, капацитетот на системот, итн.) преку ефикасно искористување на аспектите на просторниот диверзитет.

Abstract

The synergy between Cognitive Radio, and concepts that exploit spatial diversity can contribute to the development of wireless communication systems with significantly improved performance compared with today's (legacy) systems, with respect to the system throughput as well as the number of active users. Although the spatial diversity aspect is intensively researched paradigm in various fields of wireless communications, as well as in Cognitive Radio, the number of works that analyze its impact and utilization as a core part of the Cognitive-MAC layer is very limited. This issue opens the possibility for the development of new and more efficient Cognitive-MAC techniques and mechanisms. This thesis proposes three novel Cognitive-MAC techniques/mechanisms that aim to maximize the usability of the physical layer in Cognitive Radio systems, i.e. its characteristics (in terms of spectrum sensing and sharing, system capacity, etc.) through efficient exploitation of the spatial diversity aspects.

Благодарност

Овде би сакал да им изразам искрена благодарност до луѓето од кои несебично добивав поддршка во изминативе неколку години и без чија помош оваа докторска дисертација секако немаше да постои во оваа форма.

Најпрво би сакал да му се заблагодарам на мојот професор, ментор и пријател проф. д-р Лилјана Гавриловска за нејзиното огромно влијание и удел во мојата научно истражувачка кариера. Од неа научив како да ги поставувам и изразувам моите идеи. Нејзината упорност, визија и темелност во работата ми беа постојана инспирација и мотив за изработка на докторската дисертација. Исто така, сакам да му се заблагодарам и на мојот ко-ментор проф. д-р Петри Махонен, за несебичната помош и бројните дискусии во текот изработката на дисертацијата.

Голема благодарност упатувам и до моите колеги и пријатели од Институтот за телекомуникации, и истражувачката група WiNGroup. Посебно, до оние од најблиското просторно и пред се' истражувачко опкружување, Даниел, Владимир, Славче, Томче и Перо за размената на идеи, колегијалноста и создавањето на пријатна работна атмосфера.

Искрено и од се срце им се заблагодарувам на моите родители Ружица и Зоран, и на мојот брат Дамир, кои секогаш имале доверба во мене, ја поддржувале мојата определба за научно-истражувачка работа, и ми давале неизмерен поттик и сила. Затоа оваа докторска дисертација им ја посветувам на нив.

И конечно, надвор од истражувањата, и работните обврски, во мојот живот, постои и една специјална личност. Би сакал искрено да и се заблагодарам на мојата девојка Кристина која ми подари огромна љубов, почит, поддршка и разбирање, во текот на изработката на докторската дисертација.

Содржина

1	Вовед	14
2	Когнитивна контрола за пристап кон медиумот и предложени новитети	16
2.1.	Когнитивна контрола за пристап кон медиумот	16
2.2.	С-МАС циклус	20
2.2.1	Генерички функционалности на С-МАС циклусот	22
2.2.2	Заеднички аспекти на С-МАС циклусот	25
2.3.	Предложени новитети и достигнувања	27
3	Кооперативно спектрално ослушнување свесно за системскиот капацитет	29
3.1.	Преглед на тековните истражувања	31
3.2.	Системски модел	34
3.2.1	Кооперативно спектрално ослушнување свесно за секундарниот системски капацитет	34
3.2.2	Модел за кооперативно спектрално ослушнување	36
3.3.	CSS-ENP: анализа на перформансите и експериментална валидација	45
3.4.	Оптимизација за CSS-ENP базирана на капацитетот	49
3.5.	Анализа на перформансите	55
3.5.1	Остварлив капацитет на секундарниот систем	56
3.5.2	Оптимално поведење	59
3.6.	Заклучок	62
4	Комбиниран бимформинг дизајн за поднивовска спектрална поделба	64
4.1.	Преглед на тековните истражувања	65
4.2.	Системски модел	66
4.3.	Бимформинг дизајн	69
4.4.	Анализа на перформансите	74
4.5.	Екстензија на повеќе-корисничко сценарио	79
4.6.	Заклучок	83

5	Ефикасно управување со контролен канал за кооперативно спектрално ослушнување	84
5.1.	Преглед на тековните истражувања	85
5.2.	Кооперативно спектрално ослушнување во услови на несовршен контролен канал	87
5.2.1	Генерички претпоставки за системскиот модел	87
5.2.2	Несовршен контролен канал.....	89
5.3.	BCSS рамка	96
5.3.1	Метод за кластерирање на уредите	96
5.3.2	Метод за бимформинг	99
5.4.	Анализа на перформансите	103
5.4.1	Параметри за сценариото	104
5.4.2	Анализа на перформансите: Кластерирање на кооперативни уреди	104
5.4.3	Анализа на перформансите: Бимформинг.....	107
5.4.4	Анализа на перформансите: Целокупна евалуација.....	108
5.5.	Заклучок	111
6	Заклучок.....	113
	Прилог: А.....	116
	Прилог: Б	117
	Прилог В	119
	Прилог В.1	119
	Прилог В.2.....	119

Листа со слики

Слика 2-1: Функционални карактеристики на C-MAC протоколите	19
Слика 2-2: C-MAC циклус	22
Слика 2-3: Преглед на функционирањето на C-MAC протоколите.....	25
Слика 3-1. Би-модално ослушување: а) EGC техника б) MV техника в) CSS-ENP шема. 39	
Слика 3-2. Перформанси за детекција на CSS-ENP: (а) ROC ($N = 10^5$, $SNR = 5 * 10^{-4}$) (б) Веројатност за детекција во зависност од бројот на сигнални примероци N ($Q_{fa} = 0.1$, $SNR = 5 * 10^{-4}$)	46
Слика 3-3. Q_d во зависност од $SNR(K = 5, M = 10^7, Q_{fa} = 1\%)$: (а) EGC (б) MV.....	48
Слика 3-4. Веројатност за испад на примарниот систем во зависност од SNR-от ($N = 10^5$, $M = 10^6$, $Q_{fa} = 1\%$)	51
Слика 3-5. Конвергенција на постигливиот секундарен капацитет (R) и веројатност за погрешна детекција ($1-Q_d$)	54
Слика 3-6. Остварлив капацитет R ($Q_{dmin} = 99\%$, $T = 1s$, $f_s = 8MHz$, (а) $\alpha = 1$ (б) $\alpha = 100$)... 58	
Слика 3-7. Разлика во остварливиот капацитет помеѓу EGC-ENP и MV-ENP ($Q_{dmin} = 99\%$, $T = 1s$, $f_s = 8MHz$, $\alpha = 100$).....	59
Слика 3-8. Оптимален пропусен опсег на контролниот канал ($Q_{dmin} = 99\%$, $T = 1s$, $f_s = 8MHz$, (а) $\alpha = 1$ (б) $\alpha = 100$)	60
Слика 3-9. Оптимален број на примероци од сигналот (а) (в) и примероци од шумот (б) (г) ($Q_{dmin} = 99\%$, $T = 1s$, $f_s = 8MHz$, (а),(б) $\alpha = 1$; (в),(г) $\alpha = 100$)	61
Слика 4-1. Системски модел за координиран бимформинг	67
Слика 4-2. Број на операции за двата оптимизациски алгоритми во зависност од бројот на предавателни и примени антени (PUI праг = $10e-6$).....	76
Слика 4-3. Спектрална ефикасност на двата оптимизациски алгоритми во зависност од бројот на предавателни и примени антени (PUI праг = $10e-10$).....	76
Слика 4-4. Спектрална ефикасност на двата оптимизациски алгоритми во зависност од нивото на односот сигнал-шум во секундарниот приемник (PUI праг = $10e-8$)	77
Слика 4-5. Среден SINR во секундарните корисници во зависност од бројот на приемни антени и за различни PUI прагови ($N_t = 2$).....	78
Слика 4-6. Остварлива PUI во зависност од PUI прагот за различен број на приемни и предавателни антени.....	78
Слика 4-7. (а) Споредба на стапката на конвергенција (б) Споредба на перформансите ($N_t = 4$ $N_r = 4$, $N_s = 10$, $N_p = 2$, $SNR = 10dB$, $\sigma = 5dB$)	82
Слика 5-1. Генеричка топологија на системскиот модел и размената на контролна информација (CSN – кооперативни уреди)	88
Слика 5-2. Генерички комуникациски модел за секундарен систем базиран на кооперативно спектрално ослушување	91

Слика 5-3. Пример за сценарио со кластерирање ($K=4, m=2, n=1$).....	97
Слика 5-4. Просторно мултиплексирање на корисничките и контролните (ослушнати) податоци во BCSS.....	100
Слика 5-5. BCSS базиран комуникациски модел	101
Слика 5-6. Веројатноста за грешка на контролниот канал (CC) во зависност од бројот на кооперативни уреди.....	105
Слика 5-7. Оптимален број на кластери во зависност од бројот на кооперативни уреди .	106
Слика 5-8. Просечен <i>Бажесов ризик</i> на спектралното ослушнување ((SNR = -22dB, $P_T = 0$ dBm, $r=50$ m, $P(H_0) = 0.5, Q_{fa} = 1\%$, $f_s = 10^6, M = 10^8$).....	107
Слика 5-9. Комплементарна ROC крива ($K = 130, f_s = 10^6, M = 10^8$)	109
Слика 5-10. Веројатност за детекција во зависност од SNR ($r= 50$ m, $K = 90, Q_{fa} = 1\%$, $f_s = 10^7, M = 10^8, T_D + T_S = 10$ ms).....	110

Листа со табели

Табела 2-1: Споредба помеѓу постоечките МАС и С-МАС протоколите	17
Табела 3-1. Параметри за сценариото (Експериментална валидација)	47
Табела 3-2. Параметри за сценариото од интерес (Капацитет)	56
Табела 3-3. Споредба на оптималните вредности (B_c, N, M)	62
Табела 4-1. Параметри за сценариото од интерес.....	74
Табела 5-1. Параметри за сценариото	104
Табела 5-2. Споредба на перформансите и апликабилноста	111

Листа со акроними

AWGN	Additive White Gaussian Noise
BCSS	clustered Beamforming Cooperative Spectrum Sensing
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BS	Base Station
CBF	Coordinated Beamforming
CH	Cluster Head
C-MAC	Cognitive Medium Access Control
CR	Cognitive Radio
CRM	Cognitive Resource Manager
CRNs	Cognitive Radio Networks
CSS	Cooperative Spectrum Sensing
CSS-ENP	Cooperative Spectrum Sensing based on Estimated Noise Power
DL	Down Link
DSA	Dynamic Spectrum Access
ED	Energy Detection
EGC	Equal Gain Combining
ENP	Estimated Noise Power
LSA	Licensed Shared Access
LTE	Long Term Evolution
LTE-A	Long Term Evolution Advanced
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
ML	Maximum Likelihood
MV	Majority Voting

OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
PDF	Probability Density Function
PHY	Physical Layer
PU	Primary User
PUI	Primary User Interference
QoS	Quality of Services
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
REM	Radio Environmental Map
ROC	Receiver Operating Characteristic
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal to Noise Ratio
SU	Secondary User
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access
UL	Up Link

1 Вовед

Концептите и апликациите на когнитивното радио (анг. Cognitive Radio - CR) се очекува да придонесат во значително подобрување на ефикасноста на спектралното реискористување, со цел да се изнајде решение за недостатокот од слободен спектар во идните безжични технологии. Когнитивното радио [1], континуирано привлекува голем интерес во истражувачката како и во индустриската заедница, со што концептите на CR и когнитивните радио мрежи (анг. Cognitive Radio Networks - CRNs) се сметаат за едни од најинтензивно изучуваните парадигми во склоп на современите безжични комуникации. Паралелно со истражувањата, различни национални и интернационални регулаторни агенции вложуваат значителни напори се со цел да се воведат нови регулативи за флексибилно реискористување на спектарот како и нови шеми за лиценцирање на спектарот, кои овозможуваат спектрална поделба и коегзистенција [2]-[4]. Дополнително, веќе се развиваат безжични комуникациски стандарди кои почиваат на концептите на когнитивно радио. Најзначајните примери на овие стандарди се: IEEE 802.22 WRAN стандардот [5] (концептиран да обезбеди безжичен широкопојасен Интернет пристап во телевизискиот оспег) и неговите две модификации, IEEE 802.22a и IEEE 802.22b [6]; IEEE 802.11af стандардот [7],[8] и неговите измени и дополнувања (дизајниран да ги обезбеди постоечките IEEE 802.11 WLAN услуги во *неискористените телевизиски опсези* (анг. TV White Spaces - TVWS)); серијата на IEEE 1900.x стандарди [9] (кои имаат за цел да ги дефинираат стандардизациските рамки за управување со радио ресурси во идните безжични системи); IEEE 802.19 [10] (наменет за да се дефинира рамка за коегзистенција за неколку постоечки системи кои функционираат во нелиценциран режим на работа, како на пример IEEE 802.11af, IEEE 802.22 и IEEE 802.15.4m). Дополнително, скорешните напори на европската стандардизациска организација, ETSI,

исто така резултираат во предлог стандард кои ги користи рамките на когнитивно радио. Имено стандардот обезбедува т.н. здружен лиценциран пристап (анг. Licensed Shared Access - LSA) за LTE мобилните мрежи помеѓу 2.3 GHz и 2.4 GHz фреквентното подрачје [11].

Комбинацијата меѓу CR и концептите кои се' почесто се користат во тековните безжични технологии, како на пример аспектите на просторен диверзитет, може да придонесе за развој на нови безжични комуникациски системи со значително подобрени перформанси во споредба со денешните, во однос на постигнатите битски брзини, како и бројот на опслужените корисници. Иако аспектите на просторен диверзитет се интензивно истражувана парадигма во разни области на безжичните комуникации, вклучувајќи го и CR, бројот на истражувања кои го анализираат неговото влијание и користење како суштински дел од когнитивната контрола за пристап кон медиумот (анг. Cognitive Medium Access Control – C-MAC) е многу ограничен, оставајќи простор за развој на нови и поефикасни C-MAC техники и механизми.

Оваа докторска дисертација разработува и предложува три нови C-MAC техники и механизми кои имаат за цел да ја зголемат употребливоста на физичкото ниво кај CR системите, односно да овозможат подобрени перформанси во однос на спектралното ослушување, спектралната поделба како и капацитетот на системот, преку ефикасно искористување на аспектите на просторниот диверзитет. Главниот фокус на оваа докторска дисертација е да се покажат придобивките и практична употребливост на развиените C-MAC техники и механизми во идните безжични системи преку инкорпорирање на предностите на просторниот диверзитет.

Докторската дисертација има пет глави и е организирана како што следува. Глава 2 ги разработува генеричките аспекти на когнитивната контрола за пристап кон медиумот и ги воведува главните новитети од дисертацијата. Глава 3, Глава 4 и Глава 5 ги презентираат главните научни новитети и придонеси произлезени од докторската дисертација. Глава 6 ја резимира докторската дисертација и работата претставена во неа.

2 Когнитивна контрола за пристап кон медиумот и предложени новитети

Во оваа глава се разработуваат генеричките аспекти на когнитивната контрола за пристап кон медиумот. Исто така, во неа се воведува критериум за класификација кој соодветно и целосно ги опишува фундаменталните особини и мулти-димензионалноста на C-MAC протоколите. Врз основа на предложената класификација, во оваа глава се дискутираат генеричките барања на C-MAC протоколите како и нивните цели. Исто така, во оваа глава се најавуваат главните новитети и придонеси од дисертацијата.

2.1. Когнитивна контрола за пристап кон медиумот

Основната функционална карактеристика на CRN, во однос на радио околината, е променливата достапност на спектралните ресурси во простор, време и фреквенција [12]. Овој феномен е познат како *хетерогеност на електромагнетниот спектар*. Неговото однесување, односно неговата динамика, предвидливост и слично, е главниот фактор што ја одредува ефикасноста на секундарниот систем, нивото на заштита на лиценцираните безжични системи (т.е. на примарните системи) како и целокупната добивка од можното спектрално реискористување. Спектрално хетерогените радио околинати наметнуваат редефинирање на протоколниот стек со воведување на нови специфични протоколи за комуникација кои почиваат на постулатите од когнитивното радио. Конкретно, физичкото ниво (анг. Physical Layer - PHY) побарува неколку значителни *модификации*, како на пример поддршка за повеќе радио интерфејси и реконфигурабилен хардвер за динамична и брза реконфигурација/адаптација, но и дополнителни *функционалности*, како на пример спектрално ослушнување. Когнитивните радио мрежи исто така, побаруваат и нова контрола за пристап кон медиумот и протоколи специјално дизајнирани за спектрално хетерогена радио околина. Ваквите, C-MAC протоколи треба да вклучуваат механизми за интелегентна експлоатација на субоптимално искористените спектрални региони во сите можни димензии т.е. време, простор и фреквенција.

C-MAC нивото, како и самите C-MAC протоколи, се од особено значење за севкупната ефикасност и функционалност на когнитивните радио мрежи. Нивна основна задача е да

обезбедат зголемена спектрална ефикасност додека во исто време, обезбедуваат високо ниво на заштита и транспарентност за примарните системи. Табела 2-1 ги споредува општите аспекти и разлики помеѓу постоечките MAC протоколи и C-MAC протоколите.

Табела 2-1: Споредба помеѓу постоечките MAC и C-MAC протоколите

	Постоечки MAC протоколи	C-MAC протоколи
<i>Основни побарувања и предизвици при дизајн на протоколот</i>	<ul style="list-style-type: none"> • Ефикасно искористување на достапните комуникациски ресурси 	<ul style="list-style-type: none"> • Ефикасно искористување на достапните ресурси за секундарна комуникација • Заштита на примарниот систем • Брзо опоравување од спектрална варијабилност
<i>Спектрална радио околина</i>	<ul style="list-style-type: none"> • Хомогена → полиси за статичка спектрална алокација • Постојана спектрална достапност 	<ul style="list-style-type: none"> • Хетерогена → полиси за динамичка спектрална алокација • Варијабилна достапност во однос на време, простор и фреквенција
<i>Поддршка за меѓу-нивовска оптимизација</i>	<ul style="list-style-type: none"> • Опционална, но широко применета во постоечките стандарди (пр. 3GPP базираните стандарди [13]) 	<ul style="list-style-type: none"> • Неопходни во секундарни системи
<i>Дистинкција помеѓу специфични протоколи</i>	<ul style="list-style-type: none"> • Се разликуваат и класифицираат врз база на алгоритмот за повеќекратен пристап 	<ul style="list-style-type: none"> • Не постои едноставна дистинкција и класификација, поради различните C-MAC аспекти • Потреба од рамка за класификација, со цел подобра дистинкција на C-MAC протоколите

Генеричките аспекти (Табела 2-1) како и заклучоците произлезени од истражувачките достигнувања во когнитивното радио [12],[14]-[16] ги воведуваат следниве мултидимензионални и спротивставени функционални карактеристики, кои мора да бидат адресирани од C-MAC протоколите (Слика 2-1):

- *Транспарентност на секундарниот систем во однос на примарниот.* Функционирањето на секундарниот систем во лиценцираните опсези не треба да ја попречи комуникацијата на примарните системи, т.е. функционирањето на секундарниот систем треба да биде незабележливо од стана на примарниот систем. Оваа функционалност може да се постигне со употреба на механизми и техники за контрола, ублажување и избегнување на интерференцијата .
- *Пристап до информации за радио околината.* Секундарниот систем треба да му ја обезбеди на C-MAC нивото потребната информација за радио околината, преку употреба на прецизни и високо-доверливи механизми за спектрално ослушување и/или да овозможи пристап кон бази на податоци во кои се зачувува целиот опус на податоци поврзани со радио околината и примарниот систем.
- *Напредни стратегии за спектрална поделба.* C-MAC протоколот е одговорен и треба да обезбеди поддршка за ефикасен и динамичен пристап кон медиумот, како и алокација на радио ресурси кои имаат за цел да ги подобрат перформансите на секундарниот систем, преку употреба на напредни и интелигентни техники за спектрална поделба. Ваквите техники имаат за цел да ги одржуваат барања за квалитет на сервис на предефинираните нивоа преку употреба на напредни стратегии за избегнување на интерференција (анг. Interference avoidance). Дополнително, ефикасната спектрална поделба исто така може да послужи како алатка која обезбедува заштита на примарниот систем.
- *Механизми за контролна сигнализација.* Секој целосно оперативен C-MAC протокол побарува ефикасно управување и доверлива размена на контролни податоци преку идентификација, дефиниција, воспоставување и управување на доверлив и безбеден контролен канал.



Слика 2-1: Функционални карактеристики на C-MAC протоколите

Дополнително, процесот на дизајнирање на C-MAC протоколи треба да адресира множество на истражувачки теми поврзани со горенаведените функционални карактеристики, како што се: кооперативно спектрално ослушнување, функционирање во повеќе опсежи (анг. multiband operation), координација помеѓу мрежните уреди, пристап кон спектарот и алокација на ресурси преку искористување на напредни техники за вештачка интелигенција и оптимизација, интер-системско поништување и избегнување на интерференцијата, детекција на скриени терминал, (ре)конфигурација на контролен канал, спектрална мобилност, итн.

Повеќето од предложените C-MAC решенија набљудуваат различни подгрупи од главните истражувачки теми, во зависност од потребните функционалности и апликации. Поради тоа, се појавува потребата за класификација и систематизација на овие решенија со цел подобро да се согледаат и разберат предностите и применливоста на предложените протоколи. Конвенционалниот пристап кон класификација на различните MAC протоколи се врши врз основа на употребените алгоритми за пристап кон медиумот. Поради комплексната природа на C-MAC протоколите, дистинкцијата меѓу нив не може да се одреди врз основа на само еден аспект, како што се алгоритмите. Секоја сеопфатна класификација на C-MAC протоколите треба да одговори на следниве побарувања:

- *Генеричност.* Класификацијата треба да обезбеди можност да мапира широк спектар на различни протоколи за уште поголем множество од апликации, во една генеричка и отворена рамка кој нуди уникатна диференцијација и фрагментација. Поточно, класификацијата треба да обезбеди, анализираниот протокол модуларно да се мапира преку множество од разграничени функционални блокови со јасно дефинирани интеракции, кои обезбедуваат концизен опис на однесувањето на дадените протоколи и нивното влијание врз ефикасноста на севкупната мрежа. Исто така класификацијата, треба да е способна да ги опише и импликациите кои може да произлезат од други фактори, кои не се директно поврзани со дизајнот на самиот протокол. Во случај на CR, овие фактори вклучуваат и регулатива за алокација на спектарот, стандардизација, итн. Иако, регулативата на спектарот имплицитно не се смета за составен дел од C-MAC, таа го дефинира физичкиот медиум од интерес и наметнува општи ограничувања во однос на употребата на спектралните ресурси. Како таква, таа има значително влијание врз дефинирање комуникацискиот протоколен стек, особено на C-MAC нивото, при што се наметнува како еден исклучително битен аспект при дизајнот на C-MAC протоколите.
- *Модуларност и флексибилност.* Изгледот треба да служи како основен множество на јасно дефинирани и систематизирани концепти кои можат да се користат како самостојни решенија или во комбинација со напредни и модуларни C-MAC протоколи.
- *Апликабилност на идни концепти.* Класификацијата на C-MAC протоколите исто така треба да овозможува лесно проширување во однос на усвојувањето на нови концепти и решенија со цел да се задржи чекор со развојот и барањата на когнитивното радио.

2.2. C-MAC циклус

Во ова поглавје се воведува едноставна, флексибилна и лесно екстензибилна C-MAC рамка за класификација и систематизација, наречена **C-MAC циклус** (Слика 2-2) [17]. C-MAC циклусот може лесно и модуларно да го мапира било кој C-MAC протокол и

неговите генерички функционалности, независно од даденото сценарио и параметри од интерес. Основната идеја зад концептот на C-MAC циклусот е фактот дека еден C-MAC протоколот треба да поддржи и спроведе најмалку три **генерички функционалности** за ефикасно работење во спектрално хетерогена средина. Генеричките функционалности се прикажани на Слика 2-2 и тие се: *аквизиција на податоци за радио околината* (преку спектрално ослушување или т.н. спектрални бази на податоци (анг. Spectrum database)), *спектрална поделба* и *управување со контролен канал*. Овие функционалности ги претставуваат најважните аспекти во однос на CR и како такви тие се сметаат за клучни во решавање на функционалните барања на C-MAC протоколите (Слика 2-1). Потребата од нивна задолжителна употреба јасно ги двои C-MAC протоколите од постоечките MAC протоколи (Табела 2-1). Секоја од трите генерички функционалности се асоцира со неколку **функционално-специфични аспекти** (т.е. аспекти со кои се справува секој од генеричките функционалности), како и **заеднички аспекти** (т.е. заеднички карактеристики, техники и механизми), кои се искористат за да се адресираат **функционално-специфичните аспекти**. Раздвојувањето на заедничките и функционално-специфичните аспекти може значително да ја подобри флексибилноста и модуларноста на C-MAC циклусот.



Слика 2-2: C-MAC циклус

C-MAC циклусот е особено флексибилен, бидејќи обезбедува едноставна класификација, диференцијација и фрагментација на C-MAC протоколите без разлика на сценариото од интерес. Затоа, C-MAC циклусот лесно може да опише и класифицира широк спектар на C-MAC протоколи дизајнирани за различни сценарија и радио околина. Следните поглавја имаат за цел да го опишат накратко C-MAC циклусот во однос на трите генерички функционалности заедно со функционално-специфичните и општи аспекти.

2.2.1 Генерички функционалности на C-MAC циклусот

Ова поглавје накратко ги опфаќа општите карактеристики на генерички C-MAC функционалности и го потенцира нивното значење за ефикасен дизајн на C-MAC протоколите. Исто така ги воведува и релевантните функционално-специфични аспекти.

2.2.1.1 Аквизиција на податоци за радио околината

Аквизицијата на податоци за радио околината претставува клучна компонента на C-MAC нивото и CRN воопшто. Постојат два можни начини да се добијат информации за радио околината, т.е. преку спектрално ослушување или преку пристап до спектрални бази на податоци.

Спектралното ослушување е, во принцип, функционалност на физичкото ниво која е тесно поврзана со податочното (т.е. MAC) ниво. Спектралното ослушување се смета за основна алатка за аквизиција на податоци за радио околината во CR решенија кои базираат на спектрално ослушување. Податоците за радио околината, на когнитивното јадро (анг. cognitive engine), му ги обезбедува потребните информации за создавање на познавање/перцепција на радио околината (анг. radio environmental knowledge) и свесност за радио околината (анг. radio environmental awareness). Затоа податоците обезбедени од страна на спектралното ослушување треба да се високо-прецизни, односно треба да обезбедат доверливи и ажурирани информации за достапноста и зафатеноста на спектарот. C-MAC протоколите треба да се справат со неколку функционално-специфични аспекти поврзани со спектралното ослушување: *времето и времетраењето* на спектралното ослушување, *примарните канали* од интерес за спектрално ослушување, *метриките за опсервација*, *техниките за спектрално ослушување*, итн.

Голем број на предлози за C-MAC протоколи и CR решенија, генерално, користат пристап кон спектрални бази на податоци, како механизам за стекнување на информација за радио околината. Во овие решенија спектралното ослушување како функционалност може целосно да се исклучи, при што C-MAC протоколите ќе треба да обезбедат механизми за доверлив и навремен пристап до спектралните бази на податоци. Во такви случаи, доволно е постоење на механизам за управување на контролни канали, со цел да се овозможи пристап кон спектралната база на податоци, кој целосно би ги исполнил условите за аквизиција на податоци за радио околината.

Дел од техничките решенија за CR omрежување, предлагаат комбиниран пристап до податоците за радио околината, преку овозможување на пристап до спектрална база на податоци и спектрално ослушување, со цел да се подобрат перформансите на секундарниот систем. Еден конкретен пример е концептот на *мапи за радио околината*

(анг. Radio Environmental Map – REM) [18]-[21]. REM е технологија која го комбинира спектралното ослушување со спектрални бази на податоци во нов флексибилен и модуларен концепт, кој се нарекува *REM бекенд* (анг. REM backend). REM бекендот треба да обезбедува множество од различни механизми и алгоритми за аквизиција, обработка, и зачувување на различни видови на податоци за радио околината и дадените мерења.

Спектралното ослушување, *не претставува задолжителна C-МАС функционалност*, но неговото спроведување може да обезбеди *подобрување на перформансите на секундарниот систем*. Употребата на спектралното ослушување е комплексна задача во практични сценарија. Затоа, таа привлекува значително внимание од страна и на индустриската и на истражувачката заедница.

2.2.1.2 Спектрална поделба

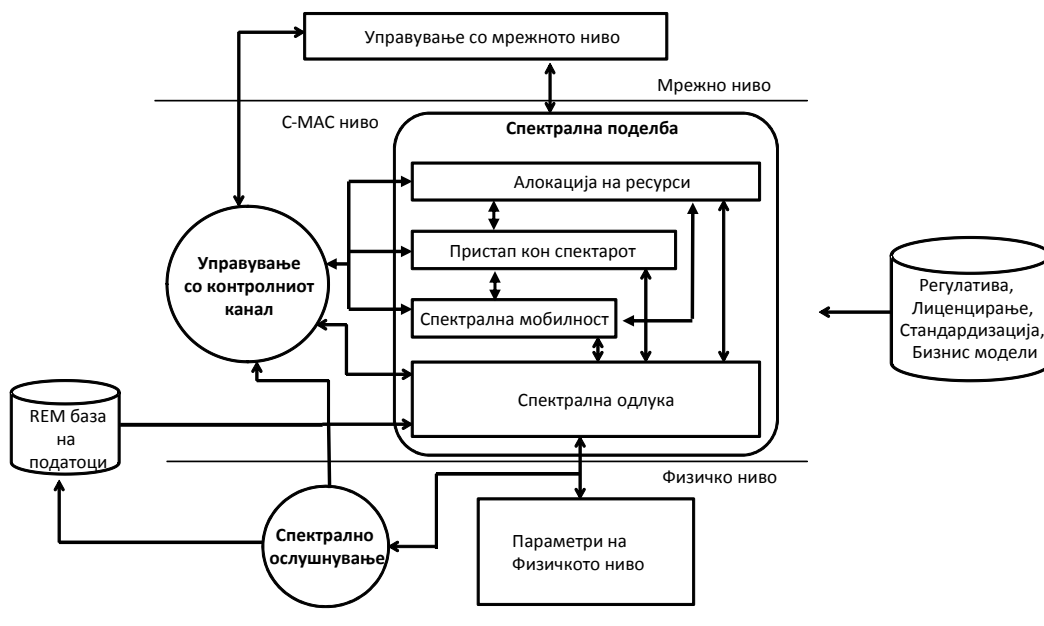
Спектралната поделба (Слика 2-2) претставува уште една генеричка функционалност на C-МАС циклусот. Врз база на информацијата добиена од спектралното ослушување и/или спектралната база на податоци, спектралната поделба се обидува да ја зголеми ефикасноста на спектралното реискористување преку подобрени и напредни механизми за распределба и управување со радио ресурсите помеѓу секундарните корисници, истовремено обезбедувајќи транспарентност и заштита на примарниот систем. Во однос на функционално-специфичните аспекти, спектралната поделба го координира и го оркестрира *пристапот кон медиумот, распределбата и споделувањето* на спектралните ресурси помеѓу различните мрежни уреди, се справува со проблемите кои произлегуваат од *повеќекратниот пристап*, има за цел да не ги нарушува *QoS параметрите на примарните корисници*, итн.

2.2.1.3 Управување со контролен канал

Контролниот канал е неминовен аспект од било кој комуникациски систем. Во CR тој обезбедува доверлив пристап до информацијата за радио околината. *Управувањето со контролниот канал* е круцијална и неизбежна функционалност во предложениот C-МАС циклус. Таа треба да обезбеди механизам за координација, кооперација и колаборација помеѓу когнитивните мрежни елементи и за потребите на спектралното ослушување и поделба. Управувањето со контролен канал се фокусира на различен множество од

проблеми, како што се *распределба, воспоставување и мониторирање* на сигурносен, достапен и доверлив канал за дистрибуција на контролните информации (како на пример, резултатот од спектралното ослушнување, одлуките за спектрална поделба и алокација, преговорите помеѓу мрежните ентитети, итн.) во една спектрално хетерогена околина.

Слика 2-3 ја резимира досегашната дискусија и дава преглед на функционирањето на C-MAC протоколите. Поточно, сликата обезбедува јасен преглед на интеракцијата помеѓу генеричките функционалности на C-MAC протоколите, како и протокот на информации помеѓу различните слоеви од протоколниот стек во CR системите.



Слика 2-3: Преглед на функционирањето на C-MAC протоколите

2.2.2 Заеднички аспекти на C-MAC циклусот

Заедничките аспекти најчесто се однесуваат на оперативните режими на работа на CR кои влијаат на дефиницијата на C-MAC протоколите. Во однос на заедничките аспекти, бројот на радија по комуникациски уред е од особено значење. Ако CRN поддржува повеќе радија, корисничките податоци може да се пренесат *истовремено* со контролните податоци, т.е. спектралното ослушнување, спектралната поделба и управувањето со контролниот канал може да се вршат паралелно со преносот на корисничките пакети. Во

сценарија каде CRN функционираат со употреба на едно радио, преносот на корисничките и контролните пакети се обезбедува преку временско/фреквенциско мултиплексирање, со што значително се ограничува дизајнот на C-MAC протоколите и нивната ефикасност. Останати заеднички аспекти на C-MAC кои се поврзани со оперативниот режим на работа се: *работа во еден или повеќе опсези, синхрона наспроти асинхрона операција, едно-антенски наспроти повеќе-антенски систем, мобилност*, итн. Сите овие аспекти влијаат на C-MAC протоколите и на тоа како дадените протоколни решенија се справуваат со предизвиците наметнати од страна на спектралното ослушнување, спектралната поделба и управувањето со контролниот канал.

