

**UNIVERZITET U BEOGRADU**  
**ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET**

Goran B. Marković

**Kooperativna automatska klasifikacija  
signala po tipu modulacije korišćenjem  
mreže senzora**

doktorska disertacija

Beograd, 2014

**UNIVERSITY OF BELGRADE**  
**SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING**

Goran B. Marković

**Cooperative Automatic Modulation  
Classification by Using Multiple Sensors**

Doctoral Dissertation

Belgrade, 2014

**MENTOR:**

dr. Miroslav L. Dukić, redovni profesor  
Univerzitet u Beogradu – Elektrotehnički fakultet

**KOMISIJA:**

dr. Miroslav L. Dukić, redovni profesor  
Univerzitet u Beogradu – Elektrotehnički fakultet

dr. Predrag N. Ivaniš, vanredni profesor  
Univerzitet u Beogradu – Elektrotehnički fakultet

dr. Goran Z. Marković, vanredni profesor  
Univerzitet u Beogradu – Saobraćajni fakultet

dr. Miljko M. Erić, docent  
Univerzitet u Beogradu – Elektrotehnički fakultet

dr. Dejan D. Drajić, docent  
Univerzitet u Beogradu – Elektrotehnički fakultet

**DATUM ODBRANE:**

## REZIME

U okviru disertacije razmatran je problem kooperativne automatske klasifikacije signala po tipu primenjene modulacije (*Automatic Modulation Classification*, AMC) koja se ostvaruje korišćenjem mreže prostorno distribuiranih senzora. Pri tome, izvršena je detaljna analiza postojećih rešenja sa stanovišta mogućnosti njihove primene u realnim uslovima rada koje definišu: nekooperativna priroda izvođenja AMC postupka, različiti prostorni raspored senzora, i realno propagaciono okruženje koje karakteriše pojava fedinga usled višestruke propagacije. Sprovedenom numeričkom analizom utvrđeno je da se primenom ranije predloženih (postojećih) rešenja za kooperativnu AMC sa centralizovanom fuzijom odluka ili distribuiranim procesiranjem ne može ostvariti uspešna klasifikacija za najveći broj analiziranih realnih scenarija primene.

Na osnovu uočenih nedostataka postojećih rešenja, koja ispoljavaju izuzetno veliku osetljivost na problem neusklađenosti referentnih vrednosti koje se koriste u procesu fuzije, predložen je alternativni koncept fuzije podataka. U ovom novom konceptu, umesto donošenja nezavisnih lokalnih odluka u sensorima mreže, i njihovog naknadnog kombinovanja, za potrebe fuzije koriste se vrednosti onih veličina na osnovu kojih se obavlja AMC, odnosno donose odluke u procesu klasifikacije. Na osnovu predloženog koncepta fuzije podataka definisan je određen broj novih metoda fuzije, pri čemu je kao osnov za razvoj ovih rešenja izabran AMC postupak na osnovu kumulanata četvrtog reda. Sprovedenjem numeričke analize, putem sveobuhvatnog procesa *Monte-Carlo* simulacija, pokazano je da se putem primene ovde predloženih metoda fuzije ostvaruju znatno bolje AMC performanse u poređenju sa postojećim rešenjima, i to kako za idealizovane scenarije primene tako i za ovde posebno razmatrane realne scenarije primene kooperativne AMC. Pri tome, najveći dobici ostvareni su u slučaju radio kanala u kojima se javlja frekvencijski-selektivan feding, dok su najlošiji rezultati dobijeni u slučaju radio kanala sa ravnim fedingom.

Iz tog razloga, predložen je postupak združene korekcije kumulanata na nivou mreže, na osnovu koga su značajno poboljšanje performanse za realne scenarije primene kooperativne AMC. Osim toga, u cilju smanjivanja problema neusklađenosti referentnih veličina predložen je originalni postupak dvostepene hibridne fuzije, u kome se u prvom



koraku obavlja fuzija podataka, a i drugom fuzija odluka. Odgovarajućom numeričkom analizom pokazano je da se primenom ovog rešenja značajno popravljaju performanse predloženih rešenja za kooperativnu AMC, i to upravo za scenarije u kojima se primenom centralizovane fuzije odluka i/ili podataka postižu najlošiji rezultati.

Na kraju, predložena je modifikacija postupka klasifikacije u okviru samih senzora mreže. U slučaju kanala sa ravnim ili frekvencijski-selektivnom fadingom povećanje dužine opservacije ne omogućava poboljšanje kvaliteta procene kumulanta, pa samim tim ni uspešnosti klasifikacije. Stoga je predložen postupak segmentacije uzoraka signala, uz sprovođenje fuzije odluka i/ili podataka dobijenih za posmatrane segmente. Pokazano je da se primenom ovog postupka značajno povećava uspešnost klasifikacije u sensorima mreže, što dalje uslovljava povećanje ukupnih AMC performansi na nivou celokupne kooperativne mreže.

Na osnovu dobijenih i prikazanih rezultata, može se zaključiti da su sprovedenom detaljnom analizom, kao i kroz same predloge velikog broja novih rešenja u smislu definisanja novih metoda fuzije kao i samog načina izvođenja postupka klasifikacije u okviru kooperativne AMC mreže, u potpunosti ispunjeni osnovni zahtevi i ciljevi postavljeni na početku procesa istraživanja. Ponuđena su odgovarajuća rešenja za sve posmatrane tipove kanala sa višestrukoum propagacijom, za koje je putem numeričke analize utvrđeno da ostvaruju znatno bolje performanse od ranije predloženih rešenja, kako za idealizovane tako i za posmatrane realne uslove primene kooperativne AMC. Ovde predložena rešenja omogućavaju značajno poboljšanje uspešnosti klasifikacije u odnosu na klasično rešenje za AMC na osnovu prijema signala sa jednim sensorom.

**Ključne reči:** Automatska klasifikacija signala po tipu modulacije, fuzija podataka, fuzija odluka, kanali sa višestrukoum propagacijom, kognitivni radio, kooperativne mreže, *Monte-Carlo* simulacije, senzorske mreže.

**Naučna oblast:** Elektrotehnika i računarstvo

**Uža naučna oblast:** Telekomunikacije (Bežični telekomunikacioni sistemi)

**UDK broj:** 621.3

## **ABSTRACT**

The main subject of the study portrayed in this thesis, was the proper formulation of the cooperative automatic modulation classification (AMC) solutions by using the spatially dispersed and networked sensors. A detailed analysis of the so far proposed solutions was conducted in order to evaluate their performances under the realistic application conditions defined with: the inherent uncooperativeness of the AMC process, different spatial distributions of sensors, and realistic propagation conditions characterized by the multipath fading channels. Through the comprehensive numerical analysis, it is shown that by applying the previously proposed centralized decision fusion and distributed processing under the conditions of here analyzed realistic application scenarios only a very low AMC performance can be achieved.

Based on the detected deficiencies of the existing solutions for the cooperative AMC, which exhibit extremely high sensitivity to the problem of mismatched reference values that are used in decision fusion process, we have formulated a new alternative data fusion concept. In this new concept, instead of making the individual decisions at the each sensor and performing their combination, we apply the data fusion on the very features (cumulants) that are used in the classification process. In line with this new proposed data fusion concept, several new fusion methods are proposed by using the AMC algorithm based on the fourth-order cumulant. By further numerical analysis through the comprehensive Monte-Carlo trials, it was proven that here proposed cooperative AMC solutions greatly outperform the existing ones for the idealized and also for here considered realistic application scenarios. Thereby, the highest AMC performance gains were achieved for the frequency-selective fading channels, while the worst result were obtained for the flat fading channels.

Therefore, additional joint cumulant estimation correction method was proposed, and it is proven that significant AMC performance enhancements are achieved by applying this solution in the realistic application scenarios. Also, in order to suppress the negative effects of using mismatched references, that is found in practice, a novel hybrid two-stage fusion (HyTSF) was proposed, with the data fusion applied in the first and the decision fusion in the second step of the proposed procedure. Through the

appropriate numerical analysis, it is shown that the application of here proposed HySTF scheme enables substantial performance improvements compared to the existing solutions. Moreover the largest gains are obtained in the case of the realistic application scenarios, in which the worst AMC performances have been observed when centralized decision fusion or centralized data fusion were used.

Finally, the modified AMC procedure for the individual sensors is proposed. In the flat fading or frequency-selective fading channels cumulant estimates, and consequently the AMC performances, are not further improved when the signal observation period is prolonged. Therefore, the segmentation of the input sample sequence is proposed, followed with the data or decision fusion applied on the cumulant estimates obtained for thus formed separate segments. It is also verified that by applying here proposed segmentation and fusion procedure large AMC performance gains are achieved at individual sensors, thus allowing further gains on the cooperative network level.

Based on here obtained and presented results, it can be concluded that the basic requirement and objectives set at the beginning of the research proces are completely fulfilled by the means of comprehensive numerical analysis and a number of originally proposed solutions (in the form of concrete fusion methods, but also in the way that the classification process is performed within the cooperative network). The appropriate AMC solutions are offered for all considered multipath propagation channels. These solutions are verified to achieve significantly better AMC performance than the existing (referent) solutions, for the both types of application scenarios, i.e. idealized and realistic. Also, it is shown that proposed solutions enable large AMC performance gains compared to the classic AMC solution that uses only one sensor for the signal reception.

**Keywords:** Automatic modulation classification, cognitive radio, cooperative networks, data fusion, decision fusion, Monte-Carlo simulations, multipath fading channels, sensor networks.

**Scientific area:** Electrical and computer engineering

**Scientific subarea:** Telecommunications (Wireless telecommunication systems)

**UDC number:** 621.3

## SADRŽAJ

LISTA AKRONIMA.....	I
LISTA SLIKA .....	V
LISTA TABELA.....	XII
<b>1. UVOD .....</b>	<b>1</b>
1.1 KLASIČNA AMC REŠENJA.....	3
1.2 POJAM KOPERATIVNE AMC KORIŠĆENJEM MREŽE SENZORA .....	7
1.3 OSNOVNI CILJEVI I PREGLED SADRŽAJA DISERTACIJE .....	8
<b>2. PREGLED KLASIČNIH AMC REŠENJA SA PRIJEMOM SIGNALA KORIŠĆENJEM JEDNOG PRIJEMNIKA .</b>	<b>11</b>
2.1 FAZA PREDOBRADE .....	11
2.2 OPŠTI MODEL SIGNALA NA ULAZU U FAZU KLASIFIKACIJE.....	12
2.3 DEFINICIJA MERE PERFORMANSI AMC POSTUPKA .....	14
2.4 KLASIFIKACIJA AMC POSTUPAKA .....	14
2.5 SAŽETI PREGLED POSTOJEĆIH LB POSTUPAKA KLASIFIKACIJE.....	15
2.6 SAŽETI PREGLED FB POSTUPAKA KLASIFIKACIJE .....	19
2.6.1 Histogrami trenutne amplitude, faze i frekvencije signala .....	21
2.6.2 Oblik konstelacije signala u kompleksnoj fazorskoj ravni.....	22
2.6.3 Primena DFT i spektograma.....	23
2.6.4 Primena vremensko-frekvencijskih transformacija i Wavelet-a .....	23
2.6.5 Primena ciklostacionarnosti digitalno moduliranih signala.....	25
2.6.6 Primena statističkih parametara signala .....	27
<b>3. KLASIFIKACIJA RADIO SIGNALA PO TIPU MODULACIJE NA OSNOVU KUMULANTA ČETVRTOG REDA .</b>	<b>31</b>
3.1 POSTUPAK AMC NA OSNOVU ZDRUŽENOG KUMULANTA $C_{42}$ .....	31
3.2 METODI ZA ESTIMACIJU PARAMETARA MPF KANALA SA FSF .....	34
3.3 DEFINICIJA POSMATRANIH MODELA MPF KANALA .....	37
3.4 REZULTATI ESTIMACIJE STVARNE SREDNJE VREDNOSTI I VARIJANSE PROCENE KUMULANTA $C_{42}$ ZA POSMATRANE MODELE KANALA .....	40
3.4.1 Opis postupka estimacije stvarnih srednjih vrednosti i varijansi .....	40
3.4.2 Rezultati estimacije za AWGN kanal.....	42
3.4.3 Rezultati za MPF kanale sa frekvencijski-selektivnim fadingom .....	44
3.4.4 Rezultati za MPF kanale sa ravnim fadingom .....	59
3.5 PROCENA PERFORMANSI AMC ZA POSMATRANE KANALE.....	63
3.5.1 Performanse AMC postupka u slučaju MPF kanala sa FSF .....	64
3.5.2 Performanse AMC postupka u slučaju MPF kanala sa FF .....	68
<b>4. KOOPERATIVNA AMC REŠENJA NA OSNOVU CENTRALIZOVANE FUZIJE.....</b>	<b>70</b>
4.1 PREGLED PRETHODNIH REZULTATA ISTRAŽIVANJA U OBLASTI KOOPERATIVNE AMC .....	70
4.1.1 Analiza prethodno predloženih rešenja za kooperativnu AMC .....	83

4.1.2 Analiza uslova evaluacije AMC performansi rešenja za kooperativnu AMC u dostupnoj literaturi.....	89
4.2 POSMATRANI MODEL SISTEMA ZA KOOPERATIVNU AMC NA OSNOVU KUMULANTA ČETVRTOG REDA $C_{42}$ .....	91
4.3 OPIS POSTOJEĆIH I PREDLOG NOVIH METODA CENTRALIZOVANE FUZIJE ZA KOOPERATIVNU AMC NA OSNOVU KUMULANTA $C_{42}$ .....	95
4.3.1 Metodi fuzije na osnovu HDF .....	95
4.3.2 Metodi fuzije na osnovu DaF .....	97
4.3.3 Metodi fuzije na osnovu SDF .....	103
4.3.4 Scenariji primene definisani na osnovu usvojenih referentnih vrednosti korišćenih za potrebe fuzije .....	106
4.3.5 Scenariji primene na osnovu mogućeg prostornog rasporeda senzora.....	110
4.3.6 Scenariji primene na osnovu osobina propagacionog okruženja definisanog modelima radio kanala .....	112
4.4 EVALUACIJA AMC PERFORMANSI REŠENJA ZA KOOPERATIVNU AMC ZA CENTRALIZOVANU HDF, SDF I DAF PUTEM SIMULACIONIH MODELA .....	114
4.4.1 Rezultati za idealan scenario primene – model AWGN kanala.....	116
4.4.2 Rezultati za idealizovan scenario za slučaj MPF kanala sa FSF na osnovu primene PCE.....	120
4.4.3 Rezultati za realan scenario u slučaju kanala sa frekvencijski-selektivnim fadingom na osnovu primene RCE-I i RCE-II .....	129
4.4.4 Rezultati za realan scenario u slučaju MPF kanala sa FF .....	141
4.5 ZDRUŽENA KOREKCIJA PROCENE KUMULANTA $C_{42}$ - JCEC .....	146
4.5.1 Rezultati primene JCEC za realan scenario za MPF kanale sa FSF.....	150
4.5.2 Rezultati primene JCEC za realan scenario za MPF kanale sa FF.....	160
5. KOOPERATIVNA AMC REŠENJA SA PRIMENOM DVOSTEPENE HIBRIDNE FUZIJE .....	162
5.1 MODEL SISTEMA I VARIJANTE HYTSF .....	165
5.2 MOGUĆI SCENARIJI PRI PRIMENI U WSN I CRN.....	167
5.3 REZULTATI ESTIMACIJE AMC PERFORMANSI REŠENJA ZA KOOPERATIVNU AMC U FORMI HYSTF .....	169
5.3.1 Rezultati analize za CSSiC scenario.....	169
5.3.2 Rezultati analize za WDSiC scenario .....	171
5.3.3 Rezultati analize za CSC scenario .....	174
6. MOGUĆNOST PRIMENE METODA FUZIJE U KLASIČNIM REŠENJIMA AMC NA OSNOVU KUMULANTA.....	177
6.1 OPŠTI MODEL FUZIJE AMC REZULTATA PRI PRIJEMU SIGNALA KORIŠĆENJEM JEDNOG SENZORA.....	179
6.2 REZULTATI PRIMENE METODA FUZIJE PRI SEGMENTACIJI UZORKA .....	181
6.2.1 Rezultati u slučaju MPF kanala sa FSF.....	182
6.2.2 Rezultati u slučaju MPF kanala sa FF .....	185
6.2.3 Mogućnost primene u rešenjima za kooperativnu AMC .....	187
6.3 REZULTATI PRIMENE METODA FUZIJE ZA VIŠESTRUKU OPSERVACIJE.....	188
6.3.1 Rezultati za slučaj MPF kanala sa FSF .....	189
6.3.2 Rezultati za slučaj MPF kanala sa FF.....	190
6.3.3 Mogućnost primene u rešenjima za kooperativnu AMC .....	192
7. ZAKLJUČAK.....	194
LITERATURA .....	198

<b>DODATAK A. DEFINICIJE KORIŠĆENIH MODULISANIH SIGNALA I STATISTIČKIH VELIČINA .....</b>	<b>209</b>
<b>A.1 OPIS DIGITALNO MODULISANIH SIGNALA .....</b>	<b>209</b>
<b>A.2 OSNOVNI POJMOVI VEZANI ZA DEFINICIJU STATISTIČIH VELIČINA SIGNALA VIŠEG REDA (HOS).....</b>	<b>209</b>
<b>A.3 DEFINICIJE RASPODELA ZA POTREBE MODELOVANJA MPF KANALA.....</b>	<b>215</b>
<b>DODATAK B. DODATNI REZULTATI ANALIZE .....</b>	<b>217</b>
<b>B.1 DODATNI REZULTATI ANALIZE METODA FUZIJE ZA MPF KANALE SA FSF U IDEALIZOVANOM SCENARIJU PRIMENE SA PCE MODELOM .....</b>	<b>217</b>
<b>B.2 DODATNI REZULTATI ANALIZE METODA FUZIJE ZA MPF KANALE SA FSF U REALNOM SCENARIJU PRIMENE RCE-I I RCE-II MODELA .....</b>	<b>220</b>
<b>B.3 DODATNI REZULTATI ANALIZE METODA FUZIJE ZA MPF KANALE SA RAVNIM FEDINGOM U REALNOM SCENARIJU PRIMENE.....</b>	<b>222</b>
<b>B.4 DODATNI REZULTATI ANALIZE PRIMENE JCEC ZA MPF KANALE SA RAVNIM FEDINGOM U REALNOM SCENARIJU PRIMENE.....</b>	<b>224</b>
<b>BIOGRAFIJA</b>	
<b>PRILOG 1 – IZJAVA O AUTORSTVU</b>	
<b>PRILOG 2 – IZJAVA O ISTOVETNOSTI ŠTAMPANE I ELEKTRONSKE VERZIJE</b>	
<b>PRILOG 3 – IZJAVA O KORIŠĆENJU</b>	

## LISTA AKRONIMA

**A/D konverzija** – *Analog-to-Digital Conversion*  
**AAA** – *Adaptive Antenna Arrays*  
**ACF** – *Averaging Cluster Fusion*  
**ADaF** – *Averaged Data Fusion*  
**ADM** – *Adaptive modulation*  
**AHWCN** – *Ad-Hoc Wireless Communication Networks*  
**ALRT** – *Averaged Likelihood Ratio Test*  
**AM** – *Amplitude Modulation (analog)*  
**AMC** – *Automatic Modulation Classification*  
**APM** – *Amplitude-Phase Modulation*  
**AWGN** – *Additive White Gaussian Noise*  
**BASK** – *Binary Amplitude Shift-Keying*  
**BBoT** – *Basic Block of Trials*  
**BFSK** – *Binary Frequency Shift-Keying*  
**BIC** – *Bayes Information Criterion*  
**BPSK** – *Binary Phase Shift-Keying*  
**CDMA** – *Code Division Multiple Access*  
**CDP** – *Cooperative Distributed Processing*  
**CEM** – *Channel Estimation Method*  
**CF** – *Centralized Fusion*  
**CHM** – *Channel Model*  
**CM** – *Confusion Matrix*  
**CMHD** – *Cross-Margenau-Hill Distribution*  
**COMINT** – *Communication Intelligence*  
**CR** – *Cognitive Radio*  
**CRN** – *Cognitive Radio Networks*  
**CSA** – *Cyclic Spectrum Analysis*  
**CSC** – *Centralized Sensor Clustering*  
**CSD** – *Spectral Correlation Density*  
**CSI** – *Channel State Information*  
**CSiSN** – *Centralized Signal Sensing Network*  
**CSpS** – *Cooperative Spectrum Sensing*  
**CSSiC** – *Closely Spaced Sensors in Cluster*  
**CWT** – *Continuous Wavelet Transform*

**DaF** – *Data Fusion*  
**DECT** – *Digital Enhanced Cordless Telecommunications*  
**DFSA** – *Digital Frequency Smoothing Algorithm*  
**DFT** – *Discrete Fourier Transform*  
**DM** – *Decision Making*  
**DSB** – *Double Side Bandwith*  
**DSP** – *Digital Signal Processing*  
**DSpS** – *Distributed Spectrum Sensing*  
**DWT** – *Discrete Wavelet Transform*  
**DySA** – *Dynamic Spectrum Access*  
**DySAL** – *Dynamic Spectrum Allocation*  
**EGC** – *Equal Gain Combining*  
**ECM** – *Expectation-Conditional Maximization*  
**EM** – *Expectation-Maximization*  
**FAM** – *FFT Acumulation Method*  
**FB** – *Feature Based*  
**FC** – *Fusion Center*  
**FF** – *Flat Fading*  
**FFT** – *Fast Fourier Transform*  
**FM** – *Frequency Modulation (analog)*  
**FSA** – *Frequency Smoothing Algorithm*  
**FSF** – *Frequency-Selective Fading*  
**GLRT** – *Generaoized Likelihood Ratio Test*  
**HDF** – *Hard Decision Fusion*  
**HLRT** – *Hybrid Likelihood Ratio Test*  
**HML** – *Hybrid Maximum-Likelihood*  
**HMM** – *Hiden Markov Model*  
**HOS** – *Higher Order Statistics*  
**HyTSF** – *Hybrid Two-Stage Fusion*  
**IRAS** – *Idealized References Application Scenario*  
**ISI** – *Intesimbolska interferencija*  
**JCEC** – *Joint Cumulant Estimate Correction*  
**JDF** – *Joint Decision Fusion*  
**KAM** – *Konvencionalna amplitudska modulacija*  
**LB** – *Likelihood Based*  
**LF** – *Likelihood Function*  
**LLF** – *Logaritmik-Likelihood Function*  
**LLRT** – *Logaritmik-Likelihood Ratio Test*  
**LOS** – *Line-of-Sight*



**LRT** – *Likelihood Ratio Test*  
**LS** – *Least Squares*  
**LSB** – *Lower Side Bandwidth*  
**MASK** – *M-ary Ampitude Shift-Keying*  
**MDHDF** – *Majority Decision Hard Decision Fusion*  
**MFSK** – *M-ary Frequency Shift-Keying*  
**MIMO** – *Multiple-Input Multiple-Output*  
**ML** – *Maximum-Likelihood*  
**MoMo** – *Method-of-Moments*  
**MoMu** – *Method-of-Multipliers*  
**MPF** – *Multipath Fading*  
**MPSK** – *M-ary Phase Shift-Keying*  
**MRC** – *Maximum Gain Combining*  
**MSK** – *Minimum Shift-Keying*  
**NADaF** – *Normalized Averaged Data Fusion*  
**NIRAS** – *Non-Idealized References Application Scenario*  
**NN** – *Neural Network*  
**ODaF** – *Optimal Data Fusion*  
**OFDM** – *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*  
**OHDF** – *Optimal Hard Decision Fusion*  
**OOU** – *Osnovni opseg učestanosti*  
**PCE** – *Perfect Channel Estimation*  
**PLL** – *Phase-Locked Loop*  
**PWV** – *Pseudo-Wigner-Ville*  
**qALRT** – *Quasi- Averaged Likelihood Ratio Test*  
**QAM** – *Quadrature Amplitude Modulation*  
**qHLRT** – *Quasi-Hybrid Likelihood Ratio Test*  
**QPSK** – *Quaternary Phase Shift-Keying*  
**RCE-I** – *The First Realistic Channel Estimation*  
**RCE-II** – *The Second Realistic Channel Estimation*  
**RF (spektar)** – *Radio-frekvencijski (spektar)*  
**SDF** – *Soft Decision Fusion*  
**SDR** – *Software Defined Radio*  
**SDS** – *Spatially Dispersed Sensors*  
**SDV** – *Soft Decision Vector*  
**SDVDF** – *Soft Decision Vector Decision Fusion*  
**SGS** – *Spatially Grouped Sensors*  
**SGSS** – *Spektralna gustina srednje snage*  
**SiF** – *Signal Fusion*

**SJDF** – *Suboptimal Joint Decision Fusion*  
**SLCHDF** – *Selection Hard Decision Fusion*  
**SN** – *Sensor Node*  
**SNR** – *Signal-to-Noise Ratio*  
**SpS** – *Spectrum Sensing*  
**SSB** – *Single Side Bandwidth*  
**SSCA** – *Strip Spectral Corellation Algorithm*  
**SSDAS** – *Sensor Spatial Distribution Application Scenario*  
**STFFT** – *Short-Time Fast Fourier Transform*  
**SVM** – *Support Vector Machine*  
**TDF** – *Time-Dispersive Fading*  
**TFR** – *Time-Frequency Representation*  
**UMP** – *Uniformly Most Powerful*  
**USB** – *Upper Side Bandwidth*  
**w-ADaF** – *weighted-Averaged Data Fusion*  
**WDSiC** – *Widely Dispersed Sensors in Cluster*  
**w-JDF** – *weighted-Joint Decision Fusion*  
**w-NADaF** – *weihghted-Normalized Averaged Data Fusion*  
**w-SJDF** – *weigthted-Suboptimal Joint Decision Fusion*  
**WSN** – *Wirelless Sensor Networks*  
**WSVM** – *Wavelet Support Vector Machine*

## LISTA SLIKA

Sl.1.1 – Uprošćena blok šema prijemnika sa podržanom AMC funkcijom, [18].	4
Sl.1.2 – Blok dijagram AMC rešenja sa detaljno prikazanim funkcijama faze predobrade, [7].	12
Sl.1.2 – Opšti blok dijagram izvođenja procesa klasifikacije u slučaju LB postupaka.	15
Sl.1.3 – Blok dijagram izvođenja procesa klasifikacije u slučaju FB postupaka.	19
Sl.3.1 - Blok šema iterativnog postupka za estimaciju stvarnih (actual) srednjih vrednosti procene kumulanta četvrtog reda $C_{42}$ za sve postavke simulacionog modela.	41
Sl.3.2 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene $C_{42}$ za AWGN kanal za BPSK (gore-levo), QPSK (gore-desno), 16QAM (dole-levo) i 64QAM (dole-desno) signale.	43
Sl.3.3 - Varijansa procene $C_{42}$ u odnosu na teorijsku vrednost i stvarnu srednju vrednost za AWGN kanal za BPSK (gore-levo), QPSK (gore-desno), 16QAM (dole-levo) i 64QAM (dole-desno) signale.	44
Sl.3.4 - Estimirane stvarne srednje vrednosti kumulanta $C_{42}$ u funkciji SNR za 16QAM signal, u slučaju AWGN kanala i TDF-CHM#1 i TDF-CHM#2 uz primenu PCE, kada je dužina uzorka 500 (puna linija), 1000 (linija sa prekidima), 2000 (crta-crta) i 4000 (crta-tačka).	45
Sl.3.5 - Poređenje stvarnih srednjih vrednosti procene $C_{42}$ od SNR za QPSK signal za AWGN kanal, TDF-CHM#1 sa PCE i TDF-CHM#2 sa PCE, za dva propagaciona okruženja u smislu vrednosti vremenske disperzije, $L \in [2,5]$ i $L \in [2,10]$ , za dužine uzorka 500 (puna linija) i 2000 (crta-crta).	46
Sl.3.6 - Zavisnost estimiranih vrednosti varijanse procene $C_{42}$ od SNR za QPSK signal u slučaju TDF-CHM#1 sa PCE (levo) i TDF-CHM#2 sa PCE (desno), za dva propagaciona okruženja u smislu vrednosti vremenske disperzije, $L \in [2,5]$ i $L \in [2,10]$ , i različite dužine uzorka.	46
Sl.3.7 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene $C_{42}$ u funkciji SNR za BPSK signal, u slučaju TDF-CHM#1 kanala i primene RCE-I ili RCE-II, kada je $N_{sim} = 500$ (levo) ili $N_{sim} = 2000$ (desno), za različite dužine kanala $L = 2$ (isprekidana linija - ●), $L = 4$ (isprekidana linija - ×), $L = 10$ (isprekidana linija - *), kao i usrednjene za $L \in [2,5]$ (puna linija - ○) i $L \in [2,10]$ (puna linija - □).	48
Sl.3.8 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene $C_{42}$ u funkciji SNR za QPSK signal, u slučaju TDF-CHM#1 kanala i primene RCE-I ili RCE-II, kada je $N_{sim} = 500$ (levo) ili $N_{sim} = 2000$ (desno), za različite dužine kanala $L = 2$ (isprekidana linija - ●), $L = 4$ (isprekidana linija - ×), $L = 10$ (isprekidana linija - *), kao i usrednjene za $L \in [2,5]$ (puna linija - ○) i $L \in [2,10]$ (puna linija - □).	48
Sl.3.9 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene $C_{42}$ u funkciji SNR u slučaju TDF-CHM#1 kanala i primene RCE-I (puna linija) ili RCE-II (isprekidana linija), za BPSK signal (levo) i QPSK signal (desno), i dužine uzorka $N_{sim} = 500$ (○), $N_{sim} = 1000$ (□), $N_{sim} = 2000$ (◇) i $N_{sim} = 4000$ (∇).	49
Sl.3.10 - Zavisnost vrednosti varijanse procene $C_{42}$ (određene u odnosu na teorijsku vrednost) od SNR za BPSK (levo) i QPSK (desno) signale za TDF-CHM#1 sa RCE-I i RCE-II, za dva propagaciona okruženja u smislu vrednosti vremenske disperzije, $L \in [2,5]$ i $L \in [2,10]$ , i dužine uzorka od 500 i 2000 simbola.	49
Sl.3.11 - Zavisnost vrednosti varijanse procene $C_{42}$ (određene u odnosu na stvarne srednje vrednosti) od SNR za BPSK (levo) i QPSK (desno) signale za TDF-CHM#1 sa RCE-I i RCE-II, za dva propagaciona okruženja u smislu vremenske disperzije, $L \in [2,5]$ i $L \in [2,10]$ , i dužine uzorka od 500 i 2000 simbola.	50
Sl.3.12 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene $C_{42}$ u funkciji SNR za BPSK signal, u slučaju TDF-CHM#2 kanala i primene RCE-I ili RCE-II, kada je $N_{sim} = 500$ (levo) ili $N_{sim} = 2000$ (desno), za različite dužine kanala $L = 2$ (isprekidana linija - ●), $L = 4$ (isprekidana linija - ×), $L = 10$ (isprekidana linija - *), kao i usrednjene za $L \in [2,5]$ (puna linija - ○) i $L \in [2,10]$ (puna linija - □).	52
Sl.3.13 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene $C_{42}$ u funkciji SNR za QPSK signal, u slučaju TDF-CHM#2 kanala i primene RCE-I ili RCE-II, kada je $N_{sim} = 500$ (levo) ili $N_{sim} = 2000$ (desno), za različite dužine kanala $L = 2$ (isprekidana linija - ●), $L = 4$ (isprekidana linija - ×), $L = 10$ (isprekidana linija - *), kao i usrednjene za $L \in [2,5]$ (puna linija - ○) i $L \in [2,10]$ (puna linija - □).	52
Sl.3.14 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene $C_{42}$ u funkciji SNR u slučaju TDF-CHM#2 kanala i primene RCE-I (puna linija) ili RCE-II (isprekidana linija), za BPSK signal (levo) i QPSK signal (desno), i dužine uzorka $N_{sim} = 500$ (○), $N_{sim} = 1000$ (□), $N_{sim} = 2000$ (◇) i $N_{sim} = 4000$ (∇).	53
Sl.3.15 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene $C_{42}$ u funkciji SNR za BPSK signal, u slučaju TDF-CHM#3 kanala i primene RCE-I ili RCE-II, kada je $N_{sim} = 500$ (levo) ili $N_{sim} = 2000$ (desno), za različite dužine kanala $L = 2$ (isprekidana linija - ●), $L = 4$ (isprekidana linija - ×), $L = 10$ (isprekidana linija - *), kao i usrednjene za $L \in [2,5]$ (puna linija - ○) i $L \in [2,10]$ (puna linija - □).	53

Sl.3.16 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene $C_{42}$ u funkciji SNR za QPSK signal, u slučaju TDF-CHM#3 kanala i primene RCE-I ili RCE-II, kada je $N_{sim} = 500$ (levo) ili $N_{sim} = 2000$ (desno), za različite dužine kanala $L = 2$ (isprekidana linija - ●), $L = 4$ (isprekidana linija - ×), $L = 10$ (isprekidana linija - *), kao i usrednjene za $L \in [2,5]$ (puna linija - ○) i $L \in [2,10]$ (puna linija - □).....	53
Sl.3.17 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene $C_{42}$ u funkciji SNR u slučaju TDF-CHM#3 kanala i primene RCE-I (puna linija) ili RCE-II (isprekidana linija), za BPSK signal (levo) i QPSK signal (desno), i dužine uzorka $N_{sim} = 500$ (○), $N_{sim} = 1000$ (□), $N_{sim} = 2000$ (◇) i $N_{sim} = 4000$ (∇).....	54
Sl.3.18 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene $C_{42}$ u funkciji SNR za BPSK signal, u slučaju TDF-CHM#4 kanala i primene RCE-I ili RCE-II, kada je $N_{sim} = 500$ (levo) ili $N_{sim} = 2000$ (desno), za različite dužine kanala $L = 2$ (isprekidana linija - ●), $L = 4$ (isprekidana linija - ×), $L = 10$ (isprekidana linija - *), kao i usrednjene za $L \in [2,5]$ (puna linija - ○) i $L \in [2,10]$ (puna linija - □).....	54
Sl.3.19 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene $C_{42}$ u funkciji SNR za QPSK signal, u slučaju TDF-CHM#4 kanala i primene RCE-I ili RCE-II, kada je $N_{sim} = 500$ (levo) ili $N_{sim} = 2000$ (desno), za različite dužine kanala $L = 2$ (isprekidana linija - ●), $L = 4$ (isprekidana linija - ×), $L = 10$ (isprekidana linija - *), kao i usrednjene za $L \in [2,5]$ (puna linija - ○) i $L \in [2,10]$ (puna linija - □).....	54
Sl.3.20 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene $C_{42}$ u funkciji SNR u slučaju TDF-CHM#4 kanala i primene RCE-I (puna linija) ili RCE-II (isprekidana linija), za BPSK signal (levo) i QPSK signal (desno), i dužine uzorka $N_{sim} = 500$ (○), $N_{sim} = 1000$ (□), $N_{sim} = 2000$ (◇) i $N_{sim} = 4000$ (∇).....	55
Sl.3.21 - Zavisnost vrednosti varijanse procene $C_{42}$ (određene u odnosu na teorijsku vrednosti) od SNR za BPSK (levo) i QPSK (desno) signale za TDF-CHM#2 sa RCE-I i RCE-II, za dva propagaciona okruženja u smislu vremenske disperzije, $L \in [2,5]$ i $L \in [2,10]$ , i dužine uzorka od 500 i 2000 simbola.....	55
Sl.3.22 - Zavisnost vrednosti varijanse procene $C_{42}$ (određene u odnosu na stvarne srednje vrednosti) od SNR za BPSK (levo) i QPSK (desno) signale za TDF-CHM#2 sa RCE-I i RCE-II, za dva propagaciona okruženja u smislu vremenske disperzije, $L \in [2,5]$ i $L \in [2,10]$ , i dužine uzorka od 500 i 2000 simbola.....	55
Sl.3.23 - Zavisnost vrednosti varijanse procene $C_{42}$ (određene u odnosu na teorijsku vrednosti) od SNR za BPSK (levo) i QPSK (desno) signale za TDF-CHM#3 sa RCE-I i RCE-II, za dva propagaciona okruženja u smislu vremenske disperzije, $L \in [2,5]$ i $L \in [2,10]$ , i dužine uzorka od 500 i 2000 simbola.....	56
Sl.3.24 - Zavisnost vrednosti varijanse procene $C_{42}$ (određene u odnosu na stvarne srednje vrednosti) od SNR za BPSK (levo) i QPSK (desno) signale za TDF-CHM#3 sa RCE-I i RCE-II, za dva propagaciona okruženja u smislu vremenske disperzije, $L \in [2,5]$ i $L \in [2,10]$ , i dužine uzorka od 500 i 2000 simbola.....	56
Sl.3.25 - Zavisnost vrednosti varijanse procene $C_{42}$ (određene u odnosu na teorijsku vrednost) od SNR za BPSK (levo) i QPSK (desno) signale za TDF-CHM#4 sa RCE-I i RCE-II, za dva propagaciona okruženja u smislu vremenske disperzije, $L \in [2,5]$ i $L \in [2,10]$ , i dužine uzorka od 500 i 2000 simbola.....	56
Sl.3.26 - Zavisnost vrednosti varijanse procene $C_{42}$ (određene u odnosu na stvarne srednje vrednosti) od SNR za BPSK (levo) i QPSK (desno) signale za TDF-CHM#4 sa RCE-I i RCE-II, za dva propagaciona okruženja u smislu vremenske disperzije, $L \in [2,5]$ i $L \in [2,10]$ , i dužine uzorka od 500 i 2000 simbola.....	57
Sl.3.27 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene $C_{42}$ u funkciji SNR za BPSK signal, u slučaju FF-CHM#1, FF-CHM#3, FF-CHM#5 i FF-CHM#7 kanala, kada je $N_{sim} = 500$ (●), $N_{sim} = 1000$ (×), $N_{sim} = 2000$ (*), i $N_{sim} = 4000$ (□).....	60
Sl.3.28 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene $C_{42}$ u funkciji SNR za 16QAM signal, u slučaju FF-CHM#1, FF-CHM#3, FF-CHM#5 i FF-CHM#7 kanala, kada je $N_{sim} = 500$ (●), $N_{sim} = 1000$ (×), $N_{sim} = 2000$ (*), i $N_{sim} = 4000$ (□).....	60
Sl.3.29 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene $C_{42}$ u funkciji SNR za BPSK signal, u slučaju FF-CHM#2, FF-CHM#4, FF-CHM#6 i FF-CHM#8 kanala, kada je $N_{sim} = 500$ (●), $N_{sim} = 1000$ (×), $N_{sim} = 2000$ (*), i $N_{sim} = 4000$ (□).....	61
Sl.3.30 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene $C_{42}$ u funkciji SNR za 16QAM signal, u slučaju FF-CHM#2, FF-CHM#4, FF-CHM#6 i FF-CHM#8 kanala, kada je $N_{sim} = 500$ (●), $N_{sim} = 1000$ (×), $N_{sim} = 2000$ (*), i $N_{sim} = 4000$ (□).....	61
Sl.3.31 - Zavisnost vrednosti varijanse procene $C_{42}$ od SNR za BPSK (levo) i 16QAM (desno) signale za FF-CHM#7 kanal, i različite dužine uzorka od 500 do 4000 simbola.....	62
Sl.3.32 - Blok šema iterativnog postupka za evaluaciju performansi AMC na osnovu kumulanta $C_{42}$ .....	64
Sl.3.33 - Srednja verovatnoća tačne klasifikacije za TDF-CHM#1 kanal uz primenu PCE, RCE-I i RCE-II za $N_{sim} = 500$ (levo) i $N_{sim} = 2000$ (desno), i dužine kanala $L = 2$ (○), $L = 4$ (□) i $L = 10$ (◇).....	65
Sl.3.34 - Srednja verovatnoća tačne klasifikacije za TDF-CHM#2 kanal uz primenu PCE, RCE-I i RCE-II za $N_{sim} = 500$ (levo) i $N_{sim} = 2000$ (desno), i dužine kanala $L = 2$ (○), $L = 4$ (□) i $L = 10$ (◇).....	65
Sl.3.35 - Srednja verovatnoća tačne klasifikacije za TDF-CHM#3 kanal uz primenu PCE, RCE-I i RCE-II za $N_{sim} = 500$ (levo) i $N_{sim} = 2000$ (desno), i dužine kanala $L = 2$ (○), $L = 4$ (□) i $L = 10$ (◇).....	65

Sl.3.36 - Srednja verovatnoća tačne klasifikacije za TDF-CHM#4 kanal uz primenu PCE, RCE-I i RCE-II za $N_{sim} = 500$ (levo) i $N_{sim} = 2000$ (desno), i dužine kanala $L = 2$ (○), $L = 4$ (□) i $L = 10$ (◇).....	66
Sl.3.37 - Srednja verovatnoća tačne klasifikacije za AWGN kanala i FF-CHM#1/2 (gore-levo), FF-CHM#3/4 (gore-desno), FF-CHM#5/6 (dole-levo) i FF-CHM#7/8 (dole-desno) kanale, za dužine uzorka $N_{sim} = 500$ (○), $N_{sim} = 1000$ (□), $N_{sim} = 2000$ (◇), i $N_{sim} = 4000$ (∇).....	69
Sl.4.1 - Blok dijagram modela sistema za distribuirani SpS (spectrum sensing) sa združenim procesom detekcije signala i AMC, [9, 40, 184].	71
Sl.4.2 - Blok dijagram modela sistema za kooperativnu AMC na osnovu centralizovane fuzije lokalnih AMC odluka dobijenih u prostorno distribuiranim sensorima, [6, 49].	73
Sl.4.3 - Blok dijagram modela sistema za kooperativnu AMC na osnovu centralizovane fuzije signala primenom prostorno distribuiranih senzora, [50].	79
Sl.4.4 – Opšti model sistema za centralizovano ‘oslušivanje’ (sensing) signala (CSiS), [7].	82
Sl.4.5 - Model sistema za kooperativnu AMC primenom mreže senzora i centralizovane fuzije nezavisno generisanih AMC rezultata.	93
Sl.4.6 – Prikaz modela scenarija primene na osnovu prostornog rasporeda senzora (SSDAS) i to: SSDAS#1 – Prostorno raspršeni senzori u svim pravcima oko predajnika (SDS) i SSDAS#2 – Prostorno grupisani senzori na većem rastojanju od predajnika (SGS).	112
Sl.4.7 - Blok šema iterativnog postupka za evaluaciju AMC performansi rešenja za kooperativnu AMC sa primenom posmatranih HDF, DaF i SDF metoda fuzije.	116
Sl.4.8 – Zavisnost $P_{CC,avg}$ od $N_{sen}$ za klase HDF (gore levo), ADaF (gore desno) i JDF (dole) metoda za AWGN kanal u slučaju SDS scenarija, za $N_{sim} = 500$ (○), $N_{sim} = 1000$ (□) i $N_{sim} = 4000$ (∇).	117
Sl.4.9 – Poređenje AMC performansi rešenja za kooperativnu AMC za AWGN kanal u slučaju SDS scenarija pri primeni HDF, SDF i DaF metoda, za $N_{sim} = 500$ (gore) i $N_{sim} = 2000$ (dole).	118
Sl.4.10 - Poređenje AMC performansi rešenja za kooperativnu AMC za AWGN kanal u slučaju SGS scenarija za $SNR_g \in \{5dB, 10dB, 15dB\}$ pri primeni HDF, SDF i DaF metoda, za $N_{sim} = 500$ .	119
Sl.4.11 - Zavisnost $P_{CC,avg}$ od $N_{sen}$ za klase HDF (gore levo), ADaF (gore desno) i JDF/SDVDF (dole) metoda za TDF-CHM#1 kanal sa PCE u slučaju SDS scenarija, za $N_{sim} = 500$ i $N_{sim} = 2000$ , kada je $L_{max} = 5$ (puna linija) i $L_{max} = 10$ (isprekidana linija).	121
Sl.4.12 – Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#1 kanal sa PCE u slučaju SDS scenarija, za $N_{sim} = 500$ (gore) i $N_{sim} = 2000$ (dole), kada je $L_{max} = 5$ .	122
Sl.4.13 – Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#1 kanal sa PCE u slučaju SDS scenarija, za $N_{sim} = 500$ (gore) i $N_{sim} = 2000$ (dole), kada je $L_{max} = 10$ .	123
Sl.4.14 – Poređenje AMC performansi HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#1 kanal sa PCE, za $N_{sim} = 500$ (gore) i $N_{sim} = 2000$ (dole), u slučaju SGS scenarija sa $SNR_g \in \{5dB, 15dB\}$ , za $L_{max} = 5$ .	126
Sl.4.15 – Poređenje AMC performansi HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#1 kanal sa PCE, za $N_{sim} = 500$ (gore) i $N_{sim} = 2000$ (dole), i slučaj SGS scenarija sa $SNR_g \in \{5dB, 15dB\}$ , za $L_{max} = 10$ .	127
Sl.4.16 - Zavisnost $P_{CC,avg}$ od broja senzora za klasu HDF metoda za idealne IRAS (levo) i neidealne NIRAS (desno) reference za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-I i RCE-II i $N_{sim} = 2000$ , kada je $L_{max} = 5$ (puna linija) i $L_{max} = 10$ (isprekidana linija), u slučaju SDS scenarija.	131
Sl.4.17 - Zavisnost $P_{CC,avg}$ od broja senzora za klasu ADaF metoda za idealne IRAS (levo) i neidealne NIRAS (desno) reference za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-I i RCE-II i $N_{sim} = 2000$ , kada je $L_{max} = 5$ (puna linija) i $L_{max} = 10$ (isprekidana linija), u slučaju SDS scenarija.	131
Sl.4.18 - Zavisnost $P_{CC,avg}$ od broja senzora za klasu JDF/SDVDF metoda za idealne IRAS (levo) i neidealne NIRAS (desno) reference za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-I i RCE-II i $N_{sim} = 2000$ , kada je $L_{max} = 5$ (puna linija) i $L_{max} = 10$ (isprekidana linija), u slučaju SDS scenarija.	131
Sl.4.19 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF i DaF metoda za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i $N_{sim} = 4000$ , u slučaju SDS scenarija, kada je $L_{max} = 5$ uz primenu IRAS (levo) ili NIRAS (desno).	132
Sl.4.20 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i $N_{sim} = 500$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS, kada je $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno).	133
Sl.4.21 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i $N_{sim} = 2000$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS, kada je $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno).	133
Sl.4.22 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I i $N_{sim} = 500$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS, kada je $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno).	133
Sl.4.23 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I i $N_{sim} = 2000$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS, kada je $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno).	134

Sl.4.24 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#4 kanal sa RCE-I i $N_{sim} = 500$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS, kada je $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno).....	134
Sl.4.25 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#4 kanal sa RCE-I i $N_{sim} = 2000$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS, kada je $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno). .....	134
Sl.4.26 - Poređenje AMC performansi HDF i DaF metoda za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II, pri primeni NIRAS i SGS scenario sa $SNR_g \in \{5dB, 15dB\}$ i $N_{sim} = 500$ , za $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno). .....	138
Sl.4.27 - Poređenje AMC performansi HDF i DaF metoda za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II, pri primeni NIRAS i SGS scenario sa $SNR_g \in \{5dB, 15dB\}$ , $N_{sim} = 2000$ , za $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno). .....	138
Sl.4.28 - Poređenje AMC performansi HDF i DaF metoda za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II, pri primeni NIRAS i SGS scenario sa $SNR_g \in \{5dB, 15dB\}$ , $N_{sim} = 4000$ , za $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno). .....	139
Sl.4.29 - Poređenje AMC performansi HDF i DaF metoda za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I, pri primeni NIRAS i SGS scenario sa $SNR_g = 15dB$ i $N_{sim} = 500$ , za $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno). .....	139
Sl.4.30 - Poređenje AMC performansi HDF i DaF metoda za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I, pri primeni NIRAS i SGS scenario sa $SNR_g = 15dB$ i $N_{sim} = 2000$ , za $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno). .....	139
Sl.4.31 - Poređenje AMC performansi HDF i DaF metoda za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I, pri primeni NIRAS i SGS scenario sa $SNR_g = 15dB$ i $N_{sim} = 4000$ , za $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno). .....	140
Sl.4.32 - Poređenje AMC performansi HDF i DaF metoda za TDF-CHM#3 kanal sa RCE-I, pri primeni NIRAS i SGS scenario sa $SNR_g = 15dB$ i $N_{sim} = 500$ , za $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno). .....	140
Sl.4.33 - Poređenje AMC performansi HDF i DaF metoda za TDF-CHM#3 kanal sa RCE-I, pri primeni NIRAS i SGS scenario sa $SNR_g = 15dB$ i $N_{sim} = 2000$ , za $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno). .....	140
Sl.4.34 - Poređenje AMC performansi HDF i DaF metoda za TDF-CHM#3 kanal sa RCE-I, pri primeni NIRAS i SGS scenario sa $SNR_g = 15dB$ i $N_{sim} = 4000$ , za $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno). .....	141
Sl.4.35 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za FF-CHM#1 kanal u slučaju SDS scenarija i primenu IRAS (levo) ili NIRAS (desno), za dužinu uzorka $N_{sim} = 500$ . .....	143
Sl.4.36 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za FF-CHM#2 kanal u slučaju SDS scenarija i primenu IRAS (levo) ili NIRAS (desno), za dužinu uzorka $N_{sim} = 500$ . .....	143
Sl.4.37 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za FF-CHM#7 kanal u slučaju SDS scenarija i primenu IRAS (levo) ili NIRAS (desno), za dužinu uzorka $N_{sim} = 500$ . .....	143
Sl.4.38 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF Očmetoda za FF-CHM#8 kanal u slučaju SDS scenarija i primenu IRAS (levo) ili NIRAS (desno), za dužinu uzorka $N_{sim} = 500$ . .....	144
Sl.4.39 - AMC performanse za klasu HDF/SDVDF metoda za FF-CHM#7 kanal, pri primeni IRAS (levo) i NIRAS (desno) u SGS scenariju sa $SNR_g \in \{5dB, 15dB\}$ , za dužinu uzorka $N_{sim} = 500$ . .....	145
Sl.4.40 - AMC performanse za klasu HDF/SDVDF metoda za FF-CHM#8 kanal, pri primeni IRAS (levo) i NIRAS (desno) u SGS scenariju sa $SNR_g \in \{5dB, 15dB\}$ , za dužinu uzorka $N_{sim} = 500$ . .....	145
Sl.4.41 – Grafički prikaz postupka združenog procesa korekcije procene kumulanta (JCEC), za slučaj prenosa QPSK signala i kooperativne mreže sa $N_{sen} = 5$ senzora. ....	147
Sl.4.42 – Prikaz primene JCEC pri prenosu BPSK signala u slučaju SDS scenarija za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i $N_{sim} = 500$ (crvena) i $N_{sim} = 2000$ (plava), kada je $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno). .....	151
Sl.4.43 – Prikaz primene JCEC pri prenosu 16QAM signala u slučaju SDS scenarija za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i $N_{sim} = 500$ (crvena) i $N_{sim} = 2000$ (plava), za $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno). .....	151
Sl.4.44 – Prikaz primene JCEC pri prenosu 64QAM signala u slučaju SDS scenarija za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i $N_{sim} = 500$ (crvena) i $N_{sim} = 2000$ (plava), za $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno). .....	151
Sl.4.45 – Prikaz primene JCEC pri prenosu BPSK signala u slučaju SDS scenarija za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I za $N_{sim} = 500$ (crvena) i $N_{sim} = 2000$ (plava), kada je $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno). .....	152
Sl.4.46 – Prikaz primene JCEC pri prenosu 64QAM signala u slučaju SDS scenarija za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I za $N_{sim} = 500$ (crvena) i $N_{sim} = 2000$ (plava), za $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno). .....	152
Sl.4.47 – Poređenje AMC performansi pri primeni metoda fuzije sa JCEC za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i $N_{sim} = 500$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS, kada je $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno). NAPOMENA: Slučaj bez primene JCEC označen je sa (●), a sa primenom JCEC sa (□). .....	153
Sl.4.48 – Poređenje AMC performansi pri primeni metoda fuzije sa JCEC za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i $N_{sim} = 2000$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS, kada je $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno). NAPOMENA: Slučaj bez primene JCEC označen je sa (●), a sa primenom JCEC sa (□). .....	153
Sl.4.49 – Poređenje AMC performansi pri primeni metoda fuzije sa JCEC za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i $N_{sim} = 4000$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS, kada je $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno). NAPOMENA: Slučaj bez primene JCEC označen je sa (●), a sa primenom JCEC sa (□). .....	154

Sl.4.50 – Poređenje AMC performansi pri primeni metoda fuzije sa JCEC za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I i $N_{sim} = 500$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS, kada je $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno). NAPOMENA: Slučaj bez primene JCEC označen je sa (○), a sa primenom JCEC sa (□).	155
Sl.4.51 – Poređenje AMC performansi pri primeni metoda fuzije sa JCEC za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I i $N_{sim} = 2000$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS, kada je $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno). NAPOMENA: Slučaj bez primene JCEC označen je sa (○), a sa primenom JCEC sa (□).	156
Sl.4.52 – Poređenje AMC performansi pri primeni metoda fuzije sa JCEC za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i $N_{sim} = 500$ , u slučaju SGS scenarija i NIRAS, kada je $L_{max} = 5$ (gore) i $L_{max} = 10$ (dole). NAPOMENA: Slučaj bez primene JCEC označen je sa (●), a sa primenom JCEC sa (○).	158
Sl.4.53 – Poređenje AMC performansi pri primeni metoda fuzije sa JCEC za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i $N_{sim} = 2000$ , u slučaju SGS scenarija i NIRAS, kada je $L_{max} = 5$ (gore) i $L_{max} = 10$ (dole). NAPOMENA: Slučaj bez primene JCEC označen je sa (●), a sa primenom JCEC sa (○).	159
Sl.4.54 – Poređenje AMC performansi pri primeni metoda fuzije sa JCEC za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i $N_{sim} = 4000$ , u slučaju SGS scenarija i NIRAS, kada je $L_{max} = 5$ (gore) i $L_{max} = 10$ (dole). NAPOMENA: Slučaj bez primene JCEC označen je sa (●), a sa primenom JCEC sa (○).	160
Sl.4.55 – Poređenje AMC performansi pri primeni metoda fuzije sa JCEC za FF-CHM#1 (levo) i FF-CHM#2 (desno) kanale sa $N_{sim} = 500$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS.	161
Sl.4.56 – Poređenje AMC performansi pri primeni metoda fuzije sa JCEC za FF-CHM#7 (levo) i FF-CHM#7 (desno) kanale sa $N_{sim} = 500$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS.	161
Sl.5.1 – Model sistema rešenja za kooperativnu AMC sa primenom HyTSF.	165
Sl.5.2 – Uporedni prikaz AMC performansi za CF (crna) i HyTSF realizovane kao ACF+XF (roze), XFinC+SLCHDF (plava) i XFinC+OHDF (crvena), za TDF-CHM#1 kanal, CSSiC scenario, i vrednost $N_{sim} = 500$ , kada je $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno).	170
Sl.5.3 – Uporedni prikaz AMC performansi za CF (crna) i HyTSF realizovane kao ACF+XF (roze), XFinC+SLCHDF (plava) i XFinC+OHDF (crvena), za TDF-CHM#1 kanal, CSSiC scenario, kada je $L_{max} = 10$ , za $N_{sim} = 2000$ (levo) i $N_{sim} = 4000$ (desno).	170
Sl.5.4 – Uporedni prikaz AMC performansi za CF (crna) i HyTSF realizovane kao ACF+XF (roze), XFinC+SLCHDF (plava) i XFinC+OHDF (crvena), za TDF-CHM#2 kanal, CSSiC scenario, kada je $L_{max} = 10$ , za $N_{sim} = 2000$ (levo) i $N_{sim} = 4000$ (desno).	170
Sl.5.5 – Uporedni prikaz AMC performansi za CF (crna) i HyTSF realizovane kao ACF+XF (roze), XFinC+SLCHDF (plava) i XFinC+OHDF (crvena), za TDF-CHM#1 kanal, WDSiC scenario, kada je $L_{max} = 5$ , za $N_{sim} = 500$ (levo) i $N_{sim} = 2000$ (desno).	172
Sl.5.6 – Uporedni prikaz AMC performansi za CF (crna) i HyTSF realizovane kao ACF+XF (roze), XFinC+SLCHDF (plava) i XFinC+OHDF (crvena), za TDF-CHM#2 kanal, WDSiC scenario, i vrednost $N_{sim} = 500$ , kada je $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno).	172
Sl.5.7 – Uporedni prikaz AMC performansi za CF (crna) i HyTSF realizovane kao ACF+XF (roze), XFinC+SLCHDF (plava) i XFinC+OHDF (crvena), za TDF-CHM#2 kanal, WDSiC scenario, i vrednost $N_{sim} = 2000$ , kada je $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno).	173
Sl.5.8 – Uporedni prikaz AMC performansi za CF (crna) i HyTSF realizovane kao ACF+XF (roze), XFinC+SLCHDF (plava) i XFinC+OHDF (crvena), za TDF-CHM#2 kanal, WDSiC scenario, i vrednost $N_{sim} = 4000$ , kada je $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno).	173
Sl.5.9 – Uporedni prikaz AMC performansi za CF (crna) i HyTSF realizovane kao ACF+XF (roze), XFinC+SLCHDF (plava) i XFinC+OHDF (crvena), za TDF-CHM#1 kanal, CSC scenario, i vrednost $N_{sim} = 500$ , kada je $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno).	175
Sl.5.10 – Uporedni prikaz AMC performansi za CF (crna) i HyTSF realizovane kao ACF+XF (roze), XFinC+SLCHDF (plava) i XFinC+OHDF (crvena), za TDF-CHM#1 kanal, CSC scenario, kada je $L_{max} = 10$ , za $N_{sim} = 2000$ (levo) i $N_{sim} = 4000$ (desno).	175
Sl.5.11 – Uporedni prikaz AMC performansi za CF (crna) i HyTSF realizovane kao ACF+XF (roze), XFinC+SLCHDF (plava) i XFinC+OHDF (crvena), za TDF-CHM#2 kanal, CSC scenario, kada je $L_{max} = 10$ , za $N_{sim} = 2000$ (levo) i $N_{sim} = 4000$ (desno).	176
Sl.6.1 – Prikaz rezultata primene postupka segmentacije sa ADaF (○) i JDF (*) za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i za $L_{max} = 10$ , uz primenu IRAS (levo) i NIRAS (desno) referentnih vrednosti.	182
Sl.6.2 – Prikaz rezultata primene postupka segmentacije sa ADaF (levo) i JDF (desno) za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-I, kada je $L_{max} = 10$ , za IRAS (○) i NIRAS (□) referentne vrednosti.	182
Sl.6.3 – Prikaz rezultata primene postupka segmentacije sa ADaF (levo) i JDF (desno) za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I, kada je $L_{max} = 5$ , za IRAS (●) i NIRAS (□) referentne vrednosti.	184
Sl.6.4 – Prikaz rezultata primene postupka segmentacije sa ADaF (levo) i JDF (desno) za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I, kada je $L_{max} = 10$ , za IRAS (●) i NIRAS (□) referentne vrednosti.	184

Sl.6.5 – Prikaz rezultata primene postupka segmentacije sa ADaF (levo) i JDF (desno) za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-II, kada je $L_{max} = 10$ , za IRAS (●) i NIRAS (□) referentne vrednosti.....	184
Sl.6.6 – Prikaz rezultata primene postupka segmentacije sa MDHDF (*), w-SJDF (○) i w-NADaF (∇) metodima za FF-CHM#1 kanal i NIRAS scenario, odnosno neusklađene referentne vrednosti.....	186
Sl.6.7 – Prikaz rezultata primene postupka segmentacije sa MDHDF (*), w-SJDF (○) i w-NADaF (∇) metoda za FF-CHM#7 kanal i NIRAS scenario, odnosno neusklađene referentne vrednosti.....	186
Sl.6.8 – Prikaz rezultata primene postupka segmentacije sa MDHDF (*), w-SJDF (○) i w-NADaF (∇) metoda za FF-CHM#8 kanal i NIRAS scenario, odnosno neusklađene referentne vrednosti.....	187
Sl.6.9 – Prikaz rezultata primene postupka višestrukih uzastopnih opservacija i primenom ADaF ili JDF metoda za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II za NIRAS, za slučaj $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno).....	189
Sl.6.10 – Prikaz rezultata primene postupka višestrukih uzastopnih opservacija i primenom ADaF(*)i JDF (○) za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I za NIRAS, za slučaj $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno).....	190
Sl.6.11 – Prikaz rezultata primene postupka višestrukih uzastopnih opservacija i primenom MDHDF i SJDF/w-SJDF za FF-CHM#1 kanal za slučaj NIRAS.....	190
Sl.6.12 – Prikaz rezultata primene postupka višestrukih uzastopnih opservacija i primenom MDHDF i SJDF/w-SJDF za FF-CHM#7 kanal za slučaj NIRAS.....	191
Sl.6.13 – Prikaz rezultata primene postupka višestrukih uzastopnih opservacija i primenom MDHDF i SJDF/w-SJDF za FF-CHM#8 kanal za slučaj NIRAS.....	191
Sl.B1.1 - Zavisnost $P_{CC,avg}$ od $N_{sen}$ za klase HDF (gore levo), ADaF (gore desno) i JDF/SDVDF (dole) metoda za TDF-CHM#2 kanal sa PCE u slučaju SDS scenarija, za $N_{sim} = 500$ i $N_{sim} = 2000$ , kada je $L_{max} = 5$ (puna linija) i $L_{max} = 10$ (isprekidana linija).....	217
Sl.B1.2 – Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#2 kanal sa PCE u slučaju SDS scenarija, za $N_{sim} = 500$ (levo) i $N_{sim} = 2000$ (desno), kada je $L_{max} = 5$ .....	217
Sl.B1.3 – Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#2 kanal sa PCE u slučaju SDS scenarija, za $N_{sim} = 500$ (levo) i $N_{sim} = 2000$ (desno), kada je $L_{max} = 10$ .....	218
Sl.B1.4 – Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#4 kanal sa PCE u slučaju SDS scenarija, za $N_{sim} = 500$ (levo) i $N_{sim} = 2000$ (desno), kada je $L_{max} = 5$ .....	218
Sl.B1.5 – Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#4 kanal sa PCE u slučaju SDS scenarija, za $N_{sim} = 500$ (levo) i $N_{sim} = 2000$ (desno), kada je $L_{max} = 10$ .....	218
Sl.B1.6 – Poređenje AMC performansi rešenja za kooperativnu AMC pri primeni HDF i DaF metoda za TDF-CHM#2 kanal sa PCE, za $N_{sim} = 500$ (levo) i $N_{sim} = 2000$ (desno), kada je $L_{max} = 5$ , u slučaju SGS scenarija sa $SNR_g \in \{5dB, 15dB\}$ .....	219
Sl.B1.7 – Poređenje AMC performansi rešenja za kooperativnu AMC pri primeni HDF i DaF metoda za TDF-CHM#2 kanal sa PCE, za $N_{sim} = 500$ (levo) i $N_{sim} = 2000$ (desno), kada je $L_{max} = 10$ , u slučaju SGS scenarija sa $SNR_g \in \{5dB, 15dB\}$ .....	219
Sl.B1.8 – Poređenje AMC performansi rešenja za kooperativnu AMC pri primeni HDF i DaF metoda za TDF-CHM#3 kanal sa PCE, za $N_{sim} = 500$ (levo) i $N_{sim} = 2000$ (desno), kada je $L_{max} = 5$ , u slučaju SGS scenarija sa $SNR_g \in \{5dB, 15dB\}$ .....	219
Sl.B1.9 – Poređenje AMC performansi rešenja za kooperativnu AMC pri primeni HDF i DaF metoda za TDF-CHM#3 kanal sa PCE, za $N_{sim} = 500$ (levo) i $N_{sim} = 2000$ (desno), kada je $L_{max} = 10$ , u slučaju SGS scenarija sa $SNR_g \in \{5dB, 15dB\}$ .....	220
Sl.B2.1 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i $N_{sim} = 500$ , u slučaju SDS scenarija i IRAS, kada je $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno).....	220
Sl.B2.2 - Zavisnost $P_{CC,avg}$ od broja senzora za klasu HDF metoda za idealne IRAS (levo) i neidealne NIRAS (desno) reference za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I i RCE-II u slučaju SDS scenarija i $N_{sim} = 2000$ , kada je $L_{max} = 5$ (puna linija) i $L_{max} = 10$ (isprekidana linija).....	220
Sl.B2.3 - Zavisnost $P_{CC,avg}$ od broja senzora za klasu ADaF metoda za idealne IRAS (levo) i neidealne NIRAS (desno) reference za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I i RCE-II u slučaju SDS scenarija i $N_{sim} = 2000$ , kada je $L_{max} = 5$ (puna linija) i $L_{max} = 10$ (isprekidana linija).....	221
Sl.B2.4 - Zavisnost $P_{CC,avg}$ od broja senzora za klasu JDF/SDVDF metoda za idealne IRAS (levo) i neidealne NIRAS (desno) reference za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I i RCE-II u slučaju SDS scenarija i $N_{sim} = 2000$ , kada je $L_{max} = 5$ (puna linija) i $L_{max} = 10$ (isprekidana linija).....	221
Sl.B2.5 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I i $N_{sim} = 4000$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS, kada je $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno).....	221
Sl.B2.6 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#4 kanal sa RCE-I i $N_{sim} = 4000$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS, kada je $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno).....	222



Sl.B3.1 - Zavisnost $P_{CC,avg}$ od broja senzora za klasu HDF metoda za idealne IRAS (levo) i neidealne NIRAS (desno) reference za FF-CHM#7 kanal u slučaju SDS scenarija, za dužine uzorka $N_{sim} = 500$ (○), $N_{sim} = 1000$ (□), $N_{sim} = 2000$ (◇), i $N_{sim} = 4000$ (∇). .....	222
Sl.B3.2 - Zavisnost $P_{CC,avg}$ od broja senzora za klasu ADaF metoda za idealne IRAS (levo) i neidealne NIRAS (desno) reference za FF-CHM#7 kanal u slučaju SDS scenarija, za posmatrane dužine uzorka $N_{sim} = 500$ (○), $N_{sim} = 1000$ (□), $N_{sim} = 2000$ (◇) i $N_{sim} = 4000$ (∇). .....	222
Sl.B3.3 - Zavisnost $P_{CC,avg}$ od broja senzora za klasu JDF metoda za idealne IRAS (levo) i neidealne NIRAS (desno) reference za FF-CHM#7 kanal u slučaju SDS scenarija, za dužine uzorka $N_{sim} = 500$ (○), $N_{sim} = 1000$ (□), $N_{sim} = 2000$ (◇), i $N_{sim} = 4000$ (∇). .....	223
Sl.B3.4 - AMC performanse za klase JDF/ADaF/SDVDF metoda za FF-CHM#7 kanal, pri primeni IRAS (levo) i NIRAS (desno) u SGS scenariju sa $SNR_g \in \{5dB, 10dB, 15dB\}$ , za dužinu uzorka $N_{sim} = 500$ . .....	223
Sl.B3.5 - AMC performanse za klase JDF/ADaF/SDVDF metoda za FF-CHM#8 kanal, pri primeni IRAS (levo) i NIRAS (desno) u SGS scenariju sa $SNR_g \in \{5dB, 10dB, 15dB\}$ , za dužinu uzorka $N_{sim} = 500$ . .....	223
Sl.B4.1 – Prikaz primene JCEC pri prenosu 16QAM signala u slučaju SDS scenarija za TDF-CHM#3 kanal sa RCE-I za $N_{sim} = 500$ (crvena) i $N_{sim} = 2000$ (plava), za $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno). .....	224
Sl.B4.2 – Prikaz primene JCEC pri prenosu QPSK signala u slučaju SDS scenarija za TDF-CHM#3 kanal sa RCE-I za $N_{sim} = 500$ (crvena) i $N_{sim} = 2000$ (plava), za $L_{max} = 5$ (levo) i $L_{max} = 10$ (desno). .....	224

## LISTA TABELA

Tab.3.1 - Teorijske vrednosti normalizovanih kumulanata četvrtog reda za posmatrani skup MPSK i MQAM modulacionih postupaka .....	34
Tab.3.2 - Opis modela MPF kanala sa frekvencijski-selektivnim fedingom, tj. kanala sa TDF.....	38
Tab.3.3 - Osnovni parametri modela MPF kanala sa ravnim fedingom.....	39
Tab.4.1 – Poređenje performansi metoda fuzije za različite dužine uzorka i propagaciona okruženja u slučaju TDF-CHM#1 modela sa PCE i SDS scenarija rada.....	124
Tab.4.2 – Poređenje performansi metoda fuzije za različite dužine uzorka i propagaciona okruženja u slučaju TDF-CHM#2 modela sa PCE i SDS scenarija rada.....	124
Tab.4.3 – Poređenje performansi metoda fuzije za različite dužine uzorka i propagaciona okruženja u slučaju TDF-CHM#3/TDF-CHM#4 modela sa PCE i SDS scenarija rada.....	125
Tab.4.4 – Poređenje performansi metoda fuzije za različite dužine uzorka i propagaciona okruženja u slučaju TDF-CHM#1 modela sa RCE-II i SDS scenarija rada.....	136
Tab.4.5 – Poređenje performansi metoda fuzije za različite dužine uzorka i propagaciona okruženja u slučaju TDF-CHM#2 modela sa RCE-I i SDS scenarija rada.....	136
Tab.4.6 – Poređenje performansi metoda fuzije za različite dužine uzorka i propagaciona okruženja u slučaju TDF-CHM#3/TDF-CHM#4 modela sa RCE-I i SDS scenarija rada.....	136
Tab.4.7 – Poređenje performansi metoda fuzije za različite dužine uzorka i propagaciona okruženja u slučaju TDF-CHM#1 modela sa RCE-II i SDS scenarija rada, sa i bez primene JCEC.....	154
Tab.4.8 – Poređenje performansi metoda fuzije za različite dužine uzorka i propagaciona okruženja u slučaju TDF-CHM#1 modela sa RCE-II i SDS scenarija rada, sa i bez primene JCEC .....	157

## 1. UVOD

Automatska klasifikacija radio signala po tipu modulacije (*Automatic Modulation Classification*, AMC) predstavlja specifičan i vrlo aktuelan problem u oblasti bežičnih telekomunikacija. AMC se može definisati kao skup postupaka kojima se određuje tip modulacije za presretnuti radio signal koji je emitovan od strane neidentifikovanog (nepoznatog) predajnika. Pri svojoj primeni AMC predstavlja neophodan korak između detekcije prisustva i demodulacije presretnutog signala. Osim toga, AMC je prirodan i veoma bitan segment procesa identifikacije radio signala, usled čega je zastupljena u komercijalnim i funkcionalnim sistemima namenjenim za kontrolu i nadgledanje radio-frekvencijskog (RF) spektra. U praktičnoj primeni AMC se generalno izvodi u potpuno nekooperativnom okruženju, odnosno predajnik čiji se signal analizira ni na koji način ne pomaže u procesu klasifikacije niti su njegove karakteristike *a priori* poznate.

U funkcionalnim telekomunikacionim sistemima se AMC tradicionalno primenjuje u sistemima elektronskog izviđanja i elektronskog rata, sistemima za nadgledanje radio komunikacija, kao i u procesu analize komunikacionih pretnji. Pri tome, osnovni zadaci savremenih sistema za elektronsko izviđanje obuhvataju detekciju, identifikaciju i demodulaciju presretnutog signala uz lokalizaciju predajnika. Isto tako, određivanje tipa modulacije radio signala jedan je od obaveznih zadataka u sklopu modernih COMINT (*Communication Intelligence*) sistema, i primenjuje se u okviru detekcije tipa i uloge nepoznatog predajnika, izbora optimalnog postupka ometanja, kao i za potrebe uspešne demodulacije signala u cilju ekstrakcije informacionog sadržaja signala. Ekvivalentni zahtevi postoje i u slučaju primene AMC u okviru funkcionalnih sistema za kontrolu i nadgledanje RF spektra. Ovi sistemi prvenstveno su namenjeni kontroli korišćenja RF spektra i obezbeđivanju podrške za obavljanje poslova detekcije i otklanjanja štetnih smetnji, a koji predstavljaju osnovne zadatke državnih regulatornih tela u oblasti radio-komunikacija.

U komercijalnim telekomunikacionim sistemima tradicionalna primena AMC sreće se u sklopu procesa potvrde postojanja radio signala, nadgledanja radio komunikacija i identifikacije interferencije, odnosno u sklopu dinamičkog upravljanja RF spektrom.

Definisanje i veoma brzi razvoj koncepta softverski definisanog radija (*Software Defined Radio*, SDR), [1], odnosno koncepta kognitivnog radija (*Cognitive Radio*, CR), [2-3], stvorio je nove izuzetno značajne oblasti primene AMC, [4]. Dodatno, dinamičan razvoj i početak primene bežičnih senzorskih mreža (*Wireless Sensor Networks*, WSN), stvorili su veoma bitne dodatne mogućnosti u oblasti primene AMC, [5-7].

Postupak adaptivne modulacije (*Adaptive Modulation*, ADM), u okviru koga se prenos radio signala prilagođava promenljivim uslovima okruženja i karakteristika radio kanala, kao i potrebama samog komunikacionog procesa, može se ostvariti direktnim prenosom kontrolnih informacija koje su neophodne za potrebe rekonfiguracije sistema korišćenjem komunikacionog linka. Ipak, usled ovakvog načina rada angažuje se deo komunikacionog kapaciteta radio veze, dok se u proces rekonfiguracije (prilagođavanja) prenosa unosi značajno kašnjenje. Ovakav scenario izbegava se primenom inteligentnog (kognitivnog) prijemnika koji na prijemu autonomno prepoznaje sve potrebne parametre signala, a na predaji estimira stanje kanala i u skladu sa tim prilagođava način predaje. Na opisani način značajno se povećava efikasnost prenosa, kao i energetska efikasnost, i maksimizira kapacitet kanala, [4, 8-9]. Primena AMC predstavlja jedan od bazičnih postupaka pri razvoju ovakvih inteligentnih sistema, sa ulogom da omogući da se na prijemu, bez informacija dobijenih preko kontrolnih protokola, odredi tip modulacije primljenog signala i izvrši demodulacija, [4, 10-11]. Osim toga, eventualnom primenom AMC na oba kraja dvosmerne veze, omogućava se identifikacija eventualnih izvora interferencije, kao i pravilan izbor demodulatora i radio kanala, [12]. U daljem razvoju koncepta CR, primena AMC se razmatra za potrebe identifikacije radio signala u cilju mogućeg unapređenja procesa dinamičkog pristupa spektru (*Dynamic Spectrum Access*, DySA) ili dinamičke alokacije spektra (*Dynamic Spectrum Allocation*, DySAL), kao i u okviru postupka distribuiranog ‘oslušivanja’ spektra (*Distributed Spectrum Sensing*, DSpS) u kognitivnim radio mrežama (*Cognitive Radio Networks*, CRN), [9, 13].

Pojava navedenih novih oblasti primene AMC istovremeno dovodi do postavljanja novih zadataka, ali i sve složenijih uslova pri rešavanju AMC problema. Primena *multi-hop* modela komunikacije u okviru CRN, WSN i *ad-hoc* bežičnih telekomunikacionih

mreža (*Ad-Hoc Wireless Communication Networks*, AHWCN) u kojem se radio prenos obavlja sa malim dometima veze u jednom *hop*-u, kao i dostignuti nivo optimizacije procesa prenosa u smislu spektralne i energetske efikasnosti, uslovljava to da se AMC mora uspešno obavljati i pri prijemu radio signala veoma male snage, odnosno sa malim vrednostima odnosa srednje snage signala i šuma (*Signal-to-Noise Ratio*, SNR). U ovim uslovima dolazi do porasta uticaja interferirajućih signala kao i fedinga usled višestruke propagacije signala (*Multipath Fading*, MPF), što izaziva negativan uticaj na mogućnost uspešnog obavljanja AMC postupka usled obrade izrazito ‘oštećenih’ radio signala.

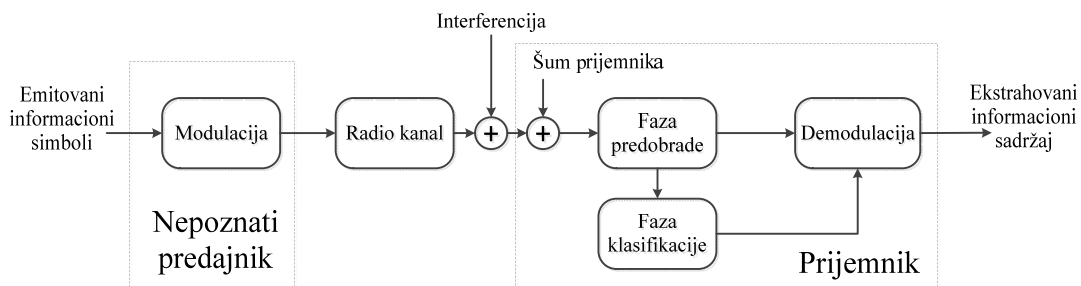
Treba imati u vidu, da uvođenje navedenih savremenih komunikacionih koncepata, i sa njima povezanih sistema, ne utiče samo na primenu AMC u okviru ovih sistema. Usled pojave CRN, WSN i AHWCN, kao i drugih modernih bežičnih komunikacionih sistema koje odlikuju mali dometi i mala vrednost srednje snage na predaji, pred sisteme za kontrolu i nadgledanje RF spektra, kako funkcionalnog tako i komercijalnog tipa, postavlja se zahtev značajnog unapređenja postupaka obrade signala. Ova unapređenja treba da omoguće detekciju i dalju obradu signala koji potiču iz pomenutih sistema. Iz navedenog razloga, svedoci smo promene koncepta sistema za kontrolu, nadgledanje i upravljanje RF spektrom i sistema za nadgledanje radio-komunikacija, a koja se odvija u pravcu razvoja i primene velikog broja relativno jednostavnih RF senzora, [14], kao dopune ili zamene za klasične kontrolno-merne stanice ili stanice za elektronsko izviđanje. Usled evidentnog i stalnog porasta brzina prenosa u savremenim bežičnim telekomunikacionim sistemima, pri razvoju rešenja za AMC mora se voditi računa i o tome da se povećava verovatnoća pojave frekvencijski-selektivnog fedinga (*Frequency-Selective Fading*, FSF) pri prenosu signala preko radio kanala sa MPF.

Konačno, kao budući problemi i izazovi koji se javljaju u oblasti AMC mogu se navesti problem disikriminacije OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) signala i klasičnih signala sa jednim nociocem, [15-17], kao i problem diskriminacije signala za različite modove (standarde) prenosa koji se koriste u savremenim bežičnim telekomunikacionim sistemima.

## **1.1 KLASIČNA AMC REŠENJA**

U većini prethodno navedenih primena AMC zapravo se posmatra radio prijemnik koji poseduje mogućnost obavljanja AMC funkcije, a čiji je uprošćena blok šema data

na Sl.1.1. Pri tome, AMC postupak generalno obuhvata dve faze: fazu predobrade i fazu klasifikacije. Faza predobrade je od suštinskog značaja za uspešnost AMC. U okviru ove faze obavlja se identifikacija radio kanala, potiskivanje uticaja šuma i interferencije, *blind* ekvalizacija kanala, kao i procena potrebnih parametara signala (učestanost i faza nosioca, srednja snaga, brzina signaliziranja, kašnjenje i sinhronizacija, i sl.). Pri tome, u zavisnosti od primenjenog AMC postupka u fazi klasifikacije, postavljaju se različiti zahtevi u pogledu tačnosti procene parametara, [18- 20].



Sl.1.1 – Uprošćena blok šema prijemnika sa podržanom AMC funkcijom, [18].

Praktičnu primenu AMC karakteriše potpuno nekooperativno okruženje, usled čega je neophodno izvršiti nezavisnu procenu potrebnih parametara signala, i to isključivo na osnovu obrade odbiraka prikupljenih tokom opservacije samog signala. Pri tome, radio signal na ulazu u prijemnik najčešće je drastično izobličen usled uticaja šuma, MPF i eventualne interferencije. Rezultati svih istraživanja u oblasti AMC ukazuju na to da pri prijemu signala ostvarenim posredstvom samo jednog prijemnika (senzora) u slučaju radio kanala sa MPF (u daljem tekstu MPF kanala) uspešnost klasifikacije drastično opada. U slučaju pojave frekvencijski-selektivnog fedinga nastaju dodatni problemi pri primeni AMC usled intesimbolske interferencije (ISI) koja nastaje kao posledica vremenske disperzije pri prenosu signal kroz MPF kanal, tj. pojave vremenski disperzivnog fedinga (*Time-Dispersive Fading*, TDF).

U dosadašnjem razvoju AMC postupaka predložen je veći broj rešenja za klasičnu AMC u kojima se za prijem koristi jedan senzor, [18-19, 21-22], a koji se mogu svrstati u dve osnovne klase: LB (*Likelihood Based*) i FB (*Feature Based*). LB postupci su zasnovani na primeni teorije statističkog testiranja hipoteza, najčešće putem primene kriterijuma maksimalne verodostojnosti (*Maximum-Likelihood*, ML) u formi LRT (*Likelihood-Ratio Test*), odnosno na osnovu poređenja teorijski izvedenih funkcija verodostojnosti (*Likelihood Functions*, LF). LB postupci postižu kvazi-optimalne AMC

performanse pod uslovima rada pretpostavljenim pri njihovom definisanju, [23-24]. Ipak, LB klasu postupaka karakteriše značajno pogoršanje AMC performansi usled neusklađenosti realnih sa statistički modelovanim greškama procene parametara signala, kao i usled uticaja neidealne estimacije parametara MPF kanala. Dodatno, u do sada predloženim LB postupcima nije razmatran slučaj MPF kanala sa FSF/TDF, osim u [25], dok su za MPF kanale sa ravnim fadingom (*Flat Fading*, FF) predložena određena rešenja ali uz značajno povećanje računске složenosti postupka klasifikacije, [24, 26-29]. U FB klasu spadaju AMC postupci koji su generalno zasnovani na konceptu odlučivanja u formi prepoznavanja oblika (*pattern recognition*). Klasifikacija radio signala u slučaju FB postupaka obavlja se na osnovu *ad-hoc* usvojenih statističkih parametara, kao i drugih parametara ili obeležja (*features*) signala u vremenskom i/ili frekvencijskom domenu. Do sada je predložen veoma veliki broj AMC postupaka ovog tipa. Za razliku od LB postupaka, najveći broj FB postupaka karakteriše jednostavna implementacija po cenu određenih gubitaka u smislu mogućih maksimalno ostvarivih AMC performansi, ali uz prednost u smislu znatno manje računске složenosti pri implementaciji i veće otpornosti na uticaj neidealnih uslova rada.

Proces analize i prikaza AMC performansi za većinu do sada predloženih AMC postupaka obavljan je uz pretpostavku idealizovanih uslova okruženja. Pri tome, pod idealizovanim uslovima najčešće se podrazumeva okruženje radio kanala bez MPF sa jedinom interferencijom u obliku aditivnog belog *Gauss*-ovog šuma (*Additive White Gaussian Noise*, AWGN) i/ili idealna estimacija svih parametara signala i karakteristika MPF kanala. Analizom rada za veći broj AMC postupaka pod neidealnim (realnim) uslovima, pokazano je da se kod najvećeg broja predloženih AMC postupaka javlja značajno pogoršanje AMC performansi, čak i prestanak rada, [19-20]. Uzroci ovakvog ponašanja kod FB postupaka su predefinisane vrednosti pragova odlučivanja ili drugih parametara obrade signala koji ne odgovaraju realnim uslovima. Uzrok drastičnog pogoršanja performansi za LB postupke u realnim uslovima rada je primena LF kojima uticaj navedenih efekata nije uzet u obzir, ili je to urađeno na neodgovarajući način.

Iz navedenih razloga, performanse većine do sada predloženih AMC postupka u slučaju praktične primene gotovo isključivo zavise od kvaliteta obrade signala u fazi pre samog postupka klasifikacije. Pod tim se prvenstveno misli na potiskivanje uticaja MPF kanala kroz primenu tehnika prijemnog diversitija, adaptivnih antenskih nizova, metoda

za *blind* estimaciju i ekvalizaciju MPF kanala i drugih tehnika. U tom smislu, u slučaju LB postupaka razmatrana su neka rešenja, [30-33], koje nažalost odlikuje izuzetno visoka složenost iterativnog postupka optimizacije pri realizaciji LRT. Dodatno, u slučaju mobilnih uređaja pomenute tehnika za potiskivanje uticaja MPF kanala, npr. prijemni diversiti i antenski nizovi, ne mogu se uvek primeniti ili su im performanse ograničene usled malih dimenzija uređaja. U mnogim primenama, npr. u okviru WSN, postoje i značajna ograničenja u pogledu procesorske snage i drugih hardverskih resursa koji se mogu angažovati za potrebe AMC, pogotovu usled toga što AMC u velikom broju primena ne predstavlja uvek i primarnu funkciju sistema.

U tom smislu, neophodno je tražiti druga rešenja pri realizaciji AMC. Jedno od rešenja je da se u okviru samog AMC postupka izvrši dodatno potiskivanje rezidualnog uticaja kanala i obrade signala, tj. interferencije, MPF, grešaka u estimaciji parametara signala, i neodgovarajućeg filtriranja signala na prijemu. Uticaj ovih efekata ne može se nikad potpuno eliminisati pre samog postupka klasifikacije, te stoga značajno umanjuju performanse svih rešenja za AMC. Jedan od načina rešavanja ovog problema već je naveden za slučaj LB postupaka, u smislu razvoja kompleksnih rešenja za potiskivanje uticaja MPF kanala putem iterativnih postupka procene parametara kanala. U slučaju FB postupaka, u ovom kontekstu najčešće su posmatrani AMC postupci sa primenom kumulanata više reda, prvobitno predloženih u [34]. Ovaj tip AMC poseduje inherentnu mogućnost da se u okviru samog postupka klasifikacije izvrši procena i potiskivanje rezidualnih uticaja kanala, uz neznatno povećanje računске složenosti, [25, 34-37]. Dodatno, primenu kumulanata višeg reda za potrebe AMC karakteriše niska računska složenost i visoka otpornost na greške estimacije parametara signala, kao i mogućnost istovremene klasifikacije većeg broja signala, [38-39]. Kao drugo moguće rešenje za postupke FB tipa koji poseduju određen nivo otpornosti na uticaj MPF, razmatrana je primena AMC na osnovu analize cikličnog spektra signala (*Cyclic Spectrum Analysis, CSA*), [9, 40-43]. Ipak, ova rešenja karakteriše izuzetno visoka računska složenost, što postavlja izuzetno visoke zahteve u pogledu karakteristika hardversko-softverske platforme za potrebe implementacije, posebno u pogledu snage procesora. Stoga, rešenja ovog tipa nisu uvek primenjiva, i prvenstveno se razmatraju u scenarijima u kojima se za potrebe detekcije prisustva signala ili postupaka ‘*osluškivanje spektra*’ (*Spectrum Sensing, SpS*) već obavlja estimacija i analiza cikličnog spektra signala.



## **1.2 POJAM KOPERATIVNE AMC KORIŠĆENJEM MREŽE SENZORA**

Osim toga što kreiraju novu oblast primene AMC, treba zapaziti da je za CRN i WSN inherentno postojanje većeg broja prostorno distribuiranih i umreženih senzora. Samim tim, ove mreže predstavljaju izuzetno pogodnu osnovu za razvoj distribuiranih postupaka detekcije i klasifikacije radio signala. Dodatno, razvoj modernih sistema za kontrolu i nadgledanje RF spektra usmeren je ka primeni mreža RF senzora u cilju detekcije, identifikacije, nadzora i lokalizaciju izvora radio emisija male snage.

Slični problemi koji postoje u samom procesu komunikacije u okviru WSN, CRN i AHWCN, kao i pri organizaciji rada na nivou mreže, do sada su uspešno rešavani putem kooperativnih tehnika komunikacije, [9, 44], u sklopu kooperativne lokalizacije, [45-46], i rešenja za kooperativno ‘*osluškivanje spektra*’ (*Cooperative Spectrum Sensing*, CSpS), [9, 47-48]. Stoga, može se očekivati da se kroz kooperativni rad prostorno distribuiranih senzora i u slučaju kooperativne AMC mogu ostvariti dobri rezultati.

Ovakva očekivanja potvrđena su rezultatima istraživanja sprovedenih u poslednjih nekoliko godina, kojima je pokazano da se korišćenjem mreže kooperativnih senzora može ostvariti značajno poboljšanje uspešnosti klasifikacije na nivou mreže u odnosu na onu ostvarenu klasičnim rešenjima za AMC primenjenim u pojedinačnim sensorima, [5-6, 8, 40, 49-52]. Pri tome, najveći dobici u smislu poboljšanja performansi klasifikacije ostvarena su upravo u uslovima propagacije preko MPF kanala. Predložena su rešenja za kooperativnu AMC zasnovana na konceptu kombinovanja (fuzije) odluka donesenih nezavisno u svakom od senzora, [6, 40, 49], kao i veoma složena rešenja zasnovana na primeni fuzije signala koja zahtevaju idealnu sinhronizaciju rada svih senzora i prenos kompletnih prikupljenih uzoraka signala ka centru u kome se obavlja fuzija, [50-51]. Alternativni koncept fuzije podataka predložen je u radovima koji čine sastavni deo istraživanja pri izradi ove disertacije, [52-54], dok je jedna jednostavnija forma primene ovog koncepta na bazi LB postupaka predložena u [8]. U većem broju predloženih rešenja za kooperativnu AMC kao osnova pri njihovom formulisanju razmatrana je primena AMC na osnovu kumulanata višeg reda, [5, 49-50, 52-54]. Osim toga, posmatrani su i AMC postupci LB tipa, [6, 8, 51], kao i oni zasnovani na primeni ciklične spektralne analize signala, [40]. Poslednja dva rešenja odlikuju se znatno većom računskom složnošću u odnosu na postupak AMC na osnovu kumulanata, kao i značajnim pogoršanjem performansi u slučaju neusklađenosti uslova pod kojima su

postupci razvijeni sa onima pod kojima se zaista obavlja njihova primena.

Za uspešnu primenu do sada predloženih rešenja za kooperativnu AMC neophodno je poznavanje određenih referentnih veličina. Npr. za potrebe fuzije odluka neophodno je poznavanje vrednosti srednjih verovatnoća tačne/netačne klasifikacije, tj. referentnih vrednosti datih u obliku matrica konfuzije, i to za specifične uslove propagacije (SNR i statističkih osobina MPF kanala) i obrade signala (dužina uzorka signala, metodi estimacije kanala). S obzirom na izrazito nekooperativnu prirodu primene AMC, a usled različitih i u osnovi nepoznatih uslova propagacije signala za različite senzore mreže, u realnom scenariju primene nije moguće koristiti potpuno tačne (odgovarajuće) već samo približne referentne vrednosti. Usled toga, dolazi do značajnog pogoršanja uspešnosti klasifikacije svih rešenja za kooperativnu AMC na bazi fuzije odluka u poređenju sa onim koje se ostvaruju za idealizovan scenario primene, [52-56]. Iz tog razloga, u okviru ove disertacije biće prikazani razvoj i predlog alternativnih koncepata fuzije AMC rezultata generisanih nezavisno u svakom od senzora mreže, a koji omogućavaju postizanje znatno boljih performansi u realnim scenarijima primene kooperativne AMC.

### **1.3 OSNOVNI CILJEVI I PREGLED SADRŽAJA DISERTACIJE**

U skladu sa prethodnim izlaganjem, predmet doktorske disertacije predstavlja dalji razvoj i definicija novih rešenja za kooperativnu AMC artikulisanih kroz predlog novih principa i metoda fuzije lokalnih AMC rezultata. Pri tome, osnovni cilj istraživanja je predlog rešenja za kooperativnu AMC koje osim boljih performansi u idealizovanim uslovima primene, u odnosu na već postojeća rešenja, omogućavaju zadovoljavajuću uspešnosti klasifikacije i u realnim uslovima primene. Prevažodni značaj ovih rešenja je da se omogući praktična i uspešna primena AMC u svim aktuelnim komercijalnim i funkcionalnim sistemima, bez postojećih ograničenja primene samo na specijalna radna okruženja. Pri tome, uspešna primena AMC u nekim od ciljnih sistema, istovremeno predstavlja i preduslov za značajno povećavanje kvaliteta i karakteristika samih sistema.

Kao što je navedeno, nezavisna analiza ranije predloženih rešenja za kooperativnu AMC na bazi fuzije odluka, a čiji je deo dat i u okviru ove disertacije, pokazala je da se većina ovih rešenja veoma loše ponaša u neidealizovanim uslovima primene. Pošto je teorijski osnov na kome se zasniva princip rada kooperativne AMC neupitan i potvrđen u drugim prethodno navedenim oblastima primene kooperativnih tehnika, zadatak pri

izradi disertacije sastojao se u tome da se odrede uzroci ovakvog ponašanja i formulišu nova rešenja koja su u stanju da prevaziđu data ograničenja. Pri tome, zapaža se da se u procesu donošenja nezavisnih ‘*tvrdih*’ odluka (*hard decision*) u pojedinačnim sensorima gubi značajan deo informacije o stvarnoj realizaciji slučajnog procesa koji odlikuje postupak estimacije parametara korišćenih za potrebe AMC. Pri tome, u ovoj disertaciji, a iz razloga delimično datih u ovom uvodu i koji će opširnije biti obrazloženi u drugom i četvrtom poglavlju disertacije, posmatrana je AMC na osnovu kumulanata četvrtog reda. Na osnovu skupa nekorelisanih procena vrednosti kumulanata, dobijenih u svakom od senzora mreže umesto ‘*tvrdih*’ odluka, pri donošenju konačne odluke putem metoda fuzije može se iskoristiti kompletna informacija o realizaciji posmatranog slučajnog procesa, i usled toga ostvariti povećanje uspešnosti klasifikacije. U disertaciji su stoga razmatrani novi koncepti za kooperativnu AMC na osnovu fuzije procena kumulanata i fuzije ‘*mekih*’ odluka (*soft decision*), u kojima se koristi ova kompletna informacija.

Celokupna analiza obavljena je putem statističkog modelovanja i analize procesa estimacije kumulanata višeg reda, uključujući metode za estimaciju parametara MPF kanala i statističkih modela MPF kanala. Pri tome, u okviru teorijske analize razvijeni su i analizirani postupci odlučivanja na osnovu primene ML kriterijuma za različita rešenja kooperativne AMC sa više senzora. Na osnovu ove analize, za svaki posmatrani slučaj definisan je niz tvrdnji čija je validnost potvrđena u okviru numeričke analize sprovedene primenom *Monte-Carlo* eksperimenata korišćenjem u za tu svrhu specijalno razvijenih računarskih simulacionih modela. Pri tome, u okviru numeričke analize modelovan je skup različitih idealizovanih i realnih scenarija u skladu sa mogućom primenom rešenja u CRN i WSN, ali su određeni parametri tako odabrani da dobijeni rezultati imaju opšti značaj. Pri tome, za razliku od većine prethodno sprovednih studija, a koje nisu uzimale u obzir nekooperativnost radnog okruženja pri primeni AMC, definisani su različiti scenariji sa stanovišta prostornog rasporeda i broja senzora, statističkih modela MPF kanala sa FF i FSF, propagacionog okruženje u pogledu vremenske disperzije za slučaj FSF, kao i parametara i modaliteta obrade, odnosno sprovođenja postupka klasifikacije u okviru rešenja za kooperativnu AMC.

Pri tome, izlaganje u okviru ove disertacije organizovano je na sledeći način:

- u drugom poglavlju dat je sažeti pregled postojećih rešenja za klasičnu AMC sa primenom jednog senzora. Pri tome, dat je osvrt na veći broj postojećih rešenja,

- pri čemu cilj nije bio detaljna analiza samih rešenja. Osnovni cilj izlaganja je uvid u trenutno stanje u oblasti AMC, uz navođenje nekih razloga za izbor AMC na osnovu kumulanata kao bazičnog rešenja u daljoj analizi kooperativne AMC;
- u trećem poglavlju dat je detaljan opis postupka AMC na osnovu kumulanta četvrtog reda, korišćenog kao osnove pri razvoju kooperativnih rešenja u okviru disertacije. Pri tome, putem opsežne numeričke analize procenjeni su uticaji različitih faktora propagacionog okruženja i obrade signala na kvalitet procene kumulanta, kao osnovnog parametra za procese klasifikacije i fuzije na nivou mreže. Pri tome, estimirane su referentne veličine koje se koriste u postojećim i ovde predloženim metodima fuzije sa primenom AMC na osnovu kumulanata;
  - četvrto poglavlje predstavlja osnovni deo disertacije. U njemu je najpre dat detaljan pregled trenutnog stanja istraživanja u oblasti kooperativne AMC. Definisan je usvojeni model sistema za potrebe kooperativne AMC uz primenu centralizovane fuzije, pri čemu je dat opis postojećih i predlog novih metoda fuzije. Nakon toga prikazani su rezultati izvedene numeričke analize, uz opis načina njenog izvođenja, uz komentare vezane za odnos ostvarenih i očekivanih rezultata. Potom je, a na osnovu rezultata navedene analize, formulisan dodatni predlog u cilju poboljšanja performansi posmatranih predloženih i postojećih rešenja fuzije. Predložen je jednostavan metod združene korekcije procena kumulanata, pri čemu je naknadnom numeričkom analizom potvrđeno da je primenom ovog rešenja moguće ostvariti određene dobitke za slučaj pojedinih tipova posmatranih MPF kanala sa frekvencijski-selektivnim fedingom (FSF);
  - u petom i šestom poglavlju, predloženi su novi oblici kooperativne AMC, a u cilju postizanja veće uspešnosti klasifikacije u slučaju MPF kanala za koje putem centralizovane fuzije, posmatrane u četvrtom poglavlju, nisu ostvareni dovoljno dobri rezultati (posebno u realnim scenarijima primene). Iz tog razloga, u petom poglavlju formulisan je model hibridne dvostepene fuzije, a u šestom poglavlju dat je predlog dva rešenja kojima se uspešnost klasifikacije unapređuje na nivou senzora mreže pre izvođenja centralizovane fuzije. Oba ova predložena rešenja verifikovana su kroz opsežnu numeričku analizu, uz analizu dobijenih rezultata;
  - u završnom sedmom poglavlju, data su zaključna razmatranja, a u preostalom delu disertacije dat je spisak literature, kao i niz dodataka i priloga.

## **2. PREGLED KLASIČNIH AMC REŠENJA SA PRIJEMOM SIGNALA KORIŠĆENJEM JEDNOG PRIJEMNIKA**

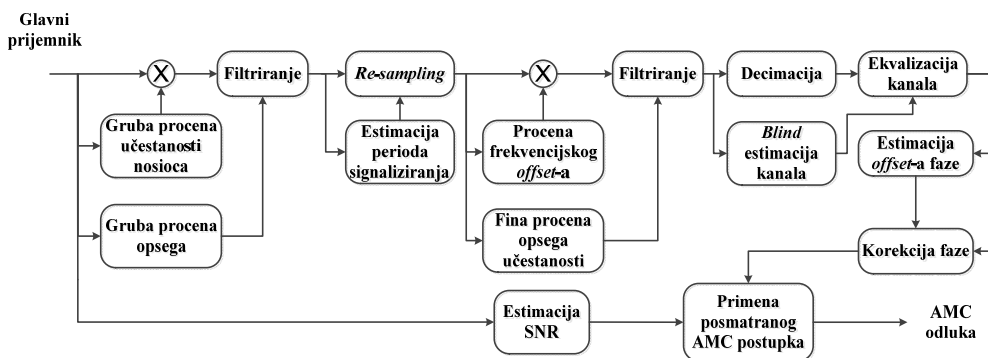
U ovom poglavlju dat je sažet pregled trenutnog stanja u oblasti klasičnih AMC rešenja sa prijemom signala putem jednog senzora (eventualno u formi prijemnika sa diversitetom ili prijemnika sa adaptivnim antenskim nizom). Pri tome, cilj prikaza datog u ovom pregledu nije detaljan opis i analiza pojedinih AMC postupaka, što bi zapravo bila tema na nivou posebne disertacije, već je osnovni cilju izlaganja ukazivanje na osnovne osobine i mogućnosti primene do sada predloženih AMC postupaka. Osim toga, biće navedeni i neki od razloga donošenja odluke da se AMC postupak na osnovu kumulanta izabere kao osnova za dalji razvoj rešenja za kooperativnu AMC na osnovu fuzije podataka, a koja su zapravo glavni predmet ove disertacije.

### **2.1 FAZA PREDOBRADE**

Kao što je dato na Sl.1.1, faza predobrade predstavlja prvu fazu obrade signala u okviru AMC. Početni zadaci faze predobrade su detekcija signala i perioda njegove aktivnosti, identifikacija informacionog kanala (tzv. segmentacija spektra), akvizicija i translacija signala u osnovni opseg učestanost (OOU) putem IQ demodulacije, [7, 57]. Ovi zadaci najčešće se obavljaju u okviru glavnog prijemnika sistema, dok se dalja obrada vrši nad signalom prosleđenim iz glavnog prijemnika, nakon analogno-digitalne (A/D) konverzije (*Analog-to-Digital Conversion*, ADC). Na Sl.2.1 prikazan je blok dijagram AMC rešenja sa detaljno prikazanim funkcijama (modulima) koje se najčešće izvode u okviru faze predobrade nakon završene obrade u glavnom prijemniku.

Posle navedenih faza obrade u okviru glavnog prijemnika, obavlja se procena širine spektra i frekvencijskog pomaka u odnosu na centralnu učestanost analiziranog opsega. Faza predobrade, obuhvata i procese procene parametara signala neophodnih za potrebe

klasifikacije. Pri tome, za sam proces AMC od ključnog značaja je da se izvrši što tačnija procena frekvencijskog *offset*-a u odnosu na nultu učestanost signala izdvojenog pri identifikaciji informacionog kanala. Osnovna pretpostavka za uspešnu primenu AMC je ta da je nakon identifikacije informacionog kanala izdvojen upravo željeni signal, bez preklapanja u spektru sa drugim signalima. Signal se u slučaju većine AMC postupaka putem IQ demodulacije translira na nultu učestanost nosioca. Treba naglasiti, da preostali frekvencijski *offset*, ima značajan negativan uticaj na performanse svih AMC postupaka. Pri klasifikaciji digitalno modulisanih signala, mora se odrediti period signaliziranja, i obaviti sinhronizacija i odabiranje na nivou simbola, kako bi se dobila sekvenca (niz) procena simbola, tj. uzorak signala, za potrebe klasifikacije.



Sl.2.1 – Blok dijagram AMC rešenja sa detaljno prikazanim funkcijama faze predobrade, [7].

Tačnost procene potrebnih parametara signala od izuzetnog je značaja za uspešnu klasifikaciju, [18-20]. Stoga pri implementaciji AMC rešenja faza predobrade ima poseban značaj. Za svaki AMC postupak mogu se definisati uslovi koji se moraju ispuniti u fazi predobrade, pri čemu se AMC postupci koje karakteriše manja osetljivost na greške procene parametara mogu smatrati za znatno bolja AMC rešenja.

## 2.2 OPŠTI MODEL SIGNALA NA ULAZU U FAZU KLASIFIKACIJE

Rad AMC postupaka u suštini se zasniva na ekstrakciji informacija o promenama signala koje su putem primenjenog postupka modulacije utisnute u amplitudu/anelopu, fazu i frekvenciju presretnutog radio signala. Pri tome, u zavisnosti od tipa primenjenog AMC postupka proces ekstrakcije se može obavljati nakon IQ demodulacije, odnosno u OOU, ili eventualno na učestanosti međufrekvencije ili nekoj drugoj učestanosti manje vrednosti kojom se obezbeđuje pravilna A/D konverzija signala sa malom frekvencijom odabiranja. Opšta forma normalizovane kompleksne anvelope uzorka koji obuhvata

$N_{sim}$  uzastopnih simbola presretnutog radio signala, tj. za  $0 \leq t \leq N_{sim}T$ , može se definisati, [18, 21], na osnovu izraza:

$$r_u(t) = a_u \cdot e^{j2\pi\Delta f_c t + j\theta_c} \cdot \left[ \sum_i e^{j\varphi_i} \cdot S_i^m \cdot g_u(t - (i-1)T - \varepsilon_i T) \right] + n_g(t), \quad (2.1)$$

$$a_u = \sqrt{E_S / (E_G \times \sigma_m^2)}, \quad (2.2)$$

$$\sigma_m^2 = \sum_{k=1}^{N_m} \frac{1}{N_m} |S_k^m|^2, \quad (2.3)$$

$$E_G = \int_{-\infty}^{\infty} |g(t)|^2 dt, \quad (2.4)$$

gde je sa  $n_u(t)$  označen niskofrekvencijski ekvivalent ukupne interferencije na ulazu u prijemnik, a koja obuhvata AWGN proces i sve eventualne signale smetnje na ulazu prijemnika,  $a_u$  je normalizovana amplituda ulaznog signala definisana u izrazu (2.2) na osnovu srednje energije ulaznog signala,  $E_S$ , i srednje energije po simbolu svedenu na OOU,  $\sigma_m^2$ , za posmatrani postupak modulacije  $m$  sa  $N_m$  jednakoverovatnih simbola i energije standardnog talasnog oblika  $g(t)$  na predaji,  $E_G$ . Dodatno, u izrazu (2.1) sa  $\Delta f_c$  i  $\theta_c$  označeni su *offset* estimiranih u odnosu na pravu učestanost nosioca i početnu fazu signala nosioca, respektivno, sa  $T$  je označen period signaliziranja na liniji veze, a sa  $g_u(t)$  talasni oblik signala na ulazu u prijemnik koji predstavlja konvoluciju impulsnog odziva linije veze,  $h(t)$ , i standardnog talasnog oblika  $g(t)$ , dok su sa  $\varphi_i$ ,  $S_i^m$ , i  $\varepsilon_i$ , respektivno označeni vrednost džitera faze, trenutna vrednost kompleksnog simbola za posmatrani tip modulacije  $m$  i vremenski *offset* u odnosu na referentni izvor takta, tj. normalizovana greška sinhronizacije prijemnika u  $i$ -tom periodu signaliziranja za  $i = 1, \dots, N_{sim}$ . U cilju jasnog prikaza zavisnosti ulaznog signala od niza nepoznatih parametara, koji moraju biti procenjeni i okviru faze predobrade signala ili u okviru samog AMC postupka, izraz (2.1) može se prikazati u obliku, [18, 21],

$$r_u(t, \mathbf{p}_m) = u_u(t, \mathbf{p}_m) + n_u(t), \quad (2.5)$$

$$\mathbf{p}_m = [a_u \Delta f_c \theta_c \varphi_i S_i^m g_u(t) \varepsilon T], i = 1, \dots, N_{sim}, \quad (2.6)$$

gde su svi nepoznati parametri ulaznog signala grupisani u okviru vektora  $\mathbf{p}_m$ .

U opštem slučaju, pri analizi AMC postupka kao ulazni signali mogu se posmatrati modulisani signali jedinične varijanse, odnosno signali čija je kompleksna anvelopa normalizovana sa standardnom devijacijom kompleksne konstelacije u fazorskoj ravni

za posmatrani tip modulacije,  $\sigma_m$ , kao i standardni talasni oblici  $g(t)$  jedinične energije. Na taj način, nepoznata vrednost  $a_u$ , se bez gubitka opštosti, svodi na nepoznatu vrednost srednje energije signala na ulazu u prijemnik. U **Dodatku A.1**, prikazane su definicije standardnih digitalno modulisanih signala u formi koja odgovara zapisu iz izraza (2.1). Svi digitalno modulisani signali posmatrani u ovoj disertaciji generisani su u skladu sa definicijom iz **Dodatka A.1**, uz pretpostavku jednakoverovatnih simbola i jedinične srednje energije po simbolu, tj.  $\sigma_m = 1$ .

### 2.3 DEFINICIJA MERE PERFORMANSI AMC POSTUPKA

Kao mera performansi jednog AMC postupka, koristi se srednja verovatnoća tačne klasifikacije,  $P_{CC,avg}$ , definisana za date uslove okruženja i usvojeni skup mogućih modulacionih postupaka sa  $M$  članova,  $M_{mod} = \{m_1, \dots, m_M\}$ , a koja je data izrazom,

$$P_{CC,avg} = \sum_{i=1}^M P(m_i) \times P(d = m_i / m = m_i), \quad (2.7)$$

gde je sa  $d = m_i / m = m_i$  označen slučaj kada je donesna tačna odluka  $d = m_i$ , za signal čiji je tip modulacije  $m = m_i$ , a sa  $P(m_i)$  *a priori* verovatnoća događaja  $m = m_i$ .

### 2.4 KLASIFIKACIJA AMC POSTUPAKA

U okviru AMC obavlja se klasifikacija analogno i/ili digitalno modulisanih signala. Od analognih signala najčešće se posmatraju: konvencionalna amplitudska modulacija (KAM), amplitudska modulacija sa dva bočna opsega (*Double Side Bandwidth*, DSB) i sa jednim bočnim opsegom (*Single Side Bandwidth*, SSB), i frekvencijska modulacija (*Frequency Modulation*, FM). Digitalno modulisani signali najčešće se pri klasifikaciji posmatraju kao klase  $M$ -arnih postupaka, i to: MPSK (*M-ary Phase Shift-Keying*), MASK (*M-ary Amplitude Shift-Keying*), kohernetna i nekohernetna MFSK (*M-ary Frequency Shift-Keying*). uključujući tu i MSK (*Minimum Shift-Keying*), i MQAM (*M-ary Quadrature Amplitude Modulation*), uz eventualno opštu klasu amplitudski-fazno modulisanih signala APM (*Amplitude-Phase Modulation*). Za digitalne modulacione postupke klasifikacija se može obavljati između i/ili unutar ovih  $M$ -arnih klasa signala.

Kao što je već rečeno u uvodu, na osnovu principa izgradnje AMC postupci se dele na FB i LB klase postupka. Unutar FB klase, na osnovu prirode skupa *ad-hoc* usvojenih obeležja korišćenih za potrebe klasifikacije kao posebna grupa postupaka mogu se

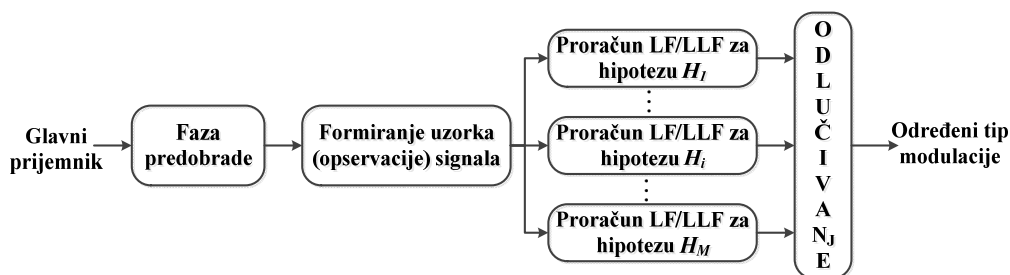


izdvojiti oni kod kojih se za potrebe klasifikacije koriste statistički parametri signala.

Ako se proces odlučivanja u okviru AMC postupka izvodi najpre diskriminacijom na pojedine klase moduliranih signala, a tek nakon toga se obavlja klasifikacija unutar tih pojedinačnih klasa, tada ove AMC postupke posmatramo kao hijerarhijske postupke.

## 2.5 SAŽETI PREGLED POSTOJEĆIH LB POSTUPAKA KLASIFIKACIJE

U slučaju LB postupaka, proces odlučivanja sprovodi se uvek u nekoj formi primene ML kriterijuma, pri čemu se AMC posmatra kao problem teorije odlučivanja, tj. problem testiranja skupa hipoteza da analizirani signal pripada jednom od mogućih tipova signala iz skupa  $M_{mod} = \{m_1, \dots, m_M\}$ . Osnovu rada AMC postupaka LB klase predstavlja analiza funkcija uslovne gustine verovatnoće (u daljem tekstu označene sa f.u.g.v.) primljenog vremenskog oblika signala posmatranog kao jedne realizacije slučajnog procesa (opservacije), pod uslovom svakog od mogućih modulacionih postupaka  $m$  iz skupa  $m \in M_{mod}$ . Na Sl.2.2, prikazan je osnovni blok dijagram izvođenja postupka klasifikacije u slučaju primene LB postupka.



Sl.2.2 – Opšti blok dijagram izvođenja procesa klasifikacije u slučaju LB postupaka.

U skladu sa usvojenim statističkim modelom koji se koristi za opis nepoznatih parametara signala u kontekstu problema klasifikacije, do sada su definisana tri osnovna pravca razvoja LB postupaka:

- usrednjeni test odnosa funkcija verodostojnosti (*Average Likelihood Ratio Test*, ALRT), a koji je predstavljen u [23, 30, 32, 58-70];
- generalizovani test odnosa funkcija verodostojnosti (*Generalized Likelihood Ratio Test*, GLRT), dat u [71-73]; i
- hibridni test odnosa funkcija verodostojnosti (*Hybrid Likelihood Ratio Test*, HLRT), predstavljen u [71; 74-77].

Osim toga, u dostupnoj literaturi analizirana su rešenja sa kvazi ALRT (qALRT)

pristupom, npr. data u [59, 61, 63, 66-69], kao i rešenja sa kvazi HLRT (qHLRT) pristupom, npr. ona predložena u [30, 32, 77]. Kooperativna AMC uz primenu LB pristupa razmatra se u [6, 8, 51], što je detaljnije prikazano u okviru podnaslova 4.1.

### Klasifikacija na osnovu primene ALRT – ALRT klasifikator

U slučaju ALRT pristupa sve nepoznate veličine iz izraza (2.1) posmatraju se kao kontinualne ili diskretne slučajne promenljive sa određenim (pretpostavljenim) f.u.g.v. Odgovarajuća LF za slučaj posmatrane hipoteze  $H_i, i = 1, \dots, M$ , koja odgovara  $i$ -tom tipu modulacionog postupka iz skupa  $M_{mod}$ , data je kao, [18, 21],

$$\Lambda_A^{(i)}[r(t)] = \int \Lambda[r(t)|\mathbf{u}_i, H_i] \times p(\mathbf{u}_i|H_i) d\mathbf{u}_i, \quad (2.8)$$

gde  $\Lambda[r(t)|\mathbf{u}_i, H_i]$  predstavlja uslovnu LF primljenog signala  $r_u(t)$  iz izraza (2.1) u prisustvu šuma pod hipotezom  $H_i$ , uslovljenu vektorom nepoznatih parametara  $\mathbf{u}_i$ , a  $p(\mathbf{u}_i|H_i)$  predstavlja *a priori* gustinu raspodele slučajnog vektora  $\mathbf{u}_i$  pod hipotezom  $H_i$ . Pri tome je  $\mathbf{u}_i = [\mathbf{p}_m^T \times \mathbf{H}_i]$ . Poznavanjem f.u.g.v. za skup parametra  $\mathbf{u}_i$  omogućava se svođenje problema na jednostavan postupak testiranje hipoteza sa integracijom po članovima vektora  $\mathbf{u}_i$ . Ako se kao interferencija posmatra kompleksan AWGN proces u OOU, tada uslovna LF ima oblik, [78],

$$\Lambda[r(t)|\mathbf{u}_i, H_i] = \exp \left[ \frac{2}{N_0} R_e \left\{ \int_0^{N_{sim}T} r_u(t) u_u^*(t; \mathbf{u}_i) \right\} - \frac{1}{N_0} \int_0^{N_{sim}T} |u_u(t; \mathbf{u}_i)|^2 dt \right], \quad (2.9)$$

gde je sa  $N_0$  označena dvostrana spektralna gustina srednje snage (SGSS) AWGN procesa, čija je autokorelacija  $E\{n_g(t)n_g^*(t + \tau)\} = N_0\delta(\tau)$ , pri čemu su sa  $E\{\cdot\}$  i  $(*)$  označeni matematičko očekivanje i kompleksno konjugovanje, respektivno. Ukoliko vrednost  $p(\mathbf{u}_i|H_i)$  odgovara stvarnoj f.u.g.v. u posmatranim uslovima primene ALRT klasifikatora, ostvaruje se optimalan postupak klasifikacije u *Bayes*-ovskom smislu.

### Klasifikacija na osnovu primene GLRT – GLRT klasifikator

U slučaju primene GLRT pristupa nepoznati parametri signala posmatraju se kao determinističke veličine. Pri tome, optimalne performanse dobijaju se primenom tzv. *uniformly most powerful* (UMP) testa, [79]. Potrebni i dovoljni uslovi za primenu UMP testa detaljno su analizirani u dostupnoj literaturi, a u slučajevima kada ovi uslovi nisu zadovoljeni obavlja estimacija nepoznatih veličina, pod pretpostavkom  $H_i$ , za ostvarene

opservacije, a koje se koriste pri proračunu i testiranju LF kao da predstavljaju potpuno tačne vrednosti. Ako su ove procene dobijene primenom ML principa, rezultujući test naziva se GLRT testom. U GLRT pristupu odgovarajuće uslovne LF date su izrazom,

$$\Lambda_G^{(i)}[r(t)] = \max_{\mathbf{u}_i} \Lambda[r_u(t)|\mathbf{u}_i, H_i], \quad (2.10)$$

### Klasifikacija na osnovu primene HLRT – HLRT klasifikator

HLRT predstavlja kombinaciju dva prethodno posmatrana pristupa, ALRT i GLRT. U ovom slučaju funkcije verodostojnosti (LF) za hipotezu  $H_i$  date su kao,

$$\Lambda_H^{(i)}[r(t)] = \max_{\mathbf{u}_{i,1}} \int \Lambda[r_u(t)|\mathbf{u}_{i,1}, \mathbf{u}_{i,2}, H_i] \times p(\mathbf{u}_{i,2}|H_i) d\mathbf{u}_i, \quad (2.11)$$

gde je  $\mathbf{u}_i = [\mathbf{u}_{i,1}^T \mathbf{u}_{i,2}^T]^T$ , pri čemu  $\mathbf{u}_{i,1}$  i  $\mathbf{u}_{i,2}$  predstavljaju vektore nepoznatih veličina, koje su modelovane kao determinističke ali nepoznate vrednosti odnosno kao slučajne promenljive sa zadatim f.u.g.v., respektivno. Vektor  $\mathbf{u}_{i,1}$  najčešće sadrži parametre signala iz izraza (2.1), dok vektor  $\mathbf{u}_{i,2}$  čine informacioni simboli signala, [18].

Pri implementaciji ALRT klasifikatora zahteva se višedimenzionalna integracija, dok se u slučaju GLRT klasifikatora mora implementirati postupak višedimenzionalne maksimizacije posmatranih LF. Izuzetno složena praktična implementacija postupka višedimenzionalne integracije u slučaju postojanja velikog broja nepoznatih veličina u posmatranom vektoru  $\mathbf{u}_i$ , kao i neophodnost poznavanja f.u.g.v. čine ALRT pristup rešenjem koje se veoma teško primenjuje u praksi. Sa druge strane, pomenuti postupak maksimizacije po nepoznatim simbolima podataka u GLRT algoritmu može dati kao rezultat iste vrednosti funkcija verodostojnosti za različite tipove moduliranih signala, što uzrokuje pojavu grešaka pri klasifikaciji, [71, 80]. Usrednjavanje po nepoznatim simbolima podataka u slučaju primene HLRT ovaj problem se delimično otklanja. Pri tome, procene nepoznatih veličina dobijene tokom primene GLRT ili HLRT postupaka mogu se iskoristiti u daljem procesu demodulacije i obrade analiziranog signala.

U procese testiranja bilo koje dve hipoteze,  $H_i$  i  $H_j$ , nezavisno od posmatranog tipa LB postupka, konačna odluka donosi se na osnovu vrednosti odnosa, [18, 21],

$$\left( \Lambda_{tip}^{(i)}[r_u(t)] / \Lambda_{tip}^{(j)}[r_u(t)] \right) \underset{H_j}{\overset{H_i}{>}} \eta_{tip}; \quad tip = ALRT, GLRT, HLRT, \quad (2.12)$$

pri čemu  $\eta_{tip}$  predstavlja optimalni prag u skladu sa ML kriterijumom, [81]. Leva strana izraza (2.7) predstavlja tzv. odnos verodostojnosti, a sam test ima naziv jedne od tri prethodno opisana LRT postupka, u zavisnosti od načina određivanja LF. Proširenje izraza (2.7) na slučaj testiranja većeg broja hipoteza posmatra se kao izbor hipoteze za koju se dobija najveća vrednost LF. Takođe, u slučaju kada su LF monotono rastuće ili opadajuće kontinualne funkcije mogu se posmatrati i logaritmi veličina sa leve i desne strane izraza (2.7), odnosno tada imamo LLF (*Logaritmik LF*) i LLRT (*Log-Likelihood Ratio Test*), pri čemu se značajno umanjuje računaska složenost postupka.

Za sve postupke iz LB klase javlja se značajno pogoršanje AMC performansi usled neusklađenosti realnih sa statistički modelovanim greškama procene parametara signala, kao i usled uticaja neidealne estimacije parametara MPF kanala. Osim toga, u do sada predloženim LB postupcima nije razmatran slučaj MPF kanala sa FSF/TDF, osim u [25] gde se koristi izuzetno složen postupak estimacije parametara MPF kanala primenom kumulanata 4-og, 6-og i 8-og reda. Pri tome, koristi se nelinerani LS (*Least Squares*) algoritam za rešavanje sistema jednačina dobijenih u funkciji nepoznatih parametara kanala i vrednosti kumulanata. U slučaju MPF kanala sa FF predložena su određena rešenja, npr. u [24, 26-29, 82-83], ali po cenu značajnog povećanja računaska složenosti postupka klasifikacije. U ovim postupcima obavlja se neki oblik estimacije parametara MPF kanala primenom iterativnih postupaka, kao što su EM (*Expectation Maximization*) postupak, [24, 27-28], ECM (*Expectation-Conditional Maximization*) postupak, [83], ili metod momenata (*Method-of-Moments*, MoMo), [29, 82], odnosno analitički, [26].

Osim toga, za potrebe povećanja uspešnosti klasifikacije posmatrana je i primena diversitija i adaptivnih antenskih nizova (*Adaptive Antenna Arrays*, AAA), pri čemu su neka od predloženih rešenja data u [30-33, 64, 73, 75, 84-85]. Ove postupke odlikuje izuzetno visoka računaska složenost postupka optimizacije pri implementaciji LRT. Dodatno, u slučaju mobilnih uređaja primena diversitija i AAA tehnika je značajno ograničena malim dimenzijama uređaja.

Za potrebe smanjivanja računaska složenosti u slučaju primene ALRT klasifikatora u okviru SDR predložen je aproksimativni postupak sa predefinisanim približnim vrednostima LF za podrazmevane uslove, [86]. Ipak, ovakva rešenja mogu se primeniti samo za unapred definisane radne uslove, odnosno ukoliko se primene u uslovima okruženja koji se razlikuju od onih za koje su računate predefinisane vrednosti LF može

se očekivati značajno pogoršanje performansi klasifikatora.

U svakom slučaju AMC postupci koji pripadaju LB klasi omogućavaju postizanje izuzetno dobrih AMC performansi ali po cenu visoke računске složenosti pri praktičnoj implementaciji rešenja. Pri tome, treba naglasiti da se AMC performanse prikazane u literaturi ostvaruju samo ukoliko su uslovi pretpostavljeni pri njihovom razvoju, tj. definisanju matematičkog oblika LF koje ovi postupci koriste, gotovo u potpunosti ispunjeni. Određeni nivo fleksibilnosti u smislu prilagođenja za nepoznate parametre MPF kanala sa FF mogu se obezbediti putem navedenih složenih iterativnih postupaka estimacije nepoznatih parametara, ali po cenu daljeg povećanja računске složenosti. U slučaju MPF kanala sa FSF za potrebe procene parametara kanala zahteva se primena još složenijih postupaka estimacije parametara kanala, u odnosu na one za slučaj MPF kanala sa FF, pošto se istovremeno posmatra više perioda signaliziranja.

Stoga je mogućnost primene ovih AMC postupaka znatno ograničena u slučaju implementacije u okviru WSN, čiji senzorski nodovi ne mogu da zadovolje postavljene zahteve u smislu podrške složenih postupaka obrade signala, kao i u slučaju drugih hardversko-softverskih platformi namenjenih za realizaciju SDR i CR uređaja koje ne zadovoljavaju postavljene hardverske i softverske zahteve. Pri tome treba imati u vidu da se AMC funkcija gotovo uvek javlja kao sekundarna funkcija u CRN, AHCN i drugim ciljnim sistemima. Drugim rečima, pri izboru AMC postupka mora da se vodi računa o tome da se pri realizaciji celokupnog sistema postojeći kapaciteti platforme u pogledu obrade signala i skladištenja podataka moraju dodeliti i drugim složenim procesima obrade koji često imaju i prvenstvo u odnosu na izvršavanje AMC postupka.

## 2.6 SAŽETI PREGLED FB POSTUPAKA KLASIFIKACIJE

Proces AMC na osnovu FB pristupa čine u opštem slučaju tri koraka, Sl.2.3. Prvi korak je već ranije opisana faza predobrade. U drugom koraku ekstrahuju se obeležja (*features*) ili parametri za potrebe klasifikacije, dok se u poslednjem trećem koraku obavlja proces odlučivanja na osnovu skupa estimiranih (procenjenih) obeležja.



Sl.2.3 – Blok dijagram izvođenja procesa klasifikacije u slučaju FB postupaka.

Procesi ekstrakcije obeležja signala i odlučivanja čine osnovni deo AMC postupka. U slučaju FB pristupa, problem AMC svodi se na određivanje pogodnog skupa obeležja za potrebe klasifikacije, uz empirijsko ili teorijsko dokazivanje zasnovanosti postupka. Pri tome se mala računaska složenost postupka ekstrakcije obeležja postavlja kao jedan od najbitnih zahteva. U većini slučajeva skup obeležja bira se intuitivno (*ad-hoc*), npr. statistički parametri signala kao što su srednja vrednost i varijansa trenutne amplitude, faze i frekvencije, srednja energija signala, entropija, i mnoge druge osobine signala.

Za sve FB postupke kod kojih se usvojeni skup obeležja može opisati funkcijama gustine verovatnoće (u nastavku teksta korišćen je skraćeni zapis f.g.v.), sam postupak odlučivanja može se izvoditi na osnovu neke optimalne i/ili subotimalne forme ML kriterijuma. U slučaju FB postupaka zasnovanih na primeni statističkih parametara, pragovi odlučivanja mogu se odrediti na osnovu teorijski ili empirijski određenih vrednosti matematičkog očekivanja i varijanse ovih parametara za dati skup signala. U slučaju korišćenja uzorka signala dovoljne dužine, može se smatrati da se ovaj tip obeležja povinuje normalnoj raspodeli, i stoga se na osnovu srednje vrednosti i varijanse procene obeležja mogu odrediti vrednosti pragova odlučivanja za posmatrane uslove.

Za veliki broj FB postupaka pragovi odlučivanja su određeni isključivo empirijski, odnosno primenom numeričke analize putem računarskih simulacija. Osim toga, proces odlučivanja može se sprovesti poređenjem procenjenih obeležja sa referentnim skupom obeležja za dati skup modulacionih postupaka, pri čemu se sličnost sa referentnim skupom obeležja određuje na različite načine, npr. kao rastojanje vektora obeležja na osnovu definisane metrike vektorskog prostora.

Konačno, FB postupci mogu se posmatrati kao klasičan problem prepoznavanja oblika, pa se odlučivanje može obaviti primenom neuralnih mreža (*Neural Networks*, NN) ili SVM (*Support Vector Machine*). U tom slučaju, neophodno je obučavanje i pravilan izbor strukture NN/SVM sistema za posmatrani problem, što uslovljava značajnu složenost ovakvih rešenja. Ipak, adekvatnim procesom obučavanja NN/SVM, klasifikator se može osposobiti za uspešan rad za znatno širi skup mogućih uslova okruženja, u poređenju sa prethodno navedenim načinima odlučivanja koji se definišu posebno za svaki skup specifičnih uslova rada. Pri tome, u praktičnoj primeni često se postižu nešto lošije maksimalne performanse za pojedinačne moguće uslova okruženja, ali se pri tome ostvaruje znatno bolje ponašanje, odnosno srednja uspešnost

klasifikacije, za širok opseg mogućih uslova rada koji se mogu javiti u praksi.

Treba naglasiti, da tokom izrade ove disertacije nije detaljno razmatran postupak odlučivanja primenom NN/SVM rešenja, pri čemu je razlog za to bio praktične a ne suštinske prirode. S obzirom na to, da je analiziran izuzetno širok skup metoda fuzije, modela kanala, i drugih parametara simulacionih modela, postupak obučavanja i analize pri primeni NN/SVM bio bi suviše složen i dugotrajan. Osim toga, ne bi bilo moguće definisati takav postupak obučavanja NN/SVM kojim se za sve analizirane slučajeve obezbeđuju potpuno podjednaki uslovi. Konačno, pošto je jedan od ciljeva analize bio i određivanje maksimalnih performansi rešenja pod određenim uslovima okruženja, kao i gubici koji nastaju usled primene ovih rešenja pod uslovima za koja nisu podešena (projektovana), te ciljeve ne bi bilo moguće adekvatno izvesti primenom odlučivanja u formi NN/SVM. Naravno, primena NN/SVM u procesu odlučivanja se time ni na koji način ne isključuje, niti odbacuje. Zapravo, sva rešenja koja su usvojena u okviru ovde sprovedene analize, poželjno je dalje analizirati u smislu primene NN/SVM postupaka odlučivanja u cilju eventualnih dodatnih unapređenja ukupnih AMC performansi.

Kao što je ranije naglašeno, u FB postupcima je do sada predložen veliki broj različitih tipova obeležja na osnovu statističkih osobina signala, kao i osobina signala u vremenskom domenu i domenu učestanosti. U nastavku je dat pregled mogućih klasa ovih postupaka klasifikovanih na osnovu prirode obeležja korišćenih za potrebe AMC.

### **2.6.1 HISTOGRAMI TRENUTNE AMPLITUDE, FAZE I FREKVENCIJE SIGNALA**

U postupku modulacije, modulišući signal se *'utiskuje'* u trenutnu amplitudu i/ili fazu i/ili frekvenciju signala nosioca, koje stoga posmatrane kao funkcije vremena sadrže sve informacije o primenjenom postupku modulacije. Iz tog razloga, smatra se da se na osnovu osobina obeležja formiranih u obliku histograma trenutnih vrednosti anvelope, faze i frekvencije signala može obaviti uspešna klasifikacija signala, [57, 87-92]. Odgovarajući AMC postupci razlikuju se po načinu ekstrakcije obeležja, kao i samom načinu njihovog formiranja u procesu odlučivanja. Neki od njih, [87-88] rade na osnovu kombinacije histograma sa jednostavnim statističkim parametrima signala, drugi na osnovu brojanja pojave prolazaka kroz nulu (*zero-crossing*), [89], dok se kod ostalih postupaka formirana procena vektora obeležja (histograma) poredi sa predefinisanim referentnim vektorima obeležja za dati skup moduliranih signala. U nekim verzijama

ovih postupaka, [88, 91], omogućava se adaptivnost procesa odlučivanja kroz specifične procese obučavanja sistema. Treba naglasiti, da iako je ova klasa postupaka u stanju da klasifikuje osnovne digitalne modulacione postupke nižeg reda, njihov rad veoma zavisi od kvaliteta i načina procene trenutnih parametara signala, dok rezidualni uticaj MPF kanala u značajnoj meri, gotovo potpuno, onemogućava njihovu praktičnu primenu za uslove propagacionog okruženja u kojima se javlja MPF.

### **2.6.2 OBLIK KONSTELACIJE SIGNALA U KOMPLEKSNOJ FAZORSKOJ RAVNI**

Kompleksna anvelopa, dobijena IQ demodulacijom linearno digitalno modulisanih signala (MPSK, MQAM, MASK i APM), može se predstaviti u dvodimenzionalnoj kompleksnoj (2D) fazorskoj ravni, tj. u obliku konstelacije specifične za posmatrani tip signala. Stoga se procena konstelacije signala na prijemu može koristiti kao obeležje za potrebe AMC. U ovom pristupu, bitan problem predstavlja činjenica da je konstelacija signala na ulazu prijemnika izobličena u odnosu na originalnu usled postojanja AWGN, uticaja MPF kanala, pojave faznog i frekvencijskog *offset*-a usled neidealne procene parametara signala, kao i grešaka pri sinhronizaciji na nivou simbola usled kojih dolazi do pojave ISI. Osim toga, dodatno izobličenje konstelacije signala nastaje usled raznih nelinearnosti, neidealnog filtriranja i drugih izobličenja unesenih pri obradi signala.

Do sada je predloženo više AMC postupaka ovog tipa. Dodatna korekcija faznog i frekvencijskog *offset*-a primenom klasičnih tehnika pri implementaciji SDR posmatrana je u [93-95], dok je primena *Radon* transformacije predložena u [96-97]. U [98-99] predložena je združena implementacija PLL (*Phase-Locked Loop*) i AMC putem adaptabilnog postupka brojanja ‘*pogodaka*’ simbola u kompleksnoj faznoj ravni tokom obavljanja postupka demodulacije signala. Predloženo je i rešenje sa sličnim osnovama, u kome se klasifikacija obavlja prebrojavanjem demodulisanih simbola po definisanim oblastima u 2D fazorskoj ravni, određenih na osnovu *Hellinger*-ove predstave signala, [100-101]. Osim toga, problem izobličenja konstelacije u 2D fazorskoj ravni rešavan je postupcima klasterizacije (*clustering*), odnosno primenom *Fuzzy C-means* algoritma sa korišćenjem euklidske mere odstupanja od referentnih oblika konstelacija u procesu odlučivanja [102-105], a predloženo je i specifično rešenje sa primenom tzv. TTSAS algoritma uz proces odlučivanja izveden putem NN, [106-107].

Svi prethodno navedeni postupci omogućavaju značajno potiskivanje negativnih



uticaja grešaka u proceni parametara signala, i pogodni su za implementaciju u okviru SDR i ADM uređaja. Ipak, u slučaju postojanja značajnijeg uticaja MPF kanala dolazi do drastičnog pogoršanja njihovih performansi, [19-20].

### **2.6.3 PRIMENA DFT I SPEKTOGRAMA**

Primena diskretne *Fourier*-ova transformacija (*Discrete Fourier Transform*, DFT) gotovo je neizbežna pri estimaciji osobina signala u domenu učestanosti, najčešće primenom algoritma brze *Fourier*-ove transformacije (*Fast Fourier Transform*, FFT). FFT se koristi u velikom broju postupaka za procenu parametara signala, npr. trajanja simbola, učestanosti nosioca, širine spektra signala, vrednosti SNR, [108]. Stoga je primena FFT gotovo nezaobilazna pri detekciji, analizi, i klasifikaciji radio signala. Osim toga, u cilju klasifikacije MFSK signala predložena je primena postupka na bazi FFT visoke rezolucije, [108-110], uz dodatnu obradu zasnovanu na poznavanju osobina spektra MFSK signala. Ovi metodi funkcionišu na istom principu kao i oni zasnovani na primeni histograma trenutne frekvencije, samo uz korišćenje drugačije tehnike ekstrakcije trenutne učestanosti signala. Ipak, u slučaju manjih brzina signaliziranja, dolazi do smanjivanja razmaka između susedih tonova MFSK signala, što povećava relativan uticaj AWGN i otežava primenu ovog tipa AMC postupaka. Pojava interferencije, uticaj MPF kanala, kao i nelinearnosti u prijemniku takođe dovode do drastičnog pogoršanja AMC performansi za ovaj tip AMC postupaka, [110].

Usled inherentne ciklostacionarnosti digitalno modulisanih signala, primenom kratkotrajne FFT (*Short-Time Fast Fourier Transform*, STFFT) mogu se uočiti relativno brze promene spektralnih osobina signala u vremenu. Primenom STFFT moguće je generisati spektrogram signala, na osnovu čije su grafičke obrade a na osnovu primene histograma trenutnog spektra signala predloženi AMC postupci za klasifikaciju različitih klasa digitalno modulisanih signala, [111-112]. Ipak, u dostupnoj literaturi analiza opisanog postupka sprovedena je samo za slučaj AWGN kanala, uz neke slučajeve obojenog šuma, pri čemu nije razmatran uticaj MPF.

### **2.6.4 PRIMENA VREMENSKO-FREKVENCIJSKIH TRANSFORMACIJA I WAVELET-A**

Za potrebe ekstrakcije trenutnih vrednosti amplitude, faze i frekvencije signala, ali i drugih obeležja digitalno modulisanih signala, moguće je primentiti razne vremensko-frekvencijske predstave signala (*Time-Frequency Representation*, TFR). U dostupnoj

literaturi predložen je veći broj TFR u svrhe ekstrakcije parametara i obeležja za potrebe AMC, a između ostalih unakrsna *Mergenau-Hill*-ova raspodela (*Cross Mergenau-Hill Distribution*, CMHD), [113], kao i *Pseudo-Wigner-Ville* (PWV) TFR, [114-115]. Osnovni motiv primene TFR je potiskivanje uticaja šuma i interferencije pri ekstrakciji parametara signala. Dodatno, primena TFR ističe ciklostacionarnu prirodu digitalno moduliranih signala, što se može iskoristiti za procenu perioda signaliziranja i drugih parametara signala. Pri tome, u [116] dato je teorijsko razmatranje pravilnog izbora TFR za opšti problem klasifikacije signala, primenjiv i na problem AMC.

U [113] je na osnovu primene CMHD TFR predložen postupak ekstrakcije trenutne faze signala u cilju procene učestanosti nosioca i klasifikacije MPSK signala. Klasifikacija MFSK, MASK i MQAM signala, obavlja se primenom autoregresivnog modelovanja frekvencijskog spektra i anvelope signala. Postupak ne zahteva *a priori* informacije o signalu i kanalu, i primeren je radu u nekooperativnom okruženju. Ipak, osnovni nedostatak ovog postupka, kao i drugih predloženih na osnovu TFR, je izuzetno visoka računrska složenost koja u značajnoj meri ograničava praktičnu primenu rešenja. Primena PWV predložena je u smislu diskriminacije klasa MPSK i MQAM signala, kao i procene perioda signaliziranja, [114], dok je u [115] ovaj tip TFR posmatran samo kao moguć model ekstrakcije trenutnih karaktersitika signala u vremenskom domenu.

Kontinualna WT (*Continous Wavelet Transform*, CWT) i diskretna WT (*Discrete Wavelet Transform*, DWT) može se posmatrati i kao forma TFR signala, i u tom smislu iskoristiti za potrebe AMC, [117-126]. Suština primene WT sastoji se u karakterizaciji promene trenutne amplitude, faze i frekvencije digitalno moduliranih signala pri promeni simbola i to izborom odgovarajuće *mother* WT funkcije koja obezbeđuje linearnost amplitude, faze ili frekvencije. Korišćenjem *Morlet* funkcije, može se izvršiti detekcija promene faze signala, a na osnovu f.g.v. broja detektovanih promena faza, može se formirati ML pravilo odlučivanja za MPSK signale, [117]. Klasifikacija MPSK tipova modulacije, može se ostvariti analizom entropije koeficijenata dobijenih *Wavelet* dekompozicijom kompleksne anvelope signala, uz odlučivanje na bazi NN, [117, 119, 123-124], primenom SVM, [120, 126] uključujući specijalne WSVM (*Wavelet Support Vector Machine*), [125], analizom dobijenih histograma, [122], ili *Fuzzy Inference* sistema, [121]. Primena WT najčešće je razmatrana u cilju diskriminacije između klasa MPSK, MFSK i MQAM signala, npr. na osnovu modula *Haar* WT funkcije, [117, 119,

123-124], ali je moguće obaviti i klasifikaciju unutar klasa, npr. kao u [122].

Na osnovu same prirode WT, primena ovog oblika TFR pruža brojne mogućnosti u oblasti AMC. Ipak, primena ovog tipa AMC postupaka zahteva razvoj posebnih NN, SVM ili sličnih rešenja koja nisu, kao što je ranije navedeno, naročito pogodna za tip analize koji je sproveden u okviru predmetnog istraživanja. Osim toga, ova rešenja odlikuje visoka računrska složenost, karakteristična za sve vremensko-frekvencijske transformacije. Dodatno, pomoću AMC rešenja zasnovanih na primeni WT u sensorima eventualne kooperativne mreže moraju se donositi pojedinačne odluke, odnosno ovakav tip AMC postupka može se primeniti samo u okviru rešenja na osnovu fuzije odluka.

### **2.6.5 PRIMENA CIKLOSTACIONARNOSTI DIGITALNO MODULISANIH SIGNALA**

Autoregresiono modelovanje signala predstavlja jedan od mogućih metoda za ekstrakciju parametara signala u spektralnom domenu. Posmatranjem spektra MPSK i MFSK signala, kao i prostoperiodičnog signala, predložen je jednostavan i računski efikasan AMC postupak, [127]. Osim tipa modulacije signala, ovim postupkom mogu se grubo procenti učestanost nosioca i brzina signaliziranja. Osim toga, primena autoregresionog modelovanja posmatra se i pri klasifikaciji MFSK signala, [113].

Korišćenjem ciklostacionarne prirode digitalno modulisanih signala, AMC se može izvršiti na osnovu karakteristika spektra nelinearne transformacije kompleksne anvelope modulisanog signala  $M$ -tog reda, ili kombinovanjem ovakvih transformacija, [61, 128-130]. U ovom pristupu AMC ne zahteva se *a priori* poznavanje parametara signala, a neophodno je samo definisati skup mogućih tipova modulisanih signala. Time se dobija robustan AMC postupak primenjiv u nekooperativnom okruženju. Svi pomenuti postupci funkcionišu na prepoznavanju položaja stanja signala u obliku spektralnih linija čije učestanosti zavise od učestanosti nosioca i brzine signaliziranja. Postupci se razlikuju samo po načinu detektovanja stanja signala. U [128] spektralne linije detektuju se na osnovu periodograma, dok se u [129] primenjuje modelovanje 'skrivenim' Markovljevim modelom (*Hidden Markov Model*, HMM).

Daljom generalizacijom ovako definisanog koncepta, razvijeni su AMC postupci na osnovu analize cikličnog spektra signala, videti **Dodatak A.2**. Procenom vremensko-spektralnih karakteristika signala putem CSA ostvaruju se značajne prednosti u odnosu na konvencionalne metode koje digitalno modulisane signale tretiraju kao stacionarne

slučajne procese. U CSA je moguće iskoristiti periodičnost drugog reda, inherentne za digitalno modulirane signale, a koja se ispoljava kao korelacija u spektru između parova spektralnih komponenti razdvojenih za recipročnu vrednost perioda ciklostacionarnosti (ciklične frekvencije). Na osnovu ove redundanse u spektru, koja je svojstvena svim ciklostacionarnim procesima, može se ostvariti značajno poboljšanje osobina obrade i analize signala, i to pogotovo za male vrednosti SNR i u slučaju pojave interferencije koja se preklapa sa željenim signalom u vremenskom domenu ili u domenu učestanosti.

Primenom CSA za potrebe klasifikacije razvijen je veći broj postupaka namenjenih diskriminaciji između analogno i digitalno moduliranih signala, [131], klasifikaciji unutar klase MFSK signala, [132-135], za diskriminaciju OFDM signala i signala sa jednim nosiocem, [16, 41, 136-137], za potrebe klasifikacije MFSK, MPSK i MQAM signala, [138-139], odnosno klasifikaciju digitalno moduliranih signala, OFDM signala i signala pojedinih bežičnih telekomunikacionih sistema kao što su CDMA i DECT, [136, 140, 141]. U određenom broju studija posmatrana je i uticaj MPF kanala, [140-141], a dato je i jedno rešenje za višekorisničku klasifikaciju, [142]. Iz svega navedenog sledi da se CSA može veoma uspešno koristiti za potrebe realizacije DSps, pošto omogućava diskriminaciju i detekciju većine modova prenosa od interesa, [9].

Klasa AMC postupaka na osnovu primene CSA omogućava ostvarivanje izuzetno dobrih AMC performansi, i to za različite uslove rada uključujući i slučaj MPF kanala. Ipak, osnovna mana ovog tipa AMC postupaka je izuzetno visoka računaska složenost. Iz tog razloga, primena CSA postupaka klasifikacije u okviru kooperativne AMC mreže ima opravdanje samo ukoliko se isto rešenje već koristi za potrebe DSps. Dodatni problem, pri primeni ove klase postupaka klasifikacije u okviru rešenja sa kooperativnu AMC, predstavlja to što se u pojedinačnim senzorima kooperativne mreže njihovom primenom donose konačne lokalne odluke, koje se kasnije mogu kombinovati na nivou mreže, [9, 40], ali sam način analize  $\alpha$ -profila (videti **Dodatak.A.2**) u značajnoj meri onemogućava primenu fuzije podataka na nivou kooperativne mreže. Jedino do sada predloženo rešenje za kooperativnu AMC na osnovu CSA, [40], zasniva se na veoma složenom postupku odlučivanja i to na osnovu referentnih  $\alpha$ -profila izvedenih samo za slučaj AWGN kanala i uz primenu NN, o čemu će biti više reči u podnaslovu **4.1**. Samim tim, primena ovakvih rešenja, osim veoma velike računске složenosti, nije pogodna ni ako se želi razvoj kooperativne AMC sa fuzijom podataka, a što kao što je

navedeno predstavlja jedan od osnovnih ciljeva ove disertacije.

### **2.6.6 PRIMENA STATISTIČKIH PARAMETARA SIGNALA**

U prvim AMC postupcima na osnovu statističkih parametara signala posmatrani su jednostavni statistički parametri, i to srednje vrednosti i standardne devijacije trenutne amplitude, faze i frekvencije signala, [143-151]. Predloženi parametri omogućavaju klasifikaciju širokog skupa analogno i digitalno moduliranih signala (nižeg reda), pri čemu se u procesu odlučivanja koriste pragovi odlučivanja određeni na osnovu ML kriterijuma, [147-148], empirijski određeni, [143-146, 151], ili se posmatra primena NN, npr. [149-150]. Na osnovu definisanog osnovnog skupa ovih parametara predložen je čitav niz modifikovanih AMC postupaka, kao i jednostavnih praktičnih implementacija SDR sa primenom neke od kombinacija ovih parametara, npr. u [19, 130, 152-154]. Osim toga, predložen je i niz rešenja u kojima su isti parametri korišćeni za donošenje odluka primenom dodatno usavršenih NN, npr. [155-156], ili SVM, [157-158]. Ipak sva rešenja ovog tipa imaju značajna ograničenja usled samog načina svoje konstrukcije. Iako predstavljaju jednostavna i jeftina rešenja, pogodna za realizaciju na platformama manje procesorske snage, ova rešenja omogućavaju realizaciju samo osnovne klasifikacije FSK, PSK, ASK i QAM signala. Pri tome, njima je podržana klasifikacija signala sa maksimalno četiri simbola u konstelaciji, dok se ostali signali samo diskriminišu na posebne klase. Dodatno, ova rešenja su veoma osetljiva na sve greške procene parametara signala u fazi predobrade, a u slučaju nepotpune ekvalizacije kanala u slučaju MPF kanala njihove performanse drastično opadaju, [19].

U daljem razvoju ove oblasti AMC, predložena je primena statističkih parametara višeg reda (*Higher Order Statistic*, HOS). Osnovni motiv primene HOS parametara je taj da oni karakterišu oblik raspodele signala sa šumom i da su stoga veoma otporni na uticaj AWGN, i to znatno više od statističkih parametara nižeg reda. Pri tome, za potrebe AMC do sada su predloženi statistički momenti višeg reda, [159-163], mešoviti momenti višeg reda, [164], kumulanti višeg reda, [34, 165-166], i ciklični kumulanti višeg reda, [167-173].

#### **Statistički momenti**

U [159-161], predložen je osnovni AMC postupak na osnovu vrednosti statističkih momenata višeg reda faze simbola MPSK signala. AMC postupci ovog tipa zasnivaju se

na tome da su parni momenti višeg reda faze simbola MPSK signala rastuće funkcije u zavisnosti od reda modulacije  $M$ . U [159] se pri izvođenju f.g.v.  $n$ -tih momenata faze koristi aproksimacija *Tikhonenkov*-om funkcijom, dok se u postupku iz [160] obavlja razvoj u *Fourier*-ov red bez ove aproksimacije.

Treba naglasiti da su rešenja zasnovana na primeni statističkih momenata izuzetno osetljiva na greške procene parametara signala, kao i na uticaj MPF, pa je stoga njihova primena veoma ograničena, i nema je smisla razmatrati u okviru kooperativne mreže.

### Kumulanti višeg reda

Sledeću grupu parametara predloženih za primenu u AMC čine kumulanti višeg reda, [34, 164-166]. Da bi izabrani skup kumulanata bio pogodan za primenu za dati skup moduliranih signala, neophodno je da njihova srednja vrednost za različite tipove moduliranih signala bude u dovoljnoj meri različita u željenom opsegu vrednosti SNR, kao i da varijansa bude dovoljno mala. Osim toga, za praktičnu primenu, neophodno je da se procene kumulanata, zadovoljavajućeg kvaliteta, mogu dobiti korišćenjem relativno malog broja simbola. Pri proceni momenata i kumulanata višeg reda korišćenjem uzorka analiziranog signala ograničene dužine, javlja se problem vezan za nepoznatu vrednost srednje snage signala, AWGN i interferencije. Jedan od načina prevazilaženja ovog problema je procena vrednosti SNR i srednje snage ukupnog signala, na osnovu čega se dobija procena srednje snage šuma. Drugo rešenje ovog problema, sastoji se u združivanju postupka estimacije srednje snage signala i šuma sa postupkom klasifikacije, [164]. Združivanjem postupka estimacije smanjuje se uticaj pogrešne procene srednjih snaga signala i interferencije na uspešnost klasifikacije.

Veoma bitna osobina rešenja za AMC na osnovu kumulanata više reda je ta što ke moguće da se u okviru samog postupka, korišćenjem rezultata dobijenih pri estimaciji kumulanata, izvrši i estimacija parametara MPF kanala sa FSF, kao i korekcija procene vrednosti kumulanta, [25, 35-36, 174]. Ovo omogućava uspešan rad postupka čak i u slučaju kada se u fazi predobrade ne obavlja ekvalizacija kanala ili je nakon obavljene *blind* ekvalizacije i dalje preostao jak rezidualan uticaj MPF kanala i neidealnih postupaka obrade pri prijemu i predaji signala.

U cilju daljeg povećanja otpornosti AMC na bazi kumulanata na nepovoljan uticaj propagacionog okruženja, predložena su i određena rešenja sa posebnom ekvalizacijom

kanala pre same procene kumulanta, [37, 175]. Radi unapređenja postupka odlučivanja razmatrana su rešenja sa primenom NN, npr. [176-177], kao i ona u kojima je razmatrana primena SVM, [176-177]. Osim toga, pri primeni kumulanata višeg reda, predloženi su i postupci za višekorisničku AMC, [38-39], a kumulanti četvrtog reda predloženi su i za diskriminaciju OFDM signala i signala sa jednim nosiocem, [178].

Navedene osobine AMC postupaka na bazi kumulanata višeg reda, a posebno mogućnost dodatnog potiskivanja uticaja MPF kanala sa FSF i drugih rezidualnih uticaja nakon faze predobrade, bili su veoma bitni u procesu donošenja odluke da se u procesu razvoja rešenja za kooperativnu AMC na osnovu fuzije podataka izabere baš AMC postupak ovog tipa. Dodatno, mogućnost statističkog modelovanja procenjenih vrednosti kumulanata korišćenjem normalne raspodele, [34], sa empirijski lako odredivom srednjom vrednošću i varijansom ove raspodele, takođe predstavlja veoma bitnu pogodnost pri primeni ovog tipa AMC postupka u okviru razvoja rešenja sa fuzijom podataka u okviru kooperativne AMC mreže.

### **Ciklični kumulanti**

Primenom cikličnih kumulanata u okviru AMC koristi se ciklostacionarna priroda svih digitalno moduliranih signala, što nije slučaj kada se kao statistički parametri za klasifikaciju koriste momenti, mešoviti momenti ili kumulanti. Ciklični kumulanti, kao i ostali HOS parametri, pogodni su za klasifikaciju linearnih digitalnih moduliacija.

Prvi predloženi AMC postupak na bazi cikličnih kumulanata, u kome su ciklični kumulanti četvrtog reda korišćeni u izvornom obliku, namenjen je za klasifikaciju QPSK i MQAM signala, [167]. U drugom pristupu, za potrebe klasifikacije koristi se linearna kombinacije cikličnih kumulanata različitog reda, [165], a predložena je i primena linearne kombinacije, [168], ili optimalne linearne kombinacije, [169-170], cikličnih kumulanata II i IV reda. U trećem pristupu, bira se vektor obeležja koji čine ciklični kumulanti različitog reda, dok se postupak klasifikacije odvija na osnovu određivanja rastojanja između procenjenih vektora obeležja i referentnih vektora obeležja za teorijske vrednosti cikličnih kumulanata bez uticaja AWGN, [171-172]. U [172] je predložen vektor obeležja koji čine ciklični kumulanti IV, VI i VIII reda. Osim toga, za razliku od prethodnih postupaka, postupak definisan u [172], ne zahteva poznavanje učestanosti nosioca signala kao ni faktor uobličavanja impulsa na predaji.

Primena cikličnih kumulanata zahteva da se signal diskretizuje sa znatno većom učestanošću odabiranja u odnosu na vrednost protoka simbola, što značajno povećava računsku složenost ovakvih rešenja. Pošto se za svaki skup modulacionih postupaka koristi linearna kombinacija većeg broja kumulanata, to takođe povećava računsku složenost. Konačno, za većinu predloženih rešenja na bazi ovog pristupa neophodno je poznavanje određenih parametara signala, pri čemu u nekooperativnom okruženju primene AMC neki od njih nisu dostupni, npr. oblik standardnog talasnog oblika na predaji. Dodatno, pri primeni cikličnih kumulanata ne postoji autonoman mehanizam u okviru postupka procene ovih kumulanata za potrebe korekcije uticaja interferencije i MPF kanala, te su stoga njihove performanse u opisanom okruženju značajno pogoršane.



### **3. KLASIFIKACIJA RADIO SIGNALA PO TIPU MODULACIJE NA OSNOVU KUMULANTA ČETVRTOG REDA**

U ovom poglavlju dat je detaljan opis AMC postupka predloženog u [34], koji se zasniva na primeni normalizovanog kumulanta četvrtog reda,  $C_{42}$ , koji je definisan kao združeni kumulant četvrtog reda sa dve konjugacije, a u skladu sa teorijskim osnovama datim u **Dodatku A.2**. Opisani su metodi za estimaciju parametara MPF kanala sa frekvencijski-selektivnim fedingom (FSF). Prikazan je postupak estimacije statističkih parametara koji opisuju kvalitet procene  $C_{42}$  za posmatrane statističke modele MPF kanala, kao i uspešnosti klasifikacije samog AMC postupka. Pri tome, dat je i prikaz osnovnih rezultata dobijenih postupkom estimacije uz odgovarajuće prateće zaključke.

#### **3.1 POSTUPAK AMC NA OSNOVU ZDRUŽENOG KUMULANTA $C_{42}$**

Klasična rešenja za AMC zasnivaju se na obradi signala pri prijemu sa jednim senzorom, odnosno sekvence odbiraka signala prikupljenih tokom perioda opservacije na učestanosti međufrekvencije ili češće nakon translacije signala u OOU. U slučaju postupaka AMC na osnovu kumulanata višeg reda posmatra se sekvenca odbiraka signala, pri čemu je perioda odabiranja jednaka periodi signaliziranja  $T$ , transliranog u OOU primenom IQ demodulatora. Ova sekvenca odbiraka predstavlja procenu sekvence modulisanih simbola primljenih tokom perioda opservacije. U skladu sa opštim oblikom signala na ulazu u prijemnik iz izraza (2.1), za posmatrni period opservacije trajanja  $t_{op} \in [N_{sim}T, (N_{sim} + 1)T]$ , sekvenca odbiraka dužine  $N_{sim}$ , data je izrazom,

$$y(nT) = a_u \cdot e^{j2\pi\Delta f_c nT + j\theta_c} \times \\ \times \left[ \sum_i e^{j\varphi_i} \cdot S_i^m \cdot g_u((n-i)T - \varepsilon_i T) \right] + n_g(nT), n = 1, \dots, N_{sim}, \quad (3.1)$$

u kome su sve veličine definisane na isti način kao u izrazu (2.1). Uz pretpostavku da je

u fazi predobrade učestanost nosioca procenjena sa zanemarljivom greškom ( $\Delta f_c \approx 0$ ), da je obavljena idealna sinhronizacija na nivou simbola ( $\forall i \varepsilon_i = 0$ ), da je fazni džiter zanemarljiv ( $\forall i \varphi_i \approx 0$ ), kao i da je primenom algoritama koji ne zahtevaju *a priori* poznavanje primenjenog tipa modulacije, tj. konstelacije u kompleksnoj faznoj ravni, izvršena ekvalizacija uticaja uobličavanja impulsa  $g(t)$ , [34, 179], dobijamo,

$$y(n) = a_u \cdot e^{j\theta_c} \times [\sum_i S_i^m \cdot h(n-i)] + n_g(n), n = 1, \dots, N_{sim}, \quad (3.2)$$

u kome je sa  $h(t)$ , u skladu sa izrazom (2.1), označen impulsni odziv linije veze (radio kanala), uz usvojenu notaciju  $y(nT) \equiv y(n)$ . Na osnovu otpornosti postupka AMC na osnovu kumulanata višeg reda na uticaj normalizovanog frekvencijskog *offset*-a za  $|\Delta f_c T| \leq 0.15$ , faznog džitera za  $|\varphi_i| \leq \pi/6$ , greške sinhronizacije takta za  $\varepsilon_i < 0.15$ , prikazanu u [34], kao i potpunu neosetljivost na uticaj nepoznate faze nosioca  $\theta_c$ , rezultati dobijeni za usvojene idealizovane pretpostavke se uz mala pogoršanja AMC performansi očekuju i kada se greške estimacije parametara signala, sinhronizacije takta, faze i frekvencije nosioca nalaze u navedenim prihvatljivim granicama. Stoga, pri analizi rada klasifikatora posmatramo slučajnu sekvencu odbiraka signala u OOU,

$$y(n) = a_u \times [\sum_i x(i) \cdot h(n-i)] + n_g(n), n = 1, \dots, N_{sim}, \quad (3.3)$$

pri čemu je sa  $x(iT) = S_i^m \equiv x(i)$  označena slučajna sekvenca modulisanih simbola na predaji generisana u skladu sa primenjenim tipom modulacije  $m$  uz pretpostavku slučajno generisanog informacionog sadržaja.

Za radio kanal predstavljen putem opšteg linearnog modela MPF kanala, u slučaju kada je vremenska disperzija veća od signalizacionog intervala  $T$ , tj. kada je koherentni opseg učestanosti manji od brzine signaliziranja  $V = 1/T$ , javlja se frekvencijski-selektivan feding. Ako je maksimalno vreme kašnjenja usled MPF  $\tau_{rm} \leq LT$ , sekvenca procene simbola, [34-36, 49, 166], je

$$y(n) = a_u \times [\sum_{k=0}^{L-1} h(k) \times x(n-k)] + n_g(n), n = 1, \dots, N_{sim}, \quad (3.4)$$

pri čemu  $a_u$  predstavlja normalizovanu amplitudu ulaznog signala definisanu u izrazu (2.2),  $x(n)$  predstavlja  $n$ -ti simbol primljenog signala na predaji,  $n_g(n)$  je  $n$ -ti odbirak kompleksnog AWGN procesa sa nultom srednjom vrednošću i varijansom  $\sigma_g^2$ , dok su sa  $h(k), k = 0, \dots, L-1$ , označeni koeficijenti nepoznatog MPF kanala dužine  $L$ . Ukoliko

se u okviru faze predobrade osim ekvalizacije uticaja uobličavanja impulsa sprovodi i postupak *blind* ekvalizacije radio kanala, koeficijenti  $h(k)$ ,  $k = 0, \dots, L - 1$ , odgovaraju kanalu kojim se modeluje preostali (rezidualni) uticaj MPF kanala i uobličavanja impulsa koji postoji usled neidealne ekvalizacije.

Vrednost SNR definiše se kao  $SNR = E\{x^2(n)\}/\sigma_g^2$ , [34-36, 49, 166], pri čemu je vrednost  $a_u$  zanemarena jer se pri estimaciji kumulanta obavlja normalizacija sa srednjom snagom signala na prijemu koja se estimira kao združeni kumulant drugog reda sekvence  $y(n)$ ,  $C_{20}$ , [34].

Za potrebe klasifikacije koristi se normalizovani kumulant četvrtog reda emitovane sekvence modulisanih simbola  $x(n)$ ,  $C_{42,x}$ , u skladu sa postupkom datim u [34], pri čemu se procena vrednosti kumulanta,  $\hat{C}_{42,x} = C_{42}$ , računa na osnovu sekvence simbola u OOU konačne dužine,  $y(n)$ ,  $n = 1, \dots, N_{sim}$ , u skladu sa izrazom,

$$\hat{C}_{42,x} = C_{42} = \frac{1}{\beta} \times \frac{N_{sim} \times \sum_{n=1}^{N_{sim}} |y(n)|^4 - \left| \sum_{n=1}^{N_{sim}} y^2(n) \right|^2 - 2 \times \left[ \sum_{n=1}^{N_{sim}} |y(n)|^2 \right]^2}{\left[ \sum_{n=1}^{N_{sim}} |y(n)|^2 - N_{sim} \times \sigma_g^2 \right]^2}, \quad (3.5)$$

$$\beta = \frac{\sum_{k=0}^{L-1} |h(k)|^4}{\left[ \sum_{k=0}^{L-1} |h(k)|^2 \right]^2}, \quad (3.6)$$

u kome se faktorom  $\beta$ , koji je u skladu sa (3.6) određen feding koeficijentima kanala  $h(k)$ ,  $k = 0, \dots, L - 1$ , određuje uticaj MPF kanala na procenu vrednost kumulanta. U praksi se koeficijenti kanala  $h(k)$ ,  $k = 0, \dots, L - 1$ , i samim tim vrednost faktor  $\beta$ , procenjuju iz dobijene sekvence simbola u OOU,  $\{y(n)\}_{n=1}^{N_{sim}}$ , [34].

Postupak odlučivanja se sprovodi primenom pragova odlučivanja određenih na osnovu teorijskih vrednosti normalizovanog kumulanta  $C_{42,x}$  emitovane sekvence modulisanih simbola za skup mogućih tipova modulacije  $M_{mod} = \{m_1, \dots, m_M\} = \{BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM\}$ . U [34] je pokazano da vrednost  $C_{42,x}^m$  estimirana na osnovu konačne slučajne sekvence simbola  $x(n)$ ,  $n = 1, \dots, N_{sim}$ , dužine  $N_{sim}$ , u slučaju primene modulacionog postupka  $m$  za slučajno generisan informacioni sadržaj predstavlja slučajnu promenjivu sa normalnom raspodelom  $\mathcal{N}(C_{42,T}^m, \sigma_{m,T}^2(N_{sim}))$ , čija je srednja vrednost  $C_{42,T}^m$  definisana za različite tipove linearnih digitalno modulisanih signala, i varijansom  $\sigma_{m,T}^2(N_{sim})$  koja se generalno smanjuje sa povećanjem dužine korišćene sekvence. U Tab.3.1 date su teorijske vrednosti normalizovanog kumulanta

četvrtog reda,  $C_{42,T}^{m_i}, i = 1, \dots, 4$ , za skup od  $M = 4$  tipa modulisana signala,  $M_{mod}$ , posmatranog u okviru ove disertacije. Izrazi za varijansu procene,  $\sigma_{m,T}^2(N_{sim})$ , za dati skup modulacija,  $M_{mod}$ , iskazani su u funkciji poznatih vrednosti mešovityh momenata  $k$ -tog reda sa  $p$  konjugacija,  $m_{k,p}$ , i dužine sekvence,  $N_{sim}$ , izvedeni su u [34].

*Tab.3.1 - Teorijske vrednosti normalizovanih kumulanata četvrtog reda za posmatrani skup MPSK i MQAM modulacionih postupaka.*

Signal	BPSK	QPSK	16-QAM	64-QAM
$m_i$	$m_1$	$m_2$	$m_3$	$m_4$
$C_{42,T}^{m_i}$	-2	-1	-0.68	-0.6191

Uvođenjem aproksimacije, [34], da su varijanse procene za dva modulisana signala približno jednake za datu dužinu sekvence,  $N_{sim}$ , prag odlučivanja za ta dva tipa signala  $Th_{m_i,m_j}$  se može usvojiti kao aritmetička sredina teorijskih vrednosti kumulanta za date signale, tj.  $Th_{m_i,m_j} = 0.5 \times (C_{42,T}^{m_i} + C_{42,T}^{m_j})$ . Optimalna vrednost praga odlučivanja  $Th_{m_i,m_j}^{opt}$  za bilo koja dva tipa signala,  $m_i$  i  $m_j$ , i svaku dužinu korišćene sekvence na osnovu teorijskih vrednosti kumulanata iz Tab.3.1 i vrednosti varijanse procene kumulanata mogu se odrediti na osnovu izraza datog u [34]. U analizi sprovedenoj u disertaciji usvojeno je prvo, jednostavnije, pravilo određivanja pragova odlučivanja. Ovakva odluka doneta je zato što za veći broj analiziranih scenarija rada klasifikatora usled uticaja MPF kanala dolazi do značajnih odstupanja stvarnih srednjih vrednosti procene kumulanta od teorijskih vrednosti iz Tab.3.1, usled čega primenom optimalnih pragova odlučivanja ne dolazi do uočljivog povećanja uspešnosti klasifikacije.

### **3.2 METODI ZA ESTIMACIJU PARAMETARA MPF KANALA SA FSF**

U zavisnosti od dužine  $L$  datog MPF kanala, tj. maksimalnog vremena kašnjenja usled višestruke propagacije  $\tau_{rm}$ , razlikujemo kanale sa izraženom pojavom vremenske disperzije,  $L \geq 2$ , kod kojih se zapaža pojava frekvencijski-selektivnog fedinga (FSF), tj. vremenski-disperzivnog feding (TDF), odnosno MPF kanale kod kojih je vremenska disperzija ograničena na trajanje jednog perioda signaliziranja,  $L = 1$ , i u kojima se javlja ravni feding (FF). U slučaju kanala sa TDF pri estimaciji vrednosti kumulanta u skladu sa izrazima (3.5) i (3.6) potrebno je odrediti faktor  $\beta$ , i to na osnovu trenutnih

vrednosti feding koeficijenata kanala.

U cilju analize uticaja metoda estimacije kanala (*Channel Estimation Method*, CEM) na klasična rešenja za AMC sa jednim senzorom, kao i kasnije predloženih rešenja za kooperativnu AMC, posmatrana su tri modela estimacije MPF kanala sa FSF:

- model sa idealnom estimacijom kanala (*Perfect Channel Estimation*, PCE), za koji se smatra da su informacije o stanju kanala (*Channel State Information*, CSI), odnosno statističke osobine kanala i stvarne vrednosti feding koeficijenata kanala  $h(k), k = 0, \dots, L - 1$ , *apriori* poznate. PCE je ekvivalentan idealnoj estimaciji parametara kanala i samim tim nije praktično ostvariv, i uveden je za potrebe analiza ponašanja klasifikatora na bazi kumulanata za najbolji mogući (idealizovan) scenario primene u slučaju neekvaliziranih MPF kanala sa FSF;
- model u kome se koristi metod za estimaciju kanala predložen u [35, 174], u daljem tekstu označen kao RCE-I (*The First Realistic Channel Estimation*) metod. Estimacija feding koeficijenata kanala primenom RCE-I modela izvodi se u skladu sa izrazima,

$$h_n(k) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{h(k)}{h(0)} = \frac{m_4^y(L-1, L-1, k)}{m_4^y(L-1, L-1, 0)} = \frac{E[y(n)y(n+L-1)y(n+L-1)y(n+k)]}{E[y(n)y(n+L-1)y(n+L-1)y(n)]}, k = 0, \dots, L - 1, \quad (3.7)$$

$$\hat{h}_n(k) = \frac{\sum_{n=1}^N \text{sim}[y(n)y(n+L-1)y(n+L-1)y(n+k)]}{\sum_{n=1}^N \text{sim}[y(n)y(n+L-1)]^2}, k = 0, \dots, L - 1, \quad (3.8)$$

u kojima su  $h_n(k), k = 0, \dots, L - 1$ , normalizovani feding koeficijent kanala sa MPF,  $m_4^y(\tau, \rho, \vartheta) \stackrel{\text{def}}{=} E[y(n)y(n+\tau)y(n+\rho)y(n+\vartheta)]$  je moment 4-og reda slučajne sekvence  $y(n)$ , dok je sa  $\hat{h}_n(k)$  označena procena  $h_n(k)$  koja se dobija na osnovu slučajne sekvence  $y(n)$  konačne dužine. Analizom datom u [180] pokazano je da se primenom RCE-I u okviru AMC na osnovu kumulanata četvrtog reda ostvaruju veoma različite performanse za različite tipove realnih MPF kanala sa FSF, a koje su znatno lošije od onih ostvarivih primenom PCE. Dodatno, analizom u [36], pokazana je izrazita numerička nestabilnost ovog metoda, za MPF kanale sa FSF i dominantnom komponentom  $l_d$ . Odnosno kada postoji  $h(l_d)$  za koje važi da je za  $\forall k \neq l_d |h(l_d)| \gg |h(k)|$ , npr. u slučaju direktne komponente sa optičkom vidljivošću (*Line-of-Sight*, LOS). Sama definicija RCE-I metoda inherentno pretpostavlja *apriori* poznavanje  $L$  pre

postupka estimacije kanala, što u većini realnih scenarija primene nije ostvarivo;

- model u kome se koristi metod za estimaciju kanala predložen u [36], u daljem tekstu označen kao RCE-II (*The Second Realistic Channel Estimation*). U RCE-II metodu dužina kanala  $L$  nije *a priori* poznata, a nepoznati fading koeficijenti estimiraju se sa  $L_R \geq L$  različitih vrednosti pomeraja  $r$  na osnovu izraza,

$$\hat{h}_{n,r}(k) = \frac{\sum_{n=1}^{N_{sim}} y^3(r)y(k)}{\sum_{n=1}^{N_{sim}} y^4(r)}, k = 0, \dots, L_R - 1; r = 0, \dots, L_R \geq L, \quad (3.9)$$

nakon čega se bira skup estimiranih parametara  $\hat{h}_{n,r}(k), k = 0, \dots, L_R - 1$ , koji odgovara dominantnoj komponenti  $r = l_d$ , na način opisan u [36]. RCE-II metod se odlikuje znatno većom računskom složenošću u odnosu na RCE-I, ali garantuje bolje rezultate za MPF kanale sa FSF ukoliko postoji dominantna komponenta, [36]. Dodatno, ovaj metod ne zahteva *a priori* poznavanje vrednosti  $L$ , te je primenjiv u gotovo svim realnim scenarijima primene.

Osim dva ovde opisana analitička metoda za estimaciju parametara kanala, RCE-I i RCE-II, nedavno je predložen, [25], znatno složeniji metod za estimaciju kanala primenom kumulanata 4-og, 6-og i 8-og reda. U ovom metodu koristi se nelinearni LS algoritam pri rešavanju sistema jednačina koje predstavljaju funkcije nepoznatih parametara kanala i vrednosti kumulanata različitog reda. Pokazano je da se primenom ovog metoda estimacije kanala u okviru qHLRT klasifikatora, postižu znatno bolji rezultati u odnosu na slučaj kada se za estimaciju kanala u okviru qHLRT klasifikatora koristi RCE-I metod, uz znatno poboljšanje uspešnosti klasifikacije za male vrednosti SNR. Ipak, pri analizi performansi novog metoda estimacije kanala datog u [25] poređenje je rađeno samo sa RCE-I metodom u scenarijima kada postoji dominantna komponenta, i to za slučaj primene u okviru qHLRT klasifikatora kod koga je bitna tačnost procene i amplitude i faze koeficijenata kanala, a što nije bitna karakteristika u slučaju AMC na osnovu kumulanata. Stoga se mora izvršiti detaljna analiza mogućih poboljšanja CEM kao i performansi klasifikatora koje se mogu ostvariti primenom ovog metoda u okviru AMC na osnovu kumulanata, a u odnosu na ovde posmatrane RCE-I i RCE-II metode estimacije. Pri tome treba imati u vidu izuzetnu računsku složenost ovog CEM metoda. Dodatno, u samom metodu dato je da se početni uslovi postavljaju na drugačiji način za različite tipove signala. Ova činjenica ne ometa primenu predloženog

CEM u slučaju qHLRT klasifikatora, kod koga se LF računaju posebno za svaki tip signala, ali onemogućava njegovu primenu u slučaju AMC na osnovu kumulanata.

### 3.3 DEFINICIJA POSMATRANIH MODELA MPF KANALA

U istraživanju sprovedenom pri izradi disertacije analiziran je veći broj različitih tipova MPF kanala. Na osnovu analize dobijenih rezultata izabran je uži skup modela kanala (*Channel Model*, CHM), opisanih u ovom podnaslovu, a čija analiza omogućava prikaz svih bitnih rezultata i zaključaka dobijenih tokom analize. Pri tome, izabrani skup modela kanala može se podeliti u tri grupe.

Prvu grupu čini samo jedan model kanala, označen kao AWGN kanal, definisan izrazom (3.4) za  $L = 1$  i  $h(0) = 1$ , odnosno,

$$y(n) = x(n) + n_g(n), n = 1, \dots, N_{sim}, \quad (3.10)$$

pri čemu se  $n_g(n)$  generišu kao slučajne promenjive koje odgovaraju kompleksnom AWGN procesu sa nultom srednjom vrednošću i varijansom  $\sigma_g^2$ . Model AWGN kanala korišćen je za opis idealnog scenarija primene u kome se signal prenosi bez izobličenja, a jedina interferencija je AWGN proces (termički šum) na ulazu u prijemnik.

U drugu grupu svrstani su modeli kanala sa veoma izraženom vremenskom disperzijom, takvom da izaziva pojavu FSF. Ovaj tip kanala je definisan izrazom (3.4) sa  $L > 1$  i koeficijentima  $h(k), k = 0, \dots, L - 1$ , definisanih kao slučajne promenjive sa odgovarajućom raspodelom, Tab.3.2, odnosno,

$$y(n) = \sum_{k=0}^{L-1} h(k) \cdot x(n - k) + n_g(n), n = 1, \dots, N_{sim}, \quad (3.11)$$

u kome je AWGN proces  $n_g(n)$  generisan na istovetan način kao za AWGN kanal. Ova grupa sadrži 4 različita modela kanala, u oznaci TDF-CHM#1 do TDF-CHM#4, čije su osnovne osobine navedene u Tab.3.2.

Model TDF-CHM#1 opisuje scenario MPF kanala sa FSF koji se odlikuje jednom dominantnom komponentom, tj.  $\forall l \neq l_d \ h(l_d) \gg h(l)$  za  $l, l_d \in [0, L - 1]$ . Pri tome, usvojen je model kanala koji je korišćen u nizu radova iz oblasti klasične AMC i kooperativne AMC na bazi kumulanata, [35-36, 166], za koji je prva komponentna u impulsnom odzivu dominantna, tj.  $h(0) = 1$ , dok se ostali koeficijenti kanala generišu

kao međusobno nezavisne (nekorelisane) slučajne promenjive opisane kompleksnom *Gauss*-ovom raspodelom sa varijansom  $\sigma_h^2 = 0.05$  i nultom srednjom vrednošću. Ovaj model kanala predstavlja jednostavan primer kanala sa LOS. Dodatno, model kanala odgovara scenariju primene u kome se u okviru faze predobrade u klasifikatoru obavlja *blind* ekvalizacija kanala sa MPF, tj. kada je izvršeno značajno potiskivanje uticaja MPF pa dobijamo izraženu komponentu  $h(0) = 1$ , dok se ostalim koeficijentima modeluje rezidualni uticaj kanala preostao nakon neidealne ekvalizacije.

Tab.3.2 - Opis modela MPF kanala sa frekvencijski-selektivnim fedingom, tj. kanala sa TDF.

Oznaka	Dominantna komponenta	Ostale (nedominantne) komponente		Relativna kašnjenja u odnosu na prvu
		Raspodela amplituda	Raspodela faze	
TDF-CHM#1	$h(0) = 1$	<i>Rayleigh</i> -ova, varijansa $\sigma_h^2 = 0.05$	Uniformna na $(0, 2\pi]$	Ekvidistantno, $\tau_k = kT, k = 1, \dots, L - 1$
TDF-CHM#2	Nema	<i>Rayleigh</i> -ova, varijansa $\sigma_h^2 = 0.05$		Celobrojne nezavisne slučajne promenjive sa <i>Poisson</i> -ovom raspodelom i srednjim intenzitetom dolazaka $\lambda_k = 3.55$
TDF-CHM#3	Nema	<i>Rice</i> -ova, sa $\nu = 0.8$ i $\sigma_h^2 = 0.05$		
TDF-CHM#4	Nema	Log-normalna, sa $\mu_h = 0$ i $\sigma_h^2 = 0.01$		

Preostali modeli kanala, TDF-CHM#2 do TDF-CHM#4, opisuju slučaj u kome ne postoji dominantna komponenta, odnosno odgovaraju različitim uslovima propagacije za realne radio kanale. Pri tome, realizovana su tri različita modela kanala kreirana u skladu sa *Turin*-ovim modelom TDF kanala sa MPF, [166, 181-182] i to: *Rayleigh*-ev model (TDF-CHM#2) sa varijansom  $\sigma_h^2 = 0.05$ , *Rice*-ov model (TDF-CHM#3) sa parametrima  $A_h = 0.8$   $\sigma_h^2 = 0.05$ , i *log-normalni* model (TDF-CHM#4) generisan tako da  $20 \log_{10} |h(k)|$  predstavlja slučajnu promenjivu opisanu normalnom raspodelom čija je srednja vrednost  $\mu_h = 0$  i varijansa  $\sigma_h^2 = 0.01$ . Za sva četiri modela faza  $\theta(k)$  koeficijenata  $h(k) = |h(k)|^{j\theta(k)}$  generisana je kao slučajna promenjiva sa uniformnom raspodelom na intervalu  $(0, 2\pi]$ , dok su za modele kanala TDF-CHM#2 do TDF-CHM#4 relativna kašnjenja komponenti u odnosu na prvu komponentu (sa  $k = 0$ ) generisana u skladu sa *Poisson*-ovim slučajnim procesom čiji je srednji intenzitet dolazaka  $\lambda_h = 3.55$ . Ostali parametri za ova tri modela kanala usvojeni su u skladu sa *Turin*-ovim modelom kanala, ili na takav način da se omogući poređenje sa modelom TDF-CHM#1. U podnaslovu **Dodatak A.3**, date su definicije raspodela i odgovarajućih



funkcija gustina verovatnoće korišćenih pri generisanju opisanih modela radio kanala.

Treću grupu modela kanala, čine oni kojima se modeluje pojava ravnog fedinga, a koji su definisani izrazom (3.4) sa  $L = 1$  i jednim feding koeficijentom  $h(0) \neq 1$  koji je statistički opisan kao slučajna promenljiva sa odgovarajućom raspodelom, odnosno,

$$y(n) = h(0) \cdot x(n) + n_g(n), n = 1, \dots, N_{sim}, \quad (3.12)$$

sa ukupno osam različitih modela kanala definisanih za različite raspodele slučajne promenljive  $h(0)$ , označenih sa FF-CHM#1 do FF-CHM#8. Pri tome, prva dva modela kanala odgovaraju MPF kanalima sa *Rayleigh*-ovim fedingom, dok preostali modeli odgovaraju kanalima sa *Rice*-ovim fedingom za različite raspodele slabljenja kanala. Osnovni parametri korišćenih MPF kanala sa FF dati su u Tab.3.3. Tokom prikupljanja uzorka veće dužine, tj. perioda opservacije trajanja  $t_{op} = N_{sim}T$ , impulsni odziv MPF kanala sa FF pri brzinama prenosa,  $V = 1/T$ , a koje su manje od širine koherentnog opsega kanala, ne može se posmatrati kao nekorelisan u vremenu. U cilju analize rada klasifikatora za različite uslove rada koji uzimaju u obzir prethodno navedenu činjenicu, pri generisanju različitih modela kanala sa FF korišćeni su vremenski-korelirani modeli podržani u MATLAB programskom paketu, pri čemu je detaljan opis dat u [183]. Za ove modele kanala se zadavanjem maksimalne vrednosti *Doppler*-ovog pomeraja,  $\Delta f_{Dop,max}$ , definiše brzina promene kanala u vremenu. Vrednost odnosa  $V/\Delta f_{Dop,max}$ , uz činjenicu da ovi modeli kanala imaju relativno male promene impulsnog odziva u trajanju  $100\Delta f_{Dop,max}$ , korišćena je da se definišu dva različita slučaja u smislu brzine promene karakteristika kanala tokom perioda opservacije za datu dužinu uzorka  $N_{sim}$ .

Tab.3.3 - Osnovni parametri modela MPF kanala sa ravnim fedingom.

Oznaka	Tip raspodele	$\Delta f_{Dop,max}$	$V/\Delta f_{Dop,max}$
FF-CHM#1	<i>Rayleigh</i> -ova	4Hz	4000
FF-CHM#2		20Hz	800
FF-CHM#3	<i>Rice</i> -ova, sa $K = 0.5$	4Hz	4000
FF-CHM#4		20Hz	800
FF-CHM#5	<i>Rice</i> -ova, sa $K = 1$	4Hz	4000
FF-CHM#6		20Hz	800
FF-CHM#7	<i>Rice</i> -ova, sa $K = 5$	4Hz	4000
FF-CHM#8		20Hz	800

### **3.4 REZULTATI ESTIMACIJE STVARNE SREDNJE VREDNOSTI I VARIJANSE PROCENE KUMULANTA $C_{42}$ ZA POSMATRANE MODELE KANALA**

Kao što je prethodno navedeno, kao skup mogućih modulacionih postupaka koji se posmatra pri klasifikaciji usvojen je skup  $M_{mod} = \{BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM\}$ , odnosno u skraćenom zapisu  $M_{mod} = \{m_1, \dots, m_4\}$ , respektivno.

Kvalitet procene  $C_{42}$ , od presudnog je značaja za uspešnost postupka klasifikacije. U [34] je pokazano da procena  $C_{42}$  dobijena pri estimaciji na osnovu slučajno generisane sekvence simbola modulisanog signala konačne dužine, odnosno sekvence modulisanih simbola na predaji  $x(n), n = 1, \dots, N_{sim}$ , iz izraza (3.4), predstavlja slučajnu promenljivu sa normalnom raspodelom definisane srednje vrednosti za svaki tip modulisanog signala i varijansom procene koja zavisi od dužine sekvence. Pri analizi postupka procene kumulanta ( $C_{42}$ ) u slučaju prethodno definisanog AWGN kanala, [34-35, 21], zaključeno je da je procena vrednosti  $C_{42}$  na osnovu primljene sekvence kompleksnih simbola  $y(n), n = 1, \dots, N_{sim}$ , za dovoljno veliku vrednost SNR takođe normalno raspodeljena slučajna promenljiva sa istom stvarnom srednjom vrednošću kao i ona dobijena iz originalne sekvence na predaji.

Poređenjem predloženog estimatora iz izraza (3.4) za AWGN kanal, sa izvedenim *unbiased Cramer-Lao lower Bound* (CRLB) estimatorom za BPSK i QPSK signale, [35], odnosno 16QAM signal, [158], pokazano je da se estimatorom iz izraza (3.5) dobija procena sa varijansom koja minimalno odstupa od minimalno ostvarive dobijene za CRLB estimator za vrednosti SNR iznad -2dB.

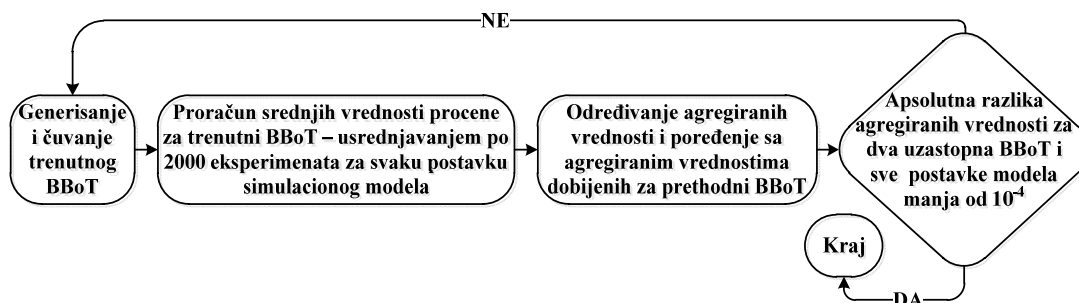
Iz tog razloga, izvršeno je ispitivanje statističkih karakteristika procene  $C_{42}$  na osnovu izraza (3.5) za definisane modele kanala, i to određivanjem stvarnih srednjih vrednosti i varijansi dobijene procene. Pri tome, za MPF kanale sa frekvencijskim-selektivnim fedingom računata je korekcija procene sa faktorom  $\beta$ , određenog u skladu sa (3.6) na osnovu feding koeficijenata kanala dobijenih u skladu sa definisanim PCE, RCE-I ili RCE-II modelima estimacije parametara kanala.

#### **3.4.1 OPIS POSTUPKA ESTIMACIJE STVARNIH SREDNJIH VREDNOSTI I VARIJANSI**

Ukoliko se procena  $C_{42}$  posmatra kao slučajna promenljiva, jasno je da ona zavisi od više nekoreliranih slučajnih procesa: slučajne sekvence simbola na predaji, slučajnog AWGN procesa na ulazu u prijemnik i niza slučajnih promenljivih kojima se opisuju

koeficijenti MPF kanala u skladu sa usvojenim raspodelama za posmatrani model kanala, kao i skupa parametara koji čine: dužina sekvence simbola  $N_{sim}$  (dužina uzorka), dužina MPF kanala  $L$ , tip modulisanog signala  $m_i \in M_{mod}$ , vrednost SNR, kao i modela estimacije parametara kanala (CEM).

Iz tog razloga, nije bilo moguće definisati minimalan (dovoljan) broj *Monte-Carlo* eksperimenata neophodnog za pravilnu estimaciju stvarne srednje vrednosti i varijanse procene  $C_{42}$  za sve moguće postavke simulacionog modela. Stoga, primenjen je iterativni postupak u kome je definisan osnovni blok eksperimenata (*Basic Block of Trials*, BBoT), sa po 2000 eksperimenata za svaku postavku simulacionog modela koju definišu: tip signala  $m_i$ , dužina uzorka  $N_{sim}$ , model kanala definisan raspodelom koeficijenata i dužinom kanala  $L$ , vrednošću SNR i primenjenim modelom estimacije kanala (PCE, RCE-I ili RCE-II). Sukcesivno je generisan je niz BBoT, uz proračun stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  za trenutni BBoT i ukupne (agregirane) vrednosti za sve BBoT. Postupak je okončan kada je apsolutna razlika agregiranih vrednosti estimirane stvarne srednje vrednosti (za sve postavke modela u BBoT) za dva uzastopna BBoT bila manja od  $10^{-4}$ . Osnovna blok šema iterativnog postupka data je na Sl.3.1.



Sl.3.1 - Blok šema iterativnog postupka za estimaciju stvarnih (*actual*) srednjih vrednosti procene kumulanta četvrtog reda  $C_{42}$  za sve postavke simulacionog modela.