Заедничките аспекти, исто така, вклучуваат множество на техники, решенија и принципи кои може да се применат, спроведат и искористат за адресирање и решавање на предизвиците поврзани со функционално-специфичните аспекти. Конкретно, доверливоста на резултатите од спектралното ослушнување може да се подобри преку воведување *кооперација* и *координација*. Дополнително, може да се вклучат и употребат напредни техники за *оптимизација* и *учење* со цел да се одредат оптималните вредности на параметрите од интерес за спектралното ослушнување. Слично на спектралното ослушнување, кога станува збор за спектралната поделба, исто така, возможно е да се употребат техники за *кооперација*, *учење* и *напредни концепти на оптимизација* (на пример, теорија на игри) со цел да се одреди оптималната стратегија за користење на слободниот спектар врз основа на поддржаните оперативни режими од страна на мрежата. Управувањето со контролниот канал може да побарува адаптивни решенија преку употреба на *координација*, *оптимизација* и *учење* за решавање на конкретни проблеми како што се достапност на контролниот канал, загушување и покриеност. Степенот, до кој овие заеднички техники може да се искористат за решавање на функционално-специфичните аспекти во еден C-MAC протокол, зависи од оперативното сценарио, односно системската архитектура, побарувањата на апликациите, потребата од енергетска ефикасност, хардверските ограничувања, поддржаните оперативни режими од страна на мрежата, итн.

2.3. Предложени новитети и достигнувања

Просторниот диверзитет може значително да ја зголемат ефикасноста на спектралното реискористување во CR системите и се повеќе се согледува како фундаментален дел од сите идни CR системи и нивните C-MAC нивоа. Просторниот диверзитет е многу добро познат и разгледуван постулат во областа на безжичните комуникации. Сепак, бројот на научни трудови кои го анализираат неговото влијание и предности во однос на C-MAC нивото е ограничен. Главниот фокус на оваа докторска дисертација е да се развијат и предложат нови C-MAC механизми/техники кои ќе ги искористат предностите на просторниот диверзитет, со цел да се зголеми ефикасноста на когнитивните радио мрежи. Предложените C-MAC механизми/техники се специјално развиени со цел да се одговори на основните побарувања поврзани со:

- **Аквизиција на податоци за радио околината.** Развој на нов C-MAC механизам за оптимизација на кооперативно ослушување на спектар, кој ќе го постигнува оптималниот секундарен системски капацитет, врз база на интелигентна селекција на системските параметри, како што се: времетраењето на спектралното ослушување, времетраењето и честотата на само-калибрација, бројот на активни секундарни уреди, пропусниот опсег на контролниот канал, итн.
- **Спектрална поделба.** Развој на нова техника за комбиниран бимформинг дизајн, која ќе ја потиснува спротивната интерференција (создадена од примарниот систем) во секундарните уреди, ќе поседува мала комплексност и ќе може да се користи и во Up Link (UL) и во Down Link (DL) насока, обезбедувајќи ефикасно и практично употребливо CR решение за поднивовска (анг. underlay) спектрална поделба.
- **Управување со контролен канал.** Развој на нов C-MAC механизам кој ќе ја потисне неидеалноста на контролниот канал (т.е. ќе ја минимизира веројатноста на грешка и ограничениот пропусен опсег) и ќе му овозможи на кооперативното спектрално ослушување да постигне оптимални перформанси (во насока на веројатноста за детекција), т.е. да ги постигнува истите перформанси како во случајот на идеален контролен канал (т.е. канал без грешки и неограничен пропусен опсег).

Следните три глави ги претставуваат главните научни достигнувања во дисертацијата и се организирани на следниов начин. Глава 3 го презентира истражувањето и новитетите во однос на аквизицијата на податоци за радио околината. Во глава 4 се претставени истражувањата и новитетите во однос на спектралната поделба. Глава 5 го презентира истражувањето во однос на управувањето со контролниот канал.

3 Кооперативно спектрално ослушнување свесно за системскиот капацитет

Најчесто користените и регулирани приоди во доменот на CR и динамичното пристапување кон спектар (анг. Dynamic Spectrum Access - DSA) се базирани на решенија кои користат бази на податоци [22]. Во овие решенија заштитата на примарниот систем се воведува преку строго дефинирани ограничувања кои произлегуваат од спектралните бази на податоци. Сепак, приодите базирани на бази на податоци не се способни да ја контролираат агрегатната интерференција, што се создава од повеќе секундарни корисници. Исто така, овие приоди не се дизајнирани да се справат со динамични радио околина и сценарија. Спротивно на тоа, опортунистичката спектрална поделба обезбедува CR системите да работат во динамична и непредвидлива средина [23] со користење на *спектрално ослушнување* или комбинација од спектрално ослушнување и спектрални бази на податоци. Иако, само по себе, спектралното ослушнување не претставува конвенционална техника за динамичен пристап кон спектарот, тоа се уште се идентификува како една од најветувачките технологии кои овозможуваат доверлива детекција на слободниот спектар во CRN [24]. Комбинацијата од спектрално ослушнување и спектралните бази на податоци обезбедува и дополнителни новитети и можности за детекција на слободниот спектар, како и мрежна оптимизација [25]-[28]. Главните истражувачки насоки од областа на спектралното ослушнување се фокусираат на неговата ефикасност и доверливост. Подоверливо и поефикасно спектрално ослушнување може да обезбеди зголемена искористеност спектарот од страна на секундарните корисници, како и намалена интерференција кон примарните системи.

Кооперативното спектрално ослушнување (анг. Cooperative Spectrum Sensing - CSS) претставува екстензија за дополнително подобрување на ефикасноста на процесот на спектрално ослушнување, овозможувајќи доверлива детекција на примарните системи. Оптимизација во случајот на кооперативното спектрално ослушнување обично е насочена кон максимизирање на перформансите за детекција, а делумно или целосно се запоставува ефикасноста на секундарниот систем (пр. системскиот капацитет). Подобрувањето на перформансите во однос на детекцијата, преку зголемување на бројот на земени сигнални

примероци или пак бројот на кооперативни уреди, не мора да резултира во подобрени перформанси на секундарниот систем. Дополнително, подобрувањето на ефикасноста од спектралното ослушнување е тесно поврзано со зголемување на пропусниот опсег на контролниот канал и времетраењето на спектралното ослушнување, со што се намалува вкупниот капацитет на секундарниот систем. Поточно, секогаш постои компромис помеѓу перформансите на спектралното ослушнување и комуникациските перформанси на секундарниот систем. Оваа зависност треба подетално да се истражува во контекст на капацитетот на секундарниот систем, што може да се постигне при употреба на опортунистичкиот пристап. Покрај тоа, истите детекциски перформанси на спектралното ослушнување може да се постигнат за различни вредности на параметрите поврзани со кооперативното спектрално ослушнување (како на пример број на ослушнати примероци, бројот на кооперативни уреди, итн.) Во оваа глава, докторската дисертација се фокусира на C-MAC механизам за кооперативно спектрално ослушнување кој во предвид го зема секундарниот системски капацитет, и се обидува истиот да го максимизира.

C-MAC механизмот, т.е. спектралното ослушнување презентирано во оваа глава го искористува методот за детекција базиран на енергија (анг. Energy Detection - ED) со користење на проценка (естимација) на моќноста на шумот (анг. Estimated Noise Power - ENP) [29], кој ги анулира проблемите на несигурност од шумот (анг. noise uncertainty). Дисертацијата го проширува ENP методот за случај на кооперативно спектрално ослушнување, при што ги изведува и аналитичките модели во однос на две техники за фузија на податоци, т.е. мнозинско гласање (анг. Majority Voting – MV) и комбинирање на еднаква моќност (анг. Equal Gain Combining - EGC) [30]. Исто така дисертацијата го подобрува постоечкиот ENP модел со нова би-модална шема за спектрално ослушнување која обезбедува поробустен процес на естимација (на моќноста) на шумот. Дополнително, дисертацијата предложува и нова CSS оптимизација која се фокусира на максимизирање на капацитетот на секундарниот систем. Во продолжение, предложеното спектрално ослушнување ќе се нотира како CSS-ENP.

Оваа глава е организирана на следниот принцип. Поглавјето 3.1 ги претставува последните исчекори поврзани со оптимизација на капацитетот во секундарни системи, кооперативно ослушнување, како и методот за детекција базиран на енергија со користење

на естимација на шумот. Поглавјето исто така, го истакнува придонесот на докторската дисертација. Поглавјето 3.2 го претставува генеричкиот систем модел за кооперативно спектрално ослушнување кое во предвид го зема системскиот капацитет и ги изведува аналитичките изрази за CSS-ENP. Поглавјето 3.3 ги анализира перформансите за детекција на CSS-ENP и ги потврдува развиените аналитички изрази со експериментални резултати. Поглавјето 3.4, го претставува оптимизацискиот метод за CSS-ENP кој во предвид го зема системскиот капацитет, го илустрира оптимизацискиот процес и го дискутира неговото влијание врз перформансите на примарниот систем. Поглавјето 3.5 ги евалуира перформансите на предложениот оптимизациски метод и ги дискутира неговите придобивки. Конечно, Поглавјето 3.6 дава заклучни коментари.

3.1. Преглед на тековните истражувања

Со цел да се подобри ефикасноста на секундарниот систем, во однос постигнатиот капацитет и доцнење, неколку научни трудови сугерираат дека секундарните уреди треба да вклучат оптимизациски стратегии кои ќе овозможат да се постигнат најдобрите перформанси од спектралното ослушнување, избегнувајќи го неефикасното искористување на ресурсите [29],[31]-[33]. Основната цел на овие стратегии за оптимизација е да се прилагодат (со фино нагудување) перформансите на спектралното ослушнување (т.е. да се најде оптималното време на спектралното ослушнување), со што би се максимизирала спектралната ефикасност (односно би се максимизирал периодот за пренос) [34]-[37]. Од неодамна, аспектите за оптимизација на спектралното ослушнување се аплицирани на сценарија за кооперативно спектрално ослушнување, каде што повеќе уреди соработуваат со цел да се постигнат најдобрите перформанси на секундарниот систем [34], [38]-[41]. Последните научни трудови од областа покажуваат дека оптимално времетраење на спектралното ослушнување може да се пресмета врз основа на сообраќајната оптовареност и однесувањето на примарниот систем [32],[42]-[44]. Под овие претпоставки, оптималните времетраења за ослушнување и пренос на податоци може лесно да се изразат за различни сообраќајни параметри на примарниот систем. Но, за многу реални сценарија активноста на примарниот систем не може да се моделира со познат и специфичен модел, што резултира во потребата од генерички и поробустен начин

за максимизирање на перформансите на секундарниот систем. Покрај тоа, сите од горенаведените решенија се со ограничена применливост, бидејќи оптимизацијата се извршува само врз основа на времетраењето на ослушнувањето и преносот на податоци. Еден генеричен и сеопфатен модел треба да воведи дополнителни параметри кои можат да влијаат врз перформансите на системот и спектралното ослушнување, како на пример времетраењето и фреквенцијата на авто-калибрација (т.е., естимација на шумот), бројот на активни секундарни уреди, пропусниот опсег на контролниот канал, итн.

Дисертацијата ги надополнува претходните научни трудови и предлага нов и генерички метод за кооперативно спектрално ослушнување кој го максимизира секундарниот системски капацитет. Предложениот модел за кооперативно спектрално ослушнување може да се примени на било која техника за спектрално ослушнување. Презентираната работа се фокусира на ED базирано спектрално ослушнување, поради неговата практична применливост и мала комплексност. ED претставува наједноставна, но сепак најоптимална техника за спектрално ослушнување кога на секундарниот систем не му се достапни информации за сигналот на примарниот систем (т.н. слепо спектрално ослушнување). Поради малата комплексност, ED е погодна за брзо и широкопојасно спектрално ослушнување. Во практични реализации, постоењето на SNR_{sid} (анг. SNR wall) ја ограничува работата на ED, поради некомплетното и несовршено знаење на нивото на моќноста на шумот [45]-[47]. Терминот SNR сид, означува дека постои минимална вредност на односот сигнал шум, (анг. Signal to Noise Ratio - SNR) под која детекцијата на сигналот е невозможна дури и за бесконечен број на сигнални примероци, бидејќи естимираната моќност на шумот секогаш ќе се разликува од реалната моќност на шумот [47]-[49]. Сепак, оваа појава не е предизвикана само од присуството на несигурност моќноста на шумот. Неколку неодамнешни трудови [29],[50] дискутираат дека присуството на SNR сид е резултат на недоволна количина на примероци од шумот во однос на бројот на примероци од сигналот. Авторите во [29],[51] докажуваат дека процесот на проценка моќноста на шумот може да го избегне (анулира) SNR сидот, доколку варијансата на естиматорот на шумот се намалува како што бројот на сигнални примероци се зголемува. Овој метод е познат како естимација на шумот, ENP. ENP методот го анулира ефектот на SNR сидот преку употреба на дво-фазна шема за спектрално ослушнување, која инкорпорира период за естимација на шумот и која

обезбедува да се соберат доволно примероци од шумот во однос на бројот на сигнални примероци.

Иако теоретски применлив, постојниот ENP метод има неколку недостатоци со кои се ограничува неговата применливост во практични реализации:

- Аналитичкиот модел на ENP е развиен само за спектрално ослушување со еден секундарен уред.
- Дво-фазната шема за ослушување, односно процесот на естимација на шумот во дадениот метод, зависи од прецизноста од употребената техника за спектрално ослушување.
- ENP методот со еден корисник е субоптимален во однос на остварливиот капацитет на секундарниот систем, кога се разгледуваат строги побарувања од страна на регулаторните тела за ослушување и детекција [52].

Докторската дисертација го проширува постоечкиот ENP метод преку адресирање и решавање на горенаведените недостатоци. Дисертацијата развива погенерички аналитички модел за ENP методот, преку воведување на аспектите за просторен диверзитет (т.е. кооперативно спектрално ослушување) и вклучувајќи ги и двете техники за одлука во CSS, т.е. тврдо фузирање на податоци (анг. hard decision combining) и меко фузирање на податоци (анг. soft decision combining). Поконкретно, дисертацијата изведува аналитички изрази за најчестите техники за меко и тврдо фузирање на податоци, т.е. EGC и MV соодветно, од аспект на веројатност за детекција (анг. detection probability) и веројатност за лажна тревога (анг. false alarm probability). Тезата ја докажува валидноста на CSS-ENP методот преку споредба на аналитичките релации со експериментални резултати. Покрај тоа, таа воведува поробусна шема за ослушување, и естимација на шумот, која не зависи од употребената техника за спектрално ослушување и активноста на примарниот систем. Конечно, дисертацијата ги експлоатира добиените аналитички модели на CSS-ENP, со цел да се развие CSS кое во предвид го зема секундарниот системски капацитет и кое значително може да ги подобри перформансите на секундарниот систем, како и да го испита оптимално однесување на предложената CSS во однос на параметрите поврзани со кооперативното спектрално ослушување, како што се бројот на сигнални примероци и примероци од шумот, ширината на контролниот канал, и бројот на кооперативни уреди.

Во следното поглавје се воведуваат основите на системскиот модел за спектрално ослушување земајќи го во предвид капацитетот на секундарниот систем и изведувајќи аналитички модел за кооперативно спектрално ослушување базирано на ENP.

3.2. Системски модел

Ова поглавје го опишува системскиот модел како и предложената оптимизација за кооперативно ослушување кое е свесно за секундарниот системски капацитет. Исто така, поглавјето елаборира за потребните услови во однос на кооперативно ослушување кое е свесно за секундарниот системски капацитет, со цел да се постигне највисокиот секундарен проток. Дополнително, поглавјето ги изведува и аналитичките изрази за веројатностите на детекција и лажна тревога на предложениот CSS-ENP метод, во однос на техниките за меко и тврдо фузирање на податоци, т.е. EGC и MV, соодветно.

3.2.1 Кооперативно спектрално ослушување свесно за секундарниот системски капацитет

Процесот на спектрално ослушување најчесто има за цел да користи поставување (т.е. број на сигнални примероци, бројот на примероци од шумот, бројот на уреди што кооперираат, пропусен опсег на контролен канал, итн), кое ги обезбедува *најдобрите перформанси во однос на веројатноста за детекција*. Сепак, овие поставувања може да бидат субоптимални во однос на ефикасноста на *перформансите на секундарниот систем*. Во многу сценарија, поефикасно е да се оптимизира процесот на спектралното ослушување во однос на перформансите на секундарниот систем, наместо во однос на веројатноста за детекција.

Капацитетот на системите кои базираат на спектрално ослушување во голема мера зависи од перформансите на самото спектрално ослушување. Затоа, оваа докторска дисертација предлага употреба на функција на чинење (анг. cost function), свесна за капацитетот на секундарниот систем, во процесот на оптимизација на кооперативното спектрално ослушување:

$$C_{su} = \Theta \frac{T - T_s - T_c}{T} (1 - Q_{fa}) \left(1 - \frac{B_c}{W}\right) \quad (3.1)$$

каде T го означува времетраењето на комуникациската рамка на секундарниот систем, и кое може да се изрази како $T = T_d + T_s + T_c$, при што T_d го означува времетраењето на периодот за трансмисија, T_s го означува времетраењето на спектралното ослушнување, а T_c го означува времетраењето за дистрибуција на информацијата од спектралното ослушнување. Конкретно, времетраењето за дистрибуција на информацијата од спектралното ослушнување, го претставува временскиот период во кој сите активни секундарни уреди ја испраќаат ослушнатата информација до центарот за фузија (анг. Fusion Center) преку контролниот канал. Ова времетраење се дефинира како: $T_c = (DK)/(B_c \log_2(m_s))$, каде D го означува бројот на бити кои што се пренесуваат, K го означува бројот на кооперативни уреди, m_s го означува рангот на модулациската техника и B_c го означува пропусниот опсег на контролниот канал [53]. Моделот претставен во (3.1) го зема во предвид најлошиот случај во однос на капацитетот, бидејќи врши пенализација на размена на контролни податоци во димензија време и фреквенција. Овој модел се однесува на случаите кога контролната комуникација е резервирана во време и користи специфично дедицирана фреквенција за контролниот канал.

Параметарот Θ го означува Шеноновиот капацитет и се дефинира како $\Theta = W \log_2(1 + \bar{\gamma})$, каде W се однесува на пропусниот опсег на секундарниот систем, а $\bar{\gamma}$ го означува средниот однос сигнал шум. Параметарот Q_{fa} ја означува веројатноста за лажна тревога што ја внесува техниката за спектрално ослушнување. Во реални сценарија, оптимизацискиот процес треба да го реши следниот проблем и може да биде дефиниран како:

$$\max \left\{ C_{su} = \Theta \frac{T - T_s - T_c}{T} (1 - Q_{fa}) \left(1 - \frac{B_c}{W}\right) \right\}, \quad (3.2)$$

$$s.t. \quad Q_d \geq Q_{dmin},$$

каде Q_d ја означува веројатноста за детекција на употребената CSS техника. Параметарот Q_{dmin} ја дефинира долната граница на веројатноста за детекција на употребената техника за спектрално ослушнување која треба да е во согласност со претходно дефинирани критериуми за заштита на примарниот систем. Обично, регулаторните тела (на пример,

FCC и Ofcom) ја дефинираат вредноста на Q_{min} врз основа на фреквенцискиот опсег и даденото сценарио. Подетална дискусија во однос на оптимизацискиот проблем е претставена во поглавјето 3.5

3.2.2 Модел за кооперативно спектрално ослушување

Ова поглавје го претставува моделот за кооперативно спектрално ослушување, како основа за потребната оптимизација. Во поглавјето се проширени аналитичките модели кои се однесуваат на сценариото за кооперативно спектрално ослушување базирано на ENP, и предложува нова би-модална шема за CSS-ENP. Исто така, изведени се аналитичките изрази за веројатноста за детекција и лажна тревога за CSS-ENP.

Во преостанатиот дел од главата, $\mathcal{CN}(\mu, 2S)$ означува комплексна Гаусова случајна променлива со средна вредност μ и независни и идентично распределени (анг. independent identically distributed - i.i.d.) реални и имагинарни вредности, секоја со варијанса $2S$. Изразот $\mathcal{CN}(\mu, 2\sigma^2)$ означува комплексна Гаусова случајна променлива со средна вредност μ и i.i.d. реални и имагинарни вредности, секоја со варијанса $2\sigma^2$.

3.2.2.1 Модел за спектрално ослушување и претпоставки

Системскиот модел претпоставува безжичен CR (т.е. SU) систем со совршена синхронизација помеѓу секундарните уреди и централизиран ентитет (на пример, CR базната станица (BS)) која го врши процесот на фузија на податоците од кооперативното спектрално ослушување. Без било каква загуба на општоста и валидноста на системскиот модел [54]-[56], се претпоставува дека сите секундарни уреди имаат еднакви карактеристики, со цел да се поедностави нотација во анализата. Системскиот модел претпоставува детекција на сигнали во канал со адитивен бел гаусов шум (анг. Additive White Gaussian Noise - AWGN), каде што i -тиот примерок од сигналот под двете хипотези (т.е. во отсуство и во присуство на сигнал) е даден како:

$$y_i = \begin{cases} n_i, & H_0 \\ x_i + n_i, & H_1 \end{cases}, \quad (3.3)$$

каде што H_0 и H_1 ги означуваат хипотезите во отсуство и во присуство на сигналот, соодветно. Примерокот од сигналот x_i и примерокот шумот n_i се дефинирани како циркуларно-симетрични комплексни Гаусови случајни променливи, $\mathcal{CN}(0, 2S)$ и $\mathcal{CN}(0, 2\sigma^2)$, соодветно. Во случај кога се користи ED, и врз основа на претпоставките во (3.3), проблемот на детекција може да се дефинира како логаритамски тест на соодносите за сличност (анг. log likelihood ratio test). Сепак, практичната имплементација на ED обезбедува да се користат само естимираните вредности за варијансата на шумот [57]. Во тој случај, проблемот за ED е дефиниран како генерализиран тест на соодносите за сличност (анг. generalized likelihood ratio test):

$$\Lambda_g(y) = \begin{cases} \frac{1}{2\hat{\sigma}^2} \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |y_i|^2 \geq \xi, & H_1 \\ < \xi, & H_0 \end{cases}, \quad (3.4)$$

каде $\hat{\sigma}^2$ ја означува естимираната варијанса на шумот, која зависи само од употребената техника за естимација [58].

Во случај кога се користи *EGC техниката за фузија*, прво, секој кооперативен секундарен уред ја пресметува индивидуалната тест-статистика користејќи ја (3.4), а потоа вредноста ја испраќа до центарот за фузија. Потоа, центарот за фузија ја пресметува глобалната тест-статистика за EGC, $\Lambda_{g-egc}(y)$, преку сумирање на примените K локални тест-статистики, и таа може да се изрази како:

$$\Lambda_{g-egc}(y) = \frac{1}{\hat{\sigma}^2} \frac{1}{2N} \underbrace{\sum_{j=1}^K \sum_{i=0}^{N-1} |y_{ij}|^2}_{v_{egc}(y)} \begin{cases} \geq \xi, & H_1 \\ < \xi, & H_0 \end{cases}, \quad (3.5)$$

каде $v_{egc}(y)$ ја претставува измерената моќност на сигналот добиена од N -те примероци од сигналот [58]. За голем број на примероци, измерената моќност $v_{egc}(y)$ може да биде изразена преку искористување на својствата на сумата од K Гаусови променливи:

$$v_{egc}(y) \sim \begin{cases} \mathcal{N}(K\sigma_t^2, K\sigma_t^4 / N), & H_1 \\ \mathcal{N}(K\sigma^2, K\sigma^4 / N), & H_0 \end{cases}, \quad (3.6)$$

каде $\sigma_i^2 = \sigma^2 + S$ ја означува варијансата на ослушнатите примероци во присуство на сигнал. Покрај тоа, естимацијата на моќноста т.е. варијансата на шумот, $\hat{\sigma}^2$, може да се изрази како случајна променлива дефинирана со следната дистрибуција [29]:

$$\hat{\sigma}^2 \sim \mathcal{N}(K\sigma^2, K \text{ var}(\hat{\sigma}^2)). \quad (3.7)$$

Во случајот на *MV техниката за фузија* секој кооперативен уред врши независна одлука и ја испраќа до центарот за фузија, како информација составена од само еден бит (т.е. тврдо фузирање на податоци). Поради независните одлуки при ослушнувањето, тест-статистиката на j -тиот уред, $\Lambda_{g-mv}^{(j)}(y)$, може да се поистовети со *тест-статистиката на еден уред*, дефинирана во (3.4) и може да се изрази како:

$$\Lambda_{g-mv}^{(j)}(y) = \Lambda_g(y) = \begin{cases} 1 & \geq \xi, \\ 0 & < \xi, \end{cases} \quad (3.8)$$

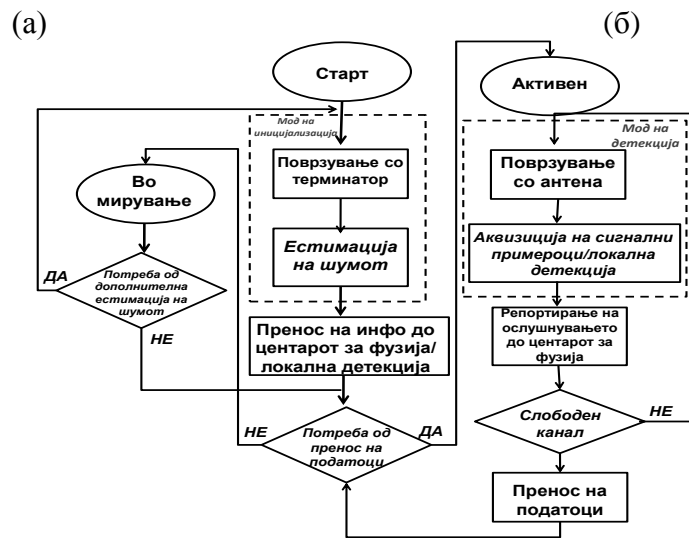
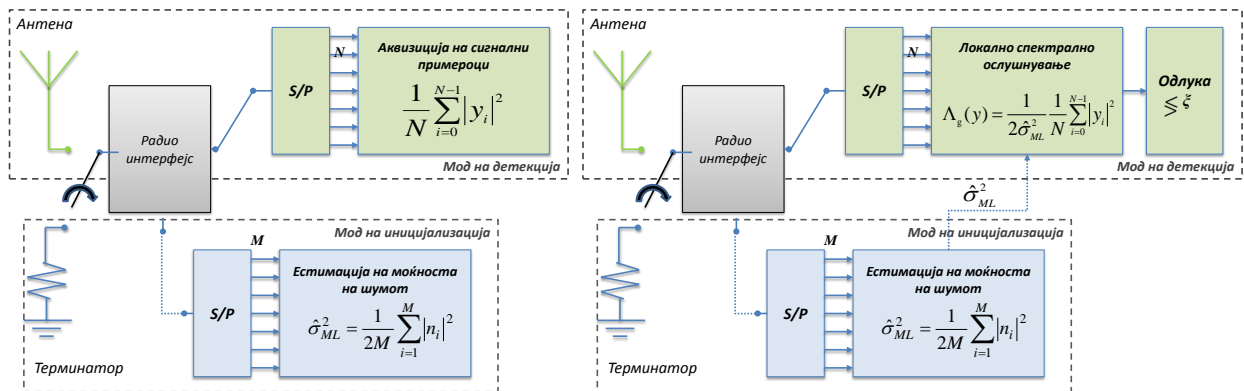
Следствено, глобалната тест-статистика од интерес за *MV техниката за фузија* може да се изрази како:

$$\Lambda_{g-mv}(y) = \sum_{j=1}^K \Lambda_{g-mv}^{(j)}(y) \begin{cases} \geq \frac{K}{2}, & H_1 \\ & \cdot \\ < \frac{K}{2}, & H_0 \end{cases} \quad (3.9)$$

3.2.2.2 Кооперативно спектрално ослушнување базирано на естимација на моќта на шумот (CSS-ENP)

CSS-ENP методот користи би-модална шема за ослушнување во која секој секундарен уред најпрво ја естимира варијансата на шумот преку поврзување на РФ интерфејсот со интегриран РФ терминатор во самиот уред (т.е. *мод на иницијализација*) и потоа врши собирање на примероци од сигналот (*мод на детекција* за EGC, Слика 3-1а), односно спектрално ослушнување базирано на ENP (*мод на детекција* за MV, Слика 3-1б). При стартување, уредот влегува во *мод на иницијализација*, при што го собира потребниот број на примероци од шумот, M . Потоа примероците или ги пренесува до центарот за фузија (за EGC техниката) или ги користи за спектрално ослушнување базирано на ENP (за MV

техниката). Доколку не постои тековен пренос на податоци, секундарниот уред влегува во *мод на мирување* каде, ако е потребно, може да собере дополнителни примероци за моќноста (т.е. варијансата) на шумот, како што е прикажано на Слика 3-1в. Овој пристап обезбедува можност секој секундарен уред да собере произволно голем број на примероци од шумот што резултира во подобрување на процесот на естимацијата на шумот, независно од фазите за пренос на податоци и спектрално ослушнување. Кога постои потреба од пренос на податоци, секундарниот уред влегува во активен мод, врши собирање на примероци за сигналот (за EGC, Слика 3-1а) или локално спектрално ослушнување (за MV, Слика 3-1б) и ја пренесува ослушната информација до центарот за фузија, Слика 3-1в.



(B)

Слика 3-1. Би-модално ослушнување: а) EGC техника б) MV техника в) CSS-ENP шема

Предложената би-модална шема [30] се разликува од онаа претставена во литературата [57] поради воведување на РФ терминатор како интегриран дел на секундарниот хардвер, наместо потребата од период за високо доверливо и прецизно спектрално ослушување. Всушност, главниот недостаток на трудовите поврзани со постоечките ENP методи [29],[57] и процесот на естимација на шум, е резултат на употребата на дво-фазна шема за спектрално ослушување [57]. Ваквата дво-фазна шема за спектрално ослушување претпоставува комбинација на спорадични долги периоди за доверливо и прецизно спектрално ослушување, како и почесто кратко спектрално ослушување, кое може да користи едноставни техники, како на пример ED. Ако во текот на еден период за доверливо ослушување, техниката за спектрално ослушување одлучи за хипотезата H_0 , собраните примероци може да се сметаат како примероци во кои не е содржана информација за сигналот и може да се користат при процесот за естимација на шумот. Дво-фазната шема во [29],[57] има неколку недостатоци со кои се ограничува нејзината практична применливост и ефикасност. Бидејќи процесот на естимација на шум зависи од одлуките на спектралното ослушување, искористената техника може да предизвика грешки во однос на процесот на естимација. На пример, секој случај на погрешна детекција погрешно ќе го насочи процесот за естимација на шум, третирајќи ги примероците кои содржат сигнал како примероци составени само од шум, со што може значително да се зголеми грешката на естимација на шумот. Покрај тоа, секоја лажна тревога погрешно ќе го насочи процесот за естимација на шум, да ги третира примероците кои содржат само шум како примероци на сигналот со што ќе се намали прецизноста на естиматорот (поради помалата статистика). Во практична реализација не е можно да се избегнат случаите на лажна тревога и погрешна детекција. Исто така, дво-фазната шема не може да се применува во канали со висока активност на примарните системи, т.е. каде што појавата H_0 не е доволно честа. На пример, во ситуации каде што секундарниот уред е подложен на чести варијации на варијансата на шумот, дво-фазната шема нема да биде во можност да ја ажурира варијансата на шумот доволно често и ќе резултира со деградација на перформансите на спектралното ослушување. Дополнително, термичкиот шум претставува физичка појава, која постои само во уредот на приемникот. Користењето на шеми за естимација на шумот, како на пример дискутираната дво-фазна, доведува до неидеална естимација, бидејќи шемата не може да се справи и да ги изолира

амбиенталните радио сигнали од шумот во приемникот. Наспроти користењето на периоди за прецизно и доверливо спектрално ослушување, би-модалната шема го исклучува РФ интерфејсот од антената и го прикачува на РФ терминатор. Овој процес ги анулира и изолира амбиенталните радио сигнали и обезбедува прецизна естимација на шумот. Поради идеалната изолација, обезбедена преку употребата на РФ терминатор, би-модалната шема може да ја спроведе естимацијата на шумот независно од активноста на примарниот систем. Затоа, таа може да обезбеди подобрена и „по потреба“ (анг. on demand) естимација која може да собере поголем број на примероци од шумот во однос на дво-фазната шема, особено во сценарија и канали со чести активности на примарниот систем. Би-модалната шема лесно може да се имплементира во пракса преку употреба на РФ терминатор и едноставен електронски прекинувач во секундарниот уред кој ќе ја менува врската помеѓу антената на уредот и РФ терминаторот. Комерцијални софтверски дефинирани радија, како што се USRP2 уредите, вклучуваат два РФ интерфејси кои можат едноставно да се модифицираат за да се обезбеди автоматско префрлување помеѓу РФ терминаторот и антената. Сепак, бидејќи употребената техника за детекција е базирана на ED, таа не може да изолира сигнали кои потекнуваат од амбиентална интерференција, спорадични трансмисии, протекувања од соседни канали (анг. out-band leakage), итн. Во реални околности овој недостаток на ED може да доведе до мали деградации во однос на перформансите за детекција, што претставува фундаментален недостаток на сите техники за слепо спектрално ослушување.