Nakon što su na opisani način određene stvarne (*actual*) srednje vrednosti procene  $C_{42}$  za svaku postavku simulacionog modela je korišćenjem sačuvanih eksperimenata za sve generisane BBoT usrednjavanjem izvršena estimacija varijanse procene  $C_{42}$  (za sve vrednosti SNR, dužine sekvenci  $N_{sim}$ , tip modulacije, model i dužinu MPF kanala, i CEM), i to posebno u odnosu na teorijske vrednosti za skup  $M_{mod}$  dat u Tab.3.1, kao i u odnosu na odgovarajuće, prethodno određene, stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$ .

Pri tome, opisani postupak estimacije izvođen je u skladu sa sledećim uslovima:

- svi posmatrani tipovi signala iz skupa  $M_{mod}$  generisani su kao normalizovani slučajni procesi sa nultom srednjom vrednošću i jediničnom srednjom snagom, u skladu sa opisom datim u **Dodatku A.1**, pri čemu je sekvenca simbola na predaji  $x(n), n = 1, \dots, N_{sim}$ , nezavisno generisana za svaki eksperiment kao slučajna sekvenca jednako verovatnih simbola za posmatrani tip modulacije odgovarajuće dužine  $N_{sim} \in \{500, 1000, 2000, 4000\}$ ;
- MPF kanali su generisani za različite dužine kanala:  $L = 1$  za kanale sa ravnim odnosno  $L \in \{2, \dots, 10\}$  za kanale sa frekvencijskim-selektivnim fadingom, pri čemu su za svaki eksperiment koeficijenti kanala nezavisno generisani u skladu sa raspedelama i parametrima definisanim posmatranim modelom kanala;
- emitovanoj sekvenci je nakon propuštanja kroz kanal, dodavana sekvenca  $n_g(n), n = 1, \dots, N_{sim}$ , generisanih kao slučajna sekvenca kompleksnog AWGN procesa sa nultom srednjom vrednošću i varijansom  $\sigma_g^2$  čija je vrednost određena sa zadatom vrednošću  $SNR \in [-5dB, 20dB]$ .

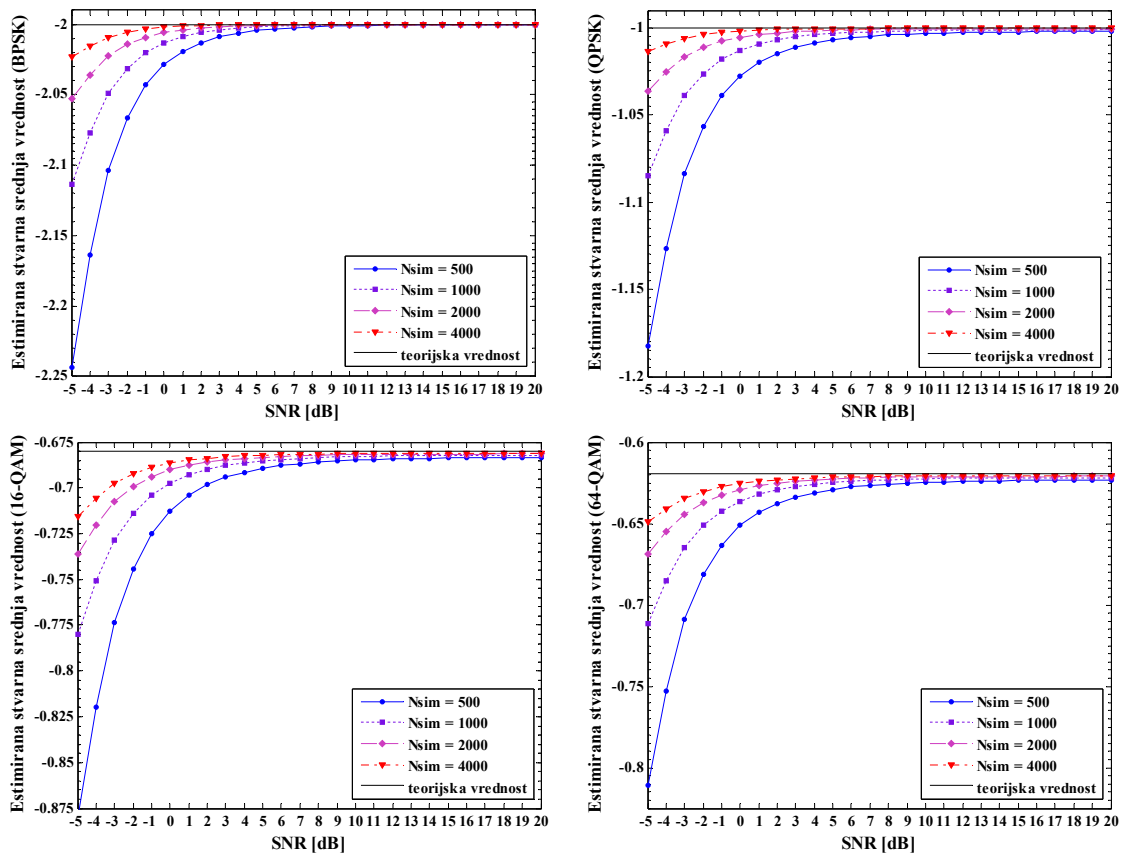
### 3.4.2 REZULTATI ESTIMACIJE ZA AWGN KANAL

U slučaju AWGN kanala, opisanim postupkom estimacije stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  za posmatrane tipove moduliranih signala dobijeni su rezultati koji su prikazani na Sl.3.2, i to za različite dužine uzorka  $N_{sim}$ . Pri porastu vrednosti SNR, tj. kada vrednost SNR teži ka beskonačnosti, postoji izvesno odstupanje stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  u odnosu na odgovarajuću teorijsku vrednost iz Tab.3.1, osim za BPSK signal sa realnom (jednodimenzionalnom) konstelacijom simbola u faznoj ravni. Pri tome, ovo odstupanje se smanjuje sa porastom dužine uzorka  $N_{sim}$ .

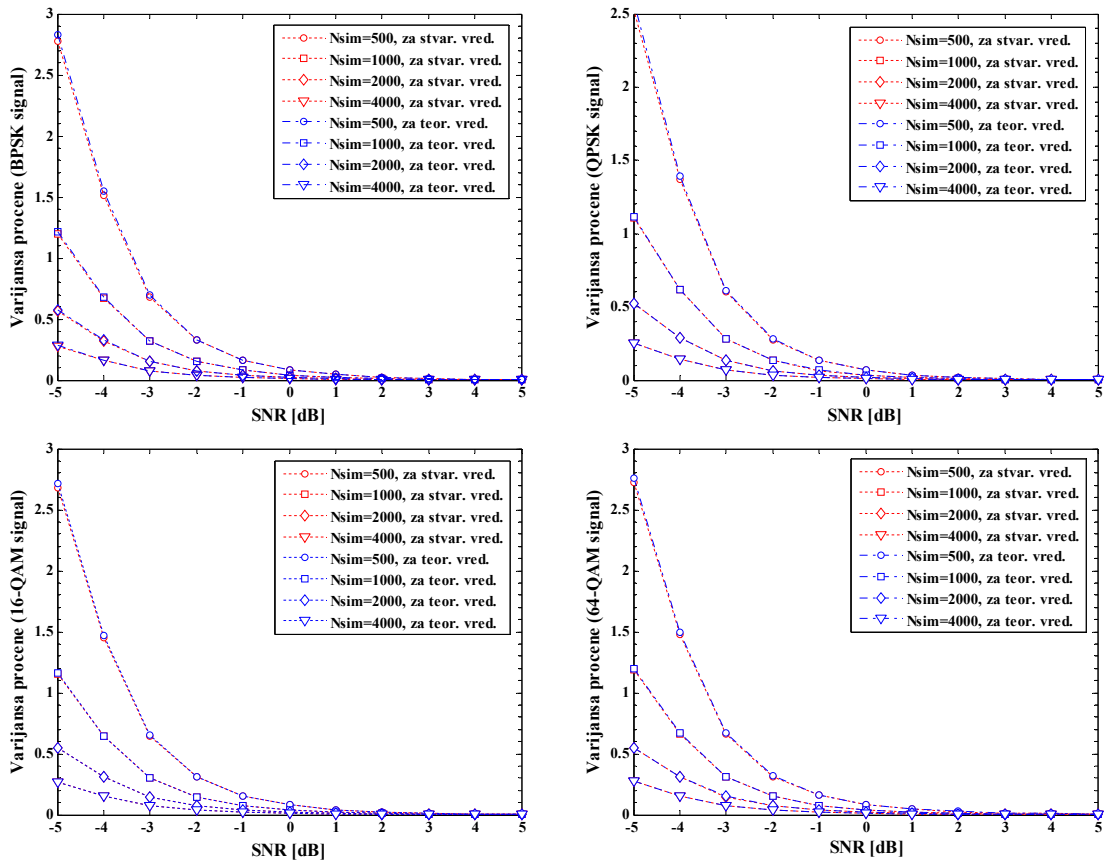
Na Sl.3.3, date su varijanse procene  $C_{42}$  u odnosu na teorijsku vrednost i stvarnu srednju vrednost procene. Rezultati na Sl.3.3, pokazuju da se porastom dužine uzorka osim odstupanja stvarne srednje vrednosti od teorijske vrednosti značajno smanjuje i varijansa procene (i to određene u odnosu na teorijsku vrednost  $C_{42}$  ili stvarnu srednju vrednost procene  $C_{42}$ ). Samim tim, značajno se popravljaju kvalitet procene  $C_{42}$ , i to posebno u slučaju niskog SNR kada i inače postoji značajno odstupanje stvarne srednje vrednosti procene od teorijske vrednosti. Pri tome, kvalitet procene  $C_{42}$  za određeni tip signala definiše se kao odstupanje stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  u odnosu na

odgovarajuću teorijsku vrednost u Tab.3.1, kao i vrednošću varijanse procene  $C_{42}$  u odnosu na teorijsku vrednost i/ili stvarnu srednju vrednost procene  $C_{42}$ .

Dobijeni rezultati u potpunosti su u skladu sa teorijskim razmatranjima datim u [34-35, 158]. Odnosno, za sve posmatrane tipove signala procena  $C_{42}$  u slučaju AWGN kanala može se posmatrati kao slučajna promenjiva aproksimativno opisana normalnom raspodelom čija je gustina verovatnoće definisana odgovarajućom srednjom vrednošću (estimiranom stvarnom srednjom vrednošću procene) i varijansom procene čije vrednosti zavise od SNR, dužine uzorka i tipa modulisanog signala. Osim toga, možemo zaključiti da sa povećanjem vrednosti SNR (ka beskonačnosti) odgovarajuće stvarne srednje vrednosti i varijansa procene  $C_{42}$  teže nuli za sve posmatrane signale.



Sl.3.2 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  za AWGN kanal za BPSK (gore-levo), QPSK (gore-desno), 16QAM (dole-levo) i 64QAM (dole-desno) signale.



Sl.3.3 - Varijansa procene  $C_{42}$  u odnosu na teorijsku vrednost i stvarnu srednju vrednost za AWGN kanal za BPSK (gore-levo), QPSK (gore-desno), 16QAM (dole-levo) i 64QAM (dole-desno) signale.

### 3.4.3 REZULTATI ZA MPF KANALE SA FREKVENCIJSKI-SELEKTIVNIM FEDINGOM

U slučaju MPF kanala sa FSF, osim zavisnosti stvarnih srednjih vrednosti procene  $C_{42}$  od SNR i dužine uzorka, postoji i uticaj dužine kanala  $L$  (vrednosti vremenske disperzije) i primenjenog CEM (PCE, RCE-I ili RCE-II).

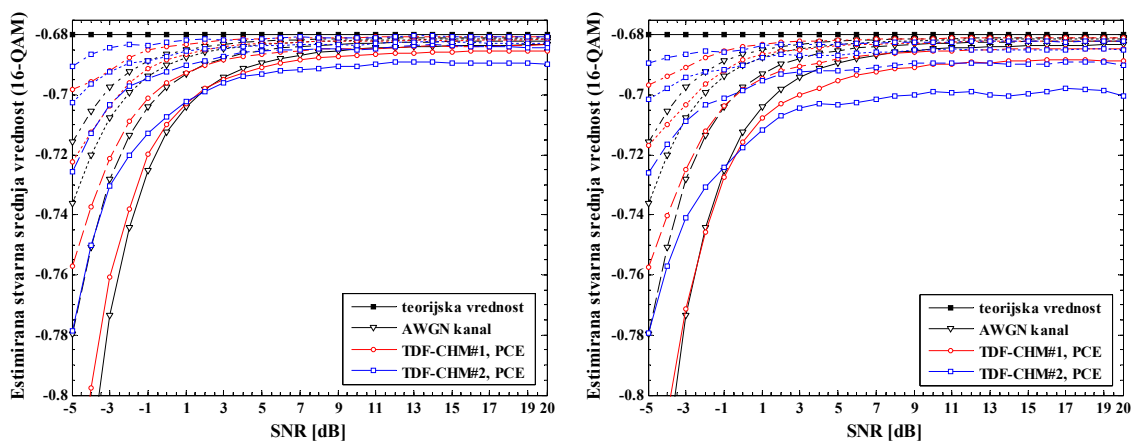
#### Primena PCE modela

Primenom PCE modela estimacije kanala modelovan je idealan (najbolji slučaj) scenario primene klasifikatora za posmatrani tip kanala, u kome se korekcija procene  $C_{42}$  obavlja sa tačnom vrednošću  $\beta$ . Analizom dobijenih rezultata u slučaju primene PCE modela, utvrđeno je da za sve modele kanala bez dominantne komponente, TDF-CHM#2 do TDF-CHM#4, stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  imaju gotovo istovetnu zavisnost od SNR i dužine kanala  $L$ . Iz tog razloga, ovde su dati samo rezultati dobijeni za TDF-CHM#2 kanal, kao predstavnika sva tri modela ovog tipa. Za TDF-CHM#1 kanal sa dominantnom komponentom utvrđeno je nešto drugačije ponašanje. Dodatno,

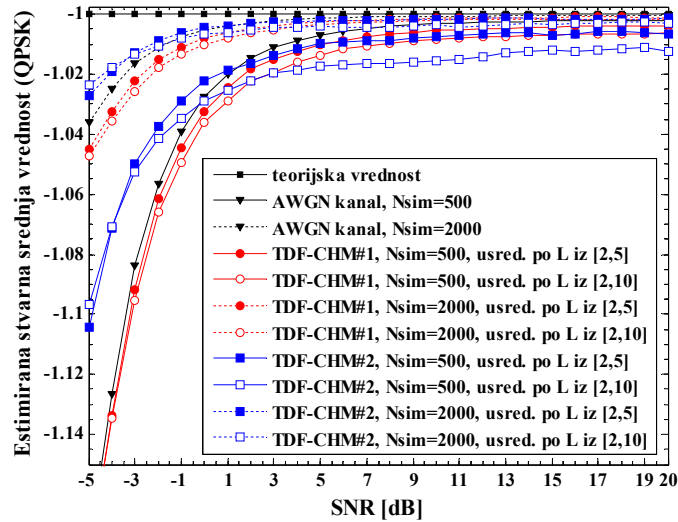
gotovo istovetno ponašanje je zapaženo za sva četiri tipa signala, i za sve posmatrane kanale, pa su ovde prikazani samo karakteristični rezultati za po jedan tip signala.

Na Sl.3.4, data je zavisnost estimirane stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  od SNR i dužine uzorka za 16QAM signal, i to usrednjena za  $L \in [2,5]$  i  $L \in [2,10]$ . Ovakav način prikaza usvojen je pošto se za slične vrednosti  $L$  dobijaju veoma male razlike, uz trend pogoršanja kvaliteta procene  $C_{42}$  sa porastom  $L$ . Iz tog razloga, a u cilju preglednijeg prikaza, dati su samo rezultati za dva tipična slučaja, odnosno kada je vremenska disperzija maksimalne vrednosti  $5T$ , tj.  $L \in [2,5]$ , odnosno  $10T$ , tj.  $L \in [2,10]$ , respektivno. Na ovaj način modelovana su dva različita propagaciona okruženja sa stanovišta vrednosti vremenske disperzije. Pri tome, za oba okruženja uvedena je pretpostavka jednakih verovatnoća pojave kanala svih mogućih dužina za zadati opseg vrednosti  $L$ . Na Sl.3.5, dato je poređenje rezultata za dva propagaciona okruženja na primeru QPSK signala, i to za dužine uzorka od 500 i 2000 simbola.

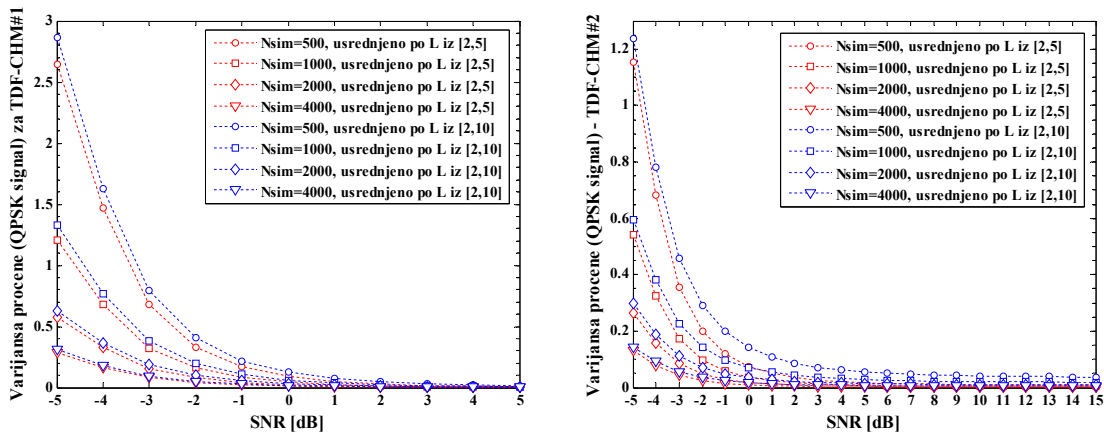
Na Sl.3.6, data je zavisnost estimirane vrednosti varijanse procene u odnosu na teorijsku vrednost za prethodno opisana dva propagaciona okruženja, tj. kada  $L \in [2,5]$  i kada  $L \in [2,10]$ , respektivno, i to na primeru QPSK signala, za dužine uzorka od 500, 1000, 2000 i 4000 simbola. Određene vrednosti varijanse procene u odnosu na stvarnu srednju vrednost procene su nešto manje od odgovarajućih vrednosti određenih u odnosu na teorijske vrednosti iz Tab.3.3, videti Sl.3.6, ali odgovarajuće krive srednje verovatnoće tačne klasifikacije nisu prikazane iz razloga preglednosti (razlike između vrednosti varijanse procene u odnosu na teorijsku i stvarnu srednju vrednost su male).



Sl.3.4 - Estimirane stvarne srednje vrednosti kumulanta  $C_{42}$  u funkciji SNR za 16QAM signal, u slučaju AWGN kanala i TDF-CHM#1 i TDF-CHM#2 uz primenu PCE, kada je dužina uzorka 500 (puna linija), 1000 (linija sa prekidima), 2000 (crta-crta) i 4000 (crta-tačka).



Sl.3.5 - Poređenje stvarnih srednjih vrednosti procene  $C_{42}$  od SNR za QPSK signal za AWGN kanal, TDF-CHM#1 sa PCE i TDF-CHM#2 sa PCE, za dva propagaciona okruženja u smislu vrednosti vremenske disperzije,  $L \in [2,5]$  i  $L \in [2,10]$ , za dužine uzorka 500 (puna linija) i 2000 (crta-crta).



Sl.3.6 - Zavisnost estimiranih vrednosti varijanse procene  $C_{42}$  od SNR za QPSK signal u slučaju TDF-CHM#1 sa PCE (levo) i TDF-CHM#2 sa PCE (desno), za dva propagaciona okruženja u smislu vrednosti vremenske disperzije,  $L \in [2,5]$  i  $L \in [2,10]$ , i različite dužine uzorka.

Na osnovu rezultata prikazanih na Sl.3.4 - Sl.3.6, kao i rezultata dobijenih za druge modulisane signale i uslove propagacije (modele i parametre kanala), a koji ovde nisu prikazani zbog ograničenog prostora, izveden je zaključak da se za sve modele kanala u slučaju primene PCE modela povećanjem dužine uzorka značajno popravljaju kvalitet procene  $C_{42}$ , odnosno da se znatno bolji rezultati dobijaju za slučaj kanala sa manjom vremenskom disperzijom (karakterisani manjom vrednošću  $L$ ).

Za kanal sa dominantnom komponentom, odnosno TDF-CHM#1, dobijene stvarne srednje vrednosti procene veoma su slične onima u AWGN kanalu. Pri tome, za region niskog SNR ( $SNR < -2dB \div 2dB$  zavisno od  $N_{sim}$ ) javlja se nešto bolji (za MQAM signale) ili lošiji (za MPSK signale) kvalitet procene (u smislu stvarnih srednjih



vrednosti) u odnosu na AWGN kanal, dok se za region visokog SNR javlja lošiji kvalitet procene sa odstupanjem u odnosu na teorijsku vrednost koje raste sa porastom  $L$ . Za kanale bez dominantne komponente, odnosno TDF-CHM#2 do TDF-CHM#4, u regionu niskog SNR ( $SNR < -2dB \div 2dB$  zavisno od  $N_{sim}$ ) javlja se bolji kvalitet procene (u smislu stvarnih srednjih vrednosti) u odnosu na AWGN kanal i TDF-CHM#1 kanal, ali je kvalitet procene znatno lošiji u regionu visokog SNR sa znatno većim odstupanjem u odnosu na teorijsku vrednost, pri čemu ovo odstupanje raste sa porastom  $L$ .

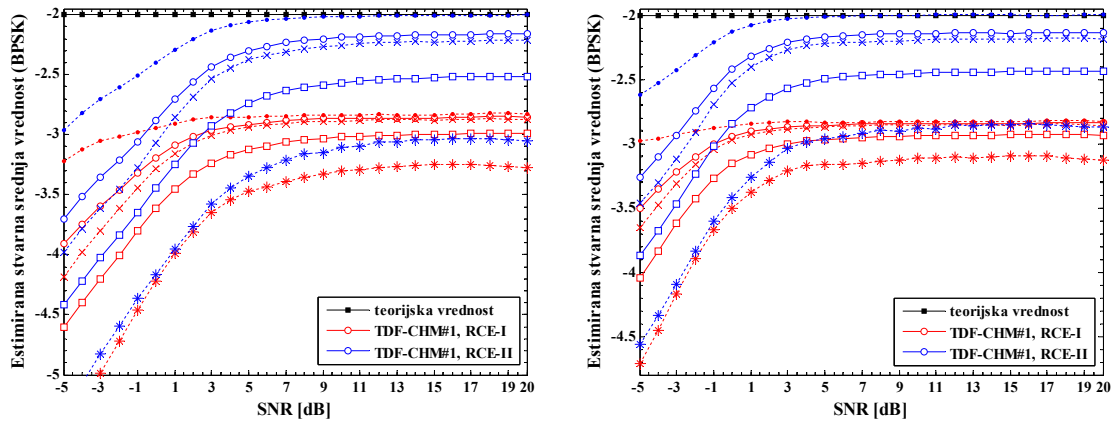
Kada se posmatra varijansa procene, zapaža se da je početna vrednost varijanse za kanale sa dominantnom komponentom nešto veća u odnosu na onu koja se dobija za kanale bez dominantne komponente. Ipak, za kanale sa dominantnom komponentnom vrednost varijanse znatno brže opada i teži nuli kada SNR teži beskonačnosti za oba posmatrana propagaciona okruženja, pri čemu se nešto bolji kvalitet procene (manja varijansa) dobija za kanale sa manjom vremenskom disperzijom. U slučaju kanala bez dominantne komponente vrednost varijanse procene relativno brzo opada i asimptotski teži nuli kada SNR teži beskonačnosti, ali samo za propagaciono okruženje sa malim vrednostima vremenske disperzije, dok u slučaju propagacionog okruženje sa većom vremenskom disperzijom brzina opadanja varijanse procene pri povećanju SNR znatno je sporija i za manje dužine uzorka teži vrednosti koja nije jednaka nuli. Za oba tipa kanala, povećanje dužine uzorka značajno povećava kvalitet procene u smislu vrednosti varijanse procene, kao i u smislu povećanja brzine opadanja varijanse sa porastom SNR.

### **Primena RCE-I i RCE-II modela**

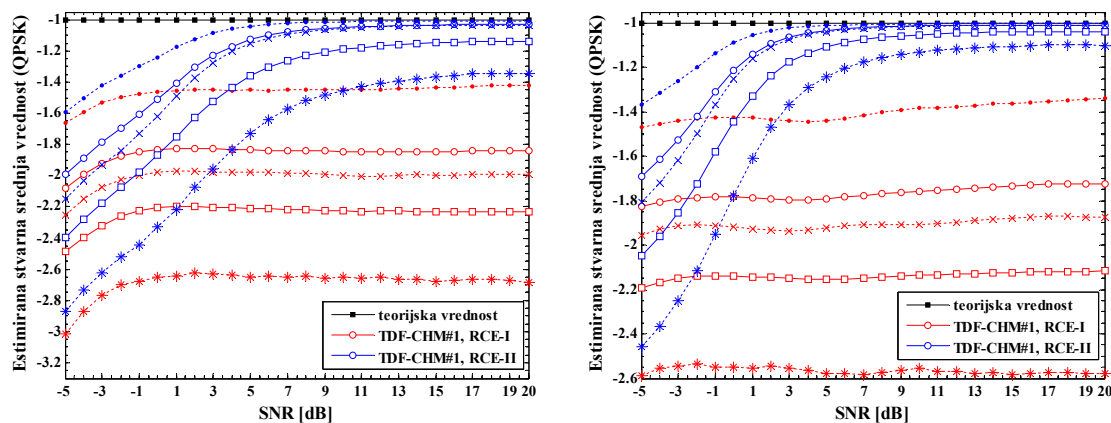
Analizom dobijenih rezultata u slučaju primene nekog od dva do sada predložena analitička CEM (RCE-I ili RCE-II) utvrđeno je da stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  imaju gotovo istovetnu zavisnost od SNR i dužine kanala  $L$  za sve modulisane signale sa kompleksnom konstelacijom simbola u faznoj ravni (QPSK, 16QAM i 64QAM), dok se za BPSK signal sa realnom konstelacijom zapaža drugačije ponašanje. Stoga, su ovde dati rezultati za slučaj BPSK i QPSK signala, pri čemu rezultati dati za QPSK signal predstavljaju karakterističan primer i za MQAM signale. Takođe, zapaženo je da se dobijaju potpuno različiti rezultati za MPF kanale sa i bez direktne komponente kada se razmatra primena RCE-I i RCE-II modela estimacije kanala. Iz tog razloga rezultati i

zaključci analize za ova dva tipa MPF kanala prikazani su kao posebne celine. Pri tome, sumirani su osnovni zaključci u smislu uticaja dužine uzorka  $N_{sim}$ , tipa signala, primene RCE-I i RCE-II modela, kao i vrednosti vremenske disperzije. U cilju opisa zavisnosti kvaliteta procene  $C_{42}$  od maksimalne vrednosti vremenske disperzije, koja se modeluje dužinom kanala  $L$ , dati su rezultati za tipične vrednosti  $L \in \{2,4,10\}$ , kao i usrednjene vrednosti za dva propagaciona okruženja u smislu vremenske disperzije, odnosno kada  $L \in [2,5]$  i  $L \in [2,10]$  sa jednako verovatnim vrednostima  $L$  u zadatim intervalima.

Na Sl.3.7 i Sl.3.8, data je stvarna srednja vrednost procene  $C_{42}$  u funkciji SNR za BPSK i QPSK signale u slučaju TDF-CHM#1 kanala i primene RCE-I ili RCE-II, za različite dužine uzorka  $N_{sim}$  i dužine kanala  $L$ , kao i oba propagaciona okruženja.

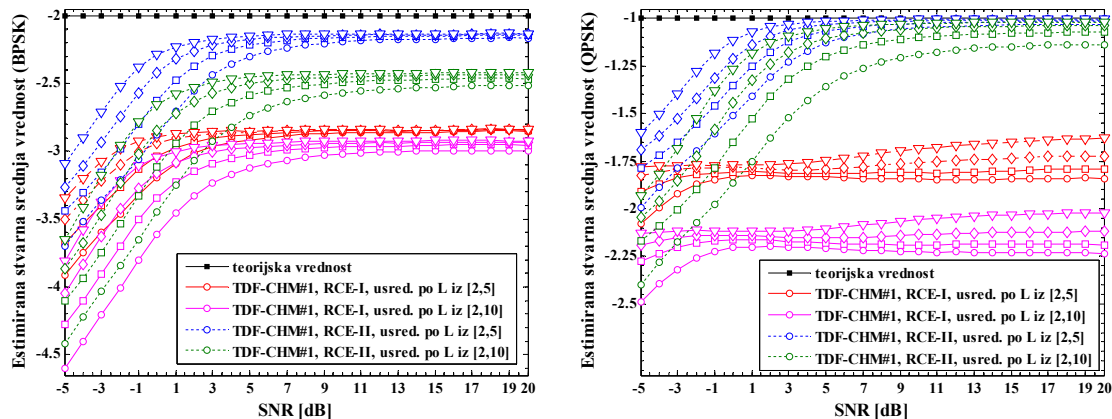


Sl.3.7 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  u funkciji SNR za BPSK signal, u slučaju TDF-CHM#1 kanala i primene RCE-I ili RCE-II, kada je  $N_{sim} = 500$  (levo) ili  $N_{sim} = 2000$  (desno), za različite dužine kanala  $L = 2$  (isprekidana linija - ●),  $L = 4$  (isprekidana linija - ×),  $L = 10$  (isprekidana linija - \*), kao i usrednjene za  $L \in [2,5]$  (puna linija - ○) i  $L \in [2,10]$  (puna linija - □).



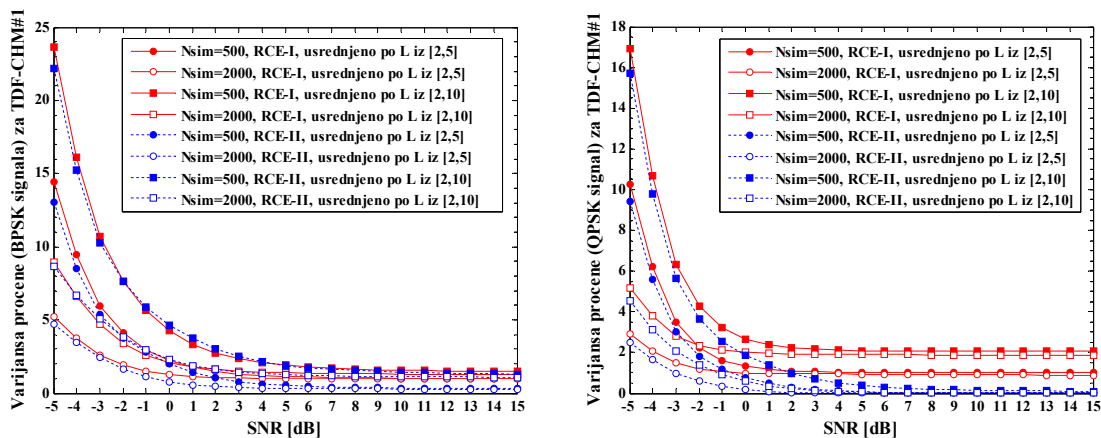
Sl.3.8 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  u funkciji SNR za QPSK signal, u slučaju TDF-CHM#1 kanala i primene RCE-I ili RCE-II, kada je  $N_{sim} = 500$  (levo) ili  $N_{sim} = 2000$  (desno), za različite dužine kanala  $L = 2$  (isprekidana linija - ●),  $L = 4$  (isprekidana linija - ×),  $L = 10$  (isprekidana linija - \*), kao i usrednjene za  $L \in [2,5]$  (puna linija - ○) i  $L \in [2,10]$  (puna linija - □).

Na Sl.3.9, dato je poređenje stvarnih srednjih vrednosti procene  $C_{42}$  u funkciji SNR za BPSK i QPSK signale u TDF-CHM#1 kanalu uz primenu RCE-I ili RCE-II modela i za različite dužine uzorka  $N_{sim} \in \{500, 1000, 2000, 4000\}$ , u formi usrednjenih stvarnih srednjih vrednosti procene  $C_{42}$  za oba prethodno definisana propagaciona okruženja.

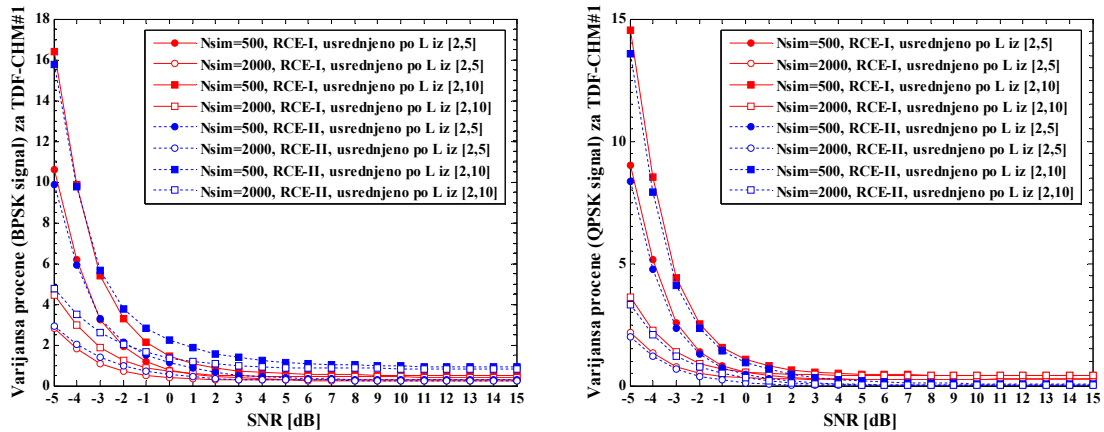


Sl.3.9 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  u funkciji SNR u slučaju TDF-CHM#1 kanala i primene RCE-I (puna linija) ili RCE-II (isprekidana linija), za BPSK signal (levo) i QPSK signal (desno), i dužine uzorka  $N_{sim} = 500$  ( $\circ$ ),  $N_{sim} = 1000$  ( $\square$ ),  $N_{sim} = 2000$  ( $\diamond$ ) i  $N_{sim} = 4000$  ( $\nabla$ ).

Na Sl.3.10 i Sl.3.11, dato je poređenje estimiranih vrednosti varijanse procene  $C_{42}$  određenih u odnosu na teorijske i stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$ , respektivno, za BPSK i QPSK signale, slučaj TDF-CHM#1 kanala uz primenu RCE-I i/ili RCE-II. Pri tome date su usrednjene vrednosti za dužine uzorka od 500 i 2000 simbola, i to za dva definisana propagaciona okruženja, tj. kada  $L \in [2,5]$  i kada  $L \in [2,10]$ . Varijansa procene  $C_{42}$  određene su u odnosu na teorijsku ili stvarnu srednju vrednost procene  $C_{42}$  za odgovarajuće signale, dužine uzorka, model i dužinu kanala, SNR i primenjeni CEM.



Sl.3.10 - Zavisnost vrednosti varijanse procene  $C_{42}$  (određene u odnosu na teorijsku vrednost) od SNR za BPSK (levo) i QPSK (desno) signale za TDF-CHM#1 sa RCE-I i RCE-II, za dva propagaciona okruženja u smislu vrednosti vremenske disperzije,  $L \in [2,5]$  i  $L \in [2,10]$ , i dužine uzorka od 500 i 2000 simbola.



Sl.3.11 - Zavisnost vrednosti varijanse procene  $C_{42}$  (određene u odnosu na stvarne srednje vrednosti) od SNR za BPSK (levo) i QPSK (desno) signale za TDF-CHM#1 sa RCE-I i RCE-II, za dva propagaciona okruženja u smislu vremenske disperzije,  $L \in [2,5]$  i  $L \in [2,10]$ , i dužine uzorka od 500 i 2000 simbola.

Varijansa procene određena u odnosu na teorijsku vrednost, na Sl.3.10, za sve posmatrane tipove signala ima veću vrednost od onih određenih u odnosu na stvarnu srednju vrednost procene  $C_{42}$ , na Sl.3.11. Ovaj zaključak prvenstveno se odnosi na one scenarije za koje stvarna srednja vrednost procene  $C_{42}$  značajno odstupa od teorijske vrednosti za datu postavku simulacionog modela. Tada vrednost varijanse procene u odnosu na teorijsku vrednost slabo ili uopšte ne zavisi od SNR, dužine uzorka i dužine kanala, već je prvenstveno definisana razlikom teorijske vrednosti i stvarne srednje vrednosti procene date na Sl.3.7 - Sl.3.9. Pojedine krive na Sl.3.7 - Sl.3.11, date su samo za dve dužine uzorka  $N_{sim} = 500$  i  $N_{sim} = 2000$ , usvojenih za karakteristične primere korišćenja kraće i duže sekvence simbola za potrebe estimacije vrednosti  $C_{42}$ .

Osnovni zaključci koji se mogu izvesti na osnovu analize dobijenih rezultata u slučaju kanala sa dominantnom komponentom (TDF-CHM#1), su sledeći:

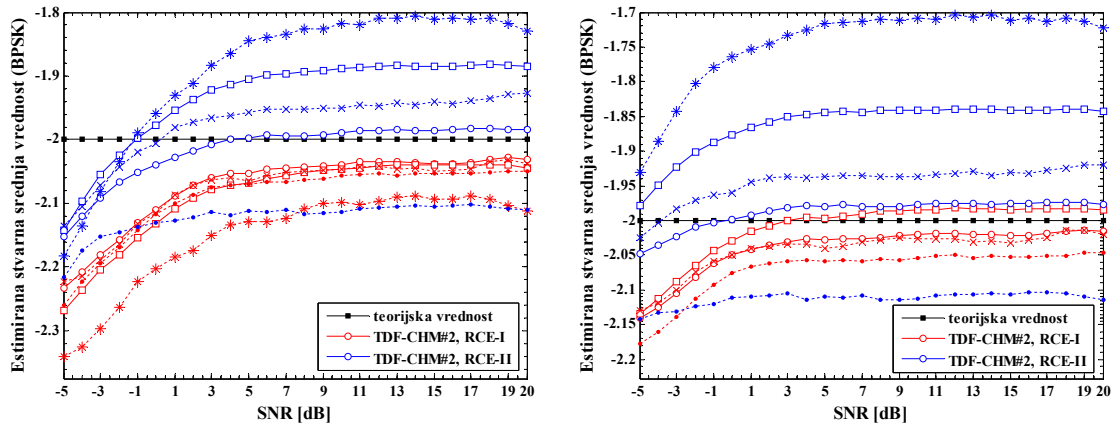
- Znatno bolji kvalitet procene  $C_{42}$  ostvaruje se primenom RCE-II (u odnosu na RCE-I), pri čemu se kvalitet procene značajno popravlja sa opadanjem dužine kanala  $L$ , tj. opadanjem vrednosti vremenske disperzije, kao i porastom dužine uzorka  $N_{sim}$ , pogotovu za vrednosti SNR ispod 3dB do 5dB (zavisno od  $N_{sim}$ ).
- Pri primeni RCE-II modela, u slučaju signala sa kompleksnom konstelacijom u faznoj ravni (MQAM, QPSK signali) stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  sa porastom SNR teže ka teorijskoj vrednosti za kanale sa manjom maksimalnom vremenskom disperzijom ( $L \leq 5$ ) nezavisno od dužine uzorka. Za manje dužine uzorka i veće vrednosti vremenske disperzije ( $L \geq 6$ ), stvarne srednje vrednosti

procene  $C_{42}$  pri porastu SNR teže ka vrednosti koja odstupa od teorijske (sa pomerajem ka većim apsolutnim vrednostima), pri čemu ovo odstupanje raste sa porastom  $L$  i opadanjem dužine uzorka. Za signale sa realnom konstelacijom u faznoj ravni (BPSK signal) pri porastu SNR stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  uvek teže ka vrednosti koja odstupa od teorijske (sa pomerajem ka većim apsolutnim vrednostima), pri čemu ovo odstupanje veoma brzo raste sa porastom  $L$ , i nešto sporije raste sa opadanjem dužine uzorka  $N_{sim}$ . Ovakvo ponašanje je u skladu sa analitičkim izvođenjem iz [166], gde je pokazano da pri estimaciji  $C_{42}$  u slučaju BPSK signala, za razliku od drugih MPSK i MQAM signala, uvek postoji odstupanje u odnosu na teorijsku vrednost kada SNR teži beskonačnosti pri čemu vrednost ovog odstupanja zavisi od parametara (koeficijenata) kanala.

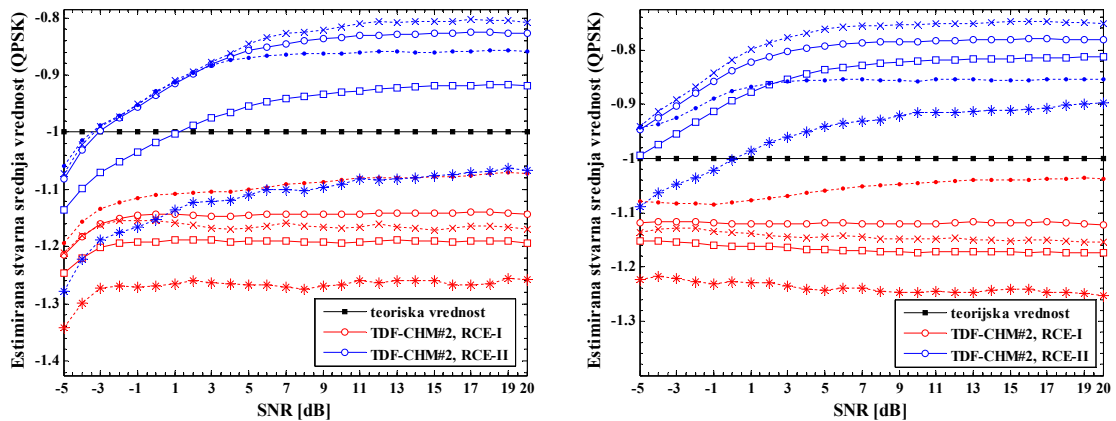
- U slučaju primene RCE-I modela, dobija se znatno lošiji kvalitet procene  $C_{42}$ , pri čemu sa porastom SNR stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  uvek teže vrednosti koja odstupa od teorijske vrednosti, i to znatno više nego pri primeni RCE-II modela. Pri tome, za BPSK signal kvalitet procene raste sa porastom SNR (naročito za manje dužine uzorka kada je kvalitet i inače lošiji). U slučaju signala sa kompleksnom konstelacijom u fazorskoj ravni poboljšanje kvaliteta procene sa porastom SNR je veoma malo i javlja se samo za manje dužine uzorka i male vrednosti SNR, a ne postoji za veće vrednosti SNR. Porast vrednosti vremenske disperzije izaziva značajno povećanje vrednosti odstupanja stvarnih srednjih vrednosti procene  $C_{42}$  od teorijske vrednosti (koje brzo raste sa porastom  $L$ ), dok porast dužine uzorka izaziva blago opadanje ovog odstupanja. Ovakvo ponašanje ukazuje na numeričku nestabilnost RCE-I modela, analizirane u [36, 180], usled koga porast dužine uzorka ne omogućava značajan porast kvaliteta procene  $C_{42}$ .
- Za slučaj RCE-II modela, varijansa procene određena u odnosu na stvarne srednje vrednosti procene veoma brzo opada sa porastom SNR, pri čemu za BPSK signale sa porastom SNR teži ka vrednosti većoj od nule, dok za ostale signale teži nuli. Vrednost varijanse procene veoma brzo opada pri povećanju dužine uzorka i smanjivanju vremenske disperzije. Slično ponašanja se dobija i u slučaju primene RCE-I modela, kod koga je varijansa procene određena u odnosu na stvarne srednje vrednosti procene nešto veća u odnosu na onu

dobijenu pri primeni RCE-II modela, i opada sa porastom SNR. Za sve signale sa porastom SNR vrednost varijanse teži ka vrednosti različitoj od nule, koja se povećava sa smanjivanjem dužine uzorka i porastom vremenske disperzije.

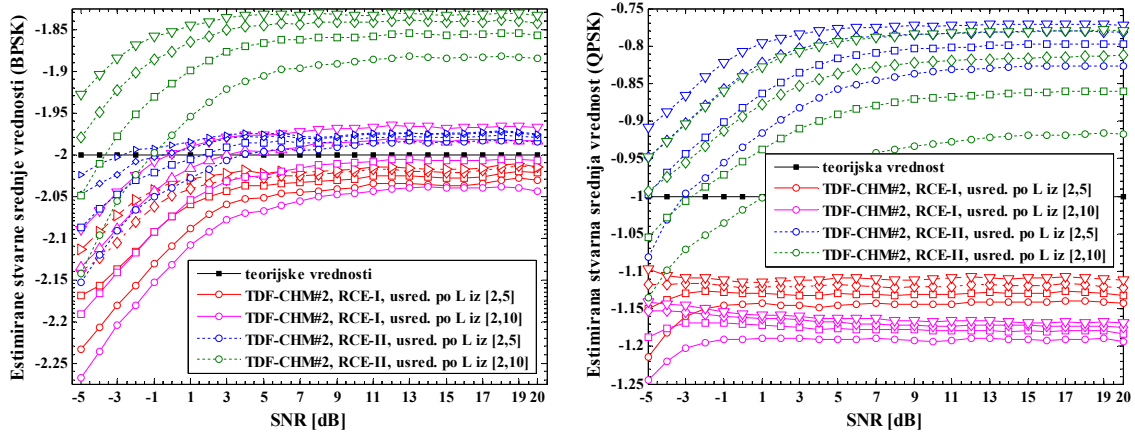
Odgovarajući prikazi rezultata, sa krivama zavisnosti estimiranih stvarnih srednjih vrednosti procene  $C_{42}$  ekvivalentni onima na Sl.3.7 - Sl.3.9 za TDF-CHM#1 kanal, dati su na Sl.3.12 - Sl.3.14 za TDF-CHM#2 kanal, na Sl.3.15 - Sl.3.17 za TDF-CHM#3 kanal, i na Sl.3.18 - Sl.3.20 za TDF-CHM#4 kanal, respektivno. Prikazi rezultata sa estimiranim vrednostima varijanse procene  $C_{42}$ , ekvivalentni onima na Sl.3.10 - Sl.3.11 za TDF-CHM#1 model, dati su na Sl.3.21 - Sl.3.22 za TDF-CHM#2, na Sl.3.23 - Sl.3.24 za TDF-CHM#3, i na Sl.3.25 - Sl.3.26 za TDF-CHM#4 modele, respektivno.



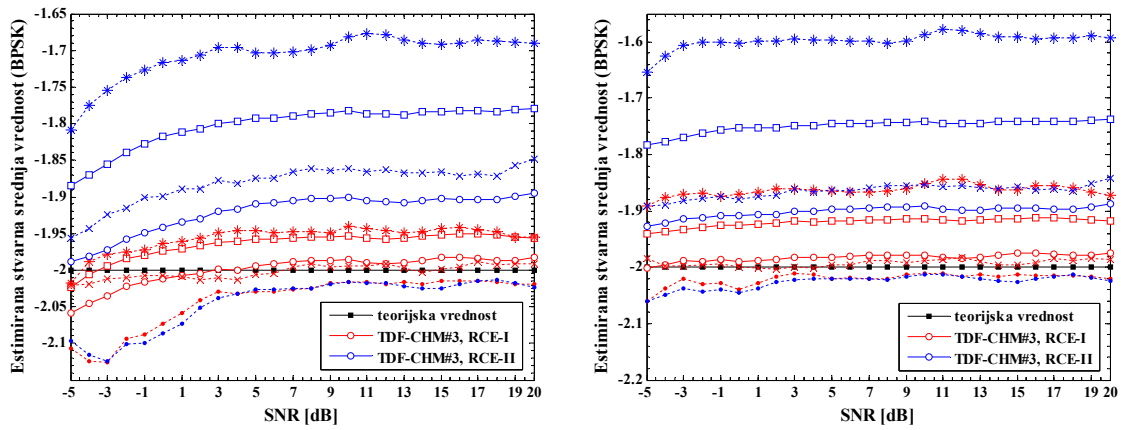
Sl.3.12 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  u funkciji SNR za BPSK signal, u slučaju TDF-CHM#2 kanala i primene RCE-I ili RCE-II, kada je  $N_{sim} = 500$  (levo) ili  $N_{sim} = 2000$  (desno), za različite dužine kanala  $L = 2$  (isprekidana linija - ●),  $L = 4$  (isprekidana linija - ×),  $L = 10$  (isprekidana linija - \*), kao i usrednjene za  $L \in [2,5]$  (puna linija - ○) i  $L \in [2,10]$  (puna linija - □).



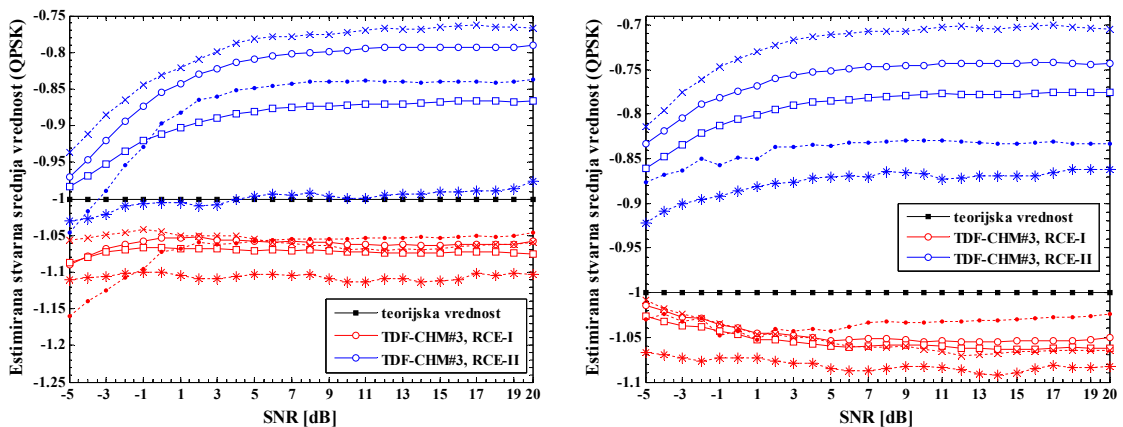
Sl.3.13 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  u funkciji SNR za QPSK signal, u slučaju TDF-CHM#2 kanala i primene RCE-I ili RCE-II, kada je  $N_{sim} = 500$  (levo) ili  $N_{sim} = 2000$  (desno), za različite dužine kanala  $L = 2$  (isprekidana linija - ●),  $L = 4$  (isprekidana linija - ×),  $L = 10$  (isprekidana linija - \*), kao i usrednjene za  $L \in [2,5]$  (puna linija - ○) i  $L \in [2,10]$  (puna linija - □).



Sl.3.14 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  u funkciji SNR u slučaju TDF-CHM#2 kanala i primene RCE-I (puna linija) ili RCE-II (isprekidana linija), za BPSK signal (levo) i QPSK signal (desno), i dužine uzorka  $N_{sim} = 500$  ( $\circ$ ),  $N_{sim} = 1000$  ( $\square$ ),  $N_{sim} = 2000$  ( $\diamond$ ) i  $N_{sim} = 4000$  ( $\nabla$ ).

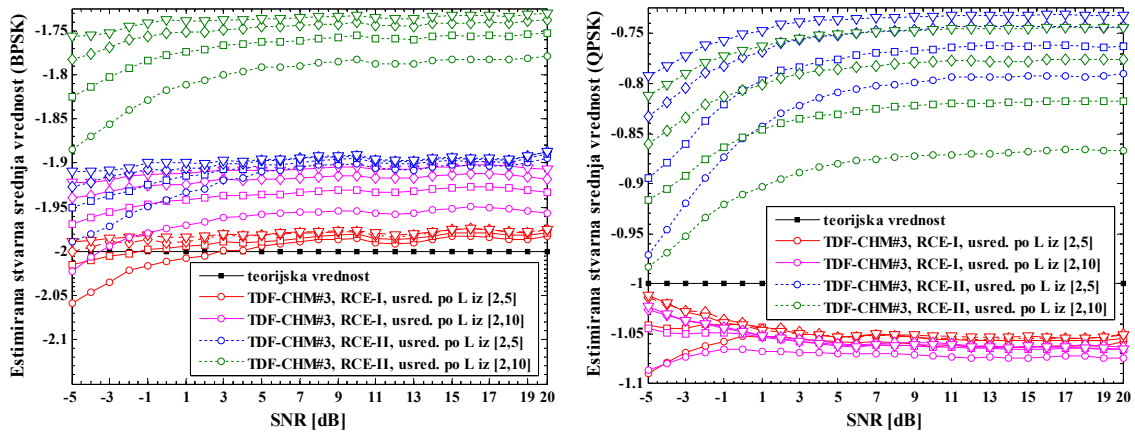


Sl.3.15 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  u funkciji SNR za BPSK signal, u slučaju TDF-CHM#3 kanala i primene RCE-I ili RCE-II, kada je  $N_{sim} = 500$  (levo) ili  $N_{sim} = 2000$  (desno), za različite dužine kanala  $L = 2$  (isprekidana linija -  $\bullet$ ),  $L = 4$  (isprekidana linija -  $\times$ ),  $L = 10$  (isprekidana linija -  $*$ ), kao i usrednjene za  $L \in [2,5]$  (puna linija -  $\circ$ ) i  $L \in [2,10]$  (puna linija -  $\square$ ).

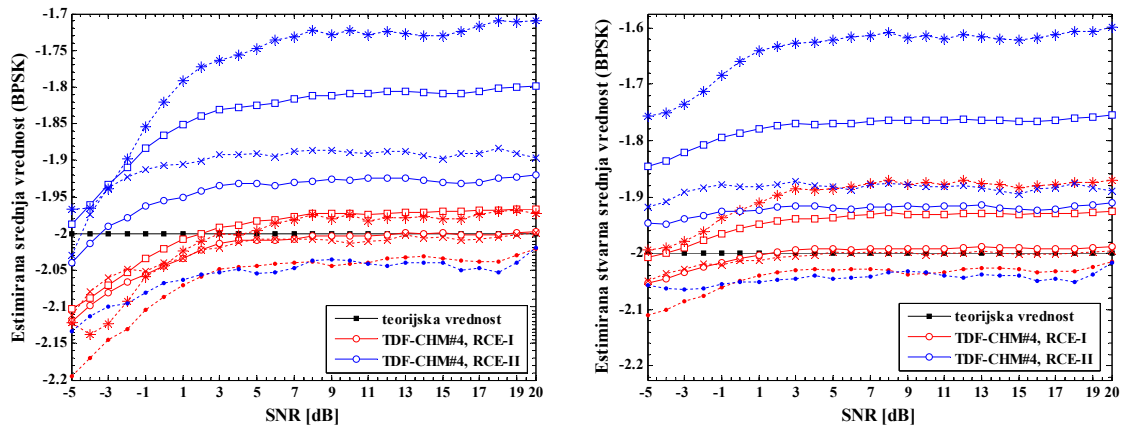


Sl.3.16 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  u funkciji SNR za QPSK signal, u slučaju TDF-CHM#3 kanala i primene RCE-I ili RCE-II, kada je  $N_{sim} = 500$  (levo) ili  $N_{sim} = 2000$  (desno), za različite dužine kanala  $L = 2$  (isprekidana linija -  $\bullet$ ),  $L = 4$  (isprekidana linija -  $\times$ ),  $L = 10$  (isprekidana linija -  $*$ ), kao i usrednjene za  $L \in [2,5]$  (puna linija -  $\circ$ ) i  $L \in [2,10]$  (puna linija -  $\square$ ).

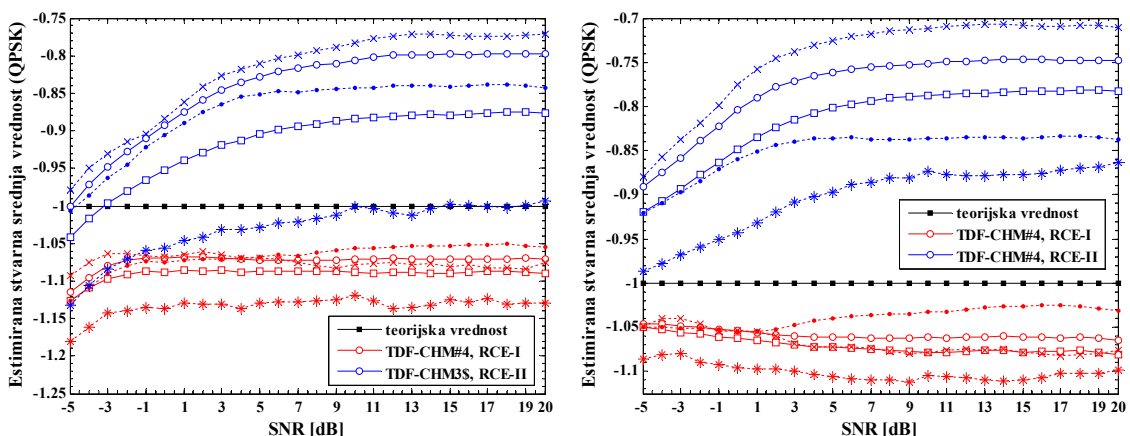




Sl.3.17 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  u funkciji SNR u slučaju TDF-CHM#3 kanala i primene RCE-I (puna linija) ili RCE-II (isprekidana linija), za BPSK signal (levo) i QPSK signal (desno), i dužine uzorka  $N_{sim} = 500$  ( $\circ$ ),  $N_{sim} = 1000$  ( $\square$ ),  $N_{sim} = 2000$  ( $\diamond$ ) i  $N_{sim} = 4000$  ( $\nabla$ ).

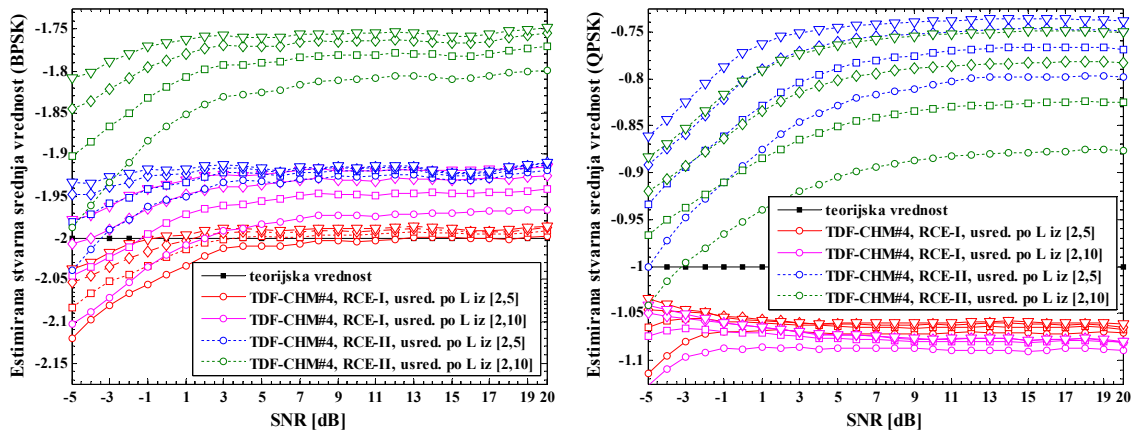


Sl.3.18 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  u funkciji SNR za BPSK signal, u slučaju TDF-CHM#4 kanala i primene RCE-I ili RCE-II, kada je  $N_{sim} = 500$  (levo) ili  $N_{sim} = 2000$  (desno), za različite dužine kanala  $L = 2$  (isprekidana linija -  $\bullet$ ),  $L = 4$  (isprekidana linija -  $\times$ ),  $L = 10$  (isprekidana linija -  $*$ ), kao i usrednjene za  $L \in [2,5]$  (puna linija -  $\circ$ ) i  $L \in [2,10]$  (puna linija -  $\square$ ).

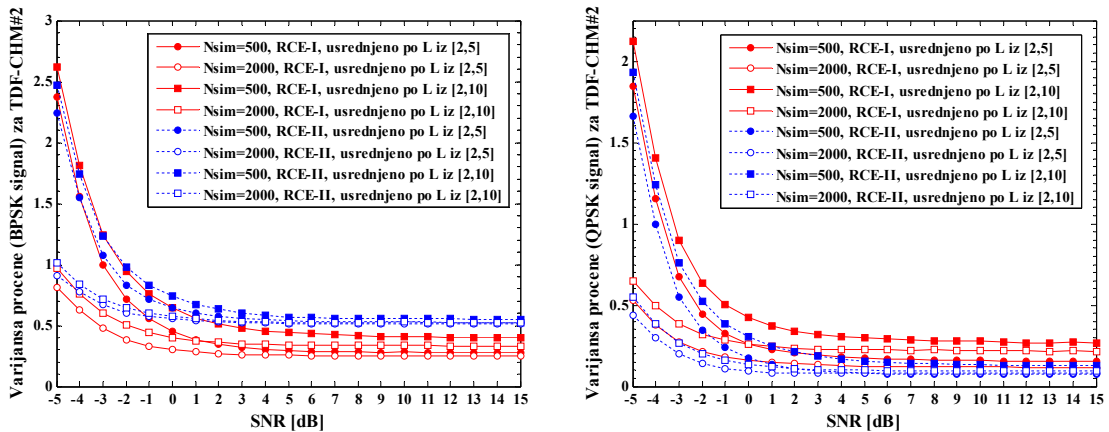


Sl.3.19 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  u funkciji SNR za QPSK signal, u slučaju TDF-CHM#4 kanala i primene RCE-I ili RCE-II, kada je  $N_{sim} = 500$  (levo) ili  $N_{sim} = 2000$  (desno), za različite dužine kanala  $L = 2$  (isprekidana linija -  $\bullet$ ),  $L = 4$  (isprekidana linija -  $\times$ ),  $L = 10$  (isprekidana linija -  $*$ ), kao i usrednjene za  $L \in [2,5]$  (puna linija -  $\circ$ ) i  $L \in [2,10]$  (puna linija -  $\square$ ).

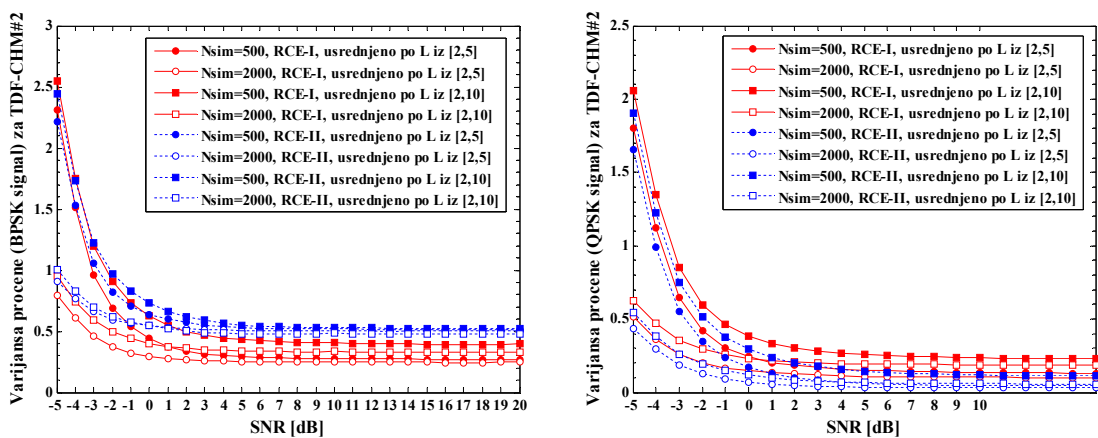




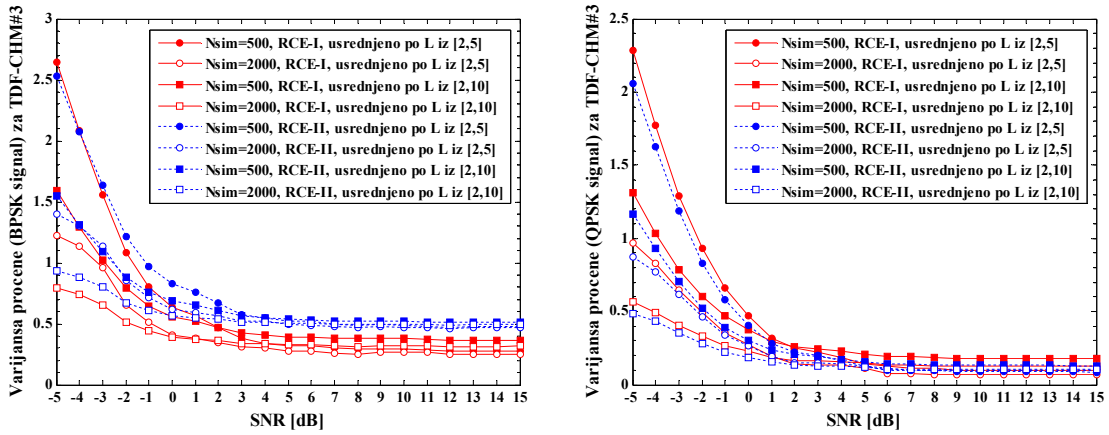
Sl.3.20 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  u funkciji SNR u slučaju TDF-CHM#4 kanala i primene RCE-I (puna linija) ili RCE-II (isprekidana linija), za BPSK signal (levo) i QPSK signal (desno), i dužine uzorka  $N_{sim} = 500$  ( $\circ$ ),  $N_{sim} = 1000$  ( $\square$ ) i  $N_{sim} = 2000$  ( $\diamond$ ) i  $N_{sim} = 4000$  ( $\nabla$ ).



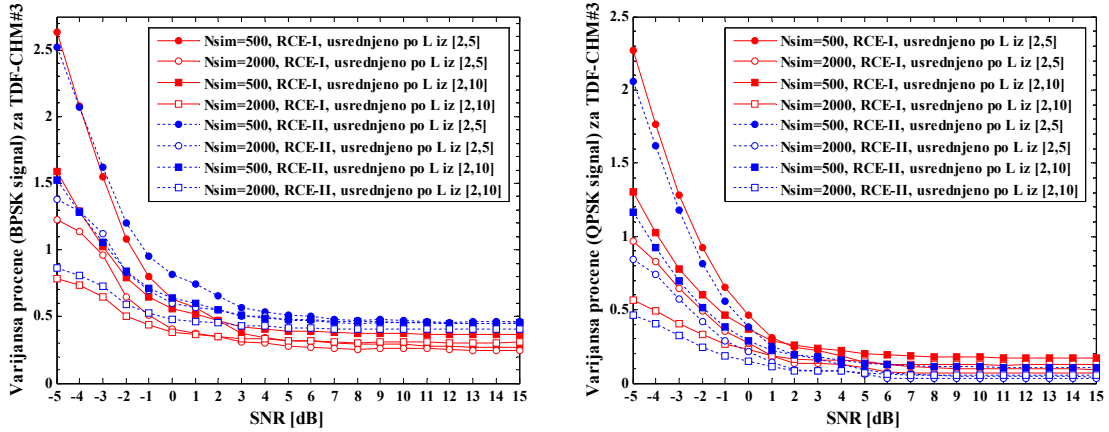
Sl.3.21 - Zavisnost vrednosti varijanse procene  $C_{42}$  (određene u odnosu na teorijsku vrednosti) od SNR za BPSK (levo) i QPSK (desno) signale za TDF-CHM#2 sa RCE-I i RCE-II, za dva propagaciona okruženja u smislu vremenske disperzije,  $L \in [2,5]$  i  $L \in [2,10]$ , i dužine uzorka od 500 i 2000 simbola.



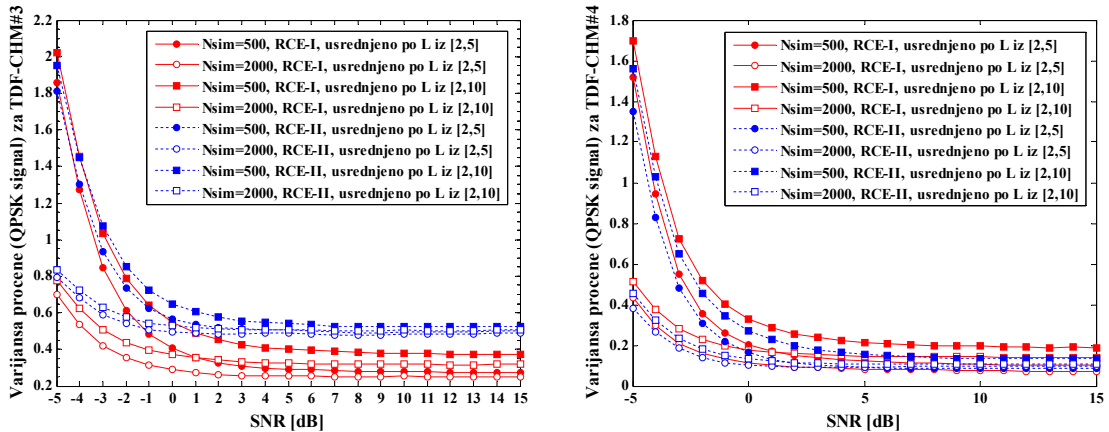
Sl.3.22 - Zavisnost vrednosti varijanse procene  $C_{42}$  (određene u odnosu na stvarne srednje vrednosti) od SNR za BPSK (levo) i QPSK (desno) signale za TDF-CHM#2 sa RCE-I i RCE-II, za dva propagaciona okruženja u smislu vremenske disperzije,  $L \in [2,5]$  i  $L \in [2,10]$ , i dužine uzorka od 500 i 2000 simbola.



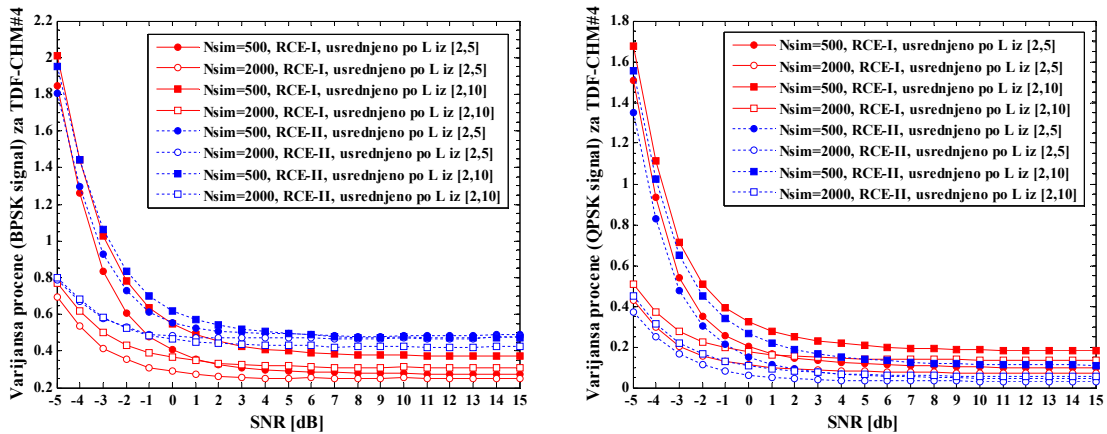
Sl.3.23 - Zavisnost vrednosti varijanse procene  $C_{42}$  (određene u odnosu na teorijsku vrednosti) od SNR za BPSK (levo) i QPSK (desno) signale za TDF-CHM#3 sa RCE-I i RCE-II, za dva propagaciona okruženja u smislu vremenske disperzije,  $L \in [2,5]$  i  $L \in [2,10]$ , i dužine uzorka od 500 i 2000 simbola.



Sl.3.24 - Zavisnost vrednosti varijanse procene  $C_{42}$  (određene u odnosu na stvarne srednje vrednosti) od SNR za BPSK (levo) i QPSK (desno) signale za TDF-CHM#3 sa RCE-I i RCE-II, za dva propagaciona okruženja u smislu vremenske disperzije,  $L \in [2,5]$  i  $L \in [2,10]$ , i dužine uzorka od 500 i 2000 simbola.



Sl.3.25 - Zavisnost vrednosti varijanse procene  $C_{42}$  (određene u odnosu na teorijsku vrednost) od SNR za BPSK (levo) i QPSK (desno) signale za TDF-CHM#4 sa RCE-I i RCE-II, za dva propagaciona okruženja u smislu vremenske disperzije,  $L \in [2,5]$  i  $L \in [2,10]$ , i dužine uzorka od 500 i 2000 simbola.



Sl.3.26 - Zavisnost vrednosti varijanse procene  $C_{42}$  (određene u odnosu na stvarne srednje vrednosti) od SNR za BPSK (levo) i QPSK (desno) signale za TDF-CHM#4 sa RCE-I i RCE-II, za dva propagaciona okruženja u smislu vremenske disperzije,  $L \in [2,5]$  i  $L \in [2,10]$ , i dužine uzorka od 500 i 2000 simbola.

Osnovni zaključci koji se mogu izvesti na osnovu analize dobijenih rezultata u slučaju kanala bez dominantne komponente (TDF-CHM#2 do TDF-CHM#4), su:

- Znatno bolji kvalitet procene  $C_{42}$  u pogledu stvarne srednje vrednosti procene ostvaruje se primenom RCE-I (u odnosu na RCE-II) model. Pri tome, kvalitet procene za signale sa kompleksnom konstelacijom blago raste sa smanjivanjem dužine kanala  $L$ , tj. opadanjem vremenske disperzije, kao i povećanjem dužine uzorka  $N_{sim}$ , dok je porast kvaliteta procene relativno brži za BPSK signal.
- Primenom RCE-I modela za signale sa kompleksnom konstelacijom, stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  veoma se blago ili uopšte ne menjaju sa porastom SNR (osim za male vrednosti SNR, ispod 0dB), uz pojavu značajnog odstupanja u odnosu na teorijske vrednosti (uz pomeraj ka većim apsolutnim vrednostima). Ovo odstupanje blago opada sa povećanjem dužine uzorka i opadanjem dužine kanala. U slučaju BPSK signala (sa realnom konstelacijom), pri porastu SNR stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  teže ka vrednosti koja značajno odstupa od teorijske vrednosti, a koja je pomerena ka većim apsolutnim vrednostima u slučaju TDF-CHM#2 kanala, odnosno ka manjim apsolutnim vrednostima u slučaju TDF-CHM#3 i TDF-CHM#4 kanala. Ovakvo ponašanje u slučaju BPSK signala je očekivano u skladu sa ranije pomenutom analizom datom u [166].
- U slučaju primene RCE-I modela, vrednost varijanse procene  $C_{42}$ , određena u odnosu na teorijske ili stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$ , veoma brzo opada sa porastom SNR, pri čemu uvek teži nekoj vrednosti većoj od nule, a koja raste

pri smanjivanju dužine uzorka i porastu vremenske disperzije. Varijansa procene u odnosu na teorijske vrednosti nešto je veća u poređenju sa onom u odnosu na stvarne srednje vrednosti procene, pri čemu je relativna razlika ove dve varijanse znatno manja nego kod kanala sa direktnom komponentnom. Obe varijanse procene opadaju sa povećanjem dužine uzorka i smanjivanju dužine kanala.

- Primenom RCE-II, ostvaruje se znatno lošiji kvalitet procene  $C_{42}$ , pri čemu pri porastu SNR stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  konvergiraju ka vrednostima koje značajno odstupaju od teorijskih vrednosti (uglavnom sa pomerajem ka manjim apsolutnim vrednostima). Ovo odstupanje je znatno veće u odnosu na primenu RCE-I modela. Nešto drugačije ponašanje uočava se za BPSK signale. Tada se za manje dužine kanala dobija značajno manja vrednost pomeraja u odnosu na teorijsku vrednost, za razliku od modulisanih signala sa kompleksnom konstelacijom. Usled konvergencije stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  sa porastom SNR, pri povećanju dužine uzorka dobija se zapravo procena koja više odstupa u odnosu na teorijsku vrednost, pri čemu se sa porastom vrednosti vremenske disperzije ovo odstupanje smanjuje za signale sa kompleksnom konstelacijom a povećava kod BPSK signala. Iz navedenih razloga, primena RCE-II u slučaju kanala bez direktne komponente ima smisla samo ukoliko se pragovi odlučivanja korišćeni pri lokalnom odlučivanju u sensorima postave u skladu sa stvarnim srednjim vrednostima procene  $C_{42}$  za definisane parametre (SNR,  $L$ ,  $N_{sim}$ , tip kanal, tip signala), što je nerealno u praktičnoj primeni.
- Pri primeni RCE-II, varijansa procene određena u odnosu na stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  opada sa porastom SNR i manja je u odnosu na onu dobijenu pri primeni RCE-I u slučaju signala sa kompleknom konstelacijom, odnosno veća u slučaju BPSK signala. Za sve signale sa porastom SNR vrednost varijanse teži ka vrednosti različitoj od nule, a koja se povećava pri smanjivanju dužine uzorka i povećanju vremenske disperzije. Varijansa procene određena u odnosu na teorijske vrednosti znatno je veća od one određene u odnosu na stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$ , i sporije opada sa porastom SNR. Pri povećanju dužine uzroka i opadanjem dužine kanala varijansa procene opada.

Opšti zaključak sprovedene analize, kako za kanale sa direktnom komponentom tako i za kanale bez direktne komponente, je taj da se primenom odgovarajućeg CEM

(RCE-I za kanale bez i RCE-II za kanale sa dominantnom komponentom) može ostvariti procena  $C_{42}$  čija stvarna srednja vrednost manje ili više odstupa od teorijske vrednosti u zavisnosti od vrednosti SNR, vremenske disperzije, dužine uzorka i tipa signala. Pri tome, vrednost varijanse procene  $C_{42}$  pri porastu vrednosti SNR konvergira ka nuli ili nekoj relativno maloj vrednosti. Kada je odstupanje stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  od teorijske vrednosti veliko, znatno bolji rezultati klasifikacije mogu se očekivati postavljanjem pragova odlučivanja na osnovu stvarnih srednjih vrednosti procene  $C_{42}$  za dati tip kanala i odgovarajuće vrednosti SNR,  $L$  i  $N_{sim}$  u poređenju sa onima postavljenim na osnovu teorijskih vrednosti  $C_{42}$ . Male vrednosti varijanse procene značajno doprinosi povećanju uspešnosti klasifikacije, [34]. Na osnovu toga sledi da se u slučaju kanala sa direktnom komponentom i primenom RCE-II modela može očekivati znatno bolja uspešnost klasifikacije u odnosu na slučaj kanala bez direktne komponente sa primenom RCE-I modela.

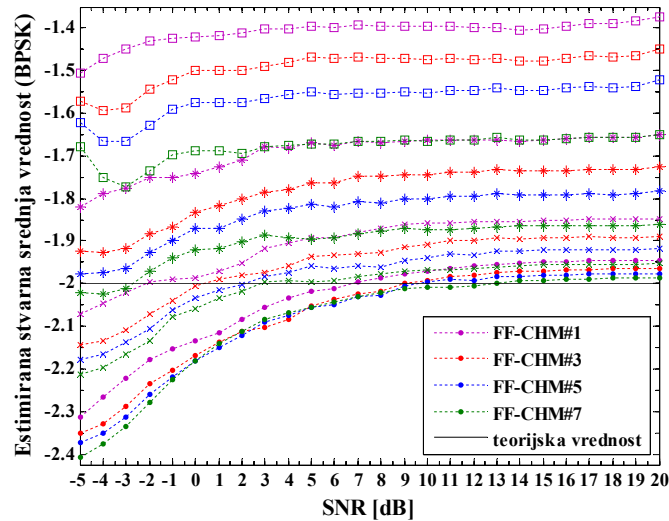
#### **3.4.4 REZULTATI ZA MPF KANALE SA RAVNIM FEDINGOM**

Analizom rezultata estimacije stvarnih srednjih vrednosti procene  $C_{42}$  za definisani skup modela MPF kanala sa ravnim fedingom iz Tab.3.3, ustanovljeno je da kvalitet procene  $C_{42}$  u značajnoj meri zavisi od dužine uzorka  $N_{sim}$ , kao i od relativne brzine promene parametara kanala u odnosu na brzinu signaliziranja, izražene preko parametra  $V/\Delta f_{Dop,max}$ . Osim toga, pošto je veoma slično ponašanje zapaženo za sve posmatrane tipove signala, ovde su dati samo rezultati dobijeni za BPSK i 16QAM signale, kao karakteristične primere signala sa realnom i kompleksnom konstelacijom u faznoj ravni.

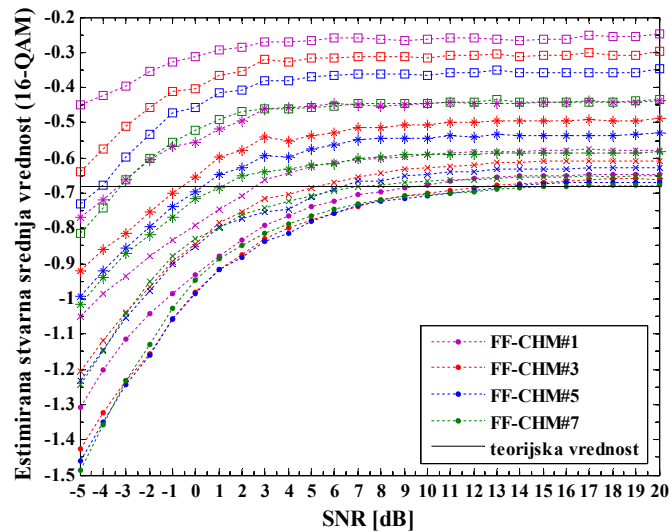
Na Sl.3.27 i Sl.3.28, prikazana je zavisnost stvarnih srednjih vrednosti procene  $C_{42}$  u funkciji SNR za BPSK i 16QAM signale, respektivno, za različite dužine uzorka  $N_{sim}$  i četiri modela MPF kanala sa ravnim fedingom za koje je  $V/\Delta f_{Dop,max} = 4000$ .

Na osnovu prikazanih rezultata, očigledno je da se u ovom slučaju, kada je brzina promene kanala relativno mala u odnosu na brzinu signaliziranja, ali je ipak značajna tokom uzimanja uzorka veće dužine, dobar kvalitet procene ostvaruje samo za uzorke male dužine, tj. za  $N_{sim} = 500$  i eventualno  $N_{sim} = 1000$ . Za veće dužine uzorka, promena kanala tokom perioda opservacije suviše je velika da bi se procenjena vrednost  $C_{42}$  mogla uspešno koristiti za potrebe klasifikacije, a što se vidi u velikom odstupanju stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  od teorijske vrednosti. Stvarna srednja vrednost

procene  $C_{42}$  konvergira pri porastu SNR ka nekoj vrednosti koja je u odnosu na teorijsku vrednost pomena ka manjim apsolutnim vrednostima.



Sl.3.27 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  u funkciji SNR za BPSK signal, u slučaju FF-CHM#1, FF-CHM#3, FF-CHM#5 i FF-CHM#7 kanala, kada je  $N_{sim} = 500$  (●),  $N_{sim} = 1000$  (×),  $N_{sim} = 2000$  (\*), i  $N_{sim} = 4000$  (□).

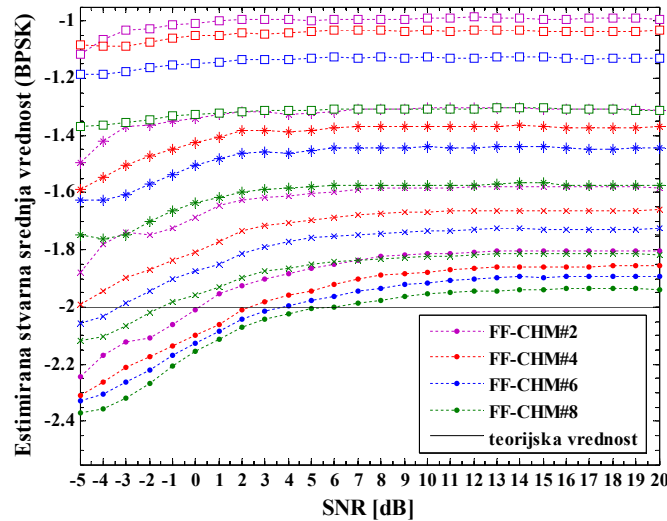


Sl.3.28 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  u funkciji SNR za 16QAM signal, u slučaju FF-CHM#1, FF-CHM#3, FF-CHM#5 i FF-CHM#7 kanala, kada je  $N_{sim} = 500$  (●),  $N_{sim} = 1000$  (×),  $N_{sim} = 2000$  (\*), i  $N_{sim} = 4000$  (□).

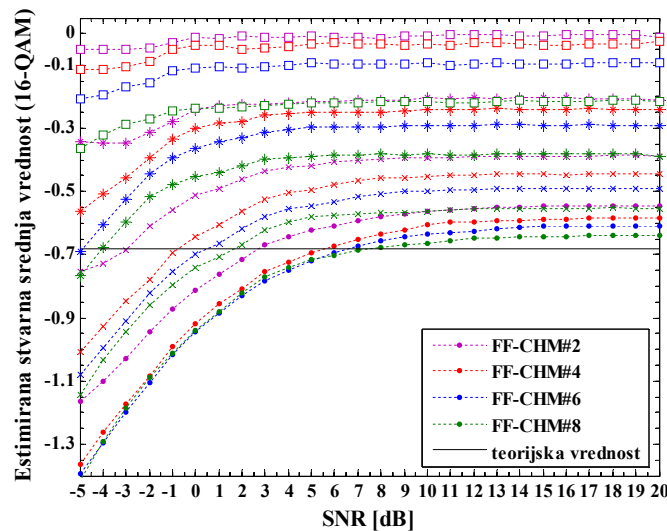
Na Sl.3.29 i Sl.3.30, prikazana je zavisnost stvarnih srednjih vrednosti procene  $C_{42}$  u funkciji SNR za BPSK i 16QAM signale, respektivno, za različite dužine uzorka  $N_{sim}$  i četiri modela MPF kanala sa ravnim fedingom za koje je  $V/\Delta f_{Dop,max} = 800$ .

Na osnovu prikazanih rezultata, očigledno je da se u ovom slučaju, kada je brzina promene parametara kanala relativno velika u odnosu na brzinu signaliziranja,

zadovoljavajući kvalitet procene  $C_{42}$  ostvaruje samo za uzorke dužine  $N_{sim} = 500$ . Za veće dužine uzorka promena parametara kanala tokom perioda opservacije suviše je velika da bi se estimirana vrednost kumulant  $C_{42}$  mogla uspešno koristiti za potrebe klasifikacije. Stvarna srednja vrednost procene  $C_{42}$  pri porastu SNR konvergira ka vrednosti koja je u odnosu na teorijsku pomerena ka manjim apsolutnim vrednostima.



Sl.3.29 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  u funkciji SNR za BPSK signal, u slučaju FF-CHM#2, FF-CHM#4, FF-CHM#6 i FF-CHM#8 kanala, kada je  $N_{sim} = 500$  (●),  $N_{sim} = 1000$  (×),  $N_{sim} = 2000$  (\*), i  $N_{sim} = 4000$  (□).

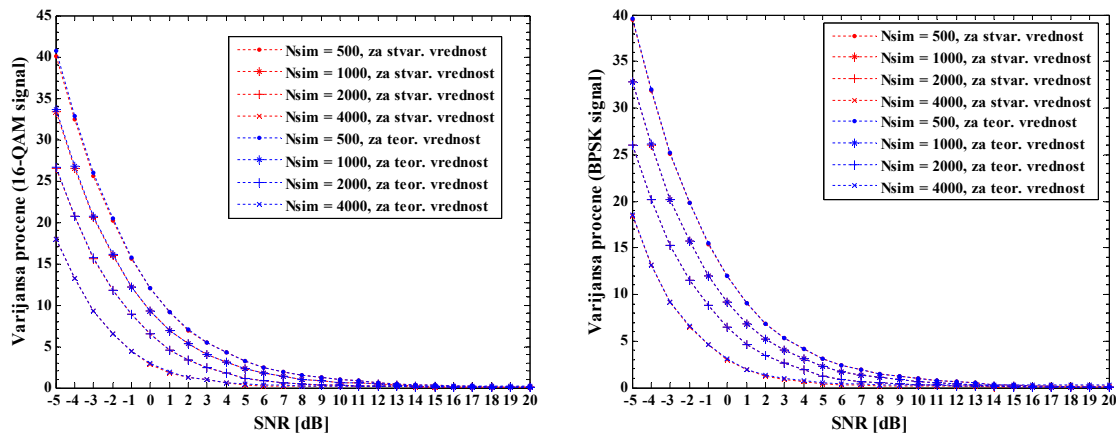


Sl.3.30 - Estimirane stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  u funkciji SNR za 16QAM signal, u slučaju FF-CHM#2, FF-CHM#4, FF-CHM#6 i FF-CHM#8 kanala, kada je  $N_{sim} = 500$  (●),  $N_{sim} = 1000$  (×),  $N_{sim} = 2000$  (\*), i  $N_{sim} = 4000$  (□).

Na Sl.3.31 prikazane su estimirane varijanse procene određene za BPSK i 16QAM signal u slučaju FF-CHM#7 modela kanala, za koji se ostvaruje najbolji kvalitet procene



$C_{42}$ . Slični rezultati dobijeni su i za druge tipove signala i modele MPF kanala sa ravnim fadingom. Poređenjem sa vrednostima varijanse dobijene za MPF kanale sa FSF i AWGN kanal, očigledno je da se u ovom slučaju dobijaju znatno veće vrednosti varijanse procene, koje su za red veličine veće u odnosu na one za AWGN kanal. Vrednost varijanse procene  $C_{42}$  pri porastu SNR teži ka nultoj vrednosti, ali je ta konvergencija veoma spora. Iz toga razloga, sve do vrednosti SNR većih od 10dB do 15dB, a zavisno od dužine uzorka, kvalitet ostvarene procene  $C_{42}$  je izuzetno loš.



Sl.3.31 - Zavisnost vrednosti varijanse procene  $C_{42}$  od SNR za BPSK (levo) i 16QAM (desno) signale za FF-CHM#7 kanal, i različite dužine uzorka od 500 do 4000 simbola.

Ukoliko se posmatra parametar  $K$  u *Rice*-ovoj raspodeli, pri čemu se *Rayleigh*-jeva raspodela može posmatrati kao poseban slučaj *Rice*-ove raspodele sa  $K = 0$ , može se zaključiti da se bolji kvalitet procene ostvaruje porastom vrednosti  $K$ . Iz tog razloga, u daljim razmatranjima biće posmatrani samo modeli kanala FF-CHM#7 ( $K = 5$ ) i FF-CHM#1 ( $K = 0$ ), kao karakteristični slučajevi za koje se očekuje najbolja i najlošija uspešnost klasifikacije za posmatrani skup MPF kanala sa FF iz Tab.3.3. Dodatno, biće analizirana samo primena dužine uzorka sa 500 simbola, pošto se za veće dužine uzorka dobija manja uspešnost klasifikacije. Naime korišćenjem uzoraka veće dužine povećava se računaska složenost i period opservacije uz opadanje uspešnosti klasifikacije.

Treba naglasiti da su dobijeni rezultati i zaključci validni samo za usvojene modele MPF kanala sa FF, kod kojih postoji zadata vrednost maksimalne vrednosti *Doppler*-ovog pomeraja, odnosno za vremenski korelisane MPF kanale sa FF simulirane u skladu sa [183]. Zapravo, ukupan kvalitet procene  $C_{42}$  određen je zajedničkim, negativnim, uticajem AWGN procesa na ulazu prijemnika i procesa fadinga na osnovu uticaja MPF kanala promenljivog u vremenu. Povećanjem dužine uzorka smanjuje se uticaj AWGN



procesa, koji za manje vrednosti SNR maskira uticaj fedinga, tako da je u regionu visokog SNR zapravo očigledan uticaj kanala na kvalitet procene  $C_{42}$ .

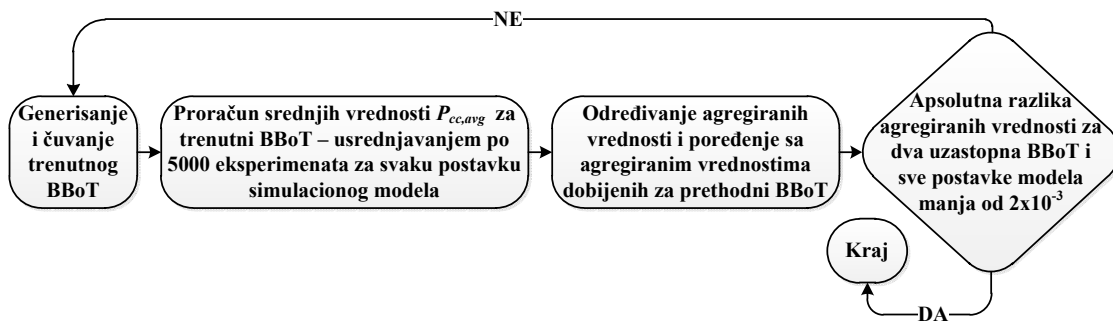
Pri proceni kumulanta  $C_{42}$  u skladu sa izrazom (3.5), normalizacija procene obavlja se sa srednjom snagom signala estimiranom na osnovu celokupnog uzorka. Ovakav postupak validan je samo ukoliko se srednja snaga signala ne menja značajno tokom perioda opservacije, [34], što za posmatrane modele kanala nije slučaj. Povećanjem dužine uzorka, naročito za veće vrednosti  $V/\Delta f_{Dop,max}$ , a koji karakteriše relativnu brzinu promene kanala u odnosu na brzinu prikupljanja uzorka, znatno veći uticaj pri proceni vrednosti u imeniocu i brojiocu izraza (3.5) imaju odbirci signala kod kojih je zabeleženo manje slabljenje pod uticajem fedinga. U slučaju vremenski korelisanih MPF kanala sa FF, promena slabljenja u vremenu usled uticaja fedinga predstavlja vremenski korelisan proces, pri čemu za manje dužine uzorka i vrednosti  $V/\Delta f_{Dop,max}$  imamo manju dinamiku promene pojačanja kanala (slabljenja signala) u opservacionom periodu, dok se za veće dužine uzorka ova dinamika povećava. Iz navedenog razloga, a u skladu sa numeričkim izrazima u imeniocu i brojiocu (3.5) koji definiše vrednost procene  $C_{42}$ , pri porastu dužine uzorka, kada se povećava procenat odbiraka ulaznog simbola sa velikim relativnim slabljenjem (znatno manjom amplitudom u odnosu na ostale odbirke u uzorku) vrednost brojioca brže opada od vrednosti imenioca, što izaziva smanjivanje apsolutne vrednosti procene  $C_{42}$ , odnosno do pomeraja ka većim vrednostima u odnosu na teorijsku vrednost.