Во однос на естиматорот на шум, во оваа дисертација се претпоставува дека примероците од варијансата на шумот во приемникот се проценети (естимирани) со употреба на ML естиматорот, т.е.:

$$\hat{\sigma}_{ML}^2 = \frac{1}{2M} \sum_{i=1}^M |n_i|^2, \quad (3.10)$$

каде што n_i ги означува примероците од шумот, додека M го означува на бројот на примероци од шумот. ML естиматорот претставува едноставен и ефективен естиматор кој е способен да ја достигне Cramer-Rao границата.

Во случај на EGC базираното кооперативно спектрално ослушнување, прво, секој кооперативен уред ја пресметува индивидуална естимација на шумот, а потоа, ја препраќа до центарот за фузија. Центарот за фузија ја пресметува глобална естимација на шумот преку сумирање над добиените K естимации за шумот, и може да се изрази како:

$$\hat{\sigma}_{ML_EGC}^2 = \frac{1}{2M} \sum_{j=1}^K \sum_{i=1}^M |n_{ij}|^2. \quad (3.11)$$

Слично на пристапите во [57],[59], и со замена на $\hat{\sigma}^2$ со $\hat{\sigma}_{ML_EGC}^2$ во (3.5), функцијата на густина на веројатноста (анг. Probability Density Function - PDF) на глобалната тест-статистика за EGC, $\Lambda_{g-egc}(y)$, која ја следи F-дистрибуцијата [60], може да се запише како:

$$f_{\Lambda_{g-egc}(y)/H_0}(x) = \frac{(KN)^{KN} (KM)^{KM} x^{KN-1}}{B(KN, KM) (KNx + KM)^{K(N+M)}} u(x), \quad (3.12)$$

$$f_{\Lambda_{g-egc}(y)/H_1}(x) = \frac{(KN)^{KN} (KM(1 + SNR))^{KM} x^{KN-1}}{B(KN, KM) (KNx + KM(1 + SNR))^{K(N+M)}} u(x), \quad (3.13)$$

каде што $u(\cdot)$ означува скалеста функција со единичен чекор и $B(a, b) = \Gamma(a)\Gamma(b) / \Gamma(a + b)$ се однесува на бета функцијата [60]. Следствено, веројатноста за детекција ($Q_{d_ENP}^{EGC}$) и веројатноста за лажна тревога ($Q_{fa_ENP}^{EGC}$) за EGC техниката, кога се користи естимацијата на шумот, може да бидат изразени како [30]:

$$Q_{d_ENP}^{EGC} = \tilde{B} \left(KM, KN, \frac{KM(1 + SNR)}{KM(1 + SNR) + KN\xi} \right), \quad (3.14)$$

$$Q_{fa_ENP}^{EGC} = \tilde{B} \left(KM, KN, \frac{KM}{KM + KN\xi} \right), \quad (3.15)$$

каде $\tilde{B}(a, b, z) = \frac{1}{B(a, b)} \int_0^z x^{a-1} (1-x)^{b-1} dx$ ја означува нецелосната бета функција ([60],

равенка (6.6.2)). За голем број на примероци од сигналот и шумот, веројатностите $Q_{d_ENP}^{EGC}$ и $Q_{fa_ENP}^{EGC}$ може да се изразат преку нивните Гаусови апроксимации, како што е дефинирано во [60] (равенка (26.6.13).):

$$Q_{d_ENP}^{EGC} \cong Q \left(\frac{\frac{\xi}{1+SNR} - 1}{\sqrt{\frac{M+N}{KMN}}} \right), \quad (3.16)$$

$$Q_{fa_ENP}^{EGC} \cong Q \left(\frac{\xi - 1}{\sqrt{\frac{M+N}{KMN}}} \right), \quad (3.17)$$

каде $Q(\cdot)$ ја означува Q-функцијата. Од равенките (3.16) и (3.17), е очигледно и може да се заклучи дека поголем број на кооперативни уреди како и примероци на шумот може значително да ги подобрат перформансите за детекција во случај на EGC техниката.

Кога се разгледува MV техниката, секој кооперативен уред прави независна одлука во однос на присуството односно отсуството на примарниот систем. Следствено, веројатноста за детекција и лажна тревога за случајот на еден уред се дефинирани како во [57] (равенки (23) и (24)). Веројатноста за детекција ($Q_{d_ENP}^{MV}$) и лажна тревога ($Q_{fa_ENP}^{MV}$) за MV техниката, кога се употребува естимацијата за моќноста на шумот, се дефинирани како [30]:

$$\begin{aligned}
Q_{d_ENP}^{MV} &= \sum_{i=K/2}^K \binom{K}{i} \left(\tilde{B} \left(M, N, \frac{M(1+SNR)}{M(1+SNR) + N\xi} \right) \right)^i \times \\
&\times \left(1 - \tilde{B} \left(M, N, \frac{M(1+SNR)}{M(1+SNR) + N\xi} \right) \right)^{K-i}, \tag{3.18}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
Q_{fa_ENP}^{MV} &= \sum_{i=K/2}^K \binom{K}{i} \left(\tilde{B} \left(M, N, \frac{M}{M + N\xi} \right) \right)^i \times \\
&\times \left(1 - \tilde{B} \left(M, N, \frac{M}{M + N\xi} \right) \right)^{K-i}. \tag{3.19}
\end{aligned}$$

За голем број на примероци од сигналот и шумот, веројатностите $Q_{d_ENP}^{MV}$ и $Q_{fa_ENP}^{MV}$ може да се изразат преку нивните Гаусови апроксимации, како што е дефинирано во [60] (равенка (26.6.13)):

$$\begin{aligned}
Q_{d_ENP}^{MV} &\cong \sum_{i=K/2}^K \binom{K}{i} \left(Q \left(\frac{\frac{\xi}{1+SNR} - 1}{\sqrt{\frac{M+N}{MN}}} \right) \right)^i \times \\
&\times \left(1 - Q \left(\frac{\frac{\xi}{1+SNR} - 1}{\sqrt{\frac{M+N}{MN}}} \right) \right)^{K-i}, \tag{3.20}
\end{aligned}$$

$$Q_{fa_ENP}^{MV} \cong \sum_{i=K/2}^K \binom{K}{i} \left(Q \left(\frac{\xi - 1}{\sqrt{\frac{M+N}{MN}}} \right) \right)^i \times \left(1 - Q \left(\frac{\xi - 1}{\sqrt{\frac{M+N}{MN}}} \right) \right)^{K-i}, \quad (3.21)$$

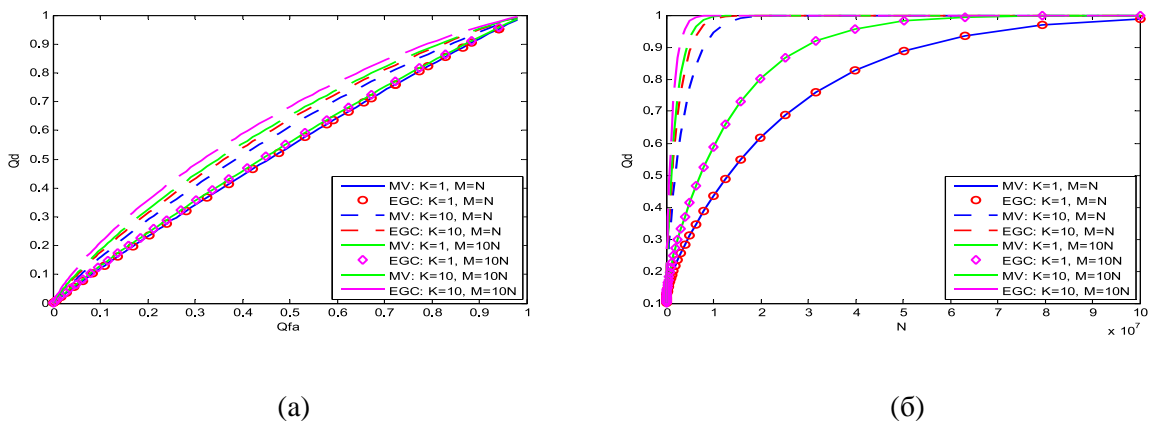
каде $Q(\cdot)$ ја означува Q-функцијата. Како и во случајот на EGC, поголемиот број на примероците од шумот и од кооперативните уреди, дополнително ќе ги подобри перформансите за детекција на дадената техника за спектрално ослушнување. Во ова поглавје е објаснет предложениот системски модел за кооперативно спектрално ослушнување кое е свесно за секундарниот системски капацитет и изведени се аналитичките изрази за CSS-ENP. Во следното поглавје се потврдува валидноста на аналитичките изрази со експериментални резултати и се анализираат перформансите за детекција на CSS-ENP.

3.3. CSS-ENP: анализа на перформансите и експериментална валидација

Во ова поглавје се анализира CSS-ENP методот во однос на неговата ефикасност за детекција. Дополнително, се верификува валидноста на развиените аналитички модели за CSS-ENP методот во однос на EGC и MV техниките за фузија. Анализата на перформансите е извршена во однос на *веројатноста за детекција* и *ROC* (анг. *Receiver Operating Characteristic*) *кривата*. Вредностите на влезните параметри (N , M , K , итн) во сценариото се избрани врз основа на веќе извршени анализи [29],[51],[57] во однос на ENP. Во валидацијата на прецизноста на аналитичките модели споредени се резултатите

од веројатноста за детекција, генерирани од добиените аналитички модели, со множество на експериментални резултати. Со цел да се поедностави нотација во остатокот од главата, MV и EGC техниките за фузија кои го користат ENP методот ќе бидат означени како MV_ENP и EGC_ENP, соодветно.

Слика 3-2а ги претставува ROC кривите на спектралното ослушнување за еден уред (т.е. $K = 1$), и за кооперативниот случај (за двете, EGC и MV, техники, (т.е. $K = 10$)) и за различен број на примероци од шумот. Треба да се напомене, како што беше објаснето во поглавјето 3.2.2.2, иницијализацискиот мод (односно процесот на естимација на шумот) е независен од модот на детекција, па оттука секундарните уреди можат да користат различен број на примероци од шумот M во однос на бројот на примероци од сигналот N . Сликата јасно покажува дека не-кооперативниот случај каде што бројот на примероци од шумот е еднаков на бројот на примероци од сигналот (т.е. $M=N$), постигнува најлоши перформанси. Со зголемување на бројот на примероци од шумот (т.е. $M=10*N$), спектралното ослушнување со еден уред ги подобрува перформансите. Сепак овој метод е инфериорен во споредба со случајот на кооперативно спектрално ослушнување (т.е. $K = 10$), каде што бројот на примероци од сигналот и шумот се еднакви (т.е. $M = N$). За даденото сценарио, кооперативниот EGC_ENP (со $K=10$ и $M=10N$) постигнува најдобри перформанси на детекција. Исто така, евидентно е дека MV_ENP (со $K=10$ и $M=10N$) е супериорна во споредба со EGC_ENP (со $K=10$ и $M=N$) поради употребата на поголем број на примероци од шумот.



Слика 3-2. Перформанси за детекција на CSS-ENP: (а) ROC ($N = 10^5$, $SNR = 5 * 10^{-4}$) (б) Веројатност за детекција во зависност од бројот на сигнални примероци N ($Q_{fa} = 0.1$, $SNR = 5 * 10^{-4}$)

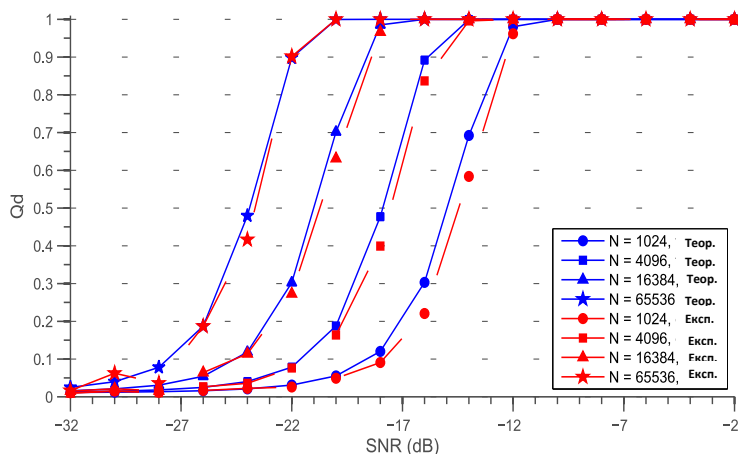
Слика 3-2б ја отсликува веројатноста за детекција (Q_d) во однос на бројот на примероци од сигналот, за истото сценарио како на Слика 3-2а. Слични заклучоци можат да се извлечат од Слика 3-2б како и од Слика 3-2б а. Може да се заклучи дека EGC_ENP (со $K=10$ и $M=10N$) постигнува најдобри перформанси на детекција, додека на MV_ENP (со $K=10$ и $M=10N$) постигнува подобри перформанси во споредба со EGC_ENP (со $K=10$ и $M=N$) поради подобрената естимација на шумот (т.е. поради користење на поголем број примероци од шумот). Од приложените резултати на Слика 3-2а и Слика 3-2б очигледно е дека комбинирањето на компонентата на просторен диверзитет, со методот на ENP резултира во значително подобрување на перформансите на спектралното ослушување базирано на ED.

Останатиот дел од ова поглавје се фокусира на експериментална потврда на изведените аналитички модели на CSS-ENP (т.е. EGC_ENP и MV_ENP). Параметрите од интерес за даденото сценарио се приложени во Табела 3-1. Сите валидации се вршат со помош на сигналниот анализатор Anritsu MS2690A [61] со вградена опција за генерирање на сигнали. Сигналот од интерес е ISDB-T (Јапонскиот стандард за дигитална телевизија базиран на OFDM) и користи QPSK модулација и 2/3 конволуциско кодирање.

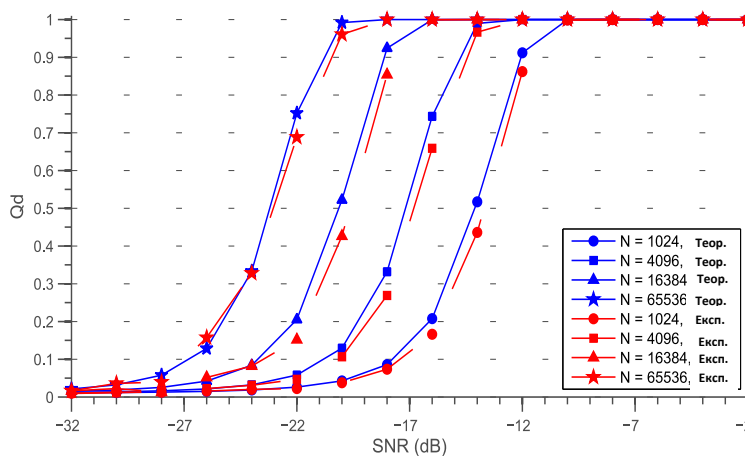
Табела 3-1. Параметри за сценариото (Експериментална валидација)

Метрики	Вредности
Влезен сигнал	ISDB-T_QPSK_2/3
Централна фреквенција [MHz]	2401
Приемен пропусен опсег [MHz]	10
Атенуација [dB]	6
Ниво на шум [dBm]	-74.4581 (измерено) -74.5 (спецификации)
Загуба од кабел [dB]	1.4
Моќност на влезниот сигнал [dBm]	-105 : -75 (со чекор 2dB)
Приемен SNR [dB]	-31.94 : -1.94 (со чекор 2dB)

Слика 3-3а ги прикажува теоретските (сини линии) и експерименталните резултати (црвени линии) за EGC. Евидентно е дека изведените аналитички модели се речиси идентични со експерименталните резултати. Слика 3-3б ги прикажува теоретските (сини линии) и експерименталните резултати (црвени линии) во однос на MV. Слично на заклучоците од Слика 3-3а, изведените аналитички модели за MV_ENP се речиси идентични со експерименталните резултати.



(a)



(б)

Слика 3-3. Q_d во зависност од SNR ($K = 5$, $M = 10^7$, $Q_{fa} = 1\%$): (a) EGC (б) MV

Ова поглавје ја потврди валидноста на аналитички модели развиени за CSS-ENP, преку споредба со експериментални резултати. Во следното поглавје развиените аналитички

моделите на CSS-ENP се применети за оптимизација за секундарниот системски капацитет и се дискутираат фундаментите на процесот на оптимизацијата од интерес. Покрај тоа, се анализира влијанието на предложениот CSS-ENP метод, кој во предвид го зема секундарниот системски капацитет, врз перформансите на примарниот систем.

3.4. Оптимизација за CSS-ENP базирана на капацитетот

Ова поглавје ги комбинира аналитичките модели на CSS-ENP развиени во 3.2.2.2 со оптимизацијата свесна за капацитетот на секундарниот систем. Бидејќи CSS-ENP побарува период за естимација на шумот, времетраењето на спектралното ослушување дефинирано во (3.1) и (3.2) може да се дефинира како: $T_s = \left(N + \frac{M}{\alpha}\right) / f_s$. Променливата f_s ја претставува честотата на земање примероци (т.е. семплирачката брзина) на секундарните уреди и $\frac{1}{\alpha}$ ја означува честотата на естимација на шумот. Честотата за естимација на шумот дефинира колку често шумот се проценува во однос на циклусите за спектрално ослушување, односно колку често секој секундарен уред влегува во иницијализацискиот мод. Во теорија, варијансата на шумот е временски непроменлива и само еден период за естимација е доволен за употреба со методи како ENP [29],[51],[57] или пак во предложениот метод CSS-ENP [30]. Во пракса, варијансата на шумот може да биде временски-променлива и главно зависи од варијации во амбиенталната температура, како и квалитетот на РФ интерфејсот. Оптималната честота за естимација на шумот може да има клучно влијание врз целокупната ефикасност на системот, поради долгите периоди за естимација. На пример, стабилна температура и повисок квалитет на РФ интерфејсот ќе побарува пониски рати за естимација. Во случај кога се користи естимација на шумот, капацитетот на системот за CSS-ENP, (3.1), може да се дефинира како:

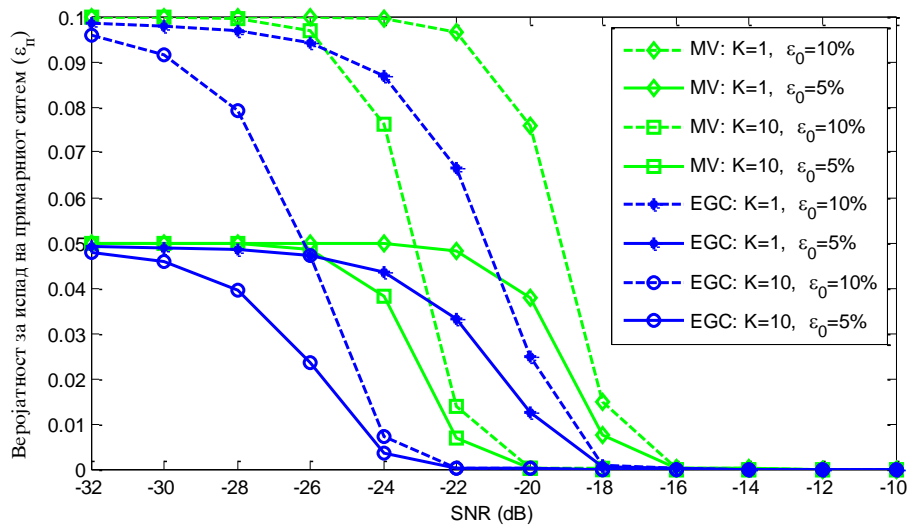
$$C_{su} = \Theta \frac{T - T_s(N, M, \alpha) - T_c(B_c)}{T} (1 - Q_{fa}^{ENP}(N, M, B_c, \alpha)) \left(1 - \frac{B_c}{W}\right), \quad (3.22)$$

каде Q_{fa}^{ENP} ја означува веројатноста за лажна тревога на CSS-ENP. Бидејќи времетраењето на рамката T е системски параметар кој е претходно дефиниран има константна вредност, постигнувањето на оптимален капацитет во секундарниот систем претставува процес на оптимизација со повеќе променливи кој мора да ги земе во предвид и параметрите на спектралното ослушнување. Во случај на CSS-ENP, оптимизацискиот процес треба да го реши дадениот проблем земајќи ги во предвид бројот на примероци од сигналот N , бројот на примероци од шумот M , пропусниот опсег на контролниот канал, и интерференцијата која ја создава секундарниот систем кон примарниот [30]:

$$\begin{aligned} \max_{N, M, B_c} \{C_{su} = \Theta \frac{T - T_s(N, M, \alpha) - T_c(B_c)}{T} (1 - Q_{fa}^{ENP}(N, M, B_c, \alpha)) (1 - \frac{B_c}{W})\}, \\ s.t. \underbrace{(1 - Q_d^{ENP}(N, M, B_c, \alpha))}_{\varepsilon_p} \underbrace{\left[\Pr\left\{ \sum_{j=1}^{K_{act}} P_{Tsu}^{(j)}(i) g_{sp}^{(j)}(i) \geq \gamma_{th} \right\} \right]}_{\varepsilon_0} \leq \Psi_{out}, \end{aligned} \quad (3.23)$$

каде што $\Pr\{\cdot\}$ е ознака за веројатност, $P_{Tsu}^{(j)}(i)$ ја означува предавателната моќност на j -тиот секундарен уред во i -тиот временски слот, $g_{sp}^{(j)}(i)$ ја претставува моменталната вредност на каналското засилување помеѓу j -тиот секундарен предавател и примарниот приемник за i -тиот временски слот и K_{act} ($K_{act} \leq K$) го означува бројот на активни секундарни предаватели. Параметарот γ_{th} ја претставува максималната дозволена (толерабилна) интерференција од страна примарниот приемник (т.н. праг на примарна интерференција (анг. PU interference (PUI) threshold)), и Ψ_{out} го означува прагот за веројатноста на испад на примарниот систем. При повнимателна анализа на ограничувањето во оптимизација презентирана во (3.23), може да се увиди дека изразот во себе го содржи дозволеното (толерабилното) влијание (т.е. интерференција) на секундарниот кон примарниот систем. Поточно, дадените ограничувања усвојуваат т.н. критериум за Ψ_{out} -процентна заштита на примарниот систем [62],[63], што подразбира дека веројатноста на испад предизвикана од секундарната интерференција, т.е. ε_p , не

може да го надмине предефинираниот праг Ψ_{out} . Оваа интерференција се случува во периоди кога секундарниот систем не успева успешно да го детектира примарниот и може да се пресмета како $1 - Q_d^{ENP}$. Дополнително, со цел да интерферира, и да предизвика испад во комуникацијата на примарниот систем, т.е. ε_o , агрегатната SU интерференција, $\sum_{j=1}^{K_{act}} P_{Tsu}^{(j)}(i) g_{sp}^{(j)}(i)$, мора да надмине максималната толерабилна интерференција во примарниот приемник, γ_{th} . Слика 3-4 ја прикажува веројатноста за испад на примарниот систем, ε_p , во зависност од приемниот SNR на каналот за спектрално ослушнување, за различен број на кооперативни уреди, K , како и за различни вредности на ε_o (за двете техники за фузија, MV_ENP и EGC_ENP).



Слика 3-4. Веројатност за испад на примарниот систем во зависност од SNR-от ($N = 10^5$, $M = 10^6$, $Q_{fa} = 1\%$)

Сликата јасно покажува дека за поголем број на кооперативни уреди и повисоки вредности на SNR-от, веројатноста за испад е помала. Покрај тоа, EGC_ENP обезбедува пониска веројатност на испад во однос на MV_ENP. Ова специфично однесување на веројатноста на испад на примарниот систем е пропорционално со веројатноста за детекција на спектралното ослушнување, како што е наведено во ограничувањата во реавенката (3.23). Од досега приложените дискусии може да се заклучи дека, подобри перформанси за детекција ќе резултираат во пониска веројатноста за испад на примарниот

систем. Исто така, се забележува од Слика 3-4 дека веројатноста за испад на примарниот систем се зголемува за повисоки вредности на ε_0 . Параметарот ε_0 го одразува процентот од времето каде агрегатната интерференција од секундарниот систем е над дозволеният PUI праг, и зависи од повеќе параметри, како што е предавателната моќност на секундарните предаватели, каналските засилувања помеѓу примарниот и секундарниот систем, како и вредноста на PUI прагот.

Во практични сценарија, многу е тешко да се следи и да се пресмета вредноста на параметарот ε_0 во реално време, бидејќи побарува целосно познавање на предавателната моќност од сите активни секундарни уреди како и моменталните каналски засилувања помеѓу секундарните уреди и примарниот систем. Исто така, овој процес изискува соработка помеѓу примарниот и секундарниот систем, со цел да се споделат потребните информации во однос на дефинираниот PUI праг.

Но, доколку се допушти $\varepsilon_0 = 1$, веројатноста за испад на примарниот систем ќе зависи само од веројатноста за детекција, т.е. $\varepsilon_p = (1 - Q_d^{ENP}(N, M, B_c, \alpha))$, анулирајќи ги ефектите поврзани со практичните проблеми за пресметката на ε_0 . Оваа дефиниција за веројатноста на испад претставува една од најригорозните оптимизациски ограничувања под кои што секундарниот систем може да функционира. Во овој случај, секоја пропуштена, т.е., погрешна детекција на секундарниот систем ќе биде третирана како испад на примарниот систем, без оглед на реалната вредност на агрегатната интерференција во примарниот приемник. Така што, за $\varepsilon_0 = 1$, оптимизацискиот проблем во (3.23) може да се изрази како:

$$\begin{aligned} \max_{N, M, B_c} \{C_{su} &= \Theta \frac{T - T_s(N, M, \alpha) - T_c(B_c)}{T} (1 - Q_{fa}^{ENP}(N, M, B_c, \alpha)) (1 - \frac{B_c}{W})\}, \\ \text{s.t. } Q_d^{ENP}(N, M, B_c, \alpha) &\geq Q_{dmin}, \end{aligned} \quad (3.24)$$

каде Q_{dmin} ја означува веројатноста за потребната минимална детекција од страна на секундарниот систем, $1 - Q_{dmin}$ ја означува максималната дозволена веројатност за испад на примарниот систем, и може да се изрази преку прагот за веројатноста на испад како: $Q_{dmin} = 1 - \Psi_{out}$. На пример, $Q_{dmin} = 99\%$ се однесува на случајот, каде што на секундарните

уреди им е дозволено да предизвикаат максимална веројатност на испад од еден отсто. Регулаторните тела, како FCC и Ofcom [52], ја пропишуваат вредноста на Ψ_{out} во форма на Q_{dmin} , врз основа на фреквенцискиот опсег и параметрите за сценариото.

Оптимизациониот проблем за максимизација на капацитетот, како што е дефинирано во (3.24), е не-конвексен. Тој може да се реши со метахеуристични глобални оптимизатори, како што се генетските алгоритми [64], диференцијална еволуција [65], интелигенција на рој (анг. swarm intelligence), итн. Општиот тек на оптимизационата постапка се одвива во два чекори:

1. За специфични вредности на SNR , K , и Q_{dmin} да се изрази прагот на детекција ξ како функција од N и M , каде што $Q_d^{ENP} = Q_{dmin}$

- а. За EGC: Прагот да се изрази со користење на (3.16), т.е.

$$\xi = \left[Q^{-1}(Q_{dmin}) \sqrt{\frac{M+N}{KMN}} + 1 \right] (1 + SNR), \text{ каде } Q^{-1}(\cdot) \text{ ја означува инверзната } Q\text{-}$$

функција.

- б. За MV: Прво да се пресмета индивидуалната веројатност за детекција, p_{dmin} , како

$$\text{корен на функцијата во (3.20): } Q_{dmin} - \sum_{i=K/2}^K \binom{K}{i} (p_{dmin})^i (1 - p_{dmin})^{K-i} = 0. \text{ Потоа, да}$$

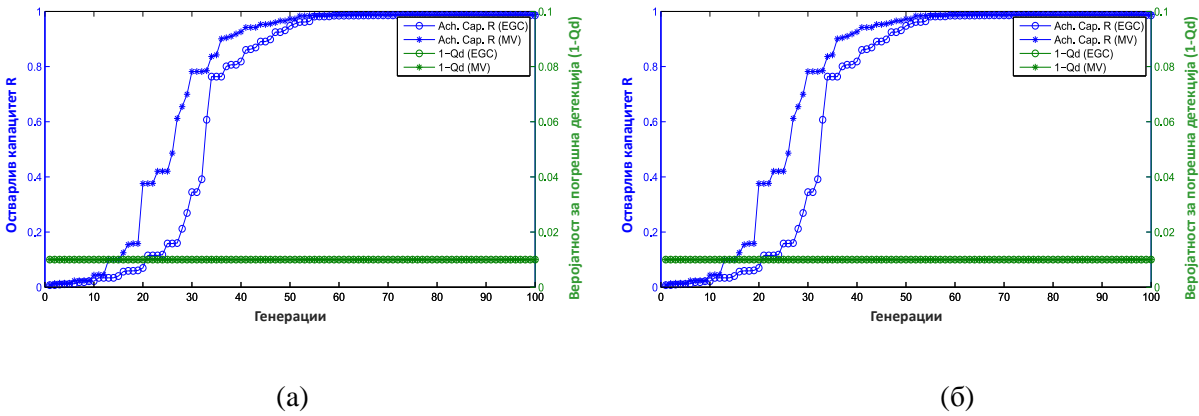
се изрази прагот со користење на p_{dmin} , т.е.

$$\xi = \left[Q^{-1}(p_{dmin}) \sqrt{\frac{M+N}{MN}} + 1 \right] (1 + SNR)$$

2. Добиените изрази за ξ да се заменат во (3.16) и (3.17) за EGC, и во (3.20) и (3.21) за MV и со користење на (3.24) да се максимизира капацитетот.

Со цел да се илустрира функционирањето на оптимизациониот процес, во дисертацијата е даден пример за примена на предложената оптимизација со употреба на генетски алгоритам. Генетската оптимизација е насочена кон избор на оптимална тројка на параметри (N , M , и B_c), која ги задоволува условите $N = 2^i$, $M = mN$ и $B_c < f_s$, каде што $i, m \in \mathbb{N}$. Оптимизацијата функционира со големината на популација (анг. population size)

од 50, со вредност на елитното пребројување (анг. elite count) од 2, со рата на фракција на премин (анг. crossover fraction rate) од 0.8 и униформа мутација (анг. uniform mutation) со стапка од 0.01.



Слика 3-5. Конвергенција на постигливиот секундарен капацитет (R) и веројатност за погрешна детекција ($1-Q_d$)

($Q_{dmin} = 99\%$, $T = 1s$, $f_s = 10MHz$, $\alpha = 10$ (a) $K = 10$, $SNR = -20dB$ (b) $K = 50$, $SNR = -30dB$)

Слика 3-5 ги претставува резултатите во однос на конвергенцијата на презентираниот генетски алгоритам за максимизација на капацитетот на секундарниот систем. Како што е прикажано на Слика 3-5, двата пристапи, EGC и MV, успеваат да постигнат оптимални решенија за приближно 50 до 60 генерации на генетскиот алгоритам за оптимизација. Слика 3-5 исто така го илустрира однесувањето на оптимизацискиот проблем во однос на веројатноста за испад на примарниот систем, односно веројатноста на погрешна детекција ($1-Q_d^{ENP}$) како што беше дискутирано во (3.24). Очигледно е дека предложената оптимизација постигнува константна веројатност за погрешна детекција, еднаква на максимално дозволената веројатност на испад на примарниот систем, во текот на целото функционирање на алгоритамот. Слика 3-5, исто така, јасно покажува дека бројот на кооперативните уреди како и вредноста на SNR-от, имаат незначително влијание на времето за конвергенција на оптималниот секундарен капацитет, и нема влијание на веројатноста за испад на примарниот систем.

Во остатокот од оваа глава анализата ќе се врши со користење на исцрпен метод за пребарување (анг. exhaustive search method), со цел да се избегнат проблемите во однос на можните локални оптимуми. Покрај тоа, предложената оптимизација во (3.24) не мора да биде извршена во реално време. Таа може да се врши offline, пред да започне функционирањето на когнитивната радио мрежа. При тоа резултатите за секое можно сценарио во однос на системската конфигурација (т.е. број на кооперативни уреди, потребниот SNR за детекција, минимална веројатност за детекција, како и минималната честота за естимација на шумот) може да се чуваат во бази на податоци. Во случај на користење на бази на податоци, секундарните уреди може да ја пребаруваат базата на податоци за оптималните параметри (т.е. N , M , и B_c) пред да започнат со работа.

Во ова поглавје е разработена оптимизацијата за максимизирање на секундарниот системски капацитет во случај кога се употребува CSS-ENP. Во следното поглавје ќе се анализираат постигнатите перформанси на CSS-ENP, врз база на (3.24), кој во предвид го зема секундарниот системски капацитет.

3.5. Анализа на перформансите

Ова поглавје ја анализира работата на предложениот CSS-ENP модел кој во предвид го зема капацитетот на секундарниот систем, за обете EGC-ENP и MV-ENP техники. Анализата на перформансите се врши во однос на *остварливиот капацитет на секундарниот систем* ($R = C_{su} / \Theta$). Покрај тоа, поглавјето го анализира оптималното однесување на предложениот CSS-ENP модел во однос на параметрите на спектрално ослушување, како што се *оптималниот пропусен опсег на контролниот канал* B_c , *оптималниот број на сигнални примероци* N и *оптималниот број на примероци од шумот* M .

Вредностите на параметрите од интерес се избрани врз основа на претходното искуство и претходната литература во однос на ENP [29],[50],[57],[58]. Влезните параметри, како на пример SNR-от на каналот за ослушување, $Q_{d \min}$, должината на комуникациската рамка,

се во согласност со барањата и препораките на Ofcom за динамичен пристап кон спектарот базиран на спектрално ослушнување [52]. Во Табела 3-2 се дадени параметрите од интерес и нивните вредности. Резултатите за анализата на перформансите во ова поглавје се добиени со користење на исцрпно пребарување на сите можни вредности за влезните параметри, претставени во Табела 3-2. Како што веќе беше дискутирано, ова претставува незначително ограничување во поглед на оптимизацијата, бидејќи процесот може да се изведе во offline мод и оптималните параметри може да се чуваат во бази на податоци, за сите сценарија од интерес. Исто така, анализата се фокусира на случај кога се користи BPSK модулирана контролна информација за, $m_s = 2$ (Табела 3-2).

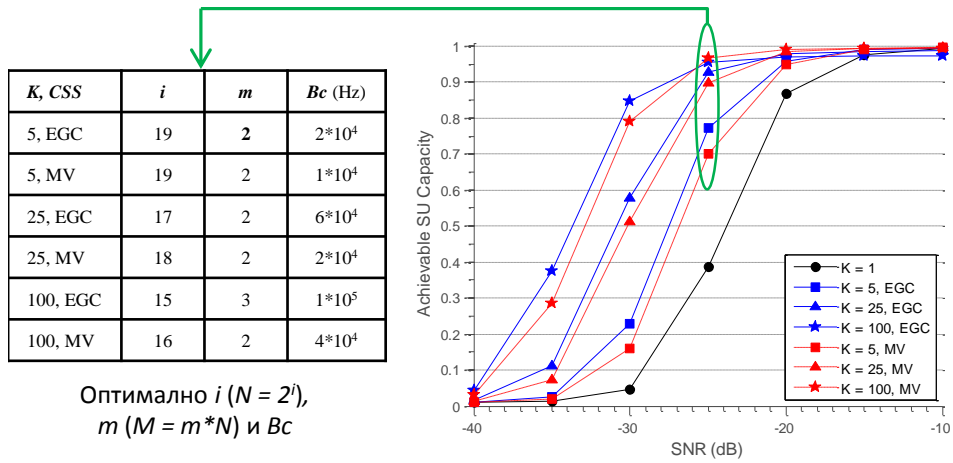
Табела 3-2. Параметри за сценариото од интерес (Капацитет)

Параметри	Вредности
Бр. на примероци од сигналот [$N = 2^i$]	$2^4 : 2^{21}$
Бр. на примероци од шумот [$M = m * N$]	$2^5 : 2^{30}$
Кооперативни уреди (K)	1 : 100
SNR на каналот за ослушнување [dB]	-45 : -10
Пропусен опсег на контролниот канал (B_c) [kHz]	1 : 200
Број на модулациски симболи [m_s]	2
Информација од MV по уред [bit]	1
Информација од EGC по уред [bit]	14
$Q_{d \min}$ [%]	99
Честота на процесот за естимација на шум ($\frac{1}{\alpha}$)	[1, 10, 100]
Семплирачка брзина (f_s) [MHz]	8
Времетраење на рамката на секундарниот систем (T) [s]	1

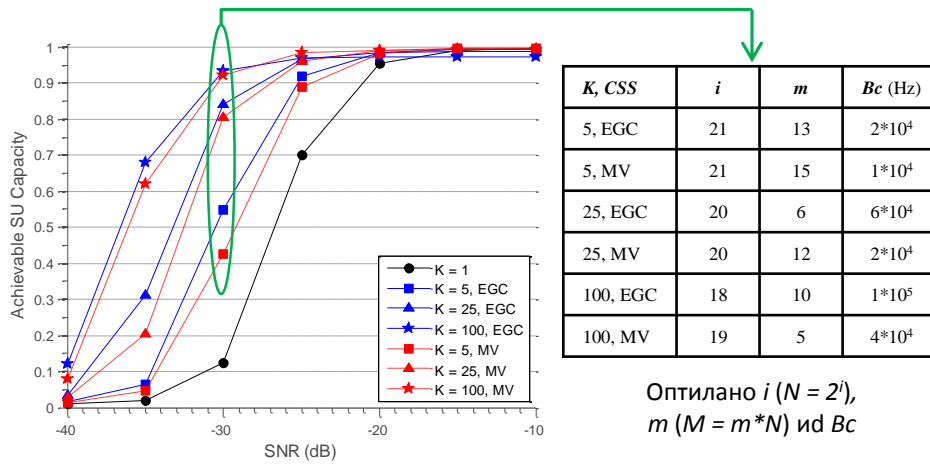
3.5.1 Остварлив капацитет на секундарниот систем

Остварливиот капацитет на секундарниот систем во зависност од SNR-от на каналот за ослушнување, за EGC-ENP и MV-ENP, и за различен број кооперативни уреди, е

претставен на Слика 3-6. Од сликата се забележува дека оптималните вредности на параметрите на спектрално ослушување (т.е. N , M , B_c) секогаш се различни и зависат од техниката за фузија, бројот на кооперативни јазли, честотата на процесот за естимација на шумот, како и од приемниот SNR на каналот за ослушување. Со цел да се постигне оптимален капацитет, секундарниот систем мора да го земе во предвид оптимизацискиот проблем од (3.24), наместо да се користат конвенционални методи за оптимизација на спектралното ослушување, кои ги максимизираат само перформансите на детекција. Покрај тоа, за низок SNR (пр. $< -30\text{dB}$) спектралното ослушување со еден уред, базирано на ENP, [27],[29],[51],[57] е неоптимално и постигнува занемарлив капацитет. Соработката помеѓу секундарните уреди, односно со употреба на CSS-ENP, постигнува значително подобрување на капацитетот на секундарниот систем. На пример, врз основа на препораките од Ofcom, секундарниот систем мора да обезбеди детекција на примарен сигнал во $Q_{d\min} = 99\%$ од времето за приемен SNR помал и/или еднаков на -25dB , со што јасно се потенцира потребата за соработка помеѓу активните секундарни уреди и применливоста на CSS-ENP во практичната реализација на системот. Иако во конвенционалната теорија, техниката за фузија базирана на EGC секогаш постигнува подобри резултати од MV, во однос на веројатноста за детекција, резултатите на Слика 3-6 покажуваат дека MV-ENP, која во предвид го зема капацитетот на секундарниот систем, постигнува подобри перформанси (во однос на постигнатиот капацитет на секундарниот систем) во споредба со EGC-ENP, за повисоки нивоа на SNR (т.е. $> -25\text{dB}$). Ова подобрување на ефикасноста на MV е резултат на употребата на естимацијата на шумот. Покрај тоа, MV-ENP е поефикасна од EGC-ENP во однос пропусниот опсег на контролниот канал, поради потребата да се пренесе помала количина на податоци за фузија (Табела 3-2). Со споредување на Слика 3-6а и Слика 3-6б може да се забележи дека честотата на процесот за естимација на шум (т.е. α) има значително влијание врз перформансите на секундарниот систем. Подесувањето на оптималната вредност на честотата на процесот за естимација на шумот (поглавје 3.4) во голема мера зависи од способностите на дадениот хардвер и амбиенталните карактеристики на околината, како на пример варијациите на температурата.



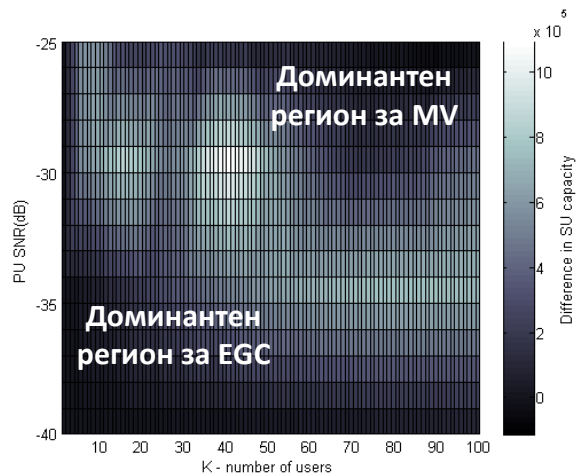
(a)



(б)

Слика 3-6. Остварлив капацитет R ($Q_{\text{dmin}} = 99\%$, $T = 1\text{s}$, $f_s = 8\text{MHz}$, (a) $\alpha = 1$ (б) $\alpha = 100$)

На Слика 3-7 е илустрирана разликата во остварливиот капацитет ($\Delta C = C_{SU}^{EGC-ENP} - C_{SU}^{MV-ENP}$), во зависност од примениот SNR на каналот за ослушување и бројот на кооперативни уреди K .

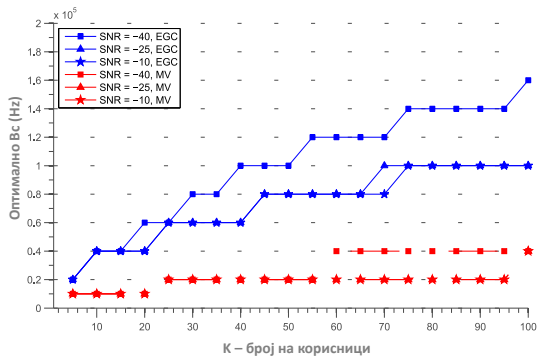


Слика 3-7. Разлика во остварливиот капацитет помеѓу EGC-ENP и MV-ENP ($Q_{\text{dmin}} = 99\%$, $T = 1\text{s}$, $f_s = 8\text{MHz}$, $\alpha = 100$)

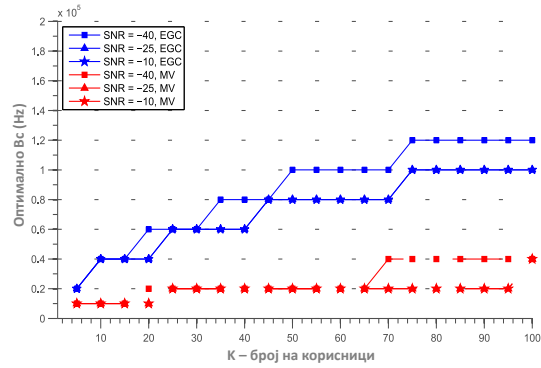
Слично на забелешките и заклучоците од Слика 3-6, Слика 3-7 покажува дека MV-ENP, која во предвид го зема капацитетот на секундарниот систем, постигнува подобри перформанси (во однос на постигнатиот капацитет на секундарниот систем) во споредба со EGC-ENP, за повисоки нивоа на SNR и поголем број на кооперативни уреди.

3.5.2 Оптимално поведение

Анализа на оптималното однесување на CSS-ENP, кој во предвид го зема капацитетот на секундарниот систем, во однос на параметрите на кооперативно спектрално ослушување може да се искористи за подобро разбирање на односот помеѓу процесот на ослушување и целокупната ефикасност на системот. Оптималното однесување на CSS-ENP исто така, може да се искористи од страна на напредни мрежни ентитети, како што е когнитивниот управувач со ресурси (анг. Cognitive Resource Manager - CRM) [66], кој може да ги регулира параметрите на спектралното ослушување (како што е пропусниот опсег на контролниот канал, број на примероци од сигналот и шумот, итн), со цел да се постигне потребната ефикасност на системот.



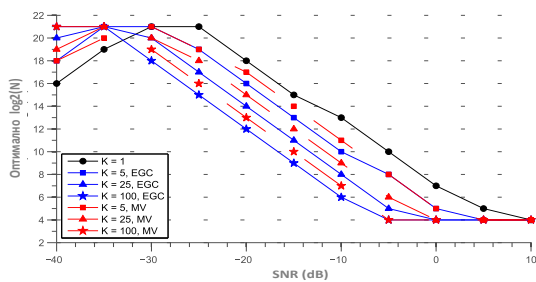
(a)



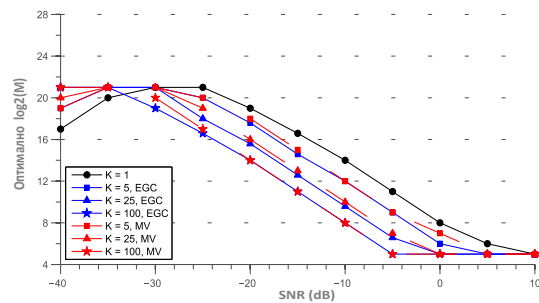
(б)

Слика 3-8. Оптимален пропусен опсег на контролниот канал ($Q_{\min} = 99\%$, $T = 1s$, $f_s = 8MHz$, (a) $\alpha = 1$ (б) $\alpha = 100$)

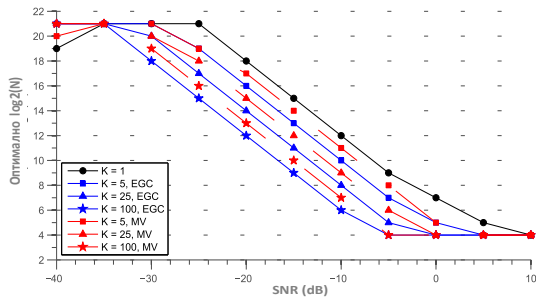
Слика 3-8 го прикажува оптималното однесување на пропусниот опсег на контролниот канал B_c во зависност од бројот на кооперативни уреди за двете техники на фузија и за различни вредности на приемниот SNR и честотата на естимацијата на шумот. Може да се заклучи дека оптималниот пропусен опсег на контролниот канал, со кој се постигнува највисок капацитет во секундарниот систем, врз основа на (3.24), се зголемува со зголемување на бројот на кооперативни уреди K и со намалување на вредноста на SNR-от. Ова е очекуван и интуитивен резултат. Покрај тоа, EGC-ENP побарува поголем пропусен опсег, во споредба со MV-ENP, поради поголемата количина на контрола информации која се пренесува до центарот за фузија. Исто така, може да се забележи дека намалувањето на честотата на естимацијата на шумот резултира во намален пропусен опсег на контролниот канал, кај двете техники за фузија, како резултат на поретката дистрибуција на естимираните вредности од шумот.



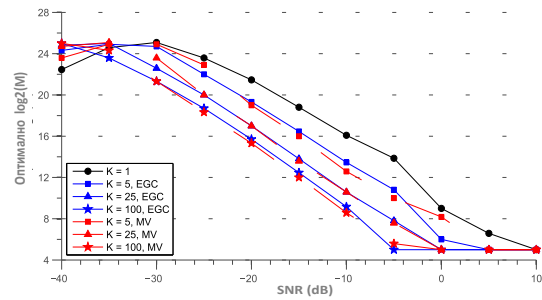
(a)



(б)



(B)



(Г)

Слика 3-9. Оптимален број на примероци од сигналот (а) (в) и примероци од шумот (б) (г) ($Q_{\text{dmin}} = 99\%$, $T = 1\text{s}$, $f_s = 8\text{MHz}$, (а),(б) $\alpha = 1$; (в),(г) $\alpha = 100$)

Слика 3-9 го прикажува оптималното однесување на бројот на примероци од сигналот и шумот, за двете техники на фузија, (со кои се постигнува оптималниот капацитет врз основа на (3.24)) во зависност од SNR-от на каналот за ослушнување. Бројот на примероци од сигналот и шумот е прикажан на логаритамска скала (односно $\log_2(N)$, $\log_2(M)$), со цел да се овозможи полесно толкување на резултатите. Оптималниот број примероци од сигналот и шумот се намалува со зголемување на бројот на кооперативни уреди K и со зголемување на SNR-от. Исто така, може да се забележи дека EGC-ENP побарува помал број на примероци, во споредба со MV-ENP. Исто така, бројот на примероци од сигналот и шумот имаат тенденција да се зголемуваат со намалување честотата на процесот на естимација на шумот. Сепак, бројот на примероци од сигналот е послабо афектиран во споредба со бројот на примероци од шумот, каде што разликата во честотата на естимација на шумот може да има значително влијание врз оптималниот број на примероци од шумот.

Табела 3-3. Споредба на оптималните вредности (B_c , N , M)

/	Оптимално B_c	Оптимално N	Оптимално M
<i>SNR</i>	Се намалува за повисоки SNR-и. Поголем за EGC-ENP.	Се намалува за повисоки SNR-и. Незначително поголем за MV-ENP.	Се намалува за повисоки SNR-и. Еднаков за MV-ENP и EGC-ENP.
<i>Честота на естимација на шумот</i>	Се зголемува за поголема честота. Поголем за EGC-ENP.	Се намалува за поголема честота. Незначително поголем за MV-ENP.	Се намалува за поголема честота. Еднаков за MV-ENP и EGC-ENP.
<i>Број на кооперативни уреди</i>	Се намалува за поголем број на уреди. Поголем за EGC-ENP.	Се намалува за поголем број на уреди. Незначително поголем за MV-ENP.	Се намалува за поголем број на уреди. Еднаков за MV-ENP и EGC-ENP.

Табела 3-3 ги сумира дискусиите и заклучоците од Слика 3-8, Слика 3-9 и приложува квалитативна анализа на ефикасноста на оптималните вредности за пропусниот опсег на контролниот канал, бројот на примероци од сигналот и бројот на примероци од шумот за обете, MV-ENP и EGC-ENP.

3.6. Заклучок

Истражувачките достигнувања во областа на спектралното ослушување докажуваат дека мора да постои зависност помеѓу оптималниот период за ослушување и пренос на податоци, со цел да се постигне највисок системски капацитет. Дадените истражувања имаат тенденција да вршат оптимизација на капацитетот на секундарниот систем врз основа на времетраењето за пренос и ослушување, што ја ограничува нивната применливост. Дисертацијата предложува и анализира нов и погенерички C-MAC механизам за оптимизација на секундарниот системски капацитет во случај кога се употребува кооперативно спектрално ослушување. Механизмот воведува дополнителни параметри во оптимизацијата кои можат значително да влијаат на перформансите на

системот и на процесот на спектрално ослушнување, како што се времетраењето и честотата на авто-калибрација (т.е., естимација на шумот), бројот на активни секундарни уреди и пропусниот опсег на контролниот канал.

Исто така дисертацијата, ја проширува и применува теоријата на ENP, на случајот за кооперативно спектрално ослушнување (CSS-ENP), преку изведување на аналитички изрази за перформансите на кооперативното ослушнување и нивно експериментално валидирање. Предложениот CSS-ENP метод, воведува и нова би-модална шема за ослушнување која ги анулира практичните проблеми со естимација на шумот. Експерименталната проверка на аналитичките модели на CSS-ENP ја потврдува нивната валидност и применливост. Изведените аналитички модели дополнително се користат за да се изврши оптимизација на кооперативното спектрално ослушнување кое во предвид го зема капацитетот на секундарниот систем. Резултатите во однос на анализата на перформансите на CSS-ENP, кој во предвид го зема системскиот капацитет, покажуваат дека секундарниот систем мора да го земе во предвид оптимизацискиот проблем разработен во оваа глава, со цел да се постигне најдобар секундарен капацитет. Дисертацијата го анализира и оптималното однесување на CSS-ENP во однос на пропусниот опсег на контролниот канал, бројот на примероци од сигналот, бројот на примероци на шумот, во однос на приемниот SNR на каналот за ослушнување, честотата на естимација на шумот, како и бројот на кооперативни уреди. Резултатите покажуваат дека за повисоки вредности на SNR-от и поголем број на уреди, оптималниот пропусен опсег на контролниот канал и бројот на примероци се намалува. Покрај тоа, за поголема честота на естимацијата на шумот, оптималниот пропусен опсег на контролниот канал и бројот на примероци од сигналот и шумот се зголемува.

На крајот, мора да се напомене дека разработената аналитика како и применливоста на предложениот механизам, во реални сценарија ќе зависи од огромно множество на системски параметри. Поставеноста на системските параметри, во специфични сценарија, може да ја ограничи прецизноста на аналитичките модели, што би резултирало во намалена ефикасност на секундарните системи.

4 Комбиниран бимформинг дизајн за поднивовска спектрална поделба

Преку откривање и реискористување на слободниот спектар, секундарните корисници можат значително да ја подобрат искористеноста на спектарот. Со цел, да се гарантира висока спектрална ефикасност и во исто време да се избегне интерферирањето со примарниот систем, CR, односно секундарните системи треба да бидат способни за поднивовска спектрална поделба. Во случај на поднивовска спектрална поделба, употребата на повеќе антени нуди нови степени на слободата во просторната димензија [67]-[72], што им обезбедува на секундарните уреди можност за истовремена комуникација со примариот систем во истиот опсег, без да се предизвика штетно попречување во комуникацијата на примариот систем. Техниките со повеќе антени, исто така, обезбедуваат можност за пофлексибилна распределба на ресурсите во споредба со конвенционалните секундарни системи (пр. секундарни системи базирани на спектрално ослушување), кои ја занемаруваат просторната димензија и ја вршат распределбата на ресурси во фреквенција и/или време.

Едно практично остварливо решение за поднивовската спектрална поделба се хетерогените мрежи (анг. HetNets) кои се состојат од макро-клетки кои покриваат поголема површина и коегзистираат со помали клетки (како на пример, фемто-клетки, пико-клетки, микро-клетки). Овие мали клетки може да обезбедат брзо, флексибилно и ефикасно проширување на постоечките мобилни мрежи, со цел да се задоволи постојаното зголемување на побарувачката за мрежен проток и системски капацитет. Во концептот на HetNets, фреквенциското реискористување е од витално значење за постигнување на висока спектрална ефикасност. Реискористување на спектарот на макро клетките, со имплементација на мали клетки, може значително да го зголеми системскиот капацитет. Сепак, интер-клеточната интерференција (т.е. макро-кон-мала и мала-кон-макро клеточна интерференција) мора да се минимизира со цел да се постигне правилно функционирање на хетерогениот систем. Поради неефикасноста (во однос на комплексноста и латентноста) на централизирана контрола за управување со ресурсите, која ја анулира интер-клеточната интерференција помеѓу коегзистирачките мрежи (т.е. макро и мали

клетки), употребата на когнитивните аспекти преку поднивовска спектрална поделба може да обезбеди решение за ефикасен пристап кон спектарот [73].

Докторската дисертација развива *генерички системски модел* за поднивовска спектрална поделба, кој во предвид ја зема и т.н. обратна интерференција (анг. reverse interference), односно интерференцијата предизвикана од примарниот систем и предлага нова шема за поднивовска спектрална поделба која ги експлоатира карактеристиките на комбиниран (т.е. предавателен и приемен) бимформинг дизајн. Дополнително, дисертацијата предлага сукцесивна оптимизација на бимформерите која значително ја намалува процесирачката комплексност на процесот [74].

Останатиот дел од оваа глава е организиран на следниот начин. Поглавјето 4.1 обезбедува преглед на најновите научни исчекори од областа и го лоцира новитетот на дисертацијата во споредба со дадените трудови. Во поглавјето 4.2 се претставува предложениот системски модел и ја дискутира потребата на комбиниран бимформинг дизајн. Во поглавјето 4.3 се дискутираат проблемите кои се јавуваат поради комплексноста на предложениот бимформинг дизајн и воведува поедноставен оптимизациски алгоритам кој значително ја намалува процесирачката комплексност. Во поглавјето 4.4 се анализираат перформансите на предложениот бимформинг дизајн и дадената оптимизација. Во поглавјето 4.5 се проширува применливоста на предложениот бимформинг дизајн и оптимизација за сценарио со повеќе корисници. Поглавјето 4.6 ја заклучува оваа глава.

4.1. Преглед на тековните истражувања

Скорешните истражувања и научните достигнувања во доменот на спектралната поделба генерално се фокусираат за развој на практичен и ефикасен *предавателен* бимформинг за секундарни системи кои базираат на поднивовски пристап [75]-[83]. Целта на предавателниот бимформинг, во секундарни системи кои базираат на поднивовски пристап, е да се зголеми остварливиот секундарен системски проток за предефиниран буџет на предавателната моќност, при тоа обезбедувајќи интерференцијата од секундарниот систем да не го надмине дозволеният праг во примарните приемници. Дизајнот за предавателен бимформинг е исто така продолжен за сценарија со повеќе

секундарни корисници, кој се состои од еден секундарен предавател и повеќе секундарни приемници со еден или повеќе примарни системи [76]-[78],[80],[84].

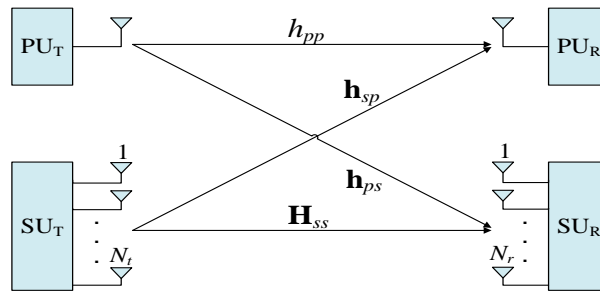
Најголемиот дел од скорешните истражувања, кои се фокусираат на поднивовска спектрална поделба базирана на бимформинг, имаат тенденција да ја изостават обратната интерференција во предложените системски модели [75]-[77],[81],[82],[84]. Во практични/реални сценарија овој аспект сериозно може да ги деградира перформансите на секундарниот систем и мора да се воведо во дизајнот на дадената бимформинг шема. Покрај тоа, овие истражувања се фокусираат само на Down Link (DL) сценарија, каде што бимформинг процесот се спроведува само од страна на секундарната базна станица. Предложените системски модели најчесто се развиени за случај на MISO (Multiple Input Single Output) бимформинг [75]-[77],[84], и не се во можност да обезбедат комуникација во спротивната насока, односно за Up Link (UL) сценарија.

Во оваа дисертација развиен е *генерички модел* на систем за поднивовска спектрална поделба, кој дополнително во предвид ја зема и *обратната интерференција* и предлага *нова шема за поднивовска спектрална поделба* која ги експлоатира карактеристиките на комбиниран (т.е. предавателен и приемен) бимформинг дизајн. Предложениот бимформинг дизајн може да се употребува во двете комуникациски насоки, без воведување на било каква дополнителна системска или процесирачка комплексност. Покрај тоа, во оваа глава се дискутира комплексноста на предложениот бимформинг дизајн, и се предлага нов пресметковно поефикасен алгоритам за оптимизација, кој *сукцесивно* ги пресметува предавателните и приемните бимформери. Предложената сукцесивна оптимизација значително ја намалува комплексноста на генеричкиот оптимизациски процес, без да ги деградира на перформансите на секундарниот систем.

4.2. Системски модел

Ова поглавје го претставува системскиот модел на секундарен систем кој базира на координиран бимформинг (Слика 4-1). Системскиот модел претпоставува дека примарниот систем функционира во TDD (Time Division Duplex) мод и користи SISO (Single Input Single Output) комуникација. Секундарниот систем е исто така TDD базиран,

кој има за цел симултано да го користи фреквенцискиот опсег на примарниот систем. Секундарниот систем се состои од N_t предавателни антени, и N_r приемни антени. Секундарниот систем ја приспособува комуникацијата врз основа на комуникацијата на примарниот систем (на пример, во даденото бимформинг сценарио, примарниот и секундарниот систем ги пренесуваат своите податоци во иста насока во даден комуникациски интервал). Овој вид на спектрална поделба, бара строга синхронизација и координација помеѓу примарниот и секундарниот систем, со цел прецизно да се спроведе почетокот на DL и UL комуникациските интервали. Во најновата еволуцијата на 3GPP технологии односно LTE и LTE-A ова побарување може да се постигне со искористување на ниско-латентниот X2 интерфејс, наменет за комуникација помеѓу eNodeB уредите [85].



Слика 4-1. Системски модел за координиран бимформинг

Во однос на системскиот модел, и претпоставувајќи дека каналот за комуникација е фреквенциски рамен, примениот сигнал y_p во примарниот приемник (во DL насока) може да се претстави како:

$$y_p = h_{pp}s_p + \mathbf{h}_{sp}\mathbf{m}s_s + n_p \quad (4.1)$$

каде што првиот израз го претставува примарниот сигнал (h_{pp} е каналот помеѓу примарниот предавател и приемник, и s_p е пренесениот симбол). Вториот израз ја претставува интерференцијата предизвикана во примарниот приемник. Поточно, $\mathbf{h}_{sp} \in \mathbb{C}^{1 \times N_t}$ е каналскиот вектор на помеѓу секундарниот предавател и примарниот приемник, $\mathbf{m} \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ е предавателниот бимформер на секундарниот предавател, додека s_s го означува пренесениот симбол на секундарниот систем. Симболот n_p претставува циркуларно-комплексен Гаусов шум, со средна вредност нула и варијанса σ_p^2 , кој се наоѓа во

примарниот приемник. Во практични сценарија секундарниот предавател треба да го процени векторот \mathbf{h}_{sp} преку примарната комуникација, т.е. предавателната преамбула, во UL насока. На пример, во, LTE или LTE-A HetNets базирани сценарија, X2 интерфејсот може да се искористи за да се информира секундарниот предавател за почетокот на комуникацијата и предавателната моќност на примарниот систем во UL насока и со тоа да се изврши естимацијата на \mathbf{h}_{sp} каналот.

Примениот сигнал во секундарниот приемник (во DL насока) може да се претстави како:

$$y_s = \mathbf{w}^H \mathbf{H}_{ss} \mathbf{m} s_s + \mathbf{w}^H \mathbf{h}_{ps} s_p + n_s \quad (4.2)$$

Првиот израз го претставува секундарниот сигнал, каде $\mathbf{H}_{ss} \in \mathbb{C}^{N_s \times N_s}$ ја означува каналската матрица помеѓу секундарниот предавател и приемник, додека $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ го претставува приемниот бимформинг вектор на секундарниот приемник. Вториот израз во (4.2) ја означува интерференцијата предизвикана од страна на примарниот предавател ($\mathbf{h}_{ps} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ е каналскиот вектор помеѓу примарниот предавател и секундарниот приемник). Шумот n_s , е претставен како циркуларно-комплексна Гаусова случајна променлива со средна вредност нула и варијанса σ_s^2 . Секундарниот приемник треба да изврши проценка на каналскиот вектор \mathbf{h}_{ps} . Во, LTE или LTE-A HetNets базирани сценарија, X2 интерфејсот може да се искористи за естимацијата на \mathbf{h}_{ps} каналот.

Слично на (4.1) и (4.2), може да се изведат и изразите за приемните сигнали во примарниот и секундарниот систем за спротивната комуникациска насока, односно за UL случајот. Остатокот од ова поглавје ќе се фокусира на опишување на предложениот бимформинг дизајн и оптимизација за DL насока, со цел да се обезбеди полесно следење и нотација. Истата анализа и заклучоци, ќе важат и за случајот на UL комуникација.

Разгледувајќи ги равенките (4.1) и (4.2), очигледно е дека вториот израз во обете равенки треба да се минимизира со цел да се обезбедат најдобрите перформанси на двата системи, односно треба да се обезбеди ефикасно насочување на интерференцијата преку оптимално подесување на предавателните и примените бимформинг вектори, \mathbf{m} и \mathbf{w} , соодветно. Сепак, во когнитивни сценарија, примарниот систем не е свесен за постоењето на секундарниот систем. Исто така интерференцијата предизвикана во примарниот систем

треба да биде анулирана или незначителна. Конкретно, во сценарија кои базираат на поднивовска спектрална поделба интерференцијата во примарниот приемник треба да го задоволува следното неравенство:

$$\|\mathbf{h}_{sp} \mathbf{m}\|^2 \leq \gamma \quad (4.3)$$

каде γ го означува прагот на интерференцијата, т.е. највисокото ниво на интерференција во примарниот приемник.

Претходните истражувања во областа, генерално го разработуваат случајот на MISO комуникација (на пример, со користење на zero-forcing предавателен бимформинг). Ова претставува сериозен недостаток на постоечките истражувања, бидејќи предложените решенија не можат да се користат во UL комуникациска насока. Покрај тоа, перформансите на секундарниот систем се значително ограничени поради интерференцијата предизвикана од страна на примарниот систем (вториот израз во (4.2)). Поради тоа, комбинацијата на *предавателен* и *приемен бимформинг* претставува потребен услов за ефикасно функционирање на секундарниот систем од аспект на ограничувањата за примарниот систем како и перформансите на секундарниот систем. Оваа дисертација предлага ново бимформинг решение за секундарни системи кои функционираат во поднивовски мод на работа, и кое користи комбинација од предавателен и приемен бимформинг.

Следното поглавје разработува решение за *здружена оптимизација* на предавателните и приемните бимформери, и ја дискутира неговата комплексност. Во поглавјето, исто така, се претставува нова и поедноставна *суksesивна оптимизација* за предложеното бимформинг решение.

4.3. Бимформинг дизајн

Земајќи го во предвид системскиот модел од Слика 4-1, и сигналот во секундарниот приемник, (4.2), средниот однос сигнал-шум плус интерференција во секундарниот применик, $SINR_s$, може да се дефинира како:

$$SINR_s = \frac{\|\mathbf{w}^H \mathbf{H}_{ss} \mathbf{m}\|^2}{\|\mathbf{w}^H \mathbf{h}_{ps}\|^2 + \sigma_s^2} \quad (4.4)$$

Тогаш максимизацискиот проблем во однос на секундарниот однос сигнал-шум плус интерференција (SINR), кој се стреми да ги задоволи побарувањата за нивото на интерференција во примарниот приемник, може да се изрази како:

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{m}, \mathbf{w}} SINR_s \\ s.t. & \quad \|\mathbf{h}_{sp} \mathbf{m}\|^2 \leq \gamma \\ & \quad \|\mathbf{m}\|^2 = 1 \\ & \quad \|\mathbf{w}\|^2 = 1 \end{aligned} \quad (4.5)$$

каде што првото ограничување во оптимизацијата треба да се справи со барањата за нивото на интерференција во примарниот приемник, додека останатите две ограничувања треба да обезбедат дека пресметаните бимформери ќе имаат единична норма, т.е. моќност.