### **3.5 PROCENA PERFORMANSI AMC ZA POSMATRANE KANALE**

Nakon estimacije stvarnih srednjih vrednosti i varijansi procene  $C_{42}$ , izvršen je postupak evaluacije performansi AMC postupka opisanog u okviru ovog poglavlja za definisane modele kanala u Tab.3.2, Tab.3.3 i AWGN kanal, kao i za različite vrednosti parametara simulacionog modela: tipa modulisanog signala  $m_i \in M_{mod}$ , dužine uzorka  $N_{sim}$ , dužine kanala  $L$ , primenjenog CEM (PCEM, REC-I i REC-II), i celobrojne vrednosti SNR izražene u dB u opsegu  $SNR \in [-5dB, 20dB]$ .

Postupak evaluacije AMC performansi, izraženih preko srednje verovatnoće tačne klasifikacije date u podnaslovu 2.2, sproveden je korišćenjem iterativnog postupka sličnog onom usvojenom za estimaciju statističkih parametara procene  $C_{42}$ . Ponovo je definisan osnovni blok eksperimenata (BBoT), sa po 5000 eksperimenata za svaku

postavku simulacionog modela. Sukcesivno je generisan niz BBoT, za koje je primenjivan postupak klasifikacije i određivanja srednja verovatnoća tačne klasifikacije,  $P_{CC,avg}$ , za trenutni BBoT kao i ukupna (agregirana) vrednosti za sve prethodne BBoT. Postupak je završen kada je apsolutna razlika agregiranih vrednosti  $P_{CC,avg}$  (za sve postavke modela u BBoT) za dva uzastopna BBoT bila manja od  $2 \times 10^{-3}$ . Osnovna blok šema opisanog iterativnog postupka data je na Sl.3.32. Pri tome, vrednost  $P_{CC,avg}$  određivana je na osnovu sprovedenog postupka odlučivanja sa pragovima postavljenim na osnovu teorijskih vrednosti iz Tab.3.1, kao i pragova postavljenih na osnovu stvarnih srednjih vrednosti procene  $C_{42}$  za posmatranu postavku simulacionog modela. Pragovi oba tipa postavljani su na osnovu izraza u [34], koji je dat ranije u ovom poglavlju.



Sl.3.32 - Blok šema iterativnog postupka za evaluaciju performansi AMC na osnovu kumulanta  $C_{42}$ .

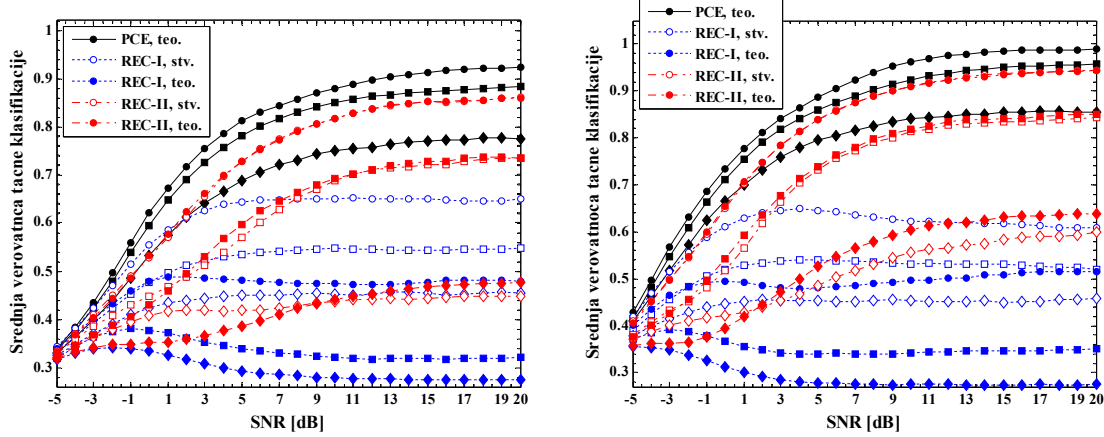
Dodatno, tokom izvođenja ovog postupka estimirane su matrice konfuzije za svaku postavku simulacionog modela, putem usrednjavanja verovatnoća definisanih izrazima  $p(m_i | (m_j, snr))$ ,  $\forall (m_i, m_j) \in M_{mod}, snr \in [-5dB, 20dB]$  za po 5000 eksperimenata u svakom BBoT koji odgovaraju posmatranoj postavci simulacionog modela. Konačna procena matrica konfuzije dobijena je usrednjavanjem po svim generisanim BBoT.

U nastavku su prikazane performanse posmatranog postupka AMC na osnovu kumulanta  $C_{42}$  za sve definisane modele MPF kanala, date u formi srednje verovatnoće tačne klasifikacije,  $P_{CC,avg}$ , određenih tokom opisanog iterativnog postupka.

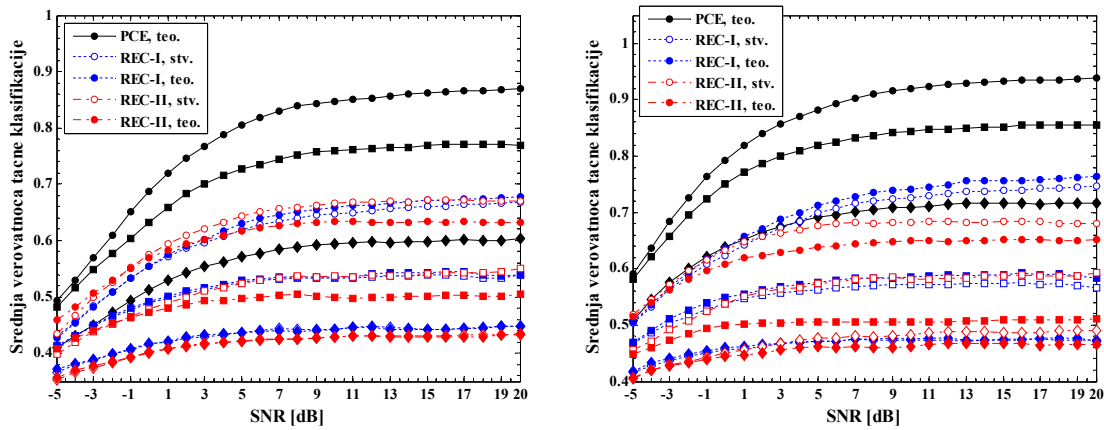
### 3.5.1 PERFORMANSE AMC POSTUPKA U SLUČAJU MPF KANALA SA FSF

Na Sl.3.33, date su krive  $P_{CC,avg}$  određene za TDF-CHM#1 kanal pri primeni PCE, RCE-I i RCE-II modela, za karakteristične dužine uzorka od 500 i 2000 simbola, i za različite dužine kanala  $L \in \{2,4,10\}$ . Pri tome, prikazani su rezultati za slučajeve kada su pragovi odlučivanja određeni na osnovu teorijskih vrednosti i na osnovu stvarnih

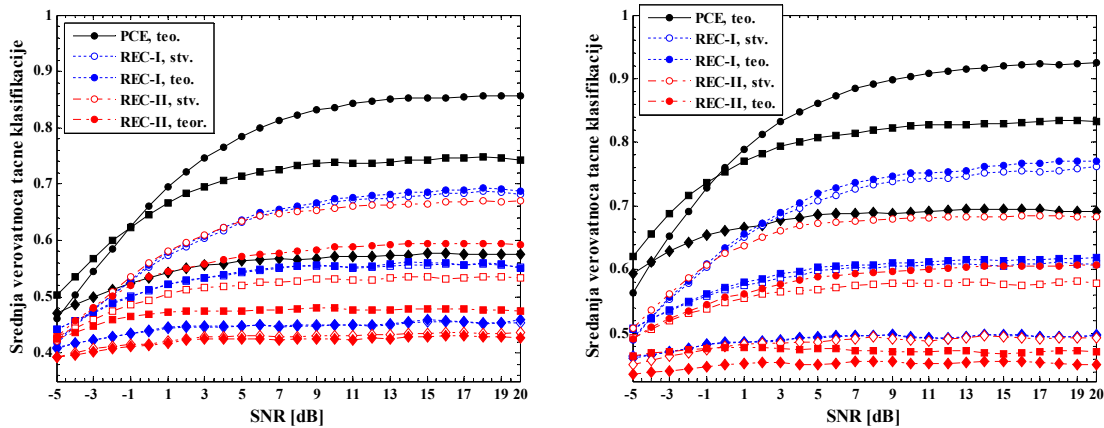
srednjih vrednosti procene  $C_{42}$ . Odgovarajući prikazi rezultata, sa određenim krivama  $P_{CC,avg}$ , ekvivalentni onima na Sl.3.33 za slučaj TDF-CHM#1 kanal, dati su na Sl.3.34 - Sl.3.36 za TDF-CHM#2, TDF-CHM#3 i TDF-CHM#4 kanal, respektivno.



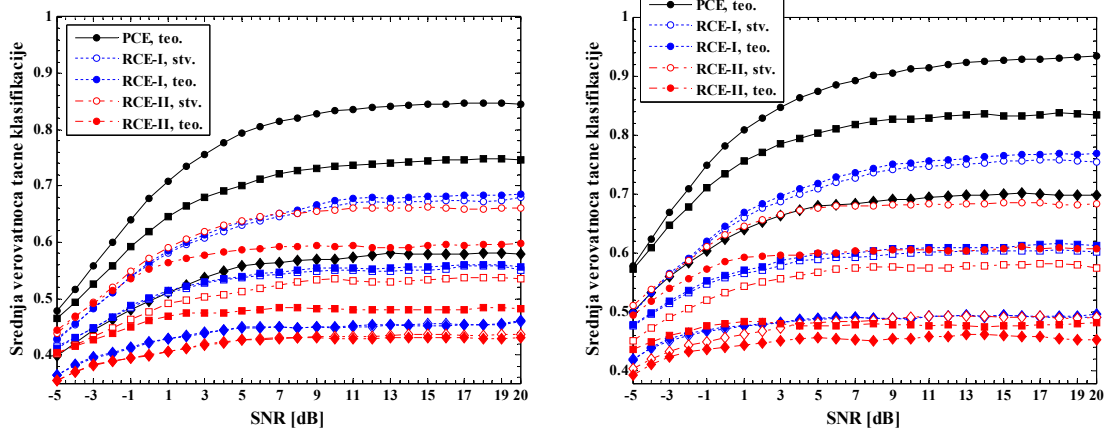
Sl.3.33 - Srednja verovatnoća tačne klasifikacije za TDF-CHM#1 kanal uz primenu PCE, RCE-I i RCE-II za  $N_{sim} = 500$  (levo) i  $N_{sim} = 2000$  (desno), i dužine kanala  $L = 2$  ( $\circ$ ),  $L = 4$  ( $\square$ ) i  $L = 10$  ( $\diamond$ ).



Sl.3.34 - Srednja verovatnoća tačne klasifikacije za TDF-CHM#2 kanal uz primenu PCE, RCE-I i RCE-II za  $N_{sim} = 500$  (levo) i  $N_{sim} = 2000$  (desno), i dužine kanala  $L = 2$  ( $\circ$ ),  $L = 4$  ( $\square$ ) i  $L = 10$  ( $\diamond$ ).



Sl.3.35 - Srednja verovatnoća tačne klasifikacije za TDF-CHM#3 kanal uz primenu PCE, RCE-I i RCE-II za  $N_{sim} = 500$  (levo) i  $N_{sim} = 2000$  (desno), i dužine kanala  $L = 2$  ( $\circ$ ),  $L = 4$  ( $\square$ ) i  $L = 10$  ( $\diamond$ ).



Sl.3.36 - Srednja verovatnoća tačne klasifikacije za TDF-CHM#4 kanal uz primenu PCE, RCE-I i RCE-II za  $N_{sim} = 500$  (levo) i  $N_{sim} = 2000$  (desno), i dužine kanala  $L = 2$  ( $\circ$ ),  $L = 4$  ( $\square$ ) i  $L = 10$  ( $\diamond$ ).

Prikazani rezultati su u potpunosti u skladu sa rezultatima i izvedenim zaključcima datim u podnaslovu 3.4.3 u kome su detaljno prikazani rezultati estimacije stvarnih srednjih vrednosti i varijanse procene  $C_{42}$  za posmatrane modele MPF kanala sa FSF.

Na osnovu rezultata datih na Sl.3.33 - Sl.3.36, mogu se izvesti sledeći zaključci:

- Presudan uticaj na uspešnost klasifikacije za sva četiri posmatrana tipa kanala, i sve primenjene modele estimacije kanala (PCE, RCE-I i RCE-II), vrednosti SNR i dužine uzorka  $N_{sim}$ , ima vrednost vremenske disperzije izražena preko dužine kanala  $L$ . Sa povećavanjem  $L$ , značajno se pogoršava kvalitet procene  $C_{42}$ , kako u smislu odstupanja stvarnih srednjih vrednosti procene od teorijskih vrednosti tako i u smislu povećanja varijanse procene. Ovo uzrokuje drastično smanjivanje uspešnosti klasifikacije. Npr. za  $L = 10$ , čak i u slučaju primene idealizovanog PCE modela, sa apsolutno poznatim parametrima kanala, uspešnost klasifikacije za kanale sa i bez dominantne komponente, limitirana je na vrednosti od 75% i od 55-60% pri korišćenju uzoraka dužine 500 simbola, odnosno na vrednosti od 85% i od 65-70% pri korišćenju uzoraka dužine 2000 simbola, respektivno.
- Primenom PCE modela u odnosu na RCE-I ili RCE-II modele, ostvaruje se znatno bolja uspešnost klasifikacije za sva četiri posmatrana tipa kanala. Ovakav rezultat je očekivan pošto se ovim modelom estimacije kanala ostvaruje znatno bolji kvalitet procene  $C_{42}$  u poređenju sa RCE-I i RCE-II modelima. Uspešnost klasifikacije raste sa porastom dužine uzorka ( $N_{sim}$ ) usled poboljšanja kvaliteta procene, pri čemu se za manje vrednosti vremenske disperzije (dužine kanala  $L$ ) ostvaruju znatno bolje AMC performanse. Najbolje performanse uz primenu

PCE ostvaruju se za TDF-CHM#1 kanal, i nešto lošije za TDF-CHM#2 kanal. Veoma slični rezultati ostvaruju se u slučaju TDF-CHM#3 i TDF-CHM#4 kanala, i to lošiji od onih za druga dva tipa kanala. Treba naglasti, da AMC performanse za sve tipove kanala pri primeni idealizovanog PCE modela (koji nije praktično ostvariv), i za svaki skup vrednosti parametara SNR i  $L$ ,  $N_{sim}$ , predstavljaju najbolje ostvarive performanse za dati MPF kanal pod uslovima definisanim posmatranim skupom vrednosti parametara.

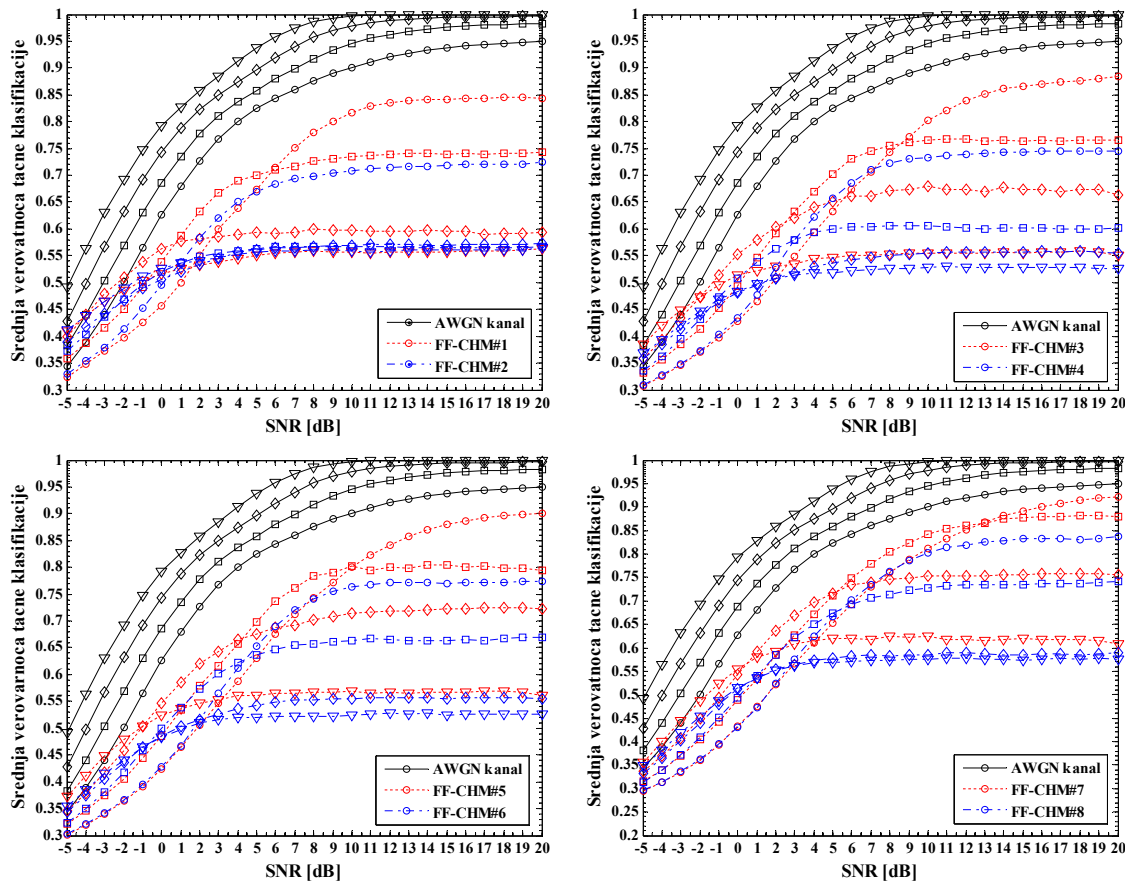
- U slučaju TDF-CHM#1 kanala, primenom RCE-II modela ostvaruju se znatno bolje AMC performanse u poređenju sa primenom RCE-I. Pri tome, korišćenjem pragova odlučivanja određenih na osnovu stvarnih srednjih vrednosti procene umesto onih određenih na osnovu teorijskih vrednosti, povećanje uspešnosti klasifikacije ostvaruje se samo onda kada je kvalitet procene  $C_{42}$  veoma loš (u regionu niskog SN, za veće vrednosti vremenske disperzije i manje dužine uzorka) dok se u ostalim slučajevima dobijaju iste ili lošije performanse. Pri primeni RCE-I modela za ovaj tip kanala, korišćenjem pragova odlučivanja određenih na osnovu stvarnih srednjih vrednosti procene ostvaruju se znatno bolje AMC performanse. Opisano ponašanje je posledica lošeg kvaliteta procene  $C_{42}$  pri primeni RCE-I, a koji se ogleda u velikom odstupanju stvarnih srednjih vrednosti od teorijskih vrednosti nezavisno od SNR. Kada je SNR iznad nule čak i za ovako usvojene pragove AMC performanse znatno su lošije od onih za RCE-II model, kojim se usled bolje estimacije kanala ostvaruje bolji kvalitet procene  $C_{42}$ , dok se za vrednosti SNR ispod nule ostvaruju nešto bolje AMC performanse, usled manje varijanse procene za ovaj model estimacije (stvarne srednje vrednosti procene ne zavise od SNR).
- U slučaju kanala bez dominantne komponente, tj. TDF-CHM#2 - TDF-CHM#4, primenom RCE-I modela ostvaruju se bolje AMC performanse u odnosu na RCE-II model. Pri tome, za RCE-I model se primenom pragova odlučivanja postavljenih na osnovu stvarnih srednjih vrednosti procene  $C_{42}$  ne ostvaruje povećanje uspešnosti klasifikacije. Odnosno ostvaruju se gotovo isti (za manje dužine uzorka) ili nešto lošiji (za veće dužine uzorka) rezultati kao pri primeni pragova odlučivanja postavljenih u odnosu na teorijske vrednosti kumulanta. Ovakvo ponašanje je posledica numeričke nestabilnosti RCE-I metoda koja

uslovljava da stvarne srednje vrednosti procene uvek odstupaju od teorijskih vrednosti, uz to da je varijansa procene u odnosu na teorijske i stvarne srednje vrednosti gotovo istovetna. Zapravo u ovom slučaju procene  $C_{42}$  sa porastom SNR ne konvergiraju potpuno ka svojim stvarnim srednjim vrednostima već postoji značajno rasipanje oko tih vrednosti. Nasuprot tome, pri primeni RCE-II modela primenom pragova odlučivanja određenih na osnovu stvarnih srednjih vrednosti procene ostvaruju se znatno bolje AMC performanse. Ovo je zapravo posledica lošeg kvaliteta procene  $C_{42}$  pri primeni RCE-II modela, u smislu velikog odstupanja stvarnih srednjih vrednosti procene od teorijskih vrednosti, ali i postojanja relativno male varijanse procene u odnosu na te stvarne srednje vrednosti, što omogućava popravljjanje AMC performansi putem korekcije pragova odlučivanja. Ipak, za veće dužine uzorka čak i za ovako usvojene pragove odlučivanja AMC performanse ostvarene sa RCE-II modelom znatno su lošije od onih dobijenih za RCE-I model.

### **3.5.2 PERFORMANSE AMC POSTUPKA U SLUČAJU MPF KANALA SA FF**

Na Sl.3.37, prikazane su krive  $P_{CC,avg}$ , u funkciji SNR za različite dužine uzorka, određenih za idealizovan AWGN kanal i različite modele kanala sa FF iz Tab.3.3. Na osnovu prikazanih rezultata, jasno je da se u slučaju AWGN kanala ostvaruju znatno bolje AMC performanse, koje se značajno poboljšavaju sa porastom dužine uzorka usled poboljšanja kvaliteta procene  $C_{42}$ .

Nasuprot tome, u slučaju MPF kanala sa FF, povećanje dužine uzorka ne garantuje povećanje kvaliteta procene  $C_{42}$ . Zapravo, usled promene kanala u vremenu, pri čemu brzina promene raste sa porastom  $\Delta f_{Dop,max}$ , primenom uzoraka veće dužine i porastom vrednosti SNR zapravo dolazi do pogoršanja kvaliteta procene  $C_{42}$ . Kao što je navedeno u podnaslovu 3.4.4, veća dužina uzorka u tom slučaju zapravo izaziva disbalans u izrazu (3.5), usled čega dolazi do pomeranja vrednosti procene ka manjim apsolutnim vrednostima. Ovaj pomeraj opada sa porastom parametra  $K$  za *Rice*-ovu raspodelu ( $K = 0$  za *Rayleigh*-ovu raspodelu) usled manje dinamike slabljenja kanala zbog postojanja jake LOS komponente, odnosno pri smanjivanju dužine uzorka iz istog razloga - smanjivanja dinamike u pogledu amplitude odbirka u datom uzorku.



Sl.3.37 - Srednja verovatnoća tačne klasifikacije za AWGN kanala i FF-CHM#1/2 (gore-levo), FF-CHM#3/4 (gore-desno), FF-CHM#5/6 (dole-levo) i FF-CHM#7/8 (dole-desno) kanale, za dužine uzorka  $N_{sim} = 500$  ( $\circ$ ),  $N_{sim} = 1000$  ( $\square$ ),  $N_{sim} = 2000$  ( $\delta$ ), i  $N_{sim} = 4000$  ( $\nabla$ ).

Iz navedenih razloga, zavisno od tipa kanala (vrednosti  $K$ ) i vrednosti parametra  $V/\Delta f_{Dop,max}$ , za svake dve vrednosti dužine uzorka postoji granična vrednost SNR iznad koje se sa uzorkom veće dužine ostvaruje manja vrednost  $P_{CC,avg}$  u odnosu na uzorak manje dužine. Porast vrednosti  $V/\Delta f_{Dop,max}$ , bez promene drugih parametara, uvek izaziva pogoršanje uspešnosti klasifikacije.

Konačno, može se zaključiti da je prethodno opisano ponašanje istovetno za sve posmatrane tipove MPF kanala sa FF, pri čemu se povećanjem vrednosti  $K$  umanjuje negativan uticaj promenljivosti kanala u vremenu, tj. povećava se granična vrednost SNR iznad koje se veća uspešnost klasifikacije ostvaruje sa manjom dužinom uzorka. Zapravo, postojanje LOS komponente čija snaga se relativno povećava u odnosu na ukupnu snagu svih ostalih komponentni višestruke propagacije pri porastu  $K$ , umanjuje negativan uticaj MPF kanala na kvalitet procene  $C_{42}$ , i dovodi do porasta uspešnosti klasifikacije za svaku korišćenu dužinu uzorka.

## **4. KOOPERATIVNA AMC REŠENJA NA OSNOVU CENTRALIZOVANE FUZIJE**

U ovom poglavlju analizirana su postojeća i predložena nova originalna rešenja za kooperativnu AMC na osnovu centralizovane fuzije (*Centralized Fusion*, CF). Pri tome, najpre je dat sažeti pregled osnovnih rezultata istraživanja u oblasti kooperativne AMC koji su prethodili ili su ostvareni paralelno sa istraživanjem čiji su rezultati dati u okviru ove disertacije. Nakon toga, definisan je osnovni model rešenja za kooperativnu AMC sa CF i dat pregled postojećih, kao i predlog novih metoda fuzije koji predstavljaju originalan doprinos autora disertacije. Zatim je definisan veći broj različitih scenarija primene rešanja za kooperativnu AMC za posmatrane statističke modele MPF kanala, i to u pogledu različitih uslova propagacionog okruženja, prostornog rasporeda senzora, kao i parametara obrade signala u sensorima mreže. Pri tome, ovde su posmatrani idealizovani ali i određeni realistični scenariji primene, za razliku od prethodnih studija u kojima je slična analiza obavljena samo pod idealizovanim uslovima rada mreže koji ne uzimaju u obzir, ili bar ne u dovoljnoj meri, nekooperativnu prirodu AMC.

Primenjeni postupak numeričke analize, kao i njime dobijeni rezultati, detaljno su prikazani za sve posmatrane scenarije primene, uz izvođenje odgovarajućih zaključaka. Konačno, predložen je postupak združene korekcije za procenu kumulanta u svim sensorima mreže, kao originalan doprinos ove teze, pri čemu su putem numeričke analize verifikovani mogući dobici primene ovako predloženog rešenja.

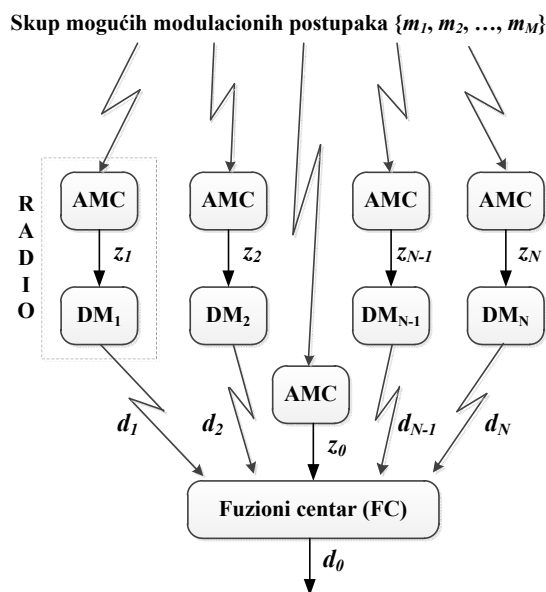
### **4.1 PREGLED PRETHODNIH REZULTATA ISTRAŽIVANJA U OBLASTI KOOPERATIVNE AMC**

Prve ideje o primeni kooperativne mreže senzora za potrebe AMC proizašle su kao nadogradnja ranije predloženih rešenja za kooperativan SpS, odnosno DSpS, razvijenih



za potrebe CRN, [9, 44]. Osim toga, kooperativna AMC posmatrana je kao jedna od mogućih primena WSN koje karakteriše inherentno postojanje prostorno distribuiranih umreženih senzora. U tom smislu, analizirani su metodi agregacije podataka (*data aggregation*) za WSN koji se mogu primeniti u svrhu distribuirane procene veličina za potrebe AMC, [5, 7, 39].

U kontekstu primene kooperativne AMC u okviru CRN u [9] je razmatrano rešenje za distribuirani SpS u formi združenog procesa distriburane detekcije signala i AMC. Predlog ovog rešenja detaljno je izložen u [40, 184], gde je posmatran problem detekcije radio signala sa jednim od četiri modulaciona postupka uz definisani dodatni peti slučaj kada na ulazu prijenika postoji samo AWGN (tj. kada nema signala). U predloženom rešenju, čiji je blok dijagram dat na Sl.4.1, svaki kognitivni radio sadrži AMC stepen za ekstrakciju veličina koje se koriste za potrebe AMC i stepen u kome se obavlja proces donošenja lokalne odluke, odnosno DM stepen (*Decision Making, DM*).



Sl.4.1 - Blok dijagram modela sistema za distribuirani SpS (spectrum sensing) sa združenim procesom detekcije signala i AMC, [9, 40, 184].

Postupak distribuiranog SpS, uključujući AMC, zasniva se na estimaciji i analizi cikličnog spektra signala. U AMC stepenu se vrši estimacija cikličnog spektra signala uz ekstrakciju  $\alpha$ -profila, videti **Dodatak A.2**, koji se koristi kao ulaz prethodno obučene neuralne mreže koja generiše lokalnu vrednost  $z_i \in [-1,1], i = 0, \dots, N$ . U [40] je posmatran specifičan oblik NN, tzv. dvoslojna *feed-forward back-propagation* NN, koja je obučena za prepoznavanje  $\alpha$ -profila za posmatrani skup signala i različite vrednosti

SNR. Tokom procesa obučavanja, eksperimentalnim putem su generisane referentne vrednosti funkcije uslovne gustine verovatnoće (f.u.g.v) izlaza NN za skup hipoteza  $m_k \in M_{mod} = \{AWGN, BPSK, BFSK, MSK, QPSK\}$  i posmatrane različite vrednosti SNR, tj.  $p(z_i|(m_k, snr_i)), i = 0, \dots, N; k = 1, \dots, M$ . Pri tome, u DM stepenu se na osnovu procene lokalnih vrednosti  $z_i$ , donosi lokalna odluka,  $d_i$ . Lokalne odluke svih senzora prenose se ka fuzionom centru (*Fusion Centre*, FC), koji na osnovu njih i sopstvene lokalne vrednosti  $z_0$ , donosi konačnu odluku,  $d_0$ . Pri tome, primenjen je postupak za distribuiranu detekciju (odlučivanje) dat u [185-186], koji je razvijen u skladu sa *Bayes*-ovim kriterijumom. Međusobno nezavisne lokalne odluke u svakom od senzora donose se primenom optimalnog lokalnog pravila odlučivanja, [184],

$$d_i = \underset{m_k \in M_{mod}}{\arg \min} \sum_{p=1}^M \sum_{q=1}^M \left[ P(d_0 = p | d_i = m_k, m_q) \cdot p(z_i | (m_q, snr_i)) \cdot P(m_q) C_{pq} \right], \quad (4.1)$$

a konačna odluka u FC donosi se na osnovu posebnog pravila odlučivanja,

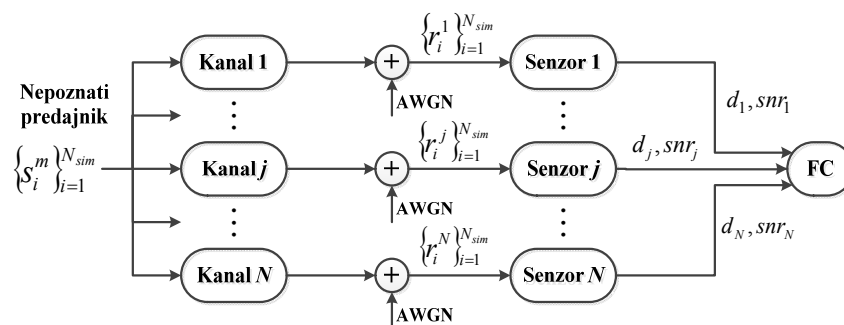
$$d_0 = \underset{m_k \in M_{mod}}{\arg \min} \sum_{p=1}^M \left[ p(z_0 | (m_p, snr_0)) \times \prod_{i=1}^N P(d_i | m_p) \times P(m_p) C_{kp} \right], \quad (4.2)$$

gde je sa  $C_{pq}$  označena cena donošenja odluke  $d_0 = m_p$  kada je tačna hipoteza  $m_q$ , dok su sa  $P(m_k), k = 1, \dots, M$ , označene *apriori* verovatnoće hipoteza  $m_k \in M_{mod}$ . Usled združenog procesa detekcije prisustva signala i AMC, matrica cena  $C_{M \times M}$  usvojena je tako da je cena odluke u kojoj nije detektovan signal kada postoji višestruko veća od cene odluke kojom je uspešno detektovano postojanje signala ali je on loše klasifikovan, [40]. Primenom izraza (4.1) i (4.2) formira se nelinearno spregnut sistem jednačina, čije rešavanje predstavlja veoma složen optimizacioni problem, [40, 186]. Stoga, predložen je iterativni pristupak zasnovan na *Gauss-Seidel*-ovom algoritmu, pri čemu se za svaki korak ovog algoritma na osnovu f.u.g.v. izlaza NN definišu regioni odlučivanja za koje se računaju odgovarajuće verovatnoće, i koji se ponavlja sve do ispunjenja zadatih uslova konvergencije *Bayes*-ove funkcije rizika. Primena iterativnog postupka odlučivanja omogućava značajno smanjenje računске složenosti procesa distribuiranog odlučivanja, ali po cenu stalne razmene informacija između FC i svih senzora mreže. Samim tim, značajno se povećava trajanje procesa odlučivanja kao i angažovanje komunikacionih kapaciteta u okviru mreže (na nivou celokupne CRN).

Mora se naglasiti, da primena prethodno datog rešenja zahteva *apriori* poznavanje

odgovarajućih referentnih f.u.g.v. izlaza NN za posmatrani interval vrednosti SNR i skup  $M_{mod}$ . Ove referentne vrednosti (reference) moraju biti eksperimentalno određene za svaki skup modulacionih postupaka  $M_{mod}$ , uz ponavljanje postupka obučavanja NN. Dodatno, performanse rešenja su analizirane samo za slučaj AWGN kanala, kada su posmatrane referentne f.u.g.v. određene sa velikom pouzdanošću. Ipak, u slučaju MPF kanala uvek se javlja problem neodređenosti referentnih f.u.g.v. Naime, pošto u realnoj primeni statističke osobine MPF kanala nisu *apriori* poznate ne zna se koji od mogućih skupova referenci treba primeniti. Pri tome, kao odgovarajuće se mogu smatrati samo one reference dobijene za MPF kanal potpuno istih osobina koje ima realni kanal. Zbog svega navedenog, praktična primena opisanog rešenja morala bi da se odvija u uslovima korišćenja neusklađenih (*mismatched*) referenci, što naravno dovodi do pogoršanja AMC performansi rešenja u odnosu na one prikazane za slučaj AWGN kanala. Ovaj problem detaljnije je analiziran u nastavku disertacije.

U [6, 49] problem kooperativne AMC posmatran je sa stanovišta centralizovane fuzije nezavisnih lokalnih odluka donesenih u distribuiranim sensorima mreže, primenom modela sistema čiji je blok dijagram dat na Sl.4.2. Posmatran je nepoznati predajnik koji šalje sekvencu simbola,  $\mathbf{s} = \{s_i^m\}_{i=1}^{N_{sim}}$ , dobijenu primenom modulacionog postupka  $m$ , a koju  $N$  senzora prima preko nezavisnih AWGN kanala generišući lokalne sekvence simbola na prijemu  $\mathbf{r}^l = \{r_i^l\}_{i=1}^{N_{sim}}$ ,  $l = 1, \dots, N$ . Primenom metoda za procenu SNR, [187-188], i izabranog AMC postupka u svakom od senzora dobijaju se nezavisne lokalne procene SNR i lokalne AMC odluke,  $snr_l$  i  $d_l$ , respektivno. U FC se centralizovanom fuzijom lokalnih odluka donosi konačna odluka.



Sl.4.2 - Blok dijagram modela sistema za kooperativnu AMC na osnovu centralizovane fuzije lokalnih AMC odluka dobijenih u prostorno distribuiranim sensorima, [6, 49].

Korišćeni pristup i model sistema sličan je onome iz [40, 184] sa Sl.4.1, sa tom

razlikom što su umesto AMC na osnovu estimacije cikličnog spektra posmatra AMC na osnovu kumulanta četvrtog reda ( $C_{42}$ ), [49], odnosno ALRT klasifikator sa nepoznatim faznim *offset*-om  $\theta_c$ , [6]. Za razliku od analize cikličnog spektra signala, koja se može koristiti i za potrebe SpS, [9, 44], posmatrani AMC postupci ne omogućavaju ostvarivanje združene detekcija signala i AMC (distribuirani SpS). Stoga, rešenje za kooperativnu AMC dato na Sl.4.2, predstavlja posebnu celinu na nivou kooperativnog sistema (mreže), i kao takva izvodi se nakon detekcije prisustva signala (u okviru SpS) i odgovarajuće faze predobrade za primenjeni AMC postupak.

U [6] je analiziran slučaj diskriminacije između dva moguća modulaciona postupka  $m_i$  i  $m_j$ , uz razvoj kompozitnog AMC postupka u skladu sa *Chair-Varshney*-ovim pravilom odlučivanja, [189]. Pri tome, u svakom senzoru mreže koristi se isti ALRT klasifikator. Izvedeno je optimalno pravilo odlučivanja u *Bayes*-ovskom smislu, [6], odnosno pravilo odlučivanja LRT fuzije, definisano kao,

$$\frac{P(d_1, \dots, d_N | m_i)}{P(d_1, \dots, d_N | m_j)} = \left[ \prod_{l \in N_i} \frac{P_{cc}^{l, snr_l}(\mathbf{r}^l | m = m_i)}{1 - P_{cc}^{l, snr_l}(\mathbf{r}^l | m = m_j)} \right] \times \left[ \prod_{l \in N_j} \frac{1 - P_{cc}^{l, snr_l}(\mathbf{r}^l | m = m_i)}{P_{cc}^{l, snr_l}(\mathbf{r}^l | m = m_j)} \right] \stackrel{m = m_i}{m = m_j} \leq \frac{P_j}{P_i}, \quad (4.3)$$

gde su  $N_i$  i  $N_j$  skupovi senzora u kojima je donesena lokalna odluka  $m = m_i$  i  $m = m_j$ , respektivno,  $P_{cc}^{l, snr_l}(\mathbf{r}^l | m = m_i)$  je verovatnoća tačne klasifikacije za posmatrani AMC postupak u  $l$ -tom senzoru kada je stvarni tip modulacije primljenog signala  $m = m_i$  za lokalni SNR vrednosti  $snr_l$ . Referentne vrednosti verovatnoća,  $P_{cc}^{l, snr_l}(\mathbf{r}^l | m = m_i)$  za posmatrani ALRT postupak klasifikacije određene su u skladu sa postupkom datim u [190]. Putem numeričke analize izvršene u formi *Monte-Carlo* eksperimenata prikazani su značajni dobici ovog rešenja u smislu povećanja uspešnosti klasifikacije u odnosu na klasično rešenje za AMC sa jednim sensorom. Osim toga, analiziran je i slučaj u kome jedan od senzora prima signal sa lokalnom SNR vrednosti  $snr_{max}$ , dok ostali senzori primaju signal sa SNR vrednosti 0dB. Pokazano je da se i u tom slučaju, ostvaruje bolja uspešnost klasifikacije u odnosu na klasično rešenje za AMC sa jednim sensorom i SNR vrednosti  $snr_{max}$ . Odnosno, da i senzori koji donose lokalne odluke sa malom verovatnoćom tačne klasifikacije (malom pouzdanošću) doprinose, ili bar ne deluju negativno, ukupnom poboljšanju uspešnosti klasifikacije na nivou kooperativne mreže. Pri tome, bazičnu (minimalnu) vrednost srednje verovatnoće tačne klasifikacije na nivou mreže određuje sensor za koji je ostvarena najveća vrednost SNR.

Kao i za prethodno rešenje iz [40], praktična primena opisanog rešenja za kooperativnu AMC zahteva *a priori* poznavanje svih referentnih vrednosti verovatnoća  $P_{cc}^{l,snr_l}(\mathbf{r}^l|m = m_i)$  za sve tipove signala i vrednosti SNR. U slučaju AWGN kanala ove referentne vrednosti mogu se numerički odrediti za posmatrani skup modulacionih postupaka i opseg vrednosti SNR, [190], čak i u realnom vremenu. Ipak, u realnoj primeni sa prenosom po realnim MPF kanalima usled *a priori* nepoznatih karakteristika kanala javlja se problem neodređenosti referentnih vrednosti, iz istih razloga kao i za rešenje dato u [40]. Stoga se eventualna praktična primena ovog rešenja odlikuje korišćenjem neodgovarajućih (*mismatched*) referenci, što u opštem slučaju izaziva pogoršanje AMC performansi u odnosu na one prikazane za slučaj AWGN kanala.

Generalizacija prethodno opisanog rešenja za kooperativnu AMC namenjenog za diskriminaciju između dva tipa moduliranih signala, na slučaj klasifikacije unutar skupa  $M_{mod} = \{m_1, \dots, m_M\}$  sa  $M > 2$  elementa data je u [49]. Uz pretpostavku da su *a priori* verovatnoće  $P(m = m_k)$ , tj. verovatnoće da je ulazni signal dobijen putem modulacionog postupka  $m_k$ , jednake za  $\forall m_k \in M_{mod}$ , primenom *Bayes*-ove formule i ML kriterijuma odlučivanja izveden je optimalni metod centralizovane fuzije lokalnih odluka, definisan pravilom odlučivanja,

$$d_{OHDF} = \underset{m_i \in M_{mod}}{\operatorname{argmax}} \sum_{k=1}^N \frac{P(d_k | (m_i, snr_k))}{\sum_{l=1}^N P(d_k | (m_l, snr_k))}, \quad (4.4)$$

gde  $p(d_k | (m_n, snr_i))$  predstavlja verovatnoću da je odluka  $d_k$  doneta u  $k$ -tom senzoru sa lokalnim SNR vrednosti  $snr_k$ , pod uslovom da je stvarni tip modulacije signala  $m_i$ . Za primenu ovako definisanog metoda fuzije lokalnih odluka, neophodno je *a priori* poznavanje odgovarajućih referentnih matrica konfuzije, a koje su definisane skupom verovatnoća  $p(m_i | (m_n, snr_i)), \forall (m_i, m_n) \in M_{mod}$  za svaku vrednost lokalnog SNR,  $snr_i, i = 1, \dots, N$ . U [49] je posmatran slučaj MPF kanala sa FSF. Stoga, pošto primena ALRT klasifikatora iz [6] nije moguća za ovaj tip kanala, analizirana je primena AMC na osnovu kumulanta četvrtog reda ( $C_{42}$ ) uz primenu RCE-I modela estimacije kanala, koji je detaljno opisan u trećem poglavlju. Pri tome, prikazani su rezultati evaluacije AMC performansi predloženog rešenja putem *Monte-Carlo* simulacija za model kanala DTF-CHM#1 iz Tab.3.2 sa dužinom kanala  $L=4$ , i to za klasifikaciju MQAM signala, kao i za slučaj diskriminacije između BPSK i QPSK signala. Pri tome, prikazano je

značajno poboljšanje AMC performansi u odnosu na klasično rešenje za AMC sa jednim sensorom u kome se primenjuje isti AMC postupak. Ipak, prikazani rezultati dobijeni su samo za slučaj u kome su lokalne vrednosti SNR iste za sve senzore i kada su korišćene odgovarajuće vrednosti referentnih matrica konfuzije određenih za apsolutno poznate statističke karakteristike posmatranog MPF kanala. U realnoj primeni kooperativne AMC, karakteristike kanala, tj. dužina kanala i njegov statistički model, u opštem slučaju ne mogu biti *a priori* poznati, pa se usled neogovarajućih referentnih matrica konfuzije očekuje pogoršanje AMC performansi u odnosu na one iz [49].

U [8] je predložena drugačija modifikacija rešenja za kooperativnu AMC datog u [6]. Posmatran je problem klasifikacije unutar skupa  $M_{mod}$  sa više od dva elementa, uz jednake *a priori* verovatnoće  $P(m = m_k)$  za  $\forall m_k \in M_{mod}$ . Primenom ML testa izvedeno je pravilo odlučivanja za centralizovanu EGC (*Equal Gain Combining*) fuziju lokalnih LLF,  $\mathcal{L}(\mathbf{r}^l | m = m_i)$ , koje je dato izrazom,

$$\begin{aligned} d_{EGC} &= \underset{m_i \in M_{mod}}{\operatorname{argmax}} \mathcal{L}(\mathbf{R} | m = m_i) = \\ &= \underset{m_i \in M_{mod}}{\operatorname{argmax}} \sum_{l=1}^N \mathcal{L}(\mathbf{r}^l | m = m_i) = \underset{m_i \in M_{mod}}{\operatorname{argmax}} \sum_{l=1}^N \sum_{k=1}^{N_{sim}} \mathcal{L}(r_k^l | m = m_i) \end{aligned} \quad (4.4)$$

$$\mathcal{L}(r_k^l | m = m_i) = \ln \left[ \int_{-\pi}^{\pi} \frac{1}{2\pi N_{sim}^l} \sum_{p=1}^{N_{sim}^l} \frac{1}{\pi N_0} \exp \left( -\frac{|r_k^l - s_k^{p,i} e^{j\theta_c}|^2}{N_0} \right) d\theta_c \right], \quad (4.5)$$

gde je sa  $\mathcal{L}(\cdot | m = m_i)$  označen prirodni logaritam funkcije verodostojnosti (LLF) za ALRT klasifikator sa nepoznatim faznim *offset*-om  $\theta_c$ ,  $N_0$  je dvostrana SGSS AWGN procesa na ulazu prijemnika, dok je sa  $s_k^{p,i}$  označen  $p$ -ti od mogućih  $N_{sim}^l$  simbola konstelacionog dijagrama modulacionog postupka  $m_i \in M_{mod}$ . Osim toga, definisano je odgovarajuće pravilo odlučivanja za centralizovanu MRC (*Maximum-Ratio Combining*) fuziju lokalnih LLF,  $\mathcal{L}(\mathbf{r}^l | m = m_i)$ , koje je dato izrazom,

$$d_{MRC} = \underset{m_i \in M_{mod}}{\operatorname{argmax}} \mathcal{L}(\mathbf{R} | m = m_i) = \underset{m_i \in M_{mod}}{\operatorname{argmax}} \sum_{l=1}^N w_{l,MRC} \times \mathcal{L}(\mathbf{r}^l | m = m_i), \quad (4.6)$$

gde su  $w_{l,MRC} = snr_l / snr_{max}$  težinski koeficijenti za MRC, dok je sa  $snr_{max}$  označena maksimalna vrednost SNR za posmatrani skup od  $N$  senzora. Treba naglasiti da za oba slučaja, tj. EGC ili MRC fuziju, senzori ne donose lokalne odluke, kao što je to slučaj u

prethodno opisanim rešenjima za kooperativnu AMC, [6, 40, 49]. Predloženo rešenje zapravo je predlog kooperativne AMC sa centralizovanom fuzijom lokalnih vrednosti veličina na osnovu kojih se obavlja AMC, a koju ćemo u okviru ove disertacije nazvati fuzijom podataka (*Data Fusion*, DaF). Osnovni motiv uvođenja DaF pristupa je korišćenje kompletne informacije o realizaciji veličina koje se koriste za potrebe AMC u procesu centralizovane fuzije, što nije slučaj kada se fuzija obavlja na osnovu lokalnih odluka. Dodatna prednost datog rešenja sa DaF u formi usrednjavanja veličina koje se koriste za potrebe AMC, sastoji se u tome da ovo rešenje ne zahteva poznavanje referentnih matrica konfuzije. Ipak, problem pri primeni ovako definisanog rešenja, predstavlja visoka računska složenost proračuna  $\mathcal{L}(\mathbf{r}^l | m = m_i)$ . Osim toga, kao i kod drugih AMC postupaka na bazi LB pristupa, javlja se problem neusklađenosti teorijskih izraza za proračun  $\mathcal{L}(\mathbf{r}^l | m = m_i)$  razvijenih pod određenim pretpostavkama, a koje nisu zadovoljene u realnom slučaju MPF kanala nepoznatih statističkih osobina i grešaka procene parametara signala u fazi predobrade. Ova neusklađenost je posebno izražena za MPF kanale sa FSF. Stoga, neusklađenost očekivanih i realnih LLF krivih koje treba koristiti u praktičnoj primeni, uzimajući u obzir način razvoja ML pravila odlučivanja, izaziva značajno pogoršanje AMC performansi u odnosu one prikazane u literaturi. Ovo pogoršanje se može delimično ublažiti primenom metoda za estimaciju parametara kanala za posmatrani AMC postupak, npr. onih iz [25] i drugih navedenih u podnaslovu **2.5**, ali po cenu daljeg povećanja računске složenosti rešenja.

Prethodno opisana rešenja zasnivaju se na centralizovanoj fuziji AMC rezultata, pri čemu senzori nezavisno izvršavaju odgovarajuću obradu u skladu sa usvojenim AMC postupkom. Jedini izuzetak je rešenje sa distribuiranim SpS predloženo u [40] kod koga se proračun veličina koje se koriste za potrebe AMC određuju nezavisno ali se lokalne odluke u sensorima i na nivou mreže donose kroz interakciju u formi iterativnog postupka fuzije odluka. Dodatno, sva ova rešenja su analizirana sa stanovišta primene u CRN. U slučaju razvoja rešenja za kooperativnu AMC u okviru WSN okruženja, mora se voditi računa o ograničenjima senzorskih nodova (*Sensor Node*, SN) po pitanju: hardverske platforme (kapacitet i brzina memorije i procesorske jedinice), podrške za složene algoritme obrade signala, raspoložive energije i mogućnosti komunikacije. Ova ograničenja uslovljavaju primenu AMC postupaka sa malom računskom složenošću, kao i onih koja uspešno rade sa malom dužinom uzorka signala (zbog kratkog perioda

opservacije). Iz navedenih razloga u [5, 39] izabran je AMC postupak na osnovu kumulanata četvrtog reda ( $C_{42}$  i  $C_{40}$ ), pri čemu je u cilju kompenzacije uticaja primene uzorka signala male dužine, koji uzrokuju loš kvalitet procene kumulanata, postupak usrednjavanja za sve sume u izrazu (3.5) relizovan je u formi iterativnog distribuiranog procesa u kome bliski SN razmenjuju dobijene rezultate putem *single-hop* komunikacije. Na taj način ostvaruje se značajno poboljšanje kvaliteta lokalne procene vrednosti kumulanata u svim sensorima. Pri tome, za realizaciju distribuiranog proračuna srednjih vrednosti formulisan je postupak zasnovan na metodu multiplikatora (*Method-of-Multipliers*, MoMu). Dodatno, razvijen je i metod selekcije reda modulacije za MPSK i MQAM signale na osnovu distribuirane klasterizacije, i to u formi MoMu zasnovanog distribuiranog *K-means* algoritma klasterizacije i *Bayes*-ovog informacionog kriterijuma (*Bayes Information Criterion*, BIC). Numerički rezultati, dobijeni putem *Monte-Carlo* eksperimenata pokazuju da se za slučaj AWGN kanala ostvaruju dobici u smislu srednje verovatnoće tačne klasifikacije na posmatranom skupu od 45 SN, u odnosu na slučaj kada svaki SN nezavisno obavlja procenu vrednosti kumulanata. Osim toga, predloženi metod selekcije reda modulacije omogućava dalje povećanje uspešnosti klasifikacije za vrednosti SNR iznad 20dB. Ipak, uzimajući u obzir rezultate analize sprovedene u trećem poglavlju, može se zaključiti da se u slučaju primene rešenja datog u [5] za slučaj MPF kanala sa FSF ili FF može očekivati značajno pogoršanje AMC performansi u odnosu na one prikazane za slučaj AWGN kanala, i to usled znatno lošijeg kvaliteta i manje pouzdanosti procene vrednosti kumulanata.

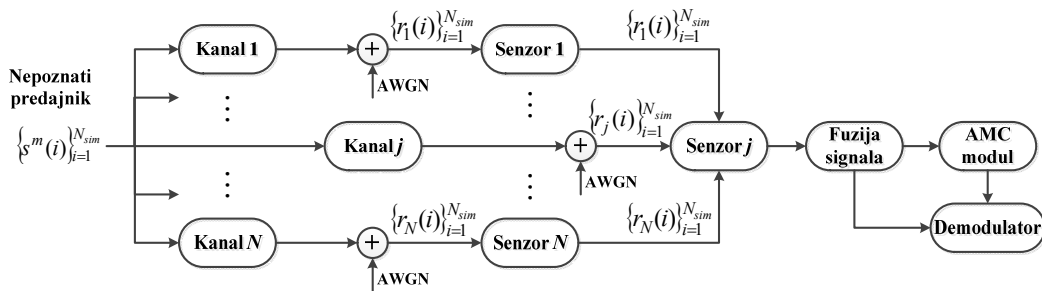
Distribuirano procesiranje zahteva uvođenje iterativnog i distribuiranog postupka proračuna kumulanata koji se odlikuje velikom složenošću, kao i angažovanje značajnih komunikacionih kapaciteta kao podrške u izvođenju ovog procesa. Pri tome, na osnovu kompletne informacije o signalu prikupljene putem prostorno distribuiranih senzora omogućava se značajno povećanje kvaliteta procene vrednosti kumulanta u sensorima mreže. U slučaju AWGN kanala i prostorno bliskih senzora sa istom vrednošću SNR, kao što je posmatrano u [5], kvalitet procene se ne razlikuje za različite senzore. U slučaju MPF kanala, pojedini senzori čija procena kumulanata značajno odstupa od stvarnih vrednosti usled jakog uticaja fedinga, imali bi veliki uticaj na kvalitet procene u ostalim sensorima. Odnosno dolazi do poremećaja ili onemogućavanja konvergencije posmatranog iterativnog metoda za distribuiranu obradu. Poseban problem predstavlja



pojava frekvencijski-selektivnog fedinga, kod koga nije moguće filtriranje (potiskivanje uticaja) senzora sa lošom kvalitetom procene na osnovu vrednosti SNR. Naime, po rezultatima iz trećeg poglavlja visoka vrednost SNR ne garantuje uvek i dobar kvalitet procene za ovaj tip MPF kanala.

Dodatna analiza i nadogradnja prethodnog rešenja za kooperativnu AMC, u smislu podrške za višekorisničku AMC, tj. istovremenu klasifikaciju većeg broja signala koji su vremenski sinhronizovani i preklapljeni u spektru, data je u [39]. Primenjen je isti metod procene kumulanata na bazi distribuiranog MoMu postupka uz dodatnu estimaciju parametara posmatranih MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) kanala. Korišćenjem poznate osobine aditivnosti kumulanata, [191-193], kao i ranije predloženog rešenja za višekorisničku AMC na osnovu kumulanata korišćenjem jednog senzora, [38], dato je rešenje za kooperativnu višekorisničku AMC.

Konačno, predložena su i rešenja za kooperativnu AMC na osnovu centralizovane fuzije signala. Pri tome, osnova koncepcija ovog rešenja za kooperativnu AMC data je u [7]. Detaljnija razrada ovog koncepta data je u [50], gde je razmatrana centralizovana fuzija signala (*Signal Fusion*, SiF) uz primenu AMC na bazi kumulanta četvrtog reda ( $C_{42}$ ) pri čemu je posmatrano propagaciono okruženje u formi AWGN kanala. Blok dijagram modela sistema u slučaju kooperativne AMC sa centralizovanom fuzijom signala data je na Sl.4.3, [7, 50].



Sl.4.3 - Blok dijagram modela sistema za kooperativnu AMC na osnovu centralizovane fuzije signala primenom prostorno distribuiranih senzora, [50].

Kao i u slučaju sistema sa Sl.4.2, posmatra se predajnik koji emituje sekvencu simbola,  $\mathbf{s} = \{s^m(i)\}_{i=1}^{N_{sim}}$ , dobijenu putem modulacionog postupka  $m$ , a koju  $N$  senzora prima preko nezavisnih radio kanala pri čemu generišu lokalne sekvence simbola  $\mathbf{r}_l = \{r_l(i)\}_{i=1}^{N_{sim}}$ ,  $l = 1, \dots, N$ . U rešenju za centralizovanu fuziju signala iz [50], jedan od ovih senzora je znatno složeniji i ima ulogu glavnog (*master*) senzora. On kontroliše

rad svih ostalih njemu podređenih (*slave*) senzora i prikuplja njihove opservacije signala nepoznatog predajnika. Podređeni senzori predstavljaju jednostavne uređaje koji na zahtev *master* senzora obavljaju prijem radio signala, IQ demodulaciju i A/D konverziju, i konačno formiraju sekvence odbiraka nepoznatog signala u OOU koje dostavljaju ka *master* senzoru putem *single-hop* bežične komunikacije. Na Sl.4.3, dozvoljena je mogućnost da i sam *master* sensor (tj. Sensor  $j$  na slici) neposredno prima signal nepoznatog predajnika.

Rešenje predloženo u [50] dobijeno je uz pretpostavku da je rad svih senzora sinhronizovan u vremenu, pri čemu je lokalna sekvence simbola  $r_l$  u  $l$ -tom senzoru,

$$r_l(i) = \sum_{k=0}^{L-1} s^m(i - \tau_l + \varepsilon_l) \times h_l(i - k) + n_l(i), i = 1, \dots, N_{sim}, \quad (4.7)$$

gde je  $\{n_l(i)\}_{i=1}^{N_{sim}}$  slučajna sekvence AWGN procesa,  $h_l(q), q = 0, \dots, L - 1$ , su koeficijenti MPF kanala čija je dužina  $L$ ,  $\tau_l$  je propagaciono kašnjenje pri prenosu ka  $l$ -tom senzoru, a  $\varepsilon_l$  predstavlja grešku sinhronizacije. U slučaju AWGN kanala, tj. kada je  $L = 1$  i  $h(0) = 1$ , putem fuzije signala u okviru koje se obavlja faza predobrade kao i procena nepoznatih parametara signala pojedinih senzora, dobija se ukupan signal,

$$r_{SF}(i) = \sum_{l=1}^N s^m(i - \Delta\tau_l + \Delta\varepsilon_l) + \sum_{l=1}^N n_l(i), i = 1, \dots, N_{sim}, \quad (4.8)$$

gde su sa  $\Delta\tau_l$  i  $\Delta\varepsilon_l$ , označene razlike propagacionog kašnjenja i greške sinhronizacije u odnosu na *master* sensor. U [50] je pokazano da je vrednost SNR za dobijenu sekvencu simbola nakon fuzije  $\{r_{SF}(i)\}_{i=1}^{N_{sim}}$  makar  $N$  puta veći od minimalne vrednosti lokalne SNR. Procena vrednosti kumulanta obavlja se nad sekvencom  $\{r_{SF}(i)\}_{i=1}^{N_{sim}}$ . Numeričkom analizom AMC performansi za slučaj AWGN kanala, ustanovljeno je da se u idealnom slučaju, tj. kada  $\Delta\tau_l = 0$ ,  $\Delta\varepsilon_l = 0$ ,  $\Delta f_{0,l} = 0$  i  $\theta_{c,l} = 0$  za  $\forall l \in [1, N]$  gde  $\Delta f_{0,l}$  i  $\theta_{c,l}$  predstavljaju frekvencijski i fazni *offset* pri IQ demodulaciji u  $l$ -tom senzoru, ostvaruje znatno veća uspešnost klasifikacije u odnosu na klasično rešenje za AMC na osnovu kumulanta četvrtog reda i kooperativne AMC na bazi ALRT klasifikatora predloženog u [6]. Osim toga, putem analize pod neidealnim uslovima rada, u smislu neidealni procenjenih parametara signala, pokazano je da je predloženo rešenje veoma otporno na uticaj neidealne sinhronizacije i fazni džiter, pri čemu se ostvaruju znatno bolje performanse u odnosu na klasično rešenje za AMC sa jednim sensorom. Osim toga, pokazano je da rešenje poseduje znatno bolje AMC performanse u slučaju

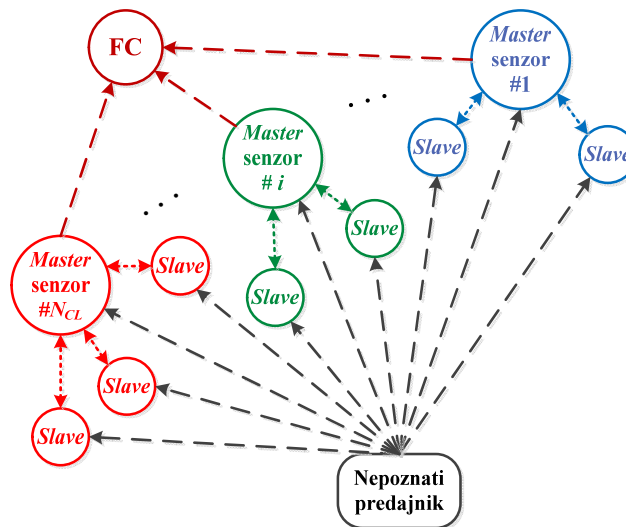
postojanja faznog *offset*-a u odnosu na klasično rešenje sa jednim senzorom, uz relativno malo pogoršanje performansi u odnosu na idealan slučaj, dok je otpornost na uticaj frekvencijskog *offset*-a gotovo ista kao i za klasično rešenje.

Ipak, kao što i autori naglašavaju, primena predloženog rešenja sa fuzijom signala u slučaju MPF kanala sa FF ili FSF predstavlja značajan problem u smislu definisanja odgovarajućeg postupka za fuziju signal. Osim toga, kao problem se javlja moguća pojava vremenskog pomeraja usled neusklađenog tajminga pri opservaciji signala i A/D konverziji u različitim sensorima mreže, kao i usled eventualnih velikih razlika u kašnjenju pri prenosu signala do različitih senzora. Ovaj problem dovodi do gubljenja ili ponavljanja simbola u sekvencama simbola za pojedine senzore, kao i do vremenske translacije između sekvenci za različite senzore, što može izazvati značajno pogoršanje uspešnosti klasifikacije. Dodatno, svako rešenje na bazi fuzije signala zahteva prenos kompletnih sekvenci simbola dobijenih u svakom od senzora ka *master* senzoru, čime se značajno angažuju komunikacioni kapaciteti mreže. Ovaj zahtev predstavlja poseban problem u slučaju primene u okviru WSN, koje odlikuju mali komunikacioni kapaciteti kao i značajna hardverska ograničenja senzora, tj. senzorskih nodova (SN).

Nedavno je predloženo još jedno rešenje za kooperativnu AMC na osnovu fuzije signala, dato u [51]. Ovo rešenje zasniva se na primeni HLRT klasifikatora, datog u [18], pri čemu se u FC konačna odluka donosi na osnovu sekvenci simbola prikupljenih od svih senzora kooperativne mreže. Izvedeno HML (*Hybrid Maximum-Likelihood*) pravilo odlučivanja bazira se na izboru tipa modulacionog postupka za koji se dobija maksimalna vrednost usvojene LLF, a koja je izvedena uz pretpostavku nultih vrednosti frekvencijskog i faznog *offset*-a, [51]. Problem maksimizacije LLF, za posmatrani skup modulacionih postupaka, predstavlja izuzetno složen nekonveksan optimizacioni problem dimenzije  $2N + 1$ , gde je  $N$  broj senzora mreže. Osim toga, pošto se javlja i dodatna međuzavisnost LLF za različite senzore usled prijema iste nepoznate sekvence emitovanih simbola od strane različitih senzora, ovaj problem se ne može dekomponovati na posebne procese koji bi se izvodio zasebno u svakom senzoru. Samim tim zaključeno je da nije moguće dobiti analitičko rešenje u zatvorenom obliku, [51]. Zato je za rešavanje ovog optimizacionog problema predložena primena EM algoritma, koji je i ranije korišćen, npr. u [27], za potrebe klasičnih AMC rešenja u slučaju MPF kanala sa FF. AMC performanse predloženog rešenja u slučaju MPF

kanala sa *Rayleigh*-ovim fadingom određene su putem numeričke analize korišćenjem *Monte-Carlo* eksperimenata. Pri tome, pokazano je da se porastom broja senzora ostvaruju znatno bolje AMC performanse, ali po cenu značajnog povećavanja računске složenosti. Dodatno, pokazano je da se na opisani način ostvaruju bolji rezultati od ekvivalentnog AMC postupka sa primenom antenskog niza datog u [30].

Osnovni koncept mreže senzora za centralizovanu detekciju postojanja i obradu ('osluškivanja') radio signala (*Centralized Signal Sensing Network*, CSiSN) data je u [7]. Posmatran je najopštiji oblik hijerarhijske arhitekture mreže date na Sl.4.4.



Sl.4.4 – Opšti model sistema za centralizovano 'osluškivanje' (sensing) signala (CSiS), [7].

Predložena CSiSN sastoji se od centralnog elementa, centra fuzije, i više klastera ( $N_{CL}$ ) koje čine grupe senzora. U svakom klasteru postoji jedan *master* senzor, koji kontroliše rad svih senzora u klasteru i obavlja celokupnu obradu signala. Ostali senzori klastera su jednostavni *slave* uređaji koji na zahtev *master*-a obavljaju prijem signala, translaciju na nultu učestanost putem IQ demodulacije i A/D konverziju, odnosno formiraju niz odbiraka signala (*snapshot*) koje dostavljaju *master*-u. Kontrolu pristupa medijumu za prenos u okviru klastera, zadavanje komandi ka *slave* sensorima i prenos snimaka signala od *slave* ka *master* senzoru, u potpunosti kontroliše *master* senzor. Pri tome, u [7] je analizirana moguća organizacija procesa prikupljanja i obrade snimaka signala u okviru *master* senzora, i to u formi sinhronog i asinhronog rada mreže. Pri tome, celokupan AMC proces koji obuhvata fazu predobrade (*blind* ekvalizaciju kanala, korekciju faznog i frekvencijskog *offset*-a, proračun širine RF spektra, estimacija SNR, procena perioda signaliziranja, *re-sampling*, decimaciju, sinhronizaciju i vremensko

usklađivanje impulsa) i fazu klasifikacije uz primenu nekog od poznatih AMC postupka obavlja se u *master* senzoru. Kao što je dato na Sl.4.4, daljim usložnjavanjem sistema putem uključivanja većeg broja ( $N_{CL}$ ) klastera, moguća je dalja primena nekog od rešenja za kooperativnu AMC sa fuzijom odluka, pri čemu se lokalne odluke donesene u svakom od klastera prikupljaju u fuzionom centru (FC).

U skladu sa konceptom CSiSN datim u [7], svako od prethodnih rešenja za kooperativnu AMC na osnovu fuzije odluka ili fuzije podataka, može se posmatrati kao drugi stepen hijerarhijske kooperativne šeme klasifikacije. Pri tome bi posmatrani skup od  $N = N_{CL}$  senzora koji generišu AMC rezultate za potrebe fuzije odluka ili podataka, u stvari bili *master* senzori CSiSN sa Sl.4.4. Jedno takvo rešenje zapravo je i predloženo u [194]. U ovom rešenju se putem fuzije podataka na nivou klastera u okviru WSN obavlja procena jednostavnih statističkih parametara signala za potrebe AMC, datih u [150], nakon čega se primenom SVM, [132, 195], donosi lokalna odluka na nivou klastera. U narednom koraku obavlja se jednostavna fuzija odluka u FC, pri čemu se bira većinska odluka iz skupa dobijenih lokalnih odluka. Ipak, sam način prezentacije u [194], gde nisu jednoznačno navedeni uslovi i pretpostavke korišćene pri razvoju ovog rešenja, kao ni uslovi pod kojima su ostvareni prikazani rezultati evaluacije AMC performansi rešenja, onemogućava realno sagledavanje kvaliteta ovako zamišljenog hibridnog rešenja za kooperativnu AMC.

Na kraju treba naglasiti, da se praktična implementacija rešenja za kooperativnu AMC u skladu sa konceptom CSiSN u [7], može razmatrati samo u kontekstu razvoja namenskih sistema za potrebe ostvarivanja distribuiranog SpS u cilju podrške rada CRN, ili funkcionalnih sistema za kontrolu i nadgledanja RF spektra. Navedeni sistemi namenjeni su prvenstveno distribuiranoj detekciji prisustva signala u RF spektru i lokalizaciji predajnika signala, uz eventualnu dalju obradu signala u cilju procenu parametara od interesa, uključujući primenjeni postupak modulacije.

#### **4.1.1 ANALIZA PRETHODNO PREDLOŽENIH REŠENJA ZA KOOPERATIVNU AMC**

Na osnovu izloženog pregleda rešenja za kooperativnu AMC korišćenjem mreže senzora, a koja su predložena pre ili tokom istraživanja čiji su rezultati prikazani u ovoj disertaciji, zaključuje se da se ova rešenja mogu klasifikovati u pet osnovnih grupa, i to:

- rešenja zasnovana na centralizovanoj fuziji (kombinovanju) lokalnih (*tvrdih*)

odluka (*Hard Decision Fusion*, HDF) donesenih nezavisno u svakom od senzora mreže, u koje spadaju ona data u [6, 40, 49, 184]. U okviru disertacije, ova rešenja označena su kao rešenja za kooperativnu AMC sa centralizovanom HDF. Treba naglasiti da je HDF moguće koristiti pri primeni bilo kog AMC postupka, npr. u [40] je posmatrana AMC na osnovu analize cikličnog spektra signala, u [6] je posmatran ALRT klasifikator, a u [49] AMC na osnovu kumulanta četvrtog reda ( $C_{42}$ );

- rešenja zasnovana na centralizovanoj fuziji (kombinovanju) lokalnih procena veličina korišćenih za potrebe AMC (DaF) dobijenih nezavisno u svakom od senzora mreže, [8]. U okviru disertacije, rešenja iz ove grupe označena su kao rešenja za kooperativnu AMC sa centralizovanom DaF, pri čemu je razvijen veći broj različitih metoda fuzije zasnovanih na DaF konceptu, [52-56] i AMC na osnovu kumulanta četvrtog reda ( $C_{42}$ );
- rešenja zasnovana na distribuiranoj obradi signala putem kooperacije susednih (bliskih) senzora kooperativne mreže u cilju združene (distribuirane) procene veličina na osnovu kojih se obavlja AMC, kao u [5, 39]. U okviru disertacije, rešenja iz ove grupe označena su kao AMC rešenja sa kooperativnom distribuiranom odbradom (*Cooperative Distributed Processing*, CDP).
- rešenja zasnovana na centralizovanoj fuziji signala (SiF) čiji su uzorci (sekvence odbiraka signala u OOU) generisani nezavisno u svakom od senzora mreže, kao u [7, 50-51]. U okviru disertacije, ova rešenja označena su kao rešenja za kooperativnu AMC sa centralizovanom SiF; i
- hibridna rešenja namenjena za hijerarhijski uređene kooperativne mreže senzora, u kojima se izvodi dvostepeni postupak fuzije za potrebe AMC, [194]. Osnovni model sistema za rešenja ovog tipa je sličan onom na Sl.4.5. U opštem slučaju u *master* sensorima svakog od  $N_{CL}$  klastera mogu se primeniti neki od prethodno navedenih tipova fuzije (HDF, DaF ili SiF). U drugom koraku u FC obavlja se HDF ili DaF, zavisno od toga da li *master* senzori donose konačnu odluku ili generišu zajedničku procena posmatrane veličine korišćene za potrebe AMC. U okviru disertacije, ova rešenja označena su kao rešenja za kooperativnu AMC sa hibridnom dvostepenom fuzijom (*Hybrid Two-Stage Fusion*, HyTSF).

Ukoliko se analiziraju rešenja sa primenom metoda fuzije HDF tipa, uočava se da je za potrebe HDF neophodno obezbediti odgovarajuće referentne vrednosti (reference) na osnovu kojih se obavlja kombinovanje odluka. Ove referentne vrednosti u suštini predstavljaju meru pouzdanosti lokalne odluke u svakom od senzora. U [6, 49] se za potrebe HDF koriste referentne matrice konfuzije, određene empirijski za posmatrani model MPF kanala sa *apriori* poznatim statističkim parametrima kanala, [49], ili odgovarajućim numeričkim proračunom na osnovu izraza izvedenih pod *apriori* poznatim uslovima (parametrima kanala i obrade), [8]. Slično tome, u iterativnom postupku odlučivanja iz [40], kao reference se koriste f.u.g.v. izlaza NN za  $\alpha$ -profile čiji je oblik određen empirijski za pretpostavljeni model AWGN kanala i definisan skup modulacionih postupaka. Posmatrane referentne veličine omogućavaju pravilno kombinovanje lokalnih odluka putem HDF, primenom definisanih optimalnih pravila odlučivanja. Pravila odlučivanja definisana su tako da se pri donošenju konačne odluke uticaj lokalnih odluka male pouzdanosti potisne srazmerno proceni pouzdanosti izraženom kroz korišćeni skup referenci. Drugim rečima, potiskuje se uticaj onih odluka koje su donesene pod uslovima lošeg kvaliteta procene veličine korišćene za potrebe AMC, npr. usled male vrednosti SNR ili velike vrednosti vremenske disperzije MPF kanala sa FSF. U realnim uslovima primene rešenja sa HDF, kada osobine MPF kanala, a samim tim i korektan (odgovarajući) skup referenci nisu poznati, usled korišćenja neodgovarajućih referentnih veličina, a koje ne opisuju na pravi način pouzdanost lokalnih odluka, dolazi do pogoršanja uspešnosti klasifikacije. Ovakva tvrdnja dokazana je za slučaj primene AMC na osnovu kumulanta četvrtog reda ( $C_{42}$ ), [52-56], što je i detaljno obrazloženo u daljem tekstu disertacije, ali se može smatrati da generalno važi za svaki AMC postupak.

Predloženo rešenje zasnovano na primeni metoda fuzije DaF tipa, [8], uvedeno je u cilju korišćenja kompletne informacije o realizaciji veličina koje se koriste za potrebe AMC, što nije slučaj za metode fuzije HDF tipa. Nedostatak ovog rešenja, baziranog na ALRT klasifikatoru, predstavlja visoka računaska složenost proračuna LLF, tj.  $\mathcal{L}(\mathbf{r}^l | m = m_i)$ . Predloženo rešenje, za razliku od onih HDF tipa, ne zahteva *apriori* poznavanje referentnih matrica konfuzije, pa se za njega pri realnoj primeni ne javlja problem korišćenja neusklađenih referenci. Ipak, usled korišćenja ALRT klasifikatora javlja se sličan problem. U ovom slučaju postoji problem neusklađenosti teorijskih

izraza za proračun  $\mathcal{L}(\mathbf{r}^l | m = m_i)$ . Ovi izrazi mogu biti izvedeni samo pod određenim uslovima koji generalno nisu ispunjeni u praktičnoj primeni i to usled grešaka procene parametara signala i prijema signala preko MPF kanala nepoznatih statističkih osobina. Iako se problem za slučaj MPF kanala sa FF može delimično ublažiti primenom nekog od ranije predloženih metoda za posmatrani AMC postupak, kao u podnaslovu **2.5**, to dovodi do značajnog povećanja ionako visoke računске složenosti ovih postupaka. U slučaju MPF kanala sa FSF ovaj problem se može rešiti samo putem *blind* ekvalizacije kanala pre same primene AMC postupka. Pri tome, treba imati u vidu to da rezidualni uticaj kanala nakon neidealne ekvalizacije (koji u praksi uvek postoji), i dalje izaziva značajno pogoršanje AMC performansi, [19-20, 94] u slučaju AMC postupaka na bazi LB pristupa, pa samim tim i ALRT klasifikatora.

U svakom slučaju, može se tvrditi da rešenja sa primenom DaF usled korišćenja potpune informacije o signalu, za razliku od HDF gde se pri donošenju lokalnih odluka gubi deo informacija, imaju potencijal da nadmaše rešenja zasnovana na primeni HDF. U tom kontekstu, tokom istraživanja čiji su rezultati prikazani u ovoj disertaciji razvijen je veći broj različitih metoda fuzije na osnovu DaF koncepta. Pri tome, kako bi se izbegli problemi koji se javljaju za AMC postupak LB tipa analiziran u [8], usvojena je primena AMC na osnovu kumulanta četvrtog reda ( $C_{42}$ ). Razvijen je veći broj metoda fuzije na osnovu DaF koncepta, i to: fuzija zasnovana na usrednjavanju lokalne procene  $C_{42}$  označene kao ADaF (*Averaged Data Fusion*), [52-53], i fuzije na osnovu združenog postupka odlučivanja (*Joint Decision Fusion*, JDF) na osnovu koje je zapravo predložen optimalni DaF metod za AMC na osnovu kumulanta  $C_{42}$ , [52-54]. Dodatno, kombinovanjem DaF i HDF koncepata predložen je hibridni koncept fuzije označene kao fuzija 'mekih' odluka (*Soft Decision Fusion*, SDF), [52-56]. Pri tome, pokazano je da se za različite scenarije primene korišćenjem predloženog DaF koncepta mogu ostvariti znatno bolje AMC performanse u odnosu na optimalno HDF rešenje iz [49], uz izbegavanje prethodno navedenih problema koji postoje pri primeni LB postupaka, npr. u [8]. Pri tome, treba naglasiti da se rešenje predloženo u [8], u kome se korišćenjem MRC ili EGC računa linearna kombinacija LLF iz više senzora, u skladu sa ovde uvedenim nazivima može klasifikovati kao ADaF metod. Detaljan opis razvijenih metoda fuzije uz primenu AMC na osnovu kumulanta  $C_{42}$ , kao i evaluacija performansi ovih rešenja za različite scenarije primene i posmatrane tipove MPF kanala, prikazana je



u nastavku ovog poglavlja.

Zbog male računске složenosti i jednostavnog uklapanja u postojeće mehanizme komunikacije u WSN, rešenja za kooperativnu AMC sa CDP su veoma pogodna za primenu u ovom tipu mreža. Za do sada predložena rešenja ovog tipa, tj. prethodno opisana rešenja sa CDP iz [5, 39], prikazani su rezultati po kojima se njihovom primenom ostvaruje povećanje uspešnosti klasifikacije, ali samo u odnosu klasično rešenje AMC sa jednim senzorom. Poređenjem AMC performansi prikazanih u literaturi za ova rešenja, sa onima dostupnim u literaturi za rešenja sa centralizovanom HDF i DaF, uočava se da se primenom CDP ostvaruju znatno manji dobici AMC performansi u odnosu na klasično AMC rešenje. Iz tog razloga, kao i na osnovu prethodno izvedenog zaključka o nestabilnosti postupka distribuiranog procesiranja signala u CDP za MPF kanale sa FF ili FSF, ovaj tip rešenja nije detaljnije razmatran.

U slučaju predloženih rešenja za kooperativnu AMC na osnovu fuzije signala, osnovni problem u realnoj primeni vezan je za implementaciju kombinovanja (fuzije) signala dostavljenih od strane senzora mreže. Naime, rešenja predložena u [50] sa primenom AMC na osnovu kumulanta  $C_{42}$ , i u [51] sa primenom združene HLRT klasifikacije, podrazumevaju da se pri fuziji signala koriste uzorci signala (sekvence simbola) iz različitih senzora koje sadrže potpuno istu sekvencu simbola emitovanu od strane nepoznatog predajnika. Ukoliko, prethodno definisan uslov nije ispunjen, dolazi do pogoršanja uspešnosti klasifikacije, [50], dok se za rešenje predloženo u [51], u kome se celokupan proces rada EM algoritma zapravo i zasniva na ispunjenosti navedenog uslova, može se očekivati drastično pogoršanje AMC performansi. Dodatno, u slučaju MPF kanala sa FSF usled neidealne ekvalizacije kanala dolazi do pojave ISI, što značajno narušava mogućnost ispunjenja navedenog uslova za pravilan rad ovih rešenja, kao što je i navedeno u [50]. Dalji razvoj rešenja iz [51] na slučaj MPF kanala sa FSF, pri čemu se čak i u slučaju MPF kanale sa FF rešava izuzetno složen optimizacioni postupak, može dovesti do povećanja složenost problema na takav nivo koji bi ograničio mogućnost rada u realnom vremenu.

Rešenje dato u [50], a na osnovu koncepta iz [7], zasniva se na tome da se prijemom signala preko većeg broja jednostavnih senzora, i kombinovanjem ovih višestrukih uzoraka signala, generiše verzija signala u kome su otklonjeni negativni uticaji kanala (AWGN, feding i interferencija). Taj signal se nakon toga koristi kao ulaz

klasičnog AMC rešenja sa jednim sensorom. Stoga se problem kooperativne AMC u ovom slučaju svodi na problem ekvivalentan obradi signala pri ostvarivanju prijemnog diversitija ili procesiranja primenom AAA. Ovakav zaključak posebno je opravdan ukoliko se posmatraju prostorno bliski senzori, kod kojih se javljaju znatno manji problemi vremenske sinhronizacije procesa detekcije signala i kreiranja sekvenci odbiraka signala nakon IQ demodulacije. U slučaju prostorno distribuiranih senzora, lociranih na međusobnim rastojanjima koje nisu mnogo manja od rastojanja senzora do nepoznatog predajnika, rešavanje problema fuzije signala postaje znatno složenije. U tom slučaju vreme propagacije posmatranog signala do različitih senzora mreže može se značajno razlikovati, što u velikoj meri utiče na mogućnost vremenske sinhronizacije procesa opservacije i dalje obrade signala. Problem se dodatno komplikuje u slučaju MPF kanala sa FSF, [50]. Postojanje džitera pri generisanju signala takta u okviru hardverskih platformi senzora, [7], može izazvati gubitak ili ponavljanje jednog ili više simbola (*symbol-slipping*) u sekvencama dobijenim za pojedine senzore. Ovaj problem predstavlja veoma značajnu prepreku pri implementaciji sistema.

Iz svega navedenog, zaključuje se da se problem kooperativne AMC na osnovu fuzije signala prevashodno rešava u domenu implementacije procesa fuzije signala pre samog procesa klasifikacije. Za detaljnu analizu opisanog problema neophodno je razmatranje specifičnih hardversko-softverskih platformi kao i načina implementacije algoritama za digitalnu obradu signala (*Digital Signal Processing*, DSP) za potrebe prikupljanja, sinhronizacije i kombinovanja podataka dobijenih od većeg broja senzora. Osim toga, neophodno je detaljno razmatrati specifične postupke obrade signala vezane za potiskivanje uticaja fedinga korišćenjem višesenzorskih sistema. Usled prirode opisanog problema, u postupku razvoja rešenja i njihove verifikacije celokupan proces analize bi se morao odnositi na konkretnu hardversko-softversku platformu. S obzirom na to, da problemi iz domena digitalne obrade signala prevazilaze postavljenu temu disertacije, kao i činjenice da odgovarajuća hardversko-softverska platforma za potrebe ovakvog tipa istraživanja nije bila dostupna, rešenja sa fuzijom signala nisu detaljnije razmatrana u okviru ove disertacije.

Konačno, mogućnost primene rešenja za kooperativnu AMC u formi HyTSF, osim u [194], nije do sada detaljnije razmatrano u dostupnoj literaturi. U posebnom delu ove disertacije, petom poglavlju, biće analizirani osnovni motivi za formulisanje jednog

ovakvog rešenja. Osim toga, biće opisani modaliteti njegove primene za slučaj MPF kanala sa FF i FSF, uz prikaz rezultata numeričke analize predloženog rešenja u realnim uslovima primene, a koje se može posmatrati kao doprinos dat u okviru disertacije.

#### **4.1.2 ANALIZA USLOVA EVALUACIJE AMC PERFORMANSI REŠENJA ZA KOOPERATIVNU AMC U DOSTUPNOJ LITERATURI**

U postupku evaluacije AMC performansi predloženih rešenja za kooperativnu AMC, a čiji je opis već dat u ovom poglavlju, korišćeni su gotovo isključivo metodi numeričke analize putem izvođenja *Monte-Carlo* eksperimenata primenom namenski razvijenih simulacionih modela. Uvidom u dostupnu literaturu, zapaža se da je proces određivanja performansi najčešće obavljan na način koji ne odgovara u potpunosti onim uslovima koji se javljaju u realnoj primeni ovih rešenja. Osim toga, nisu uzeti u obzir ni neki osnovni uslovi koji proizilaze iz nekooperativne prirode procesa AMC. Pri tome, mogu se dati sledeći opšti komentari i napomene:

- U najvećem broju dostupnih radova, osim u [39, 49, 51], predložena rešenja za kooperativnu AMC analizirana su samo za AWGN kanale. Pri tome, treba naglasiti da prijem signala koji se klasifikuje preko MPF kanala sa FF ili FSF, predstavlja jedan od osnovnih uzroka degradacije performansi klasičnih AMC rešenja sa jednim senzorom. Dodatno, bitan motiv primene kooperativne AMC upravo je ostvarivanje distribuiranog prijema signala preko nekoreliranih MPF kanala kako bi se potisnuo negativan uticaj ovih kanala. Iz prethodnog izlaganja jasno je da se u slučaju primene centralizovane HDF i DaF kao jedan od problema javlja i to da se u realnim uslovima rada u slučaju MPF kanala ne mogu uvek koristiti odgovarajuće referentne veličine potrebne za pravilno izvođenje postupaka fuzije. Takođe, u slučaju MPF kanala javljaju se i određeni, prethodno navedeni, problemi pri praktičnoj primeni pojedinih rešenja za kooperativnu AMC zasnovana na centralizovanoj SiF i CDP. Imajući sve to u vidu, a kako bi se pravilno sagledao uticaj različitih efekata koji se javljaju pri klasifikaciji signala u slučaju prenosa signala preko MPF kanala, neophodno je sva rešenja za kooperativnu AMC ispitati pod uslovima različitih propagacionih okruženja, tj. za različite modele MPF kanala.
- U svim radovima, osim u [6], posmatran je slučaj u kome svi senzori u mreži

primaju signal sa istom vrednošću SNR. U [6] je osim ovog idealizovanog slučaja posmatran poseban slučaj u kome svi senzori osim jednog primaju signal sa izuzetno malom vrednošću SNR (0dB), kako bi se pokazalo da se i tada ostvaruje određeno poboljšanje uspešnosti klasifikacije u odnosu na klasično AMC rešenje sa jednim sensorom. Ovakav tip idealizovane analize ne uzima u obzir inherentnu nekooperativnu prirodu okruženja u kome se odvija AMC, kao ni mogući uticaj prostornog rasporeda senzora u odnosu na nepoznati predajnik. S obzirom na to, da predajnik u opštem slučaju ni na koji način ne podržava i ne pomaže rad kooperativne mreže, a usled različitih rastojanja, uslova propagacije, i dobitaka antena na predaji i prijemu za svaki senzor, pojedinačni senzori ostvaruju prijem signala sa različitom lokalnom vrednošću SNR i preko međusobno nekorelisanih MPF kanala. Stoga, postupak analize i evaluacije AMC performansi rešenja za kooperativnu AMC mora biti obavljen na takav način da se pravilno modeluje uticaj prostornog rasporeda senzora, a što u dostupnoj literaturi nije bio slučaj.

- Pri određivanju AMC performansi predloženih rešenja za kooperativnu AMC u literaturi su, osim u radovima koji predstavljaju rezultat istraživanja prikazanog u ovoj disertaciji, [52-56], posmatrani uglavnom idealizovani uslovi primene predloženih rešenja. Primera radi, za sva rešenja sa centralizovanom HDF i DaF, na koje je fokusirano izlaganje u ovoj disertaciji, analiza rada i evaluacija AMC performansi obavljena je korišćenjem potpuno pouzdanih referentnih veličina. Odnosno korišćene su f.u.g.v izlaza NN i  $\alpha$ -profili, [40], izrazi za verovatnoću tačne klasifikacije, [6], referentne matrice konfuzije, [49], ili teorijski izrazi za proračun LLF krivih, [49], estimirani ili proračunati upravo za statistički model kanala pod kojima se obavlja i evaluacija performansi. U praksi se na osnovu kratkog uzorka signala mogu proceniti samo trenutni parametri MPF kanala, ali se ne može sa velikom pouzdanošću odrediti statistički model stvarnog MPF kanala sa FSF (raspodela i parametri raspodele, vremenska disperzija,) ili FF (raspodela i parametri raspodele). Iz tog razloga, u praksi nije moguće koristiti referentne veličine koje u potpunosti odgovaraju trenutnoj realizaciji fedinga u kanalu, modelu MPF kanala, već se mora primeniti neki neusklađeni skup referentnih vrednosti. U analizi do sada predloženih rešenja za kooperativnu

AMC više puta je naglašeno da neusklađenost korišćenih referentnih vrednosti generalno izaziva pogoršanje AMC performansi. Stoga se u postupku evaluacije performansi mora posmatrati i slučaj u kome se pri izvođenju fuzije koriste neodgovarajuće referentne veličine, u cilju procene osetljivost ovih rešenja na takav uticaj. Ovde treba naglasiti, da su neki rezultati ovakvog tipa analize sprovedenog tokom izrade disertaciji već dati u [52-56]. Pri tome, pokazano je da usled primene neodgovarajućih referentnih vrednosti dolazi do značajnog pogoršanja AMC performansi svih metoda fuzije, a u nekim scenarijima i do prestanka rada ranije predloženih rešenja za kooperativnu AMC.

- Samo u nekoliko studija obavljano je modelovanje propagacionog okruženja korišćenjem MPF kanala. Pri tome najčešće su posmatrani modeli MPF kanala sa ravnim *Rayleigh*-ovim fadingom, slični modelima FF-CHM#1 i FF-CHM#2 u Tab.3.2, odnosno modeli MPF kanala sa FSF datim kao model DTF-CHM#1 u Tab.3.3. Pri tome, za slučaj MPF kanala sa FSF nije detaljno analiziran uticaj vrednosti vremenske disperzije, već je pri definisanju modela kanala uglavnom korišćena konstantna dužina kanala ( $L$ ) za sve senzore mreže.

U okviru ove disertacije, postupak analize i određivanja AMC performansi rešenja za kooperativnu AMC izveden je na takav način da se uzmu u obzir svi navedeni uticaji propagacionog i radnog okruženja. Opis korišćenih parametara simulacionih modela, kojima je ovaj uticaj modelovan, detaljno je opisan u odgovarajućim celinama u kojima je data i detaljna analiza i prikaz dobijenih rezultata.

## **4.2 POSMATRANI MODEL SISTEMA ZA KOOPERATIVNU AMC NA OSNOVU KUMULANTA ČETVRTOG REDA $C_{42}$**

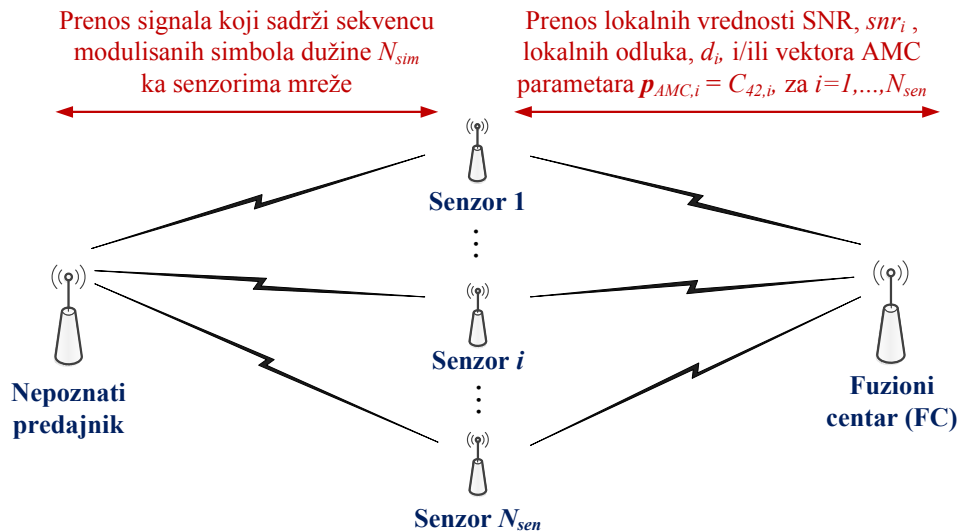
Posmatramo skup od  $N_{sen}$  kooperativnih umreženih senzora koji primaju signal emitovan od strane istog neidentifikovanog predajnika, dobijen primenom nepoznatog modulacionog postupka  $m \in M_{mod} = \{m_1, \dots, m_M\}$ . Signal koji se u opštem slučaju prenosi kroz međusobno nezavisne (nekorelisane) MPF kanale, prima se u svakom senzoru sa specifičnom lokalnom vrednošću SNR,  $snr_i$ ,  $i = 1, \dots, N_{sen}$ . Pri tome, nakon faze predobrade u  $i$ -tom senzoru,  $i = 1, \dots, N_{sen}$ , dobijamo sekvencu odbiraka simbola u OOU  $y_i(n)$ ,  $n = 1, \dots, N_{sim}$ , a koja predstavlja sekvencu procene simbola na prijemu za stvarnu sekvencu simbola dužine  $N_{sim}$ ,  $x_i(n)$ ,  $n = 1, \dots, N_{sim}$ , emitovanu od strane

neidentifikovanog predajnika. Nakon prikupljanja uzorka signala sa  $N_{sim}$  odbirka u svakom od senzora, odnosno sekvenci procena simbola u OOU  $y_i(n), n = 1, \dots, N_{sim}$ , u svakom od senzora se nezavisno primenjuje isti AMC postupak. Pri tome, pretpostavlja se da su lokalne vrednosti SNR,  $snr_i, i = 1, \dots, N_{sen}$ , poznate, tj. da su estimirane sa dovoljnom tačnošću. U opštem slučaju, zavisno od tipa primenjenog AMC postupka, generiše se skup lokalnih konačnih odluka (*hard decision*),  $d_i, i = 1, \dots, N_{sen}$ , i/ili skup vektora  $\mathbf{p}_{AMC,i}, i = 1, \dots, N_{sen}$ , koji sadrži veličine (obeležja, statistike) na osnovu kojih se obavlja klasifikacija. Za posmatrani postupak AMC na osnovu kumulanta četvrtog reda  $C_{42}$ , vektor  $\mathbf{p}_{AMC,i}$  sadrži samo procenu vrednosti kumulanta određenu za svaki senzor, odnosno  $\mathbf{p}_{AMC,i} = C_{42,i}, i = 1, \dots, N_{sen}$ . Opšti model sa korišćenjem vektora  $\mathbf{p}_{AMC,i}$  naveden je kako bi se naglasilo da su koncepti centralizovane fuzije koji će biti predloženi i opisani u nastavku ovog poglavlja, uz odgovarajuće modifikacije u skladu sa statističkim i drugim osobinama veličina koje se koriste za potrebe AMC, generalno primenjivi za sve AMC postupke. Lokalni rezultati primene AMC postupka i lokalne vrednosti SNR, prenose se preko mreže i prikupljaju u FC, kako bi se centralizovanom fuzijom ovih rezultata donela konačna odluka na nivou kooperativne mreže,  $M_F$ .