Здружената оптимизација на предавателните и приемните бимформери во (4.5) е *неконвексна*. За дадени сценарија проблемот остава можност да се реши со алгоритми на внатрешни точки (анг. interior point) ([86]), и со користење на веќе пресметани градиенти за функцијата на SINR оптимизацијата дадена во (4.4), и за секој од бимформерите (т.е. бимформинг коефициентите):

$$\frac{d}{d\mathbf{m}} SINR_s = \frac{2\mathbf{H}_{ss}^H \mathbf{w} \mathbf{w}^H \mathbf{H}_{ss} \mathbf{m}}{\mathbf{w}^H \mathbf{h}_{ps} \mathbf{h}_{ps}^H \mathbf{w} + \sigma_s^2} \quad (4.6)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{d\mathbf{w}} SINR_s &= 2 \frac{\mathbf{H}_{ss} \mathbf{m} \mathbf{m}^H \mathbf{H}_{ss}^H \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{h}_{ps} \mathbf{h}_{ps}^H \mathbf{w} + \sigma_s^2} \\ &- 2 \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{H}_{ss} \mathbf{m} \mathbf{m}^H \mathbf{H}_{ss}^H \mathbf{w} \mathbf{h}_{ps} \mathbf{h}_{ps}^H \mathbf{w}}{(\mathbf{w}^H \mathbf{h}_{ps} \mathbf{h}_{ps}^H \mathbf{w} + \sigma_s^2)^2} \end{aligned} \quad (4.7)$$

Поради неконвексноста на проблемот предложениот пристап не може да гарантира глобално оптимално решение. Дополнително комплексноста на проблемот, се зголемува експоненцијално со димензиите на бимформинг векторите, т.е. со зголемување на N_t и N_r . Поради тоа, следната анализа претпоставува и предложува метод кој го раздвојува процесот на пресметка на предавателните и приемните бимформери, т.е. се фокусира на дефинирање на *сукцесивната* оптимизација. Изразот за $SINR_s$ од (4.4) може да се презапише како:

$$SINR_s = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{H}_{ss} \mathbf{m} \mathbf{m}^H \mathbf{H}_{ss}^H \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{h}_{ps} \mathbf{h}_{ps}^H \mathbf{w} + \sigma_s^2} = \frac{\mathbf{w}^H (\mathbf{H}_{ss} \mathbf{m} \mathbf{m}^H \mathbf{H}_{ss}^H) \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H (\mathbf{h}_{ps} \mathbf{h}_{ps}^H + \sigma_s^2 \mathbf{I}_{Nr}) \mathbf{w}} \quad (4.8)$$

Изразот во (4.8) е познат како генерализиран Рејлиев количник (анг. Rayleigh quotient) ([87]), и може да се максимизира кога приемниот бимформинг вектор \mathbf{w} го претставува принципиелниот сингуларен вектор на матрицата:

$$\left(\mathbf{h}_{ps} \mathbf{h}_{ps}^H + \sigma_s^2 \mathbf{I}_{Nr} \right)^{-1} \mathbf{H}_{ss} \mathbf{m} \mathbf{m}^H \mathbf{H}_{ss}^H \quad (4.9)$$

Бидејќи изразот во (4.9) може да се смета како на надворешниот производ на два вектори, резултантната матрица ќе претставува матрица со ранк единица. Следствено, принципиелниот сингуларен вектор на матрица т.е. оптималната вредност на \mathbf{w} е еднаква на:

$$\mathbf{w} = \frac{\left(\mathbf{h}_{ps} \mathbf{h}_{ps}^H + \sigma_s^2 \mathbf{I}_{Nr} \right)^{-1} \mathbf{H}_{ss} \mathbf{m}}{\left\| \left(\mathbf{h}_{ps} \mathbf{h}_{ps}^H + \sigma_s^2 \mathbf{I}_{Nr} \right)^{-1} \mathbf{H}_{ss} \mathbf{m} \right\|} \quad (4.10)$$

Во овој случај, со замена на оптималниот приемен бимформинг вектор \mathbf{w} во изразот (4.8), резултантниот израз за $SINR_s$ може да се изведе и да ја поседува следната форма:

$$SINR_s = \mathbf{m}^H \mathbf{H}_{ss}^H \left(\mathbf{h}_{ps} \mathbf{h}_{ps}^H + \sigma_s^2 \mathbf{I}_{Nr} \right)^{-1} \mathbf{H}_{ss} \mathbf{m} \quad (4.11)$$

Покрај тоа, со користење на истиот пристап за изведувањето на изразите како во [74], (односно со примена на генерализираното Kantorovich/Cauchy-Schwartz неравенство може

да се заклучи дека изразот во (4.8) е ограничен одоздола само од предавателниот бимформинг вектор:

$$SINR_s = \frac{\mathbf{w}^H (\mathbf{H}_{ss} \mathbf{m} \mathbf{m}^H \mathbf{H}_{ss}^H) \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H (\mathbf{h}_{ps} \mathbf{h}_{ps}^H + \sigma_s^2 \mathbf{I}_{Nr}) \mathbf{w}} \geq \frac{\mathbf{m}^H \mathbf{H}_{ss}^H \mathbf{H}_{ss} \mathbf{m}}{\mathbf{h}_{ps}^H \mathbf{h}_{ps} + \sigma_s^2} \quad (4.12)$$

Затоа, фокусот на иницијалниот чекор во една сукцесивна бимформинг оптимизација ќе биде максимизација на долната граница во (4.12), односно максимизација на десната страна од изразот во (4.12), во однос на предавателниот бимформинг вектор \mathbf{m} :

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{m}} \quad & \frac{\mathbf{m}^H \mathbf{H}_{ss}^H \mathbf{H}_{ss} \mathbf{m}}{\mathbf{h}_{ps}^H \mathbf{h}_{ps} + \sigma_s^2} \\ s.t. \quad & \|\mathbf{h}_{sp} \mathbf{m}\|^2 \leq \gamma \\ & \|\mathbf{m}\|^2 = 1 \end{aligned} \quad (4.13)$$

Употребувајќи ги вредностите на пресметаниот предавателен бимформинг вектор, оптималниот приемен бимформинг вектор може да се пресмета со помош на (4.10), користејќи го Рејлиевият количник од (4.8), како принципиелен сингуларен вектор на матрицата дефинирана во (4.9).

Меѓутоа, оптимизацискиот проблем на предавателниот бимформинг вектор \mathbf{m} во (4.13) е неконвексен. Проблемот може да се трансформира во конвексен со користење семидефинитни техники за релаксација. Така што, проблемот во (4.13) може да се презапише како:

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{M} \succeq \mathbf{0}} \quad & \mathbf{tr}(\mathbf{H}_{ss}^H \mathbf{H}_{ss} \mathbf{M}) \\ s.t. \quad & \mathbf{tr}(\mathbf{h}_{sp} \mathbf{h}_{sp}^H \mathbf{M}) \leq \gamma \\ & \mathbf{tr}(\mathbf{M}) = 1 \\ & \mathbf{rank}(\mathbf{M}) = 1 \end{aligned} \quad (4.14)$$

каде оптимална матрица $\mathbf{M} (\in \mathbb{C}^{N_s \times N_s}) = \mathbf{m}^H \mathbf{m}$ е позитивна семидефинитна матрица, \mathbf{tr} и \mathbf{rank} ги означуваат операторите за траза и ранк на матрицата, соодветно. Со вршење на семидефинитна релаксација, проблемот во (4.14) се доведува во облик:

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{M} \succeq \mathbf{0}} \mathbf{tr}(\mathbf{H}_{ss}^H \mathbf{H}_{ss} \mathbf{M}) \\ & s.t. \quad \mathbf{tr}(\mathbf{h}_{sp} \mathbf{h}_{sp}^H \mathbf{M}) \leq \gamma \\ & \quad \mathbf{tr}(\mathbf{M}) = 1 \end{aligned} \quad (4.15)$$

Бидејќи матриците $\mathbf{H}_{ss}^H \mathbf{H}_{ss}$ and $\mathbf{h}_{sp} \mathbf{h}_{sp}^H$ се и позитивни и семидефинитни, проблемот во (4.15) е конвексен, и може да се реши со постоечките техники за семидефинитно програмирање во полиномијално време. Решението во (4.15) е, по дефиниција, субоптимално во однос на решението дефинирано во (4.14), поради изоставување на последното ограничување од (4.14). Меѓутоа, доколку решението на проблемот во (4.15) резултира во матрица со единечен со ранк, тогаш тоа ќе го претставува оптималното решение за нерелаксираниот проблем во (4.14). Понатаму предавателниот бимформинг вектор \mathbf{m} може да се пресмета како принципиелен сингуларен вектор на семидефинитната матрица \mathbf{M} .

Користејќи го конвексниот оптимизациски проблем во (4.15) и затворената форма на изразот за приемниот бимформинг вектор, sukcesивната оптимизација за бимформинг векторите може да се дефинира во следниве два чекори:

1. Пресметка на оптималниот предавателен бимформинг вектор \mathbf{m} како принципиелен сингуларен вектор на семидефинитната матрица \mathbf{M} добиени со оптимизација во (4.15). Во овој случај, предавателниот бимформинг вектор секогаш ги задоволува ограничувањата поврзани со интерференцијата во примарниот приемник.
2. Пресметка на оптималниот примен бимформинг вектор \mathbf{w} (од (4.10)) за пресметаниот предавателен бимформинг вектор од чекор 1, како принципиелен сингуларен вектор на матрица во (4.9).

Следното поглавје се фокусира на анализа на перформансите на двете оптимизациски решенија, односно здружениот и sukcesивниот оптимизациски алгоритам. Здружената оптимизација во (4.5) се решава со нелинеарни оптимизациски алгоритми [85], додека sukcesивната оптимизација се врши со претходно опишаните два чекори. За

поедноставување и анализа на најлошото поведење, евалуацијата на перформансите се фокусира на случај кога шумот има единечна варијанса, додека примениот сигнал и интерференција имаат единечна приемна моќност во, примарниот и во секундарниот приемник.

4.4. Анализа на перформансите

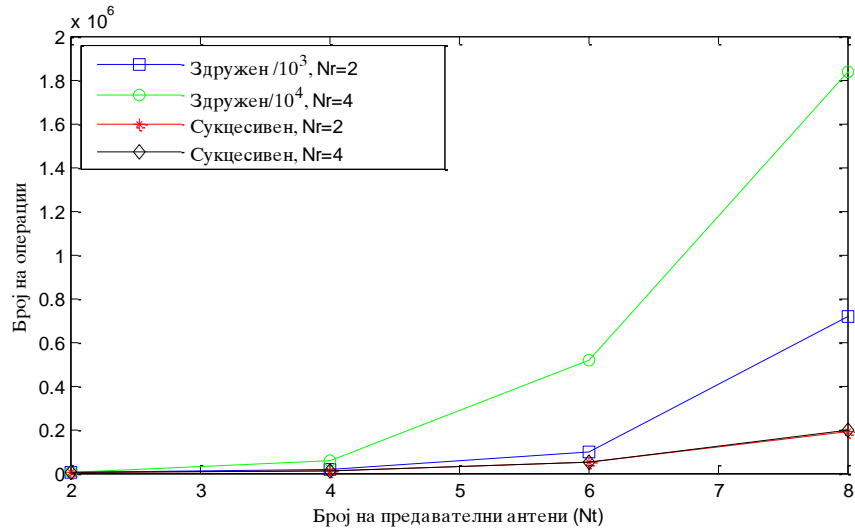
Ова поглавје ја презентира и елаборира ефикасноста на предложениот комбиниран бимформинг дизајн за поднивовска спектрална поделба. Анализата се врши и ги споредува перформансите на двата оптимизациски алгоритми, односно здружената и сукцесивната оптимизација на предавателните и приемните бимформинг вектори, претставени во претходното поглавје. Анализата се врши во однос на *бројот на операции* потребни за да се пресметаат бимформерите, *остварената спектрална ефикасност*, *средниот приемен SINR* и *нивото на интерференција* во примарниот приемник (*PUI*). Анализа се спроведува со употреба на Монте Карло симулации. Параметрите за симулациското сценарио од интерес се дадени во Табела 4-1.

Табела 4-1. Параметри за сценариото од интерес

Оптимизациски алгоритам/ симулациски параметри	Здружен оптимизациски алгоритам	Сукцесивен оптимизациски алгоритам
Симулациска околина	Matlab	Matlab/CVX
Оптимизациска алатка	Базирано на равенките (4.6) и (4.7)	SDP базирани алатки во CVX
SNR, INR [dB]	0	0
Модел на канал	Циркуларно комплексен Гаусов	Циркуларно комплексен Гаусов
Предавателни антени (N_t)	2:2:8	2:2:8
Приемни антени (N_r)	2:2:8	2:2:8

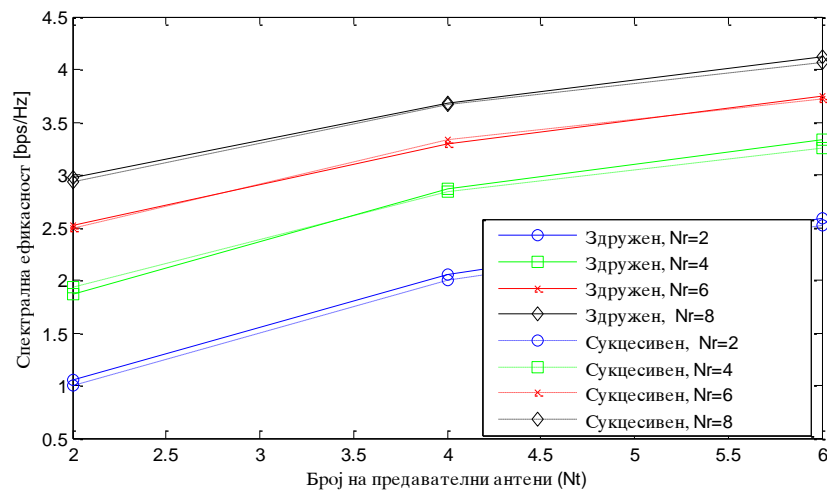
РUI праг (γ)	1e-6; 1e-8; 1e-10; 1e-12;	1e-6; 1e-8; 1e-10; 1e-12;
Број на Монте Карло симулации	10000	10000
Метрики од интерес	спектрална ефикасност, среден SINR, број на операции, интерференција во примарниот приемник	спектрална ефикасност, среден SINR, број на операции, интерференција во примарниот приемник

Слика 4-2, го претставува просечниот број на операции потребни за пресметка на предавателните и приемните бимформери, за двата оптимизациски алгоритми, во однос на бројот на приемни и предавателни антени. Бројот на операции на здружениот оптимизациски алгоритам е нормализиран за три, т.е. четири реда на големина (Слика 4-2), со цел визуелно да се споредат карактеристиките на однесувањето на двата оптимизациски алгоритми. Сукцесивниот оптимизациски алгоритам значително ја намалува комплексноста за пресметката на оптималните бимформери. Дополнително, неговото поведење е релативно инваријантно, во споредба со здружениот оптимизациски алгоритам, од аспект на бројот на предавателни и приемни антени (т.е. бројот на степени на слобода). Агилните перформанси на предложениот комбиниран бимформинг дизајн, кој го користи сукцесивниот оптимизациски алгоритам, овозможуваат негова применливост во реални сценарија, кои побаруваат ефикасна операција во реално време.



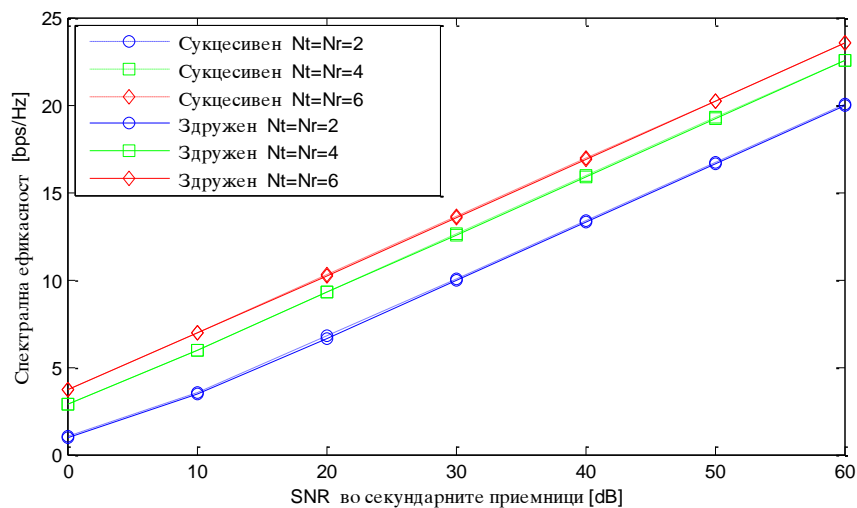
Слика 4-2. Број на операции за двата оптимизациски алгоритми во зависност од бројот на предавателни и примени антени (PUI праг = $10e-6$)

Слика 4-3 и Слика 4-4 ја прикажуваат постигнатата спектрална ефикасност на предложениот бимформинг дизајн кога се користи здружениот оптимизациски алгоритам и предложениот сукцесивен оптимизациски алгоритам. Евидентно е дека спектралната ефикасност на предложениот комбиниран бимформинг дизајн се зголемува за поголем број на предавателни и приемни антени.



Слика 4-3. Спектрална ефикасност на двата оптимизациски алгоритми во зависност од бројот на предавателни и примени антени (PUI праг = $10e-10$)

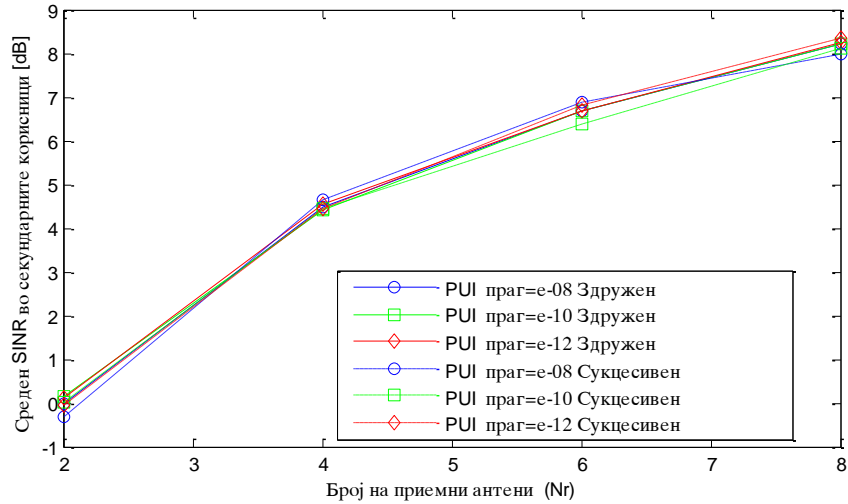
Покрај тоа, сликите јасно покажуваат дека предложениот сукцесивен оптимизациски алгоритам ги обезбедува истите перформанси на секундарниот систем како и здружениот оптимизациски алгоритам без оглед на комплексноста на секундарниот систем (т.е. бројот на приемни и предавателни антени) и приемниот SNR. Покрај тоа, треба да се напомене дека предложениот комбиниран бимформинг дизајн целосно го поништува влијанието на примарниот систем врз секундарниот систем, дури и во случај на 2x2 конфигурација (Шеноновиот капацитет на SNR од нула dBs за SISO канал без интерференција е еднаква на 1 bit/s/Hz), Слика 4-3 и Слика 4-4. Оваа особина на предложениот бимформинг дизајн е особено важна за случајот на HetNets каде обратна интерференција има значително влијание врз перформансите на малите клетки. Ако не се третира, таа може значително да ги деградира перформансите на малите клетки и во некои случаи да предизвика и целосен испад во комуникацијата.



Слика 4-4. Спектрална ефикасност на двата оптимизациски алгоритми во зависност од нивото на односот сигнал-шум во секундарниот приемник (PUI праг = $10e-8$)

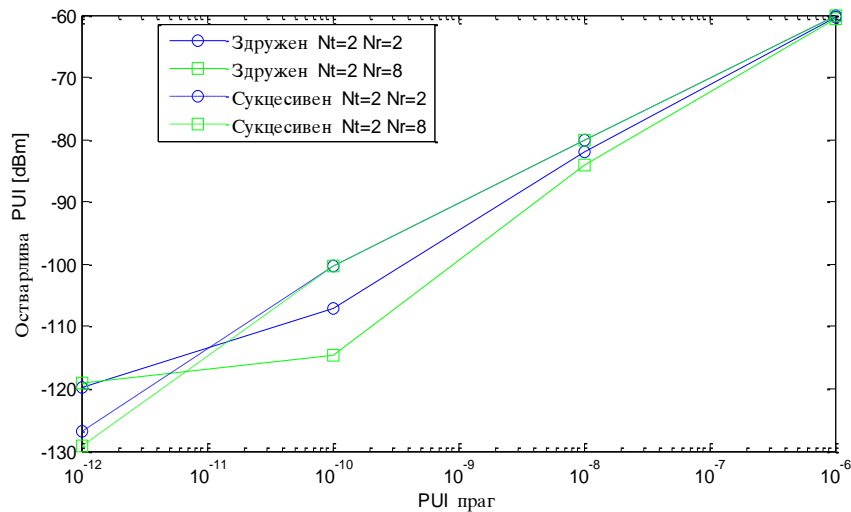
Слика 4-5 го прикажува просечниот остварлив SINR на секундарниот систем за предложениот комбиниран бимформинг дизајн во зависност од различен број на приемни антени и за различни PUI прагови. Од сликата се забележува дека вредноста за PUI прагот не влијае врз работата на комбинираниот бимформинг дизајн. Сликата исто така покажува дека предложениот бимформинг дизајн ги постигнува истите перформансите без разлика

на оптимизацискиот алгоритам, со што, уште еднаш се оправдува употребата на sukcesивната оптимизација, која е специјално прилагодена за сценарија кои бараат комуникација во реално време.



Слика 4-5. Среден SINR во секундарните корисници во зависност од бројот на приемни антени и за различни PUI прагови ($N_t = 2$)

Слика 4-6 ја презентира ефикасноста на предложениот комбиниран бимформинг дизајн во однос на постигнатата PUI и во зависност од PUI прагот. Евидентно е дека предложениот бимформинг дизајн секогаш ги задоволува барањата за PUI прагот, без разлика на употребениот оптимизациски алгоритам.



Слика 4-6. Остварлива PUI во зависност од PUI прагот за различен број на приемни и предавателни антени

Исто така, може да се забележи дека здружениот оптимизациски алгоритам постигнува пониски PUI вредности во споредба со sukcesivниот алгоритам за PUI прагови над 10^{-10} . Сепак, за многу низок праг здружениот оптимизациски алгоритам не успева да ги следи побарувањата за нивото на интерференција и при тоа се намалува неговата ефикасност, додека sukcesivниот алгоритам константно ја постигнува потребната вредност на PUI. Деградација на перформансите на предложениот комбиниран бимформинг дизајн базиран на здружениот оптимизациски алгоритам, е резултат на високата процесирачка комплексност и големото множество на решенија што скалира пропорционално со бројот на степени на слобода во системот. Оптимизациските релаксации што ги воведува sukcesivниот алгоритам, овозможуваат предложениот комбиниран бимформинг дизајн да ги постигне потребните перформанси во однос на потребната PUI, без оглед на комплексноста на системот и барањата на примарниот систем, т.е. нивото на PUI прагот.

4.5. Екстензија на повеќе-корисничко сценарио

Претходните поглавја го презентираа комбинираниот бимформинг дизајн и оптимизациските алгоритми, за сценарио со само еден примарен и секундарен комуникациски пар. Ова поглавје го проширува предложениот бимформинг дизајн и sukcesivниот оптимизациски алгоритам за повеќе-корисничко сценарио, односно сценарио со повеќе примарни и секундарни комуникациски парови. Во дадениот случај максимизацискиот проблем во однос на сумарниот секундарен однос сигнал-шум плус интерференција (SINR), кој се стреми да ги задоволи побарувањата за нивото на интерференција во примарните приемници, може да се изрази како:

$$\begin{aligned} \{\mathbf{m}_l, \mathbf{w}_l\}_{l=1}^{N_s} &= \arg \max_{\{\mathbf{m}_l, \mathbf{w}_l\}_{l=1}^{N_s}} \min_l \{SINR_{s(l)}\}, \\ s.t. : \\ \sum_{k=1}^{N_s} \|\mathbf{h}_{sp(k,j)} \mathbf{m}_k\|^2 &\leq \gamma, \forall j \in \{1, \dots, N_p\}, \\ \|\mathbf{m}_l\|^2 = tr(\mathbf{M}_l) &\leq P_t, \forall l \in \{1, \dots, N_s\}, \\ \|\mathbf{w}_l\|^2 &\leq 1, \forall l \in \{1, \dots, N_s\}. \end{aligned} \tag{4.16}$$

каде што N_s го означува бројот на секундарни корисници, N_p го означува бројот на примарни корисници, P_l го означува буџетот на предавателната моќност на секундарниот систем. SINR вредноста на l -тиот секундарен приемник може да се пресмета како:

$$SINR_{s(l)} = \frac{\mathbf{m}_l^H \mathbf{H}_{ss(l,l)}^H \mathbf{w}_l \mathbf{w}_l^H \mathbf{H}_{ss(l,l)} \mathbf{m}_l}{\sum_{i=1}^{N_p} \mathbf{h}_{ps(i,l)}^H \mathbf{w}_l \mathbf{w}_l^H \mathbf{h}_{ps(i,l)} + \sum_{k=1; k \neq l}^{N_s} \mathbf{m}_k^H \mathbf{H}_{ss(k,l)}^H \mathbf{w}_l \mathbf{w}_l^H \mathbf{H}_{ss(k,l)} \mathbf{m}_k + \sigma_{s(l)}^2}. \quad (4.17)$$

каде $\sigma_{s(l)}^2$ ја означува варијансата на шумот во l -тиот секундарен приемник. Со примена на генерализираното Kantorovich/Cauchy-Schwartz неравенство, изразот во (4.17) може да се докаже, како и во случај на (4.12), дека е ограничен одоздола само од предавателните бимформинг вектори, т.е.:

$$\begin{aligned} SINR_{s(l)} &= \frac{\mathbf{m}_l^H \mathbf{H}_{ss(l,l)}^H \mathbf{w}_l \mathbf{w}_l^H \mathbf{H}_{ss(l,l)} \mathbf{m}_l}{\sum_{i=1}^{N_p} \mathbf{h}_{ps(i,l)}^H \mathbf{w}_l \mathbf{w}_l^H \mathbf{h}_{ps(i,l)} + \sum_{k=1; k \neq l}^{N_s} \mathbf{m}_k^H \mathbf{H}_{ss(k,l)}^H \mathbf{w}_l \mathbf{w}_l^H \mathbf{H}_{ss(k,l)} \mathbf{m}_k + \sigma_{s(l)}^2} \\ &\geq \frac{\mathbf{m}_l^H \mathbf{H}_{ss(l,l)}^H \mathbf{H}_{ss(l,l)} \mathbf{m}_l}{\sum_{i=1}^{N_p} \mathbf{h}_{ps(i,l)}^H \mathbf{h}_{ps(i,l)} + \sum_{k=1; k \neq l}^{N_s} \mathbf{m}_k^H \mathbf{H}_{ss(k,l)}^H \mathbf{H}_{ss(k,l)} \mathbf{m}_k + \sigma_{s(l)}^2} = SINR_{s(l)}^{ibf}. \end{aligned} \quad (4.18)$$

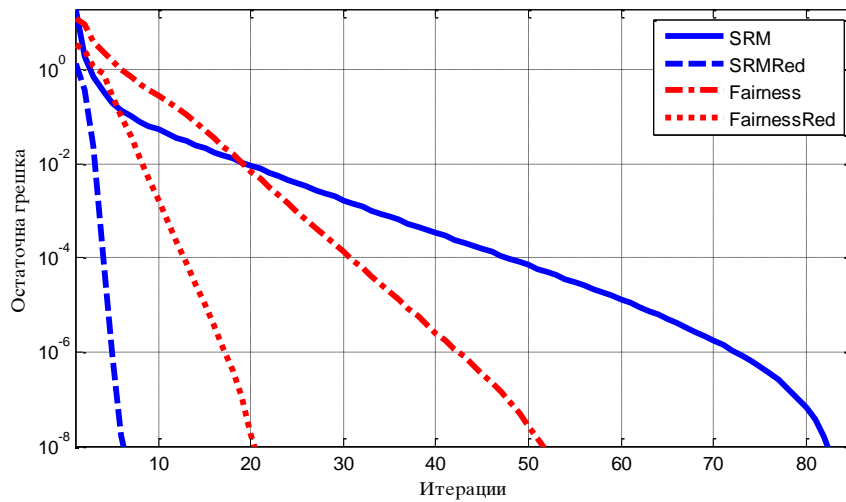
Бидејќи изразот $SINR_{s(l)}$ е ограничен одоздола со $SINR_{s(l)}^{ibf}$, оптимизацијата на предавателните бимформери може да се врши врз основа на $SINR_{s(l)}^{ibf}$. Следствено, предавателната бимформинг оптимизација може да се врши независно од приемните бимформери, како и за случајот со еден корисник.

Оптималните приемни бимформинг вектори $\{\mathbf{w}_l\}_{l=1}^{N_s}$, кои ја максимизираат SINR вредноста за l -тиот секундарен комуникациски пар, за познати предавателни бимформинг

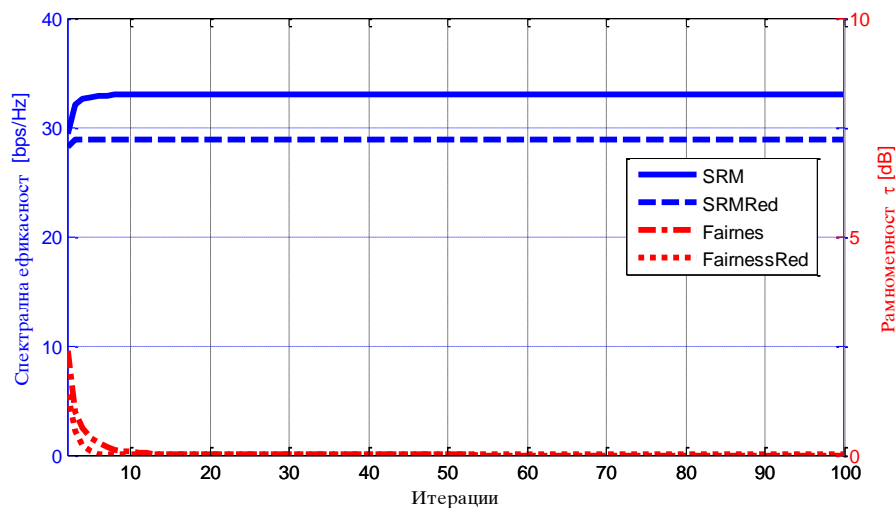
вектори $\{\mathbf{m}_l\}_{l=1}^{N_s}$, може да се пресметаат на сличен начин како (4.10), т.е. како Рејлиевит количник:

$$\mathbf{w}_l = \frac{\left(\sum_{i=1}^{N_p} \mathbf{h}_{ps(i,l)} \mathbf{h}_{ps(i,l)}^H + \sum_{k=1; k \neq l}^{N_s} \mathbf{H}_{ss(k,l)} \mathbf{m}_k \mathbf{m}_k^H \mathbf{H}_{ss(k,l)}^H + \sigma_{s(l)}^2 \mathbf{I}_{N_r} \right)^{-1} \mathbf{H}_{ss(l,l)} \mathbf{m}_l}{\left\| \left(\sum_{i=1}^{N_p} \mathbf{h}_{ps(i,l)} \mathbf{h}_{ps(i,l)}^H + \sum_{k=1; k \neq l}^{N_s} \mathbf{H}_{ss(k,l)} \mathbf{m}_k \mathbf{m}_k^H \mathbf{H}_{ss(k,l)}^H + \sigma_{s(l)}^2 \mathbf{I}_{N_r} \right)^{-1} \mathbf{H}_{ss(l,l)} \mathbf{m}_l \right\|} \quad (4.19)$$

Остатокот од поглавјето го анализира однесувањето на конвергенција на двата различни бимформинг алгоритми, т.е. алгоритмот за максимизација на секундарната спектрална ефикасност (SRM), и алгоритмот кој воведува рамномерна распределба на ресурсите (Fairness) [88],[89]. Споредбата на перформансите на двата алгоритми се извршува во однос на случајот кога се воведува сукцесивниот оптимизациски алгоритам. Мора да се напомене дека начинот на работа и дизајнот на двата алгоритми е надвор од опсегот и фокусот на оваа дисертација. Поточно, ова поглавје ги потврдува предностите за намалување на комплексноста на оптимизациските алгоритми во однос на стапката на конвергенција. Во остатокот на ова поглавје SRM и Fairness алгоритмите кои ја употребуваат сукцесивната оптимизација ќе бидат означени како SRMRed и FairnessRed, соодветно.



(a)



(б)

Слика 4-7. (а) Споредба на стапката на конвергенција (б) Споредба на перформансите ($N_t = 4$, $N_r = 4$, $N_s = 10$, $N_p = 2$, $SNR = 10\text{dB}$, $\sigma = 5\text{dB}$)

Слика 4-7 ја прикажува стапката на конвергенција и постигнатите перформанси на SRM, Fairness, SRMRed и FairnessRed. Стапката на конвергенција е претставена како остаточна грешка (разликата помеѓу остварената вредност и оптимална вредност на решението) во зависност од бројот на итерации. Слика 4-7 покажува дека sukcesivната оптимизација значително ја подобрува конвергенцијата на двата бимформинг алгоритми, без сериозно да се деградираат остварените перформанси, и може да обезбеди нивно

ефикасно функционирање во сценарија во кои побаруваат агилна пресметка на бимформерите.

4.6. Заклучок

Во оваа глава е предложен генерички системски модел за поднивовска спектрална поделба, кој ја зема во предвид обратна интерференција и е предложен комбиниран (предавателен и приемен) бимформинг дизајн кој може да се примени во обете комуникациски насоки. Исто така, се дискутира и за комплексноста на предложениот комбиниран бимформинг дизајн и е предложен sukcesивен оптимизациски алгоритам кој значително ја намалува процесирачката комплексност. Резултатите од анализата на перформансите јасно покажуваат дека предложениот комбиниран бимформинг дизајн ефикасно се справува со обратната интерференција и постигнува задоволителни перформанси. Покрај тоа, резултатите покажуваат дека предложената sukcesивна оптимизација значително ја намалува комплексноста на комбинираниот бимформинг дизајн без значително да се деградираат перформансите на секундарниот систем. Овој поедноставен метод за оптимизација обезбедува предложениот комбиниран бимформинг дизајн да се употребува за реални сценарија кои бараат ефикасна работа во реално време.

5 Ефикасно управување со контролен канал за кооперативно спектрално ослушување

Како што веќе беше дискутирано во глава 3 кооперативното спектрално ослушување е идентификувано како еден од можните технологии за реискористување на слободниот спектар во когнитивните радио системи. Една од главните компоненти на кооперативното спектрално ослушување е контролниот канал, што се користи за дистрибуција *контролните податоци*. Карактеристиките на контролниот канал може да имаат значително влијание врз целокупната ефикасност на системот. Најголемиот дел од тековните истражувања, вклучуваат системски модели со идеален контролен канал (т.е. со неограничен пропусен опсег и канал без грешки). Оваа претпоставка е нереална и може да доведе до погрешни заклучоци кои може да имаат сериозно влијание врз ефикасноста на спектралното ослушување. Неколку постојни истражувачки дела го идентификуваат проблемот на несовршен контролен канал и воведуваат комплексни алгоритми за селекција на најадекватните кооперативни уреди во однос на кооперативното спектрално ослушување. Овие алгоритми избираат и употребуваат само подмножество од сите достапни кооперативни (т.е. секундарни) уреди со цел да се намали доцнењето во контролниот канал и склоноста кон грешки. Нивниот недостаток е употребата на помал број на секундарни уреди, што резултира во субоптимално искористување на добивката од просторниот диверзитет и намалени перформанси за детекција во споредба со конвенционалното кооперативно спектрално ослушување под идеални услови за контролниот канал.

Дисертацијата предлага нова рамка (анг. framework) за кооперативно спектрално ослушување наречена clustered Beamforming Cooperative Spectrum Sensing (BCSS) [90]. Предложената рамка му обезбедува на спектралното ослушување да ги постигне истите перформанси за детекција како под идеални услови за контролниот канал. Таа вклучува механизам за кластерирање на секундарните уреди и бимформинг, со цел да се минимизираат генеричките проблеми на контролниот канал поврзани со CSS (т.е. ограничениот пропусен опсег и склоност кон грешка). Покрај тоа, BCSS обезбедува

соработка помеѓу сите достапни секундарни уреди и може да се искористи од страна на било која CSS техника за фузија на податоци.

Останатиот дел од оваа глава е организиран на следниот начин. Поглавјето 5.1 обезбедува преглед на најновите научни исчекори од областа и го лоцира новитетот на дисертацијата во споредба со дадените трудови. Поглавјето 5.2 го претставува системскиот модел за несовршен контролен канал и дискутира за неговите негативни ефекти врз процесот на CSS. Поглавјето 5.3 ја претставува BCSS рамката и нејзините способности за анулирање на негативните ефекти на контролниот канал претставени во поглавјето 5.2. Поглавјето 5.4 ги анализира перформансите на BCSS. Поглавјето 5.5 ја заклучува глава.

5.1. Преглед на тековните истражувања

Најголемиот дел од тековните истражувања од областа на кооперативното спектрално ослушување предложуваат системски модели во кои се употребува идеален контролен канал, што претставува невалидна претпоставка. Во реалните сценарија, пропусниот опсег на контролниот канал е релативно ограничен (т.е. тесен), со цел да се задржи целокупниот системски капацитет и спектралната ефикасност на високо ниво. Ограничениот пропусен опсег влијае на вкупниот број на активни кооперативни уреди во мрежата и периодот потребен за размена на контролните податоци. Зголемувањето на бројот на кооперативните уреди не секогаш резултира во зголемена ефикасноста на детекција во случајот на кооперативно спектрално ослушување. Во сценарија со ограничен пропусен опсег на контролниот канал, зголемувањето на бројот на кооперативни уреди резултира во повисока латентност на контролната информација и изискува пократки периоди за спектрално ослушување со цел навремено испраќање на контролната информација. Овој процес побарува компромис, т.е. баланс, помеѓу бројот на активни кооперативни уреди и времетраењето на спектралното ослушување. Дополнително, склоноста на грешки во контролниот канал, односно неидеалниот пренос на контролна информација, претставува суштинска карактеристика која треба да се земе во предвид при процесот на кооперативно спектрално ослушување. Неидеалниот пренос на контролна информација може значително да ги намали перформансите на детекција на кооперативното спектрално ослушување [91]-[95].

Неколку истражувачки трудови предлагаат комплексни алгоритми за избор на активните кооперативни уреди, со цел да се подобрат перформансите на детекција во услови на неидеален контролен канал [95]-[98]. Овие трудови предлагаат механизми за избор на подмножество од сите достапни кооперативни уреди, со што би се анулирале несаканите ефекти во контролниот канал. Авторите во [94] предлагаат подобрувањето на перформансите на кооперативното спектрално ослушнување да се спроведе со избирање на подмножество од сите достапни кооперативни уреди, кои го минимизираат просечниот Бајесов ризик. Во [95] и [96] авторите предлагаат алгоритми за селекција на уреди, кои ја намалуваат контролната информација, од спектралното ослушнување во мрежата, а со тоа и потрошувачката на енергија, при што од употреба се исфрлаат кооперативните уреди со најлоши перформанси за детекција. Во [97] предложениот алгоритам за селекција на уредите се дефинира како „бинарен проблем на полнење ранец“ (анг. binary knapsack problem), кој го пресметува оптималниот сооднос помеѓу бројот на активни кооперативни уреди и перформансите за детекција со цел да се минимизира размената на контролна информација во мрежата и да се подобри енергетската ефикасност. Главниот недостаток на алгоритмите за избор на уреди е искористувањето на помала група на кооперативни уреди, што резултира со субоптимално искористување на добивката од просторниот диверзитет и пониски перформанси на детекција, во споредба со кооперативното спектрално ослушнување под идеален контролен канал, дури и во случај на корелација поради засенување. Авторите во [56],[99] ги анализираат ефектите од корелацијата поради засенување, во CSS сценарија, и покажуваат дека поголем број на корелирани уреди може да постигнат подобри перформанси за детекција во споредба со помал број на некорелирани, т.е. независни уреди. Според тоа, бројот на употребени кооперативни уреди може да има значително влијание врз перформансите на кооперативното спектрално ослушнување.

За разлика од претходните истражувања, дисертацијата предлага нова рамка за кооперативно спектрално ослушнување, BCSS, која ја поттикнува соработката помеѓу сите достапни кооперативни уреди и ги постигнува детекциските перформанси на конвенционалното кооперативно спектрално ослушнување под услови на идеален контролен канал. Таа користи механизам за кластерирање на уредите и бимформинг, со цел да се минимизираат негативните и непосакувани ефекти во контролниот канал.

Предложената рамка може да биде искористена од било која техника за фузија на податоците.

Во следното поглавје е претставен системскиот модел за кооперативно спектрално ослушување во услови на несовершен контролен канал, и ги идентификува главните ограничувања на перформансите на кооперативното спектрално ослушување, во однос на ограничениот пропусен опсег и склоност кон грешка на контролниот канал.

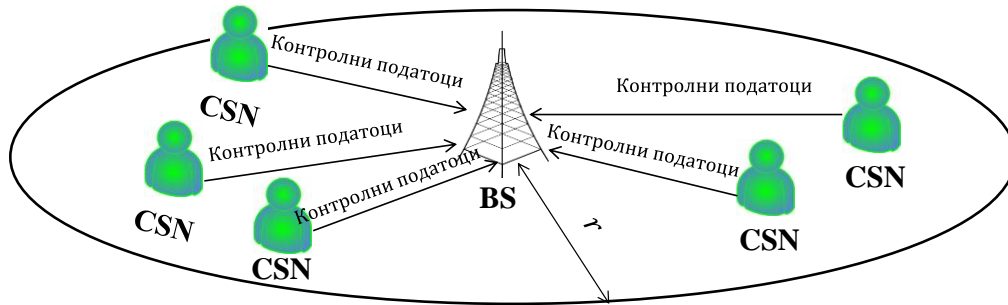
5.2. Кооперативно спектрално ослушување во услови на несовершен контролен канал

Ова поглавје го претставува системскиот модел за конвенционалното кооперативно спектрално ослушување во услови на несовершен контролен канал (т.е. во присуство на фединг и ограничен пропусен опсег). Во поглавјето се идентификуваат главните карактеристики на несовершен контролен канал (грешка при пренос и мал пропусен опсег) и е дискутирано за нивното влијание врз перформансите за детекција на спектралното ослушување.

5.2.1 Генерички претпоставки за системскиот модел

Системскиот модел во оваа дисертација претпоставува централизиран безжичен секундарен систем, каде што сите кооперативни уреди ги испраќаат податоците од спектралното ослушување (т.е. контролните податоци) до централизирана базна станица, која што го врши процесот на фузија, Слика 5-1. Сите кооперативни уреди се случајно поставени врз основа на униформната распределба, во круг околу базната станица (т.е. центарот за фузија) [100],[101]. Секој кооперативен уред и базната станица имаат две антени (потребата од повеќе-антенски систем е аспект што е присутен во сите современи безжични системи и стандарди). Слично како и во претходните поглавја, и без било каква загуба на општоста и валидноста на системскиот модел [56],[91]-[95], се претпоставува дека сите кооперативни уреди имаат еднакви карактеристики и искусуваат еднакви

слабења од простирање (односно имаат ист експонент на слабењето од простирање), со цел да се поедностави аналитичкиот модел и употребената нотација.



Слика 5-1. Генеричка топологија на системскиот модел и размената на контролна информација (CSN – кооперативни уреди)

Покрај тоа, се претпоставува дека секундарниот систем не поседува априори информација за сигналот на примарниот систем (т.е. секундарниот систем користи ED базиран тип на спектрално ослушување). Исто така, се претпоставува дека одлуката од кооперативното спектрално ослушување се врши со употреба на MV техниката за фузија. Дисертацијата се фокусира на понапредна реализација на ED, односно ENP базираното кооперативно спектрално ослушување. Со употреба на ENP, секундарниот систем ги анулира проблемите поврзани со ED базираното спектрално ослушување, односно со т.н. SNR_{sud} . Во глава 3, дисертацијата го прошири постоечкиот метод за ENP преку развој на погенерички аналитички модел кој во себе го вклучува и просторниот диверзитет. Врз основа на презентираниот модел во глава 3, соодветните параметри на спектралното ослушување, односно (кумулятивната) веројатност за детекција ($Q_{d_ENP}^{MV}$) и лажна тревога ($Q_{fa_ENP}^{MV}$) за конвенционалното кооперативно спектрално ослушување базирано на ENP, може да биде пресмета како:

$$Q_{d_ENP}^{MV} = \sum_{i=K/2}^K \binom{K}{i} \left(Q\left(\frac{\frac{\xi}{1+SNR}-1}{\sqrt{\frac{N+M}{NM}}}\right) \right)^i \left(1 - Q\left(\frac{\frac{\xi}{1+SNR}-1}{\sqrt{\frac{N+M}{NM}}}\right) \right)^{K-i} \quad (5.1)$$

$$Q_{fa_ENP}^{MV} = \sum_{i=K/2}^K \binom{K}{i} \left(Q\left(\frac{\xi-1}{\sqrt{\frac{N+M}{NM}}}\right) \right)^i \left(1 - Q\left(\frac{\xi-1}{\sqrt{\frac{N+M}{NM}}}\right) \right)^{K-i}, \quad (5.2)$$

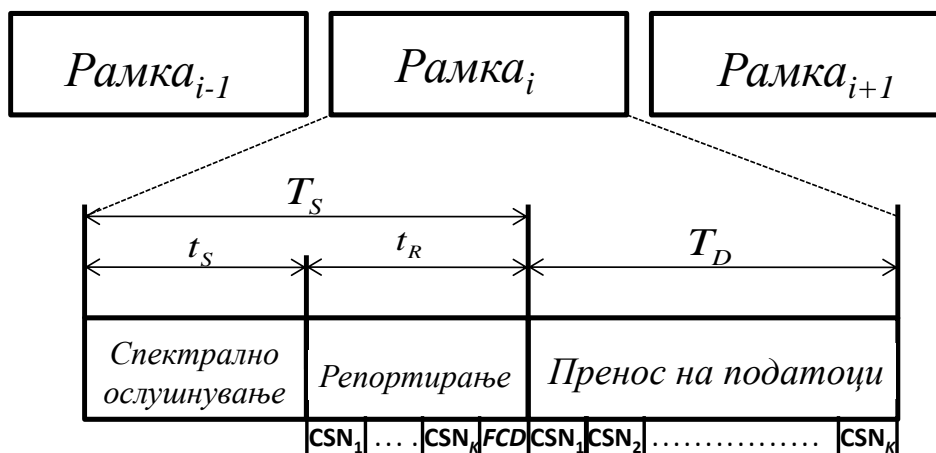
каде $Q(\cdot)$ ја означува Q-функцијата, K го означува бројот на кооперативни уреди, додека $N = f_s t_s$ и M го означуваат, број на примероци од сигналот и бројот на примероци од шумот, соодветно. Параметрите f_s и t_s ја означуваат честотата на земање примероци и времетраењето на периодот за спектрално ослушнување, соодветно, додека ξ и SNR го означуваат прагот за одлучување и односот сигнал шум во кооперативните уреди во однос на каналот за ослушнување.

5.2.2 Несовршен контролен канал

Улогата на контролниот канал во когнитивните радио системи е слична на улогата на контролните канали во постоечките системи, односно, тој треба да овозможи размена на контролна и сигнална информација. Во секундарни системи кои базираат на кооперативно спектрално ослушнување контролниот канал има дополнителна задача, т.е. да обезбеди дистрибуцијата на податоците од спектралното ослушнување. Ова поглавје ги дискутира главните карактеристики на *несовршениот* контролен канал (односно *ограничениот пропусен опсег* и *грешката при пренос* на информација) и го идентификува неговото влијание врз перформансите на детекција кај конвенционалното кооперативно спектрално ослушнување.

5.2.2.1 Ограничен пропусен опсег

Во практични сценарија, секундарните системи имаат тенденција да доделат мал пропусен опсег за потребите на контролниот канал, со цел да се максимизира спектрална ефикасност и системскиот капацитет. Како што беше претходно дискутирано, ограничениот и мал пропусен опсег на контролниот канал може значително да ги намали перформансите за детекција на секундарниот систем, со ограничувањето на максималниот број на активни кооперативни уреди и/или со зголемување на латентноста на контролниот канал. Сите заклучоци поврзани со можностите и перформансите за детекција, и перформансите на секундарниот систем воопшто, може да доведат до нивно погрешно интерпретирање во случај кога се користи контролен канал со ограничен/мал пропусен опсег. Слика 5-2 го претставува генеричкиот комуникациски модел врз основа на системскиот модел и топологија прикажани на Слика 5-1. Секоја рамка се состои од интервал за *ослушнување* (T_s) и интервал за *пренос на податоци* (T_D). Интервалот на за *ослушнување* е составен од *i*) период за локално спектрално *ослушнување*, t_s , и *ii*) периодот за пренос на резултатите од процесот на *ослушнување* (исто така означен како латентност при репортирање), t_R , (анг. reporting delay). Во текот на локалното *ослушнување*, сите кооперативни уреди симултано го *ослушнуваат* спектралниот опсег од интерес. За времетраење на периодот на пренос на резултатите од процесот на *ослушнување*, сите кооперативни уреди ја пренесуваат потребната информација до центарот за фузија по даден временски редослед, (Time Division Multiple Access (TDMA), означен како CSN Слика 5-2) преку контролниот канал. На крајот на периодот, центарот за фузија ја трансмитира својата одлука за зафатеноста на спектарот (означена како FCD во Слика 5-2). Во интервалот за пренос на податоци, кооперативните уреди ги испраќаат своите кориснички податоци (во TDMA принцип, означен како CSN Слика 5-2) до центарот за фузија преку делот од ресурсите на системот кои не се наменети за контролниот канал.



Слика 5-2. Генерички комуникациски модел за секундарен систем базиран на кооперативно спектрално ослушнување

Системскиот модел во дисертацијата претпоставува дека сите секундарни уреди имаат еднакви перформанси (поглавје 5.2.1), а со тоа и еднаква големината на контролните податоци (во бити, означена со D). Времетраењето на периодот на пренос на резултатите од процесот на ослушнување, t_R , (т.е. латентноста при репортирање) се пресметува како:

$$t_R = \sum_{i=1}^K \frac{D}{B_c \cdot \log_2 U} = \frac{D \cdot K}{B_c \cdot \log_2 U}, \quad (5.3)$$

каде B_c го означува пропусниот опсег на контролниот канал, U ја означува M -арната модулациска техника. Може да се забележи дека употребата на поголем број на кооперативни уреди доведува до зголемена латентност при репортирањето. Со цел да не се деградира проодноста на секундарниот систем, времетраењето на интервалите T_S и T_D , Слика 5-2, мора да биде константно [95] и, затоа, периодот за локалното спектрално ослушнување (t_s) може да се дефинира како:

$$t_s = T_S - t_R, T_S = const. \quad (5.4)$$

Од равенките (5.3) и (5.4) може да се заклучи дека поголем број на кооперативни уреди ќе резултираат во зголемена латентност на репортирање, t_R , (5.3), како и намалување на

времетраењето на локалното спектрално ослушнување, t_s , (5.4). Намалувањето на периодот на спектралното ослушнување ќе ги деградира детекциските перформанси, $Q_{d_ENP}^{MV}$ и $Q_{fa_ENP}^{MV}$, поради помалиот број на примероци од сигналот, N . Поради тоа комуникацискиот модел на Слика 5-2 побарува да постои компромис помеѓу времетраењето на периодот за локалното спектрално ослушнување (t_s), и оптималниот број на активни кооперативни уреди, со цел да се постигнат најдобрите перформанси при процесот на спектралното ослушнување. Следствено, конвенционалното кооперативно спектрално ослушнување ќе постигне субоптимална добивка од просторниот диверзитет, како резултат на намалувањето на бројот на активни кооперативни уреди. Овој проблем е подетално разработен во поглавјата 5.4.3 (Слика 5-8) и 5.4.4 (Слика 5-10).

5.2.2.2 Грешка при пренос

Во реални сценарија, контролниот канал воведува грешка при преносот на податоци. Односот помеѓу веројатноста за грешка на контролниот канал и SNR-от во приемникот, скалира како [91],[94]:

$$P_e \propto (\bar{\rho})^{-1}, \quad (5.5)$$

каде P_e ја означува веројатноста на грешка и $\bar{\rho}$ го означува средниот SNR во контролниот канал. Ако се претпостави дека поставеноста на кооперативните уреди следи униформната распределба во една кружна клетка, со радиус r околу базната станица, и контролниот канал следи Рејлиев фединг и експонентот на слабеењето од простирање е ($\alpha = 2$) [101], средниот SNR во клетката може да се изрази како:

$$\bar{\rho} \geq \frac{2P_T}{Z_t r^2} \sum_{u=0}^{Z_t-1} \frac{1}{u!} \left\{ \Gamma(u+1) - \Gamma\left(u+1, \frac{Z_t r^2 c}{2P_T}\right) \right\}, \quad (5.6)$$

каде што P_T ја означува предавателната моќност на кооперативните уреди, r го означува радиусот на клетката, Z_t го означува бројот на предавателни антени и c ја означува горната граница на $\bar{\rho}$ (Доказ: Прилог А). Нотациите $\Gamma(\cdot)$ и $\Gamma(\cdot, \cdot)$ ги претставуваат Гама и

нецелосната Гама функција, соодветно. Изразот во (5.6), може и понатаму да се поедностави, ако $c \gg 0$:

$$\bar{\rho} \approx \frac{2P_T}{r^2}. \quad (5.7)$$

Изведувањето и доказот за равенката (5.7) се претставени во *Прилог Б*. Користејќи го просечниот SNR на контролниот канал од (5.7) и претпоставувајќи дека се користи BPSK модулација за пренос на контролните податоци, веројатноста на грешка во контролниот канал може да се изрази како:

$$P_e = Q\left(\frac{2}{r}\sqrt{P_T}\right), \quad (5.8)$$

каде $Q(\cdot)$ ја означува Q-функцијата. Локалната *веројатност за детекција* (P_d') и *веројатноста за лажна тревога* (P_{fa}') на секој кооперативен уред (откако информацијата ќе биде пренесена низ контролниот канал) може да се изрази како [91]:

$$P_d' = 1 - [(1 - P_d^{ENP})(1 - P_e) + P_d^{ENP} P_e] \quad (5.9)$$

$$P_{fa}' = 1 - [(1 - P_{fa}^{ENP})(1 - P_e) + P_{fa}^{ENP} P_e] \quad (5.10)$$

каде P_e ја означува веројатноста за грешка според изразот претставен во (5.8). Променливите P_d^{ENP} и P_{fa}^{ENP} ги означуваат веројатностите за детекција и лажна тревога за еден уред (некооперативен случај) кои базираат на ENP, соодветно. Тие се дефинирани како:

$$P_d^{ENP} = Q \left(\frac{\frac{\xi}{1+SNR} - 1}{\sqrt{\frac{N+M}{NM}}} \right), \quad (5.11)$$

$$P_{fa}^{ENP} = Q \left(\frac{\xi - 1}{\sqrt{\frac{N+M}{NM}}} \right). \quad (5.12)$$

Со замена на равенките (5.9) и (5.10) во равенките (5.1) и (5.2), веројатноста на детекција ($Q_{d_ENP}^{MV}$) и лажна тревога ($Q_{fa_ENP}^{MV}$), за кооперативно спектрално ослушување базирано на ENP и MV техниката за фузија, во присуство на Рејлиев фединг на контролниот канал, може да се изрази како:

$$\begin{aligned} Q_{d_ENP}^{MV} &= \sum_{i=K/2}^K \binom{K}{i} \left(1 - \left[\left(1 - Q \left(\frac{\frac{\xi}{1+SNR} - 1}{\sqrt{\frac{N+M}{NM}}} \right) \right) \times \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \left(1 - Q \left(\frac{2}{r} \sqrt{P_T} \right) \right) + Q \left(\frac{\frac{\xi}{1+SNR} - 1}{\sqrt{\frac{N+M}{NM}}} \right) Q \left(\frac{2}{r} \sqrt{P_T} \right) \right] \right)^i \\ &\quad \times \left(\left(1 - Q \left(\frac{\frac{\xi}{1+SNR} - 1}{\sqrt{\frac{N+M}{NM}}} \right) \right) \right. \\ &\quad \left. \times \left(1 - Q \left(\frac{2}{r} \sqrt{P_T} \right) \right) + Q \left(\frac{\frac{\xi}{1+SNR} - 1}{\sqrt{\frac{N+M}{NM}}} \right) Q \left(\frac{2}{r} \sqrt{P_T} \right) \right)^{K-i}, \end{aligned} \quad (5.13)$$

$$\begin{aligned}
Q_{fa_ENP}^{MV} &= \sum_{i=K/2}^K \binom{K}{i} \left(1 - \left[1 - Q \left(\frac{\xi - 1}{\sqrt{\frac{N+M}{NM}}} \right) \right. \right. \\
&\quad \times \left. \left. \left(1 - Q \left(\frac{2}{r} \sqrt{P_T} \right) \right) + Q \left(\frac{\xi - 1}{\sqrt{\frac{N+M}{NM}}} \right) Q \left(\frac{2}{r} \sqrt{P_T} \right) \right]^i \right. \\
&\quad \times \left. \left(1 - Q \left(\frac{\xi - 1}{\sqrt{\frac{N+M}{NM}}} \right) \right) \right. \\
&\quad \times \left. \left. \left(1 - Q \left(\frac{2}{r} \sqrt{P_T} \right) \right) + Q \left(\frac{\xi - 1}{\sqrt{\frac{N+M}{NM}}} \right) Q \left(\frac{2}{r} \sqrt{P_T} \right) \right)^{K-i} \right), \tag{5.14}
\end{aligned}$$

Од равенките (5.8) - (5.14) може да се заклучи дека веројатноста за грешка при пренос на податоците во контролниот канал значително може да ги деградира перформансите на кооперативното спектрално ослушување.

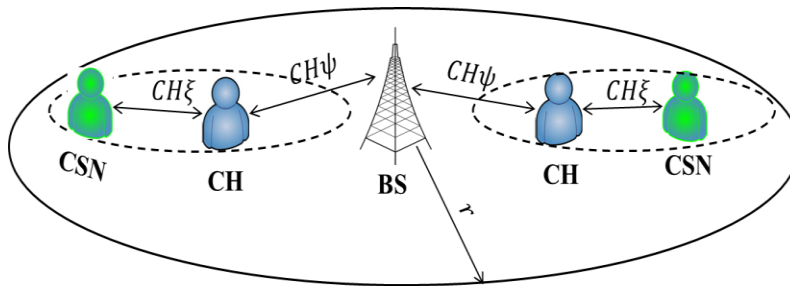
Во ова поглавје е воведен системски модел за кооперативно спектрално ослушување во услови на несовршен контролен канал и е покажано дека грешката при пренос на контролната информација и ограничениот пропусен опсег може значително да ги деградира перформансите на детекција. Со цел да се постигнат најдобрите детекциски перформанси, CR системите мора да воведат нови системски конфигурации, кои треба да ги земаат во предвид непосакуваните ефекти на контролниот канал. Следното поглавје предлага нова рамка за кооперативно спектрално ослушување, наречена BCSS, која ги анулира ефектите поврзани со грешката при преносот на контролната информација и со ограничениот пропусен опсег.

5.3. BCSS рамка

Предложената BCSS рамка ги постигнува посакуваните перформанси со употреба на две фундаментални методи, односно *кластерирање* (т.е. *групирање*) на уреди и *бимформинг*. Целта на методот за *кластерирање* е да се групираат кооперативните уредите во помали кластери, со што се намалува растојанието помеѓу уредите и се зголемува просечниот SNR на контролниот канал, односно се намалува веројатноста на грешка. Улогата на *бимформинг* методот е да се обезбеди просторно мултиплексирање на податочниот и контролниот канал и на тој начин да се овозможи зголемен пропусен опсег за пренос на контролната информација. Овој метод го анулира ефектот на мал и ограничен пропусен опсег со што се овозможува користење на сите достапни кооперативни уреди при процесот на спектралното ослушнување.

5.3.1 Метод за кластерирање на уредите

BCSS рамката го употребува методот за *кластерирање* на уреди со цел да се минимизираат грешките во контролниот канал. Оваа дисертација претпоставува модел/алгоритам за кластерирање каде што m -те кооперативни уреди со највисок приемен SNR од базната станица, се користат како главен уред на кластерот (анг. Cluster Head - CH). Останатите кооперативни уреди се приклучуваат на кластерот кој има најголем SNR, т.е. кој е најблизок до нив. Покрај тоа, секој кластер опслужува n_δ број на кооперативни уреди, каде што δ го означува индексот на кластерот, т.е. $\delta \in [1, m]$. За поедноставување на аналитичките модели во остатокот од поглавјето, бројот на кооперативни уреди по кластер се смета дека е еднаков (т.е. $n_\delta = n$). На Слика 5-3 е прикажан пример на сценарио за кластерирање каде што бројот на кооперативните уреди $K=4$, $m = 2$ и $n_\delta = n = 1$.



Слика 5-3. Пример за сценарио со кластерирање ($K=4, m=2, n=1$)

Кога се користи методот за кластерирање на уредите, CHS се користат како релејни уреди, кои ги собираат податоците од кооперативните уреди во својот кластер и ги испраќаат сите податоци кон центарот за фузија. Поради ваквиот процес на пренесување, контролната информација пропагира преку два контролни канали, т.е. помеѓу кооперативните уреди и CH (означен со $CH\xi$, Слика 5-3) и помеѓу CH и базната станица (означен со $CH\psi$, Слика 5-3), така што веројатноста за грешка во контролниот канал се дефинира како:

$$P_e^{BCSS} = 1 - (1 - P_{e\xi})(1 - P_{e\psi}), \quad (5.15)$$

каде P_e^{BCSS} ја означува веројатноста за грешка во контролниот канал кога се користи BCSS, $P_{e\xi} = Q(\sqrt{2\bar{\rho}_\xi})$ ја означува веројатноста за грешка на контролниот канал помеѓу кооперативните уреди и CHS, и $P_{e\psi} = Q(\sqrt{2\bar{\rho}_\psi})$ ја означува веројатноста за грешка на контролниот канал помеѓу CHS и базната станица. Параметрите $\bar{\rho}_\xi$ и $\bar{\rho}_\psi$ го означуваат просечниот SNR на контролниот канал помеѓу кооперативните уреди и CH, и помеѓу CH и базната станица, соодветно. Просечниот SNR, $\bar{\rho}_\psi$, помеѓу CH и базната станица може да се изрази како:

$$\bar{\rho}_\psi = \frac{2P_T(K+1)}{mr^2}, \quad (5.16)$$

каде што m го означува бројот на CH (Доказ: Прилог B). Просечниот SNR на контролниот канал во кластерите може да се дефинира како:

$$\bar{\rho}_\xi = \frac{2P_T}{\bar{r}_{m,n}^2}, \quad (5.17)$$

каде што $\bar{r}_{m,n}$ го означува просечниот радиус на кластерот кога секундарниот систем користи m кластери (т.е. СН) и n кооперативни уреди по кластер. (Доказ: Прилог В). Во случај на BCSS, веројатноста за детекција ($Q_{d_ENP}^{MV}$) и лажна тревога ($Q_{fa_ENP}^{MV}$) за MV техниката за фузија може да се пресмета како:

$$Q_{d_ENP}^{MV} = \sum_{i=K/2}^K \binom{K}{i} \left[1 - \left[\left(1 - Q \left(\frac{\xi}{\sqrt{\frac{N+M}{NM}}} - 1 \right) \right) (1 - P_e^{BCSS}) + Q \left(\frac{\xi}{\sqrt{\frac{N+M}{NM}}} - 1 \right) P_e^{BCSS} \right]^i \right. \\ \left. \times \left[\left(1 - Q \left(\frac{\xi}{\sqrt{\frac{N+M}{NM}}} - 1 \right) \right) (1 - P_e^{BCSS}) + Q \left(\frac{\xi}{\sqrt{\frac{N+M}{NM}}} - 1 \right) P_e^{BCSS} \right]^{K-i} \right], \quad (5.18)$$

$$Q_{fa_ENP}^{MV} = \sum_{i=K/2}^K \binom{K}{i} \left[1 - \left[\left(1 - Q \left(\frac{\xi - 1}{\sqrt{\frac{N+M}{NM}}} \right) \right) (1 - P_e^{BCSS}) + Q \left(\frac{\xi - 1}{\sqrt{\frac{N+M}{NM}}} \right) P_e^{BCSS} \right]^i \right. \\ \left. \times \left[\left(1 - Q \left(\frac{\xi - 1}{\sqrt{\frac{N+M}{NM}}} \right) \right) (1 - P_e^{BCSS}) + Q \left(\frac{\xi - 1}{\sqrt{\frac{N+M}{NM}}} \right) P_e^{BCSS} \right]^{K-i} \right]. \quad (5.19)$$

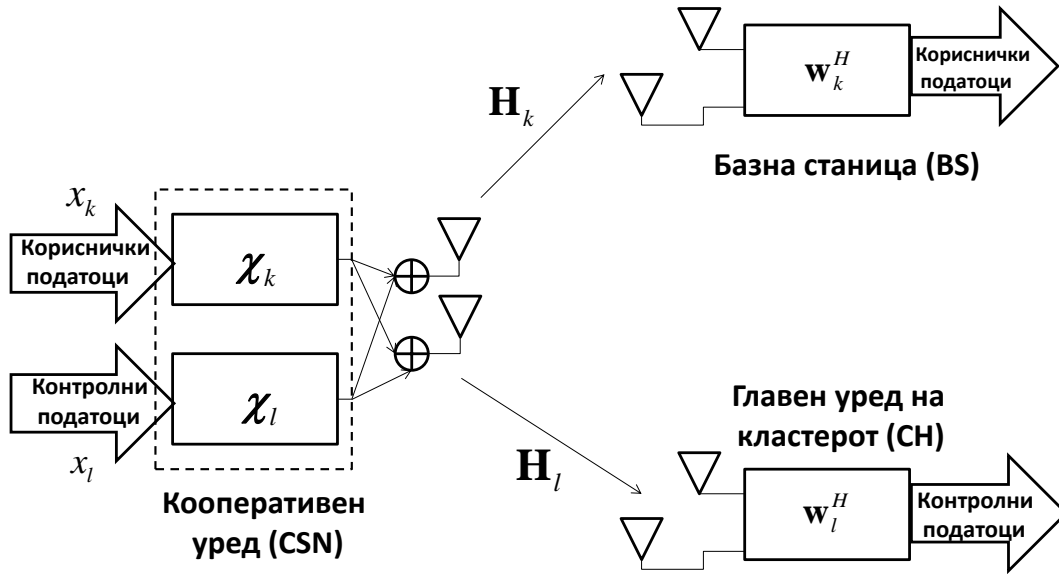
Во споредба со конвенционалното кооперативно спектрално ослушување (равенки (5.13) и (5.14)), веројатностите за детекција и лажна тревога во BCSS (равенки (5.18) и (5.19)) се разликуваат само во веројатноста за грешка на контролниот канал. BCSS рамката може да постигне пониски вредности за веројатноста за грешка на контролниот канал во однос на конвенционалното кооперативно спектрално ослушување и со тоа да постигне

подобри перформанси за детекција поради употребата на методот за кластерирање на кооперативните уреди. Овој аспект е подетално анализиран во поглавјето 5.4.2.