Opšti model sistema za kooperativnu AMC korišćenjem mreže senzora uz primenu centralizovane fuzije AMC rezultata, prikazan je na Sl.4.5. Prikazani model sistema sličan je onima iz [6, 9, 49-50, 184], tj. na Sl.4.1 i Sl.4.2, uz tu izmenu da je radi podrške za fuziju podataka (DaF) omogućeno slanje vektora  $\mathbf{p}_{AMC,i}$ , tj. u našem slučaju procene  $C_{42,i}$ , umesto lokalnih odluka,  $d_i$ .

U slučaju primene HDF, konačna odluka  $M_F$  donosi se na osnovu lokalnih odluka,  $d_i$ , i lokalnih vrednosti SNR,  $snr_i$ . U okviru ove disertacije, posebna pažnja posvećena je alternativnom DaF konceptu, u kome se konačna odluka  $M_F$  donosi na osnovu skupa vektora  $\mathbf{p}_{AMC,i}$ , i lokalnih vrednosti SNR,  $snr_i$ . Ovaj koncept je tokom izrade ove disertacije prikazan u više radova, [52-54, 56], pri čemu su konkretna rešenja formulisana i prikazana uz primenu AMC na osnovu kumulanta četvrtog reda,  $C_{42}$ . U tom slučaju, konačna odluka,  $M_F$ , donosi se na osnovu lokalnih procena kumulanta,  $C_{42,i}$ , i lokalnih vrednosti SNR,  $snr_i$ . Kao što je ranije naglašeno, osnovna ideja predloženog DaF pristupa sastoji se u tome da se pri donošenju lokalnih konačnih odluka u sensorima, kao u HDF pristupu, gubi deo informacija o specifičnoj vrednosti veličine (obeležja, statistike) na osnovu koje se obavlja klasifikacija, odnosno

specifičnoj realizaciji slučajne promenjive ako se data veličina posmatra kao rezultat slučajnog procesa koji zavisi od postupka modulacije i prenosa kroz MPF kanal. Npr. u slučaju AMC na osnovu kumulanta četvrtog reda, pri donošenju konačne odluke u senzoru gubi se informacija o rastojanju procene kumulanta od pragova odlučivanja.



Sl.4.5 - Model sistema za kooperativnu AMC primenom mreže senzora i centralizovane fuzije nezavisno generisanih AMC rezultata.

U opštem slučaju, sistem u okviru koga se nalazi posmatrana mreža senzora ne može uvek da obezbedi apsolutnu vremensku sinhronizaciju rada senzora pri izvođenju AMC. Pod time se podrazumeva da nije moguće uskladiti periode opservacije za sve senzore tako da oni prime nezavisne (nekorelisane) signale na prijemu koji sadrže potpuno istu emitovanu sekvencu simbola na predaji, tj. da  $x_i(n) = x_j(n), \forall i, j \in [1, N_{sen}]$ . Nepoznati predajnik u opštem slučaju nije deo kooperativne mreže, i njegova lokacija nije apsolutno poznata (mada se eventualno može proceniti putem kooperativne lokalizacije ili na neki drugi način). Stoga, uz pretpostavku potpuno nekooperativnog okruženja, tj. da nepoznati predajnik ni na koji način ne podržava rad kooperativne mreže, usled različitih i eventualno promenljivih rastojanja između predajnika i svakog od senzora apsolutna vremenska sinhronizacija rada mreže predstavlja veoma složen zadatak. Jedan mogući koncept sistema koji je u stanju da obezbedi zahtevani ili makar približan nivo sinhronizacije dat je u [7]. Ovaj koncept distribuiranog SpS zasnovan je na periodičnom izvođenju opservacije u svim sensorima sa naknadnom centralizovanom analizom i vremenskim usklađivanjem nizova odbiraka signala iz svih senzora prikupljenih u FC. Ovakav koncept zahteva obavljanje fuzije signala, i trenutno

ga je u praksi moguće primeniti samo u namenskim sistema za potrebe ostvarivanja distribuiranog SpS, ili za nadgledanje i monitoring RF spektra.

Iz navedenih razloga, za sistem prikazan na Sl.4.5 uvedena je pretpostavka da su periodi opservacije usklađeni za sve senzore na takav način da se obezbedi samo to da mreža senzora prima signal istih karakteristika, tj. bez promene postupka modulacije ili brzine prenosa simbola, pri izvođenju opservacija u različitim sensorima mreže. Ovakav zahtev ispunjen je u većini scenarija primene ukoliko se opservacija (prikupljanje uzorka) za potrebe klasifikacije obavlja neposredno nakon ili paralelno sa procesom detekcije prisustva signala, a koji je na neki način već usklađen u vremenu na nivou kooperativne mreže. Dakle, posmatra se asinhroni model u kome se ne obezbeđuje apsolutna vremenska sinhronizacije rada mreže, odnosno slučaj u kome se u svakom od  $N_{sen}$  senzora prima signal istih karakteristika, ali takav da ne sadrži identične sekvence emitovanih simbola, tj.  $x_i(n) \neq x_j(n), \forall i, j \in [1, N_{sen}]$ . Pri tome treba imati u vidu da apsolutna vremenska sinhronizacije pri prijemu signala na nivou kooperativne mreže, ili eventualno delova mreže ukoliko se posmatra hijerarhijska arhitektura, ima smisla samo ukoliko se obavlja fuzija signala. U posmatranom slučaju, u kome svaki od senzora nezavisno obavlja estimaciju veličina koje se koriste za potrebe AMC, odnosno kada se fuzija obavlja nad lokalnim odlukama ili lokalnim vrednostima veličina koje se koriste za potrebe AMC, uvođenje zahteva apsolutne sinhronizacije samo dovodi do povećanja složenosti sistema bez uticaja na konačne AMC performanse.

U praksi, npr. u okviru WSN ili CRN, veze između senzora kooperativne mreže i FC ostvaruju se generalno putem *multi-hop* komunikacije, tj. prenosom (rutiranjem) paketa koji sadrže potrebne informacije preko više elemenata bežične komunikacione mreže. Osim toga, pri bežičnom prenosu informacija uvek postoji mogućnost pojave grešaka pri prenosu. Na Sl.4.5, model sistema prikazan je kao da se u njemu odvija direktna, *single-hop*, komunikacija između senzora i FC. Osim toga, u daljoj analizi kooperativnih AMC rešenja posmatran je idealizovan slučaj u kome tokom procesa prenosa informacija (lokalnih odluka, vrednosti SNR i parametara za potrebe AMC) ka FC ne postoji mogućnost pojave grešaka pri prenosu. Ovakav pristup usvojen je kako bi se odredile najbolje moguće AMC performanse ostvarive korišćenjem kooperativnih AMC rešenja. Ukoliko je to potrebno, a u cilju dalje sveobuhvatne analize performansi kooperativne AMC, model sistema sa Sl.4.5 može se modifikovati implementacijom



realnih komunikacionih modela u skladu sa posmatranim specifičnim scenarijom primene. Treba naglasiti, da se pri prenosu informacija neophodnih za potrebe AMC pri komunikaciji pojedinih senzora mreže sa FC pouzdanost prenosa može značajno povećati primenom različitih kooperativnih tehnika prenosa, kao i klasičnih tehnika zaštitnog kodiranja (*error-correction coding*), retransmisije i drugih metoda.

### **4.3 OPIS POSTOJEĆIH I PREDLOG NOVIH METODA CENTRALIZOVANE FUZIJE ZA KOOPERATIVNU AMC NA OSNOVU KUMULANTA $C_{42}$**

Kao osnovni AMC postupak pri razvoju rešenja za kooperativnu AMC u okviru ove disertacije, usvojen je postupak AMC na osnovu kumulanta četvrtog reda  $C_{42}$ . Osim toga, iz ranije navedenih razloga usvojen je model centralizovane fuzije AMC rezultata, pri čemu se posmatraju rešenja za centralizovanu HDF i DaF. U ovom podnaslovu biće dat kratak opis i definicija metoda fuzije predloženih u dostupnoj literaturi koji će se ovde posmatrati kao referentni metodi, kao i metoda fuzije razvijenih i predloženih tokom istraživanja sprovedenog pri izradi ove disertacije, od kojih su neki već i ranije publikovani, [52-56].

Pri tome, osnovna podela je izvršena na osnovu prirode AMC rezultata čija se fuzija posmatra i to na metode fuzije na osnovu primene HDF, DaF i SDF. Kao što je ranije već naglašeno, pri centralizovanoj fuziji AMC rezultata često se koriste referentne veličine za potrebe kombinovanja ovih rezultata u skladu sa pouzdanošću (kvalitetom) procene kumulanta  $C_{42}$ , kod DaF i SDF, odnosno donesenih lokalnih odluka, kod HDF i SDF. Stoga je dodatna podela metoda fuzije u okviru ovih grupa napravljena na osnovu neophodnih referentnih veličina za potrebe implementacije ovih metoda.

#### **4.3.1 METODI FUZIJE NA OSNOVU HDF**

Kada je u pitanju AMC na osnovu kumulanata, u literaturi su posmatrani metodi fuzije na osnovu HDF i SiF. Pri tome, optimalni HDF metod je izveden u [49] primenom ML kriterijuma. U predloženom metodu fuzije, koji ćemo označiti kao OHDF (*Optimal Hard Decision Fusion*) metod, za konačnu odluku  $M_{F,OHDF}$  bira se modulacioni postupak koji predstavlja najverovatniji uzrok donesenih lokalnih odluka,  $d_i, i = 1, \dots, N_{sen}$ , pod uslovima određenim ostvarenim lokalnim vrednostima SNR,  $snr_i, i = 1, \dots, N_{sen}$ , pri čemu je pravilo odlučivanja definisano kao, [49],

$$M_{F,OHDF} = \underset{m_n \in M_{mod}}{\operatorname{argmax}} \left\langle \prod_{i=1}^{N_{sen}} \frac{p(d_i | (m_n, snr_i))}{\sum_{k=1}^M p(d_i | (m_k, snr_i))} \right\rangle, \quad (4.9)$$

gde je sa  $p(d_i | (m_n, snr_i))$  označena verovatnoća donošenja odluke  $d_i \in M_{mod}$  u  $i$ -tom senzoru sa lokalnim SNR vrednosti  $snr_i$ , ako je stvarni modulacioni postupak  $m_n \in M_{mod}$ . Za potrebe primene OHDF metoda, neophodno je *a priori* poznavanje referentnih matrica konfuzije (*Confusion Matrix*, CM) za skup lokalnih vrednosti SNR,  $snr_i, i = 1, \dots, N_{sen}$ , tj. skup verovatnoća  $p(m_j | (m_k, snr_i)), \forall (m_j, m_k) \in M_{mod}$ . Osim toga, za potrebe definisanja pragova odlučivanja u postupku donošenja odluke iz [34], potrebne su referentne srednje vrednosti procene  $C_{42}$ , koje mogu biti usvojene kao teorijske vrednosti kumulnata  $C_{42}$  iz Tab.3.1, ili estimirane stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  za posmatrane uslove (SNR, model kanala,  $N_{sim}$  i primenjeni CEM).

Osim optimalnog OHDF metoda analizirani su i jednostavni HDF metodi za čiju implementaciju nije neophodno poznavanje referentnih matrica konfuzije, [53, 55-56]. Ukoliko postoje pouzdane procene lokalne vrednosti SNR, moguće je primeniti HDF metod u kome se kao konačna odluka,  $M_{F,SLCHDF}$ , usvaja ona odluka koju je doneo senzor sa maksimalnom ostvarenom vrednošću SNR, [55], označen kao SLCHDF (*Selection Hard Decision Fusion*). U situaciji kada FC ne raspolaže sa odgovarajućim procenama lokalnih vrednosti SNR za sve senzore, ili one nisu dovoljno pouzdane, uvek je moguće primeniti metod većinskog odlučivanja (*Majority Decision Hard Decision Fusion*, MDHDF), [53, 55-56], u kome kao konačna odluka na nivou mreže,  $M_{F,MDHDF}$ , bira onaj modulacioni postupak koji je kao lokalnu odluku izabrao najveći broj senzora. Pri tome, treba naglasiti da se u metodu koji smo mi posmatrali ne zahateva apsolutna većina, tj. broj veći od  $N_{sen}/2$  istih lokalnih odluka. Zapravo, kada je posmatran MDHDF metod sa zahtevom da je potrebna apsolutna većina lokalnih odluka dobijeni su izuzetno loši rezultati.

Naravno, u cilju donošenja lokalnih odluka, tj. postavljanja pragova odlučivanja, pri primeni SLCHDF i MDHDF metoda moraju se usvojiti referentne srednje vrednosti procene  $C_{42}$ . Izborom teorijskih vrednosti  $C_{42}$ , Tab.3.1 za referentne srednje vrednosti procene  $C_{42}$ , omogućava se rad MDHDF metoda za svaki scenario primene, dok je za potrebe implementacije SLCHDF metoda neophodno obezbediti i odgovarajuće procene lokalnih vrednosti SNR.

### 4.3.2 METODI FUZIJE NA OSNOVU DAF

Kada je u pitanju AMC na osnovu kumulanta  $C_{42}$ , uslov za pravilno funkcionisanje metoda fuzije na osnovu DaF je ostvarivanje kvalitetne procena kumulanta. U skladu sa rezultatima prikazanim u podnaslovu **3.4**, za slučaj propagacionog okruženja opisanog MPF kanalima sa FSF, taj uslov se svodi na to da je uticaj fedinga uspešno potisnut primenom faktora  $\beta$  u izrazu (3.6), odnosno uspešnom estimacijom stvarnih vrednosti koeficijenata feding kanala primenom CEM (RCE-I ili RCE-II). U slučaju posmatranih modela MPF kanala sa FF ovaj uslov je ispunjen za manje dužine uzorka  $N_{sim}$  i veće vrednosti SNR (iznad 5-10dB). Kao što je pokazano u podnaslovu **3.4**, u slučaju kada je navedeni uslov ispunjen, procena kumulanta  $C_{42,i}$  u  $i$ -tom senzoru predstavlja slučajnu promenjivu opisanu normalnom raspodelom sa funkcijom uslovne gustine verovatnoće oblika  $\mathcal{N}(C_{42}^m(snr_i), \sigma_m^2(snr_i))$ , [34-35, 166], gde su sa  $C_{42}^m(snr_i)$  i  $\sigma_m^2(snr_i)$  označene stvarne srednja vrednosti procene i odgovarajuća varijansa procene kumulanta  $C_{42}$  u  $i$ -tom senzoru, respektivno, i to za datu vrednost  $snr_i$ , posmatrani modulacioni postupak  $m \in M_{mod}$ , dužinu korišćenog uzorka  $N_{sim}$ , model MPF kanala (definisani statističkim modelom i vremenskom diseperezijom izraženom preko dužine kanala  $L$ ), kao i primene datog CEM (PCE, RCE-I ili RCE-II).

Najjednostavniji oblik fuzije na osnovu DaF, ekvivalentan onom predloženom u [8] za ALRT klasifikator, može se formulisati putem usrednjavanja dobijenih procena kumulanta  $C_{42,i}$  na skupu senzora mreže. Primenom EGC dobijamo združenu procenu kumulanta  $C_{42,EGC}$ , kao srednju vrednost lokalnih procena po sensorima,

$$C_{42,EGC} = \sum_{i=1}^{N_{sen}} C_{42,i}, \quad (4.10)$$

dok se primenom MRC dobija združena procena kumulanta  $C_{42,MRC}$ , a koja predstavlja linearnu kombinaciju lokalnih procena po sensorima, definisana izrazom,

$$C_{42,MRC} = (\sum_{i=1}^{N_{sen}} w_i \times C_{42,i}) / (\sum_{i=1}^{N_{sen}} w_i), \quad (4.11)$$

gde su korišćeni težinski koeficijenti dati kao  $w_i = snr_i / snr_{max}$ ,  $i = 1, \dots, N_{sen}$ , pri čemu je  $snr_{max}$  maksimalna ostvarena lokalna vrednost SNR na skupu posmatranih senzora. Pri tome, treba zapaziti da se u proračunu  $C_{42,EGC}$  ne uzimaju u obzir uslovi prijema u smislu lokalnih vrednosti SNR. Nasuprot tome, ove vrednosti se u proračunu

$C_{42,MRC}$  koriste u cilju potiskivanja uticaja senzora sa niskim SNR za koje se generalno očekuje lošiji kvalitet procene kumulanta  $C_{42}$ , [34]. Putem usrednjavanja procena kumulanta, tj. slučajnih promenljivih koje su opisane normalnom raspodelom, dobijaju se združene procene  $C_{42,EGC}$  i  $C_{42,MRC}$  koje takođe predstavljaju slučajne promenjive sa normalnom raspodelom, [191, 196], čije stvarne srednje vrednosti i varijanse kada broj senzora  $N_{sen}$  teži beskonačnosti teže vrednostima definisanim izrazima,

$$C_{42,EGC}^m = \frac{1}{N_{sen}} \sum_{i=1}^{N_{sen}} C_{42}^m(snr_i), \quad \sigma_{m,EGC}^2 = \frac{1}{N_{sen}} \sum_{i=1}^{N_{sen}} \sigma_m^2(snr_i), \quad (4.12)$$

$$C_{42,MRC}^m = \frac{\left[ \sum_{i=1}^{N_{sen}} w_i \times C_{42}^m(snr_i) \right]}{N_{sen} \times \left( \sum_{i=1}^{N_{sen}} w_i \right)}, \quad \sigma_{m,MRC}^2 = \frac{\sum_{i=1}^{N_{sen}} \frac{w_i^2 \times \sigma_m^2(snr_i)}{N_{sen} \times \left( \sum_{i=1}^{N_{sen}} w_i \right)^2}}, \quad (4.13)$$

za modulacioni postupak  $m \in M_{mod}$  sa EGC i MRC usrednjavanjem, respektivno. Na osnovu zdruzenih procena  $C_{42,EGC}$  i  $C_{42,MRC}$ , predloženi su jednostavni metodi fuzije, u [52], i to DaF sa EGC usrednjavanjem (*Averaged Data Fusion*, ADaF) i DaF sa MRC usrednjavanjem (*weighted-ADaF*, w-ADaF), respektivno. U okviru navedenih metoda fuzije primenjuje se pravilo odlučivanja dato u [34] uz postavljanje pragova odlučivanja na osnovu proračunatih stvarnih srednjih vrednosti odgovarajućih zdruzenih procena iz izraza (4.12) i (4.13). Pri primeni ovih izraza kao referentne stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$ , mogu se usvojiti empirijski estimirane stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$ , kao što je to urađeno u trećem poglavlju, ili teorijske vrednosti kumulanta  $C_{42}$ .

Teorijski osnov za ovako formulisane ADaF i w-ADaF metode zasniva se na tome da se putem zdruzenih procena kumulanta dobijaju slučajne promenjive sa normalnom raspodelom i to sa znatno manjim vrednostima varijanse u odnosu na one ostvarene za pojedinačne lokalne procene. Osim toga, srednje vrednosti združene procene bliže su očekivanoj stvarnoj srednjoj vrednosti iz izraza (4.12) i (4.13) od onih koje karakterišu lokalne procene. Stoga, a u skladu sa pravilom odlučivanja iz [34], primenom združene procene ostvaruje se znatno veća vrednost verovatnoće tačne klasifikacije u odnosu na one koje se ostvaruju lokalnim odlučivanjem u sensorima.

Ipak, kada se posmatraju rezultati prikazani u podnaslovu 3.4.3 dobijeni procenom  $C_{42}$  za MPF kanale sa FSF bez dominantne komponente iz Tab.3.3, uočava se da prethodni zaključak tada ne važi. Naime, za ovaj tip MPF kanala stvarna srednja vrednost procene  $C_{42}$  gotovo da ne zavisi od SNR i pretežno je određena dužinom

kanala  $L$ . Primena MRC u ovom slučaju ne garantuje ostvarivanje kvalitetnije združene procene u odnosu na EGC. Zapravo, kada se posmatra skup sa relativno malim brojem senzora postoji velika verovatnoća da dođe do potiskivanja uticaja senzora sa malom vrednošću SNR koji primaju signal preko kanala male dužine, u odnosu na senzore sa većom vrednošću SNR koji primaju signal preko kanala veće dužine. Pri tome, prva grupa senzora zapravo ostvaruju bolji kvalitet procene  $C_{42}$ , pa se primenom MRC u suštini dobija lošiji kvalitet procene  $C_{42}$  u odnosu na EGC. Pri tome, sa porastom broja senzora opisani slučaj se ređe javlja. Za ostale tipove MPF kanala može se zaključiti da se primenom MRC, tj. w-ADaF metoda fuzije, mogu očekivati bolje AMC performanse u poređenju sa primenom EGC, tj. ADaF metoda fuzije.

U slučaju kada FC raspolaže sa pouzdanim referentnim vrednostima varijanse, možemo da posmatramo slučajne promenjive  $C_{42n,i}^{m_n}$  koje predstavljaju normalizovnu i centriranu procenu kumulanta u  $i$ -tom senzoru,

$$C_{42n,i}^{m_n}(snr_i) = \frac{C_{42,i} - C_{42}^{m_n}(snr_i)}{\sigma_{m_n}(snr_i)}, i = 1, \dots, N_{sen}, n = 1, \dots, M, \quad (4.14)$$

za ostvarene lokalne vrednosti SNR,  $snr_i$ , i pretpostavljeni modulacioni postupak  $m_n \in M_{mod}$ , pri čemu su sa  $C_{42}^{m_n}(snr_i)$  i  $\sigma_{m_n}^2(sn�_i)$ , označene respektivno stvarna srednja vrednost i odgovarajuća varijansa procene kumulanta  $C_{42}$  za posmatrane uslove.

Kada je ispunjena početna pretpostavka, tj. uslov da je procena kumulanta uspešno ostvarena uz potiskivanje uticaja MPF kanala, primenom izraza (4.14) za svaki od senzora dobijamo skup slučajnih promenjivih koji odgovaraju pojedinim modulacionim postupcima iz skupa  $M_{mod}$ . U slučaju kada je stvarni tip modulacije za primljeni signal  $m \in M_{mod}$ , pomenute slučajne promenjive opisane su normalnom raspodelom  $\mathcal{N}(C_{42}^m(sn�_i) - C_{42}^{m_n}(snr_i), \sigma_m^2(sn�_i)/\sigma_{m_n}^2(sn�_i))$  kada je  $m_n \neq m$ , odnosno  $\mathcal{N}(0,1)$  kada je  $m_n = m$ . Stoga se za dobijeni skup slučajnih promenjivih  $C_{42n,i}^{m_n}$ ,  $i = 1, \dots, N_{sen}$ , generisanih u svim sensorima za stvarni modulacioni postupak, tj. kada je  $m_n = m$ , može očekivati nulta srednja vrednost, dok se za one generisane za druge moguće modulacione postupke, tj.  $m_n \neq m$ , očekuje srednja vrednost različita od nule. Na osnovu, prethodnog zaključka, primenom EGC i MRC usrednjavanja ovde predložimo NADaF (*Normalized Averaged Data Fusion*) i w-NADaF (*weighted-Normalized Averaged Data Fusion*, w-NADaF) metode fuzije, respektivno, pri čemu su pravila

odlučivanja za ova dva metoda definisana izrazima,

$$M_{F,NADaF} = \underset{m_n \in M_{mod}}{\operatorname{argmin}} \left\langle \sum_{i=1}^{N_{sen}} \left| \frac{C_{42,i} - C_{42}^{m_n}(snr_i)}{\sigma_{m_n}(snr_i)} \right| \right\rangle, \quad (4.15)$$

$$M_{F,w-NADaF} = \underset{m_n \in M_{mod}}{\operatorname{argmin}} \left\langle \frac{\sum_{i=1}^{N_{sen}} w_i \times \left| \frac{C_{42,i} - C_{42}^{m_n}(snr_i)}{\sigma_{m_n}(snr_i)} \right|}{\sum_{i=1}^{N_{sen}} w_i} \right\rangle, \quad (4.16)$$

uz primenu istih MRC težinskih koeficijenata  $w_i, i = 1, \dots, N_{sen}$  kao za w-ADaF metod.

Prethodno opisani ADaF, NADaF, w-ADaF i w-NADaF metodi fuzije mogu se posmatrati kao neke moguće realizacije DaF sa usrednjavanjem za posmatrani postupak AMC na osnovu kumulanta  $C_{42}$ . Pri tome su w-ADaF i w-NADaF metodi namenjeni potiskivanju uticaja senzora sa manjom lokalnom vrednošću SNR, što je kao što je ranije naglašeno opravdano za sve posmatrane modele MPF kanala osim za one sa FSF bez dominantne komponente.

Sa druge strane, kada je ispunjen uslov da je procena kumulanta izvedena uz uspešno potiskivanje uticaja MPF kanala, može se formulisati još jedna klasa metoda fuzije na osnovu DaF koncepta, [52-53]. U ovom slučaju, koristi se činjenica da signal nepoznatog predajnika pri prenosu ka svakom od senzora propagira kroz međusobno nezavisne MPF kanale. Usled toga, date lokalne procene  $C_{42}$  predstavljaju nekorelisane slučajne promenjive, od kojih je svaka opisana normalnom raspodelom odgovarajuće stvarne srednje vrednosti i varijanse procene  $C_{42}$ . U ovom slučaju, može se posmatrati združena funkcija gustine uslovne verovatnoće za posmatrani skup lokalnih procena  $C_{42,i}, i = 1, \dots, N_{sen}$ , [52-53], definisana kao,

$$p \left( (C_{42,1}, \dots, C_{42,N_{sen}}) \middle| (m, snr_i) \right) = \prod_{i=1}^{N_{sen}} \frac{e^{-\left( \frac{C_{42,i} - C_{42}^m(snr_i)}{\sqrt{2}\sigma_m(snr_i)} \right)^2}}{\sqrt{2\pi}\sigma_m(snr_i)}, \quad (4.17)$$

gde su  $C_{42}^m(snr_i)$  i  $\sigma_m^2(snr_i)$  respektivno stvarna srednje vrednost i varijansa procene  $C_{42}$  u  $i$ -tom senzoru za datu lokalnu vrednost SNR,  $snr_i$ , stvarni modulacioni postupak  $m \in M_{mod}$ , dužinu uzorka  $N_{sim}$ , posmatrani model MPF kanala i primenjeni CEM. Primenom ML kriterijuma nad združenim funkcijama uslovne gustine verovatnoća određenim iz (4.17) za posmatrane modulacione postupke, u formi LLRT, izveden je DaF metod fuzije sa združenim odlučivanjem (*Joint Decision Fusion, JDF*), [52-53], i

sa pravilom odlučivanja datim kao,

$$M_{F,JDF} = \underset{m_n \in M_{mod}}{\operatorname{argmax}} \left\langle \sum_{i=1}^{N_{sen}} \left[ \ln \left( \frac{1}{\sigma_{m_n}(snr_i)} \right) - \left( \frac{C_{42,i} - C_{42}^{m_n}(snr_i)}{\sqrt{2}\sigma_{m_n}(snr_i)} \right)^2 \right] \right\rangle. \quad (4.18)$$

Treba naglasiti da u slučaju kada su usvojene pretpostavke u potpunosti validne, npr. pri primeni PCE modela estimacije kanala uz primenu odgovarajućih referentnih vrednosti, JDF metod fuzije zapravo predstavlja optimalni DaF metod fuzije (*Optimal* DaF, ODaF) za slučaj AMC na osnovu kumulanta  $C_{42}$ , [52].

Očigledno je, na osnovu izraza (4.15) - (4.18), da primena JDF, NADaF i w-NADaF metoda fuzije zahteva *a priori* poznavanje referentnih stvarnih srednjih vrednosti procene  $C_{42}$ ,  $C_{42}^m(snr_i)$ , i odgovarajućih varijansi procene  $C_{42}$ ,  $\sigma_m^2(snr_i)$ , za dati skup modulacionih postupaka  $m \in M_{mod}$ , ostvarene lokalne vrednosti SNR,  $snr_i$ , posmatrani MPF kanal, korišćenu dužinu uzorka  $N_{sim}$ , i primenjeni CEM (PCE, RCE-I ili RCE-II). U praksi se, kao referentne stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  mogu koristiti teorijske vrednosti  $C_{42}$  ili empirijski određene stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  estimirane pod prethodno navedenim uslovima (rezultati takve estimacije dati su u podnaslovu **3.4**). Pri tome, referentne varijanse procene trebaju da budu određene (estimirane) u skladu sa definisanim uslovima u odnosu na usvojeni skup referentnih stvarnih srednjih vrednosti (teorijskih ili estimiranih). Nasuprot tome, za primenu ADaF i w-ADaF metoda fuzije dovoljno je poznavanje referentnih stvarnih srednjih vrednosti procene  $C_{42}$ . Izborom teorijskih vrednosti kumulanta  $C_{42}$  za referentne stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$ , primena ADaF i w-ADaF metoda fuzije postaje moguća za svaki tip propagacionog okruženja (definisan modelom MPF kanala) i formu obrade signala u prijemniku (primenjeni CEM i  $N_{sim}$ ). Ipak, tada se usled odstupanja stvarnih srednjih vrednosti procene od odgovarajućih teorijskih vrednosti, videti podnaslov **3.4**, očekuju lošije performanse u odnosu na slučaj primene stvarnih srednjih vrednosti procene.

U situaciji kada je ispunjena osnovna pretpostavka, da je procena kumulanta obavljena uz uspešno potiskivanje uticaja MPF kanala, i uz primenu odgovarajućih referentnih veličina prethodno definisani DaF metodi fuzije bi trebalo da obezbede veoma dobre AMC performanse u okviru odgovarajućih rešenja za kooperativnu AMC. Ipak, ukoliko se koriste neusklađene referentne vrednosti, odnosno vrednosti koje značajno odstupaju od stvarnih srednjih vrednosti procene  $C_{42}$  i odgovarajuće varijanse

procene za posmatrani slučaj primene, može se očekivati pogoršanje AMC performansi u odnosu na slučaj primene odgovarajućih (usklađenih) referentnih vrednosti.

Dodatno, kvalitet procene  $C_{42}$  generalno se poboljšava sa povećanjem vrednosti SNR, kako u pogledu manjeg odstupanja stvarnih srednjih vrednosti procene  $C_{42}$  od njegove teorijske vrednosti, tako i u pogledu smanjivanja varijanse procene u odnosu na stvarnu srednju vrednost procene (kao mere rasipanja procene kao slučajne promenjive u odnosu na očekivanu stvarnu srednju vrednost). Iz navedenih razloga, u slučaju kada postoji određena neusklađenost primenjenih referentnih vrednosti u odnosu na one koje odgovaraju datom scenariju primene, može se očekivati da se povećavanjem vrednosti SNR nivo neusklađenosti smanjuje. Iz tog razloga, primenom istih MRC težinskih koeficijenata  $w_i, i = 1, \dots, N_{sen}$ , kao u w-ADaF i w-NADaF metodima, u [52] je predložen w-JDF (*weighted-Joint Decision Fusion*) metod, kao suboptimalna verzija JDF metoda. Pravilo odlučivanja za predloženi w-JDF metod definisano je izrazom,

$$M_{F,w-JDF} = \underset{m_n \in M_{mod}}{\operatorname{argmax}} \left\langle \sum_{i=1}^{N_{sen}} w_i \times \left[ \ln \left( \frac{1}{\sigma_{m_n}(snr_i)} \right) - \left( \frac{C_{42,i} - C_{42}^{m_n}(snr_i)}{\sqrt{2}\sigma_{m_n}(snr_i)} \right)^2 \right] \right\rangle. \quad (4.19)$$

Ipak, treba naglasiti da se u slučaju kvalitetne procene vrednosti  $C_{42}$  uz korišćenje odgovarajućih referentnih vrednosti, primenom JDF i NADaF metoda mogu očekivati bolje AMC performanse u odnosu na njihove modifikovane (suboptimalne) varijante, w-JDF i w-NADaF. Ovakav zaključak proizilazi direktno iz načina izvođenja ovih metoda fuzije, koji pod postavljenim uslovima a na osnovu informacija sadržanih u referentnim vrednostima, podjednako dobro koriste lokalne procene  $C_{42}$  dobijene u svim sensorima. Sa druge strane, kada se koriste neusklađene referentne vrednosti, može se očekivati da modifikovane varijante w-JDF i w-NADaF ostvaruju bolje AMC performanse usled potiskivanja uticaja senzora sa niskom lokalnom vrednošću SNR.

Konačno, u slučaju kada FC ne raspolaže sa referentnim vrednostima varijanse procene  $C_{42}$ , ili ove referentne vrednosti iz nekog razloga nisu pouzdane, u [53] je predložena suboptimalna varijanta JDF metoda. Uz grubu aproksimaciju da su varijanse procene za sve tipove moduliranih signala približno jednake, a koja je već korišćena u [34], definisan je suoptimalni JDF (*Suboptimal Joint Decision Fusion*, SJDF) metod. U cilju smanjivanja negativnog uticaja uvedene aproksimacije, a kojom se gubi deo informacije o promeni kvaliteta procene  $C_{42}$  za različite vrednosti SNR, primenom



MRC koeficijenta  $w_i, i = 1, \dots, N_{sen}$ , definisan je w-SJDF (*weighted*-SJDF) metod u kome se u odnosu na SJDF metod potiskuje uticaj senzora sa manjom vrednošću SNR. Pravila odlučivanja za SJDF i w-SJDF metode data su respektivno izrazima,

$$M_{F,SJDF} = \underset{m_n \in M_{mod}}{\operatorname{argmax}} \langle -\sum_{i=1}^{N_{sen}} [C_{42,i} - C_{42}^{m_n}(snr_i)]^2 \rangle, \quad (4.20)$$

$$M_{F,w-SJDF} = \underset{m_n \in M_{mod}}{\operatorname{argmax}} \langle \sum_{i=1}^{N_{sen}} w_i \times [C_{42,i} - C_{42}^{m_n}(snr_i)]^2 \rangle. \quad (4.21)$$

### 4.3.3 METODI FUZIJE NA OSNOVU SDF

Analizom osnovnih principa rada HDF i DaF metoda za centralizovanu fuziju AMC rezultata, mogu se izvesti veoma značajna zapažanja o prirodi procesa fuzije koji se odvija u metodima zasnovanim na ovim konceptima.

Predloženi HDF metodi baziraju se na kombinovanju lokalnih odluka, pri čemu se pri donošenju konačne odluke, a na osnovu uvedene mere njihove pouzdanosti, povećava uticaj onih koje su ocenjene kao pouzdanije, a umanjuje uticaj onih koje su ocenjene kao manje pouzdane. Pri tome, u SLCHDF metodu jedinu meru pouzdanosti predstavlja ostvarena lokalna vrednost SNR, dok se u MDHDF metodu pouzdanost kvantifikuje time što je istu lokalnu odluku doneo veći broj senzora. Konačno, u optimalnom OHDF metodu koriste se srednje verovatnoće donošenja tačne i netačne odluke pri klasifikaciji iskazane kroz referentne matrice konfuzije.

U slučaju primene AMC postupka na osnovu kumulanta  $C_{42}$ , imajući pri tom u vidu rezultate prikazane u podnaslovima 3.4 i 3.5, očigledno je da mera pouzdanosti korišćena u SLCHDF metodu ne garantuje uvek pravilan izbor. Recimo, u slučaju MPF kanala sa FSDF znatno veći uticaj od vrednosti SNR na kvalitet procene kumulanta, pa samim tim i na pouzdanost lokalne odluke, ima vrednost vremenske disperzije data kroz dužinu kanala. Analizom matrica konfuzije estimiranih tokom procesa određivanja AMC performansi (u podnaslovu 3.5) za posmatrani AMC postupak, zapaža se da se za manje vrednosti SNR javljaju sistematske greške. Naime, određeni tipovi modulisanih signala se u najvećem procentu uvek pogrešno klasifikuju kao neka drugi, isti, tip signala. Npr. 16QAM signala se za male vrednosti SNR u više od 70% slučajeva klasifikuje kao QPSK signal. Iz tog razloga, MDHDF metod ispravno funkcioniše samo ukoliko većina senzora, ili dovoljan broj senzora, ostvaruje prijem signala sa dovoljno

visokom vrednošću SNR. U OHDF metodu sa primenom matrica konfuzije, koristi se akumulirano znanje o tome na koji način se pod određenim uslovima klasifikuje svaki od datih tipova signala. Ovo omogućava da se u slučaju senzora sa malom vrednošću SNR doprinos njihovih lokalnih odluka pri donošenju konačne odluke ostvaruje na osnovu očekivanog rasporeda pogrešno donesenih odluka, dok se za senzore sa velikom vrednošću SNR doprinos ostvaruje na osnovu visoke verovatnoće tačne odluke.

Upravo iz navedenih razloga, pri analizi ovih metoda u [53, 55-56], dobijeni su rezultati po kojima se primenom OHDF metoda ostvaruju znatno bolje AMC performanse u odnosu na one ostvarene primenom SLCHDF i MDHDF metoda. Ipak, u slučaju korišćenja neodgovarajućih referentnih matrice konfuzije, što je analizirano u [52-53, 55-56], dolazi do naglog pogoršanja AMC performansi usled pogrešnog tumačenja pouzdanosti odluka u okviru fino podešenog mehanizma OHDF pravila odlučivanja, definisanog kroz matrice konfuzije.

Sa druge strane, DaF metodi svoju glavnu prednost u odnosu na HDF metode zasnivaju na korišćenju kompletne informacije o trenutnoj realizaciji procesa procene kumulanta  $C_{42}$ , koja se u ovim metodima tretira kao slučajna promenljiva. Samim tim, pravila odlučivanja u DaF metodima oslanjaju se na statističke parametre kojima se opisuje kvalitet lokalnih procena  $C_{42}$ , a koji je iskazan kroz referentne stvarne srednje vrednosti i varijanse ove procene. Zapravo, dok se u OHDF metodu koristi usrednjena informacija o ponašanju klasifikatora u različitim uslovima rada sadržana u matricama konfuzije, u DaF metodima se koristi ista ova informacija sadržana u stvarnim srednjim vrednostima i varijansama procene  $C_{42}$ . Pri tome, pokazano je u [52-54] da se u slučaju visokog kvaliteta procene  $C_{42}$  i uz primenu odgovarajućih referentnih vrednosti korišćenjem JDF metoda, ostvaruju bolje AMC performanse u odnosu na OHDF metod. Primena neodgovarajućih referentnih vrednosti uz relativno loš kvalitet procene  $C_{42}$  dovodi do naglog pogoršanja AMC performansi pri primeni svih DaF metoda, [53], ali se čak i u ovom slučaju pod uslovom dovoljno kvalitetne procene  $C_{42}$  ostvaruju zadovoljavajuće AMC performanse, što nije slučaj za OHDF metod, [52].

SDF metodi koji su predloženi u okviru istraživanja sprovedenog pri izradi ove disertacije, [53-55], predstavljaju hibridni koncept u kome se kombinuju HDF i DaF koncepti fuzije. U cilju iskorišćenja kompletne informacije o realizaciji slučajnog procesa, a na osnovu koga se dobija lokalna procena  $C_{42,i}$  u  $i$ -tom senzoru, koja se inače

gubi pri donošenju lokalne odluke,  $d_i$ , u [56] je predložen jednostavan SDF metod sa pravilom odlučivanja datim kao,

$$M_{F,SDF} = \underset{m_n \in M_{mod}}{\operatorname{argmax}} \left\langle \sum_{i=1}^{N_{sen}} s_{i,n} \times \frac{p(d_i | (m_n, snr_i))}{\sum_{k=1}^M p(d_i | (m_k, snr_i))} \right\rangle, \quad (4.22)$$

u kome ponovo figurišu iste matrice konfuzije kao u OHDF metodu. Navedeni SDF metod zapravo predstavlja jednostavnu modifikaciju OHDF metoda, u kojoj uvođenjem vektora „mekih” odluka,  $\mathbf{s}_i = \{s_{i,1}, \dots, s_{i,M}\}$ ,  $i = 1, \dots, N_{sen}$ , zapravo uvodimo dodatan težiski faktor kojim se meri pouzdanost posmatranih lokalnih odluka. Pri tome, je vektor „mekih” odluka (*Soft Decision Vector*, SDV), prvobitno definisan kao,

$$s_{i,n} = \left[ 1 / (C_{42,i} - C_{42,i}^{m_n})^r \right] / \left[ \sum_{k=1}^M 1 / (C_{42,i} - C_{42,i}^{m_k})^r \right], \quad (4.23)$$

pri čemu je u [56] korišćena vrednost  $r = 2$ , dok su u [53] nešto bolji rezultati ostvareni primenom  $r = 4$ .

Generalizacijom prethodno definisanog SDF metoda, putem zamene lokalnih odluka u svakom senzoru sa odgovarajućim SDV predložen je [54] SDVDF (*Soft Decision Vector Decision Fusion*) metod, sa pravilom odlučivanja datim kao,

$$M_{F,SDVDF} = \underset{m_n \in M_{mod}}{\operatorname{argmax}} \left\langle \prod_{i=1}^{N_{sen}} \left[ \sum_{j=1}^M s_{i,j} \times \frac{p(m_j | (m_n, snr_i))}{\sum_{k=1}^M p(m_j | (m_k, snr_i))} \right] \right\rangle, \quad (4.24)$$

u kome je potpuno izbačena potreba donošenja lokalnih odluka. Primena SDF i SDVDF metoda zahteva poznavanja referentnih matrica konfuzije i referentnih stvarnih srednjih vrednosti procene  $C_{42}$  (za potrebe generisanja pragova odlučivanja), odnosno neophodno je zadovoljiti iste zahteva kao i u slučaju OHDF metoda.

Dodatno unapređenje SDVDF metoda, a koje se prvi put predlože u okviru ove disertacije, predstavlja definisanje SDV na osnovu funkcija uslovne gustine verovatnoće lokalnih procena  $C_{42,i}$  u svakom od senzora, koje su korišćene pri izvođenju JDF metoda, i koje su definisane izrazom,

$$p(C_{42,i} | (m_n, snr_i)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_m(snr_i)} \cdot \exp\left(-\left(\frac{C_{42,i} - C_{42}^{m_n}(snr_i)}{\sqrt{2}\sigma_m(snr_i)}\right)^2\right), i = 1, \dots, N_{sen}. \quad (4.25)$$

Sam SDV vektor u ovom slučaju definisan je kao,

$$S_{i,n} = \frac{p(C_{42,i}|(m_n, snr_i))}{\sum_{k=1}^M p(C_{42,i}|(m_k, snr_i))}, n = 1, \dots, M, i = 1, \dots, N_{sen}. \quad (4.23)$$

S obzirom na to, da su primenom ove nove definicije SDV, ostvareni bolji rezultati u odnosu na one ostvarene za SDV definisana izrazom (4.23) u nastavku ove disertacije prikazani su rezultati za ovu novu verziju SDV. Treba naglasiti, da se u ovom slučaju pri implementaciji SDVDF metoda zahteva i poznavanje referentnih varijansi procene, što se uz neznatan gubitak u smislu AMC performansi može izbeći usvajanjem ovih referentnih vrednosti kao jediničnih vrednosti. Dodatno, nova definicija SDV povećava računsku složenost metoda. Konačno, ovako definisan SDVDF metod, predstavlja zapravo direktnu kombinaciju optimalnih HDF i DaF metoda fuzije, tj. OHDF i JDF.

#### **4.3.4 SCENARIJI PRIMENE DEFINISANI NA OSNOVU USVOJENIH REFERENTNIH VREDNOSTI KORIŠĆENIH ZA POTREBE FUZIJE**

Primena svih definisanih metoda fuzije na osnovu HDF ili DaF zahteva poznavanje određenih referentnih veličina. Vrednosti veličina korišćenih kao referentne vrednosti u daljoj analizi, i to: stvarne matrice konfuzije, stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  i stvarne varijanse procene  $C_{42}$ , estimirane su za AWGN kanal, posmatrane modele MPF kanala sa FF, Tab.3.2, i MPF kanala sa FSF, Tab.3.3. Proces estimacije ovih veličina, čiji su rezultati dati u podnaslovima **3.4** i **3.5**, izveden je za različite dužine uzorka  $N_{sim} \in \{500, 1000, 2000, 4000\}$ , modele estimacije parametara kanala (PCE, RCE-I i RCE-II), vrednosti  $SNR \in [-5\text{dB}, 20\text{dB}]$ , i maksimalne vrednosti vremenske disperzije modelovane preko zadate vrednosti dužine kanala  $L \in [2, 10]$ , odnosno u slučaju dva definisana propagaciona okruženja u pogledu vremenske disperzije, tj. za  $L \in [2, 5]$  i  $L \in [2, 10]$  sa uniformnom raspodelom u posmatranim intervalima.

AMC performanse rešenja za kooperativnu AMC pri realnoj primeni posmatranih metoda fuzije, uz definisane uslove radnog okruženja, određene su u najvećoj meri sa:

- kvalitetom procene vrednosti kumulanta  $C_{42}$ , a koji je određen propagacionim okruženjem, kao i obradom signala u okviru senzora;
- kvalitetom (usklađenošću) referentnih veličina koje se koriste pri izvođenju određenog metoda fuzije sa stvarnim vrednostima ovih veličina.

Na osnovu rezultata analize date u podnaslovima **3.4** i **3.5**, najbolji kvalitet procene kumulanta ( $C_{42}$ ), ostvaruje se u slučaju propagacionog okruženja definisanog modelom

AWGN kanala. Ovakvo propagaciono okruženje naravno nije realno ostvarivo, pošto se prijem signala u praksi ostvaruje preko MPF kanala. Iz tog razloga, ovako usvojen model sistema podrazumeva idealnu ekvalizaciju MPF kanala u fazi predobrade.

U slučaju propagacionog okruženja definisanog MPF kanalima sa FF, poboljšanje kvaliteta procene kumulanta može se ostvariti samo u fazi predobrade, npr. putem *blind* ekvalizacije kanala, primenom tehnika prijemnog diversitija, fuzije signala, odnosno adaptivnih antenskih nizova. Pošto analiza navedenih tehnika prevazilazi definisanu temu ove disertacije, posmatramo procenu vrednosti kumulanta pod uslovima postojanja MPF kanala sa FF. U tom slučaju, za posmatrane modele MPF kanala sa FF, a na osnovu rezultata datih u podnaslovu **3.4**, zadovoljavajući kvalitet procene kumulanta postiže se samo za male dužine uzorka signala ( $N_{sim} = 500$ ), i to za vrednosti SNR iznad 0dB do 5dB (zavisno od tipa kanala).

U slučaju MPF kanala sa FSF, nabolji kvalitet procene kumulanta ostvaruje se primenom PCE modela. Ovaj model estimacije kanala nije realno ostvariv, i može se posmatrati samo kao idealizovan slučaj estimacije kanala za koji se ostvaruju najbolje moguće performanse kooperativne AMC. U praksi se mora koristiti neki RCE model. Pri primeni RCE-I ili RCE-II modela dolazi do određenog odstupanja stvarnih srednjih vrednosti procene  $C_{42}$  od teorijske srednje vrednosti, za posmatrani tip modulisanog signala, a koje je posebno izraženo za male vrednosti SNR i veće vrednosti vremenske disperzije (dužine kanala), videti podnaslov **3.4**. Stoga se bolje AMC performanse pri primeni kooperativne AMC mogu očekivati u slučaju MPF kanala manje dužine. Osim toga, čak i pri pravilnom izboru CEM modela, varijanse procene ne konvergiraju ka nultoj vrednosti pri porastu SNR za sve modulacione postupke. U slučaju MPF kanala sa dominantnom komponentom i primene RCE-II modela ovaj slučaj se javlja samo za BPSK signale, uz relativno sporu konvergenciju vrednosti varijanse za ostale tipove signala. Za MPF kanale sa FSF bez dominantne komponente, vrednost varijanse procene pri primeni RCE-I modela konvergira ka vrednosti većoj od nule za sve tipove modulisanih signala. Ovo ukazuje na to da u ovim kanalima za bilo koju vrednost SNR manju od 10-15dB postoji značajno rasipanje procene  $C_{42}$  u odnosu na njenu stvarnu srednju vrednost,  $C_{42}^m(snr)$ . Ipak, varijansa procene veoma brzo opada sa povećanjem SNR u opsegu od -5dB do 10dB, što ukazuje na činjenicu da se sa povećanjem SNR dobija procena kumulanta sa manjim prosečnim odstupanjem (rasipanjem) u odnosu na

očekivanu stvarnu srednju vrednost procene.

Potiskivanje negativnih efekata propagacionog okruženja u svakom pojedinačnom senzoru ne može se ostvariti u okviru samih metoda fuzije, već se taj problem rešava u fazi predobrade (što ovde nije analizirano), kao i izborom dužine uzorka signala i modela CEM. Stoga je ovde sprovedena analiza u cilju evaluacije uticaja dužine uzorka i izbora modela CEM na performanse posmatranih rešenja za kooperativnu AMC. Potiskivanjem uticaja fedinga pre same procene kumulanta, može se očekivati dalje poboljšanje ovako određenih performansi, što kao što je naglašeno nije predmet analize.

Najbolje moguće performanse pri realnoj primeni metoda fuzije, a koje su kao što je prethodno navedeno, inherentno ograničene uticajem propagacionog okruženja i neidealne obrade signala pri proceni vrednosti kumulanta  $C_{42}$ , moguće je postići samo ako se u procesu fuzije koriste idealne referentne veličine (matrice konfuzije, stvarne srednje vrednosti procene i stvarne varijanse procene) koje u potpunosti odgovaraju karakteristikama realnih MPF kanala (statistički model kanala definisan raspodelom, parametrima raspodele, i dužinom kanala) preko kojih se ostvaruje prijem signala u pojedinim sensorima, kao i samim parametrima obrade signala (dužina uzorka  $N_{sim}$ , primenjeni CEM). U skladu sa tim, definišemo idealizovan scenario primene u pogledu korišćenih referenci (*Idealized References Application Scenario, IRAS*), u kome se podrazumeva primena prethodno definisanih idealnih referentnih veličina.

Sa druge strane, mora se uzeti u obzir činjenica da poznavanje idealnih referentnih veličina, a samim tim i IRAS, nije praktično ostvarivo. Referentne veličine se mogu uspešno estimirati za svaki pretpostavljeni model kanala i druge relevantne parametre, kao što je to i ovde uređeno u trećem poglavlju. Ipak, pri samoj primeni metoda fuzije nemoguće je na osnovu relativno kratkog perioda opservacije odrediti osobine stvarnog MPF kanala preko kojeg se ostvaruje prijem signala. Zapravo, nije moguće detektovati odgovarajuće statistički model kanala, definisan raspodelom i parametrima raspodele (oblik funkcije gustine verovatnoće koeficijentata kanala) kao i vrednošću vremenske disperzije (dužinom kanala). Pri tome, za različite modele MPF kanala sa FF i FSF, uz primenu PCE, RCE-I ili RCE-II za ove druge, dobijaju se potpuno različite vrednosti posmatranih referentnih veličina. Stoga je pri praktičnoj primeni nemoguće izabrati odgovarajući skup referentnih veličina, što u suštini dovodi da korišćenja neusklađenih referentnih vrednosti i pogoršanja performansi.

Pre istraživanja sprovedenog tokom izrade ove disertacije, problem neusklađenosti referentnih veličina nije uopšte analiziran, iako on ima presudan uticaj na performanse rešenja za kooperativnu AMC, [52-56]. Zapravo, u dostupnoj literaturi do sada je uvek posmatran prethodni idealizovani scenario (IRAS). U pogledu rešavanja ovog problema razmotrena su dva moguća pravca analize. Prvi pravac podrazumeva formiranje više skupova referentnih vrednosti za različite kategorije propagacionih okruženja koje je eventualno moguće detektovati u fazi predobrade. Pri tome, kao konačne referentne vrednosti posmatraju se one dobijene usrednjavanjem referentnih vrednosti određenih za veliki broj mogućih parametara modela kanala za posmatrane tipove kanala u svakoj kategoriji. U ovom slučaju uvek bi postojao određeni nivo neusklađenosti korišćenih referentnih vrednosti, ali bi se on mogao kontrolisati. Ipak, ovakav pristup, iako je praktično ostvariv, doveo bi do niza problema tokom analize kao što su: korišćenje referenci koje su suviše korelisane sa analiziranim modelom kanala, neujednačenosti performansi za različite modele kanala usled neravnopravne zastupljenosti pri proceni referenci i slično. Dodatno, ovakav pristup nije usklađen sa prirodnim pravcem unapređenjima rešenja za AMC, u kome se u fazi predobrade pre samog procesa klasifikacije može značajno uticati na potiskivanje uticaja MPF primenom diversitija, *blind* ekvalizacije kanala i drugih tehnika.

Iz navedenih razloga, usvojen je drugačiji pravac analize u kome je definisan neidealizovan scenario primene u smislu korišćenih referenci (*Non-Idealized References Application Scenario*, NIRAS). Pri tome, NIRAS je definisan na sledeći način:

- u slučaju MPF kanala sa FF, kao referentne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  koriste se teorijske srednje vrednosti  $C_{42}$ . Kao referentne matrice konfuzije i referentne varijanse procene  $C_{42}$  koriste se one određene za ovako usvojene referentne srednje vrednosti procene i model AWGN kanala;
- u slučaju MPF kanala sa FSF (za koji je u opštem slučaju nepoznata i dužina kanala), kao referentne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  koriste se teorijske srednje vrednosti  $C_{42}$ . Kao referentne matrice konfuzije i referentne varijanse procene  $C_{42}$  koriste se one određene za ovako usvojene referentne srednje vrednosti procene i slučaj primene PCE modela. Pri tome, ove referentne veličine su usrednjene pod pretpostavkom uniformne raspodele dužine kanala u intervalima  $L \in [2,5]$  i  $L \in [2,10]$ , kako bi se uzela u obzir dva različita propagaciona

okruženja u smislu maksimalne vrednosti vremenske disperzije.

Ovako definisanim uslovima analize problema pojave neusklađenih referentnih veličina, zapravo su određena dva granična slučaja. IRAS se može posmatrati kao scenario u kojem se određuju maksimalne ostvarive (idealne) AMC performanse rešenja za kooperativnu AMC pod datim uslovima propagacionog okruženja i obrade signala. Sa druge strane, NIRAS scenario predstavlja najgori slučaj neusklađenosti korišćenih referentnih veličina sa stvarnim referentnim vrednostima, pa samim tim predstavlja donju granicu AMC performansi rešenja za kooperativnu AMC pod datim uslovima propagacionog okruženja i obrade signala. Realno ostvarive performanse očigledno se nalaze negde između ove dve granične vrednosti. Dodatno, ukoliko se u fazi predobrade izvrši potiskivanje uticaja MPF ili se unaprede metodi estimacije kanala u slučaju MPF kanala sa FSF, može se očekivati popravljavanje kvalitete procene kumulanta i samim tim smanjivanje nivoa neusklađenosti referenci u NIRAS. Ovakav zaključak je posledica načina izbora referentnih veličina u NIRAS, a koje su za MPF kanale sa FF izabrane kao da je izvršena idealna ekvalizacija kanala, odnosno kao da je postignuta idealna estimacija kanala (sa PCE) za MPF kanale sa FSF.

#### **4.3.5 SCENARIJI PRIMENE NA OSNOVU MOGUĆEG PROSTORNOG RASPOREDA SENZORA**

Kao što je dato u podnaslovu **4.1.2**, u studijama koje su prethodile istraživanju sprovedenom pri izradi disertacije, posmatrani su samo idealizovani scenariji primene koji nisu u obzir uzimali prostorni raspored senzora. Pri tome, zapravo nije uzeta u obzir nekooperativna priroda AMC, tj. da nepoznati predajnik generalno ni na koji način ne podržava rad kooperativne mreže. U skladu sa tim, uz realnu pretpostavku da se senzori nalaze na različitim rastojanjima od predajnika, može se zaključiti da:

- signal nepoznatog predajnika za različite senzore u opštem slučaju propagira po nekorelisanim MPF kanalima različitih karakteristika. Osim toga, u zavisnosti od prostornog rasporeda senzora i datog profila terena moguće su značajne razlike u smislu nivoa ostvarenog srednjeg slabljenja radio kanala;
- radio komunikacija predajnika sa različitim sensorima zavisno od prostornog rasporeda senzora obavlja se sa različitim dobicima antena na predaji i prijemu.

Na osnovu svega navedenog, čak i u slučaju da su svi senzori mreže identičnih

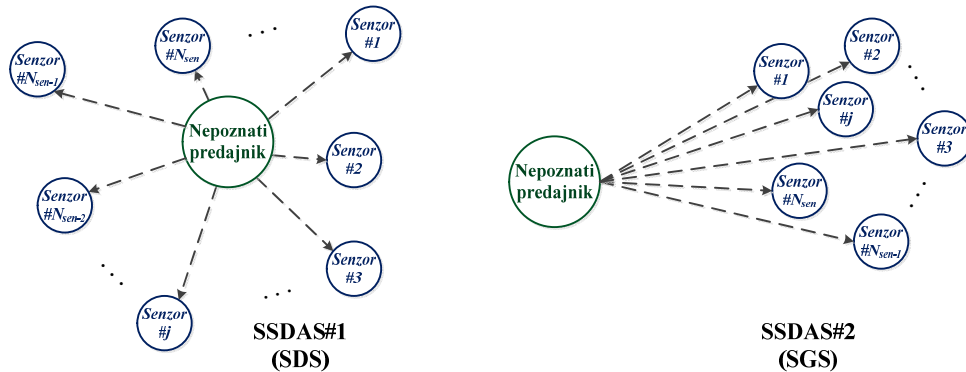


karakteristika, u opštem slučaju se može zaključiti da različiti senzori primaju signal nepoznatog predajnika sa različitom lokalnom vrednošću SNR i to preko međusobno nekorelisanih MPF kanala različitih karakteristika. Pri tome, nivo razlike vrednosti SNR i karakteristika kanala za različite senzore u suštini je određen međusobnim prostornim rasporedom senzora kao i njihovim položajem i rastojanjem u odnosu na nepoznati predajnik čiji se signal analizira.

Kako bi se AMC performanse posmatranih rešenja za kooperativnu AMC ispitala pod uslovima primene koji su slični onima u praksi, ovde su definisana dva potpuno različita scenarija primene na osnovu prostornog rasporeda senzora (*Sensor Spatial Distribution Application Scenario*, SSDAS), čiji su modeli dati na Sl.4.6. Ovi scenariji predstavljaju granične slučajeve u smislu različitosti uslova u kojima se obavlja proces klasifikacije primenom rešenja za kooperativnu AMC u smislu uticaja prostornog rasporeda senzora, i definisani su kao:

- SSDAS#1 – Scenario prostorno raspršenih senzora (*Spatially Dispersed Sensors*, SDS), u kome se senzori nalaze na različitim rastojanjima i raspoređeni su u svim pravcima oko nepoznatog predajnika. Ovo uslovljava potpuno nekorelisane uslove propagacije i prijema signala od strane različitih senzora. Stoga, se u simulacionim modelima kojima se analizira ovaj scenario lokalna vrednost SNR za svaki senzor generiše nezavisno, kao diskretna slučajna promenljiva u nekom zadatom intervalu vrednosti SNR. MPF kanali za različite senzore generišu se nezavisno za svaki od senzora u skladu sa usvojenim modelom kanala. U slučaju MPF kanala sa FSF dužina kanala  $L$  generiše se nezavisno za različite senzore, kao diskretna slučajna promenljiva u zadatom opsegu vrednosti.
- SSDAS#2 – Scenario prostorno grupisanih senzora (*Spatially Grouped Sensors*, SGS) lociranih na velikom rastojanju od predajnika. Ovde su senzori locirani na međusobno malim rastojanjima, koje je i dalje dovoljno veliko da se obezbedi nekorelisan prijem signala, ali se kao grupa nalaze na relativno velikom rastojanju (u odnosu na međusobna rastojanja) od predajnika. U ovom slučaju uslovi propagacije, dobici antena i drugi uslovi pri prijemu signala su veoma slični za sve senzore, iako signal propagira kroz međusobno nekorelisane MPF kanale. U simulacionim modelima pri analizi ovog scenarija dužine kanala  $L$  za MPF kanale sa FSF i lokalna vrednost SNR su sličnih vrednosti za sve senzore i

generišu se nezavisno za svaki od senzora kao diskretne slučajne promenjive  $L_i \in [L_g - 1, L_g + 1]$  i  $snr_i \in [SNR_g - 2, SNR_g + 2]$ , za  $i = 1, \dots, N_{sen}$ , pri čemu se srednja vrednost grupe  $L_g$  generiše kao diskretna slučajna promenjive u zadatom intervalu vrednosti, a  $SNR_g$  se postavlja na jednu od vrednosti iz skupa  $SNR_g \in \{5dB, 10dB, 15dB\}$ . Kanali za različite senzore generišu se nezavisno u skladu sa usvojenim modelom kanala.



Sl.4.6 – Prikaz modela scenarija primene na osnovu prostornog rasporeda senzora (SSDAS) i to: SSDAS#1 – Prostorno raspršeni senzori u svim pravcima oko predajnika (SDS) i SSDAS#2 – Prostorno grupisani senzori na većem rastojanju od predajnika (SGS).

#### 4.3.6 SCENARIJI PRIMENE NA OSNOVU OSOBINA PROPAGACIONOG OKRUŽENJA DEFINISANOG MODELIMA RADIO KANALA

U cilju evaluacije ostvarivih performansi rešenja za kooperativnu AMC u različitim uslovima propagacionog okruženja numerička analiza primenom simulacionih modela obavljena je za nekoliko definisanih scenarija u pogledu korišćenih modela kanala, i to:

- idealan scenario sa primenom AWGN kanala za sve senzore. Scenarijom se modeluje slučaj idealne *blind* ekvalizacije MPF kanala za svaki senzor, čime se obezbeđuje najbolji mogući kvalitet procene kumulanta  $C_{42}$ . Scenario nije realno ostvariv, a posmatran je u cilju određivanja najboljih mogućih (maksimalnih) AMC performansi u idealnom slučaju primene posmatranih metoda fuzije u okviru kooperativne AMC. Iz tog razloga, za ovaj scenario posmatran je samo slučaj korišćenja idealnih referentnih veličina, tj. IRAS, i to za oba scenarija prostornog rasporeda senzora, SDS i SGS, definisanih u podnaslovu 4.3.5;
- realan scenario uz primenu MPF kanala sa FF, upotrebom modela iz Tab.3.3. U skladu sa analizom datom u podnaslovima 3.4 i 3.5, korišćene su samo grupe modela FF-CHM#1/FF-CHM#2 i FF-CHM#7/FF-CHM#8, kojima je modelovan

najgori i najbolji slučaj propagacionog okruženja (za posmatrani skupa modela MPF kanala), respektivno, za nekvalizirane MPF kanale sa FF. Za ovaj tip MPF kanala analiza je obavljena za oba tipa scenarija definisana na osnovu korišćenih referentnih vrednosti, tj. IRAS i NIRAS iz podnaslova 4.3.4, kao i oba scenarija prostornog rasporeda senzora, tj. SDS i SGS, definisanih u podnaslovu 4.3.5;

- idealizovan scenario sa primenom PCE modela za MPF kanale sa FSF. Scenario je formiran u cilju procene najboljih mogućih (maksimalnih) AMC performansi primene posmatranih metoda fuzije za slučaj u kome je izvršena nepotpuna *blind* ekvalizacija kanala, uz idealnu estimaciju kanala (tj. rezidualnog fedinga) za svaki senzor. Pošto se radi o idealizovanom scenariju, posmatran je samo scenario primene idealnih referentnih veličina, tj. IRAS, i to za oba scenarija prostornog rasporeda senzora, tj. SDS i SGS, datih u 4.3.5; i
- realni scenario MPF kanala sa FSF, u kome se postupak estimacije MPF kanala obavlja primenom RCE-I ili RCE-II modela. Analiza je obavljena za sva četiri modela kanala iz Tab.3.2, pri čemu su posmatrana oba scenarija definisana na osnovu korišćenih referentnih veličina, tj. IRAS i NIRAS iz podnaslova 4.3.4, i oba scenarija prostornog rasporeda senzora, tj. SDS i SGS, iz podnaslova 4.3.5.

U ranijim studijama iz oblasti kooperativne AMC, osim u [52, 54], analiza AMC performansi za MPF kanale sa FSF obavljena je za jednu ili dve vrednosti dužine kanala  $L$ , usvojenom kao konstantom za sve senzore. U realnoj primeni, naročito za prostorni SDS scenario, vrednost vremenske disperzije može se značajno razlikovati za različite senzore, a čak i za isti senzor u različitim vremenskim intervalima. Dodatno, rezultati iz podnaslova 3.4 pokazuju da kvalitet procene  $C_{42}$  u velikoj meri, a u nekim slučajevima i pretežno, zavisi upravo od dužine kanala  $L$ . Stoga, pogotovo u slučaju DaF, AMC performanse pri primeni metoda fuzije zavise i od razlika u smislu vrednosti vremenske disperzije za različite senzore.

Upravo iz tog razloga, za oba scenarija u kojima je obavljena analiza za slučaj MPF kanala sa FSF, modelovana su dva tipa propagacionog okruženja u smislu maksimalno mogućih vrednosti vremenske disperzije (iskazane kroz dužinu kanala  $L$ ). Pri tome, modelovani su slučajevi u kojima je maksimalna vrednost vremenske disperzija ograničena na vrednosti  $5T$  odnosno  $10T$ , gde je  $T$  period signaliziranja. Time su dobijeni modeli propagacionih okruženja sa relativnom malom i veoma izraženom

vremenskom disperzijom. Naravno, znatno bolji rezultati klasifikacije očekuju se u slučaju manjih vrednosti vremenske disperzije, i to nezavisno od primenjenog CEM (PCE, RCE-I ili RCE-II).

Konkretno, u slučaju SDS prostornog scenarija dužina kanala  $L$  generisana je nezavisno za svaki senzor (tj. kanal koji odgovara senzoru) kao diskretna slučajna promenljiva sa uniformnom raspodelom na intervalima  $L \in [2,5]$  i  $L \in [2,10]$ . U slučaju SGS prostornog scenarija, koji modeluje situaciju u kojoj je vremenska disperzija slične vrednosti za sve senzore, srednja dužina kanala za grupu  $L_g$ , generisana je kao slučajna promenljiva sa uniformnom raspodelom na intervalima  $L_g \in [3,4]$  i  $L_g \in [3,9]$ .

#### **4.4 EVALUACIJA AMC PERFORMANSI REŠENJA ZA KOOPERATIVNU AMC ZA CENTRALIZOVANU HDF, SDF I DAF PUTEM SIMULACIONIH MODELA**

Evaluacija performansi rešenja za kooperativnu AMC uz primenu posmatranih metoda fuzije, kvantifikovanih kroz srednju verovatnoće tačne klasifikacije  $P_{CC,avg}$ , izvršena je numeričkim putem korišćenjem *Monte-Carlo* eksperimenata. I ovde je kao i u trećem poglavlju, gde je prikazan postupak za estimaciju veličina koje se ovde koriste kao referentne pri primeni metoda fuzije, posmatran skup modulacionih postupaka  $M_{mod} = \{BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM\} = \{m_1, \dots, m_4\}$ . Za potrebe evaluacije primenjen je iterativni postupak ekvivalentan onom korišćenom u procesu estimacije stvarnih srednjih vrednosti procene kumulanta  $C_{42}$ , opisanog u podnaslovu 3.4, i to iz istovetnih razloga. Pri tome, postupak je posebno izvršavan za četiri prethodno definisana scenarija sa stanovišta propagacionog okruženja: idealan scenario sa primenom AWGN kanala, realan scenario uz primenu MPF kanala sa FF, idealizovan scenario sa primenom PCE modela za MPF kanale sa FSF, i realan scenario za MPF kanale sa FSF uz primenu RCE-I i RCE-II.

Posmatrana je kooperativna mreža sa maksimalnim brojem od  $(N_{sen})_{max} = 20$  senzora, pri čemu je u skladu sa Sl.4.5,  $i$ -tom senzoru pridružen odgovarajući kanal, emitovana sekvenca  $x_i(n), n = 1, \dots, N_{sim}$ , i lokalna vrednost  $snr_i$ . U okviru iterativnog postupka definisan je osnovni blok eksperimenata (BBoT) sa po 5000 *Monte-Carlo* eksperimenata za svaku moguću postavku simulacionog modela određenog:

- tipom modulisanog signala  $m \in M_{mod}$  i dužinom uzorka  $N_{sim}$ . Pri tome su svi modulisani signali iz skupa  $M_{mod}$  generisani kao normalizovani slučajni procesi

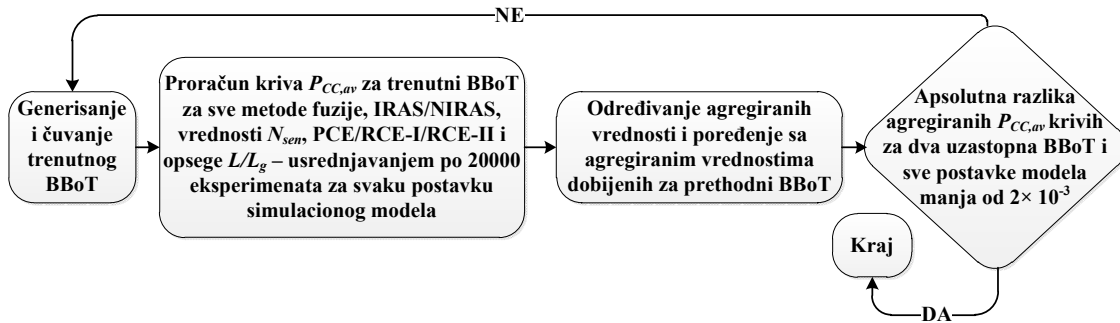
sa nultom srednjom vrednošću i jediničnom srednjom snagom, a u skladu sa opisom u **Dodatku A.1**. Emitovana sekvenca simbola za  $i$ -ti senzor,  $x_i(n), n = 1, \dots, N_{sim}$ , generisana je nezavisno za svaki senzor i svaki eksperiment, i to kao slučajna sekvenca dužine  $N_{sim} \in \{500, 1000, 2000, 4000\}$  jednako verovatnih simbola za posmatrani modulacioni postupak  $m \in M_{mod}$ ;

- model MPF kanala iz skupa mogućih modela za jedan od četiri scenarija sa stanovišta propagacionog okruženja za koji se posmatrani iterativni postupak izvodi. U slučaju MPF kanala sa FSF, kao parametar modela posmatra se i tip propagacionog okruženja, kojim se zadaje opseg mogućih vrednosti  $L$ , tj.  $L \in [2,5]$  i  $L \in [2,10]$ , odnosno  $L_g$ , tj.  $L_g \in [3,4]$  i  $L_g \in [3,9]$ , zavisno od definisanog prostornog scenarija, tj. SDS ili SGS scenarija; i
- prostorni scenariji SDS ili SGS, definisani u podnaslovu **4.3.5**, određuju način generisanja lokalnih vrednosti SNR,  $snr_i \in [0dB, 20dB], i = 1, \dots, N_{sen}$ , a u slučaju MPF kanala sa FSF i dužine kanala  $L_i, i = 1, \dots, N_{sen}$ , pridruženih svakom od senzora. Pri tome, svakoj emitovanoj sekvenci  $x_i(n), n = 1, \dots, N_{sim}$  koja odgovara  $i$ -tom senzoru nakon propuštanja kroz odgovarajući kanal, dodavana je sekvenca  $n_{g,i}(n), n = 1, \dots, N_{sim}$ , generisana kao slučajna sekvenca kompleksnog AWGN procesa sa nultom srednjom vrednošću i varijansom  $\sigma_{g,i}^2$  čija je vrednost određena na osnovu vrednosti  $snr_i$ .

Sukcesivno je generisan niz BBoT, pri čemu se za svaki od njih usrednjavanjem po 20000 (5000 za svaki tip signala) pridruženih eskeperimenata obavlja proračun skupa  $P_{CC,avg}$  krivih za različite postavke simulacionog modela, odnosno skupa parametara:  $N_{sim}$ , prostornog scenarija SDS/SGS, modela kanala, i tipa propagacionog okruženja (opseg  $L/L_g$ ). Usrednjavanje se obavlja nad konačnim odlukama dobijenm primenom svakog od posmatranih metoda fuzije i uz primenu različitog broja senzora iz opsega  $N_{sen} \in [1, (N_{sen})_{max}]$ , primenjenih posebno za slučaj idealnih (IRAS) i neidealnih (NIRAS) referenci, kao i različite CEM (PCE, RCE-I, RCE-II) za MPF kanale sa FSF.

Nakon proračuna ovih krivih za trenutni BBoT, obavlja se i proračun ukupne (agregirane) vrednosti za trenutni i sve prethodne BBoT. Postupak se okončava kada je apsolutna razlika agregiranih vrednosti krivih (za sve postavke modela u BBoT, metode fuzije, tip referenci, broj senzora i CEM) za dva uzastopna BBoT bila manja od

$2 \times 10^{-3}$ . Osnovna blok šema opisanog iterativnog postupka data je na Sl.4.7.



Sl.4.7 - Blok šema iterativnog postupka za evaluaciju AMC performansi rešenja za kooperativnu AMC sa primenom posmatranih HDF, DaF i SDF metoda fuzije.

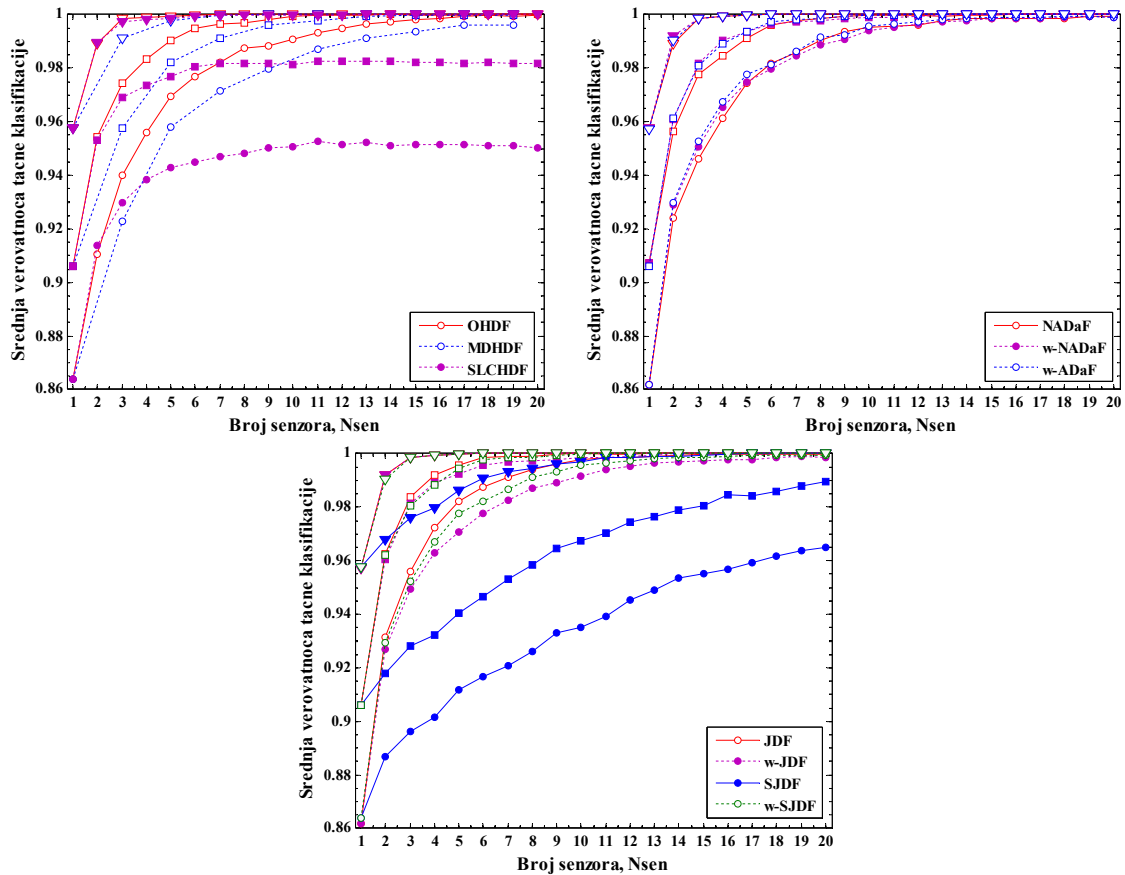
Rezultati su u određenom broju slučajeva zbog jednostavnijeg prikaza grupisani po klasama metoda koje sadrže metode fuzije sličnog tipa, i to: klasu HDF koju čine metodi OHDF, SLCHDF i MDHDF, klasu ADaF koju čine metodi ADaF, w-ADaF, NADaF i w-NADaF, klasu JDF koju čine metodi JDF, w-JDF, SJDF i w-SJDF, kao i klasu SDF u kojoj je samo SDVDF metod.

Osim toga, pošto su za TDF-CHM#3 i TDF-CHM#4 modele dobijeni izuzetno slični rezultati, usled veoma slične zavisnosti kvaliteta procene  $C_{42}$  za posmatrane parametre simulacionog modela, kao što je dato u podnaslovima 3.4 i 3.5, u nastavku su prikazani samo rezultati za jedan od ova dva modela kanala kao primer za oba. Osim toga, po rezultatima iz podnaslova 3.4 i 3.5 za posmatrane parametre  $N_{sim}$  i  $L_{max}$  najbolji kvalitet procene  $C_{42}$  može se očekivati za  $N_{sim} = 500$  sa  $L_{max} = 10$ , a najbolji za  $N_{sim} = 4000$  sa  $L_{max} = 5$ , dok se slučajevi definisani sa  $N_{sim} = 2000$  uz  $L_{max} \in \{5,10\}$  mogu posmatrati kao tipični slučajevi srednjeg kvaliteta procene. U slučaju MPF kanala sa FF prikazani su rezultati samo za FF-CHM#1 i FF-CHM#7 modele, kao respektivno najgori i najbolji slučaj u smislu kvaliteta procene  $C_{42}$  kada se parametri kanala relativno sporo menjaju u vremenu, odnosno za FF-CHM#2 i FF-CHM#8 modele za slučaj relativno brže promene parametara kanala u vremenu, što je određeno vrednošću parametra  $V/\Delta f_{Dopp,max}$  u Tab.3.3.

#### 4.4.1 REZULTATI ZA IDEALAN SCENARIO PRIMENE – MODEL AWGN KANALA

Na Sl.4.8, prikazana je zavisnost AMC performansi ( $P_{CC,avg}$ ) od broja korišćenih senzora mreže ( $N_{sen}$ ) za navedene klase HDF, ADaF i JDF metoda fuzije za AWGN kanal u slučaju SDS scenarija i različite dužine uzorka signala ( $N_{sim}$ ). Na Sl.4.9, dat je

uporedni pregled, poređenje, AMC performansi za sve analizirane metode fuzije u slučaju SDS scenarija i za dve tipične dužine uzorka  $N_{sim} = 500$  i  $N_{sim} = 2000$ .

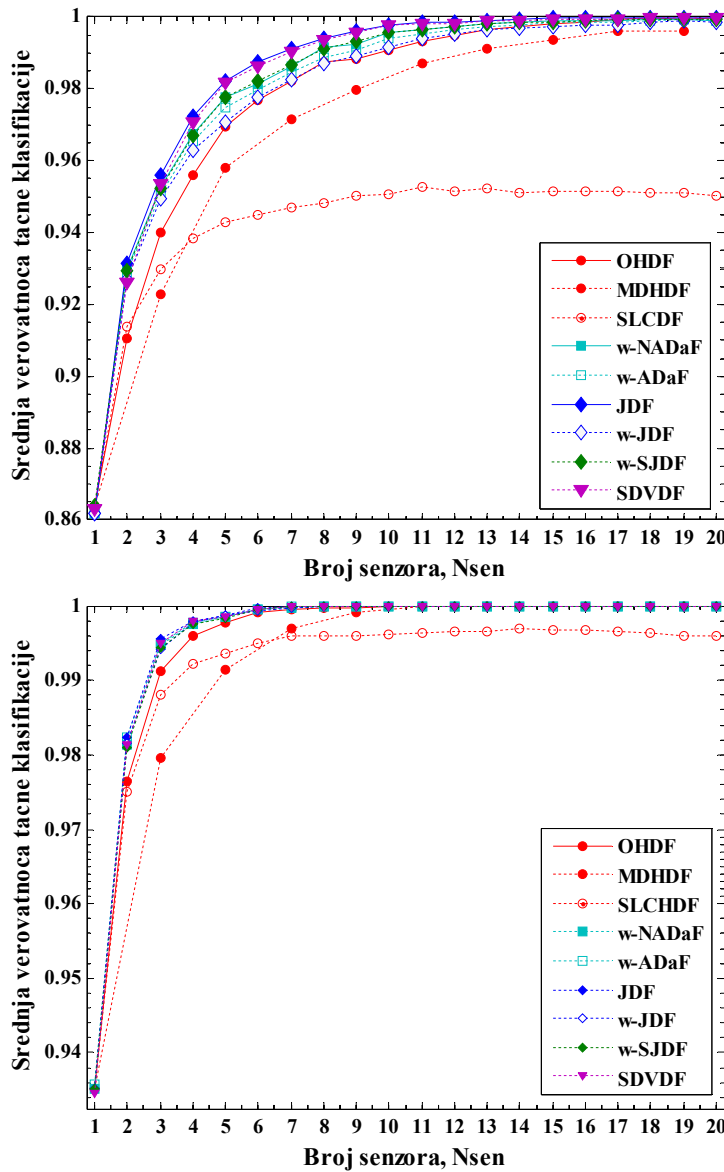


Sl.4.8 – Zavisnost  $P_{CC,avg}$  od  $N_{sen}$  za klase HDF (gore levo), ADaF (gore desno) i JDF (dole) metoda za AWGN kanal u slučaju SDS scenarija, za  $N_{sim} = 500$  ( $\circ$ ),  $N_{sim} = 1000$  ( $\square$ ) i  $N_{sim} = 4000$  ( $\nabla$ ).

Prikazani rezultati za ovaj idealizovan scenario pokazuju da uspešnost klasifikacije veoma brzo raste sa porastom dužine uzorka pri primeni svih analiziranih metoda fuzije, usled poboljšanja kvaliteta procene  $C_{42}$ . Vrednosti  $P_{CC,avg}$  dobijene za ovaj idealizovani scenario predstavljaju zapravo maksimalno ostvarive AMC performanse za posmatrana rešenja za kooperativnu AMC sa primenom HDF, SDF i DaF metoda. Očigledno je da od svih metoda SJDF prikazuje najlošije ponašanje, dok je SLCHDF uspešan samo za veće dužine uzorka. Iz tog razloga SJDF nije ni razmatran u ostatku analize.

Dodatno, na osnovu Sl.4.9, zaključuje se da HDF metodi imaju slabije potencijalne performanse od SDF i DaF metoda, pri čemu se razlika smanjuje sa povećanjem dužine uzorka, odnosno poboljšanjem kvaliteta procene  $C_{42}$ . JDF i SDVDF metodi se izdvajaju kao najbolji od svih metoda, pogotovo za manje dužine uzorka, pri čemu imaju veoma slične performanse, dok su ostali DaF metodi veoma sličnih AMC performansi koje se

nalaze između onih dobijenih za JDF i OHDF. Za veće dužine uzorka, potencijalne AMC performanse svih DaF i SDF metoda su skoro identične.



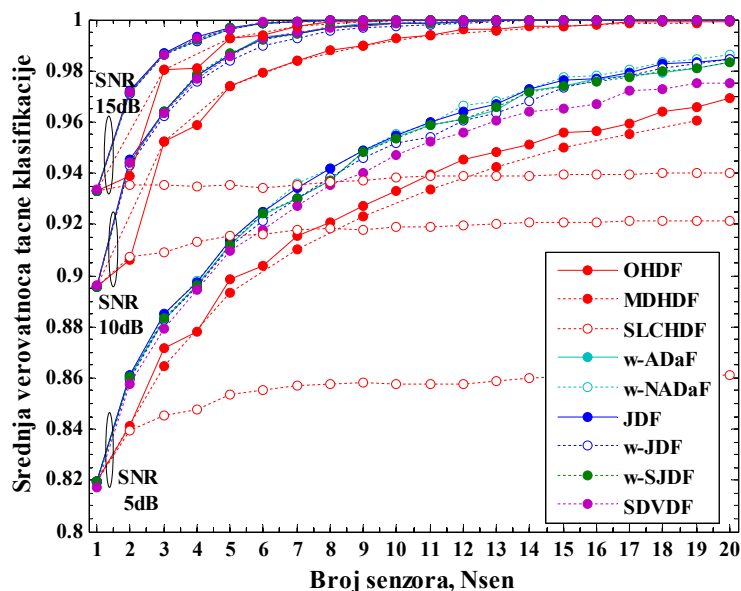
Sl.4.9 – Poređenje AMC performansi rešenja za kooperativnu AMC za AWGN kanal u slučaju SDS scenarija pri primeni HDF, SDF i DaF metoda, za  $N_{sim} = 500$  (gore) i  $N_{sim} = 2000$  (dole).

Treba zapaziti, da za sve prikazane metode, čak i najlošiji SJDF metod, pri porastu broja senzora  $P_{CC,avg}$  konvergira ka vrednosti 100% što ukazuje na to da su metodi fuzije korektno koncipirani, i da predstavljaju dobro rešenje za AMC problem, tj. koje obezbeđuje apsolutnu klasifikaciju za dovoljan broj korišćenih senzora. Pri tome, gotovo 100% uspešnosti klasifikacije se ostvaruje za veće dužine uzorka sa relativno malim brojem senzora, tj. 5 do 7 senzora zavisno od posmatranog metoda. Nažalost, radi se samo o potencijalnom performansama, koje se mogu ostvariti samo u slučaju



idealne ekvalizacije MPF kanala. Osim toga, očigledno je da rešenja za kooperativnu AMC uz primenu HDF, SDF i DaF ostvaruju značajan dobitak performansi u odnosu na ekvivalentni klasifikator sa jednim senzorom na čiji ulaz dolazi signal sa  $SNR \in \{0dB, 20dB\}$  i uniformnom raspodelom u datom opsegu vrednosti (u daljem tekstu korišćen je skraćeni naziv ekvivalentni klasifikator).

Na Sl.4.10, dato je poređenje AMC performansi za sve analizirane metode fuzije u slučaju SGS scenarija i  $N_{sim} = 500$  (kao primer za najlošiji kvalitet procene  $C_{42}$ ). Na osnovu prikazanih rezultata za ovaj slučaj, kada svi senzori primaju signal sa sličnom vrednošću SNR, zapaža se da i dalje postoji konvergencija  $P_{CC,avg}$  ka vrednosti 100% sa porastom broja senzora, pri čemu se ostvaruju značajni dobitci u odnosu na ekvivalentni klasifikator (koji su najveći za male vrednosti SNR, tj.  $SNR_g = 5dB$ ).



Sl.4.10 - Poređenje AMC performansi rešenja za kooperativnu AMC za AWGN kanal u slučaju SGS scenarija za  $SNR_g \in \{5dB, 10dB, 15dB\}$  pri primeni HDF, SDF i DaF metoda, za  $N_{sim} = 500$ .

Pri tome, HDF metodi za sve vrednosti  $SNR_g$  imaju inferiorne AMC performanse u odnosu na one ostvarene za DaF i SDVDF metode. Za slučaj manjih vrednosti  $SNR_g$  primenom DaF metoda ostvaruju se najbolji rezultati klasifikacije, pri čemu je JDF superioran, kao i u slučaju SDS scenarija, dok SDVDF metod ima nešto lošije karakteristike. Za veće vrednosti  $SNR_g$  svi DaF/SDF metodi ostvaruju slične vrednosti  $P_{CC,avg}$ , dok HDF metodi ostvaruju nešto lošije performansi pri čemu se ova razlika smanjuje sa porastom vrednosti  $SNR_g$ .

#### **4.4.2 REZULTATI ZA IDEALIZOVAN SCENARIO ZA SLUČAJ MPF KANALA SA FSF NA OSNOVU PRIMENE PCE**

Ovde su prikazani rezultati numeričke analize korišćenjem simulacionih modela za idealizovani scenario sa primenom PCE, koji u suštini odgovara idealnoj estimaciji parametara MPF kanala sa FSF. Pri tome, kao što je već naglašeno TDF-CHM#1 model se može posmatrati kao slučaj MPF kanala sa dominantnom komponentom ili kao model kanala nakon *blind* ekvalizacije u fazi predobrade kada se njime modeluju rezidualni uticaji usled neidealne ekvalizacije. Modeli kanala TDF-CHM#2 do TDF-CHM#4 odgovaraju slučaju MPF kanala sa FSF bez dominantne komponente kada se u fazi predobrade ne obavlja ekvalizacija kanala (ili je ona veoma loše izvedena).

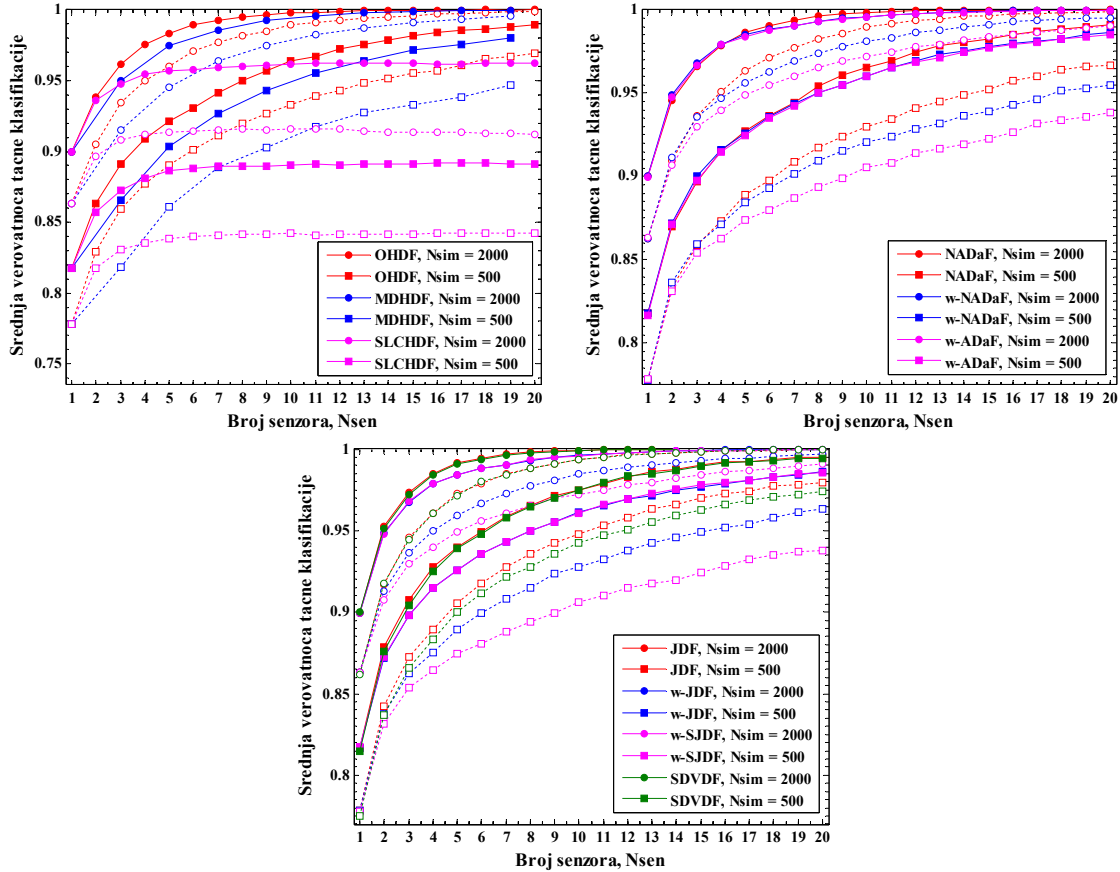
Kao što je ranije naglašeno, rezultati dobijeni sa PCE modelom mogu se tumačiti kao maksimalno ostvarive AMC performanse pri primeni rešenja za kooperativnu AMC sa centralizovanom HDF, SDF i DaF pri neidealnoj ekvalizaciji MPF kanala sa FSF. Prvo su dati rezultati za SDS a zatim i za SGS scenario.