Предложениот метод за *кластерирање* претпоставува дека кооперативните уреди се кластерираат околу претходно селектирани СН. Бидејќи СН уредите се избрани од множеството на активни кооперативни уреди, а не претставуваат специјално димензиониран мрежни ентитети (на пример, релејни станици) системската топологија ќе остане непроменета во споредба со постојните целуларни системи. Сепак, со цел да се обезбеди функционирањето на методот за кластерирање потребно е секундарните системи да вклучат нови алгоритми и протоколи кои може да ја зголемат системската комплексност. На пример, во сценарија со висока мобилност, алгоритмите за кластерирање треба често да ја ажурираат листата со СН, и може да побаруваат поголема процесирачка моќност на системот. Сепак, дисертацијата се фокусира на едноставен алгоритам за кластерирање со цел само да се докаже употребливоста и придобивката од кластерирањето. Понапредни и специјално приспособени алгоритми за кластерирање може да обезбедат намалена системска комплексност и/или подобрување на перформансите на системот.

5.3.2 Метод за бимформинг

Целта на *методот за бимформинг* е да се обезбеди просторно мултиплексирање на податочниот и контролниот канал и да се овозможи контролниот канал да го искористи целиот пропусен опсег на системот. Во BCSS рамката просторното мултиплексирање се врши со употреба на алгоритмот за координиран бимформинг (CBF), презентираан во глава 4. CBF алгоритмот обезбедува просторно мултиплексирање и симултан пренос на *корисничката* и *контролната* информација. Процесот на просторното мултиплексирање на двата податочни потоци врз база на CBF е прикажан на Слика 5-4.



Слика 5-4. Просторно мултиплексирање на корисничките и контролните (ослушнати) податоци во BCSS

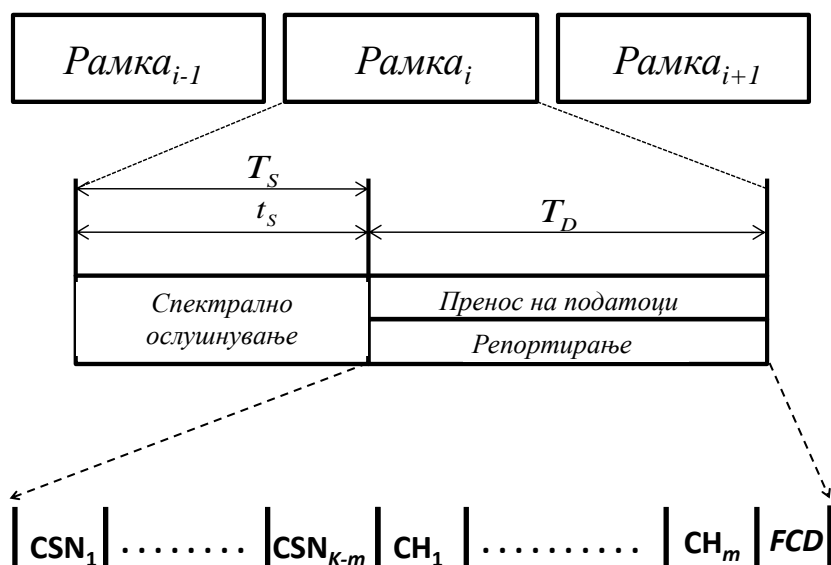
Примениот сигнал во базната станица од даден кооперативен уред, кога се користи CBF (Слика 5-4), е дефинирани со изразот во равенката (5.20), додека на сигналот во СН (сл. 5.4) е дефинирана со изразот во равенката (5.21):

$$y_k = \underbrace{\mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_k \boldsymbol{\chi}_k}_1 x_k + \underbrace{\mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_k \boldsymbol{\chi}_l}_0 x_l + \mathbf{w}_k^H \mathbf{n}_k, \quad (5.20)$$

$$y_l = \underbrace{\mathbf{w}_l^H \mathbf{H}_l \boldsymbol{\chi}_l}_1 x_l + \underbrace{\mathbf{w}_l^H \mathbf{H}_l \boldsymbol{\chi}_k}_0 x_k + \mathbf{w}_l^H \mathbf{n}_l, \quad (5.21)$$

каде $\boldsymbol{\chi}_k \in C^{Z \times 1}$ и $\mathbf{w}_k \in C^{Z \times 1}$ ги означуваат предавателниот и приемниот бимформинг вектор кој се користи за пренос на корисничките податоци, x_k , до базната станица, соодветно, додека $\mathbf{n}_k \in C^{Z \times 1}$ го претставува векторот на шумот во базната станица со варијансата σ_k^2 . Параметрите $\boldsymbol{\chi}_l \in C^{Z \times 1}$ и $\mathbf{w}_l^H \in C^{Z \times 1}$ ги означуваат предавателниот и приемниот бимформинг вектор кој се користи за пренос на контролните податоци, x_l , до СН, соодветно. Векторот на моќноста со варијанса σ_l^2 во СН приемникот е означена како $\mathbf{n}_l \in C^{Z \times 1}$. Каналот помеѓу кооперативниот уред и базната станица е означен како

$\mathbf{H}_k \in C^{Z_r \times Z_t}$, додека каналот помеѓу кооперативниот уред и СН е означена како $\mathbf{H}_l \in C^{Z_r \times Z_t}$. Параметрите Z_t и Z_r ги означуваат бројот на предавателни и примни антени, соодветно. Во дадениот случај кооперативниот уреди ги избира χ_k и χ_l така што $\mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_k \chi_l = 0$ и $\mathbf{w}_l^H \mathbf{H}_l \chi_k = 0$. Овој тип на просторно мултиплексирање базирано на бимформинг, (5.20) и (5.21), уште се нарекува бимформинг со форсирање на нула (анг. zero forcing beamforming). Според тоа, предложеното просторно мултиплексирање, врз основа на CBF, овозможува истовремен пренос на корисничките и контролните податоци во текот на истиот интервал за пренос на податоци (T_D), Слика 5-5.



Слика 5-5. BCSS базиран комуникациски модел

Мултиплексирањето на корисничките и контролни податоци, помеѓу СН и базната станица, може да се обезбеди со конвенционалните MIMO техники [102] (бидејќи и двата комуникациски ентитета користат повеќе антени). BCSS предизвикува иста количина на агрегатна интерференција кон околните системи како и систем што користи една предавателна и приемна антена и што пренесува еден податочен поток, бидејќи BCSS подеднакво ја дели предавателната моќност на двата потоци. Помалата предавателна моќност по поток, не влијае на комуникациските перформанси бидејќи примениот SNR во систем што користи бимформинг со Z антени се дефинира како $Z \cdot P / \sigma^2$, каде P и σ^2 ја

означуваат предавателната моќност по поток и нивото на шум во приемникот, соодветно [102].

Процесот на просторно мултиплексирање и овозможува на BCSS рамката да воведи заштитно кодирање врз контролната информација без да ја наруши спектралната ефикасност на системот, со цел да се намали веројатноста на грешка во контролниот канал. Користењето на заштитното кодирање е оправдано поради неколку причини: *i)* Контролниот канал има голем пропусен опсег во случај на BCSS и може да се обезбеди пренос *големо количество* на редувантент контролен сообраќај, *ii)* Целта на преносот на контролните податоци преку контролниот канал, е да се постигне највисока *доверливост* во комуникацијата без да се наруши спектрална ефикасност и ефикасна употреба на слободниот опсег.

Поради бимформинг карактеристиките, BCSS ги пренесува корисничките и контролните податоци истовремено, така што мора да ја искористи одлуката за достапноста на спектарот од претходната рамка. На пример, за да се утврди достапноста на спектарот во *i*-тата рамката, секундарниот систем (односно секој CSN) ја користи одлуката на центарот за фузија од *(i-1)*-та рамка. Со цел да се пратат варијациите во каналот и спектарот, времетраењето на рамката треба да биде доволно кратко ($T_s + T_D \ll 1s$ [52]). Исто така, поради начинот на кластерирање во BCSS, секундарниот систем мора да обезбеди предавателен распоред, во кој секундарните корисници ќе ја пренесуваат својата информација пред преносот на СН уредите, со цел СН уредите да ги добијат сите потребни контролни информации и да ги испратат до центарот за фузија во текот на истата рамка, Слика 5-5.

Методот за бимформинг не побарува промена на основната системска топологија. Тој користи повеќе-антенски примопредаватели и просторно мултиплексирање, кои како методи веќе се користат во современите безжични системи и стандарди. Слично како и за методот за кластерирање, предложениот бимформинг метод (т.е. CBF), се користи само како алатка за доказ на валидноста на концептот. Понапредни и специјално приспособени алгоритми за просторно мултиплексирање може да обезбедат намалена комплексност на

системот и/или подобрени перформанси. Следното поглавје ги анализира перформансите и карактеристиките на BCSS рамката.

5.4. Анализа на перформансите

Ова поглавје ги анализира перформансите на предложената *BCSS рамка*. Се претпоставува дека BCSS го извршува спектралното ослушнување во услови на *несовршен контролен канал*. Во ова поглавје BCSS е спореден со:

- Конвенционално кооперативно спектрално ослушнување во услови на *несовршен контролен канал*
- Конвенционално кооперативно спектрално ослушнување во услови на *совршен контролен канал*

Дополнително, претпоставено е дека BCSS и конвенционалното кооперативно спектрално ослушнување (во услови на несовершен и совршен контролен канал) го употребуваат ED спектралното ослушнување базирано на ENP. Со цел да се поедностави нотацијата во остатокот на оваа глава, конвенционалното кооперативно спектрално ослушнување под несовершен контролен канал ќе биде означен како *SIM*, додека конвенционалното кооперативно ослушнување под идеален контролен канал ќе биде означен како *CID*. Покрај тоа, ова поглавје се фокусира на три различни аспекти на ефикасноста на перформансите на BCSS:

- *Кластерирање*: Ги анализира предностите од воведувањето на методот кластерирање на кооперативните уреди во BCSS. Анализата се врши во однос на *веројатноста на грешка* на контролниот канал и *оптималниот број* на кластери.
- *Бимформинг*: Ги анализира предностите од воведувањето на бимформинг методот во BCSS. Анализата се врши во однос на просечниот Бајесов ризик на спектралното ослушнување [58],[95].
- *Целокупна анализа на BCSS*: Ги анализира целокупните предности на BCSS во однос на комплементарната крива на работните карактеристики (анг. Receiver Operating Curve - ROC) и веројатноста за детекција.

5.4.1 Параметри за сценариото

Анализата на перформансите се врши за различни системски топологии, односно за различен број на кооперативни уреди и СН уреди, како и за различни радиуси на клетката. Параметрите од интерес се дадени во Табела 5-1.

Табела 5-1. Параметри за сценариото

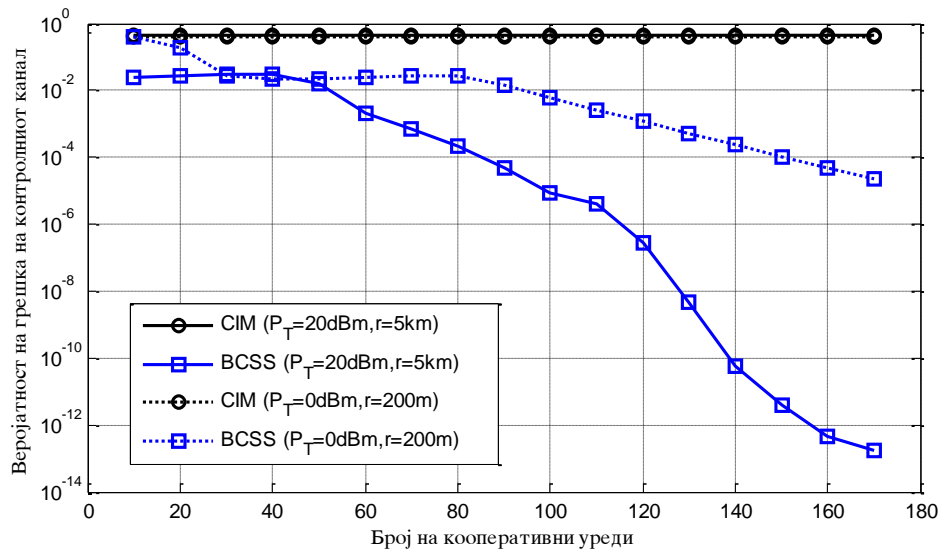
Метрики	Вредности
Пропусен опсег на системот [MHz]	10
Пропусен опсег на контролниот канал [KHz]	10
Контролна информација по уред (D) [bit]	1
максимален SNR (с)	1000
М-арна модулација	2
Заштитно кодирање на каналот СН - базна станица	Конволуциски код (133,165,171)
Заштитно кодирање на каналот кооперативен уред - СН	Репетициски код (30,1)

5.4.2 Анализа на перформансите: Кластерирање на кооперативни уреди

Во ова поглавје се анализираат придобивките на BCSS од користењето на *методот за кластерирање* на кооперативните уреди. Анализата на перформансите се врши во однос на веројатноста на грешка во контролниот канал во зависност од бројот на кооперативни уреди, и е направена споредба со веројатноста на грешка во случајот на СИМ. Анализата се врши за различни сценарија, во однос на системската топологија, односно за различни клеточни радиуси и за различни предавателни моќности. Дополнително, се евалуира однесувањето на BCSS во однос на *оптималниот број* на СН уреди, со кои се постигнува најниската веројатност на грешка во контролниот канал, во зависност од бројот на кооперативните уреди.

Слика 5-6 ја прикажува веројатноста за грешка на BCSS и СИМ во зависност од бројот на кооперативни уреди и за различни радиуси на клетките (т.е. $r = 200\text{m}$ и $r = 5\text{km}$) и за различни предавателни моќности ($P_T = 0\text{ dBm}$ и $P_T = 20\text{ dBm}$). Очигледно е дека BCSS секогаш постигнува пониска веројатност на грешка во споредба со СИМ како резултат на

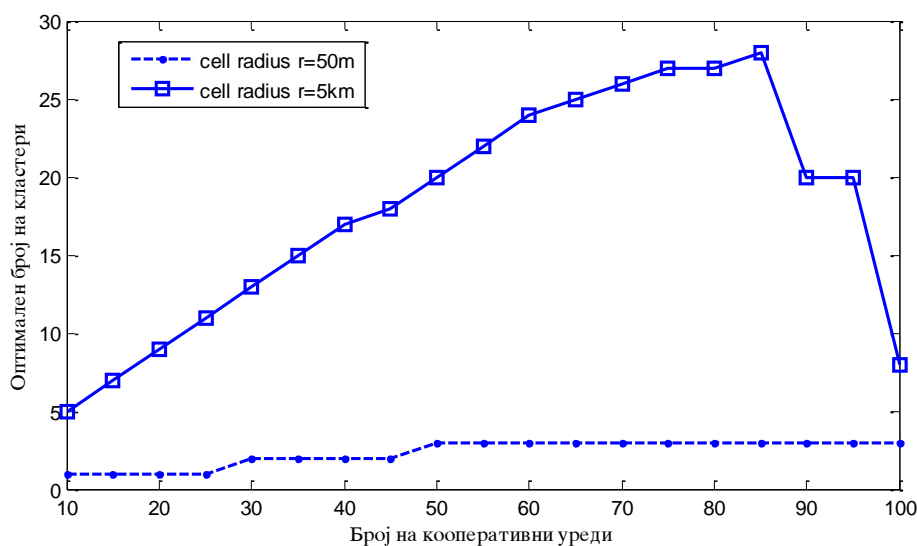
користење на методот за кластерирање. За сценарија, со поголем број на кооперативни уреди (т.е. поголема густина на кооперативни уреди), BCSS може да се постигне значително пониска веројатност на грешка, во споредба со CIM и да се подобрат перформансите за детекција на кооперативното спектрално ослушување во услови на несовршен контролен канал.



Слика 5-6. Веројатноста за грешка на контролниот канал (CC) во зависност од бројот на кооперативни уреди

Слика 5-7 го презентира оптималниот број на СН во зависност од бројот на кооперативни уреди, кога се користи BCSS. Може да се забележи дека оптималниот број на кластери односно СН уреди зависи од вкупниот број на активни кооперативни уреди. За сценарија со голем број на кооперативни уреди, по единица површина, оптималниот број на кластери секогаш се зголемува со зголемување на бројот на кооперативните уреди во клетката. Ова се должи на фактот дека во густа сценарија растојанијата помеѓу кооперативните уреди, СН и базната станица се намалуваат, што резултира со намалена веројатност на грешка на контролниот канал. За сценарија со мал број на кооперативни уреди, по единица површина, оптималниот број на кластери има „конвексно“ поведење. Ваквото однесување може да се објасни врз основа на растојанија помеѓу кооперативните уреди – СН и СН – базната станица, кои се значително поголеми во споредба со сценариото со густа распределба на уредите. За помал број на кооперативни уреди, растојанието помеѓу кооперативните уреди и СН може да биде значително поголема од

растојанието помеѓу СН и базната станица, така што веројатноста за грешка на линкот помеѓу кооперативните уреди и СН станува доминантна компонента во вкупната веројатност на грешка на контролниот канал. Со зголемување на бројот на СН, т.е. кластери, растојанието помеѓу кооперативните уреди и СН ќе се намали и ќе влијае на подобрување на перформансите т.е. помала веројатност на грешка во контролниот канал. За поголем број на кооперативни уреди растојанието помеѓу СН и базната станица постанува поголемо од растојанието помеѓу кооперативните уреди и СН, при што веројатноста за грешка на линкот помеѓу СН и базната станица постанува доминантна компонента во вкупната веројатност на грешка на контролниот канал. Со цел веројатноста на грешка да се држи на минимум, секундарниот систем треба да употреби помал број на СН, односно само оние кои се значително поблиску до базната станица.



Слика 5-7. Оптимален број на кластери во зависност од бројот на кооперативни уреди

Покрај тоа, од сликата исто така може да се заклучи дека оптималниот број на кластери за густа сценарија е помал во однос на случајот со ретка распределба на кооперативните уреди. Ова е резултат на малите растојанија помеѓу кооперативните уреди, СН и базната станица во густа сценарија, каде што веројатноста на грешка контролниот канал е занемарлива дури и за минимален број на кластери.

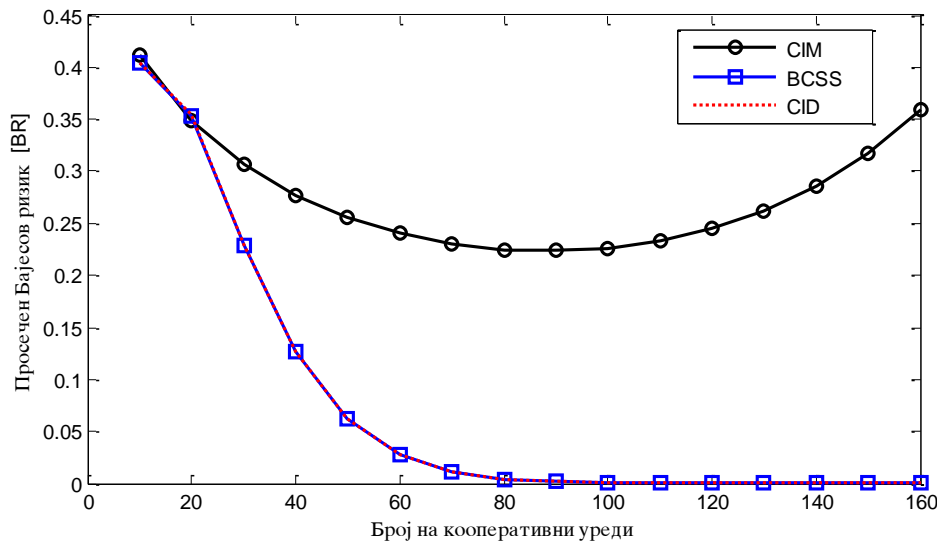
5.4.3 Анализа на перформансите: Бимформинг

BCSS го анулира ефектот на *ограничениот пропусен опсег* во контролниот канал преку искористување на методот за *бимформинг*. Ова поглавје ги анализира придобивките на BCSSs од користењето на предложениот бимформинг метод (поглавје 5.3.2). Анализата се врши во однос на просечниот *Бајесов ризик* на спектралното ослушување, во зависност од бројот на активни кооперативни уреди. Постигнатите перформанси на BCSS се споредуваат со оние на CIM и CID.

Просечниот *Бајесов ризик* на спектралното ослушување претставува метрика која е способна да ги анализира перформансите на кооперативното спектрално ослушување во целост, и може да се изрази како:

$$BR = P(H_0)Q_{fa_ENP}^{MV} + P(H_1)(1 - Q_{d_ENP}^{MV}), \quad (5.22)$$

каде параметрите $P(H_0)$ и $P(H_1)$ ги означуваат веројатностите за отсутност и присутност на примарниот систем во спектарот од интерес.



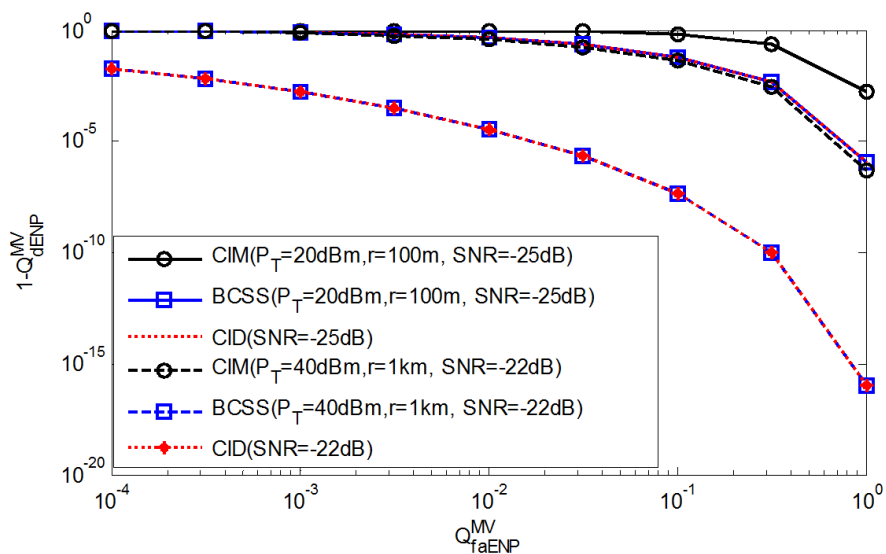
Слика 5-8. Просечен *Бајесов ризик* на спектралното ослушување ((SNR = -22dB, $P_T = 0\text{dBm}$, $r = 50\text{m}$, $P(H_0) = 0.5$, $Q_{fa} = 1\%$, $f_s = 10^6$, $M = 10^8$))

Слика 5-8 го прикажува просечниот *Бајесов ризик* на спектралното ослушнување, за BCSS, CIM и CID, во зависност од бројот на кооперативните уреди. Од сликата може да се забележи дека CIM постигнува најдобри перформанси за одреден оптимален број на кооперативни уреди (т.е. деведесет, за даденото сценарио). Овој резултат покажува дека секогаш постои баланс помеѓу перформансите на детекција од спектралното ослушнување, и бројот на активни кооперативни уреди, поради малиот и ограничен пропусен опсег на контролниот канал. Покрај тоа, сликата јасно покажува дека BCSS ги постигнува истите перформанси како и CID, односно ја постигнува горната граница на детекција. Ова се должи на способноста на BCSS за мултиплексирање на контролните и корисничките податоци, со што се анулира ефектот од ограничениот пропусен опсег на контролниот канал.

5.4.4 Анализа на перформансите: Целокупна евалуација

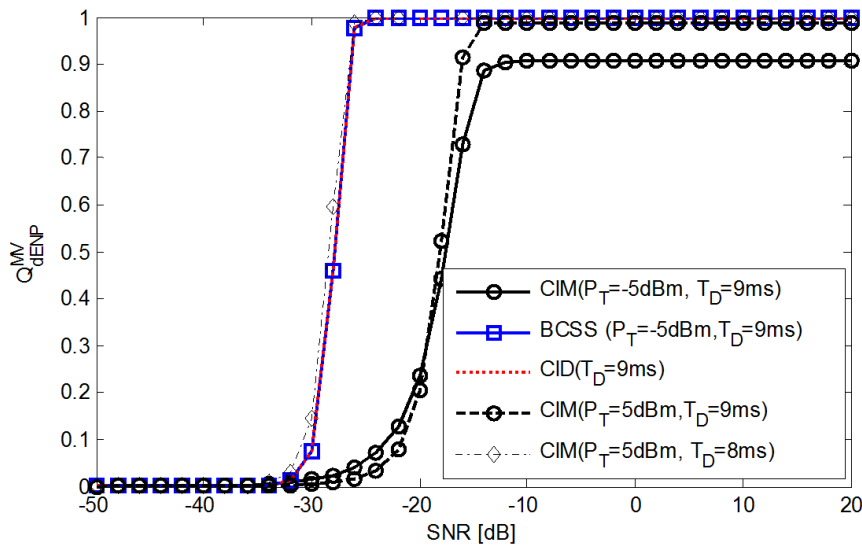
Ова поглавје ги анализира целокупните перформанси на детекција на BCSS во однос на *комплементарна ROC крива* и *веројатноста за детекција* во однос на приемниот SNR на каналот за ослушнување. Постигнатите перформанси на BCSS се споредуваат со перформансите на CIM и CID. Анализата се врши и за различни сценарија, во однос на системската топологија, односно за различни клеточни радиуси и различни предавателни моќности.

Слика 5-9 ги претставува комплементарните ROC криви, за BCSS, CIM и CID, за различни клеточни радиуси (т.е. $r = 100\text{m}$ и $r = 1\text{km}$), и предавателни моќности (т.е. $P_T = 20\text{dBm}$ и $P_T = 40\text{dBm}$) и за приемни нивоа на SNR-от (т.е. $\text{SNR} = -22\text{dB}$ и $\text{SNR} = -25\text{dB}$) на каналот за ослушнување. Од сликата може да се извлечат слични заклучоци како за Слика 5-8, односно BCSS ги постигнува истите перформанси како и CID, без разлика на системската топологија, додека CIM внесува забележителна деградација на перформансите на детекција поради неможноста за ефикасно справување со веројатноста на грешка и ограничениот пропусен опсег на контролниот канал.



Слика 5-9. Комплементарна ROC крива ($K = 130, f_s = 10^6, M = 10^8$)

Слика 5-10 ја претставува веројатноста за детекција на BCSS, CIM и CID во зависност од приемниот SNR на каналот за спектралното ослушување, за предавателна моќност $P_T = -5\text{dBm}$ и интервал за пренос на податоците $T_D = 9\text{ms}$. Како што може да се забележи од сликата, BCSS ја постигнува горната граница на перформансите на детекција, со што ја докажува својата ефикасност и способност да ги минимизира негативните ефекти на контролниот канал. Исто така може да се забележи дека перформансите на детекција на CIM се значително полоши поради грешките предизвикани на контролниот канал. Со цел да се анулираат грешките при пренос во контролниот канал, и да се постигнат подобри перформанси на детекција, конвенционалното кооперативно спектрално ослушување (т.е. CIM) треба да ја зголеми својата предавателна моќност, со тоа да предизвика зголемено ниво на интерференција во околните системи и зголемена потрошувачката на енергија ($P_T = 5\text{dBm}$, Слика 5-10).



Слика 5-10. Веројатност за детекција во зависност од SNR ($r = 50m, K = 90, Q_{fa} = 1\%, f_s = 10^7, M = 10^8, T_D + T_S = 10ms$)

Во споредба со CID и BCSS, CIM може прецизно да детектира сигнали само за повисоки вредности на приемниот SNR. Ова е последица на користење на контролен канал со мал пропусен опсег што резултира во поголема *латентност при репортирање*. Со цел да се избегне овој проблем, конвенционалното кооперативно спектрално ослушување (во овој случај CIM) треба да го намали интервалот за *пренос на податоци* ($T_D = 8ms$, Слика 5-10) што резултира во намалени перформанси на секундарниот систем во однос на остварливата системска проодност (Слика 5-2).

Табела 5-2 ги сумира заклучоците од поглавјето 5.4 и приложува квалитативна анализа на ефикасноста и применливоста за BCSS рамката во споредба со конвенционалното спектрално ослушување во услови на несовршен контролен канал.

Табела 5-2. Споредба на перформансите и апликабилноста

/	BCSS рамка	Конвенционално кооперативно спектрално ослушнување
Модификација на системската топологија	Не	Не
Процесиращка комплексност	Зависна од сценариото	Еквивалентна на постоечките системи
Скалабилност (бр. на кооперативни уреди)	Да	Не
Се справува со грешките при пренос на контролната информација	Да	Не
Целокупни перформанси	Оптимални	Субоптимални

5.5. Заклучок

Најголемиот дел од тековните истражувања поврзани со кооперативното спектрално ослушнување се фокусираат на системски модели со совршен контролен канал (т.е. со неограничен пропусен опсег и без грешки при преносот на информацијата низ контролниот канал). Сепак, оваа претпоставка е нереална и може да доведе до погрешни заклучоци, кои можат значително да влијаат врз ефикасноста на кооперативното спектрално ослушнување. Предложената рамка за кооперативно спектрално ослушнување, BCSS, е дизајнирана со цел да ги минимизира негативните ефекти поврзани со контролниот канал. Предложената рамка користи *бимформинг*, за да се обезбеди широкопојасен контролен канал и *кластерирање на кооперативните уреди* и да се намали веројатноста на грешка во контролниот канал. Анализата на перформансите јасно ги покажува предностите на предложената рамка. BCSS може да постигне значително пониска веројатност на грешка во контролниот канал, во споредба со конвенционалното кооперативно спектрално ослушнување под несовршен контролен канал и, значително да

ги подобри детекциските перформанси. Покрај тоа, BCSS ги избегнува ефектите на ограничен пропусен опсег на контролниот канал со употреба на просторно мултиплексирање на корисничките и контролните податоци, а со тоа обезбедува соработка и употреба на сите активни кооперативни уреди. Анализата на перформансите исто така покажува дека BCSS ја постигнува горната граница на веројатноста за детекција, односно истите перформанси како и конвенционалното спектрално ослушување во услови на совршен контролен канал.

6 Заклучок

Когнитивното радио и когнитивните радио мрежи се очекува да се обезбедат долгорочно решение за проблемот со недостиг од спектрални ресурси преку интелигентно и динамично реискористување на слободниот лиценциран спектар во време, простор и фреквенција, во исто време обезбедувајќи високо ниво на заштита на примарниот систем. Остварливите добивки од секундарната спектрална ефикасност во голема мера ќе зависат од различни фактори, како на пример хетерогеноста на радио околината, однесувањето на примарниот систем и неговата динамика, и оперативните ограничувањата на секундарниот систем, како што се бројот на антени, број на радија, хардверските ограничувања, итн.

C-MAC нивото и аспектите на просторниот диверзитет имаат клучна улога во решавањето на горенаведените предизвици, подобрувањето на перформансите на секундарните системи и, во крајна линија, подобрување на севкупната *спектрална искористеност*. Постојната литература на тема C-MAC, како и просторниот диверзитет е обемна. Сепак, бројот на научни статии во кои се анализира применливоста на просторниот диверзитет и неговото влијание и користење како суштински дел од C-MAC нивото е ограничен. Оваа докторска дисертација се фокусира на намалување на јазот помеѓу истражувачките концепти поврзани со C-MAC и просторниот диверзитет. Во дисертацијата се предложени три иновативни C-MAC техники/механизми. Главната цел на предложените C-MAC техники/механизми е да се зголеми ефикасноста на физичкото ниво кај CR системите, односно карактеристиките поврзани со физичкото ниво (т.е., спектралното ослушнување, спектралната поделба, системскиот капацитет, итн.) преку ефикасно искористување на просторниот диверзитет.

На почетокот на дисертацијата се елаборираа големиот број на аспекти поврзани со C-MAC, кои го прават процесот на протоколниот инженеринг за C-MAC инхерентно мултидимензионален и значајно покомплексен од постоечките MAC решенија. Дисертацијата се фокусираше и на воведување на општа, едноставна и модуларна класификација за C-MAC протоколите, наречена C-MAC циклус. C-MAC циклусот служи

како генеричка и отворена рамка која обезбедува модуларна систематизација на C-MAC протоколите преку идентификување на нивните генерички функционалности и диференцијација на можните техники и механизми кои се користат за решавање на разни предизвици и отворени прашања во однос на генеричките функционалности. Во рамките на докторската дисертација, C-MAC циклусот овозможува визуелна и јасна функционална поделба и класификација во рамките на постојните C-MAC техники:

- **Аквизиција на податоци за радио околината.** Во дисертацијата е претставен C-MAC механизам кој во предвид го зема секундарниот системски капацитет, и кој е специјално дизајниран за системи кои базираат на кооперативно спектрално ослушнување. Предложениот механизам се стреми да го постигне оптималниот системски капацитет преку интелегентна селекција и подесување на параметрите поврзани со спектралното ослушнување, како што се: времетраењето на спектралното ослушнување, честотата на автокалибрација, бројот на секундарни корисници, ширината на контролниот канал, итн.
- **Спектрална поделба.** Во дисертацијата е предложена C-MAC техника за поднивовска спектрална поделба која базира на координиран бимформинг. Оваа техника е способна да ја потисне интерференцијата предизвикана од примарниот систем во секундарните приемници и го подобрува протокот на секундарниот систем. Таа може да се користи во обете комуникациски насоки, т.е. uplink и downlink, без воведување на дополнителна системска или процесирачка комплексност. Дополнително воведен е sukcesивен оптимизациски алгоритам кој ефикасно го решава оптимизацискиот проблем што произлегува од предложената C-MAC техника.
- **Управување со контролен канал.** Во дисертацијата е воведен нов C-MAC механизам, кој ги потиснува несовршеностите на контролниот канал, како што се ограничениот и мал пропусен опсег, и грешките при комуникација. Предложениот C-MAC механизам ги постигнува перформансите на кооперативното спектрално ослушнување под услови на идеален контролен канал. Дополнително,

предложениот C-MAC механизам обезбедува генеричка рамка која може да се искористи од страна на било која техника за фузија на податоци во случај на кооперативното ослушнување.