##### **Rezultati analize za SDS scenario prostornog rasporeda senzora**

Na Sl.4.11, prikazana je  $P_{CC,avg}$  u funkciji broja senzora ( $N_{sen}$ ) za sve analizirane metode fuzije i TDF-CHM#1 model u slučaju SDS scenarija, i to za tipične dužine uzorka signala  $N_{sim} = 500$  i  $N_{sim} = 2000$ , i oba tipa propagacionog okruženja, tj. kada je  $L_{max} = 5$  i  $L_{max} = 10$ . Na Sl.4.12 i Sl.4.13, respektivno je dat je uporedni prikaz određenih AMC performansi rešenja za kooperativnu AMC sa primenom HDF, SDF i DaF metoda za slučaj TDF-CHM#1 kanala i tipične vrednosti  $N_{sim} \in \{500,2000\}$ , za oba analizirana tipa propagacionog okruženja ( $L_{max} = 5$  i  $L_{max} = 10$ ).

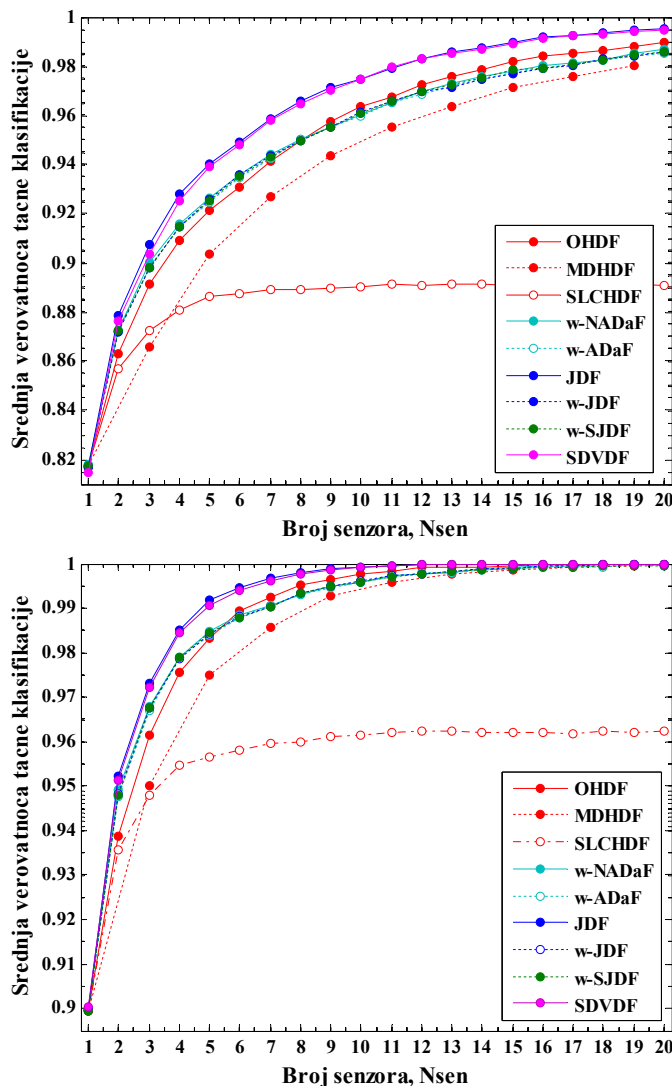
Osnovni zaključak, a na osnovu poređenja rezultata za idealizovane slučajeve sa idealnom ekvalizacijom MPF kanala (AWGN kanal) sa Sl.4.8 i Sl.4.9, i idealnom estimacijom parametara kanala nakon neidealne ekvalizacije (slučaj primene PCE) sa Sl.4.11 - Sl.4.13, je da je opšte ponašanje svih metoda fuzije generalno istovetno u oba slučaja. Pri tome, javlja se blago pogoršanje performansi u drugom slučaju (slučaj sa PCE) za manje vrednosti vremenske disperzije ( $L_{max} = 5$ ) i značajno pogoršanje za veće vrednosti vremenske disperzije ( $L_{max} = 10$ ). Svi metodi fuzije ostvaruju znatno bolje AMC performanse pri korišćenju veće dužine uzorka, za oba propagaciona okruženja, usled boljeg kvaliteta procene  $C_{42}$ , pri čemu uspešnost klasifikacije

konvergira ka maksimalnoj vrednosti od 100% sa porastom broja senzora. Pri tome, brzina ove konvergencije je znatno manja nego u slučaju AWGN kanala.



Sl.4.11 - Zavisnost  $P_{CC,avg}$  od  $N_{sen}$  za klase HDF (gore levo), ADaF (gore desno) i JDF/SDVDF (dole) metoda za TDF-CHM#1 kanal sa PCE u slučaju SDS scenarija, za  $N_{sim} = 500$  i  $N_{sim} = 2000$ , kada je  $L_{max} = 5$  (puna linija) i  $L_{max} = 10$  (isprekidana linija).

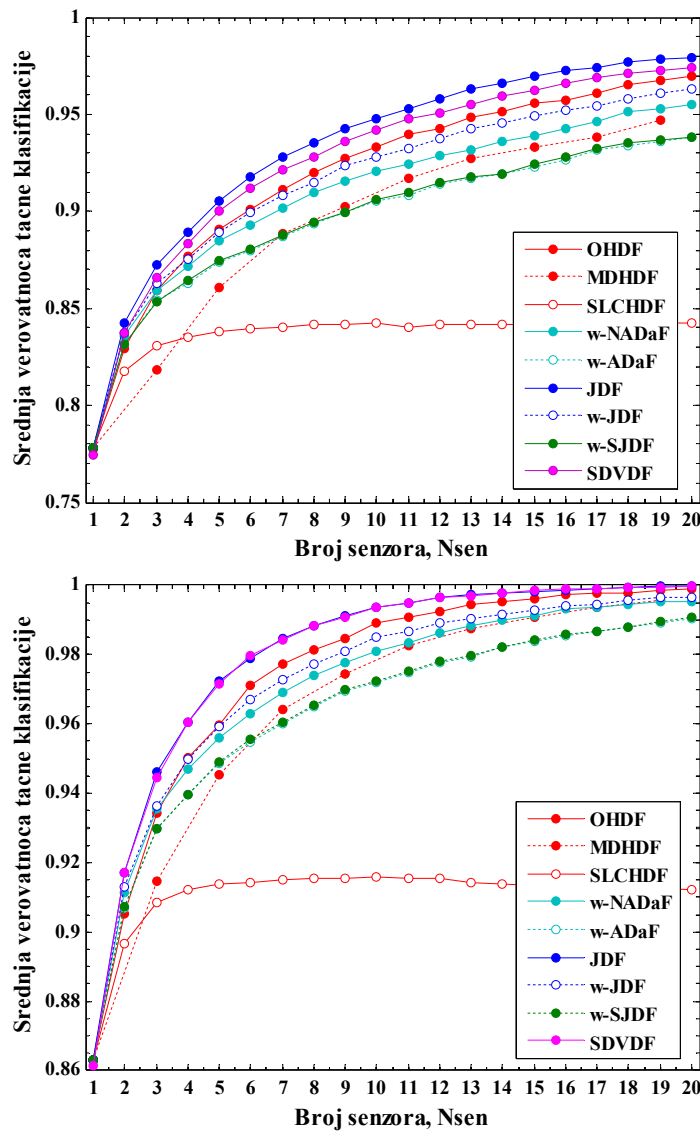
Na osnovu Sl.4.12 i Sl.4.13, očigledno je da JDF metod predstavlja optimalno rešenje za sve prikazane slučajeve, pri tome se primenom SDVDF metoda ostvaruju slične performanse pogotovo u slučaju nešto boljeg kvaliteta procene  $C_{42}$ , tj. kada je  $N_{sim} = 2000$  i/ili  $L_{max} = 5$ . Ostali DaF metodi ostvaruju bolje AMC performanse u odnosu na OHDF metod samo za manji broj senzora ( $N_{sen} \leq 5$ ), tako da je OHDF metod generalno na trećem mestu po uspešnosti klasifikacije.



Sl.4.12 – Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#1 kanal sa PCE u slučaju SDS scenarija, za  $N_{sim} = 500$  (gore) i  $N_{sim} = 2000$  (dole), kada je  $L_{max} = 5$ .

Za manje vrednosti vremenske disperzije,  $L_{max} = 5$ , svi ostali DaF metodi (ne računajući superiorni JDF metod) imaju bolje performanse od MDHDF metoda, dok je za veće vrednosti,  $L_{max} = 10$ , to slučaj samo za w-JDF i w-NADaF metode, dok w-ADaF i w-SJDF metodi imaju bolje performanse od MDHDF metoda samo za manji broj senzora ( $N_{sen} \leq 5$ ). Ovo se može objasniti činjenicom da za slučaj sa  $L_{max} = 10$  u odnosu na slučaj sa  $L_{max} = 5$ , dolazi do pogoršanja kvaliteta procene  $C_{42}$  u smislu porasta varijanse procene, a samim tim i većeg rasipanja vrednosti procene oko stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  koja se ovde koristi kao referentna srednja vrednost. Pošto se u w-ADaF i w-SJDF metodima referentne vrednosti varijanse ne koriste, za razliku od ostalih DaF/SDVDF metoda, ovaj nedostatak informacije ogleda se u

drastičnom pogoršanju AMC performansi u odnosu na ostale DaF metode, a samim tim i HDF metode. Pri tome, treba naglasiti da je MDHDF metod najjednostavniji od svih posmatranih metoda fuzije pošto za svoj rad ne koristi nikakve referentne veličine. Konačno SLCHDF metod je uvek inferioran u odnosu na sve ostale metode, mada čak i on ostvaruje određne dobitke u smislu poboljšanja performansi u odnosu na ekvivalentni klasifikator.



Sl.4.13 – Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#1 kanal sa PCE u slučaju SDS scenarija, za  $N_{sim} = 500$  (gore) i  $N_{sim} = 2000$  (dole), kada je  $L_{max} = 10$ .

Poređenjem rezultata određenih za TDF-CHM#2-TDF-CHM#4 modele kanala, pri čemu su rezultati za slučaj TDF-CHM#2 i TDF-CHM#4 modele ekvivalentni onima na Sl.4.11 - Sl.4.13 za TDF-CHM#1 model dati u **Dodatku B.1** na Sl.B1.1 - Sl.B1.5, može

se uočiti isto opšte pojedinačno ponašanje svih metoda fuzije kao i u slučaju TDF-CHM#1 modela. Za ove modele kanala, a usled generalno lošijeg kvaliteta procene  $C_{42}$ , dolazi do pogoršanja AMC performansi svih metoda fuzije u odnosu na one ostvarene za TDF-CHM#1 model kanala. Analizom međusobnog odnosa metoda fuzije, uviđa se da je karakteristično pogoršanje performansi u odnosu na TDF-CHM#1 model relativno veće za DaF i SDVDF metode u odnosu na HDF metode, i to usled većih vrednosti varijanse procene, koja se u ovim metodima fuzije koristi kao referentna veličina.

U Tab.4.1 - Tab.4.3, dato je poređenje svih metoda fuzije, osim SLCHDF metoda koji je inferioran u svim posmatranim slučajevima, i to za TDF-CHM#1, TDF-CHM#2, i TDF-CHM#3/CHM#4 modele kanala respektivno. Pri tome, dat je njihove redosled po ostvarenim AMC performansama u zavisnosti od dužine uzorka, tipa propagacionog okruženja i broja senzora, uz dodatni prikaz maksimalne ostvarene vrednosti srednje verovatnoće tačne klasifikacije pri korišćenju maksimalnog broja od 20 senzora.

*Tab.4.1 – Poređenje performansi metoda fuzije za različite dužine uzorka i propagaciona okruženja u slučaju TDF-CHM#1 modela sa PCE i SDS scenarija rada.*

Uslovi okruženja	$N_{sen} \leq 5 - 7$	$N_{sen} \geq 5 - 7$	Maxim. vred. za $N_{sen} = 20$
$L_{max} = 5$ , $N_{sim} = 500$ i $N_{sim} = 2000$	JDF, SDVDF, w-JDF, w-NADaF, w-ADaF, w-SJDF, OHDF, MDHDF	JDF, SDVDF, OHDF, w-JDF, w-NADaF, w-ADaF, w-SJDF, MDHDF	JDF metod oko 99%
$L_{max} = 10$ , $N_{sim} = 500$ i $N_{sim} = 2000$	JDF, SDVDF, OHDF, w-JDF, w-NADaF, w-ADaF, w-SJDF, MDHDF	JDF, SDVDF, OHDF, w-JDF, w-NADaF, w-ADaF, w-SJDF, MDHDF	Svi metodi 100%

*Tab.4.2 – Poređenje performansi metoda fuzije za različite dužine uzorka i propagaciona okruženja u slučaju TDF-CHM#2 modela sa PCE i SDS scenarija rada.*

Uslovi okruženja	$N_{sen} \leq 5 - 7$	$N_{sen} \geq 5 - 7$	Maxim. vred. za $N_{sen} = 20$
$L_{max} = 5$ , $N_{sim} = 500$	JDF, OHDF, SDVDF, w-JDF, w-NADaF, w-ADaF, w-SJDF, MDHDF	OHDF, JDF, SDVDF, MDHDF, w-JDF, w-NADaF, w-ADaF, w-SJDF	OHDF metod oko 95%
$L_{max} = 5$ , $N_{sim} = 2000$	JDF, SDVDF, OHDF, w-JDF, w-NADaF, MDHDF, w-ADaF, w-SJDF	JDF, SDVDF, OHDF, MDHDF, w-JDF, w-NADaF, w-ADaF, w-SJDF	JDF metod oko 97%
$L_{max} = 10$ , $N_{sim} = 500$	JDF, OHDF, SDVDF, w-JDF, w-NADaF, w-ADaF, w-SJDF, MDHDF	OHDF, JDF, SDVDF, w-JDF, w-NADaF, MDHDF, w-ADaF, w-SJDF	OHDF metod oko 92%
$L_{max} = 10$ , $N_{sim} = 2000$	JDF, SDVDF, OHDF, w-JDF, w-NADaF, MDHDF, w-ADaF, w-SJDF	JDF, SDVDF, OHDF, w-JDF, MDHDF, w-NADaF, w-ADaF, w-SJDF	JDF metod oko 97.5%

Tab.4.3 – Poređenje performansi metoda fuzije za različite dužine uzorka i propagaciona okruženja u slučaju TDF-CHM#3/TDF-CHM#4 modela sa PCE i SDS scenarija rada.

Uslovi okruženja	$N_{sen} \leq 5 - 7$	$N_{sen} \geq 5 - 7$	Maxim. vred. za $N_{sen} = 20$
$L_{max} = 5$ , $N_{sim} = 500$	JDF, OHDF, SDVDF, w-JDF, w-NADaF, w-ADaF, w-SJDF, MDHDF	JDF, OHDF, SDVDF, w-JDF, w-NADaF, MDHDF, w-ADaF, w-SJDF	JDF metod oko 96%
$L_{max} = 5$ , $N_{sim} = 2000$	JDF, SDVDF, OHDF, w-JDF, w-NADaF, MDHDF, w-ADaF, w-SJDF	JDF, SDVDF, OHDF, MDHDF, w-JDF, w-NADaF, w-ADaF, w-SJDF	JDF metod oko 97.5%
$L_{max} = 10$ , $N_{sim} = 500$	JDF, SDVDF, OHDF, w-JDF, w-NADaF, w-ADaF, w-SJDF, MDHDF	JDF, OHDF, SDVDF, w-JDF, w-NADaF, MDHDF, w-ADaF, w-SJDF	JDF metod oko 87.5%
$L_{max} = 10$ , $N_{sim} = 2000$	JDF, SDVDF, OHDF, w-JDF, w-NADaF, MDHDF, w-ADaF, w-SJDF	JDF, OHDF, SDVDF, w-JDF, MDHDF, w-NADaF, w-ADaF, w-SJDF	JDF metod oko 94%

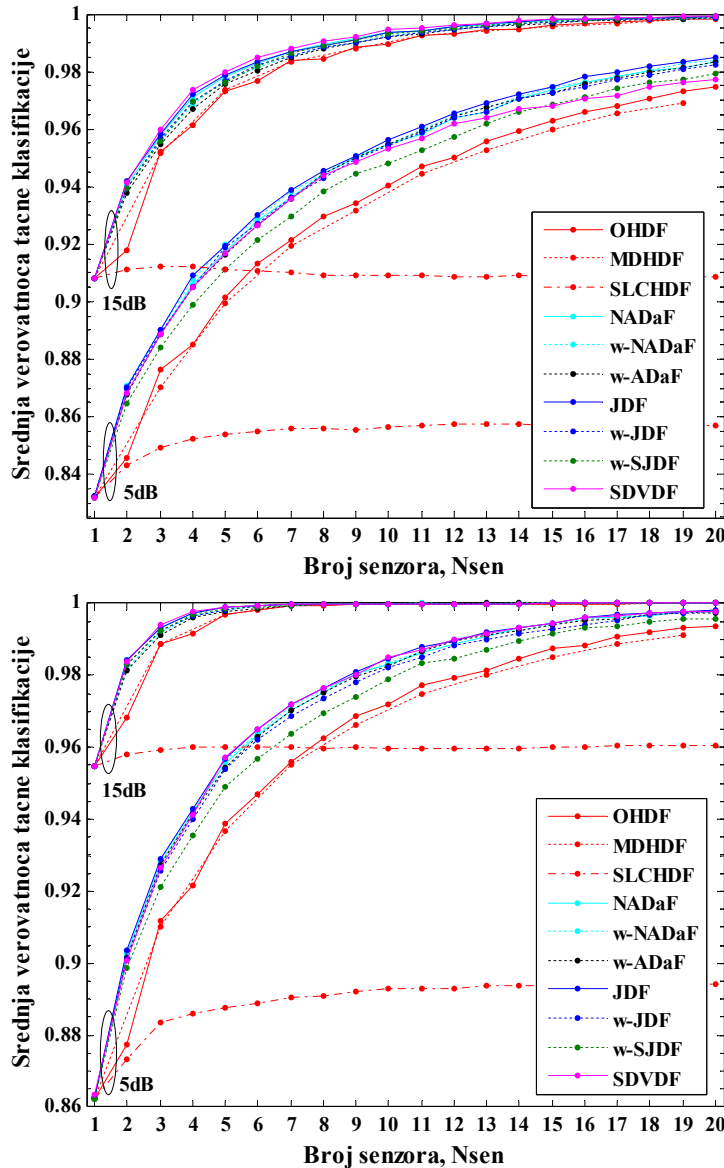
Generalno, JDF metod, osim u slučaju TDF-CHM#2 kanala sa malim dužinama uzorka signala, uvek predstavlja superiorno rešenje, a iza njega slede SDVDF ili OHDF metodi. Dodatno, treba zapaziti da w-ADaF i w-SJDF metodi, koji za svoj rad zahtevaju samo poznavanje referentnih srednjih vrednosti procene  $C_{42}$  imaju gotovo identične karakteristike. Jednostavan MDHDF metod u slučaju lošijeg kvaliteta procene  $C_{42}$ , nadmašuje po performansama ova dva metoda, a u slučaju TDF-CHM#2 kanala čak i w-JDF i w-NADaF metode koji za svoj rad koriste referentne vrednosti varijanse procene. Dodatno, MDHDF metod za svoj rad ne zahteva poznavanje referentnih veličina, osim za postavljanje pragova odlučivanja u sensorima, pa se njegove performanse u realnim scenarijima primene ne pogoršavaju usled korišćenja neusklađenih referentnih veličina.

#### **Rezultati analize za SGS scenario prostornog rasporeda senzora**

Na Sl.4.14 i Sl.4.15, dat je uporedni prikaz estimiranih AMC performansi rešenja za kooperativnu AMC sa primenom HDF, SDF i DaF metoda za slučaj TDF-CHM#1 kanala, vrednosti  $N_{sim} \in \{500, 2000\}$  u slučaju SGS scenarija sa  $SNR_g \in \{5\text{dB}, 15\text{dB}\}$ , i to za oba propagacionog okruženja, tj.  $L_{max} = 5$  i  $L_{max} = 10$ , respektivno.

Na osnovu rezultata datih na Sl.4.14, koji odgovaraju propagacionom okruženju sa manjim vrednostima vremenske disperzije, jasno se uočavaju potencijalne mogućnosti poboljšanja uspešnosti klasifikacije primenom svih posmatranih metoda fuzije, osim SLCHDF metoda. Iz prikazanih rezultata sledi da se u slučaju dobre estimacije MPF kanala, a koja je modelovana sa primenom PCE, i usklađenih referentnih veličina

(IRAS), pri angažovanju većeg broja senzora čak i sa relativno malim dužinama uzorka signala ( $N_{sim} = 500$ ) ostvaruje gotovo idealna klasifikacija sa 100% uspešnosti za veće vrednosti  $SNR_g$ , odnosno da se mogu ostvariti veliki dobici u odnosu na ekvivalentni klasifikator. Za veće dužine uzorka ( $N_{sim} = 2000$ ), pomenuti rezultat se postiže sa daleko manjim brojem senzora usled brže konvergencije  $P_{CC,avg}$  krivih ka vrednosti 100%, pa se i za manje vrednosti  $SNR_g$  ostvaruju izuzetno dobri rezultati klasifikacije.

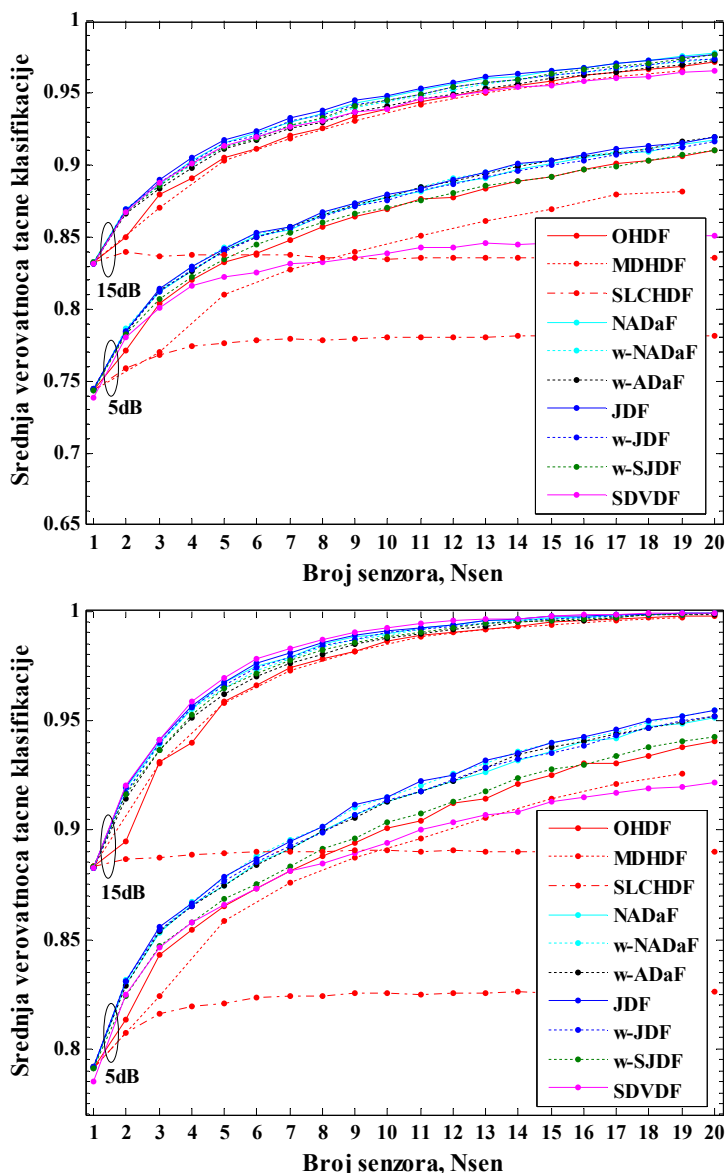


Sl.4.14 – Poređenje AMC performansi HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#1 kanal sa PCE, za  $N_{sim} = 500$  (gore) i  $N_{sim} = 2000$  (dole), u slučaju SGS scenarija sa  $SNR_g \in \{5dB, 15dB\}$ , za  $L_{max} = 5$ .

U slučaju propagacionog okruženja sa većim vrednostima vremenske disperzije, Sl.4.15, javlja se značajno pogoršanje uspešnosti klasifikacije u odnosu na one date za



manje vrednosti vremenske disperzije na Sl.4.14. U ovom slučaju konvergencija  $P_{CC,avg}$  kriva ka vrednosti od 100% je znatno sporija, pa je neophodno angažovati znatno veći broj senzora, pogotovo u slučaju male dužine uzorka ( $N_{sim} = 500$ ), da bi se ostvarili dobici jednaki onim u slučaju manje vrednosti vremenske disperzije. Ovakvo ponašanje je direktna posledica lošijeg kvaliteta procene  $C_{42}$  u ovim uslovima, videti podnaslov 3.4. Ipak, primenom kooperativne AMC se i u ovim uslovima okruženja ostvaruju značajni dobici u odnosu na ekvivalentan klasifikator, i to čak i za manje vrednosti  $SNR_g$ , pogotovu primenom većih dužina uzorka.



Sl.4.15 – Poređenje AMC performansi HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#1 kanal sa PCE, za  $N_{sim} = 500$  (gore) i  $N_{sim} = 2000$  (dole), i slučaj SGS scenarija sa  $SNR_g \in \{5dB, 15dB\}$ , za  $L_{max} = 10$ .

Opšti zaključak u slučaju TDF-CHM#1 modela kanala je da se najbolji rezultati za manje vrednosti vremenske disperzije ostvaruju primenom SDVDF ili JDF metoda (koji imaju skoro identične performanse), osim za male dužine uzorka i male vrednosti  $SNR_g$  kada je JDF metod najbolja opcija. Nakon ova dva metoda po uspešnosti klasifikacije slede ostali DaF metodi, dok su HDF metodi inferiorni pri čemu se sa OHDF i MDHDF metodima postižu gotovo identični rezultati za veće vrednosti  $SNR_g$ . Uzrok lošijeg rada OHDF metoda je taj što se u ovom scenariju za sve lokalne odluke koriste praktično iste vrednosti matrice konfuzije, čime se OHDF realno svodi na MDHDF postupak u kome se bira apsolutna većinska odluka.

Sa druge strane, za veće vrednosti vremenske disperzije JDF metod ostvaruje najbolje AMC performanse, osim za slučaj velikih vrednosti  $SNR_g$  (15dB) i veće dužine uzorka ( $N_{sim} = 2000$ ), kada je SDVDF metod nešto uspešniji. Ipak, u svim ostalim slučajevima loš kvalitet procene kumulanta dovodi do značajnog pogoršanja balansa između DaF i HDF dela pravila odlučivanja u SDVDF metodu, tako da on predstavlja lošije rešenje u odnosu na DaF metode, a za male vrednosti  $SNR_g$  (5dB) i u odnosu na HDF metode.

U slučaju TDF-CHM#2-TDF-CHM#4 modela kanala u SGS scenariju, dobijeni su rezultati ekvivalentni onima u slučaju SDS scenarija. U **Dodatku B.1** na Sl.B1.6 - Sl.B1.8 prikazani su detaljni rezultati ekvivalentni onima za TDF-CHM#1 kanal dati na Sl.4.14 i Sl.4.15. Naime, kao i u slučaju SDS scenarija, a i iz istih razloga, za ove tipove kanala dolazi do pogoršanja uspešnosti klasifikacije u odnosu na onu ostvarenu pod istim uslovima za TDF-CHM#1 kanal. Pri tome, ovo pogoršanje uspešnosti klasifikacije je relativno veće za DaF i SDVDF metode u odnosu na ono koje se javlja u slučaju HDF metoda. Ovakvo ponašanje je posledica statističkih osobina procene  $C_{42}$  za ove kanale, odnosno stvarnih srednjih vrednosti koje ne zavise od SNR već pretežno od dužine kanala, kao i vrednosti varijanse procene koje su znatno veće u odnosu na one u slučaju TDF-CHM#1 kanala. DaF i SDVDF metodi oslanjaju se upravo na ove parametre signala, dok se OHDF metod oslanja na matrice konfuzije koje su za opisane statističke osobine procene  $C_{42}$  robustnija mera pouzdanosti te procene. Treba naglasiti, da su u slučaju MPF kanala sa FSF bez dominantne komponente dobijeni rezultati za različite vrednosti  $SNR_g$  znatno manje razlikuju nego u slučaju TDF-CHM#1 modela kanala. Ovo je posledica manjeg uticaja vrednosti SNR na kvalitet procene  $C_{42}$ .

#### **4.4.3 REZULTATI ZA REALAN SCENARIO U SLUČAJU KANALA SA FREKVENCIJSKI-SELEKTIVNIM FADINGOM NA OSNOVU PRIMENE RCE-I I RCE-II**

Ovde su prikazani rezultati numeričke analize za realan scenario estimacije MPF kanala sa FSF primenom RCE-I i RCE-II. Na osnovu rezultata datih u podnaslovima **3.4** i **3.5** u slučaju kanala sa direktnom komponentom (TDF-CHM#1) bolji kvalitet procene  $C_{42}$  ostvaruje se sa RCE-II modelom, dok za kanale bez direktne komponente nešto bolji kvalitet procene ostvaruje primenom RCE-I modela. Iz navedenih razloga, primenom odgovarajućih modela estimacije kanala, mogu se očekivati i bolji rezultati pri primeni kooperativne AMC sa HDF, SDF i DaF metodima. Osim toga, posmatrana su dva scenarija, idealizovani IRAS u kome se koriste reference koje u potpunosti odgovaraju uslovima primene pod kojim se rešenje analizira, i neidealizovani NIRAS u kome se koriste uvek dostupne reference koje su estimirane za idealizovani model sistema primenom PCE i to usrednjene za slučaj dva propagaciona okruženja. Ovakva analiza izvršena je kako bi se stekao uvid o uticaju neusklađenosti skupa korišćenih referentnih veličina, a koji se uvek javlja u praksi – zapravo usled nepoznavanja osobina kanala najčešće smo primorani da koristimo upravo reference definisane u NIRAS.

#### **Rezultati analize za SDS scenario prostornog rasporeda senzora**

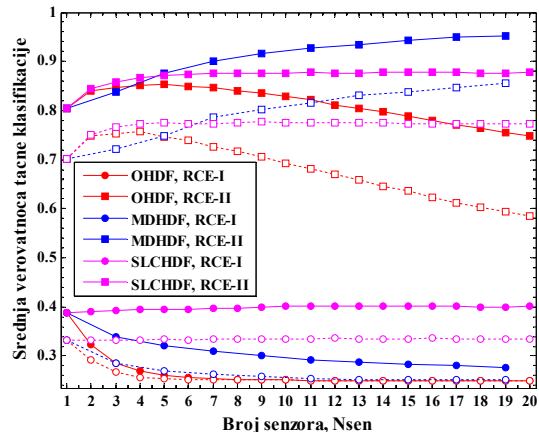
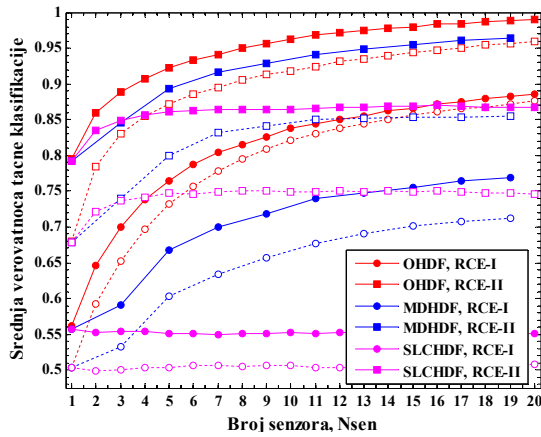
Na Sl.4.16 do Sl.4.18, prikazana je zavisnost  $P_{CC,avg}$  krivih u funkciji broja senzora ( $N_{sen}$ ) za klase HDF, ADaF i JDF/SDVDF metoda fuzije, respektivno, i to za TDF-CHM#1 model kanala u slučaju SDS scenarija. Rezultati su prikazani za oba tipa propagacionog okruženja ( $L_{max} = 5$  i  $L_{max} = 10$ ), oba scenarija na osnovu usvojenih referentnih veličina, IRAS i NIRAS, i za oba modela estimacije kanala, RCE-I i RCE-II.

Na osnovu prikazanih rezultata za TDF-CHM#1 model kanal, uočava se sledeće:

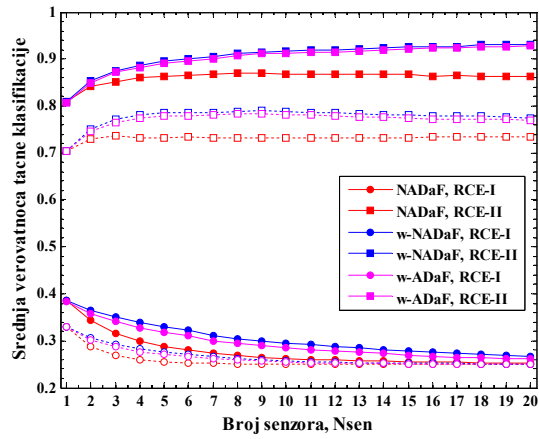
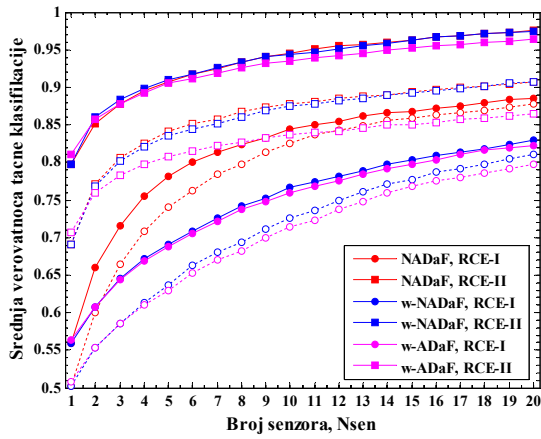
- pri primeni idealizovanih referenci (IRAS) svi metodi fuzije za oba modela estimacije, RCE-I i RCE-II, ostvaruju poboljšanje AMC performansi u odnosu na ekvivalentni klasifikator, što ukazuje da su metodi fuzije pravilno zasnovani.
- primenom RCE-II modela ostvaruju se znatno bolje AMC performanse u odnosu na slučaj primene RCE-I, kako za IRAS tako i za NIRAS, kao što je i očekivano.
- u slučaju primene neidealizovanih referenci (NIRAS) uz estimaciju kanala izvršenu sa RCE-I modelom praktično dolazi do prestanka rada svih metoda. Ovo je posledica izuzetno loše estimacije kanala primenom RCE-I modela usled

čega se javlja velika neusklađenost korišćenih referentnih veličina.

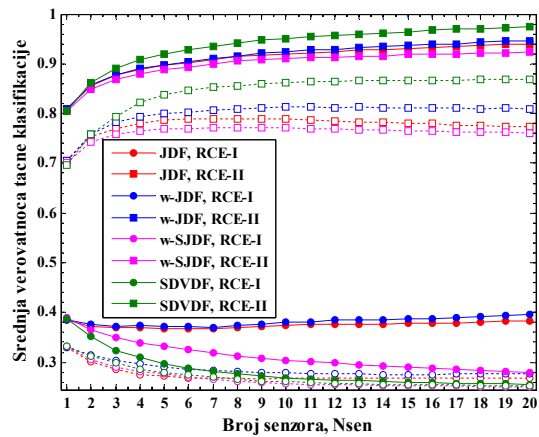
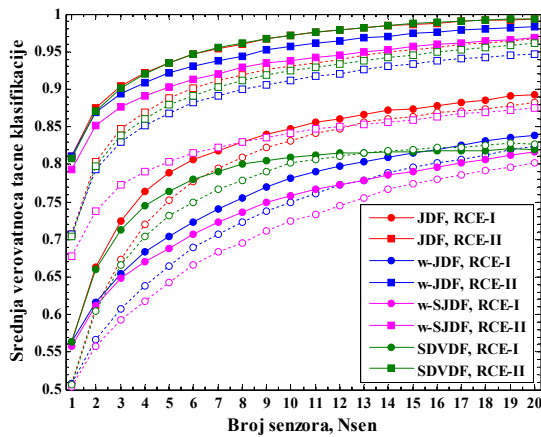
- pri primeni RCE-II modela za slučaj IRAS, ostvaruju se veoma dobre AMC performanse. Na osnovu analize za različite dužine uzorka signala, pri čemu ovi rezultati nisu ovde dati radi preglednijeg prikaza, zaključuje se da za veće dužine uzorka signala  $P_{CC,avg}$  krive, konvergiraju ka vrednosti 100%, dok se za manje dužine uzorka signala i dalje ostvaruju značajni dobici u odnosu na ekvivalentni klasifikator. Uticaj veće vremenske disperzije ( $L_{max} = 10$ ) čak i u ovom slučaju korišćenja idealizovanih referenci dovodi do značajnog smanjivanja performansi svih metoda u odnosu na slučaj manjih vrednosti disperzije ( $L_{max} = 5$ ). Pri primeni RCE-II modela, u okviru klase HDF metoda najbolje osobine pokazuje OHDF metod, u klasi ADaF metoda svi metodi imaju slične performanse sem w-ADaF metoda koji je nešto lošiji, a u klasi JDF/SDVDF metoda superioran je JDF metod, iza koga sledi SDVDF metod, i to posebno za manje dužine uzorka i izraženiju disperziju u vremenu. Poređenjem, ostvarene uspešnosti klasifikacije za sve metode fuzije, a na osnovu ovde prikazanih rezultata kao i onih datih na Sl.B2.1 u **Dodatku B.2** za slučaj  $N_{sim} = 500$ , zaključuje se da je JDF metod u ovom slučaju superioran u odnosu na sve ostale metode, dok iza njega zavisno od dužine uzorka signala i vrednosti vremenske disperzije slede SDVDF, OHDF ili w-JDF metodi u poretku koji zavisi od slučaja do slučaja.
- u slučaju primene RCE-II modela i NIRAS, dolazi do značajnog pogoršanja performansi gotovo svih metoda fuzije u odnosu na isti slučaj sa IRAS, što je na Sl.4.19 ilustrovano čak i za slučaj najboljeg kvaliteta procene  $C_{42}$ , tj. kada je  $N_{sim} = 4000$  i  $L_{max} = 5$ . Jedino pri primeni MDHDF i SLCHDF metoda koji, osim posredno u procesu lokalnog odlučivanja u sensorima, ne koriste referentne veličine za svoj rad ne dolazi do ovog pogoršanja. Pogoršanje je posebno izraženo za OHDF metod, koji praktično prestaje da funkcioniše. Za sve DaF metode i SDVDF metod javlja se značajno pogoršanje AMC performansi, i to pogotovo za veće vrednosti vremenske disperzije kada je neusklađenost između korišćenih i tačnih (stvarnih) referentnih rednosti znatno veća.



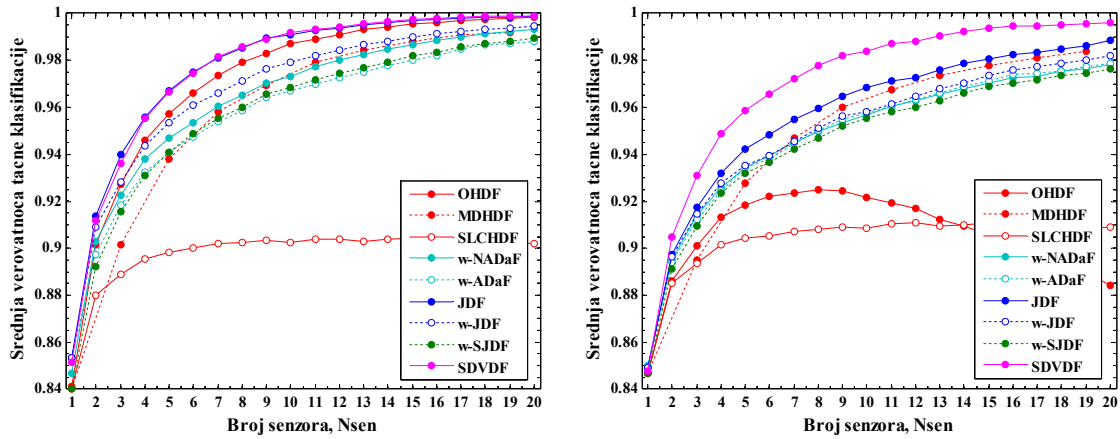
Sl.4.16 - Zavisnost  $P_{CC,avg}$  od broja senzora za klasu HDF metoda za idealne IRAS (levo) i neidealne NIRAS (desno) reference za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-I i RCE-II i  $N_{sim} = 2000$ , kada je  $L_{max} = 5$  (puna linija) i  $L_{max} = 10$  (isprekidana linija), u slučaju SDS scenarija.



Sl.4.17 - Zavisnost  $P_{CC,avg}$  od broja senzora za klasu ADaF metoda za idealne IRAS (levo) i neidealne NIRAS (desno) reference za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-I i RCE-II i  $N_{sim} = 2000$ , kada je  $L_{max} = 5$  (puna linija) i  $L_{max} = 10$  (isprekidana linija), u slučaju SDS scenarija.



Sl.4.18 - Zavisnost  $P_{CC,avg}$  od broja senzora za klasu JDF/SDVDF metoda za idealne IRAS (levo) i neidealne NIRAS (desno) reference za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-I i RCE-II i  $N_{sim} = 2000$ , kada je  $L_{max} = 5$  (puna linija) i  $L_{max} = 10$  (isprekidana linija), u slučaju SDS scenarija.

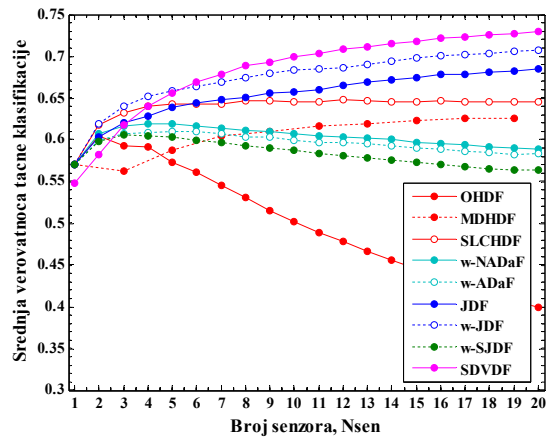
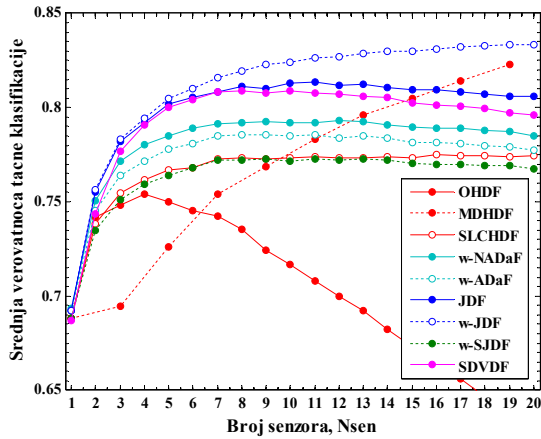


Sl.4.19 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF i DaF metoda za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i  $N_{sim} = 4000$ , u slučaju SDS scenarija, kada je  $L_{max} = 5$  uz primenu IRAS (levo) ili NIRAS (desno).

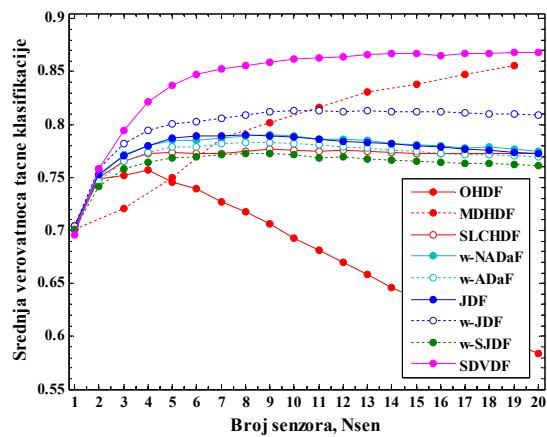
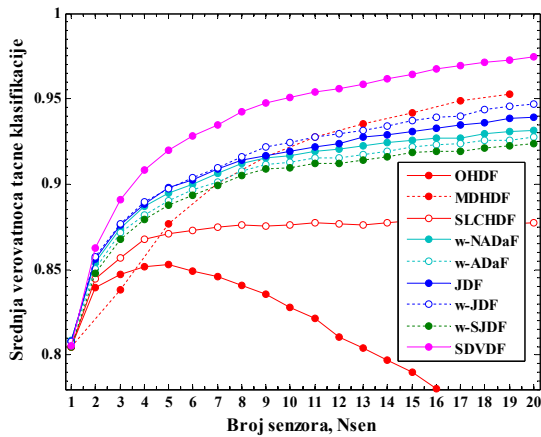
U slučaju kanala bez dominantne komponente (TDF-CHM#2, TDF-CHM#3, i TDF-CHM#4) putem analize rezultata ekvivalentnih onima datim na Sl.4.16 - Sl.4.18 za slučaj TDF-CHM#1 modela kanala, izvode se veoma slični opšti zaključci kao i za TDF-CHM#1 model kanala. Pri tome ovi rezultati su za slučaj TDF-CHM#2 kanala dati su u **Dodatku B.2** na Sl.B2.2 - Sl.B2.4. U suštini estimacijom AMC performansi za ovaj tip kanala dobijeno je isto osnovno ponašanje metoda fuzije, sumirano u prethodnom navodu, samo treba zameniti uloge RCE-I i RCE-II modela estimacije kanala. Dodatna razlika je ta, da se u slučaju ovog tipa kanala dobijaju nešto lošije AMC performanse za sve metode fuzije usled generalno lošijeg kvaliteta procene  $C_{42}$ .

Na Sl.4.20 i Sl.4.21, dato je poređenje AMC performansi ostvarenih pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#1 model kanal sa RCE-II, u slučaju SDS scenarija i NIRAS, i to za oba tipa propagacionog okruženja, tj.  $L_{max} = 5$  i  $L_{max} = 10$ , i različite dužine uzorka signala  $N_{sim} = 500$  i  $N_{sim} = 2000$ , respektivno.

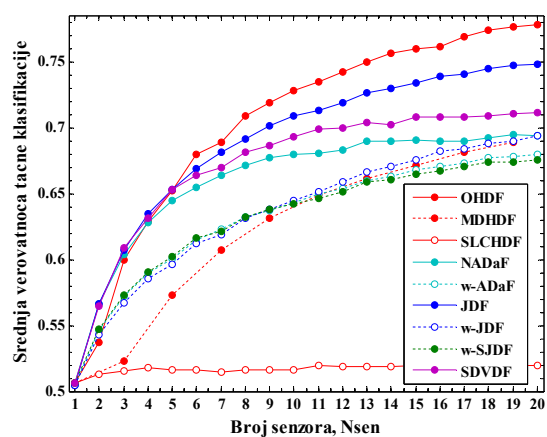
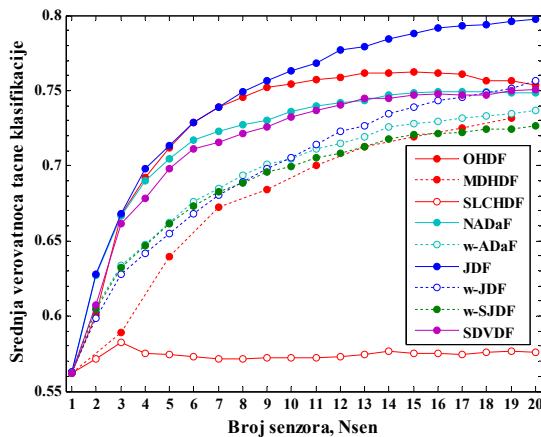
Na Sl.4.22 - Sl.4.23, odnosno Sl.4.24 - Sl.4.25, dato je isto ovo poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda ali za slučaj TDF-CHM#2 i TDM-CHM#4 modela kanala, respektivno. Rezultati su dati za slučaj SDS scenarija i NIRAS pri primeni RCE-I modela, i to za oba tipa propagacionog okruženja, tj.  $L_{max} = 5$  i  $L_{max} = 10$ , različite dužine uzorka signala  $N_{sim} = 500$  i  $N_{sim} = 2000$ . Na Sl.B2.5 i Sl.B2.6, u **Dodatku B.2**, dati su i rezultati analize dobijeni za slučaj  $N_{sim} = 4000$ .



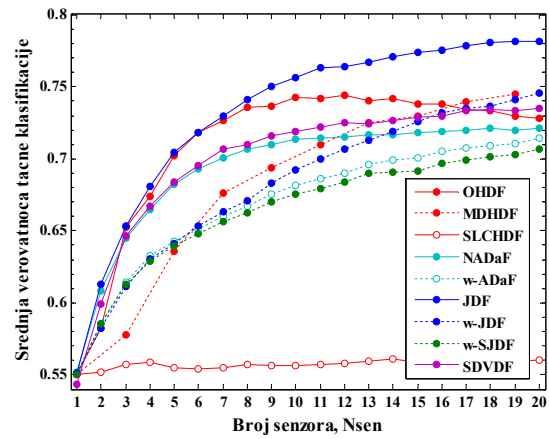
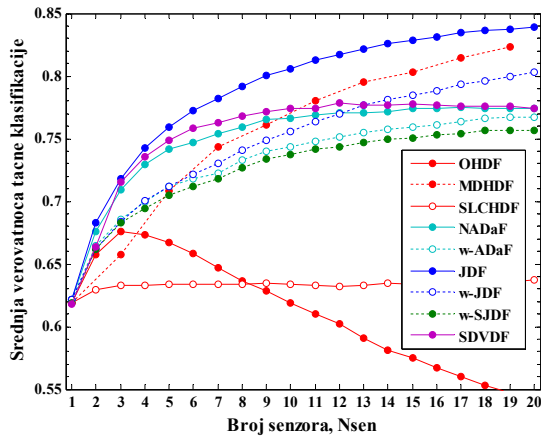
Sl.4.20 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i  $N_{sim} = 500$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS, kada je  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).



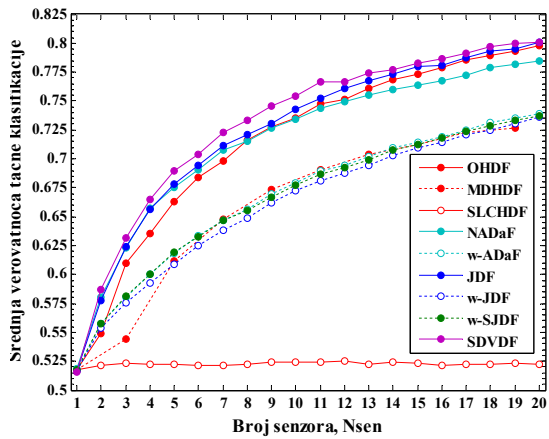
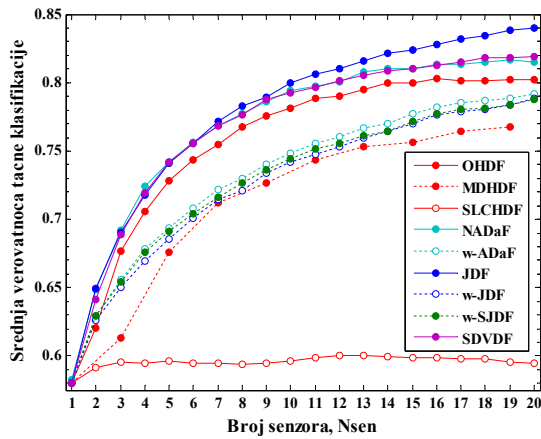
Sl.4.21 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i  $N_{sim} = 2000$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS, kada je  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).



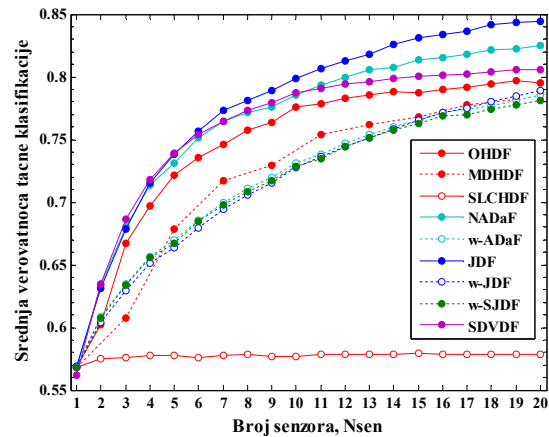
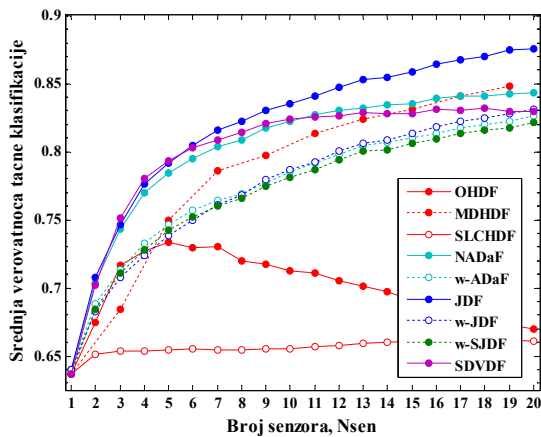
Sl.4.22 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I i  $N_{sim} = 500$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS, kada je  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).



Sl.4.23 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I i  $N_{sim} = 2000$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS, kada je  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).



Sl.4.24 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#4 kanal sa RCE-I i  $N_{sim} = 500$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS, kada je  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).



Sl.4.25 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#4 kanal sa RCE-I i  $N_{sim} = 2000$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS, kada je  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).

Na osnovu prikazanih rezultata, za svaku grupu kanala mogu se izdvojiti tri do četiri metoda fuzije kojima se gotovo uvek stvaraju najbolje AMC performanse. U slučaju TDF-CHM#1 modela kanala najbolje performanse imaju SDVDF, JDF, w-JDF i



MDHDF metodi fuzije, koji u svim posmatranim slučajevima zauzimaju prva četiri mesta po uspešnosti klasifikacije. Pri tome, jednostavan MDHDF metod postiže visoku vrednost  $P_{CC,avg}$  za  $N_{sen} \geq 10$  i kada je kvalitet procene  $C_{42}$  visok, tj. za  $N_{sim} \in \{2000,4000\}$  i  $L_{max} = 5$ . Za ovaj tip kanala JDF i w-JDF metodi generalno pokazuju dobre i stabilne AMC performanse.

Grupu kanala bez dominantne komponente generalno karakteriše relativno dobro ponašanje OHDF metoda, u poređenju sa ponašanjem ovog metoda fuzije u slučaju TDF-CHM#1 modela kanala. Naime, SDVDF metod i svi DaF metodi za ovu grupu kanala ostvaruju nešto lošije performanse usled velike varijanse procene, kao i usled toga što stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  slabo zavise od SNR već su pretežno određene uticajem vrednosti vremenske disperzije o kome se u NIRAS referencama sadrži manje informacija. Sa druge strane ovakav kvalitet procene  $C_{42}$  uslovljava prilično ujednačenu raspodelu grešaka pri klasifikaciji, o čemu se informacija čuva u matricama konfuzije. Usled toga, u slučaju lošijeg kvaliteta procene  $C_{42}$ , tj. za  $L_{max} = 10$  i/ili  $N_{sim} = 500$  smanjuje se neusklađenost između korišćenih referentnih, definisanih za NIRAS, i stvarnih matrica konfuzije, što omogućava nešto bolji rad OHDF metoda. U slučaju boljeg kvaliteta procene  $C_{42}$ , a što je za TDF-CHM#1 model kanala uz primenu RCE-II modela uvek slučaj, ovaj efekat se gubi, što uslovljava veoma brzu degradaciju AMC performansi OHDF metoda.

U slučaju SDVDF metoda, koji takođe koristi referentne matrice konfuzije, ova pojava ublažava se putem SDV koji je zasnovana na DaF konceptu. Pri tome, samo u prelaznim slučajevima, kada je kvalitet procene ni dovoljno loš ni dovoljno dobar, npr. za  $L_{max} = 5$  uz  $N_{sim} \in \{500,1000\}$ , SDVDF metod pokazuje značajno pogoršanje AMC performansi. Konačno u svim kanalima, u slučaju dobrog kvaliteta procene  $C_{42}$ , npr. za  $L_{max} = 5$  uz  $N_{sim} \geq 2000$ , povećava se verovatnoća tačnih lokalnih odluka usled čega rastu performanse MDHDF metoda. U slučaju NIRAS scenarija, za razliku od IRAS, MDHDF metod se relativno bolje ponaša u odnosu na druge metode usled toga što njegov rad ne zavisi od neusklađenih referentnih veličina. Sa druge strane, ukoliko se obezbede dobre reference, ostali metodi relativno brzo nadmašuju MDHDF metod u pogledu uspešnosti klasifikacije. Osnovni nedostatak MDHDF metoda je vrlo spori porast performansi pri porastu broja senzora, tj. da praktično ne radi za  $N_{sen} \leq 5$ .

Kako bi se izbeglo isuviše opširno izlaganje u Tab.4.4 - Tab.4.6, i to respektivno za

TDF-CM#1, TDF-CHM#2 i TDF-CHM#3/CHM#4 modele kanale, dati su osnovni podaci u pogledu ponašanja pojedinih metoda fuzije, posmatrajući samo one kojima se ostvaruju dobre performanse za pojedine uslove definisane parametrima okruženja.

*Tab.4.4 – Poređenje performansi metoda fuzije za različite dužine uzorka i propagaciona okruženja u slučaju TDF-CHM#1 modela sa RCE-II i SDS scenarija rada.*

Uslovi okruženja	$L_{max} = 5$		$L_{max} = 10$	
	$N_{sen} \leq 10$	$N_{sen} \geq 10$	$N_{sen} \leq 10$	$N_{sen} \geq 10$
$N_{sim} = 500$	w-JDF, JDF, SDVDF	w-JDF, MDHDF, JDF	w-JDF, SLCHDF, SDVDF	SDVDF, w-JDF, JDF
	Max. - w-JDF oko 83%		Max. - SDVDF oko 73%	
$N_{sim} = 2000$	SDVDF, w-JDF, JDF	SDVDF, MDHDF, w-JDF	SDVDF, w-JDF, JDF	SDVDF, MDHDF, w-JDF
	Max. - SDVDF oko 97.5%		Max. - SDVDF oko 87%	
$N_{sim} = 4000$	SDVDF, JDF, w-JDF	SDVDF, JDF, MDHDF	SDVDF, w-JDF, w-NADaF	SDVDF, MDHDF, w-JDF
	Max. - SDVDF oko 99%		Max. - SDVDF oko 94.5%	

*Tab.4.5 – Poređenje performansi metoda fuzije za različite dužine uzorka i propagaciona okruženja u slučaju TDF-CHM#2 modela sa RCE-I i SDS scenarija rada.*

Uslovi okruženja	$L_{max} = 5$		$L_{max} = 10$	
	$N_{sen} \leq 10$	$N_{sen} \geq 10$	$N_{sen} \leq 10$	$N_{sen} \geq 10$
$N_{sim} = 500$	JDF, OHDF, w-NADaF	JDF, OHDF, w-NADaF	JDF, SDVDF, w-NADaF	OHDF, JDF, SDVDF
	Max. - JDF oko 80%		Max. - OHDF oko 80%	
$N_{sim} = 2000$	JDF, SDVDF, w-NADaF	MDHDF, w-JDF, SDVDF	JDF, OHDF, SDVDF	JDF, MDHDF, w-JDF
	Max. - MDHDF oko 84%		Max. - JDF oko 77%	
$N_{sim} = 4000$	JDF, SDVDF, w-NADaF	MDHDF, JDF, w-JDF	SDVDF, w-NADaF, w-JDF	JDF, MDHDF, SDVDF
	Max. - MDHDF oko 88%		Max. - JDF oko 78.5%	

*Tab.4.6 – Poređenje performansi metoda fuzije za različite dužine uzorka i propagaciona okruženja u slučaju TDF-CHM#3/TDF-CHM#4 modela sa RCE-I i SDS scenarija rada.*

Uslovi okruženja	$L_{max} = 5$		$L_{max} = 10$	
	$N_{sen} \leq 10$	$N_{sen} \geq 10$	$N_{sen} \leq 10$	$N_{sen} \geq 10$
$N_{sim} = 500$	JDF, SDVDF, w-NADaF		SDVDF, JDF, OHDF	
	Max. - JDF oko 84%		Max. - SDVDF oko 80%	
$N_{sim} = 2000$	JDF, SDVDF, w-NADaF		JDF, w-NADaF, SDVDF	
	Max. - JDF oko 87.5%		Max. - JDF oko 85%	

Uslovi okruženja	$L_{max} = 5$		$L_{max} = 10$	
	$N_{sen} \leq 10$	$N_{sen} \geq 10$	$N_{sen} \leq 10$	$N_{sen} \geq 10$
$N_{sim} = 4000$	SDVDF, JDF, w-NADaF	JDF, MDHDF, SDVDF	JDF, SDVDF, w-NADaF	JDF, MDHDF, SDVDF
	Max. - JDF oko 90%		Max. - JDF oko 86%	

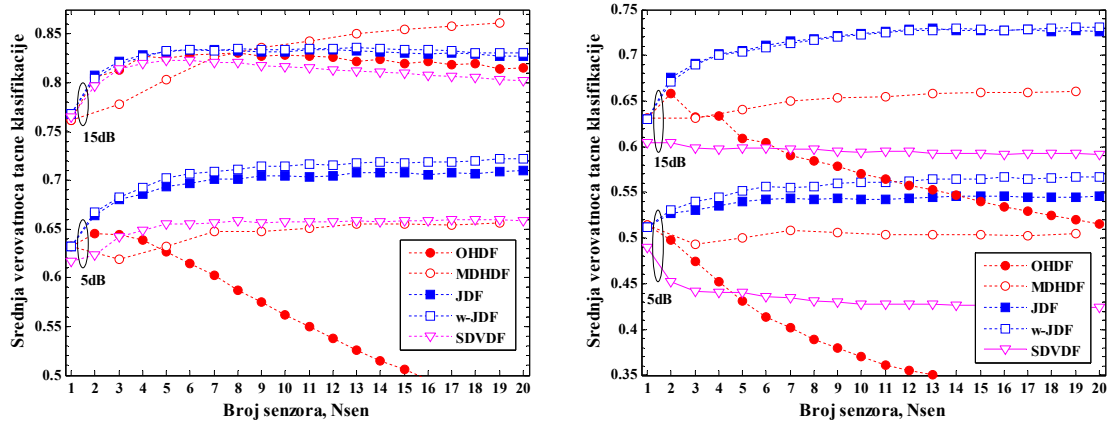
Na osnovu Tab.4.4 zapaža se da se u slučaju TDF-CHM#1 modela kanala usled generalno boljeg kvaliteta procene kumulanta ostvaruju znatno bolje AMC performanse u odnosu na druge modele kanala. Pri tome, u slučaju TDF-CHM#1 modela SDVDF metod predstavlja optimalno rešenje. U slučaju TDF-CHM#2 modela kanala, najbolje AMC performanse za manje dužine uzorka imaju JDF metod za manje dužine kanala, odnosno OHDF metod za veće dužine kanala. Za veće dužine uzorka signala, najbolje performanse ima MDHDF metod za manje dužine kanala, odnosno JDF metod za veće dužine kanala. Konačno, u slučaju TDF-CHM#3/TDF-CHM#4 modela kanala JDF metod predstavlja optimalan metod fuzije, osim za najlošije uslove rada, tj. za  $N_{sim} = 500$  i  $L_{max} = 10$ , kada SDVDF metod poseduje superiorne AMC performanse.

#### **Rezultati analize za SGS scenario prostornog rasporeda senzora**

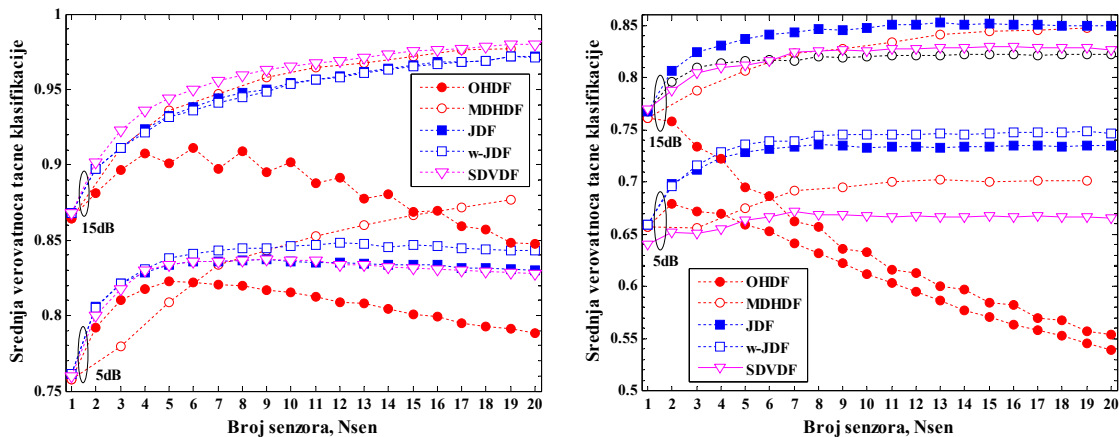
Na Sl.4.26 - Sl.4.28, dat je uporedni prikaz AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#1 model kanala sa RCE-II, u slučaju NIRAS i SGS scenarija za  $SNR_g \in \{5\text{dB}, 15\text{dB}\}$ , oba tipa propagacionog okruženja, tj.  $L_{max} = 5$  i  $L_{max} = 10$ , i za različite dužine uzorka signala  $N_{sim} = 500$ ,  $N_{sim} = 2000$  i  $N_{sim} = 4000$ , respektivno. Pri tome, rezultati za w-ADaF, w-NADaF, w-SJDF i SLCHDF metode nisu prikazani iz razloga veoma malih ili nikakvih dobitaka u odnosu na ekvivalentni klasifikator koji se postižu njihovom primenom u ovom scenariju. Ovo je posledica ujednačenih lokalnih vrednosti SNR, usled čega svi ovi metodi gube mogućnost diskriminacije kvaliteta procene  $C_{42}$  za različite senzore. Usled korišćenja neusklađenih matrica konfuzije, veoma sličnih vrednosti za sve senzore, OHDF metod takođe veoma loše funkcioniše.

Poređenjem prikazanih rezultata za isti model kanala sa onima dobijenim u slučaju idealizovanog scenarija sa primenom PCE modela i IRAS, može se uočiti značajno pogoršanje AMC performansi svih metoda fuzije, osim MDHDF metoda. U slučaju većih vrednosti vremenske disperzije,  $L_{max} = 10$ , najveći dobitak performansi u odnosu

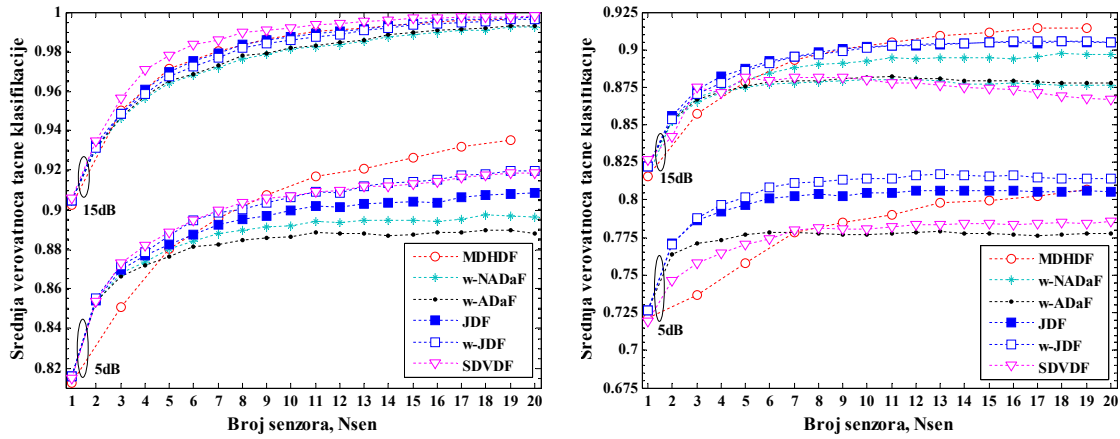
na ekvivalentni klasifikator ostvaruje se primenom JDF i w-JDF metoda, i to za sve vrednosti  $N_{sim}$  i  $SNR_g$ , osim za veći broj senzora ( $N_{sen} \geq 10$ ) kada je  $SNR_g = 15dB$  i  $N_{sim} = 4000$ . Tada usled dobrog kvaliteta procene kumulanta u svim sensorima mreže MDHDF metod ima nešto bolje AMC performanse. Primenom JDF i w-JDF metoda ostvaruju se dobre AMC performanse i za slučaj kada je  $L_{max} = 5$ , ali ih tada u pojedinim uslovima rada nadmašuju SDVDF i MDHDF metodi. Pri tome, uspešnost klasifikacije primenom SDVDF metoda značajno se poboljšava sa povećanjem dužine uzorka signala i vrednosti  $SNR_g$ . MDHDF metod u suštini nadmašuje JDF, w-JDF i SDVDF metode samo onda kada se usled malih vrednosti  $SNR_g$  i/ili dužine uzorka signala javlja veći nivo neusklađenosti korišćenih referentnih veličina, odnosno usled pada AMC performansi DaF i SDF metoda, a ne usled poboljšanja performansi samog MDHDF metoda. Povećanjem dužine uzorka signala i smanjivanjem vremenske disperzije ostvaruju se veći dobici u odnosu na ekvivalentni klasifikator.



Sl.4.26 - Poređenje AMC performansi HDF i DaF metoda za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II, pri primeni NIRAS i SGS scenario sa  $SNR_g \in \{5dB, 15dB\}$  i  $N_{sim} = 500$ , za  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).

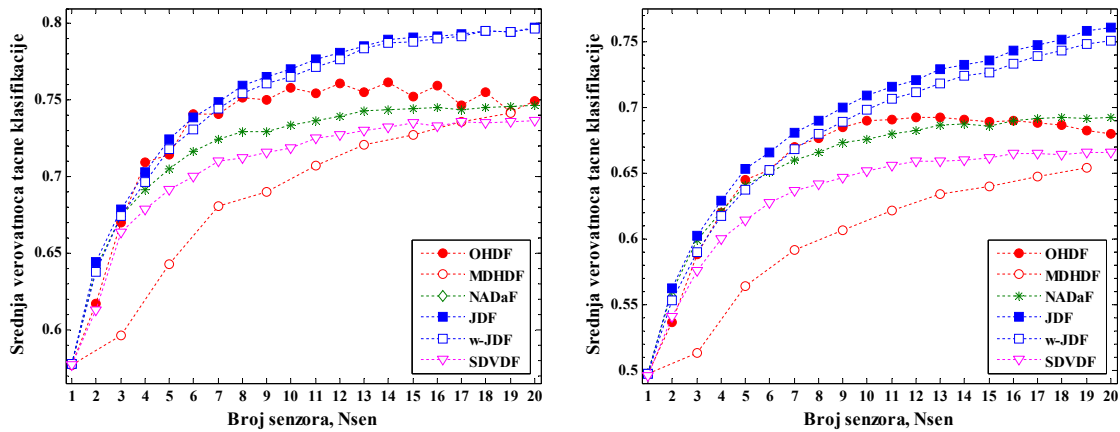


Sl.4.27 - Poređenje AMC performansi HDF i DaF metoda za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II, pri primeni NIRAS i SGS scenario sa  $SNR_g \in \{5dB, 15dB\}$ ,  $N_{sim} = 2000$ , za  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).

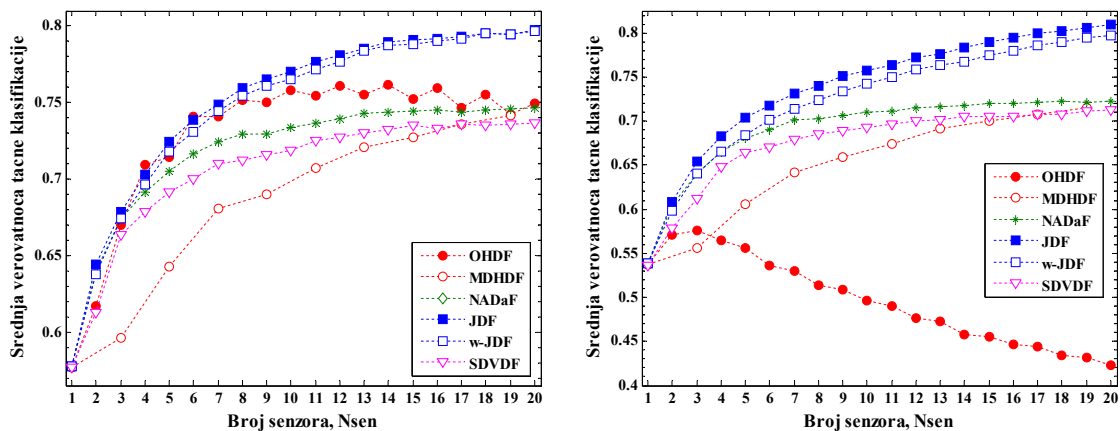


Sl.4.28 - Poređenje AMC performansi HDF i DaF metoda za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II, pri primeni NIRAS i SGS scenaro sa  $SNR_g \in \{5dB, 15dB\}$ ,  $N_{sim} = 4000$ , za  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).

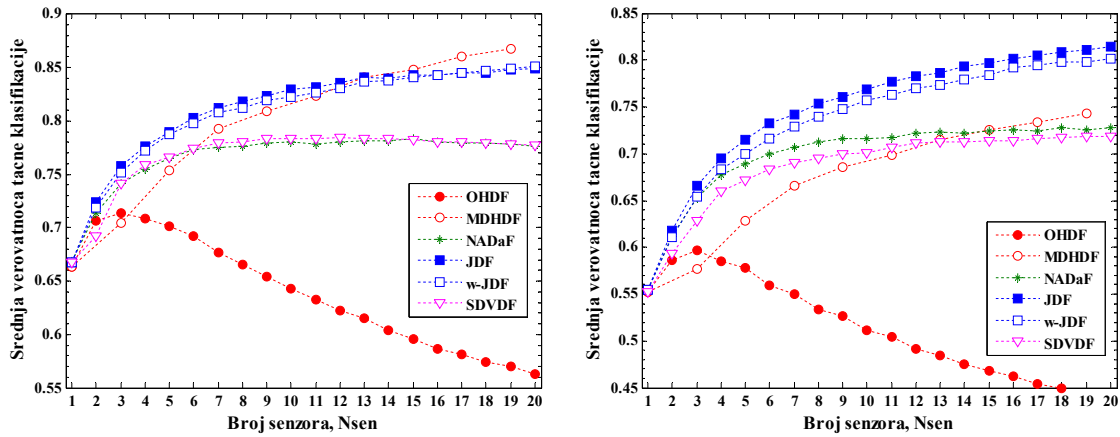
Na Sl.4.29 - Sl.4.32 i Sl.4.33 - Sl.4.35, respektivno su dati rezultati za slučaj TDF-CHM#2 i TDF-CHM#3/4 modele, ekvivalentni onim za TDF-CHM#1 model na Sl.4.26 - Sl.4.28, i to za  $SNR_g = 15dB$ , pošto se za  $SNR_g = 5dB$  dobijaju gotovo isti rezultati.



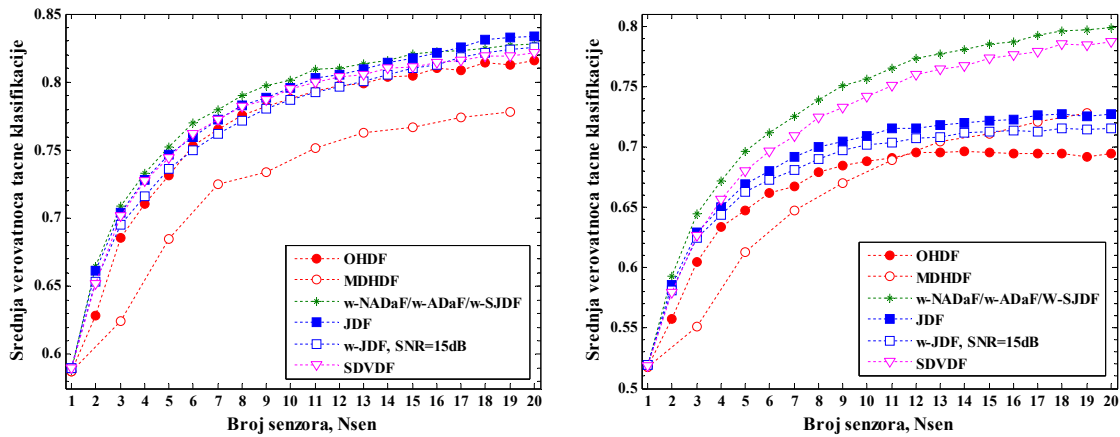
Sl.4.29 - Poređenje AMC performansi HDF i DaF metoda za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I, pri primeni NIRAS i SGS scenario sa  $SNR_g = 15dB$  i  $N_{sim} = 500$ , za  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).



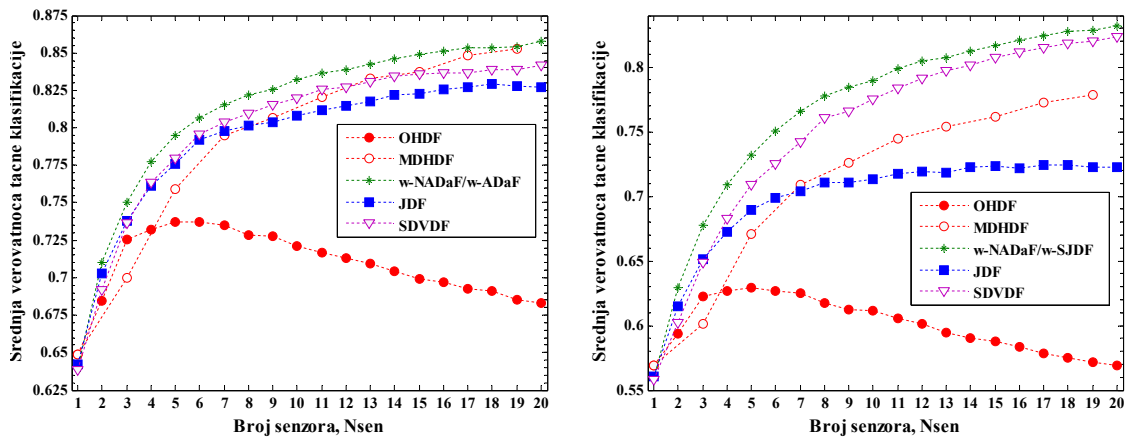
Sl.4.30 - Poređenje AMC performansi HDF i DaF metoda za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I, pri primeni NIRAS i SGS scenario sa  $SNR_g = 15dB$  i  $N_{sim} = 2000$ , za  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).



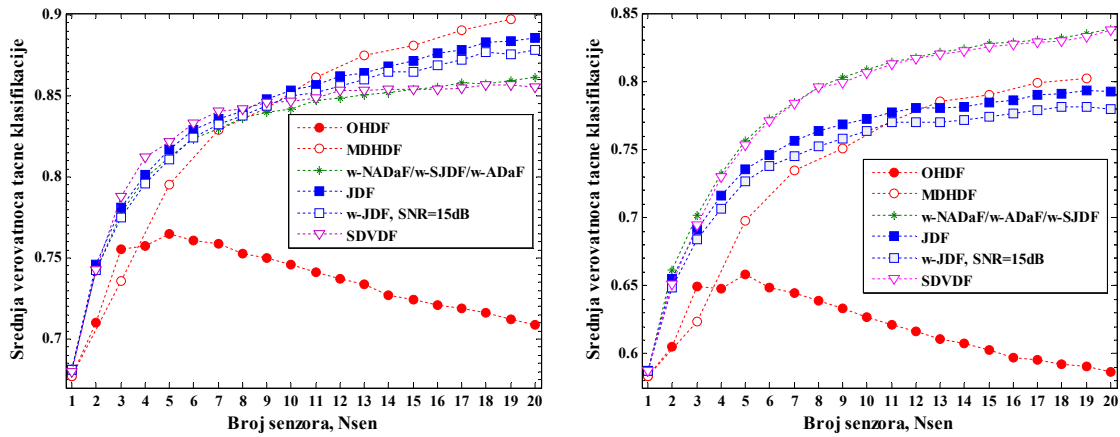
Sl.4.31 - Poređenje AMC performansi HDF i DaF metoda za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I, pri primeni NIRAS i SGS scenario sa  $SNR_g = 15dB$  i  $N_{sim} = 4000$ , za  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).



Sl.4.32 - Poređenje AMC performansi HDF i DaF metoda za TDF-CHM#3 kanal sa RCE-I, pri primeni NIRAS i SGS scenario sa  $SNR_g = 15dB$  i  $N_{sim} = 500$ , za  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).



Sl.4.33 - Poređenje AMC performansi HDF i DaF metoda za TDF-CHM#3 kanal sa RCE-I, pri primeni NIRAS i SGS scenario sa  $SNR_g = 15dB$  i  $N_{sim} = 2000$ , za  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).



Sl.4.34 - Poređenje AMC performansi HDF i DaF metoda za TDF-CHM#3 kanal sa RCE-I, pri primeni NIRAS i SGS scenario sa  $SNR_g = 15dB$  i  $N_{sim} = 4000$ , za  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).

Na osnovu rezultata datih za TDF-CHM#2 model kanala zaključuje se da je u ovom slučaju JDF metod optimalno rešenje. Zapravo jedino se pri najboljem kvalitetu procene kumulanta, tj. za  $N_{sim} = 4000$  i  $L_{max} = 5$  i to za veći broj senzora, nešto bolje performanse dobijaju primenom MDHDF metoda. U slučaju TDF-CHM#3/TDF-CHM#4 modela kanala, najbolji rezultati u slučaju manjih dužina uzorka signala ostvaruju se primenom w-NADaF, w-ADaF i w-SJDF metoda, koji ostvaruju veoma slične AMC performanse. Jedino se u slučaju najboljeg kvaliteta procene kumulanta, tj. za  $N_{sim} = 4000$  i  $L_{max} = 5$ , primenom JDF, w-JDF ili SDVDF metoda postiže veća uspešnost klasifikacije. U tom slučaju kao i za ostale modele MPF kanala sa FSF, pri angažovanju većeg broja senzora najbolji rezultati se ostvaruju sa MDHDF metodom.

Treba naglasiti da se u slučaju kanala bez dominantne komponente u SGS scenariju zapravo dobijaju slične, gotovo iste performanse za sve vrednosti  $SNR_g \in [5dB, 20dB]$ . Ovo je posledica toga što kvalitet procene kumulanta ne zavisi od SNR, pa se za sve vrednosti  $SNR_g$  klasifikacija odvija pod istim uslovima i sa gotovo istim nivoom neusklađenosti referenci. U slučaju TDF-CHM#1 modela kanala, porast  $SNR_g$  dovodi do poboljšanje kvaliteta procene kumulanta, usled čega dolazi do porasta AMC performansi svih rešenja za kooperativnu AMC.

#### 4.4.4 REZULTATI ZA REALAN SCENARIO U SLUČAJU MPF KANALA SA FF

Za posmatrane modela MPF kanala sa FF pokazano je, videti podnaslov 3.4.4, da se zadovoljavajući kvalitet procene  $C_{42}$  ostvaruje samo za male dužine uzorka, tj. za  $N_{sim} = 500$ , a i tada sa izuzetno velikom varijansom procene za  $SNR \leq 10 \div 12dB$ .

Na osnovu ovoga se može zaključiti da se primenom DaF i SDVDF metoda mogu očekivati nešto lošije performanse u odnosu na primenu HDF metoda, pogotovo u slučaju NIRAS. Iz tog, razloga ovde su posmatrane AMC performanse metoda fuzije samo za  $N_{sim} = 500$ . U **Dodatku B.3**, na Sl.B3.1 - Sl.B3.3, date su AMC performanse za klase HDF, ADaF i JDF/SDVDF metoda u slučaju SDS scenarija za različite dužine uzorka pri primeni IRAS i NIRAS, a na osnovu kojih se jasno vidi da je prethodno iznesena tvrdnja tačna. Naime, svi posmatrani metodi fuzije ostvaruju određeno poboljšanje AMC performansi u odnosu na ekvivalentni klasifikator, što ukazuje na pravilno formulisanje metoda, ali su dobici ostvareni za manje dužine uzorka signala znatno veći. U slučaju NIRAS, za dužine uzorka  $N_{sim} > 500$  svi metodi osim MDHDF metoda, prestaju da rade usled velikog nivoa neusklađenosti referentnih veličina.

### Rezultati analize za SDS scenario prostornog rasporeda senzora

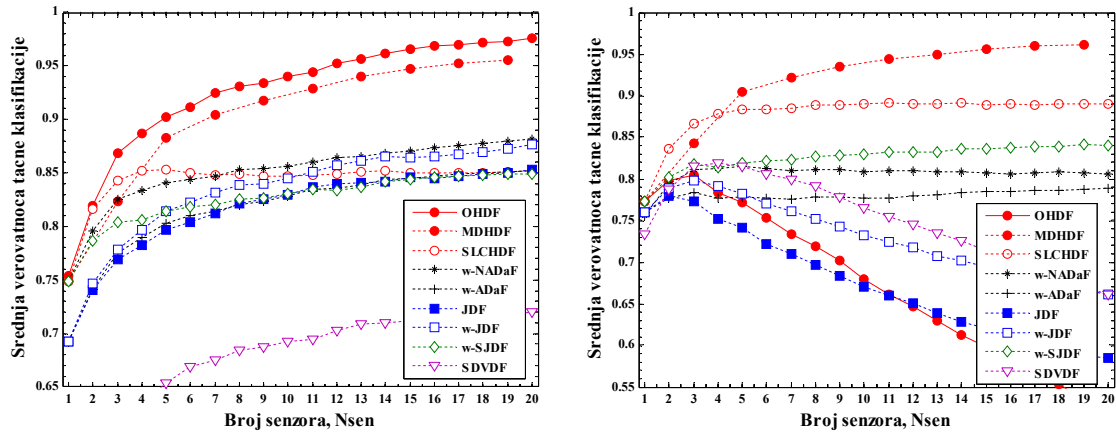
Na Sl.4.35 - Sl.4.38, dat je uporedni prikaz AMC performansi pri primeni metoda fuzije za  $N_{sim} = 500$  u slučaju SDS scenarija i to za slučaj IRAS i NIRAS, i za FF-CHM#1, FF-CHM#2, FF-CHM#7 i FF-CHM#7 modele kanala, respektivno.

Očigledno je da se u slučaju IRAS za sve metode fuzije ostvaruju dobici u smislu AMC performansi u odnosu na ekvivalentni klasifikator. Pri tome, OHDF metod ostvaruje najbolje (izuzetno dobre) performanse za sve kanale, a za njim sledi MDHDF metod. Kao što je očekivano DaF i SDVDF metodi imaju znatno lošije performanse.

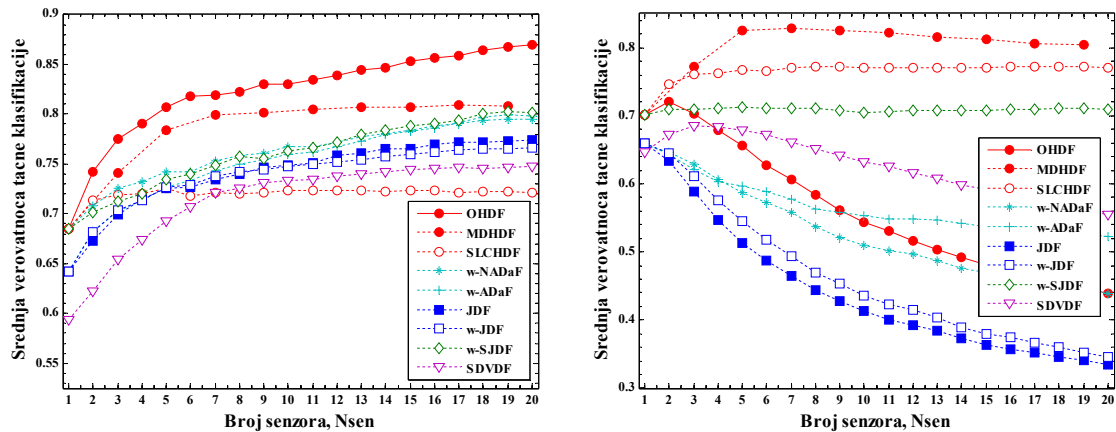
Ipak, u realnijem NIRAS scenariju svi metodi fuzije čiji rad u velikoj meri zavisi od referentnih veličina, tj. OHDF, JDF, w-JDF i SDVDF metodi, prikazuju izuzetno veliko pogoršanje AMC performansi u odnosu one ostvarene u slučaju IRAS, pri čemu neki od ovih metoda prestaju i da funkcionišu. Najbolje AMC performanse u slučaju NIRAS ostvaruju se primenom MDHDF metoda, i to sličnih vrednosti kao i u slučaju IRAS, a za njim sledi SLCHDF metod. Oba metoda ne koriste referentne veličine za svoj rad, pa se za njih ne javlja uticaj neusklađenih referentnih veličina. DaF metodi koji se u svom radu oslanjaju na filtriranje senzora sa malim vrednostima SNR pri čemu glavnu diskriminaciju obavljaju na osnovu referentnih srednjih vrednosti a ne i varijanse procene  $C_{42}$ , odnosno w-SJDF, w-ADaF, w-NADaF metodi, ostvaruju određene dobite performansi čak i u slučaju NIRAS. Ovaj zaljučak ne važi za slučaj FF-CHM#2 kanala u kome je kvalitet procene  $C_{42}$  izuzetno loš, i to ne samo u pogledu varijanse procene



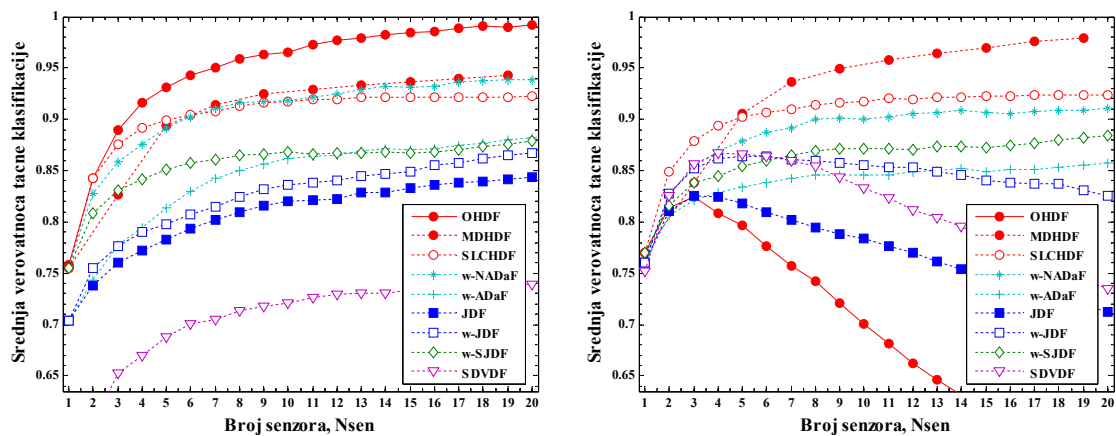
već i odstupanja stvarne srednje vrednosti procene, videti podnaslov 3.4.4.



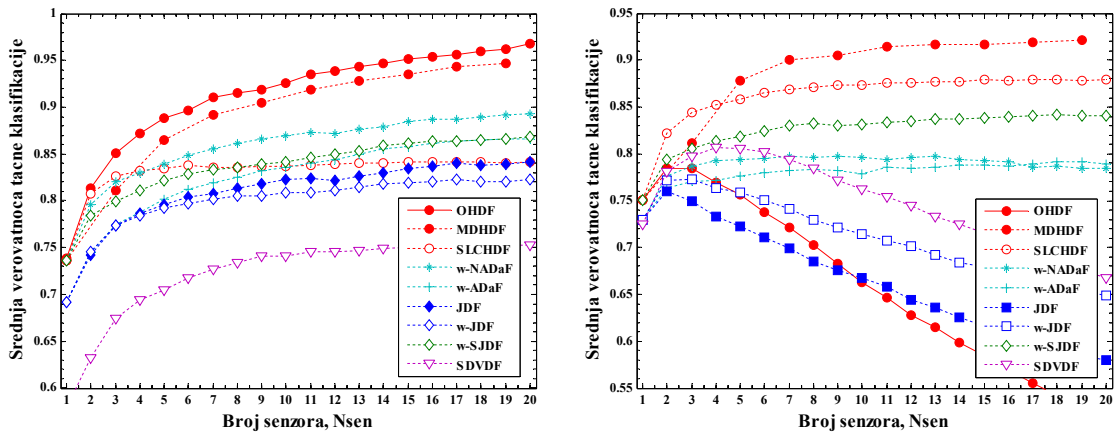
Sl.4.35 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za FF-CHM#1 kanal u slučaju SDS scenarija i primenu IRAS (levo) ili NIRAS (desno), za dužinu uzorka  $N_{sim} = 500$ .



Sl.4.36 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za FF-CHM#2 kanal u slučaju SDS scenarija i primenu IRAS (levo) ili NIRAS (desno), za dužinu uzorka  $N_{sim} = 500$ .



Sl.4.37 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za FF-CHM#7 kanal u slučaju SDS scenarija i primenu IRAS (levo) ili NIRAS (desno), za dužinu uzorka  $N_{sim} = 500$ .



Sl.4.38 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF Očmetoda za FF-CHM#8 kanal u slučaju SDS scenarija i primenu IRAS (levo) ili NIRAS (desno), za dužinu uzorka  $N_{sim} = 500$ .