Најновите трендови во безжичните комуникации не го фаворизираат когнитивното радио како базична технологија која ќе ја придвижи следната генерација на безжични мрежи. Сепак, решенијата предложени во оваа докторска дисертација може лесно да најдат примена како основни градбени единици во множество на идентификувани сценарија и концепти за петтата генерација (анг. 5G) на мобилните системи (како на пример, комуникација уред до уред (анг. Device to device communication), хетерогени мрежи и мали клетки, динамичен пристап до спектар, итн.)

Прилог: А

Овој прилог ги изведува, во затворена форма, изразот за просечниот SNR презентирани во равенката (5.6). Изведувањето е спроведено врз основа на кумулативната функцијата на распределба (анг. Cumulative Distribution Function - CDF) на приемниот SNR елаборирана во [равенка (6), [103]]:

$$F_{\rho}(\rho) = 1 - \frac{2}{\alpha r^2} \left(\frac{P_T}{Z_t} \right)^{\frac{2}{\alpha}} \left(\frac{\rho}{2} \right)^{-\frac{2}{\alpha}} \times \sum_{u=0}^{Z_t-1} \frac{1}{u!} \left\{ \Gamma\left(u + \frac{2}{\alpha}\right) - \Gamma\left(u + \frac{2}{\alpha}, \frac{Z_t r^{\alpha} \rho}{2P_T}\right) \right\}, \quad (1)$$

Бидејќи првиот момент на SNR-от не може да се изрази во затворена форма од равенката (1), проблемот се решава со воведување на Марковото неравенство [104]:

$$\bar{\rho} = \mathbb{E}[\rho] \geq c(1 - F_{\rho}(c)), \quad (2)$$

каде што c ја означува горната граница SNR-от во системот. Просечниот SNR, $\bar{\rho}$, од равенката (1) може да се изведе во затворена форма само за мали експоненти од простирањето (т.е. $\alpha = 1$ или $\alpha = 2$). Дисертацијата го изведува изразот за просечниот SNR за случајот кога $\alpha = 2$:

$$\begin{aligned} \bar{\rho} \geq c(1 - F_{\rho}(c)) &= c \left(\frac{2P_T}{cZ_t r^2} \sum_{u=0}^{Z_t-1} \frac{1}{u!} \left\{ \Gamma(u+1) - \Gamma\left(u+1, \frac{Z_t r^2 c}{2P_T}\right) \right\} \right) \\ &= \frac{2P_T}{Z_t r^2} \sum_{u=0}^{Z_t-1} \frac{1}{u!} \left\{ \Gamma(u+1) - \Gamma\left(u+1, \frac{Z_t r^2 c}{2P_T}\right) \right\}, \end{aligned} \quad (3)$$

Прилог: Б

Овој прилог го изведува во затворена форма изразот за просечниот SNR презентирани во равенката (5.7), врз основа на равенката (3) од прилогот А. Со подетална анализа на (3) може да се докаже дека, ако вториот аргумент на нецелосната Гама функција е доволно голем (т.е. $\frac{Z_t r^2 c}{2P_T} \gg 0$), нецелосната Гама функцијата се приближува до нула, и тогаш просечниот SNR, $\bar{\rho}$, може да се изрази како:

$$\begin{aligned} \bar{\rho} &\geq \frac{2P_T}{Z_t r^2} \sum_{u=0}^{Z_t-1} \frac{1}{u!} \left\{ \Gamma(u+1) - \underbrace{\Gamma\left(u+1, \frac{Z_t r^2 c}{2P_T}\right)}_0 \right\} \\ &\approx \frac{2P_T}{Z_t r^2} \sum_{u=0}^{Z_t-1} \frac{1}{u!} \Gamma(u+1) = \frac{2P_T}{Z_t r^2} \sum_{u=0}^{Z_t-1} \frac{1}{u!} = \frac{2P_T}{r^2}. \end{aligned} \quad (4)$$

Доказ:

Нецелосната Гама функција, означена како $\Gamma(a, b)$, се приближува кон нула, кога нејзините аргументи ги задоволуваат следниве претпоставки: $a \ll 1$ и $b \gg 0$. И двете претпоставки се задоволени во употребениот системски модел и сценарио. Првиот аргумент, во функцијата се однесува на максималниот број на предавателни антени т.е. $u \in [0, Z_t - 1] \ll \infty$, кој во реалност е секогаш помал од бесконечност. За да биде задоволена и втората претпоставка, мора да важи следниот израз:

$$\frac{Z_t r^2 c}{2P_T} \gg 0 \quad (5)$$

За полесно следење на доказот нека бројот на антени, радиус на клетката и предавателната моќност имаат единечна вредност т.е. ($Z_t = 1$, $r = 1$, $P_T = 1$). Тогаш изразот во (5) може да се дефинира како:

$$c \gg 0 \quad (6)$$

Бидејќи аргументот c ја одразува горна граница на приемниот SNR во системот, кој е произволно голем број во однос на нула, (на пример, горна граница од 30dB за SNR-от е реална претпоставка, што значи дека $c = 1000 \gg 0$) условот во (6) е задоволен. Со замена на $\frac{Z_t r^2 c}{2P_T}$ со R , нецелосната Гама функцијата во (4) може да се изрази како:

$$\Gamma(u+1, R) = \int_R^\infty x^u e^{-x} dx. \quad (7)$$

Со цел да се докаже дека изразот во (7) се приближува нула за произволно големо R , нека се претпостави следново неравенство:

$$\int_R^\infty x^u e^{-x} dx \ll \int_R^\infty e^{\frac{x}{2}} e^{-x} dx. \quad (8)$$

Коментар: За секој позитивен број $u < \infty$, неравенството односно претпоставката $x^{(2u)} \ll e^x$ т.е. $x^u \ll e^{\frac{x}{2}}$ е валидно, со што се потврдува исказот во равенката (8).

Бидејќи горната граница на десниот дел од неравенството во (8) конвергира до нула, за произволно големо R , т.е. \therefore

$$\int_R^\infty e^{\frac{x}{2}} e^{-x} dx = 2e^{-\frac{R}{2}} \rightarrow 0, R \gg 0 \quad (9)$$

изразот во (7) исто така ќе конвергира кон нула за произволно големо R , т.е. \therefore

$$\Gamma(u+1, R) = \int_R^{\infty} x^u e^{-x} dx \rightarrow 0, R \gg 0 \quad (10)$$

со што се докажува аналитичкиот израз во равенката (4).

Прилог В

Во овој прилог се изведува просечниот SNR на контролниот канал помеѓу СН и базната станица (Прилог В.1) и просечниот SNR на контролниот канал меѓу кооперативните уреди и СН (Прилог В.2).

Прилог В.1

Предложениот метод за кластерирање на уредите елаборирано во поглавјето 5.3.1 ги избира најблиските кооперативни уреди до базната станица за СН. Бидејќи се претпоставува дека кооперативните уреди се униформно распределени циркуларно околу базната станица [101], радиусот на кругот во кој се наоѓаат сите СН може да биде пресметан врз основа на равенката (13) од [100]:

$$\mathbb{E}(r_m) = \frac{rm^{1/2}}{(K+1)^{1/2}} \quad (11)$$

каде што m го означува m -тиот најблизок уред до базната станица (т.е. најдалечниот СН од базната станица) и $\mathbb{E}(r_m)$ го означува просечниот радиус на кругот во кој се наоѓаат сите m СН уреди. Од тука просечниот SNR на линкот помеѓу СН и базната станица, односно изразот во (5.16), може да се добие со замена на r во (5.7), со изразот радиусот дефиниран во равенката (11).

Прилог В.2

Просечниот радиус на кластерот $\bar{r}_{m,n}$, во равенката (5.17), кога се претпоставуваат m кластери (т.е. СН) и n кооперативни уреди по кластер, може да се дефинира како:

$$\bar{r}_{m,n} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \bar{r}_{i,n}, \quad (12)$$

каде $\bar{r}_{i,n}$ го означува просечниот радиус на i -тиот кластер (т.е. најголемата просечна оддалеченост помеѓу најдалечниот кооперативен уред и СН) и може да се изведе од [равенката (18) [100]]:

$$\bar{r}_{i,n} = \left[\frac{s_i^2}{(n-i)B(K-n+1, n-i)} \times F_1(n-i; n-K, -1; n-i+1; 1, 1 - \left(\frac{r}{s_i}\right)^2) \right] - s_i, \quad (13)$$

каде што $B(a,b) = \Gamma(a)\Gamma(b)/\Gamma(a+b)$ се однесува на бета функцијата, додека $F_1(a; b_1, b_2; c; x, y)$ се однесува на Апеловата хипергеометриска функцијата [100] со две променливи, и s_i го означува просечното растојанието помеѓу i -тиот СН и базната станица.

Референци

- [1] J. Mitola, “Cognitive radio for flexible mobile multimedia communication,” in *Proc. IEEE International Workshop on Mobile Multimedia Communications (Mo-MuC) 1999*, San Diego, CA, USA, Nov. 1999, pp. 3–10.
- [2] G. Baldini et al., “The evolution of cognitive radio technology in europe: Regulatory and standardization aspects,” *Telecommunications Policy (Elsevier)*, vol. 37, no. 2-3, pp. 96–107, Mar.-Apr. 2013.
- [3] T. Forde and L. Doyle, “A TV whitespace ecosystem for licensed cognitive radio,” *Telecommunications Policy (Elsevier)*, vol. 37, no. 2-3, pp. 130–139, Mar.-Apr. 2013.
- [4] A. Khattab and M. Bayoumi, “Standardization of cognitive radio networking: a comprehensive survey,” *annals of telecommunications - annales des telecommunications*, vol. 70, no. 11-12, pp. 465–477, 2015.
- [5] “IEEE 802.22.2-2012(TM) Standard for Recommended Practice for Installation and Deployment of IEEE 802.22 Systems,” *Official IEEE Standard*, Mar. 2013.
- [6] A. N. Mody et al., “Introduction to IEEE Std. 802.22-2011 and its Amendment PAR for P802.22b: Broadband Extension and Monitoring,” Nov. 2011.
- [7] IEEE 802.11af Standard for Wireless LAN in TV White Space.
- [8] B. Bellalta, L. Bononi, R. Bruno, and A. Kassler, “Next generation IEEE 802.11 wireless local area networks: Current status, future directions and open challenges,” *Computer Communications*, pp. –, 2015.
- [9] (2014) Standard for TV white space coexistence methods.
- [10] (2015) IEEE DySPAN Standards Committee (dyspan-sc).
- [11] (2015) Mobile broadband services in the 2300 MHz 2400 MHz frequency under licensed shared access regime.
- [12] FP7 ICT-248303 STREP QUASAR project. Information available at: <http://www.quasarspectrum.eu>.
- [13] ETSI, *3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Requirements*

for support of radio resource management (Release 10), 3GPP TS 36.133 V10.1.0 (2010-12), 2010.

- [14] FP7 ICT-216856 STREP ARAGORN project. Information available at: <http://www.ict-aragorn.eu>.
- [15] FP7 ICT-248351 STREP FARAMIR project. Information available at: <http://www.ict-faramir.eu>.
- [16] FP7 ICT-257626 NoE ACROPOLIS project. Information available at: <http://www.ict-acropolis.eu>.
- [17] L. Gavrilovska, D. Denkovski, V. Rakovic, and M. Angjelichinoski, "Medium Access Control Protocols in Cognitive Radio Networks: Overview and General Classification," *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol.16, no.4, pp. 2092-2124, 2014.
- [18] L. Gavrilovska, J. van de Beek, Y. Xieb, J. Riihijarvi, P. Mahonen, V. Atanasovski, D. Denkovski, V. Rakovic, "Enabling LTE in TVWS with Radio Environment Maps: From an Architecture Design towards a System Level Prototype," *Elsevier Journal on Computer Communications*, 2014.
- [19] J. van de Beek, E. Lidström, T. Cai, Y. Xie, V. Rakovic, V. Anatasovski, L. Gavrilovska, J. Riihijärvi, P. Mähönen, "REM-enabled opportunistic LTE in the TV band", *In Proc. of the 2012 Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN 2012)*, Bellevue, USA, October 2012.
- [20] D. Denkovski, V. Rakovic, M. Pavloski, K. Chomu, V. Atanasovski and L. Gavrilovska, "Integration of Heterogeneous Spectrum Sensing Devices Towards Accurate REM Construction", *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC'12)*, Paris, France, April 1-4, 2012.
- [21] V. Atanasovski, J. van de Beek, A. Dejonghe, D. Denkovski, L. Gavrilovska, S. Grimoud, P. Mahonen, M. Pavloski, V. Rakovic, J. Riihijarvi and B. Sayrac, "Constructing Radio Environment Maps with Heterogeneous Spectrum Sensors," *IEEE Symposia on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN) 2011*, demonstration, Aachen, Germany, May 2011. (*Best Demo Award*)
- [22] (2014) Federal Communications Commission. [Online]. Available: <http://www.fcc.gov/>

- [23] (2012) EC FP7 project QUASAR Deliverable D4.2. [Online]. Available: [http://www.quasarspectrum.eu/images/stories/Documents/deliverables/QUASAR D4.2.pdf](http://www.quasarspectrum.eu/images/stories/Documents/deliverables/QUASAR_D4.2.pdf)
- [24] L. Gavrilovska and V. Atanasovski, "Spectrum Sensing Framework for Cognitive Radio Networks," *Springer Wireless Personal Communications*, 2011, DOI: 10.1007/s11277-011-0239-1.
- [25] . van de Beek, E. Lidström, T. Cai, Y. Xie, V. Rakovic, V. Anatasovski, L. Gavrilovska, J. Riihijärvi, P. Mähönen, "REM-enabled opportunistic LTE in the TV band," *In Proc. of the 2012 Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN 2012)*, Bellevue, USA, 2012.
- [26] S. Ulaganathan, D. Deschrijver, M. Pakparvar, I. Couckuyt, W. Liu, D. Plets, W. Joseph, T. Dhaene, L. Martens, and I. Moerman, "Building accurate radio environment maps from multi-fidelity spectrum sensing data," *Wireless Networks*, pp. 1–12, 2015.
- [27] D. Denkovski et al., "Integration of Heterogeneous Spectrum Sensing Devices Towards Accurate REM Construction," presented at the Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Paris, France, Apr 2012.
- [28] W. Liu, M. Chwalisz, C. Fortuna, E. Poorter, J. Hauer, D. Pareit, L. Hollevoet, and I. Moerman, "Heterogeneous spectrum sensing: challenges and methodologies," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2015, no. 1, 2015.
- [29] A. Mariani, A. Giorgetti, and M. Chiani, "SNR Wall for Energy Detection with Noise Power Estimation," presented at the Proc. IEEE International Conference on Communications, Kyoto, Japan, June 2011.
- [30] V. Rakovic, D. Denkovski, V. Atanasovski, P. Mahonen, and L. Gavrilovska, "Capacity-aware cooperative spectrum sensing based on noise power estimation," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 63, no. 7, pp. 2428–2441, July 2015.
- [31] F. Sheikholeslami, M. Nasiri-Kenari, and F. Ashtiani, "Optimal probabilistic initial and target channel selection for spectrum handoff in cognitive radio networks," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 14, no. 1, pp. 570–584, Jan 2015.

- [32] H. Kim and K. Shin, "Efficient discovery of spectrum opportunities with mac-layer sensing in cognitive radio networks," *Mobile Computing, IEEE Transactions on*, vol. 7, no. 5, pp. 533–545, May 2008.
- [33] N. Nguyen-Thanh, P. Ciblat, S. Maleki, and V.-T. Nguyen, "How many bits should be reported in quantized cooperative spectrum sensing?" *Wireless Communications Letters, IEEE*, vol. 4, no. 5, pp. 465–468, 2015.
- [34] J. Christopher Clement, D. Emmanuel, and J. Jenkin Winston, "Improving sensing and throughput of the cognitive radio network," *Circuits, Systems, and Signal Processing*, vol. 34, no. 1, pp. 249–267, 2015.
- [35] J. So and R. Srikant, "Improving channel utilization via cooperative spectrum sensing with opportunistic feedback in cognitive radio networks," *Communications Letters, IEEE*, vol. 19, no. 6, pp. 1065–1068, June 2015.
- [36] M. Guerrini, L. Rugini, and P. Banelli, "Sensing-throughput tradeoff for cognitive radios," presented at the Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), 2013 IEEE 14th Workshop on, Darmstadt, Germany, June 2013.
- [37] M. Cardenas-Juarez, U. Pineda-Rico, E. Stevens-Navarro, and M. Ghogho, "Sensing-throughput optimization for cognitive radio networks under outage constraints and hard decision fusion," in Electronics, Communications and Computers (CONIELECOMP), 2015 International Conference on, Feb 2015, pp. 80–86.
- [38] M. Mashreghi and B. Abolhassani, "Optimum number of secondary users and optimum fusion rule in cooperative spectrum sensing to maximize channel throughput," *Telecommunications (IST), 2010 5th International Symposium on*, Tehran, 2010.
- [39] A. Kortun et al., "On the Eigenvalue Based Spectrum Sensing and Secondary User Throughput," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 3, pp. 1480–1486, March 2014.
- [40] S. Li, Z. Zheng, E. Ekici, and N. Shroff, "Maximizing system throughput by cooperative sensing in cognitive radio networks," *IEEE/ACM Transactions on Networking*, vol. 22, no. 4, pp. 1245–1256, Aug 2014.
- [41] A. El-Sherif and A. Mohamed, "Decentralized throughput maximization in cognitive radio wireless mesh networks," *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol. 13, no. 9, pp. 1967–1980, Sept 2014.

- [42] W. Gabran et al., "Primary User Traffic Estimation for Dynamic Spectrum Access," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 31, no. 3, pp. 544–558, March 2013.
- [43] W. S. Jeon, J. Gu, and D. G. Jeong, "Optimal sensing strategy against collision with primary user in cognitive radio systems," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 64, no. 3, pp. 1230–1235, March 2015.
- [44] W. Afifi and M. Krunz, "Incorporating self-interference suppression for full-duplex operation in opportunistic spectrum access systems," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 14, no. 4, pp. 2180–2191, April 2015.
- [45] A. Sonnenschein and P. M. Fishman, "Radiometric detection of spread-spectrum signals in noise of uncertain power," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 28, no. 3, pp. 654–660, Jul 1992.
- [46] D. Torrieri, "The radiometer and its practical implementation," presented at the Proc. IEEE Military Communications Conference, San Jose, CA, USA, Nov 2010.
- [47] R. Tandra and A. Sahai, "SNR walls for signal detection," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 2, no. 1, pp. 4–17, Feb 2008.
- [48] S. Mishra, A. Sahai, and R. Brodersen, "Cooperative sensing among cognitive radios," presented at the Proc. IEEE International Conference on Communications, Istanbul, Turkey, June 2006.
- [49] B. Shen et al., "Energy detection based spectrum sensing for cognitive radios in noise of uncertain power," presented at the Proc. International Symposium on Communications and Information Technologies, Vientiane, Lao PDR, Oct 2008.
- [50] D. Denkovski, V. Atanasovski, and L. Gavrilovska, "HOS based goodness-of-fit testing signal detection," *IEEE Communications Letters*, vol. 16, no. 3, pp. 310–313, Mar 2012.
- [51] A. Mariani et al., "Energy detector design for cognitive radio applications," presented at the Proc. International Waveform Diversity and Design Conference, Niagara Falls, ON, Canada, Aug 2010.
- [52] "Digital dividend: cognitive access," Statement on license-exempting cognitive devices using interleaved spectrum, OFCOM, Tech. Rep., Jul 2009.

- [53] V. Rakovic, V. Atanasovski, and L. Gavrilovska, "Feasibility of cooperative spectrum sensing based on clustered beamforming," presented at the Communications and Networking (BlackSeaCom), 2013 First International Black Sea Conference on, Batumi, Georgia, July 2013.
- [54] W. Zhang et al., "Cooperative Spectrum Sensing with Transmit and Relay Diversity in Cognitive Radio Networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 12, pp. 4761–4766, Dec 2008.
- [55] J. Lunden et al., "Cooperative Sensing with Imperfect Reporting Channels: Hard Decisions or Soft Decisions?" *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 60, no. 1, pp. 18–28, Jan 2012.
- [56] A. Ghasemi et al., "Opportunistic Spectrum Access in Fading Channels through Collaborative Sensing," *Journal of Communications*, vol. 2, no. 2, pp. 71–82, Mar 2007.
- [57] A. Mariani, A. Giorgetti, and M. Chiani, "Effects of Noise Power Estimation on Energy Detection for Cognitive Radio Applications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 59, no. 12, pp. 3410–3420, Dec 2011.
- [58] V. Rakovic, V. Pavlovska, A. Atanasovski, and G. Gavrilovska, "Cooperative spectrum sensing based on noise power estimation," presented at the Proc. International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, Atlantic City, USA, Jun 2013.
- [59] D. A. Shnidman, "Radar detection probabilities and their calculation," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 31, no. 3, pp. 928–950, Jul 1995.
- [60] M. Abramowitz and I. A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables. National Bureau of Standards Applied Mathematics Series*. Washington, D.C.: U. S. Government Printing Office, 1964.
- [61] (2014) Anritsu MS2690A specifications. [Online]. Available: <http://www.anritsu.com/en-GB/Downloads/Brochures-Datasheets-and-Catalogs/Brochure/DWL8558.aspx>

- [62] X. Kang et al., "Optimal power allocation strategies for fading cognitive radio channels with primary user outage constraint," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 29, no. 2, pp. 374–383, Feb 2011.
- [63] V. Rakovic, D. Denkovski, Z. Hadzi-Velkov, and L. Gavrilovska, "Optimal time sharing in underlay cognitive radio systems with RF energy harvesting," presented at the IEEE International Conference on Communications, London, UK, June 2015.
- [64] F. Li et al., "Cognitive radio spectrum sharing using improved quantum genetic algorithm," presented at the International Conference on Wireless Communications and Signal Processing, Nanjing, China, Nov 2011.
- [65] Z. Wang and W. Zhang, "Spectrum sharing with limited channel feedback," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 12, no. 5, pp. 2524–2532, May 2013.
- [66] M. Petrova and P. Mähönen, "Cognitive resource manager," in *Cognitive Wireless Networks*, F. Fitzek and M. Katz, Eds. Springer Netherlands, 2007, pp. 397–422.
- [67] S. Jafar and M. Fakhereddin, "Degrees of freedom for the MIMO interference channel," in *Information Theory, 2006 IEEE International Symposium on*, July 2006, pp. 1452–1456.
- [68] C.-H. Choi, H.-J. Lim, T.-K. Kim, G.-H. Im, and V. Lawrence, "Spectral efficient multiuser technique with channel-dependent resource allocation schemes," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 11, no. 3, pp. 990–999, 2012.
- [69] D. Wilcox, E. Tsakalaki, A. Kortun, T. Ratnarajah, C. Papadias, and M. Sellathurai, "On spatial domain cognitive radio using single-radio parasitic antenna arrays," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 31, no. 3, pp. 571–580, March 2013.
- [70] Y. Wu, S. Jin, X. Gao, M. McKay, and C. Xiao, "Transmit designs for the MIMO broadcast channel with statistical CSI," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 62, no. 17, pp. 4451–4466, Sept 2014.
- [71] R. Qian, M. Sellathurai, and D. Wilcox, "A study on MVDR beamforming applied to an ESPAR antenna," *Signal Processing Letters, IEEE*, vol. 22, no. 1, pp. 67–70, Jan 2015.

- [72] Y. Wu, C.-K. Wen, C. Xiao, X. Gao, and R. Schober, "Linear precoding for the MIMO multiple access channel with finite alphabet inputs and statistical CSI," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 14, no. 2, pp. 983–997, Feb 2015.
- [73] S. Akoum, M. Zwingelstein-Colin, R. Heath, and M. Debbah, "Cognitive cooperation for the downlink of frequency reuse small cells," in *Cognitive Information Processing (CIP), 2010 2nd International Workshop on*, June 2010, pp. 111–115.
- [74] V. Rakovic, D. Denkovski, and L. Gavrilovska, "Combined beamforming design for underlay spectrum sharing," in *Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW), 2014 IEEE*, April 2014, pp. 58–63.
- [75] R. Zhang and Y.-C. Liang, "Exploiting multi-antennas for opportunistic spectrum sharing in cognitive radio networks," *Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal of*, vol. 2, no. 1, pp. 88–102, Feb 2008.
- [76] L. Zhang, Y. Xin, and Y.-C. Liang, "Weighted sum rate optimization for cognitive radio MIMO broadcast channels," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 8, no. 6, pp. 2950–2959, June 2009.
- [77] Y. Huang, Q. Li, W.-K. Ma, and S. Zhang, "Robust multicast beamforming for spectrum sharing-based cognitive radios," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 1, pp. 527–533, Jan 2012.
- [78] Y. Huang, D. Palomar, and S. Zhang, "Lorentz-positive maps and quadratic matrix inequalities with applications to robust miso transmit beamforming," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 5, pp. 1121–1130, March 2013.
- [79] C.-Y. Chang and C. Fung, "Sparsity enhanced mismatch model for robust spatial intercell interference cancelation in heterogeneous networks," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 63, no. 1, pp. 125–139, Jan 2015.
- [80] O. Demir and T. Tuncer, "Optimum phase-only discrete broadcast beamforming with antenna and user selection in interference limited cognitive radio networks," in *Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2015 IEEE International Conference on*, April 2015, pp. 2724–2728.
- [81] B. Fang, Z. Qian, W. Zhong, and W. Shao, "An-aided secrecy precoding for swipt in cognitive mimo broadcast channels," *Communications Letters, IEEE*, vol. 19, no. 9, pp. 1632–1635, Sept 2015.

- [82] B. Gopalakrishnan and N. Sidiropoulos, “Cognitive transmit beamforming from binary CSIT,” *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 14, no. 2, pp. 895–906, Feb 2015.
- [83] H. Park and T. Hwang, “Optimal beamforming and power allocation for cognitive femto base stations based on soft decision,” *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 33, no. 5, pp. 878–895, May 2015.
- [84] Y.-J. Kim, M.-G. Song, Y.-S. Cho, and G.-H. Im, “Decentralized beamformer design with limited multi-cell cooperation for interference channel of cognitive radio networks,” *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 12, no. 8, pp. 4142–4152, August 2013.
- [85] D. Xenakis, N. Passas, L. Merakos, and C. Verikoukis, “Mobility management for femtocells in LTE-A: Key aspects and survey of handover decision algorithms,” *Communications Surveys Tutorials, IEEE*, vol. 16, no. 1, pp. 64–91, 2014.
- [86] R. Vanderbei and D. Shanno, “An interior-point algorithm for nonconvex nonlinear programming,” *Computational Optimization and Applications*, vol. 13, no. 1-3, pp. 231–252, 1999. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1023/A%3A1008677427361>
- [87] C.-B. Chae, I. Hwang, R. Heath, and V. Tarokh, “Interference aware-coordinated beamforming in a multi-cell system,” *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 11, no. 10, pp. 3692–3703, October 2012.
- [88] D. Denkovski, V. Rakovic, V. Atanasovski, L. Gavrilovska, and P. Mähönen, “Generic multiuser coordinated beamforming for underlay spectrum sharing,” *CoRR*, vol. abs/1504.06431, 2015. [Online]. Available: <http://arxiv.org/abs/1504.06431>
- [89] —, “Generic multiuser coordinated beamforming for underlay spectrum sharing,” *Communications, IEEE Transactions on*, 2016, (*Accepted for publication*).
- [90] V. Rakovic, V. Atanasovski and L. Gavrilovska, “Optimal Cooperative Spectrum Sensing under Faded and Bandwidth Limited Control Channels,” *Springer Journal on Wireless Personal Communications*, 2014.
- [91] A. de Paula and C. Panazio, “Cooperative spectrum sensing under unreliable reporting channels,” *Wireless Networks*, vol. 20, no. 6, pp. 1399–1407, 2014.

- [92] S. Chaudhari, J. Lunden, V. Koivunen, and H. Poor, "Cooperative sensing with imperfect reporting channels: Hard decisions or soft decisions?" *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 1, pp. 18–28, Jan 2012.
- [93] J. Luo, J. Wang, Q. Li, C. Wu, and S. Li, "Normalized energy detection based cooperative spectrum sensing with reporting errors in heterogeneous cognitive radio networks," in *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2013 IEEE 24th International Symposium on*, Sept 2013, pp. 745–749.
- [94] V. Rakovic, V. Atanasovski, and L. Gavrilovska, "Feasibility of cooperative spectrum sensing based on clustered beamforming," in *Communications and Network- ing (BlackSeaCom), 2013 First International Black Sea Conference on*, July 2013, pp. 162–166.
- [95] W. Xia, W. Yuan, W. Cheng, W. Liu, S. Wang, and J. Xu, "Optimization of cooperative spectrum sensing in ad-hoc cognitive radio networks," in *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2010), 2010 IEEE*, Dec 2010, pp. 1–5.
- [96] T. Cui and K. Kwak, "Cooperative spectrum sensing with adaptive node selection for cognitive radio networks," in *Ubiquitous and Future Networks (ICUFN), 2013 Fifth International Conference on*, July 2013, pp. 506–510.
- [97] M. Najimi, A. Ebrahimzadeh, S. Andargoli, and A. Fallahi, "A novel sensing nodes and decision node selection method for energy efficiency of cooperative spectrum sensing in cognitive sensor networks," *Sensors Journal, IEEE*, vol. 13, no. 5, pp. 1610–1621, May 2013.
- [98] N. Hasan, W. Ejaz, S. Lee, and H. Kim, "Knapsack-based energy-efficient node selection scheme for cooperative spectrum sensing in cognitive radio sensor networks," *Communications, IET*, vol. 6, no. 17, pp. 2998–3005, November 2012.
- [99] M. Di Renzo, L. Imbriglio, F. Graziosi, and F. Santucci, "Cooperative spectrum sensing over correlated log-normal sensing and reporting channels," in *Global Telecommunications Conference, 2009. GLOBECOM 2009. IEEE*, Nov 2009, pp. 1–8.
- [100] S. Srinivasa and M. Haenggi, "Distance distributions in finite uniformly random networks: Theory and applications," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 2, pp. 940–949, Feb 2010.

- [101] D. Gesbert and M. Kountouris, "Rate scaling laws in multicell networks under distributed power control and user scheduling," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 1, pp. 234–244, Jan 2011.
- [102] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. New York, NY, USA: Cambridge University Press, 2005.
- [103] I. Sohn, J. Andrews, and K. B. Lee, "MIMO broadcast channels with spatial heterogeneity," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 9, no. 8, pp. 2449–2454, August 2010.
- [104] M. Mitzenmacher and E. Upfal, *Probability and Computing: Randomized Algorithms and Probabilistic Analysis*. New York, NY, USA: Cambridge University Press, 2005.

Референци на кандидатот поврзани со дисертацијата

- [1] **V. Rakovic**, D. Denkovski, V. Atanasovski, P. Mahonen, L. Gavrilovska, "Capacity-Aware Cooperative Spectrum Sensing Based on Noise Power Estimation," *Communications, IEEE Transactions on*, vol.63, no.7, pp.2428-2441, July 2015. (IF = 1.992)
- [2] **V. Rakovic**, V. Atanasovski and L. Gavrilovska, "Optimal Cooperative Spectrum Sensing under Faded and Bandwidth Limited Control Channels," *Springer Journal on Wireless Personal Communications*, 2014. (IF = 0.653)
- [3] D. Denkovski, **V. Rakovic**, V. Atanasovski, L. Gavrilovska, and P. Mähönen, "Generic multiuser coordinated beamforming for underlay spectrum sharing," *Communications, IEEE Transactions on*, 2016, *прифатен за публикација*. (IF = 1.992)
- [4] L. Gavrilovska, D. Denkovski, **V. Rakovic**, and M. Angjelichinoski, "Medium Access Control Protocols in Cognitive Radio Networks: Overview and General Classification," *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol.16, no.4, pp. 2092-2124, 2014. (IF = 6.5)
- [5] L. Gavrilovska, M. Angjelichinoski, **V. Rakovic**, D. Denkovski, "Medium Access Control Protocols in Cognitive Radio Networks," in *Cognitive Radio and Networking for*

Heterogeneous Wireless Networks, 1st ed., M.-G. Di Benedetto, A. Cattoni, J. Fiorina, F. Bader, L. De Nardis Ed., Springer, 2015.

- [6] **V. Rakovic**, D. Denkovski and L. Gavrilovska, “Combined beamforming design for underlay spectrum sharing,” *IEEE WCNC*, Istanbul, April, 2014.
- [7] **V. Rakovic**, V. Pavlovska, V. Atanasovski, L. Gavrilovska, “Cooperative spectrum sensing based on noise power estimation,” *2013 International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, June, 2013, Atlantic City, USA.
- [8] **V. Rakovic**, V. Atanasovski, L. Gavrilovksa, “Feasibility of Cooperative Spectrum Sensing based on Clustered Beamforming,” *IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking 2013*, July, 2013, Batumi, Georgia.