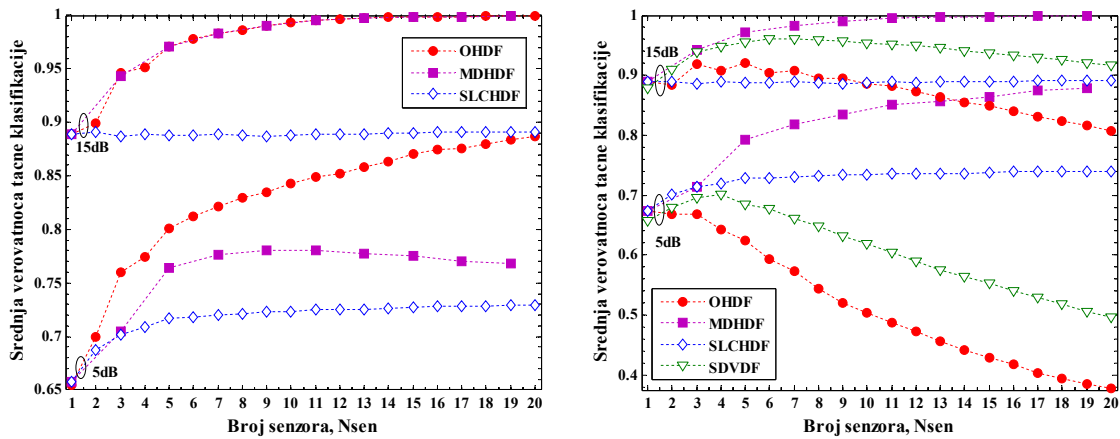
Konačno, u skladu sa zaključcima datim za kvalitet procene  $C_{42}$  u datim modelima kanala (podnaslov 3.4.4.) najbolje AMC performanse u svim analiziranim slučajevima (NIRAS i IRAS) ostvaruju se za FF-CHM#7 model kanala, a najgore za FF-CHM#2 model kanala. Poređenjem rezultata ostvarenih za isti tip MPF kanala sa FF ali sa različitim vrednostima parametra  $V/\Delta f_{Dopp,max}$ , veća uspešnost klasifikacije ostvaruje se u onim kanalima koji imaju relativno sporiju promenu karakteristika u vremenu, što je i očekivano uzimajući u obzir ostvareni kvalitet procene  $C_{42}$  u ovim slučajevima.

**Rezultati analize za SGS scenario prostornog rasporeda senzora**

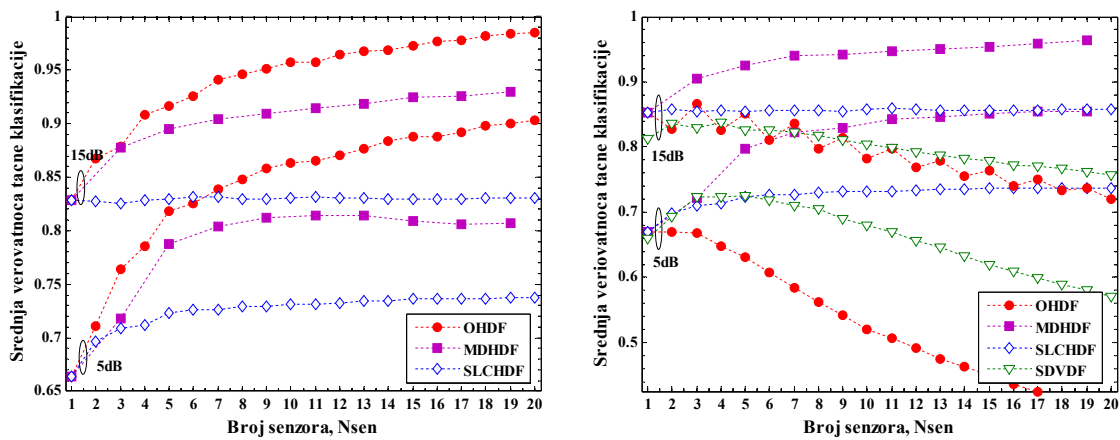
U slučaju SGS scenarija, u kome svi senzori ostvaruju prijem signala sa sličnim vrednostima SNR, DaF metodi pokazuju izuzetno loše performanse, videti Sl.B3.4 i Sl.B3.5 u **Dodatku B.3**, pogotovo u NIRAS scenariju kada dolazi do dodatnih gubitaka usled neusklađenosti referentnih veličina. Iz tog razloga ovde su detaljno prikazani samo rezultati estimacije AMC performansi za HDF i SDVDF metode. Na Sl.4.39 i Sl.4.40, prikazane su ostvarene performanse za HDF i SDVDF metode u slučaju SGS scenarija za  $SNR_g \in \{5dB, 15dB\}$  u slučaju IRAS i NIRAS, i za dužinu uzorka signala  $N_{sim} = 500$ , i to za primer FF-CHM#7 i FF-CHM#8 modela kanala, respektivno. Ovi rezultati predstavljaju karakterističan primer, odnosno za slučajeve u kojima se ostvaruju najbolje AMC performanse rešenja za kooperativnu AMC za posmatrani skup modela kanala i za dve posmatrane vrednosti parametra  $V/\Delta f_{Dopp,max}$ .

Na osnovu prikazanih rezultata može se zaključiti da u slučaju IRAS najbolje AMC performanse za oba modela kanala i sve vrednosti  $SNR_g$  ostvaruje OHDF metod. Pri

tome, u slučaju većih vrednosti  $SNR_g$  ostvaruju se AMC performanse veoma bliske uspešnosti klasifikacije od 100%. Ipak, u slučaju NIRAS, usled korišćenja neusklađenih referentnih matrica konfuzije dolazi do drastičnog pogoršanja AMC performansi OHDF metoda. Slično ponašanje pokazuje i SDVDF metod, uz nešto veću robustnost na problem neusklađenih referentnih veličina zbog korišćenja dodatnih referentnih srednjih vrednosti procene, i to pogotovo u slučaju FF-CHM#7 modela kanala za veće vrednosti  $SNR_g$  kada su ove referentne veličine zadovoljavajućeg kvaliteta. Konačno, u slučaju NIRAS jedino MDHDF metod ostvaruje značajne dobitke u smislu poboljšanja AMC performansi u odnosu na ekvivalentni klasifikator, i to veoma slične onima za slučaj IRAS. U slučaju većih vrednosti  $SNR_g$  i FF-CHM#7 modela kanala MDHDF metod ostvaruje izuzetno dobre AMC performanse u slučaju angažovanja većeg broja senzora.



Sl.4.39 - AMC performanse za klasu HDF/SDVDF metoda za FF-CHM#7 kanal, pri primeni IRAS (levo) i NIRAS (desno) u SGS scenariju sa  $SNR_g \in \{5dB, 15dB\}$ , za dužinu uzorka  $N_{sim} = 500$ .



Sl.4.40 - AMC performanse za klasu HDF/SDVDF metoda za FF-CHM#8 kanal, pri primeni IRAS (levo) i NIRAS (desno) u SGS scenariju sa  $SNR_g \in \{5dB, 15dB\}$ , za dužinu uzorka  $N_{sim} = 500$ .

#### 4.5 ZDRUŽENA KOREKCIJA PROCENE KUMULANTA $C_{42}$ - JCEC

Kao što je u prethodnom izlaganju već definisano, u neidealizovanom scenariju NIRAS, kao referentne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  koriste se teorijske srednje vrednosti kumulanta  $C_{42}$  (Tab.3.1). Pri tome, usled odstupanja koje postoji između tako izabranih referentnih vrednosti i stvarnih srednjih vrednosti procene  $C_{42}$ , dolazi do pogoršavanja uspešnosti klasifikacije u odnosu na idealizovani scenario IRAS, u kome se kao referentne srednje vrednosti procene koriste stvarne srednje vrednosti koje odgovaraju uslovima pod kojima se primena metoda fuzije zaista i ostvaruje.

Do sada su analizirani DaF metodi u kojima se u procesu fuzije koriste lokalne procene  $C_{42,i}, i = 1, \dots, N_{sen}$ , korišćenjem određene mere pouzdanosi procena izraženih kroz definisana pravila odlučivanja. Pri tome, u obzir nije uzeto to da je FC-u zapravo dostupan čitav skup nekorelisanih nezavisnih procena  $C_{42,i}$ , na osnovu koga je moguće izvršiti grubu procenu srednjeg odstupanje datog skupa lokalnih procena od očekivane teorijske vrednosti za svaki mogući modulacioni postupak  $m \in M_{mod}$ , od kojih je jedan i stvarni modulacioni postupak primenjen pri generisanju analiziranog signala. Pri tome, mora se uzeti u obzir da su pojedinačne lokalne procene  $C_{42,i}$  različitog kvaliteta, u zavisnosti od realizacije procesa MPF u  $i$ -tom kanalu, ostvarene lokalne vrednosti SNR,  $snr_i$ , i emitovane sekvence  $x_i(n), n = 1, \dots, N_{sim}$ , pridružene  $i$ -tom senzoru.

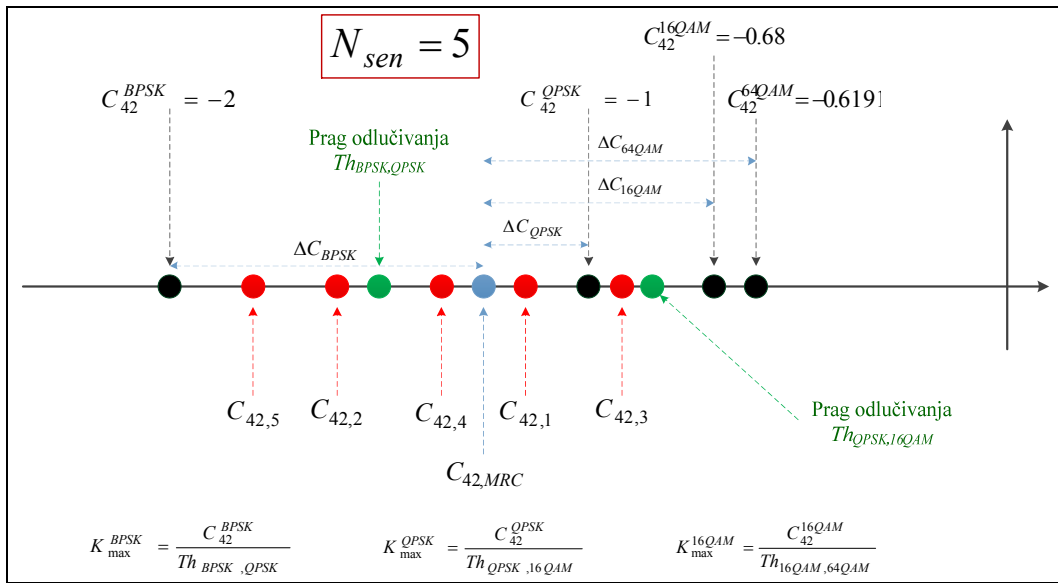
U prethodno definisanom w-ADaF metodu, koristi se združena procena  $C_{42,MRC}$ , dobijena putem MRC usrednjavanja skupa lokalnih procena  $C_{42,i}$ , odnosno,

$$C_{42,MRC} = (\sum_{i=1}^{N_{sen}} w_i \times C_{42,i}) / (\sum_{i=1}^{N_{sen}} w_i), \quad (4.24)$$

gde je  $w_i = snr_i / snr_{max}, i = 1, \dots, N_{sen}$ , pri čemu je  $snr_{max}$  maksimalna ostvarena lokalna vrednost SNR na skupu posmatranih senzora. Kao što je pokazano u podnaslovu 4.4, primenom ovako formirane združene procene u okviru w-ADaF metoda ostvaruje se povećanje uspešnosti klasifikacije u odnosu na onu ostvarivu u pojedinačnim sensorima. Ovakav rezultat je posledica toga, što je srednje odstupanje združene procene  $C_{42,MRC}$  od referentne srednje vrednosti procene za stvarni tip analiziranog modulisanog signala, znatno manje od srednjeg odstupanja pojedinih lokalnih procena  $C_{42,i}, i = 1, \dots, N_{sen}$ , od ove iste vrednosti. Stoga, združenu procenu  $C_{42,MRC}$  možemo iskoristiti za grubu procenu odstupanja stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  od

korišćene referentne srednje vrednosti procene, tj. od korišćene teorijske srednje vrednosti  $C_{42}$  u slučaju NIRAS.

Na Sl.4.41, prikazan je jedan mogući slučaj (vrednosti pojedinih veličina su date samo kao ilustracija) u kome se sa  $N_{sen} = 5$  senzora obavlja prijem QPSK signala, pri čemu se dobijaju lokalne procene  $C_{42,i}, i = 1, \dots, 5$ , na osnovu kojih je dobijena vrednost  $C_{42,MRC}$ . Pri klasifikaciji se kao i svuda u okviru ove disertacije posmatra skup  $M_{mod} = \{m_1, \dots, m_4\} = \{BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM\}$ , respektivno.



Sl.4.41 – Grafički prikaz postupka združenog procesa korekcije procene kumulanta (JCEC), za slučaj prenosa QPSK signala i kooperativne mreže sa  $N_{sen} = 5$  senzora.

Proračunata združena procena  $C_{42,MRC}$  nalazi se na rastojanjima  $\Delta C_{m_n} = C_{42,MRC} - C_{42}^{m_n}, \forall m_n \in M_{mod}$ , od referentnih srednjih vrednosti procene, tj. teorijskih srednjih vrednosti  $C_{42}^{m_n}$  iz Tab.3.1. U skladu sa pravilom odlučivanja iz [34], kao sastavnog dela AMC na osnovu kumulanta  $C_{42}$  datog u trećem poglavlju, pragovi odlučivanja između dva susedna (po vrednosti  $C_{42}$ ) modulaciona postupka postavljaju se kao aritmetička sredina odgovarajućih referentnih srednjih vrednosti procene  $C_{42}$ , odnosno u slučaju NIRAS teorijskih srednjih vrednosti  $C_{42}^{m_n}$ . Stoga, usvojeni pragovi odlučivanja,  $Th_{m_j,m_{j-1}}, j = 2, \dots, M$ , u ovom slučaju imaju vrednost,

$$Th_{m_j,m_{j-1}} = (C_{42}^{m_j} + C_{42}^{m_{j-1}})/2, j = 2, \dots, M, \quad (4.25)$$

za posmatrani skup  $M_{mod}$ . Odstupanje  $\Delta C_{m_n}$  združene procene  $C_{42,MRC}$  od referentne

srednje vrednosti  $C_{42}^{m_n}$  za modulacioni postupak  $m_n$  može se izraziti kao,

$$\Delta C_{m_n} = C_{42,MRC} - C_{42}^{m_n} = C_{42}^{m_n} \left( \frac{C_{42,MRC}}{C_{42}^{m_n}} - 1 \right) = C_{42}^{m_n} (K_{corr}^{m_n} - 1), \quad (4.26)$$

gde je sa  $K_{corr}^{m_n}$  označen odgovarajući korekcionni faktor za posmatrani postupak  $m_n$ .

Na osnovu prethodnog izraza (4.26), možemo definisati korekcionni faktor  $K_{corr}^{m_n}$ , za svaki od mogućih modulacionih postupaka,  $m_n \in M_{mod}$ , putem izraza,

$$K_{corr}^{m_n} = \begin{cases} 1, & |C_{42,MRC}/C_{42}^{m_n}| \leq 1 \\ C_{42,MRC}/C_{42}^{m_n}, & |C_{42,MRC}/C_{42}^{m_n}| \in [1, K_{max}^{m_n}] \\ K_{max}^{m_n}, & |C_{42,MRC}/C_{42}^{m_n}| > K_{max}^{m_n} \end{cases} \quad (4.27)$$

gde je  $K_{max}^{m_n}$ ,  $n = 1, \dots, M$ , maksimalno dozvoljena vrednost faktora korekcije, tj. gornja granična vrednost, postavljena tako da se izbegne mogućnost kompletne translacije lokalne procene  $C_{42,i}$  na referentne teorijske vrednosti za druge modulacione postupke (što bi se desilo bez ovog ograničenja). Bez *apriori* poznavanja stvarnog modulacionog postupka, kao najbolji izbor za  $K_{max}^{m_n}$  izabrana je ona vrednost kojom se referentna srednja vrednost procene za posmatrani tip signala  $m_n$  translira na prvi prag odlučivanja u pravcu manjih apsolutnih vrednosti,  $K_{max}^{m_n} = C_{42}^{m_n} / Th_{m_n, m_{n-1}}$ , kao što je to naznačeno i na Sl.4.63. Donja granična vrednost izabrana je kao vrednost  $K_{min}^{m_n} = 1 \forall m_n \in M_{mod}$  uzimajući u obzir rezultate estimacije stvarnih srednjih vrednosti procene  $C_{42}$  za različite modele MPF kanala, prikazanih u podnaslovu 3.4. Naime, može se zaključiti da je odstupanje stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  u odnosu na teorijsku srednju vrednost za većinu MPF kanala takvo da se ova srednja vrednost translira u pravcu povećanja apsolutne vrednosti u odnosu na teorijsku vrednost za posmatrani tip signala (vrednosti kumulanta  $C_{42}$  za posmatrani skup moduliranih signala su uvek negativne vrednosti). Ovakav zaključak uvek važi za MPF kanale sa FSF, ako se koristi odgovarajući CEM (RCE-I ili RCE-II). Za MPF kanale sa FF zaključak je validan za vrednosti SNR manje od 10-15dB zavisno od tipa kanala, videti podnaslov 3.4.

Nakon određivanja  $K_{corr}^{m_n}$ , za sve moguće modulacione postupke  $m_n \in M_{mod}$ , za svaki senzor generišu se odgovarajuće korigovane lokalne procene  $C_{42corr,i}^{m_n}$ , odnosno,

$$C_{42corr,i}^{m_n} = C_{42,i} / K_{corr}^{m_n}, i = 1, \dots, N_{sen}, n = 1, \dots, M. \quad (4.28)$$

gde je  $M$ , kao što je ranije definisano, broj modulacionih postupaka u skupu  $M_{mod}$ . Korigovane lokalne procene  $C_{42corr,i}^{m_n}$ , određene za svaki senzor i svaki tip signala  $m_n$ , koriste se u okviru pravila odlučivanja za svaki od ranije definisanih DaF i SDVDF metoda fuzije umesto lokalne procene  $C_{42,i}$  u onim delovima pravila odlučivanja koje se odnosi na modulacioni postupak  $m_n$ . Opisani postupak je u daljem tekstu označen kao združena korekcija procene kumulanta (*Joint Cumulant Estimate Correction*, JCEC).

Kao što je navedeno, lokalne procene  $C_{42,i}$  nisu istog kvaliteta pri čemu je od svih navedenih uticaja putem MRC usrednjavanja u obzir uzeta samo vrednost SNR. U slučaju MPF kanala sa FSF znatno lošiji kvalitet procene može se očekivati za veće vrednosti dužine kanala (vremenske disperzije) i manje vrednosti SNR. Osim toga, zbog načina formulisanja JCEC postupka, favorizuju se modulacioni postupci koji imaju manju apsolutnu vrednost stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  u odnosu na onu koja se javlja za stvarni modulacioni postupak. Naime, translacija se putem korekcionog faktora osim za stvarni modulacioni postupak obavlja i za sve modulacione postupke koji imaju manju apsolutnu teorijsku vrednost kumulanta.

Treba naglasiti da se JCEC ne može koristiti u okviru HDF metoda. Naime ovi metodi zahtevaju donošenje konačne lokalne odluke, dok se putem JCEC dobija  $M$  korigovanih vrednosti lokalne procene  $C_{42}$ , što je ekvivalentno postojanju  $M$  lokalnih odluka. Osim toga, pri primeni JCEC u okviru SDVDF metoda fuzije, može se usled korišćenja više različitih korigovanih procena kumulanta, po jedne za svaki tip signala, javiti disbalans između mere pouzdanosti procene izražene sa SDV i onih iskazanih kroz matrice konfuzije, a koji predstavljaju osnov pri izvršavanju pravila odlučivanja. SDVDF koristi referentne matrice konfuzije, i to bez donošenja lokalnih odluka, pri čemu može doći do neusaglašenosti između uticaja JCEC na SDV i dela pravila odlučivanja datog matricama konfuzije (izraženog preko proizvoda). Opisani efekat posebno je izražen za senzore sa velikom vrednošću  $L$  i malom vrednošću SNR, kao i one sa malom vrednošću  $L$  i velikom vrednošću SNR.

U cilju evaluacije uticaja primene JCEC na rešenja za kooperativnu AMC sa primenom posmatranih metoda fuzije, ponovljen je postupka iz podnaslova **4.3**, samo uz primenu JCEC postupka u okviru DaF i SDVDF metoda fuzije. U nastavku su dati rezultati za realne scenarije primene za sve MPF kanale, odnosno pri primeni u slučaju neidealnih referentnih vrednosti (NIRAS). Primena, JCEC postupka kada se koriste

idealne referentne veličine (IRAS) nema smisla, pošto se ovim referentnim veličinama već rešavaju problemi posmatrani u okviru JCEC postupka.

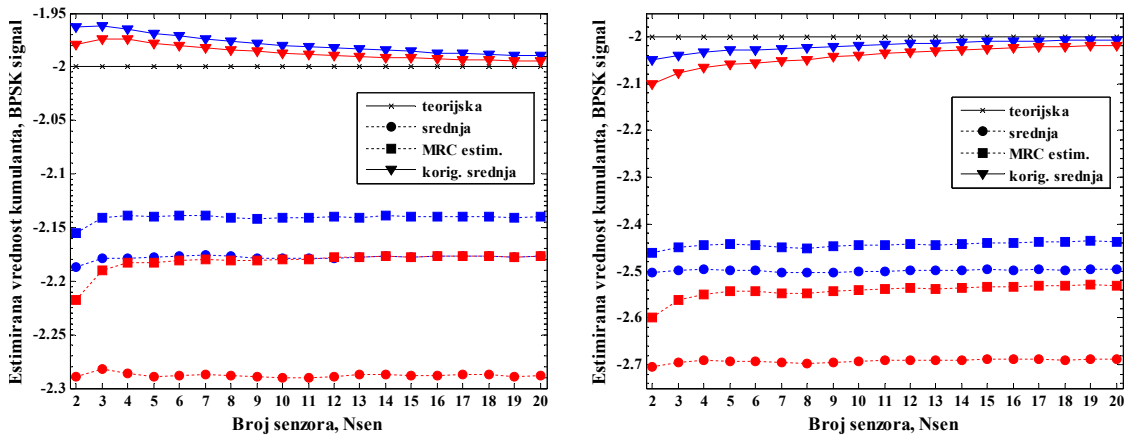
#### **4.5.1 REZULTATI PRIMENE JCEC ZA REALAN SCENARIO ZA MPF KANALE SA FSF**

Na osnovu opisanog JCEC postupka, može se zaključiti da se njegovom primenom u slučaju TDF-CHM#1 modela kanala mogu očekivati znatno veća poboljšanja AMC performansi pri primeni DaF i SDVDF metoda u odnosu na slučaj njihove primene u slučaju modela MPF kanala bez direktne komponente, tj. TDF-CHM#2 - TDF-CHM#4.

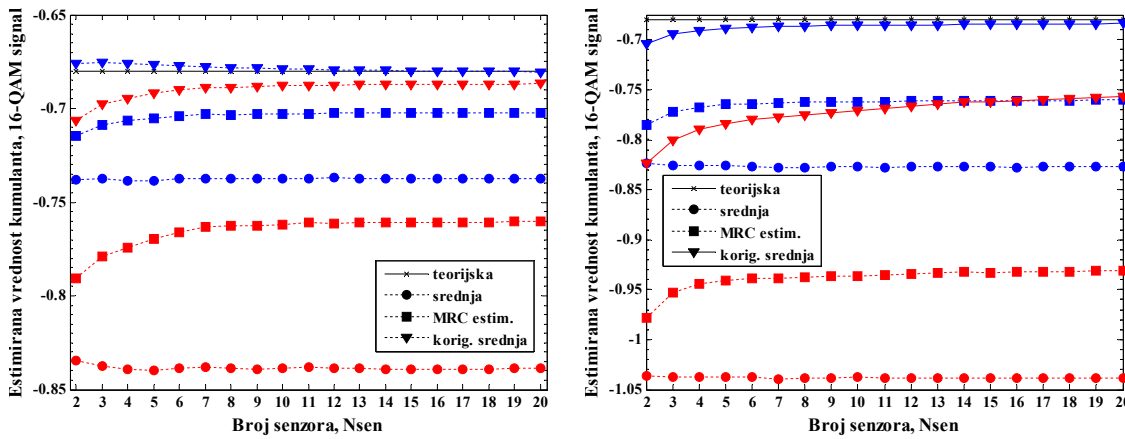
Ovakva tvrdnja zasnovana je na činjenici da za TDF-CHM#1 model kanal vrednost SNR, korišćena kao kriterijum pouzdanosti lokalnih procena  $C_{42}$  u sklopu JCEC, usled bolje estimacije kanala (sa RCE-II modelom) ima značajan uticaj na kvalitet procene  $C_{42}$ . Zapravo, za ovaj model kanala porastom vrednosti SNR dolazi do smanjivanja odstupanja stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  od teorijske srednje vrednosti, korišćene kao referentne u NIRAS, uz istovremeno opadanje varijanse procene. Iako, vrednost vremenske disperzije i dalje ima značajan uticaj na kvalitet procene  $C_{42}$ , ali se može očekivati da se primenom JCEC bar delimično otkloni uticaj neusklađenosti referentnih veličina u slučaju NIRAS. U slučaju MPF kanala sa FSF bez direktne komponente, uticaj vrednosti SNR na kvalitet procene  $C_{42}$  je veoma mali. Naime, estimacija kanala za ovaj tip kanala (sa RCE-I modelom) je numerički nestabilan proces, što dovodi do toga da stvarne srednje vrednosti procene  $C_{42}$  gotovo da ne zavise od vrednosti SNR, pa presudan uticaj na odstupanje od teorijskih srednjih vrednosti (referentnih u NIRAS) ima vremenska disperzija. Dodatno, brzina opadanja varijanse procene sa porastom vrednosti SNR znatno je manja za ovu grupu kanala u poređenju sa onom za TDF-CHM#1 model kanal, pri čemu se zapažaju relativno visoke vrednosti varijanse u opsegu  $SNR \in [0, 20dB]$ , videti u podnaslovu **3.4**.

U cilju ilustracije navedenih tvrdnji i zaključaka, na Sl.4.42 - Sl.4.46 prikazan je efekat primene JCEC na popravljjanje kvaliteta procene  $C_{42}$  za TDF-CHM#1 i TDF-CHM2 modele kanala. Svi ovi rezultati dobijeni su usrednjavanjem za sve izvedene Monte-Carlo eksperimente za posmatrani tip signala u slučaju SDS scenarija pod istim definisanim uslovima rada ( $N_{sim}$ ,  $L_{max}$ , RCE-I/RCE-II), pri čemu su za zadati broj senzora usrednjavane: srednja vrednost originalnih lokalnih procena  $C_{42,i}$ , vrednost  $C_{42,MRC}$ , i srednja vrednost korigovanih lokalnih procena  $C_{42corr,i}^{m_n}$  nakon primene JCEC.

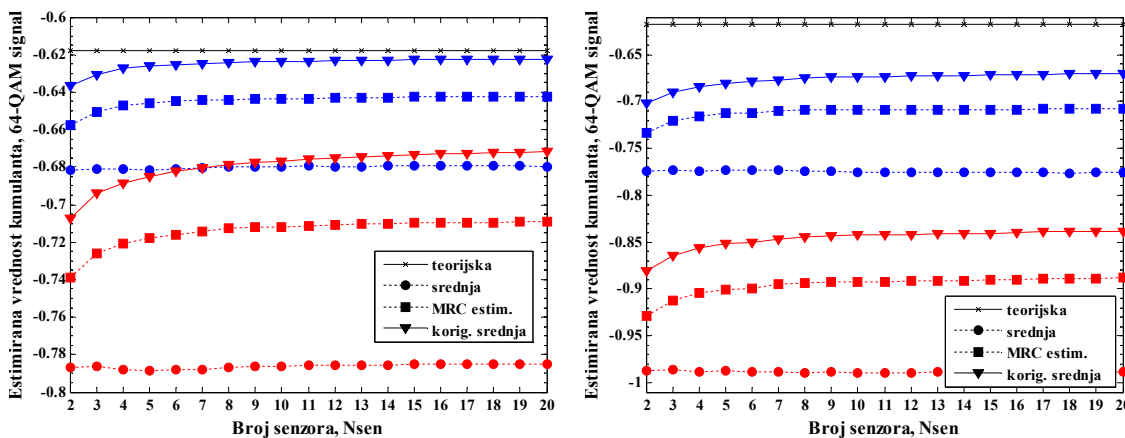




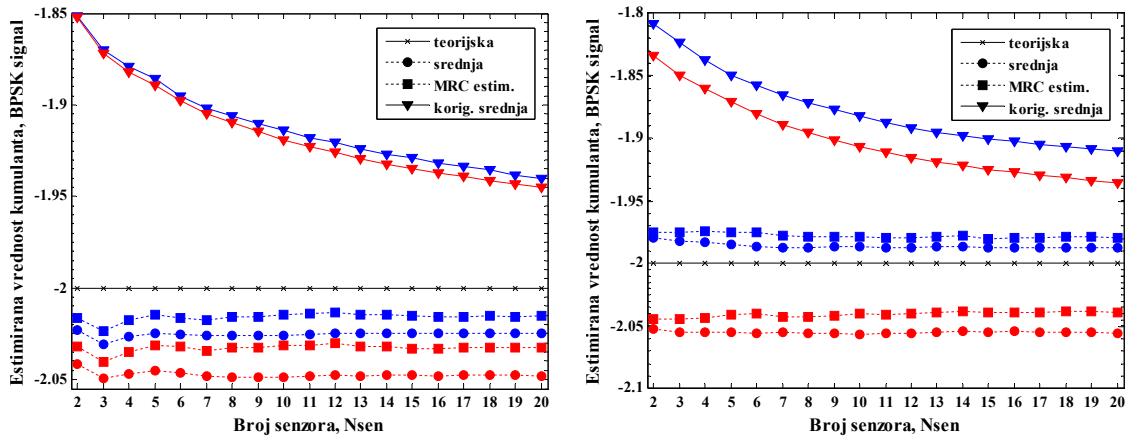
Sl.4.42 – Prikaz primene JCEC pri prenosu BPSK signala u slučaju SDS scenarija za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i  $N_{sim} = 500$  (crvena) i  $N_{sim} = 2000$  (plava), kada je  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).



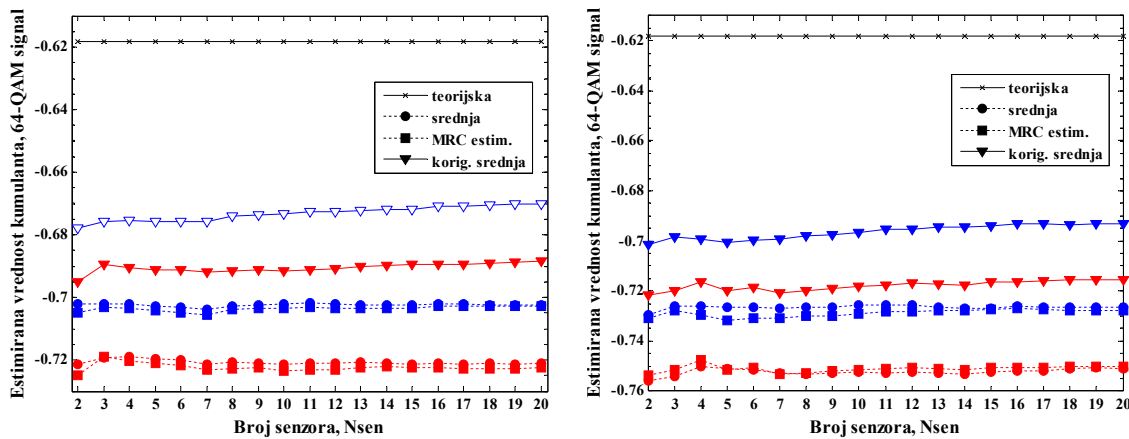
Sl.4.43 – Prikaz primene JCEC pri prenosu 16QAM signala u slučaju SDS scenarija za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i  $N_{sim} = 500$  (crvena) i  $N_{sim} = 2000$  (plava), za  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).



Sl.4.44 – Prikaz primene JCEC pri prenosu 64QAM signala u slučaju SDS scenarija za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i  $N_{sim} = 500$  (crvena) i  $N_{sim} = 2000$  (plava), za  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).



Sl.4.45 – Prikaz primene JCEC pri prenosu BPSK signala u slučaju SDS scenarija za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I za  $N_{sim} = 500$  (crvena) i  $N_{sim} = 2000$  (plava), kada je  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).



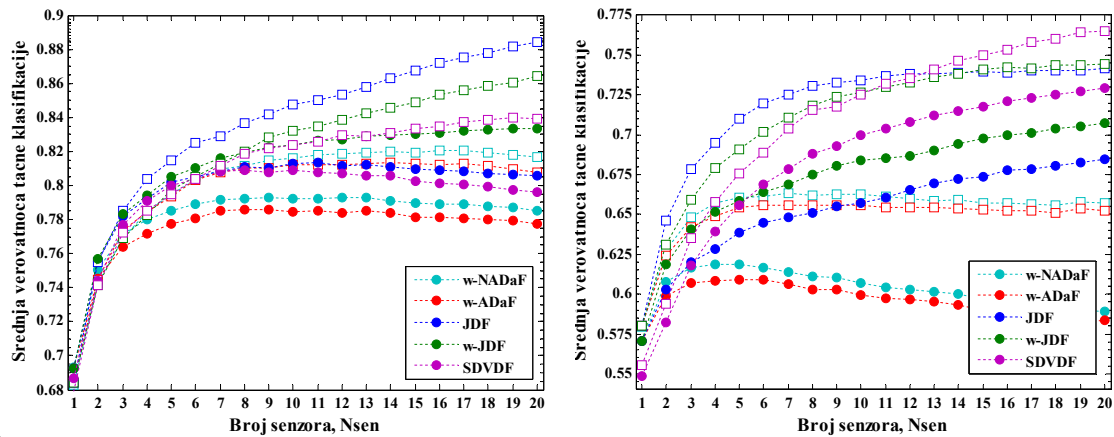
Sl.4.46 – Prikaz primene JCEC pri prenosu 64QAM signala u slučaju SDS scenarija za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I za  $N_{sim} = 500$  (crvena) i  $N_{sim} = 2000$  (plava), za  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).

Na osnovu prikazanih rezultata, uočava se da se u slučaju TDF-CHM#1 modela kanala za sve signale značajno smanjuje srednje odstupanje korigovanih procena od teorijske srednje vrednosti, naročito u slučaju boljeg kvaliteta procene kumulanta koji se ostvaruje za veće dužine uzorka signala, kao i u slučaju manje vremenske disperzije kanala. U slučaju TDF-CHM#2 i TDF-CHM#3/CHM#4 modela kanala (u **Dodatku B.4** dati su rezultati za ove kanale na Sl.B4.1 – Sl.B4.2), primenom JCEC se dobijaju znatno lošiji rezultati. U određenim slučajevima, npr. BPSK signal (Sl.4.45) ili QPSK signala (Sl.B4.1), primena JCEC unosi značajan pomeraj i zapravo uvodi dodatno pogoršanje kvaliteta lokalnih procena  $C_{42}$ . Ovo je zapravo posledica velikih vrednosti varijanse lokalnih procena  $C_{42,i}$ , kao i korišćenog kriterijuma pouzdanosti lokalne procene u JCEC zasnovanog samo na vrednosti SNR. Usled toga, postoji velika verovatnoća da se potisne uticaj senzora sa malim vrednostima SNR i malim dužinama kanala, u odnosu na senzore sa velikom vrednošću SNR i velikom dužinom kanala, pri čemu oni prvi

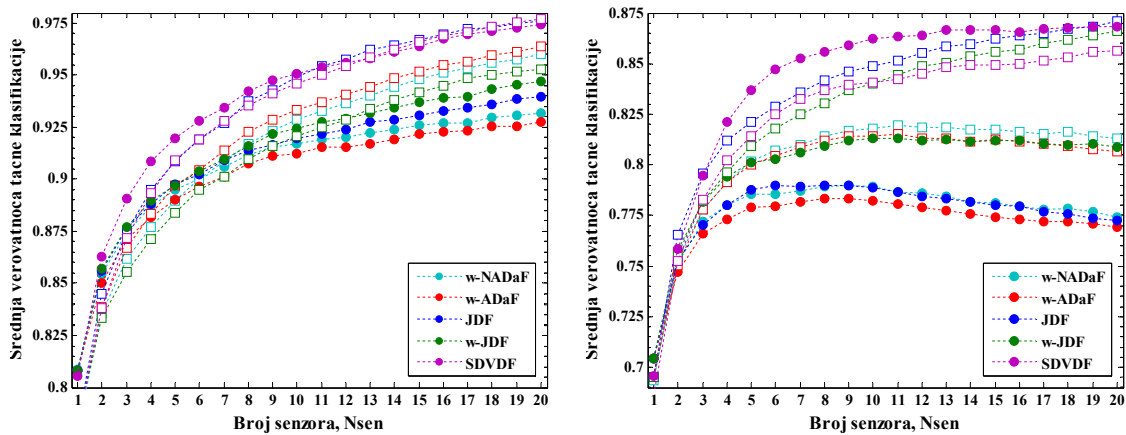
zapravo imaju bolji kvalitet procene  $C_{42}$ .

**Rezultati analize za SDS scenario prostornog rasporeda senzora**

Na Sl.4.47 - Sl.4.49, prikazano je poređenje ostvarenih AMC performansi DaF i SDVDF metoda sa i bez primene JCEC u slučaju SDS scenarija i NIRAS, za različite dužine uzorka signala i uslove propagacionog okruženja ( $L_{max}$ ) u slučaju TDF-CHM#1 modela kanala.



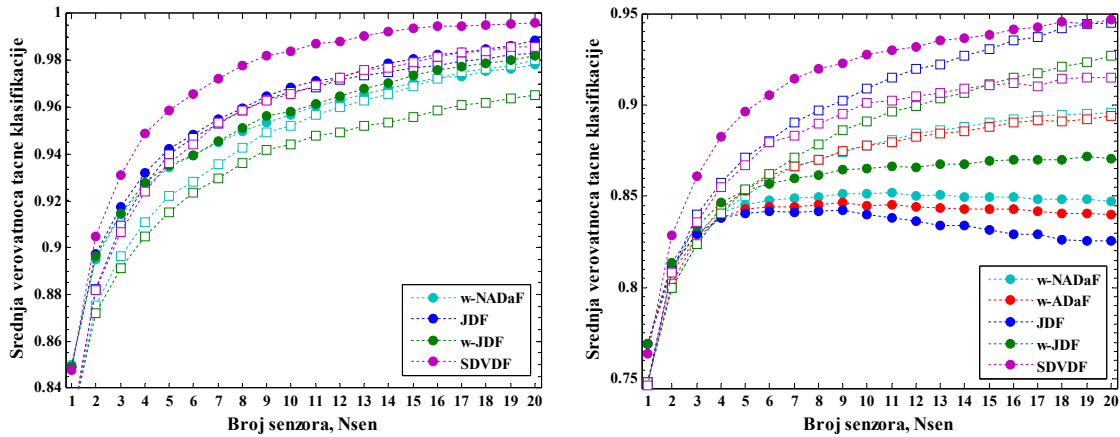
Sl.4.47 – Poređenje AMC performansi pri primeni metoda fuzije sa JCEC za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i  $N_{sim} = 500$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS, kada je  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno). NAPOMENA: Slučaj bez primene JCEC označen je sa (●), a sa primenom JCEC sa (□).



Sl.4.48 – Poređenje AMC performansi pri primeni metoda fuzije sa JCEC za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i  $N_{sim} = 2000$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS, kada je  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno). NAPOMENA: Slučaj bez primene JCEC označen je sa (●), a sa primenom JCEC sa (□).

Na osnovu prikazanih rezultata očigledno je da se primenom JCEC za sve DaF metode značajno popravljaju AMC performanse, osim u slučaju izuzetno dobrog kvaliteta originalnih lokalnih procena  $C_{42}$ , tj. slučaja  $L_{max} = 5$  uz  $N_{sim} = 4000$ . U slučaju SDVDF metoda u određenim uslovima rada, što je objašnjeno u prethodnom

podnaslovu, primena JCEC zapravo dovodi do pogoršanja performansi. Pri tome, najveće poboljšanje AMC performansi ostvaruju se za JDF i w-JDF metode, pri čemu JDF sa JCEC u slučaju lošijih uslova rada i okruženja predstavlja optimalno rešenje. U ostalim slučajevima SDVDF metod bez primene JCEC predstavlja optimalan metod. Pri tome, samo za veoma loš kvalitet lokalnih procena, kada je  $N_{sim} = 500$ , opravdana je primena JCEC u okviru SDVDF metoda.



Sl.4.49 – Poređenje AMC performansi pri primeni metoda fuzije sa JCEC za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i  $N_{sim} = 4000$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS, kada je  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).  
 NAPOMENA: Slučaj bez primene JCEC označen je sa (●), a sa primenom JCEC sa (□).

U Tab.4.7, sumirani u osnovni rezultati analize primene JCEC, pri čemu su dati optimalni metodi za pojedine slučaje radnog okruženja sa i bez primene JCEC, kao i maksimalno apsolutno poboljšanje,  $\Delta P_{CC,avg}$ , koje se može ostvariti primenom JCEC.

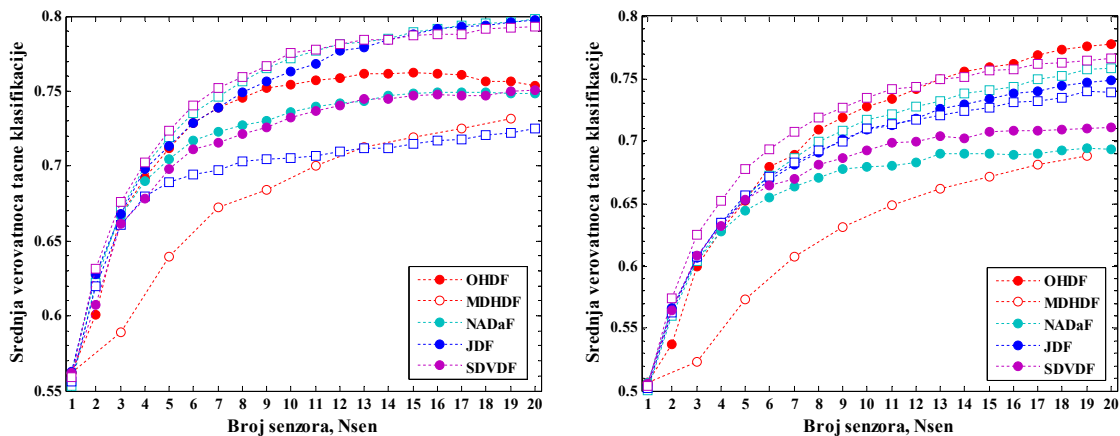
Tab.4.7 – Poređenje performansi metoda fuzije za različite dužine uzorka i propagaciona okruženja u slučaju TDF-CHM#1 modela sa RCE-II i SDS scenarija rada, sa i bez primene JCEC.

Uslovi okruženja	$L_{max} = 5$		$L_{max} = 10$	
	$N_{sen} \leq 10$	$N_{sen} \geq 10$	$N_{sen} \leq 10$	$N_{sen} \geq 10$
$N_{sim} = 500$	Bez: w-JDF $P_{CC,avg} \approx 82\%$	Bez: w-JDF $P_{CC,avg} \approx 83\%$	Bez: SDVDF $P_{CC,avg} \approx 70\%$	Bez: SDVDF $P_{CC,avg} \approx 72\%$
	Sa: JDF+JCEC $P_{CC,avg} \approx 84\%$	Sa: JDF+JCEC $P_{CC,avg} \approx 89\%$	Sa: JDF+JCEC $P_{CC,avg} \approx 73$	Sa: SDVDF+JCEC $P_{CC,avg} \approx 76\%$
	$\Delta P_{CC,avg} \approx 2\%$	$\Delta P_{CC,avg} \approx 6\%$	$\Delta P_{CC,avg} \approx 3\%$	$\Delta P_{CC,avg} \approx 4\%$
$N_{sim} = 2000$	Bez: SDVDF $P_{CC,avg} \approx 95\%$	Bez: SDVDF $P_{CC,avg} \approx 96.5\%$	Bez: SDVDF $P_{CC,avg} \approx 86\%$	Bez: SDVDF $P_{CC,avg} \approx 87\%$
	Sa: SDVDF $P_{CC,avg} \approx 95\%$	Sa: JDF+JCEC $P_{CC,avg} \approx 97.5\%$	Sa: SDVDF $P_{CC,avg} \approx 86\%$	Sa: SDVDF $P_{CC,avg} \approx 87\%$
	$\Delta P_{CC,avg} \approx 0\%$	$\Delta P_{CC,avg} \approx 1\%$	$\Delta P_{CC,avg} \approx 0\%$	$\Delta P_{CC,avg} \approx 0\%$

Uslovi okruženja	$L_{max} = 5$		$L_{max} = 10$	
	$N_{sen} \leq 10$	$N_{sen} \geq 10$	$N_{sen} \leq 10$	$N_{sen} \geq 10$
$N_{sim} = 4000$	Bez: SDVDF $P_{CC,avg} \approx 98\%$	Bez: SDVDF $P_{CC,avg} \approx 99\%$	Bez: SDVDF $P_{CC,avg} \approx 93\%$	Bez: SDVDF $P_{CC,avg} \approx 95\%$
	Sa: SDVDF $P_{CC,avg} \approx 98\%$	Sa: SDVDF $P_{CC,avg} \approx 99\%$	Sa: SDVDF $P_{CC,avg} \approx 93\%$	Sa: SDVDF $P_{CC,avg} \approx 95\%$
	$\Delta P_{CC,avg} \approx 0\%$	$\Delta P_{CC,avg} \approx 0\%$	$\Delta P_{CC,avg} \approx 0\%$	$\Delta P_{CC,avg} \approx 0\%$

Određena poboljšanja pri primeni JCEC moguća su samo u slučaju malih dužina uzorka signala. Za veće dužine uzorka signala poboljšanja nisu ostvarena zbog loših rezultata primene JCEC, već su u tim slučajevima i bez primene JCEC ostvareni izuzetno dobri rezultati klasifikacije sa SDVDF metodom. U slučaju da SDVDF metod nije moguće primeniti, usled nedostatka pouzdanih referentnih matrica konfuzije, primena JCEC omogućava poboljšanje AMC performansi drugih rešenja sa DaF, za  $(\Delta P_{CC,avg})_{max} = 0.04$  (4%) ÷ 0.09 (9%).

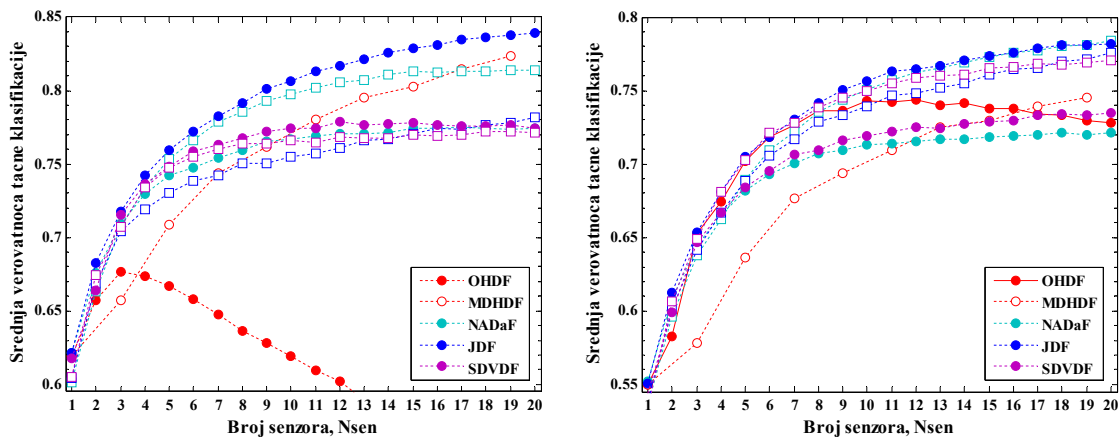
Na Sl.4.50 - Sl.51, prikazano je poređenje ostvarenih AMC performansi DaF i SDVDF metoda sa i bez primene JCEC u slučaju SDS scenarija i NIRAS, i to za različite dužine uzorka signala i uslove propagacionog okruženja ( $L_{max}$ ) u slučaju TDF-CHM#2 modela kanala, kao predstavnika grupe MPF kanala sa FSF kod kojih ne postoji dominantna komponenta.



Sl.4.50 – Poređenje AMC performansi pri primeni metoda fuzije sa JCEC za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-1 i  $N_{sim} = 500$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS, kada je  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).  
 NAPOMENA: Slučaj bez primene JCEC označen je sa (○), a sa primenom JCEC sa (□).

U ovom slučaju poboljšanje AMC performansi primenom JCEC postupka zapaža se samo za pojedine uslove rada i to samo u slučaju NADaF i SDVDF metoda, dok za JDF metod primenom JCEC dolazi do opadanja performansi. Pri tome, najbolji metodi

pod određenim uslovima rada ostaju oni dati u Tab.4.5, kada nije razmatrana primena JCEC, osim za  $N_{sim} = 500$  u kome SDVDF metod sa JCEC postaje optimalno rešenje pri primeni manje od 15 senzora. Slični zaključci se mogu izvesti i za ostale MPF kanale sa FSF bez dominantne komponente.



Sl.4.51 – Poređenje AMC performansi pri primeni metoda fuzije sa JCEC za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I i  $N_{sim} = 2000$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS, kada je  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).  
 NAPOMENA: Slučaj bez primene JCEC označen je sa (○), a sa primenom JCEC sa (□).

**Rezultati analize za SGS scenario prostornog rasporeda senzora**

Na Sl.4.52 - Sl.4.54, prikazano je poređenje ostvarenih AMC performansi DaF i SDVDF metoda sa i bez primene JCEC u slučaju SGS scenarija i NIRAS, za različite dužine uzorka i uslove propagacionog okruženja ( $L_{max}$ ) u slučaju TDF-CHM#1 kanala.

Na osnovu prikazanih rezultata očigledno je da se primenom JCEC za sve DaF metode značajno popravljaju AMC performanse. Za ovaj scenario prostornog rasporeda senzora, svi senzori primaju signal preko kanala sa sličnom vrednošću disperzije i sličnim vrednostima SNR. Iz tog razloga, primenom JCEC i SDVDF metoda uvek se ostvaruje poboljšanje AMC performansi u odnosu na slučaj kada se JCEC ne koristi. Naime, pod ovim uslovima koriste se veoma slične referentne matrice konfuzije za sve senzore, a usled ujednačenog kvaliteta procene  $C_{42}$  za sve senzore ne javlja se ni disbalans u SDV koji je predstavljao problem u slučaju SDS scenarija.

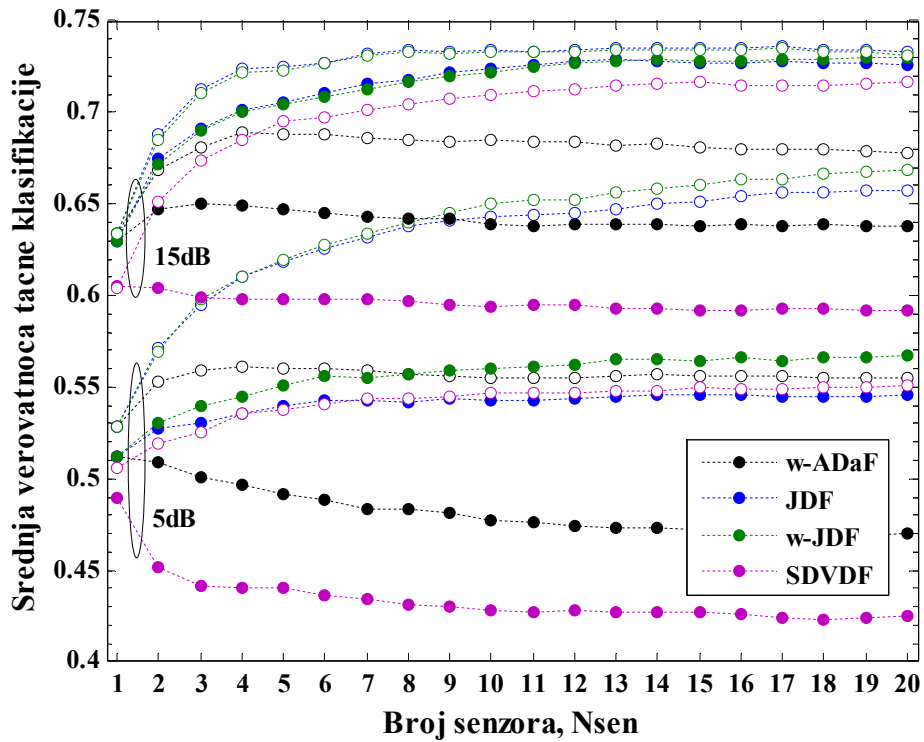
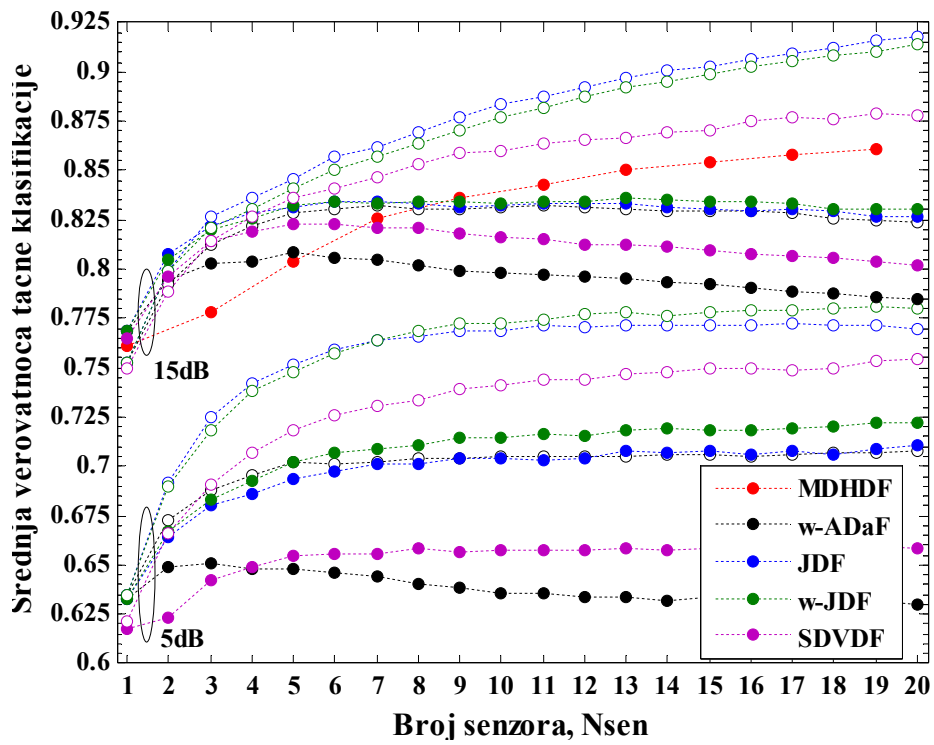
Najveće poboljšanje AMC performansi primenom JCEC, u odnosu na slučaj bez primene JCEC, ostvaruju se za JDF i w-JDF metode, pri čemu rešenje sa JDF i JCEC uglavnom predstavlja optimalno rešenje, pogotovo za male vrednosti  $SNR_g$ .

U Tab.4.8, sumirani su rezultati koji se ostvaruju primenom JCEC za TDF-CHM#1 model kanala u slučaju SGS scenarija. Pri tome, prikazana su optimalna rešenja sa i bez

JCEC za pojedine uslove rada i dat je apsolutni iznos poboljšanja uspešnosti klasifikacije. Kao što se može zapaziti, u slučaju SGS scenaria primena JCEC omogućava znatno veće poboljšanje AMC performansi rešenja za kooperativnu AMC u odnosu na slučaj SDS scenarija, videti Tab.4.7.

*Tab.4.8 – Poređenje performansi metoda fuzije za različite dužine uzorka i propagaciona okruženja u slučaju TDF-CHM#1 modela sa RCE-II i SDS scenarija rada, sa i bez primene JCEC*

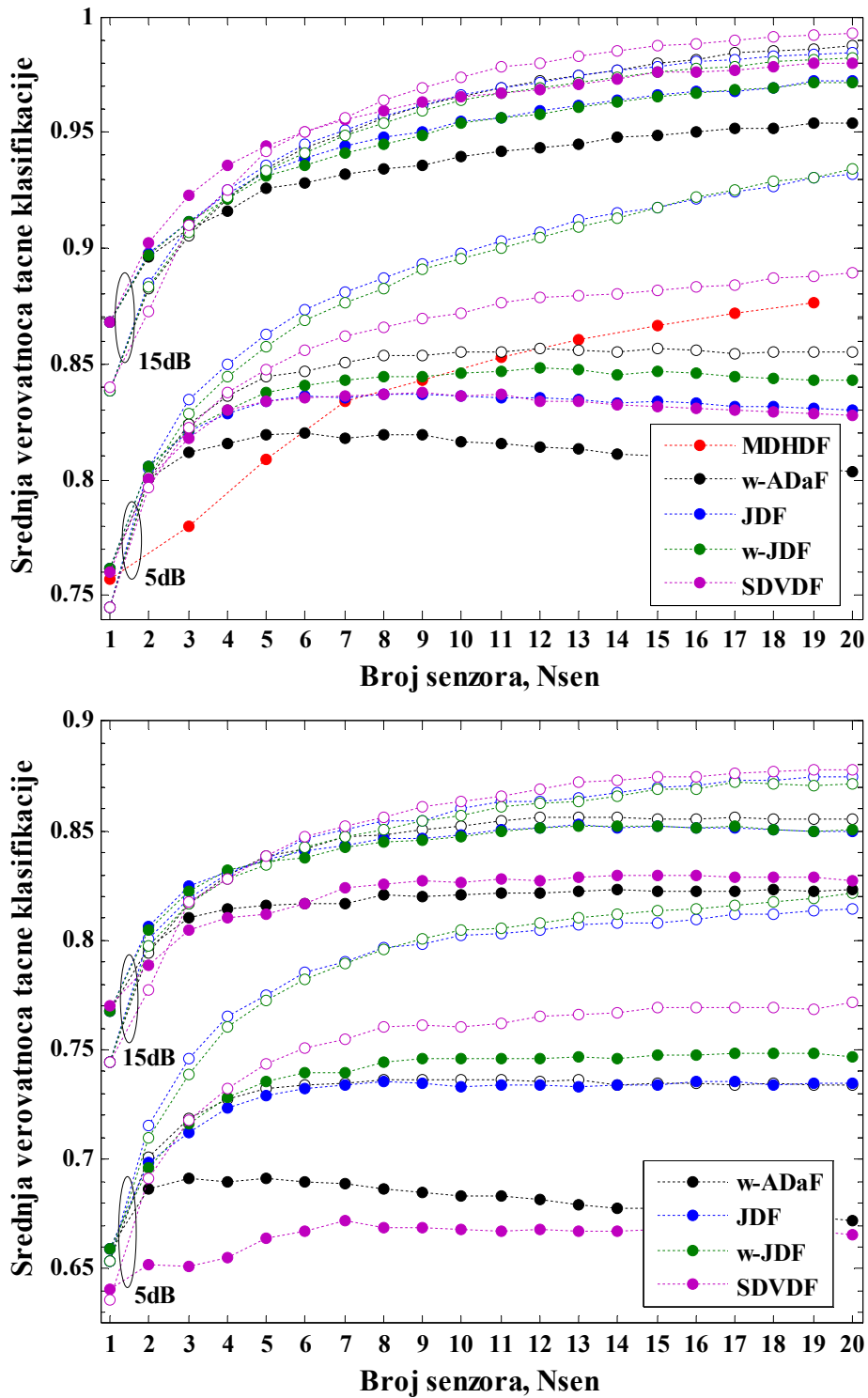
Uslovi okruženja	$L_{max} = 5$		$L_{max} = 10$	
	$SNR_g = 5dB$	$SNR_g = 15dB$	$SNR_g = 5dB$	$SNR_g = 15dB$
$N_{sim} = 500$	Bez: w-JDF $P_{CC,avg} \approx 71\%$	Bez: MDHDF $P_{CC,avg} \approx 86\%$	Bez: w-JDF $P_{CC,avg} \approx 56\%$	Bez: JDF $P_{CC,avg} \approx 72\%$
	Sa: w-JDF+JCEC $P_{CC,avg} \approx 78\%$	Sa: JDF+JCEC $P_{CC,avg} \approx 92\%$	Sa: w-JDF+JCEC $P_{CC,avg} \approx 67$	Sa: w-JDF+JCEC $P_{CC,avg} \approx 73\%$
	$\Delta P_{CC,avg} \approx 7.5\%$	$\Delta P_{CC,avg} \approx 6\%$	$\Delta P_{CC,avg} \approx 11\%$	$\Delta P_{CC,avg} \approx 1\%$
$N_{sim} = 2000$	Bez: MDHDF $P_{CC,avg} \approx 87\%$	Bez: SDVDF $P_{CC,avg} \approx 97\%$	Bez: MDHDF $P_{CC,avg} \approx 87\%$	Bez: w-JDF $P_{CC,avg} \approx 84\%$
	Sa: w-JDF $P_{CC,avg} \approx 92\%$	Sa: SDVDF+JCEC $P_{CC,avg} \approx 99\%$	Sa: w-JDF $P_{CC,avg} \approx 92\%$	Sa: SDVDF $P_{CC,avg} \approx 87\%$
	$\Delta P_{CC,avg} \approx 5\%$	$\Delta P_{CC,avg} \approx 2\%$	$\Delta P_{CC,avg} \approx 5\%$	$\Delta P_{CC,avg} \approx 3\%$
$N_{sim} = 4000$	Bez: MDHDF $P_{CC,avg} \approx 92\%$	Bez: SDVDF $P_{CC,avg} \approx 99\%$	Bez: w-JDF $P_{CC,avg} \approx 81\%$	Bez: MDHDF $P_{CC,avg} \approx 91\%$
	Sa: JDF+JCEC $P_{CC,avg} \approx 97\%$	Sa: SDVDF $P_{CC,avg} \approx 99\%$	Sa: w-JDF+JCEC $P_{CC,avg} \approx 88\%$	Sa: JDF+JCEC $P_{CC,avg} \approx 95\%$
	$\Delta P_{CC,avg} \approx 5\%$	$\Delta P_{CC,avg} \approx 0\%$	$\Delta P_{CC,avg} \approx 7\%$	$\Delta P_{CC,avg} \approx 4\%$



Sl.4.52 – Poređenje AMC performansi pri primeni metoda fuzije sa JCEC za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i  $N_{sim} = 500$ , u slučaju SGS scenarija i NIRAS, kada je  $L_{max} = 5$  (gore) i  $L_{max} = 10$  (dole).

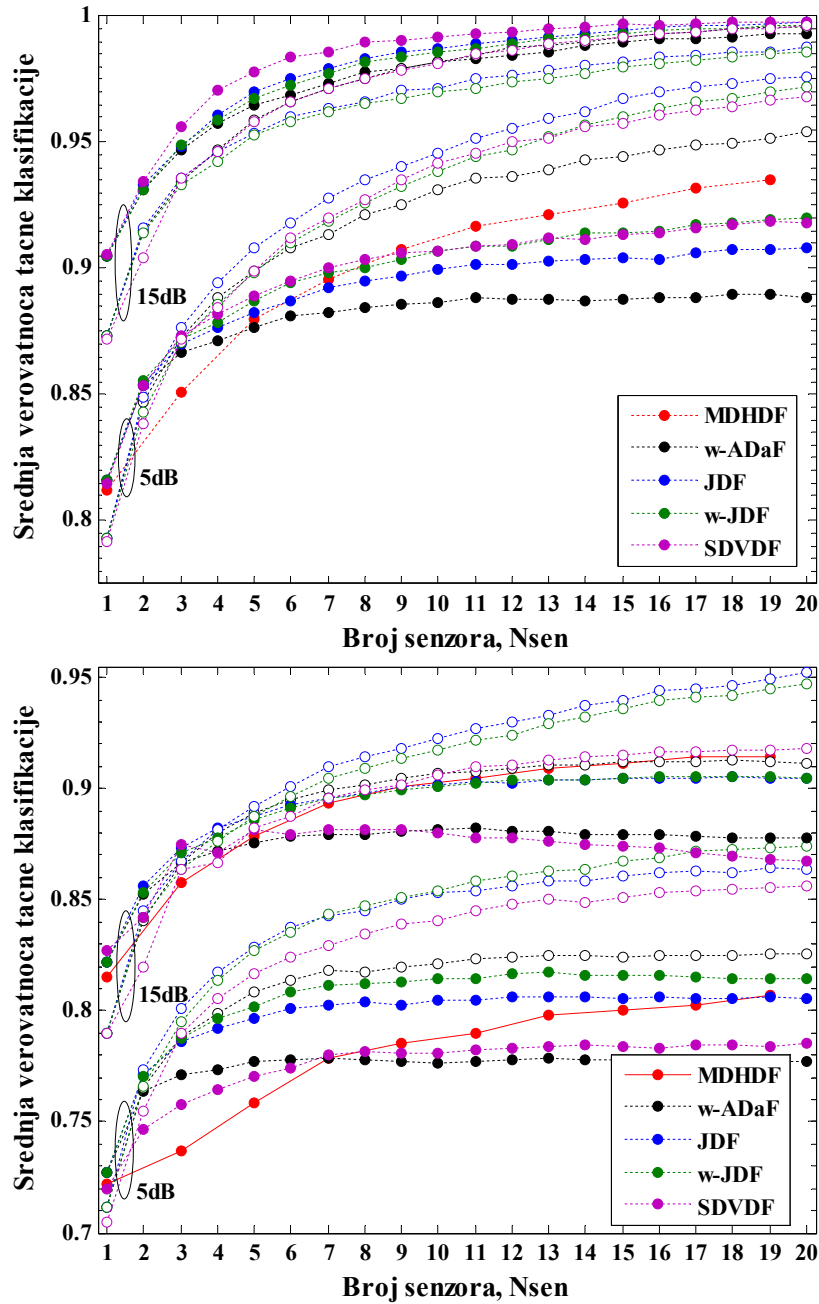
NAPOMENA: Slučaj bez primene JCEC označen je sa (●), a sa primenom JCEC sa (○).





Sl.4.53 – Poređenje AMC performansi pri primeni metoda fuzije sa JCEC za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i  $N_{sim} = 2000$ , u slučaju SGS scenarija i NIRAS, kada je  $L_{max} = 5$  (gore) i  $L_{max} = 10$  (dole).

NAPOMENA: Slučaj bez primene JCEC označen je sa (●), a sa primenom JCEC sa (○).



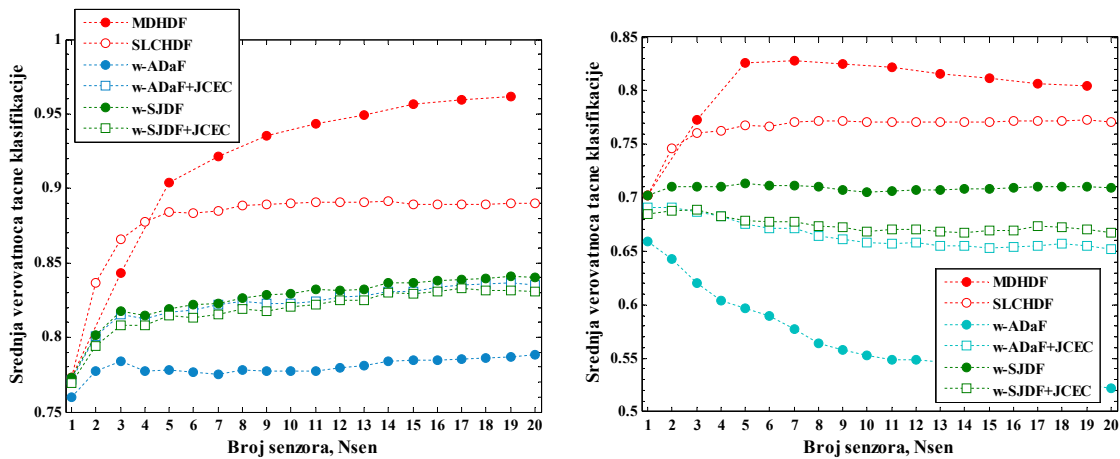
Sl.4.54 – Poređenje AMC performansi pri primeni metoda fuzije sa JCEC za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i  $N_{sim} = 4000$ , u slučaju SGS scenarija i NIRAS, kada je  $L_{max} = 5$  (gore) i  $L_{max} = 10$  (dole).

NAPOMENA: Slučaj bez primene JCEC označen je sa (●), a sa primenom JCEC sa (○).

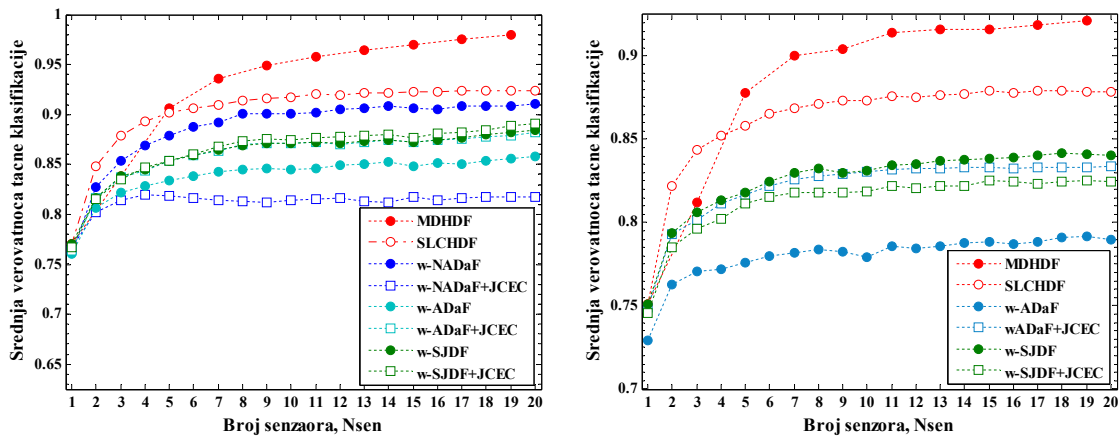
#### 4.5.2 REZULTATI PRIMENE JCEC ZA REALAN SCENARIO ZA MPF KANALE SA FF

U slučaju MPF kanala sa FF primena JCEC, koji je moguća samo u slučaju DaF i SDVDF metoda, nije od velikog značaja. Takav zaključak zasnovan je na tome što DaF metodi, čije se karakteristike mogu popraviti primenom JCEC, imaju izuzetno loše ponašanje u ovom tipu MPF kanala, pogoto u slučaju scenarija sa neusklađenim referencama (NIRAS), pa primena JCEC ne može da dovede do naročitog poboljšanja

AMC performansi. Kao ilustraciju ove činjenice na Sl.4.55 i Sl.4.56, prikazane su AMC performanse pri primeni JCEC u slučaju FF-CHM#1/FF-CHM#2 i FF-CHM#7/FF-CHM#8 modela kanala, respektivno, i to u slučaju SDS scenarija sa NIRAS i  $N_{sim} = 500$ . Pri tome, prikazani su samo oni DaF metodi koji u datim uslovima ostvaruju manje ili veće poboljšanje AMC performansi, tj. w-ADaF, w-NADaF i w-SJDF metodi. Ostali DaF metodi, kao ni u slučaju bez primene JCEC ne funkcionišu iz već navedenih razloga. Kao što se na osnovu prikazanih rezultata može videti, primena JCEC donosi male ili nikakve dobitke u pogledu AMC performansi rešenja za kooperativnu AMC sa DaF metodima. Pri tome, MDHDF metod i dalje predstavlja najbolje rešenje u slučaju NIRAS, dok je OHDF metod optimalno rešenje u slučaju IRAS, odnosno kada se poseduju idealne ili veoma kvalitetne referentne vrednosti matrica konfuzije. Analizom za SGS scenario dobijeni su slični, negativni, rezultati primene JCEC.



Sl.4.55 – Poređenje AMC performansi pri primeni metoda fuzije sa JCEC za FF-CHM#1 (levo) i FF-CHM#2 (desno) kanale sa  $N_{sim} = 500$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS.



Sl.4.56 – Poređenje AMC performansi pri primeni metoda fuzije sa JCEC za FF-CHM#7 (levo) i FF-CHM#8 (desno) kanale sa  $N_{sim} = 500$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS.

## **5. KOOPERATIVNA AMC REŠENJA SA PRIMENOM DVOSTEPENE HIBRIDNE FUZIJE**

Prethodno analizirani metodi fuzije razmatrani su u okviru rešenja za kooperativnu AMC sa centralizovanom fuzijom zasnovanom na modelu sistema sa Sl.4.5. Ovakva rešenja najčešće su razmatrana u dostupnoj literaturi, i kao što je i analiza prikazana u prethodnom poglavlju pokazala, omogućavaju značajne dobitke u pogledu povećanja AMC performansi u odnosu na klasična AMC rešenja sa jednim senzorom.

Nasuprot tome, koncept CSiSN dat u [7], a koji i sam predstavlja formu centralizovanog modela za AMC, može se posmatrati i kao alternativan pristup. U CSiSN konceptu je predviđena fuzija signala na nivou klastera sa donošenjem AMC odluke u *master* senzoru, pri čemu postoji mogućnost da se, ako mreža sadrži više klastera, videti Sl.4.4, u FC obavi dodatna centralizovana HDF na osnovu ovih odluka. Kao što je u podnaslovu 4.1 naglašeno, razvoj i implementacija fuzije signala u CSiSN predstavlja poseban problem, koji se mora rešavati razvojem specifične hardversko-sofverske platforme i odgovarajućih kompleksnih postupaka digitalne obrade signala. Ipak, ukoliko fuziju signala, u kojoj se kombinuju odbirci signala iz pojedinih senzora, zamenimo sa DaF ili SDVDF metodima gde se kombinuju procene veličina korišćenih za potrebe klasifikacije, u našem slučaju procene  $C_{42}$ , dobijamo rešenje za kooperativnu AMC na osnovu hibridne dvostepene fuzije (HyTSF).

Centralizovana fuzija podrazumeva objedinjen proces donošenja odluka na osnovu podataka prikupljeni od svih senzora mreže, odnosno na osnovu kompletne informacije o signalu koje mreža poseduje. U prethodnom poglavlju pokazali smo da se primenom DaF/SDVDF metoda, ostvaruju bolje performanse od onih za HDF u velikom broju scenarija primene. Pri tome, ovaj rezultat je upravo posledica korišćenja kompletne informacije o signalu sadržane u lokalnim procenama  $C_{42}$ , za razliku od HDF kod koga

se deo ove informacije gubi u postupku lokalnog odlučivanja. HyTSF dakle predstavlja rešenje slično sa HDF, pošto se u klasterima mreže donose lokalne odluke na osnovu kojih se u fuzionom centru donosi konačna odluka.

Na osnovu svega navedenog postavlja se pitanje da li je primenom dvostepene fuzije mogući dobiti bolje rešenje za kooperativnu AMC od onog koje se ostvaruje putem centralizovane fuzije. Odgovor na ovo pitanje leži u problemu neusklađenosti referentnih veličina koji je u okviru ove disertacije posmatran kao veoma bitan, a koji je u značajnoj meri zanemaren u okviru dosadašnjeg istraživanja u oblasti kooperativne AMC. Osnov HDF, SDF i DaF metoda je kombinovanje lokalnih odluka ili procena veličina koje se koriste za potrebe AMC, pri čemu se u pravilima odlučivanja u suštini koristi pouzdanost ovih odluka ili procena, izražena kroz različite oblike primene teorije odlučivanja. Sva do sada predložena pravila odlučivanja sadrže referentne veličine ili teorijski izvedene izraze koji se koriste za potrebe fuzije (matrice konfuzije, statistički parametri veličina korišćenih za potrebe AMC, izrazi za uslovne verovatnoće ili raspodele slučajne promenjive izvedene pod nekim uslovima, i sl.). Ove referentne veličine mogu se odrediti unapred, teorijskim ili empirijskim putem, ili se njihov proračun može obavljati tokom postupka klasifikacije. Npr. u nekim LB rešenjima problem odlučivanja svodi se na optimizacioni iterativni postupak u kom se na osnovu opservacije realizacije slučajnog procesa određuju nepoznati parametri u referentnim uslovnim gustinama raspodele definisanim pod određenim pretpostavkama.

Problem koji je detaljno analiziran u prethodnom poglavlju, a koji je istovremeno i osnovni problem praktične primene svakog metoda fuzije, upravo je uvek prisutna neodređenost referentnih veličina ma u kom obliku da su zadate. U prethodnom poglavlju pokazano je da se usled korišćenja neodgovarajućih referentnih veličina (NIRAS) AMC performanse svih rešenja za kooperativnu AMC, osim onog sa primenom jednostavnog MDHDF metoda, degradiraju u manjoj ili u većoj meri. Drugim rečima, donekle nezavisno od mogućih AMC performansi koje se ostvaruju pod idealnim uslovima (AWGN kanal, primena PCE, IRAS), u praktičnoj primeni kooperativne AMC najbolje rešenje pri izboru metoda fuzije svodi se na izbor onog metoda koji je za posmatrane uslove primene manje osetljiv na korišćenje neodgovarajućih referentnih veličina.

Pri fuziji odluka u centralizovanoj HDF, kao referentne matice konfuzije koriste se one određene empirijski, [49, 56], ili one na osnovu izvedenih teorijskih izraza, [6, 8],

za posmatrani AMC postupak pod datim uslovima. Ove vrednosti mogu biti veoma različite od onih koje odgovaraju stvarnim uslovima u datoj praktičnoj primeni. U ovde posmatranoj HySTF, u okviru klastera se već primenjuje neki oblik fuzije, DaF, SDF ili HDF, i donosi se lokalna odluka za klaster. Pri tome, vrednost verovatnoće tačne klasifikacije za svaki klaster, nakon primene fuzije, značajno je veća od one za pojedinačni senzor koji koristi AMC postupak korišćen pri razvoju datog metoda fuzije. U drugom koraku HySTF, odnosno HDF koja se odvija u fuzionom centru, koriste se upravo referentne matrice konfuzije za posmatrani metod fuzije primenjen u klasteru.

Kako bi u tom drugom koraku fuzije imali što pouzdanije referentne matrice konfuzije, možemo ih odrediti na osnovu postupka estimacije u kome bi se pri primeni posmatranog metoda fuzije u samom klasteru koristile referentne vrednosti koje se i inače koriste u praksi, tj. one koje odgovaraju onom najgorem slučaju neusklađenosti referentnih veličina - prethodno definisanom scenariju NIRAS. Na ovaj način u prvom koraku fuzije ne ostvaruju se najbolji mogući rezultati, ali se dobijaju AMC performanse posmatranog metoda fuzije koje se mogu smatrati veoma pouzdanim pošto su određene za jasno definisane uslove pod kojima se rešenje uvek može koristiti (nema zavisnosti od izbora skupa referentnih vrednosti). U drugom koraku fuzije FC koristi lokalne odluke donesene na nivou klastera sa odgovarajućim matricama konfuzije za posmatrani metod fuzije korišćen u klasteru, izraženim u odnosu na stvarni broj senzora u klasteru i srednju vrednost SNR za sve senzore u klasteru.

Ako se posmatra ovako formirano rešenje, problem neusklađenosti referenci se javlja samo u fuziji koja se odvija u samom klasteru, ali je ona kontrolisana jer je jasno definisan skup korišćenih referentnih veličina, dok se u drugom koraku koriste znatno pouzdanije lokalne odluke iz klastera (u poređenju sa onim koje donose pojedinačni senzori) uz korišćenje relativno pouzdanih referentnih vrednosti matrica konfuzije estimiranih za posmatrani metod fuzije za dati broj senzora u klasteru.

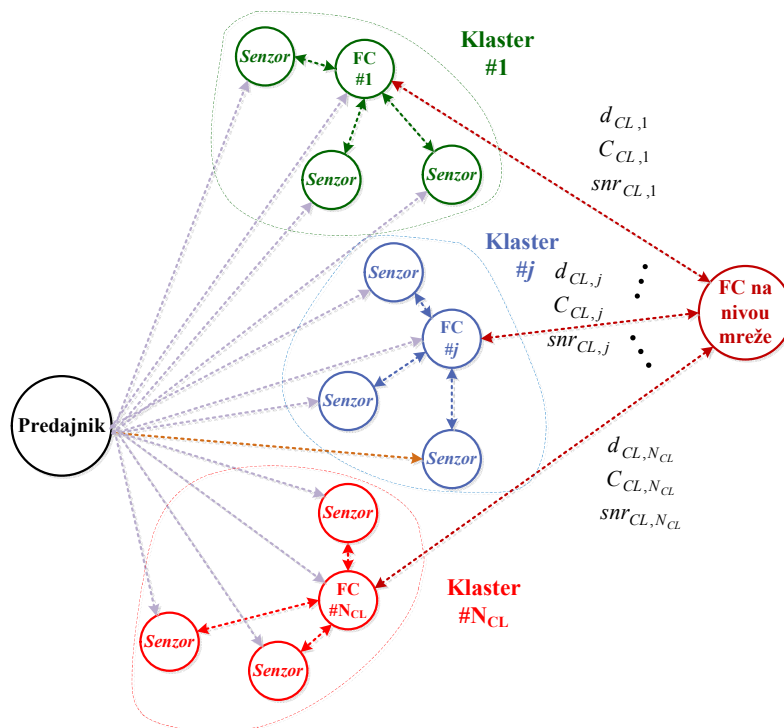
Estimacija referentnih matrica konfuzije koje se koriste u drugom koraku fuzije istovetan je onome koji je opisan u slučaju SGS scenarija sa NIRAS u prethodnom poglavlju, samo se sprovodi za slučaj različitog broja senzora sa zadatom vrednošću  $SNR_g$ , kako bi se dobila procena matrica konfuzije za određenu vrednost  $SNR = SNR_g$ . Kako bi se ove referentne vrednosti matrica konfuzije učinile što robustnijim, predlaže se usrednjavanje u okviru dva definisana propagaciona okruženja,  $L \in [2, L_{max}]$  sa

uniformnom raspodelom uz  $L_{max} = 5$  ili  $L_{max} = 10$ . Osim toga, za sve MPF kanale sa FSF bez direktne komponente, za koje se dobijaju slične performanse, predloženo je usrednjavanje vrednosti dobijenih za sva tri tipa kanala.

Korišćenjem rešenja dobijenog na prethodno opisan način očekuje se smanjivanje problema korišćenja neusklađenosti referentnih veličina, bar u određenoj meri. Pri tome, predloženo rešenje sa HyTSF ima smisla primenjivati samo u slučaju scenarija u kojima se koriste procene kumulanata niskog kvaliteta, odnosno u slučaju korišćenja malih dužina uzoraka signala i velike vrednosti vremenske disperzije (dužine kanala). U ostalim slučajevima, primenom jednostavnije centralizovane fuzije mogu se, kao što je pokazano u prethodnom poglavlju, i bez primene HySTF ostvariti veoma dobri rezultati.

### 5.1 MODEL SISTEMA I VARIJANTE HYTSF

Kao i u okviru celokupne disertacije ovde posmatramo postupak AMC na osnovu kumulanta  $C_{42}$ , uz primenu metoda fuzije predloženih ili opisanih u četvrtom poglavlju. Osnovni model sistema je veoma sličan onom za CSiSN iz [7], i dat je na Sl.5.1.



Sl.5.1 – Model sistema rešenja za kooperativnu AMC sa primenom HyTSF.

Celokupna mreža senzora podeljena je na celine, uslovno nazvanih klasterima, pri čemu svaki od senzora prima signal nepoznatog predajnika preko nekorelisanih MPF

kanala. Osnovni parametri modela za HyTSF su isti kao i oni za centralizovanu fuziju sa Sl.4.5, uz razliku da  $i$ -ti senzor,  $i = 1, \dots, N_{sen}$  svoje lokalne AMC rezultate, lokalne odluke  $d_i$  ili lokalne procene kumulanta  $C_{42,i}$  kao i procenjene lokalne vrednosti SNR  $snr_i$ , ne šalju direktno u FC, već ih prosleđuju lokalnom FC u svom klasteru. Problem izbora senzora koji preuzima ulogu klastera, koji je pogotovo značajan u WSN, nije predmet ove analize, već se pretpostavlja da je u posmatranoj mreži izvršen neki mrežni protokol kojim je obezbeđeno formiranje funkcionalnih klastera. Svaki od  $N_{CL}$  klastera mreže sadrži određen broj senzora,  $N_{sen,j}, j = 1, \dots, N_{CL}$ , pri čemu je ukupan broj senzora u mreži  $N_{sen} = \sum_{j=1}^{N_{CL}} N_{sen,j}$ .

U okviru lokalnog FC za svaki klaster primenjuje se neki od metoda fuzije koji je definisan u okviru prethodnog poglavlja. Pri tome, donosi se lokalna odluka za klaster  $d_{CL,j}, j = 1, \dots, N_{CL}$ , i određuje srednja vrednost SNR za klaster,  $snr_{CL,j}, j = 1, \dots, N_{CL}$ , kao diskretizovana (zaokružena) aritmetička srednja vrednost lokalnih vrednosti SNR za senzore članove klastera. Treba naglasiti da u modelu sistema sa Sl.5.1, lokalni FC klastera istovremeno ima i ulogu senzora. FC na nivou mreže prikuplja lokalne odluke za klaster i srednje vrednosti SNR za klaster od svih klastera mreže, i primenjujući neki od HDF metoda fuzije donosi konačnu odluku. Ukupno rešenje sa HyTSF u ovom slučaju označavamo kao  $XFinC+YF$ , gde se umesto  $XF$  koristi oznaka korišćenog metoda fuzije unutar klastera a umesto  $YF$  oznaka korišćenog HDF metoda u FC na nivou mreže. Model sistema u ovom obliku predviđa da se na nivou cele mreže, tj. u svim klasterima, koristi isti metod fuzije.

U modelu sistema sa Sl.5.1, postoji mogućnost da se u klasteru umesto lokalne odluke odredi lokalna procena kumulanta za klaster,  $C_{CL,j}, j = 1, \dots, N_{CL}$ , pri čemu je ovde razmatran slučaj primene MRC usrednjavanja, tj.  $C_{CL,j} = C_{42,MRC}^j$ , iz izraza (4.11), uz usrednjavanje lokalnih procene senzora iz jednog klastera. U ovom slučaju FC na nivou mreže primenjuje DaF ili SDVDF metode pri donošenju konačne odluke. Ovaj slučaj označen je kao  $ACF+XF$ , gde se umesto  $XF$  koristi oznaka DaF/SDVDF metoda fuzije korišćenog u FC na nivou mreže, a ACF (*Averaging Cluster Fusion*) označava usrednjavanje u klasteru. Ovaj dodatni slučaj, uveden je kako bi se ispitala mogućnost izmeštanja procesa obrade iz pojedinačnih senzora mreže, što je veoma bitno u slučaju hardverski, energetska i softverski ograničenih senzorskih nodova WSN. U poređenju sa



centralizovanom fuzijom  $ACF+XF$  model kooperativne AMC omogućava agregaciju podataka na nivou klastera mreže, što značajno smanjuje potrebu za prenosom podataka, tj. komunikacijom, kao i smanjivanje složenosti obrade signala na nivou klastera, u FC klastera, što je od izuzetnog značaja u slučaju energetski limitiranih senzorskih nodova WSN i omogućava produžavanje života mreže.

Pri analizi HySTF rešenja razmatrani su samo modeli MPF kanala sa FSF. U slučaju MPF kanala sa FF, uz pretpostavljeni NIRAS scenario, a na osnovu analize date u četvrtom poglavlju, jedino kvalitetno rešenje fuzije predstavlja MDHDF metod. Kako se posmatraju klasteri sa relativno malim brojem senzora, ovo rešenje ne omogućava značajno poboljšanje performansi kooperativne AMC sa HyTSF. Iz tog razloga, jedno moguće rešenje za ovaj tip MPF kanala dat je u narednom šestom poglavlju.

## **5.2 MOGUĆI SCENARIJI PRI PRIMENI U WSN I CRN**

Analiza HyTSF obavljena je pod istim pretpostavkama, tj. sa istim definisanim scenarijima u smislu korišćenog skupa referentnih veličina, propagacionog okruženja i drugih parametara modela definisanih u slučaju centralizovane fuzije iz četvrtog poglavlja. Jedina promena sastoji se u scenariju prostornog rasporeda senzora. U ovom smislu posmatraćemo tri scenarija na osnovu načina formiranja klastera: klastera sa prostorno bliskim sensorima (*Closely Spaced Sensors in Cluster*, CSSiC), klastera formirane od prostorno razmaknutih senzora (*Widely Dispersed Sensors in Cluster*, WDSiC), i klastera formiranih od senzora sa sličnom vrednošću SNR na osnovu centralizovanog procesa klasterizacije (*Centralized Sensor Clustering*, CSC).

U prvom scenariju, posmatraćemo slučaj u kome se klasteri mreže formiraju od prostorno bliskih senzora, što podrazumeva da je vrednost SNR, kao i dužina kanala veoma slična za sve članove klastera. Ovaj model odgovara načinu formiranja klastera u klasičnim WSN, [197-198]. Pri tome, u okviru simulacionog modela za sve senzore slučajno se određuje pripadnost jednom od  $N_{CL}$  klastera. Lokalne vrednosti SNR,  $snr_i$ , i dužine kanala  $L_i$ ,  $i = 1, \dots, N_{sen}$ , generišu se potom kao diskretne slučajne promenljive sa uniformom raspodelom u intervalima  $snr_i \in [SNR_{CL,k} - 2, SNR_{CL,k} + 2]$  i  $L_i \in [L_{CL,k} - 1, L_{CL,k} + 1]$ , respektivno, gde  $SNR_{CL,k}$  i  $L_{CL,k}$  predstavljaju definisanu srednju vrednost SNR u klasteru i srednju dužinu kanala za klaster kome pripada posmatrani  $i$ -ti senzor. Vrednosti  $SNR_{CL,k}$  i  $L_{CL,k}$ ,  $k = 1, \dots, N_{CL}$ , generišu se kao nezavisne diskretne

slučajne promenjive sa uniformnim raspodelama u intervalima  $SNR_{CL,k} \in [2dB, 18dB]$  i  $SNR_{CL,k} \in [3, L_{max} - 1]$ , respektivno, gde je vrednost  $L_{max}$  određena tipom posmatranog propagacionog okruženja, tj.  $L_{max} = 5$  ili  $L_{max} = 10$ .

U drugom scenariju klasteri se sasvim slučajno formiraju, pa senzori ne moraju imati slične propagacione uslove. U smislu generisanja lokalnih vrednosti SNR i dužine kanala, ovaj model u potpunosti odgovara SDS scenariju, definisanom u podnaslovu **4.3.5**, pa je i implementiran na istovetan način.

Treći scenario odgovara modelu primene HySTF u CRN ili drugim mrežama koje omogućavaju dovoljne komunikacione kapacitete za izvođenje kooperativne AMC. Primer CRN naveden je pošto se u ovim mrežama AMC može jednostavno pridružiti već podržanim mehanizmima u okviru implementacije kooperativnog *spectrum sensing*-a (*Cooperative Spectrum Sensing*, CSpS). Scenario je značajan i zato što predstavlja model u kome se kompletan proces HyTSF odvija samo u FC na nivou mreže. Zapravo, ukoliko se svi AMC rezultati od svih senzora prikupe u jednom centru fuzije, tada se mogu oformiti logički klasteri u kojima bi bili svrstani senzori sličnih lokalnih vrednosti SNR, a kojima su pridružene lokalne odluke,  $d_i$  ili procene  $C_{A2,i}$ . U tom slučaju, vrednosti vremenske disperzije kanala pridruženih sensorima, koji imaju sličnu vrednost SNR i svrstani su u isti klaster, ne moraju u opštem slučaju biti korelisane. Iz tog razloga, u okviru simulacionog modela ovaj scenario je implementiran tako što je dužina kanala generisana kao nezavisna diskretna slučajna promenjiva sa uniformnom raspodelom u intervalu  $L_i \in [2, L_{max}]$ , gde je  $L_{max}$  određen tipom propagacionog okruženja, odnosno  $L_{max} = 5$  ili  $L_{max} = 10$ , dok je lokalna vrednost SNR,  $snr_i$ , generisana na isti način kao u prvom scenariju (CSSiC). CSC scenario se može primeniti i u okviru WSN, pošto se na taj način celokupna obrada izmešta van senzorskih nodova mreže, čime se omogućava složenija obrada sa korišćenjem baze podataka potrebne za skladištenje referentnih veličina, ali po cenu nešto većeg angažovanja komunikacionih kapaciteta u okviru WSN.

CSC scenario je veoma značajan i iz razloga što omogućava da se u samom FC, a na osnovu praćenja uslova okruženja, može birati povoljnije rešenje za kooperativnu AMC, tj. ono na bazi centralizovane fuzije ili rešenje u obliku HyTSF. Recimo, u slučaju da je propagaciono okruženje definisano pretežno MPF kanalima sa FSF birala bi se centralizovana fuzija, dok se u slučaju MPF kanala sa FF može izbarati HyTSF.

### **5.3 REZULTATI ESTIMACIJE AMC PERFORMANSI REŠENJA ZA KOOPERATIVNU AMC U FORMI HYSTF**

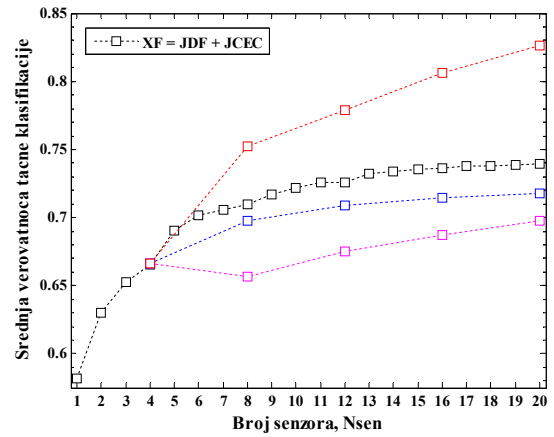
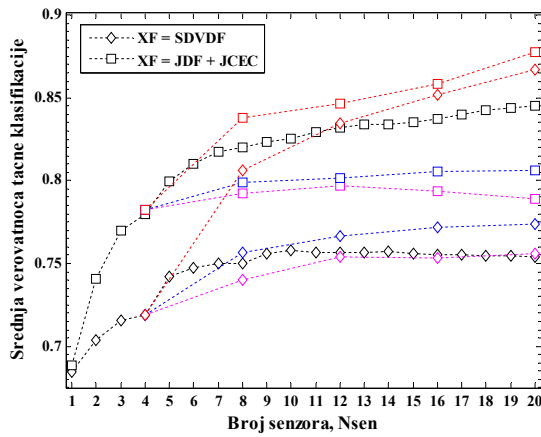
Pri estimaciji performansi rešenja za kooperativnu AMC u formi HyTSF korišćen je potpuno isti postupak kao u četvrtom poglavlju, jedino su SDS i SGS scenariji prostornog rasporeda senzora zamenjeni ovde definisanim CCSiC, WDSiC i CSC scenarijima. Pri analizi je posmatran samo slučaj NIRAS, kao što je već opisano u uvodnom delu ovog poglavlja, pri čemu je celokupan proces obavljan za oba tipa propagacionog okruženja, tj.  $L_{max} = 5$  ili  $L_{max} = 10$ . Treba naglasiti da se ovakvim modelom analize zapravo dobijaju AMC performanse posmatranih  $XFinC+YF$  i  $ACF+XF$  rešenja za nagori slučaj poznavanja okruženja, koji podrazumeva poznavanje samo procenjenih vrednosti SNR i grubu procenu da li je MPF kanal sa ili bez direktne komponente, kako bi se izabrao pravilan skup referentnih veličina i obavio izbor RCE-I ili RCE-II modela.

U cilju poređenja sa rešenjima zasnovanim na centralizovanoj fuziji, uporedno su prikazivani rezultati ostvareni centralizovanom fuzijom za posmatrani metod fuzije, označen sa  $XF$  u  $XFinC+YF$  i  $ACF+XF$  modelima HyTSF. U okviru celokupne analize posmatrani su klasteri identične veličine od po 4 senzora, uz maksimalni broj klastera  $(N_{CL})_{max} = 5$ , odnosno posmatrana je mreža sa maksimalno 20 senzora.

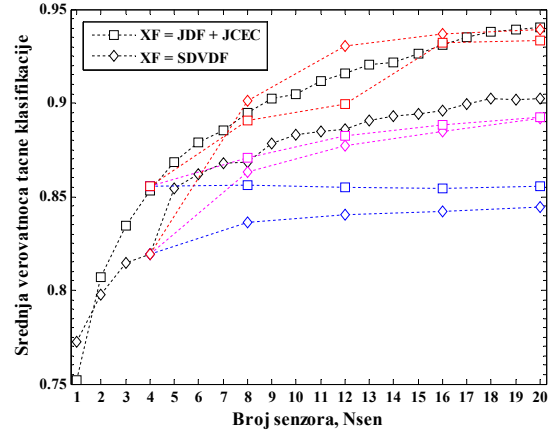
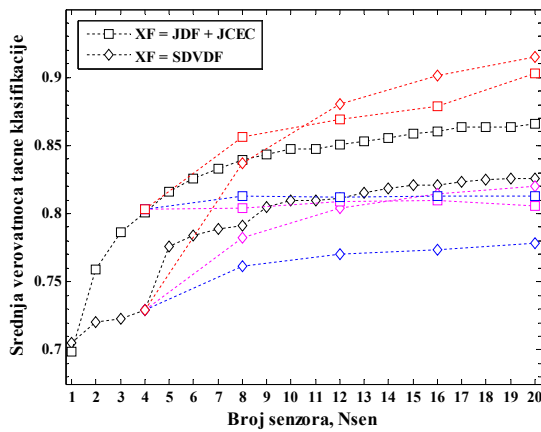
#### **5.3.1 REZULTATI ANALIZE ZA CSSiC SCENARIO**

CSSiC scenario se može posmatrati kao kombinacija SDS i SGS scenarija iz četvrtog poglavlja, videti podnaslov 4.3.5. Primena HyTSF u slučaju TDF-CHM#1 modela kanala ima smisla samo za one vrednosti parametara  $N_{sim}$  i  $L_{max}$  kada se putem centralizovane fuzije dobijaju nešto lošiji rezultati. Naime, uvidom u Tab.4.4, očigledno je da se pri dobrom kvalitetu lokalnih procena i bez HyTSF mogu ostvariti uspešnosti klasifikacije iznad 90%-95%. Na Sl.5.2 i Sl.5.3, dati su uporedni rezultati primene CF i različitih formi HyTSF rešenja za slučaj TDF-CHM#1 modela za različite uslove rada.

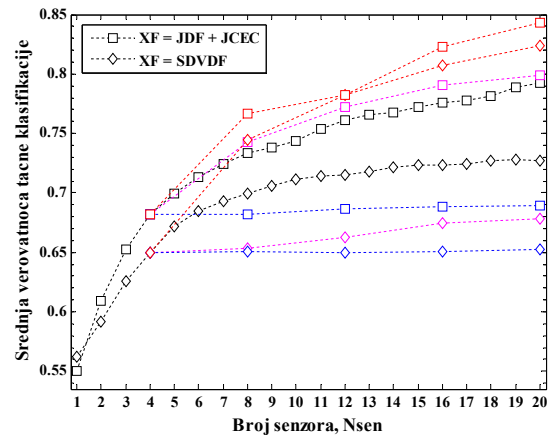
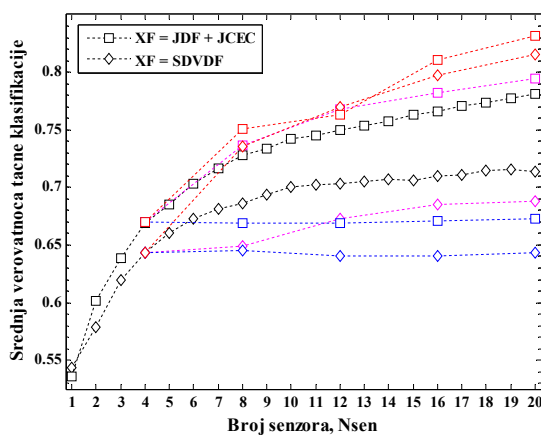
Za CSSiC scenario u slučaju TDF-CHM#2 kanala, rezultati pri primeni HySTF koji prevazilaze one ostvarene sa centralizovanom fuzijom (CF) ostvaruju se samo za veće vrednosti vremenske disperzije  $L_{max} = 10$ , i to za veće dužine uzorka. Na Sl.5.4, prikazani su uporedni rezultati primene CF kao i različitih formi HyTSF rešenja za slučaj TDF-CHM#2 modela kanala u navedenim uslovima.



Sl.5.2 – Uporedni prikaz AMC performansi za CF (crna) i HyTSF realizovane kao ACF+XF (roze), XFinC+SLCHDF (plava) i XFinC+OHDF (crvena), za TDF-CHM#1 kanal, CSSiC scenario, i vrednost  $N_{sim} = 500$ , kada je  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).



Sl.5.3 – Uporedni prikaz AMC performansi za CF (crna) i HyTSF realizovane kao ACF+XF (roze), XFinC+SLCHDF (plava) i XFinC+OHDF (crvena), za TDF-CHM#1 kanal, CSSiC scenario, kada je  $L_{max} = 10$ , za  $N_{sim} = 2000$  (levo) i  $N_{sim} = 4000$  (desno).



Sl.5.4 – Uporedni prikaz AMC performansi za CF (crna) i HyTSF realizovane kao ACF+XF (roze), XFinC+SLCHDF (plava) i XFinC+OHDF (crvena), za TDF-CHM#2 kanal, CSSiC scenario, kada je  $L_{max} = 10$ , za  $N_{sim} = 2000$  (levo) i  $N_{sim} = 4000$  (desno).

Na osnovu dobijenih rezultata za oba tipa kanala može se zaključiti da primena

HySTF u formi  $XFinC+SLCHDF$ , odnosno kada se u drugom koraku fuzije samo bira odluka donesena za klaster sa najvećom srednjom vrednošću SNR, ne daje naročito dobre rezultate. Najbolji rezultati postižu se kada se u drugom koraku koristi OHDF metod, tj.  $XFinC+OHDF$ , i to primenom JDF metoda sa JCEC, ili SDVDF metoda u prvom koraku fuzije.

Treba naglasiti da ostvareni rezultati odgovaraju osnovnim postavkama na kojima je zasnovana HySTF. Naime, poboljšanje performansi pri primeni HySTF, u odnosu na centralizovanu fuziju, ostvareni su upravo za vrednosti  $N_{sim}$  i  $L_{max}$  za koje se može očekivati najveća neusklađenost stvarnih vrednosti referentnih veličina i korišćenih referenci definisanih u NIRAS. Odnosno, ovo neslaganje je upravo najveće u slučaju kada je dužina uzorka mala, ili se javlja velika vrednost vremenske disperzije.

Za TDF-CHM#2 kanal se primenom HySTF ne ostvaruju poboljšanja u odnosu na CF kada je  $N_{sim} = 500$  usled veoma lošeg kvaliteta procene kumulanta za ovaj tip kanala. Naime, pošto se fuzija u prvom koraku izvodi sa samo četiri senzora, lokalne odluke u klasterima su suviše nepouzdate za kvalitetnu fuziju u drugom koraku. U ovom slučaju moguće je da bi se bolji rezultati ostvarili sa manjim brojem klastera i sa većim brojem senzora po klasteru.

Povećanje srednje verovatnoće tačne klasifikacije u odnosu na CF se u slučaju TDF-CHM#1 modela kanala kreću u opsegu od 2% do 10% zavisno od posmatranog slučaja i ostvaruju se primenom  $XFinC+OHDF$  modela, uz primenu JDF metoda sa JCEC ili eventualno SDVDF metoda kao metoda fuzije u klasteru ( $XF$ ). Primenom  $ACF+XF$  modela ostvaruju se lošiji rezultati u odnosu na CF i to reda 2% do 5.5%, uz značajno pojednostavljanje procesa komunikacije i obrade u sensorima mreže.

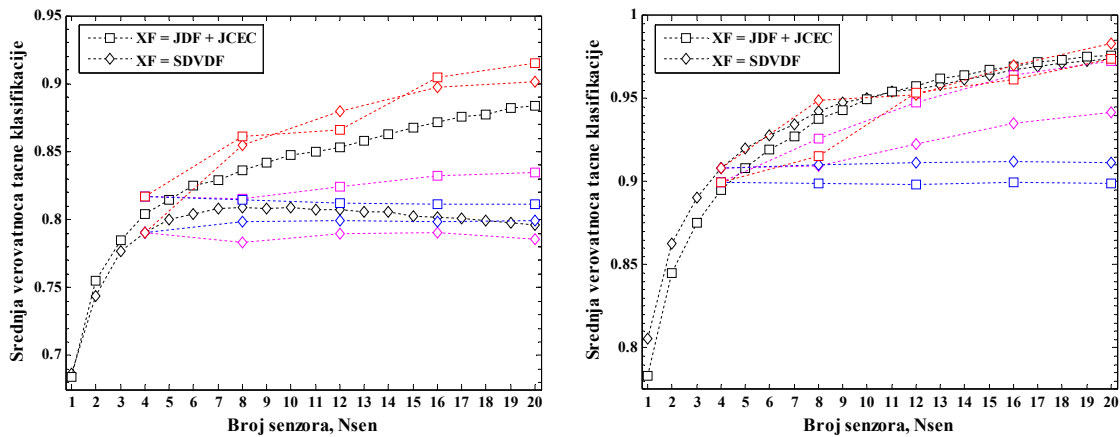
U slučaju analize TDF-CHM#2 modela kanala, povećanje uspešnosti klasifikacije u odnosu na CF se ostvaruje za veće dužine kanala ( $L_{max} = 10$ ), i veće dužine uzorka signala, i to reda od 2% do 5% u slučaju primene  $XFinC+OHDF$  modela, i JDF metoda sa JCEC metoda fuzije u klasteru ( $XF$ ), dok se primenom  $ACF+XF$  modela ostvaruju relativno mali dobici reda 1% do 2% uz smanjivanje složenosti komunikacije i obrade u okviru kooperativne mreže.

### **5.3.2 REZULTATI ANALIZE ZA WDSiC SCENARIO**

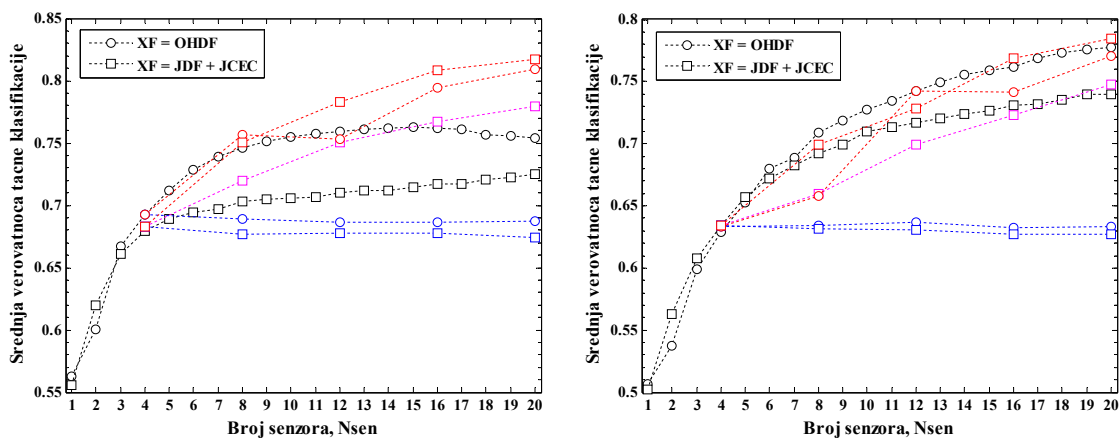
WDSiC scenario u suštini predstavlja SDS scenario iz četvrtog poglavlja, videti

podnaslov 4.3.5, u kome su senzori na neki način grupisani u klasterne. Pri tome, usled prostornog rasporeda senzora, konfiguracije terena i uslova propagacije signala senzori ostvaruju prijem signala pod veoma različitim uslovima u pogledu vrednosti SNR i vremenske disperzije. Usled toga, fuzija se u prvom koraku obavlja sa malim brojem senzora koji pri tome ostvaruju lokalne procene  $C_{42}$  potpuno različitog kvaliteta. Ovo je potpuno različita situacija u odnosu na CSSiS scenario, u kome su se u klasterima nalazili senzori koji ostvaruju sličan kvalitet prijema, pa samim tim i kvalitet lokalne procene  $C_{42}$ .

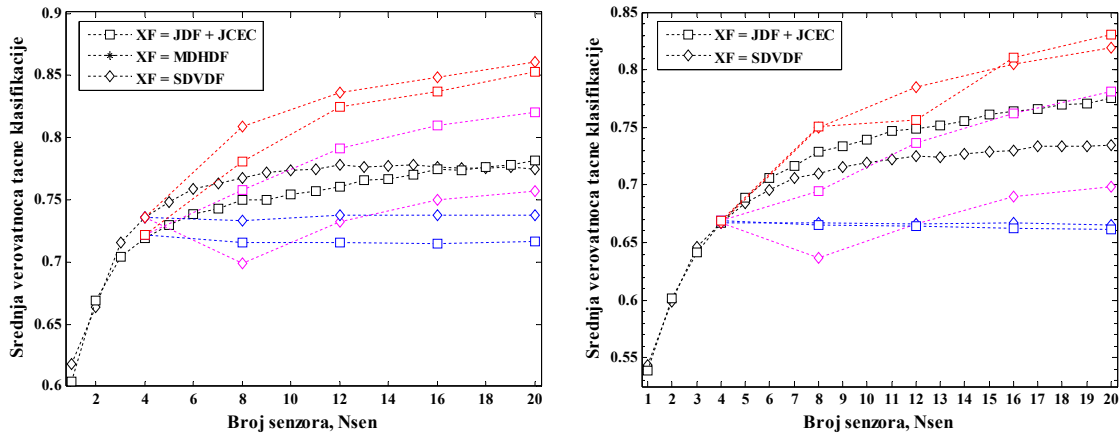
Na Sl.5.5, prikazani su uporedni rezultati primene CF kao i različitih formi HyTSP rešenja za različite uslove rada u slučaju TDF-CHM#1 modela kanala, dok su na Sl.5.6 - Sl.5.8 prikazani rezultati istog tipa za slučaj TDF-CHM#2 modela kanala.



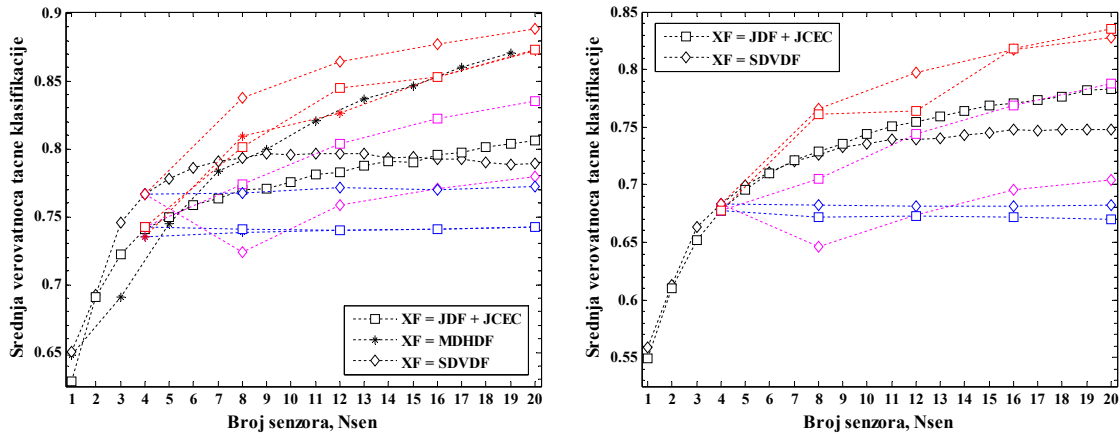
Sl.5.5 – Uporedni prikaz AMC performansi za CF (crna) i HyTSP realizovane kao ACF+XF (roze), XFinC+SLCHDF (plava) i XFinC+OHDF (crvena), za TDF-CHM#1 kanal, WDSiC scenario, kada je  $L_{max} = 5$ , za  $N_{sim} = 500$  (levo) i  $N_{sim} = 2000$  (desno).



Sl.5.6 – Uporedni prikaz AMC performansi za CF (crna) i HyTSP realizovane kao ACF+XF (roze), XFinC+SLCHDF (plava) i XFinC+OHDF (crvena), za TDF-CHM#2 kanal, WDSiC scenario, i vrednost  $N_{sim} = 500$ , kada je  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).



Sl.5.7 – Upporedni prikaz AMC performansi za CF (crna) i HyTSF realizovane kao ACF+XF (roze), XFinC+SLCHDF (plava) i XFinC+OHDF (crvena), za TDF-CHM#2 kanal, WDSiC scenario, i vrednost  $N_{sim} = 2000$ , kada je  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).



Sl.5.8 – Upporedni prikaz AMC performansi za CF (crna) i HyTSF realizovane kao ACF+XF (roze), XFinC+SLCHDF (plava) i XFinC+OHDF (crvena), za TDF-CHM#2 kanal, WDSiC scenario, i vrednost  $N_{sim} = 4000$ , kada je  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).

Za razliku od prethodnog scenarija, relativno mali broj senzora u prvom koraku fuzije onemogućava značajna poboljšanja AMC performansi primenom HySTF u slučaju TDF-CHM#1 modela kanala. Naime, bolji rezultati primenom CF u odnosu na HySTF za ovaj slučaj posledica su dva faktora. Kao prvo, u slučaju manjih vrednosti vremenske disperzije i veće dužine kanala uticaj neusklađenosti referentnih veličina u slučaju TDF-CHM#1 modela kanala nije dovoljno značajna pa se i putem CF postižu izuzetno dobri rezultati (videti Tab.4.4). Sa druge strane za veće dužine kanala, kada se javlja viši nivo neusklađenosti referentnih veličina, što je situacija za koju je HyTSF i namenjena, veoma mali broj senzora u prvom koraku HySTF onemogućava donošenje dovoljno kvalitetnih lokalnih odluka na nivou klastera. Ovakvo ponašanje je potpuno različito u odnosu na CSSiS scenario, kada je fuzija u prvom koraku bila uspešnija usled relativno ujednačenog kvaliteta procene kumulanta.

U slučaju TDF-CHM#2 modela kanala, za koji se usled lošijeg kvaliteta estimacije kanala sa RCE-I modelom javlja znatno viši nivo neusklađenosti referentnih veličina, primena HySTF postaje opravdana u svim analiziranim uslovima primene. Jedino se u slučaju najlošijeg kvaliteta procene kumulanta, tj. za  $L_{max} = 10$  uz  $N_{sim} = 500$ , usled veoma loših odluka u prvom koraku fuzije ne ostvaruju bitna poboljšanja u odnosu na CF ali se ostvaruje približno isti nivo performansi.

Kao što se može zapaziti, za oba tipa kanala najbolji rezultati primenom HySTF ostvaruju se u formi  $XFinC+OHDF$ , pri čemu se u prvom koraku fuzije za slučaj TDF-CHM#2 modela kao optimalno rešenje najčešće javlja SDVDF metod, dok u slučaju TDF-CHM#1 modela optimalno rešenje predstavlja primena JDF metoda sa JCEC.

Primena HySTF u formi  $XFinC+SLCHDF$  ni za ovaj scenario ne daje dobre rezultate. Sa druge strane primenom  $ACF+XF$  se u najvećem broju slučajeva, kao i za prethodni CSSiC scenarija ostvaruju lošije performanse u odnosu na CF. Ipak, ovu formu HySTF treba posmatrati kao kompromis između kvaliteta AMC i smanjivanja računskog i komunikacionog opterećenja senzorskih nodova u WSN. U tom smislu u WSN je opravdano koristiti ovakvo rešenje ukoliko gubitak AMC performansi u odnosu na CF nije previše veliki, pa se pri postizanju navedenih pogodnosti u prenosu i obradi signala u WSN ne narušava previše uspešnost klasifikacije.

Povećanje srednje verovatnoće tačne klasifikacije u odnosu na CF se u slučaju analize TDF-CHM#1 modela kreću u opsegu do 3%, pri čemu se ostvaruju primenom  $XFinC+OHDF$  modela, uz JDF metod sa JCEC kao metodom fuzije u klasteru ( $XF$ ). Primenom  $ACF+XF$  modela ostvaruju se lošiji rezultati u odnosu na CF i to reda 1% do 4%, takođe primenom JDF metoda sa JCEC ali u drugom koraku fuzije.

U slučaju analize TDF-CHM#2 modela, povećanje uspešnosti klasifikacije u odnosu na CF se ostvaruje za gotovo sve posmatrane slučajeve i reda je od 5% do 9% u slučaju primene  $XFinC+OHDF$  modela, uz primenu JDF metoda sa JCEC ili SDVDF metoda kao metoda fuzije u klasteru ( $XF$ ). Primenom  $ACF+XF$  modela uz primenu JDF metoda sa JCEC u drugom koraku fuzije ostvaruju se slične AMC performanse kao i sa CF, uz relativno mali dobitke ili gubitke reda 1% do 2%.

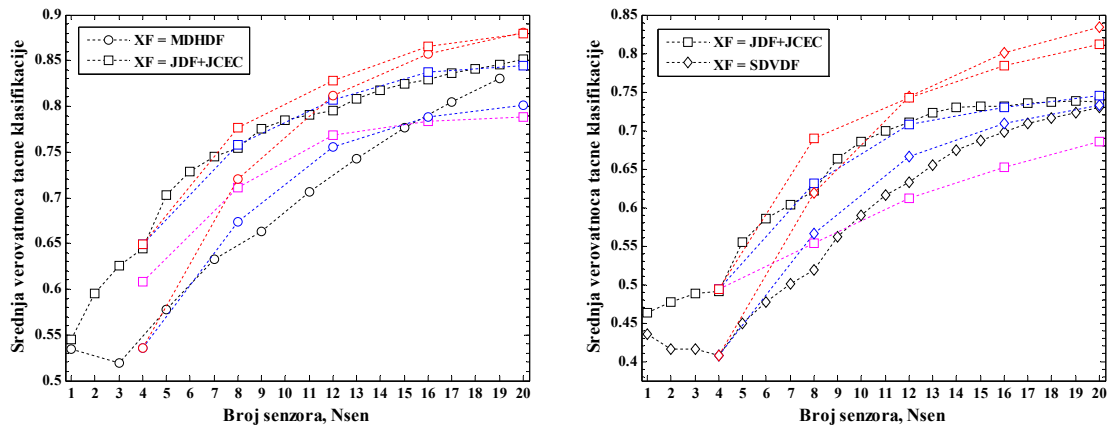
### **5.3.3 REZULTATI ANALIZE ZA CSC SCENARIO**

Kao što je već rečeno CSC scenario zapravo predstavlja scenario u kome se svi

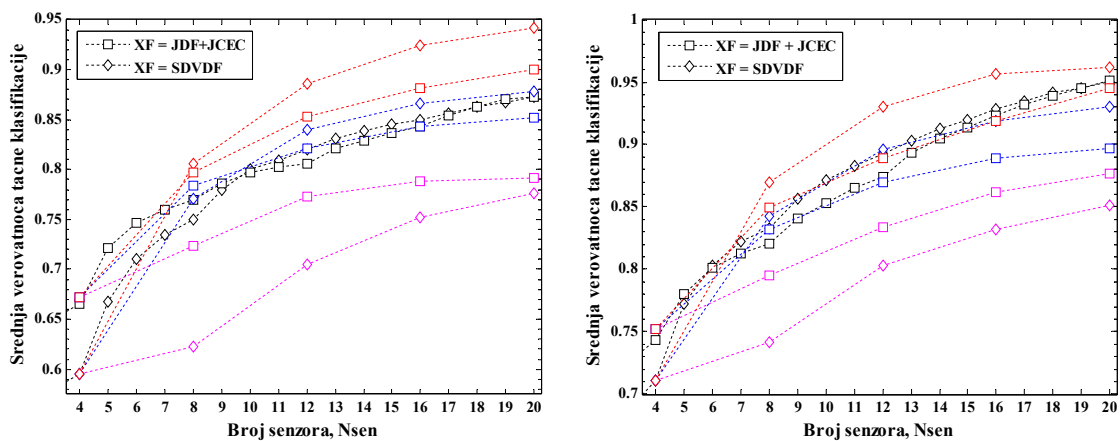


podaci iz mreže centralizovano prikupljaju, pa se u FC na nivou mreže odlučuje da li će se koristiti CF ili neka forma HySTF. Pri tome, usled grupisanja senzora u klustere samo po vrednosti SNR, ne uzimajući u obzir dužine kanala, razlike kvaliteta procene kumulanta za različite senzore mogu biti veoma velike. Ipak, ova razlika u kvalitetu procene nije toliko značajna i učestala kao kod WDSiC scenaria, pa se u tom smislu CSC scenario može posmatrati kao slučaj smešten između CSSiC i WDSiC scenarija.

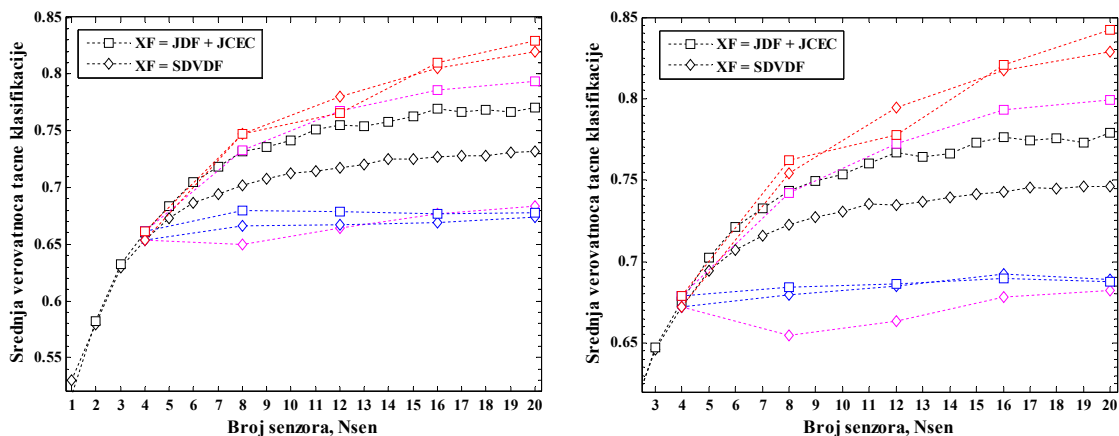
Na Sl.5.9 i Sl.5.10, prikazani su uporedni rezultati primene CF kao i različitih formi HyTSF rešenja za slučaj TDF-CHM#1 modela kanala za različite uslove rada. Osim toga, na Sl.5.11, prikazani su uporedni rezultati primene CF i različitih formi HyTSF rešenja za različite uslove rada u slučaju TDF-CHM#2 modela za CSC scenario.



Sl.5.9 – Uporedni prikaz AMC performansi za CF (crna) i HyTSF realizovane kao ACF+XF (roze), XFinC+SLCHDF (plava) i XFinC+OHDF (crvena), za TDF-CHM#1 kanal, CSC scenario, i vrednost  $N_{sim} = 500$ , kada je  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).



Sl.5.10 – Uporedni prikaz AMC performansi za CF (crna) i HyTSF realizovane kao ACF+XF (roze), XFinC+SLCHDF (plava) i XFinC+OHDF (crvena), za TDF-CHM#1 kanal, CSC scenario, kada je  $L_{max} = 10$ , za  $N_{sim} = 2000$  (levo) i  $N_{sim} = 4000$  (desno).



Sl.5.11 – Uporedni prikaz AMC performansi za CF (crna) i HyTSF realizovane kao  $ACF+XF$  (roze),  $XFinC+SLCHDF$  (plava) i  $XFinC+OHDF$  (crvena), za TDF-CHM#2 kanal, CSC scenario, kada je  $L_{max} = 10$ , za  $N_{sim} = 2000$  (levo) i  $N_{sim} = 4000$  (desno).

Na osnovu prikazanih rezultata analize HySTF za CSC scenario može se videti da je osnovno ponašanje veoma slično onom koje se javlja u slučaju CSSiC scenarija. U skladu sa osnovnom postavkom HySTH, poboljšanje u odnosu na CF ostvaruje se u uslovima kada se javlja veći nivo neusklađenosti korišćenih i stvarnih vrednosti referenci. Jedini izuzetak, kao i u slučaju CSSiC scenarija javlja se za slučaj TDF-CHM#2 modela kada se za male dužine uzorka signala, usled malog broja senzora u klasteru u kombinaciji sa lošim kvalitetom procene kumulanta za ovaj tip kanala onemogućava rad metoda fuzije u prvom koraku HySTF. Osim toga, poređenjem sa CSSiC scenarijom zapažaju se znatno lošiji rezultati primene  $ACF+XF$  forme HySTF, što je posledica neujednačenijeg kvaliteta procene kumulanta u sensorima istog klastera, što čini usrednjenu procenu na osnovu MRC znatno lošijom (ekvivalentno SGS scenariju u četvrtom poglavlju). Sličan efekat se javlja i u WDSiC scenariju, ali je u tom slučaju on maskiran relativno lošijim ponašanjem CF za taj scenario.

Povećanje srednje verovatnoće tačne klasifikacije u odnosu na CF se u slučaju analize TDF-CHM#1 modela kreću u opsegu od 4% do 10% i ostvaruju se primenom  $XFinC+OHDF$  modela, sa SDVDF metodom ili JDF metodom sa JCEC pri fuziji na nivou klastera ( $XF$ ). Primenom  $ACF+XF$  modela uz JDF metod sa JCEC u drugom koraku fuzije, ostvaruju se lošiji rezultati u odnosu na CF reda 2% do 4%. U slučaju TDF-CHM#2 modela, povećanje uspešnosti klasifikacije u odnosu na CF ostvaruje se samo za kanale veće dužine, i reda je od 4% do 7% pri primeni  $XFinC+OHDF$  modela, sa JDF metodom sa JCEC za potrebe fuzije u klasteru, a primenom  $ACF+XF$  modela sa JDF metodom uz JCEC u drugom koraku fuzije ostvaruju se dobici reda 2% do 4%.

## **6. MOGUĆNOST PRIMENE METODA FUZIJE U KLASIČNIM REŠENJIMA AMC NA OSNOVU KUMULANATA**

U prethodnim poglavljima posmatrana su rešenja za kooperativnu AMC izvedena u formi centralizovane fuzije (CF) ili hibridne dvostepene fuzije (HySTF). Pri tome, razmatrana je primena različitih formi HDF, SDF i DaF metoda. Ipak, analiza AMC performansi ovih rešenja u praktičnoj primeni pokazala je da se u određenim uslovima rada usled pojave problema neodređenosti korišćenih referentnih veličina (NIRAS) za potrebe fuzije, dolazi do značajnog pogoršanja AMC performansi pojedinih rešenja za kooperativnu AMC u odnosu na njihove maksimalno ostvarive performanse dobijene za odgovarajuće vrednosti posmatranih referentnih veličina (IRAS). Najveći gubici, u prethodno navedenom smislu, zapaženi su u slučaju MPF kanale sa FSF bez direktne komponente (iz Tab.3.2), kao i za posmatrane modele vremenski korelisanih MPF kanala sa FF (iz Tab.3.3). Visok nivo neusklađenosti (razlike) stvarnih vrednosti od usvojenih referentnih vrednosti dostupnih u praktičnoj primeni, nastaje usled postignutog lošeg kvaliteta procene  $C_{42}$ . U jednom broju slučajeva primena HySTF omogućava značajno ublažavanje gubitka AMC performansi usled neusklađenosti referentnih veličina, ali se u uslovima rada za koje se dobija veoma loš kvalitet procene  $C_{42}$  čak ni u tom slučaju ne ostvaruju neka značajnija poboljšanja. Iz tog razloga ovde će biti razmotrena mogućnost da se primenom prethodno definisanih metoda fuzije, ali u kontekstu AMC procesa unutar samih senzora mreže, poveća verovatnoća donošenja tačne odluke u sensorima pre primene fuzije. tj. na nivou lokalnih odluka. Zapravo, ovde izložene tehnike predstavljaju unapređenje klasičnog rešenja AMC sa jednim sensorom, pri čemu se kao osnovni AMC postupka posmatra onaj definisan na osnovu kumulanta  $C_{42}$ .

Predložena modifikacija AMC na osnovu kumulanta  $C_{42}$ , [199-200], sastoji se u tome da se na određeni način pribavi veći broj opservacija istog signala, i da se u

samom senzoru putem HDF, SDF, ili DaF izvrši fuzija AMC rezultata dobijenih za posmatrani niz opservacija. Na ovaj način postiže se efekat ekvivalentan višestrukom povećanju korišćene dužine uzorka, pri čemu se mogu posmatrati dva različita slučaja.

U prvom slučaju, povećanjem dužine uzorka mogao bi se povećati kvalitet procene  $C_{42}$ , ali je iz tehničkih razloga nemoguće pribaviti neprekidne uzorke signala dovoljne dužine. Neki od razloga za pojavu ove situacije su periodičnost u obavljanju opservacija za pojedine delove RF spektra u sklopu procesa SpS u CRN ili odgovarajućeg procesa koji se obavlja u sistemima za nadgledanje i monitoring RF spektra. Slična situacija javlja se i u WSN, gde senzorski nodovi u cilju ostvarivanja energetske efikasnosti samo periodično uključuju radio modul, i to sa veoma malim faktorom režima. Osim toga, prekidi u prikupljanju uzorka signala mogu nastati usled same prirode komunikacije nepoznatog predajnika (rad u *burst*-ovima) ili usled pojave dubokog fedinga u kanalu pri čemu pojedini delovi signala moraju biti odbačeni kao neupotrebljivi za potrebe AMC, [19]. U svakoj od navedenih situacija, poboljšanje performansi klasifikatora može se ostvariti kombinovanjem rezultata dobijenih za  $N_r$  uzastopnih opservacija signala, kao zamene za korišćenje jednog uzorka signala veće dužine. Ovakav pristup posmatran je u [201], gde je analizirana mogućnost poboljšanja performansi za slučajeve AWGN kanala i MPF kanala sa FSF na principu usrednjavanja procena  $C_{42}$  za više uzastopnih opservacija signala prikupljenih pod istim uslovima. Ovakav postupak u suštini predstavlja primenu ovde posmatranog ADaF metoda. U [36] je ovde opisani RCE-II model predložen u formi u kojoj se na osnovu većeg broja opservacija određuje položaj dominantne komponente u impulsnom odzivu MPF kanala sa FSF, a u cilju poboljšavanja estimacije parametara kanala a posledično i kvaliteta procene  $C_{42}$ .

U istraživanju vršenom pri izradi ove disertacije, posmatrano je dalje unapređenje ovog postupka u smislu primene JDF i OHDF metoda, [199]. Pokazano je da se primenom ovih metoda fuzije mogu nadmašiti AMC performanse ranije posmatranog ADaF metoda, pri čemu se putem JDF metoda ostvaruju najveća uspešnost klasifikacije. Ipak, pomenuti rezultati ostvareni su samo pri primeni odgovarajućih referentnih veličina (IRAS), dok je za neusklađene referentne vrednosti (NIRAS) zapaženo drastično pogoršanje performansi.

U drugom slučaju, pri povećanju dužine uzorka signala iznad neke određene vrednosti može doći do pogoršanja kvaliteta procene  $C_{42}$  ili do relativno blagog ili

nikakvog povećanja kvaliteta ove procene. Kao što je u četvrtom poglavlju pokazano prvi slučaj se javlja za vremenski korelisane modele MPF kanala sa FF iz Tab.3.3, usled promenljivosti karakteristika kanala u vremenu, dok se drugi slučaj javlja za MPF kanale sa FSF bez dominantne komponente iz Tab.3.2, usled nestabilnosti metoda estimacije parametara kanala (RCE-I model). U ovom slučaju ima smisla izvršiti podelu uzorka signala veće dužine  $N_{sim}$  na  $N_{seg}$  segmenata jednake dužine  $N_{s,seg}$ , pri čemu je  $N_{sim} = N_{seg} \times N_{s,seg}$ , a koji se mogu posmatrati kao posebne opservacije, [200]. Nakon toga predlaže se primena nekog od prethodno definisanih metoda fuzije iz podnaslova 4.3, nad AMC rezultatima dobijenim za posebne segmente uzorka. Osnovna ideja ovog postupka sastoji se u tome da postoji značajna verovatnoća da je dobitak u pogledu ukupnih AMC performansi ostvaren primenom fuzije AMC rezultata za pojedine segmente veći od onog koji nastaje usled (slabog ili nikakvog) poboljšanja kvaliteta procene  $C_{42}$  pri povećanju dužine uzorka bez primene segmentacije.

### **6.1 OPŠTI MODEL FUZIJE AMC REZULTATA PRI PRIJEMU SIGNALA KORIŠĆENJEM JEDNOG SENZORA**

U oba navedena slučaja klasifikator raspolaže sa određenim brojem opservacija za potrebe fuzije, tj.  $N_r$  u slučaju prikupljanja više uzastopnih opservacija signala ili  $N_{seg}$  za slučaj segmentacije uzorka signala veće dužine. Pri tome, procene kumulanta za pojedine opservacije mogu se smatrati za međusobno nezavisne slučajne promenjive.

U prvom slučaju, pojedinačne opservacije signala sa dužinama uzorka  $N_{s,r}, r = 1, \dots, N_r$ , dobijene su za primljene signale koji sadrže međusobno nezavisne slučajne sekvence simbola  $x_r(n), n = 1, \dots, N_{s,r}$ , emitovanih od strane nepoznatog predajnika, pa su stoga i procene kumulanta  $C_{42,r}, r = 1, \dots, N_r$ , međusobno nezavisne, [34]. U slučaju primene segmentacije, iako je celokupan uzorak signala, tj. sekvenca procene simbola na prijemu u OOU  $y(n), n = 1, \dots, N_{sim}$ , dobijena pri penosu signala kroz isti MPF kanal, usled nekorelisanosti delova emitovane sekvence simbola  $x(n), n = 1, \dots, N_{sim}$ , koju sadrže pojedini segmenti sekvence  $y(n)$ , procene kumulanta po ovim segmentima,  $C_{42,i}, i = 1, \dots, N_{seg}$ , su takođe nekorelisane slučajne promenjive, [34]. U oba slučaja vremenska promenljivost MPF kanala koja se javlja tokom perioda između dva uzorka ili tokom prikupljanja uzorka signala veće dužine, npr. kod modela MPF kanala sa FF iz Tab.3.3, takođe uslovljava nekorelisanost procena  $C_{42,r}$  ili  $C_{42,i}$  po

pojedinin opservacijama ili segmentima, respektivno.

U skladu sa navedenim, možemo smatrati da su uslovi pod kojima se primenjuju metodi fuzije za oba navedena slučaja istovetni onima koji se javljaju pri primeni ovih metoda fuzije u okviru rešenja za kooperativnu AMC, uz jedinu razliku da se vrednost SNR, u skladu sa načinom definisanja u podnaslovu **3.1**, može smatrati jednakom za sve ostvarene procene kumulanata. Ipak, ovde je analiziran opštiji slučaj u kome se vrednost SNR može sporo menjati pri obavljanju uzastopnih opservacija u slučaju prikupljanja nekoliko nezavisnih opservacija signala. Pri tome je korišćen model da je trenutna vrednost SNR za određenu opservaciju posmatrana (generisana) kao uniformno rasodeljenja diskretna slučajna promenljiva na intervalu  $snr_r \in [snr - 2dB, snr + 2dB]$ ,  $r = 1, \dots, N_r$ , gde je  $snr$  nominalna vrednost za koju se posmatra uspešnost klasifikacije. Pri segmentaciji uzorka dobijenog tokom jedne opservacije uvodi se pretpostavka da je vrednost SNR za različite segmente identična, odnosno  $snr_i = snr, \forall i = 1, \dots, N_{seg}$ .

U slučaju primene HDF metoda fuzije na osnovu procena  $C_{42}$  donosi se konačna odluka za posmatranu opservaciju,  $d_r, r = 1, \dots, N_r$  ili segment,  $d_i, i = 1, \dots, N_{seg}$ , koje se uz odgovarajuće vrednosti SNR koriste u procesu fuzije. U slučaju primene DaF ili SDVDF metoda u procesu fuzije koriste se procene kumulanta za date opservacije,  $C_{42,r}, r = 1, \dots, N_r$  ili segmente,  $C_{42,i}, i = 1, \dots, N_{seg}$ , uz odgovarajuće vrednosti SNR.

Za potrebe estimacije AMC performansi primenjen je sličan postupak onom datom u podnaslovu **3.5** za potrebe analize performansi klasičnog rešenja za AMC na osnovu kumulanta  $C_{42}$ . Pri tome, pri analizi modela sa više uzastopnih opservacija umesto jednog uzorka signala generisano je  $N_r \in \{1,2,3,5,7\}$  uzoraka identične dužine pod istim navedenim uslovima, pa je nakon određivanja procene  $C_{42,r}$  za sve opservacije primenjivan neki od metoda fuzije u cilju dobijanja konačne odluke. U slučaju modela sa segmentacijom uzorka, uzorci signala na prijemu generisani su na isti način kao u pomenutom postupku datom u podnaslovu **3.5**, nakon čega je obavljena segmentacija sa definisanim brojem segmenata  $N_{seg} \in \{1,2,4,8\}$ , zatim je vršen proračun procene  $C_{42,i}$  po segmentima, kao i primena odgovarajućeg metoda fuzije.

Kao referentne vrednosti za potrebe metoda fuzije korišćene su one definisane u skladu sa IRAS ili NIRAS. U slučaju MPF kanala sa FSF, analiza je vršena za dva ranije definisana propagaciona okruženja,  $L_{max} = 5$  i  $L_{max} = 10$ . U slučaju primene

NIRAS scenarija korišćene su odgovarajuće usrednjene referentne vrednosti matrica konfuzije, stvarnih srednjih vrednosti procene i varijansi procene u okviru definisanih propagacionih okruženja.

Kompletna analiza obavljena je za opseg vrednosti  $snr \in [-3dB, 18dB]$  u slučaju modela sa većim brojem uzastopnih opservacija (da bi se zadovoljila uvedena promenljivost SNR), i sa  $snr \in [-5dB, 20dB]$  za model sa segmentacijom uzorka.

## **6.2 REZULTATI PRIMENE METODA FUZIJE PRI SEGMENTACIJI UZORKA**

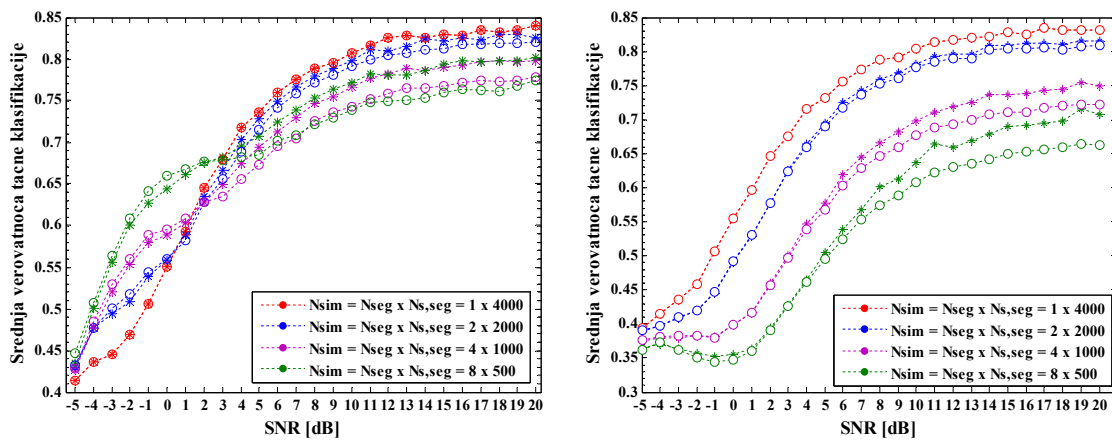
U cilju analize poboljšanja AMC performansi koje se mogu ostvariti primenom postupaka segmentacije i fuzije, kao referentan slučaj posmatran je onaj sa  $N_{seg} = 1$ . Pri tome, kao osnovna dužina uzorka signala posmatrana je ona najveće dužine, tj.  $N_{sim} = 4000$ .

U skladu sa ovde definisanom osnovnom idejom ovog postupka, poboljšanja AMC performansi se očekuju u slučaju svih modela MPF kanala sa FF, kod kojih se sa povećanjem dužine uzorka zapravo ostvaruje sve lošiji kvalitet procene  $C_{42}$ . Stoga se podelom na više segmenta manje dužine zapravo ostvaruje bolji kvalitet procene  $C_{42}$  na svakom od segmenata u odnosu na procenu za ceo originalni uzorak, što uz dodatno poboljšanje na osnovu primene metoda fuzije treba da omogući značajno bolje AMC performanse. Za ove kanale primena segmentacije zapravo predstavlja jedini način da se koriste veće dužine uzorka u cilju ostvarivanja boljih AMC performansi.

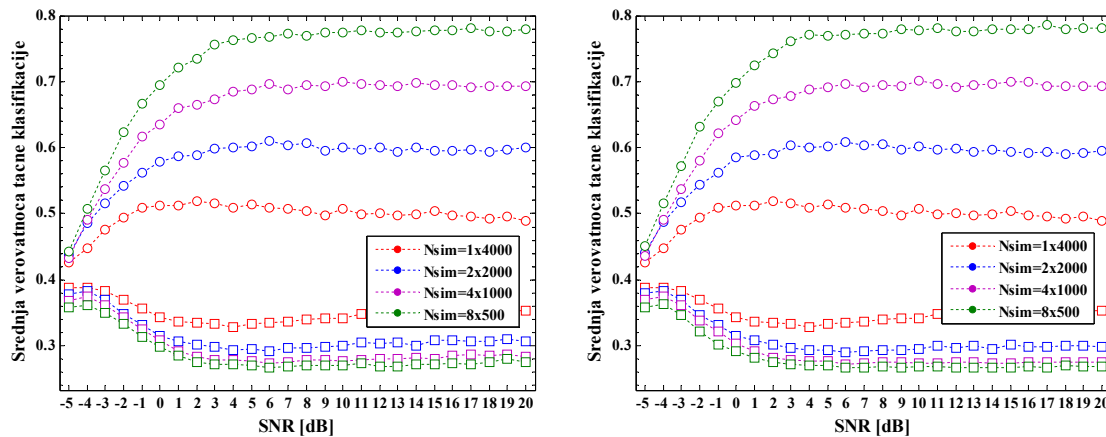
U slučaju MPF kanala sa FSF, značajna poboljšanja se očekuju u slučaju modela kanala bez dominantne komponente. Za ovaj tip kanala povećanje dužine uzorka signala ne utiče značajno na popravljavanje kvaliteta procene  $C_{42}$ , pogotovo u slučaju većih vrednosti vremenske disperzije (dužine kanala). Stoga se očekuje da se putem segmentacije i primene fuzije za segmente manje dužine, za koje je kvalitet procene  $C_{42}$  veoma sličan onome za uzorak višestruko veće dužine, mogu ostvariti značajni dobici ukupnih AMC performansi. Nasuprot tome, u slučaju MPF kanala sa FSF i direktnom komponentom, sa porastom dužine uzorka povećava se i kvalitet procene za sve dužine kanala, tako da se u ovom slučaju ne mogu očekivati značajniji dobici primenom postupka segmentacije i fuzije, odnosno određeni dobitu su mogući samo za manje vrednosti SNR kada je kvalitet procene kumulanta veoma loš.

### 6.2.1 REZULTATI U SLUČAJU MPF KANALA SA FSF

Na Sl.6.1 - Sl.6.2 i Sl.6.3 - Sl.6.5, respektivno su prikazani rezultati analize za TDF-CHM#1 i TDF-CHM#2 modele kanala pri primeni IRAS i NIRAS, i to za slučaj različitih propagacionih okruženja, i pri primeni različitih CEM (RCE-I i RCE-II). Pri tome, TDF-CHM#2 model kanala se posmatra kao karakterističan slučaj kanala bez dominantne komponente. Zapravo, pri analizi druga dva modela kanala ovog tipa, TDF-CHM#3 i TDF-CHM#4, dobijene su slične AMC performanse kao za TDF-CHM#2 model kanala, pa se ovaj kanala može posmatrati kao opšti slučaj za kanale ovog tipa.



Sl.6.1 – Prikaz rezultata primene postupka segmentacije sa ADaF (○) i JDF (\*) za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i za  $L_{max} = 10$ , uz primenu IRAS (levo) i NIRAS (desno) referentnih vrednosti.



Sl.6.2 – Prikaz rezultata primene postupka segmentacije sa ADaF (levo) i JDF (desno) za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-I, kada je  $L_{max} = 10$ , za IRAS (○) i NIRAS (□) referentne vrednosti.

Na Sl.6.1 - Sl.6.5 prikazani su samo rezultati ostvareni sa ADaF i JDF metodima, pošto se njihovom primenom ostvaruju znatno bolji rezultati u poređenju sa onima dobijenim primenom ostalih metoda fuzije. Pri tome, JDF i ADaF metodi ostvaruju slične AMC performanse za oba tipa MPF kanala. Stoga ADaF metod u ovom slučaju



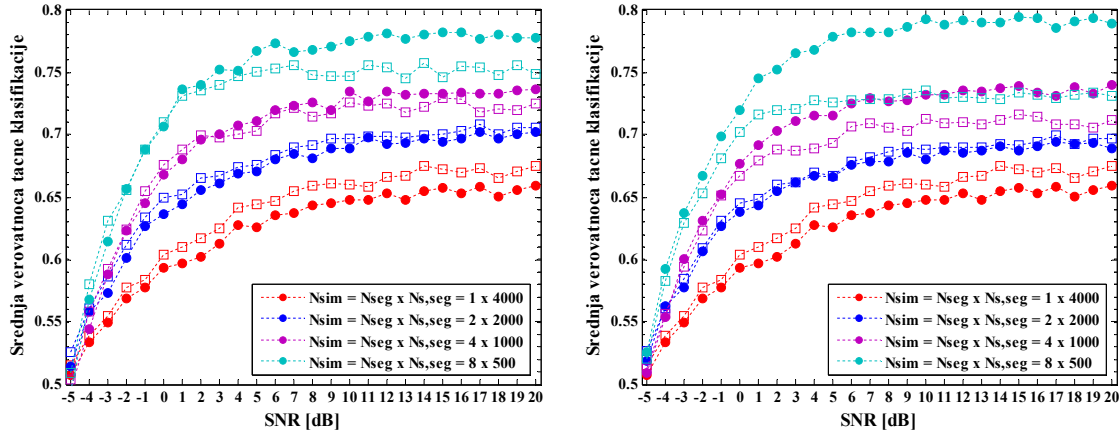
predstavlja optimalno rešenje, usled znatno manje složenosti, kao i činjenice da je za njegovu praktičnu primenu (NIRAS) dovoljno poznavati samo teorijske vrednosti  $C_{42}$ .

Rezultati dobijeni izvršenom numeričkom analizom putem simulacionih modela su potpunoj saglasnosti sa navedenim teorijskim stavovima. Za TDF-CHM#1 model kanala sa primenom RCE-II se za niske vrednosti SNR procena kumulanta ostvaruje sa veoma velikom varijansom, čija vrednost relativno sporo opada sa porastom dužine uzorka. Stoga se u regionu niskih vrednosti SNR pri primeni postupka segmentacije i fuzije za IRAS scenario ostvaruju određeni dobitci u smislu porasta AMC performansi, Sl.6.1 (levo). Ipak, u slučaju korišćenja neusklađenih referentnih vrednosti (NIRAS), metodi fuzije ne omogućavaju dovoljno veliki dobitak performansi pa se zato kao bolje rešenje pokazuje korišćenje veće dužine uzorka, čime se značajno poboljšava kvalitet procene kumulanta u smislu smanjivanja odstupanja srednje vrednosti procene od korišćenih referentnih srednjih vrednosti (teorijskih vrednosti  $C_{42}$ ).

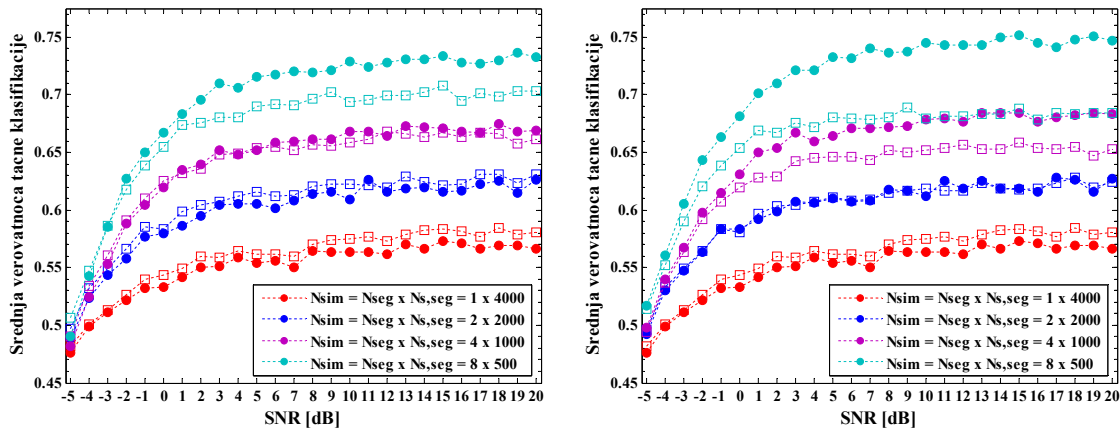
U slučaju da se za TDF-CHM#1 model kanala primeni RCE-I model, Sl.6.2, ostvaruje se znatno lošiji kvalitet procene  $C_{42}$ . Usled toga se u ovom slučaju putem segmentacije i fuzije uz uslov korišćenja odgovarajućih referentnih vrednosti (IRAS) ostvaruju značajna poboljšanja performansi. Ipak, u istom scenariju primenom neusklađenih referentnih vrednosti (NIRAS), usled velikog odstupanja stvarnih srednjih vrednosti procene od korišćenih referentnih vrednosti (teorijskih vrednosti  $C_{42}$ ), metodi fuzije ne rade na zadovoljavajući način, pa se putem segmentacije ne ostvaruju dobitci.

U slučaju TDF-CHM#2 modela kanala, kvalitet procene  $C_{42}$  ne zavisi značajno od dužine uzorka signala, odnosno vrednost varijanse procene sporo opada sa povećanjem dužine uzorka i vrednosti SNR, dok odstupanje stvarne srednje vrednosti procene od teorijske vrednosti pretežno zavisi od dužine kanala. Stoga, primenom segmentacije i fuzije ostvaruju se značajna poboljšanja performansi i to primenom bilo kog od dva CEM metoda (RCE-I ili RCE-II), Sl.6.3 - Sl.6.5. Pri tome, u slučaju IRAS ostvaruju se nešto bolji rezultati, usled većeg dobitka ostvarenog primenom metoda fuzije uz korišćenje odgovarajućih referentnih vrednosti. Ipak, za ovaj tip kanala se i u slučaju NIRAS putem segmentacije ostvaruju značajni dobitci u odnosu na slučaj korišćenja uzorka originalne (velike) dužine. Pri tome, primenom RCE-I modela za koji se ostvaruje bolji kvalitet procene  $C_{42}$ , ostvarena poboljšanja AMC performansi primenom segmentacije i fuzije, u odnosu na slučaj bez segmentacije, su reda 20% do 25% za

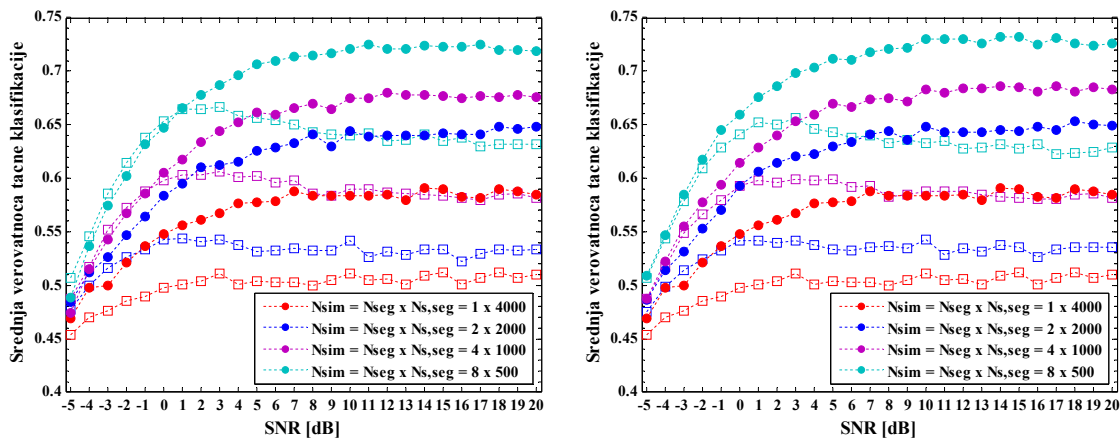
IRAS odnosno 10% do 15% za NIRAS scenario, pri čemu se veća poboljšanja ostvaruju za slučaj manjih dužina kanala. U slučaju primene RCE-II modela, ostvaruju se dobiti reda 15 do 20% za IRAS odnosno 10% do 15% za NIRAS scenario.



Sl.6.3 – Prikaz rezultata primene postupka segmentacije sa ADaF (levo) i JDF (desno) za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I, kada je  $L_{max} = 5$ , za IRAS (●) i NIRAS (□) referentne vrednosti.



Sl.6.4 – Prikaz rezultata primene postupka segmentacije sa ADaF (levo) i JDF (desno) za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I, kada je  $L_{max} = 10$ , za IRAS (●) i NIRAS (□) referentne vrednosti.



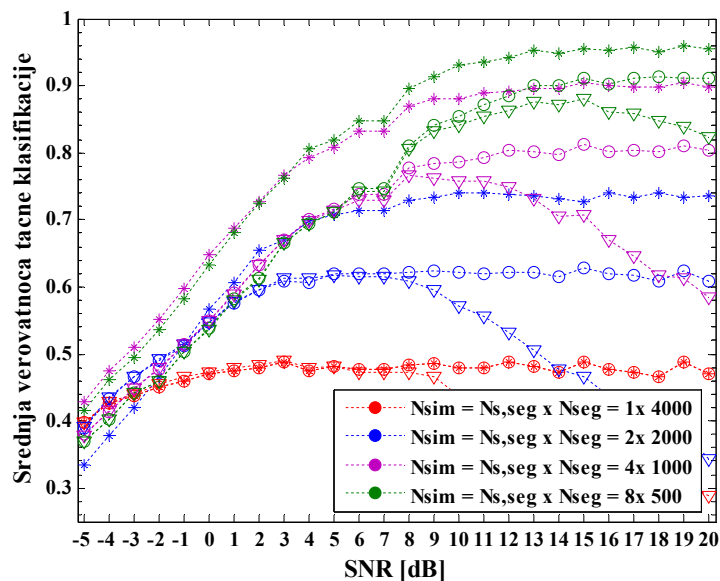
Sl.6.5 – Prikaz rezultata primene postupka segmentacije sa ADaF (levo) i JDF (desno) za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-II, kada je  $L_{max} = 10$ , za IRAS (●) i NIRAS (□) referentne vrednosti.

### **6.2.2 REZULTATI U SLUČAJU MPF KANALI SA FF**

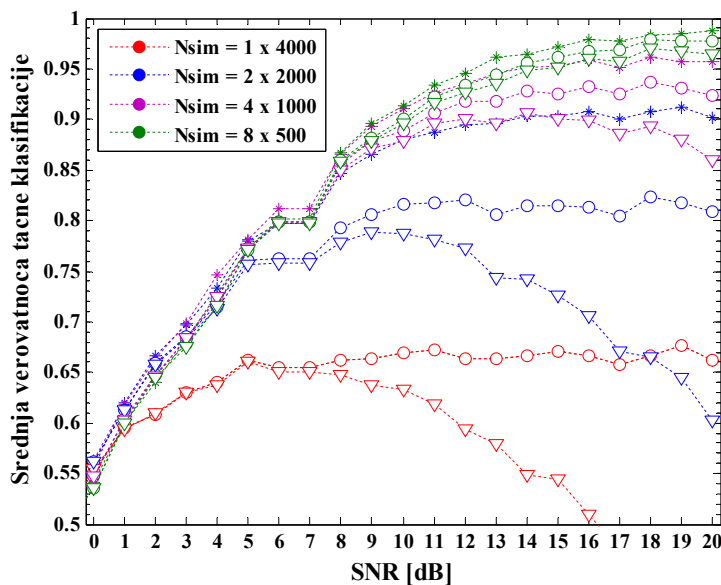
Analizom rezultata dobijenih putem numeričke analize u slučaju MPF kanala sa FF, jasno se zaključuje da se primenom segmentacije i fuzije u svakom od analiziranih scenarija ostvaruje značajno poboljšanje AMC performansi. Ovakvo ponašanje je u potpunosti očekivano na osnovu činjenice da se za ovaj tip kanala korišćenjem većih dužina sekvenci ne ostvaruju dobici AMC performansi, i to usled pogoršanja kvaliteta procene kumulanta zbog vremenske promenljivosti karakteristika kanala. Iz tog razloga se primena postupka segmentacije za ove kanale može posmatrati kao način da se iskoristi informacija o signalu prikupljena opservacijama signala kojima se generiše uzorak signala veće dužine. Pošto je za ovaj tip kanala prevashodno od interesa mogućnost poboljšavanja AMC performansi u slučaju praktične primene, ovde su dati samo rezultati za NIRAS scenario.

Na Sl.6.6 - Sl.6.8, prikazani su dobijeni rezultati pri primeni postupka segmentacije i fuzije primenom MDHDF, w-SJDF i NADaF metoda, kao skupa metoda za koji se dobijaju najbolje AMC performanse u slučaju NIRAS. Na osnovu prikazanih rezultata očigledno je da su u potpunosti ispunjena očekivanja u smislu značajnog poboljšanja performansi primenom postupka segmentacije i fuzije, naročito primenom MDHDF i w-SJDF metoda. Ovi metodi se veoma dobro ponašaju za posmatrane modele kanala i scenaro primene zato što za svoj rad u NIRAS scenariju zapravo koriste samo teorijske vrednosti kumulanta. Pri tome u MDHDF metodu se ove referentne vrednosti koriste za potrebe postavljanja pragova odlučivanja, dok se za w-SJDF metod koriste u okviru jednostavnog proračuna kriterijuma odlučivanja.

U slučaju NADaF metoda, za potrebe klasifikacije se koriste referentne vrednosti varijanse procene, što upravo predstavlja i glavni razlog opadanja AMC performansi za ovaj metod u regionu viših vrednosti SNR. Naime, usled osobina varijanse procene za posmatrane modele kanala FF-CHM#1-FF-CHM#8, u regionu visokih vrednosti SNR javlja se znatno veća neusklađenost (odstupanje) referentnih vrednosti varijanse od stvarnih vrednosti koje se javljaju pri realnoj proceni kumulanta na osnovu slučajnih sekvenci signala u pojedinim segmentima. Ova neusklađenost izaziva poremećaj u pravilu odlučivanja za NADaF, i dovodi do brzog opadanja verovatnoće tačne klasifikacije za veće vrednosti SNR.



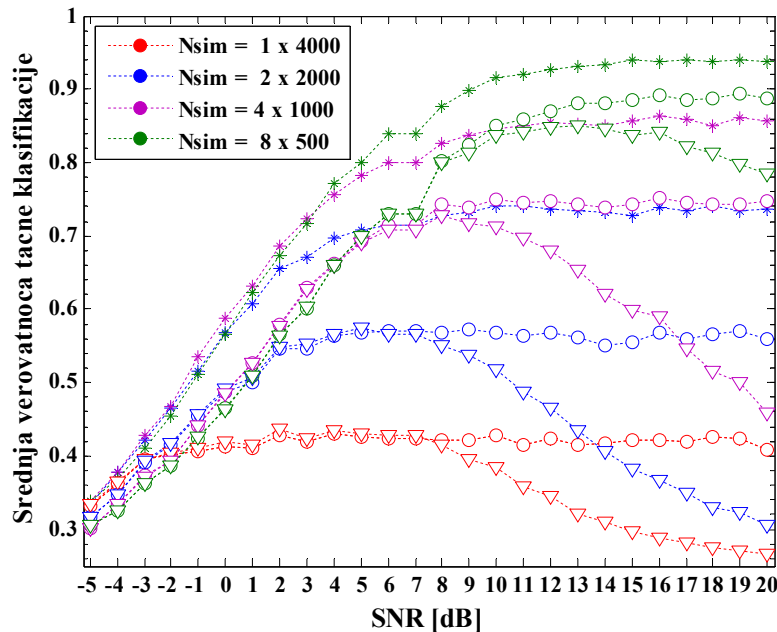
Sl.6.6 – Prikaz rezultata primene postupka segmentacije sa MDHDF (\*) i w-SJDF (○) i w-NADaF (▽) metodima za FF-CHM#1 kanal i NIRAS scenario, odnosno neusklađene referentne vrednosti.



Sl.6.7 – Prikaz rezultata primene postupka segmentacije sa MDHDF (\*) i w-SJDF (○) i w-NADaF (▽) metoda za FF-CHM#7 kanal i NIRAS scenario, odnosno neusklađene referentne vrednosti.

Treba zapaziti da se u slučaju raspolaganja sa uzorcima dužine  $N_{sim} = 4000$ , uz primenu segmentacije uzorka na  $N_{seg} = 8$  segmenata dužine  $N_{s,seg} = 500$ , može ostvariti uspešnost klasifikacije koja se za velike vrednosti SNR približava maksimalnoj vrednosti od 100%. Pri tome, kao što je i očekivano, najbolji kvallitet procene  $C_{42}$ , a koji se javlja kod FF-CHM#7 modela kanala, rezultuje sa najboljim ostvarenim AMC performansama. Pri tome se za FF-CHM#8 kanal dobijaju najlošije AMC performanse od sva tri ovde prikazana kanala, iz razloga veće brzine promene kanala, što čak i za

uzorke signala dužine  $N_{s,seg} = 500$  uslovljava lošiji kvalitet procene  $C_{42}$ .



*Sl.6.8 – Prikaz rezultata primene postupka segmentacije sa MDHDF (\*), w-SJDF (○) i w-NADaF (▽) metoda za FF-CHM#8 kanal i NIRAS scenario, odnosno neusklađene referentne vrednosti.*

### 6.2.3 MOGUĆNOST PRIMENE U REŠENJIMA ZA KOOPERATIVNU AMC

Prethodno navedeni rezultati za različite tipove kanala imaju veoma veliki značaj. Naime, ovi rezultati ukazuju na to da se za MPF kanale sa FSF bez direktne komponente (TDF-CHM#2 do TDF-CHM#4), kao i za MPF kanale sa FF, postupkom segmentacije uz primenu JDF ili ADaF metoda, odnosno MDHDF i w-SJDF metoda, respektivno, mogu ostvariti značajna poboljšanja uspešnosti klasifikacije čak i za najgori slučaj neusklađenosti referentnih veličina (NIRAS), koji se jednostavno implementira u praksi.

Primenom opisanog rešenja u svakom od senzora mreže korišćene kao osnove za kooperativnu AMC, mogu se očekivati značajna poboljšanja ukupnih AMC performansi rešenja na nivou mreže za ove tipove kanala. Pri tome bi se na nivou kooperativne mreže koristio neki oblik HDF (pošto se u sensorima donose lokalne odluke). Kako se u sensorima posmatra primena NIRAS, pri čemu se ostvaruje izuzetno velika uspešnost klasifikacije, u izvođenju HDF na nivou mreže bi na raspolaganju bile veoma pouzdane referentne vrednosti matrica konfuzije koje ne zavise preterano od modela kanala. Usled toga pri primeni OHDF metoda ne bi postojao značajan nivo neusklađenosti korišćenih referentnih veličina. Treba primetiti da je posmatrani scenario rada mreže veoma sličan prethodno opisanom rešenju sa HySTF. Razlika se sastoji u tome što se u

ovom slučaju lokalne odluke, koje se kombinuju na nivou mreže, donose u relativno velikom broju senzora mreže  $N_{sen}$ , dok se u HySTF odluke donose u znatno manjem broju klastera  $N_{CL} = N_{sen}/N_{CL,s}$  gde je  $N_{CL,s} \geq 2$  prosečan broj senzora po klasteru. Ipak, treba naglasiti i to da se poboljšanje performansi primenom segmentacije i fuzije ostvaruje na račun uslozljavanja procesa obrade u pojedinačnim sensorima, što može učiniti ovakvo rešenje neprimenjivim u pojedinim tipovima WSN usled ograničenja resursa u smislu brzine i kapaciteta procesorskih jedinica, kao i dostupne memorije za potrebe skladištenja referentnih veličina. Pri tome, pozitivna strana ovog rešenja je da ono ne zahteva bilo kakve promenu u implementaciji radio interfejsa, pošto se kompletna obrada signala za potrebe segmentacije i fuzije odvija u OOU.

Konačno, pokazano je da se u realnom scenariju (NIRAS) opisanim postupkom segmentacije i fuzije ne postižu poboljšanja performansi za MPF kanale sa FSF kod kojih postoji direktna komponenta. Ipak, za ovaj tip MPF kanala sa FSF se putem centralizovane fuzije sa JDF+JCEC ili SDVDF metodima, analiziranim u četvrtom poglavlju, već ostvaruju izuzetno visoke AMC performanse (iznad 90%-95% za veći broj senzora), pa iz tog razloga i ne postoji potreba da se u samim sensorima mreže ostvare dodatna poboljšanja. Glavni dalji pravac poboljšanja performansi za ovaj tip kanala, predstavlja razvoj i usavršavanje metoda estimacije kanala, čijom primenom bi se omogućilo dalje popravljjanje kvaliteta procene kumulanta, i samim tim porast AMC performansi na nivou celokupne kooperativne mreže.

### **6.3 REZULTATI PRIMENE METODA FUZIJE ZA VIŠESTRUKU OPSERVACIJE**

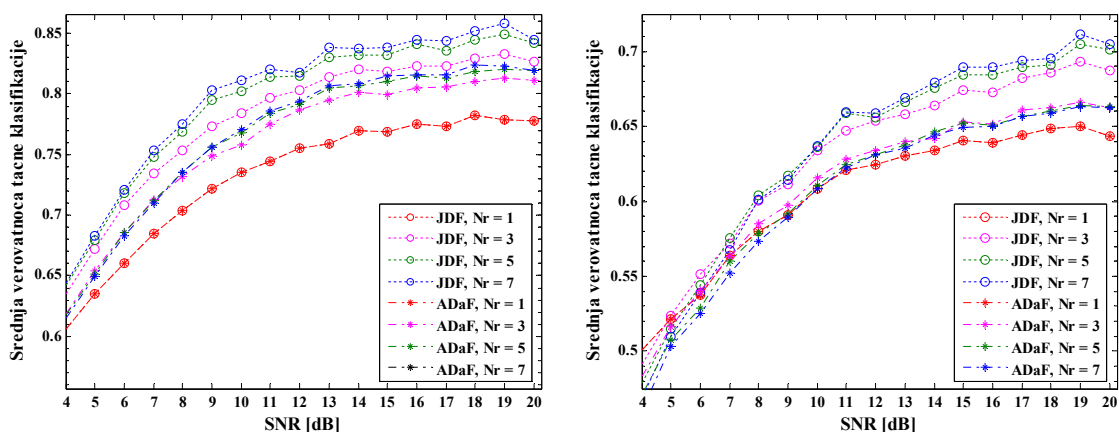
Korišćenjem metoda fuzije koji su primereni odgovarajućem tipu kanala u smislu kombinovanja većeg broja opservacija istog signala obezbeđuje poboljšanje AMC performansi za sve tipove MPF kanala. Zapravo, na ovaj način se obezbeđuje značajno povećanje količine informacija o posmatranom signalu pre donošenja konačne odluke, pri čemu se usled nekorelisanosti pojedinačnih opservacija kojima se prikupljaju uzorci signala male dužine, ne javljaju eventualni problemi vezani za primenu uzoraka većih dužina koji postoje kod pojedinih tipova kanala. Pri tome, prethodna konstatacija se odnosi na vremenski korelisane MPF kanale sa FF, kod kojih kvalitet procene kumulanta opada sa porastom  $N_{sim}$ , odnosno MPF kanale sa FSF bez dominantne komponente kod kojih kvalitet procene kumulanta ne raste značajno pri porastu  $N_{sim}$ .

Glavni nedostatak ovakvog modela za AMC na nivou senzora je usložnjavanje obrade signala u samom senzoru, kako na nivou radio interfejsa gde se mora obezbediti pravilna periodičnost obavljanja višestrukih opservacija, tako i u OOU u kome treba obezbediti izvođenje fuzije. Dodatno, ukoliko se senzori ovog tipa koriste u sklopu kooperativne AMC, značajno se usložnjava proces usaglašavanja izvođenja AMC postupka na nivou senzora sa potrebama zahtevanim na nivou kooperativne mreže, ali i zahteva, potreba i načina rada sistema u kojima se primenjuje kooperativna AMC.

U smislu primene rešenja sa višestrukim opservacijama signala u samom senzoru prvenstveno nas zanimaju moguća poboljšanja AMC performansi ostvariva u realnim uslovima rada i za male dužine uzorka, u kojima centralizovana fuzija ne obezbeđuje dovoljno visok nivo performansi. Stoga su ovde prikazane samo estimirane performanse rešenja sa primenom metoda fuzije koji odgovaraju posmatranim tipovima MPF kanala, u kojima se po potrebi primenjuju odgovarajući RCE-I ili RCE-II modeli, i to u slučaju NIRAS uz korišćenje kratkih dužina uzoraka signala vrednosti  $N_{sim} = 500$ .

### 6.3.1 REZULTATI ZA SLUČAJ MPF KANALA SA FSF

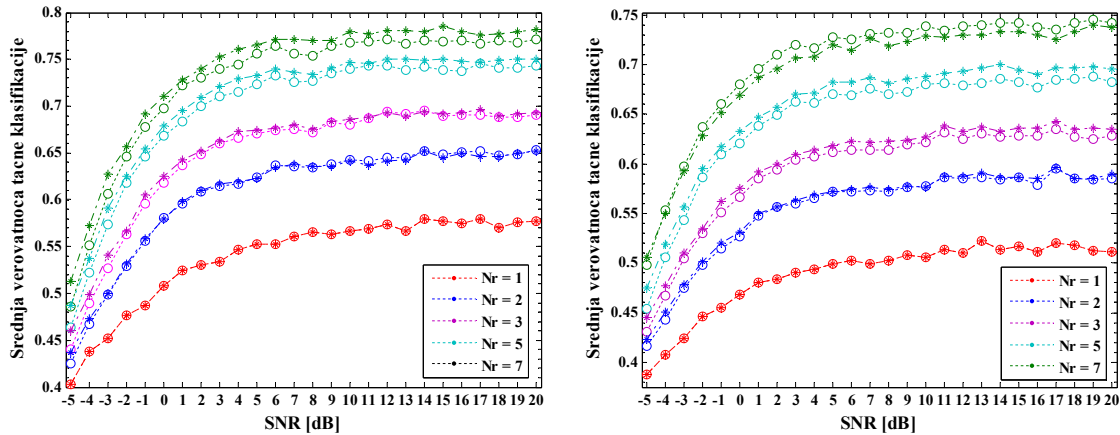
Na Sl.6.9 i Sl.6.10, prikazani su rezultati analize posmatranog rešenja za TDF-CHM#1 i TDF-CHM#2 modele kanala pri primeni NIRAS scenarija, za slučaj različitih propagacionih okruženja, i pri primeni odgovarajućih RCE-I ili RCE-II modela kojima se za posmatrani tip kanala ostvaruje kvalitetnija procena  $C_{42}$ .



Sl.6.9 – Prikaz rezultata primene postupka višestrukih uzastopnih opservacija i primenom ADaF ili JDF metoda za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II za NIRAS, za slučaj  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).

Na osnovu prikazanih rezultata jasno se uočava da se u slučaju TDF-CHM#2 modela kanala, ovde korišćenog kao karakterističnog primera za sve MPF kanale sa

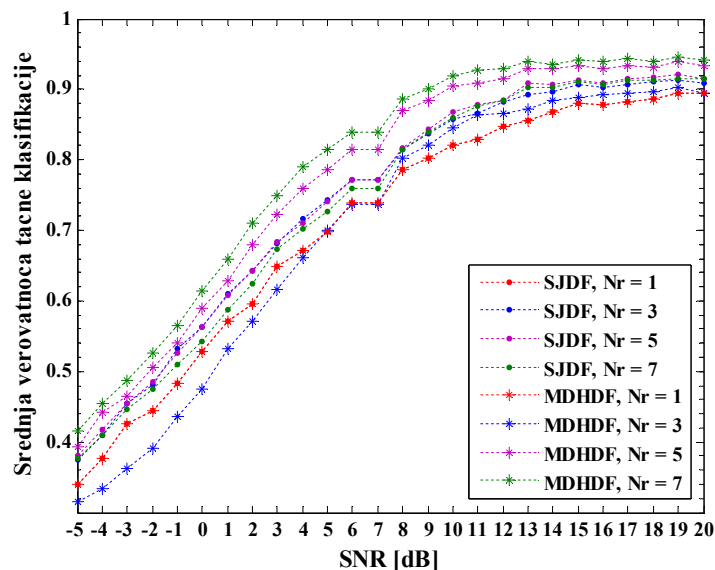
FSF bez dominantne komponente, ostvaruju znatno veća poboljšanja AMC performansi u odnosu na slučaj TDF-CHM#1 modela. Pri tome, treba zapaziti da se po apsolutnoj vrednosti srednje verovatnoće tačne klasifikacije za TDF-CHM#1 modele kanale dobija veća uspešnost klasifikacije, što je u skladu sa činjenicom da se u ovim kanalima ostvaruje kvalitetnija procena kumulanta a samim tim postoji i manji nivo neusklađenosti sa korišćenim NIRAS referencama.



Sl.6.10 – Prikaz rezultata primene postupka višestrukih uzastopnih opservacija i primenom ADaF(\*) i JDF (o) za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I za NIRAS, za slučaj  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).

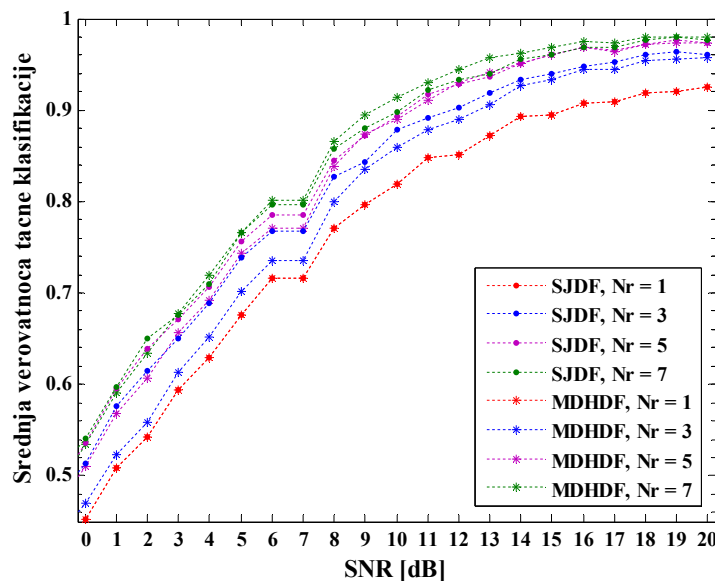
### 6.3.2 REZULTATI ZA SLUČAJ MPF KANALA SA FF

Na Sl.6.11 - Sl.6.13, dati su rezultati analize posmatranog rešenja za FF-CHM#1, FF-CHM#7 i FF-CHM#8 modele kanale pri primeni NIRAS, za MDHDF i SJDF/w-SJDF metode fuzije kojima se ostvaruju najbolje AMC performanse za slučaj NIRAS.

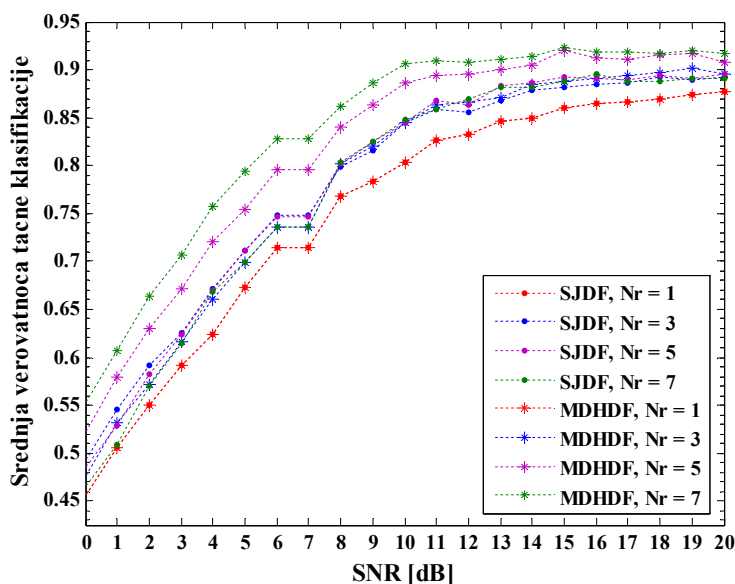


Sl.6.11 – Prikaz rezultata primene postupka višestrukih uzastopnih opservacija i primenom MDHDF i SJDF/w-SJDF za FF-CHM#1 kanal za slučaj NIRAS.





Sl.6.12 – Prikaz rezultata primene postupka višestrukih uzastopnih opservacija i primenom MDHDF i SJDF/w-SJDF za FF-CHM#7 kanal za slučaj NIRAS.



Sl.6.13 – Prikaz rezultata primene postupka višestrukih uzastopnih opservacija i primenom MDHDF i SJDF/w-SJDF za FF-CHM#8 kanal za slučaj NIRAS.

U slučaju IRAS, rezultati analize pokazuju da OHDF metod predstavlja optimalno rešenje. Prikazani rezultati pokazuju da se određeno poboljšanje AMC performansi javlja za sve tipove MPF kanala, i da je ono veće u slučaju MPF kanala sa lošijim kvalitetom procene kumulanta. Kao što je ranije naglašeno, kvalitet procene  $C_{42}$  opada pri smanjivanju  $K$  u Rice-ovoj raspodeli (*Rayleigh*-ova raspodela se posmatra kao slučaj *Rice*-ove za  $K = 0$ ), kao i sa porastom brzine promene karakteristika kanala u vremenu, odnosno parametra  $V/\Delta f_{Dopp,max}$ .

### **6.3.3 MOGUĆNOST PRIMENE U REŠENJIMA ZA KOOPERATIVNU AMC**

Primena postupka sa višestrukim opservacijama signala prvenstveno je ograničena tehničkim mogućnostima senzora, posmatranom primenom AMC, i prirodom samog komunikacionog procesa nepoznatog predajnika.

Pri primeni AMC u određenom broju sistema, npr. u sklopu SpS u CRN, izuzetno je bitno da se informacije o detekciji postojanja i klasifikaciji signala u posmatranom delu RF spektra periodično obnavljaju, i to sa relativno kratkom vremenskom periodom, pri čemu se zahteva brzo i pravovremeno dostavljanje rezultata detekcije i klasifikacije kako bi one mogle da se iskoriste za potrebe kontrole korišćenja slobodnog RF spektra. U tom slučaju, zahtev da se klasifikacija obavlja putem više periodičnih opservacija, može ugroziti mogućnost ispunjavanja prethodno navedenih uslova. Dodatni problem koji se javlja je mogućnost da nekooperativni predajnik, koji je predmet analize, a u skladu sa svojim komunikacionim potrebama ne generiše potreban signal dovoljno često i usklađeno sa vremenskom periodičnošću opservacija u sistemu za SpS i/ili AMC.

Ukoliko je u konkretnoj primeni moguće primeniti opisano rešenje, rezultati sprovedene analize pokazuju da se njegovom primenom za MPF kanale sa FSF bez direktne komponente (TDF-CHM#2 do TDF-CHM#4) i za MPF kanale sa FF, predloženim postupkom uz primenu JDF ili ADaF metoda, tj. MDHDF i SJDF/w-SJDF metoda, respektivno, mogu ostvariti značajna poboljšanja uspešnosti klasifikacije čak i za najgori slučaj neusklađenosti referentnih veličina (NIRAS), a koji se relativno jednostavno implementira u praksi.

Slično kao i pri primeni postupka segmentacije, korišćenjem opisanog rešenja u svakom od senzoru mreže korišćenog u okviru kooperativnu AMC, mogu se očekivati značajna poboljšanja ukupnih AMC performansi rešenja na nivou mreže za sve tipove kanala. Pri tome se mogu izvesti potpuno istovetni zaljućci. Slično kao i kod postupka segmentacije poboljšanje AMC performansi ostvaruje se na račun usložnjavanja procesa obrade u sensorima, što čini ovakvo rešenje neprimenjivim u pojedinim tipovima WSN. Pri tome, razlika u odnosu na postupak segmentacije je da se u ovom slučaju zahteva značajna promena u implementaciji i radu radio interfejsa. Ovo, kao što je navedeno u uvodnom delu prikaza rezultata za ovo rešenje, može značajno da poveća složenost usklađivanja rada senzora u okviru kooperativne mreže za potrebe AMC, kao i na nivou šireg sistema u okviru koga se rešenje za kooperativnu AMC koristi.

Dalja analiza ovog problema prevazilazi temu ove doktorske disertacije, pošto se moraju posmatrati konkretni predlozi implementacije i načina rada svih mogućih formi različitih sistema za SpS u CRN, sistema za nadgledanje i monitoring RF spektra, različita rešenja WSN, kao i drugih tipova funkcionalnih sistema, kao i drugih sistema u kojima se razmatra primena AMC.

## **7. ZAKLJUČAK**

U okviru disertacije detaljno su analizirana moguća rešenja za kooperativnu AMC koja se ostvaruje korišćenjem mreže prostorno distribuiranih senzora. Osnovni motiv za izvođenje ovakve analize je značajna potreba za daljim unapređenjem postojećih rešenja za AMC, a koja u trenutnoj formi ne mogu da zadovolje sve zahteve koje pred AMC postavljaju nove primene, kao ni nove uslove rada koji se nameću pred sisteme u kojima se AMC tradicionalno koristi. Razvoj savremenih bežičnih telekomunikacionih sistema u pravcu daljeg povećanja ostvarenih protoka podataka, uz povećavanje spektralne i energetske efikasnosti, a pogotovu dalji razvoj koncepta kognitivnog radija, napredak i primena WSN, kao i drugih tipova AHWCN, stvara nove oblasti primene AMC. Ipak, osim ovih novih primena, ovakav razvoj istovremeno uslovljava i postavljanje sve težih zahteva vezanih za minimalne vrednosti SNR i uslove rada pod kojima se klasifikacija mora uspešno obavljati. U scenariju primene AMC u kojima se primaju signali veoma male srednje snage i sa malim vrednostima SNR, klasična AMC rešenja sa jednim senzorom ne ostvaruju zadovoljavajuću uspešnost klasifikacije, te je stoga neophodno tražiti nova rešenja. Treba imati u vidu i to, da se pojavom novih generacija bežičnih sistema koji ostvaruju radio komunikaciju na malim rastojanjima, sa malim predajnim snagama i uz mogućnost adaptacije na uslove okruženja, postavljaju novi zahtevi pred sisteme za kontrolu, nadgledanje i upravljanje RF spektrom, kao i druge sisteme za nadgledanje radio komunikacija, u kojima se AMC tradicionalno koristi.

Iz tog razloga, primena kooperativnosti na nivou mreže se posmatra kao jedno od mogućih pravaca za dalji napredak u oblasti AMC, a putem koje se može omogućiti zadovoljavanje navedenih složenih zahteva. Pri tome, kao osnov za takvo stanovište uzima se u obzir činjenica o uspešnosti primene sličnih kooperativnih tehnika u srodnim problemima kao što su lokalizacija, detekcija prisustva signala (SpS), kao i ostvarivanje

uspešne komunikacije primenom kooperativnih tehnika komunikacije. U tom smislu, pre samog istraživanja sprovedenog pri izradi ove disertacije, već je bio predložen izvestan broj rešenja za kooperativnu AMC zasnovanih na korišćenju većeg broja prostorno rasutih (distribuiranih) senzora, a što je inherentna osobina CRN i WSN, kao i u određenih tipova AHWCN.

Stoga je u okviru disertacije najpre izvršena detaljna analiza postojećih rešenja za kooperativnu AMC, i to sa stanovišta mogućnosti njihove primene u realnim uslovima rada koji su definisani mogućim prostornim rasporedima senzora, nekooperativnom prirodom izvođenja AMC postupka, kao i realnim propagacionim okruženjem sistema koje prvenstveno karakterše pojava fadinga usled višestruke propagacije. Pri tome je kroz sprovedenu opsežnu numeričku analizu utvrđeno da se primenom kooperativne AMC na osnovu ranije predloženih rešenja zasnovanih na centralizovanoj fuziji odluka ili distribuiranom procesiranju, u velikom broju scenarija ne može ostvariti uspešna klasifikacija. Pri tome, numerička analiza je izvedena u formi *Monte-Carlo* simulacija, i to za veliki broj pažljivo modelovanih idealnih i realnih scenarija primene.

Kao jedan od osnovnih nedostataka pri praktičnoj primeni kooperativne AMC koji postoje kod ranije predloženih rešenja, uočena je izuzetno velika osetljivost na u praksi neizbežno korišćenje neusklađenih referentnih vrednosti koje predstavljaju osnov za rad svih metoda fuzije. Stoga je bilo neophodno osmisliti nove metode fuzije koji mogu umanjiti uticaj ovog efekta, uz istovremenu opsežnu analizu metoda fuzije u realnim uslovima prenosa radio signala preko MPF kanala (što u prethodnim studijama nije uvek rađeno). Osim toga, uočeno je da centralizovana fuzija odluka, kao ranije najčešće razmatrano rešenje za kooperativnu AMC, u suštini ne razmatra korišćenje kompletne informacija o analiziranom signalu koja se prikuplja primenom većeg broja senzora, tj. putem međusobno nezavisnih opservacija slučajnog procesa prenosa signala preko MPF kanala. Iz tog razloga, ovde je predložen je novi alternativni koncept fuzije podataka, koji je prikazan kroz razvoj velikog broja originalno predloženih metoda fuzije, i to ukupno 9 metoda ADaF, JDF ili SDF tipa, a koji su detaljno opisani i analizirani.

U predloženom konceptu, umesto donošenja pojedinačnih konačnih odluka u svim sensorima mreže, i njihovog kasnijeg kombinovanja, za potrebe izvođenja fuzije koriste se procenjene vrednosti veličina (obeležja) na osnovu kojih se izvodi proces odlučivanja u AMC. Pri razvoju predloženih metoda fuzije na osnovu koncepta fuzije podataka, kao

osnov je korišćen AMC postupak na osnovu kumulanata četvrtog reda. Ovaj AMC postupak se i u slučaju klasičnih rešenja za AMC pokazao kao izuzetno robustan na uticaje grešaka procene parametara signala (u fazi predobrade), a osim toga omogućava i autonomno potiskivanje uticaja MPF kanala kroz inherentnu mogućnost korekcije procene kumulanta u okviru samog AMC postupka. Kroz izvođenje stroge numeričke analize potvrđeno je da se primenom predloženih metoda fuzije u slučaju centralizovane fuzije na nivou kooperativne mreže, mogu ostvariti znatno bolje AMC performanse u poređenju sa onim koje postižu postojeća rešenja, i to kako za idealizovane scenarije primene tako i za ovde razmatrane realne scenarije primene. Pri tome, najveći dobici u smislu poboljšanja AMC performansi ostvareni su u upravo u slučaju radio kanala u kojima se javlja frekvencijski-selektivan feding, uz dosta lošije rezultate ostvarene u slučaju radio kanala sa ravnim fedingom.

Stoga je u nastavku istraživanja predložen postupak združene korekcije kumulanata na nivou mreže, čijom se primenom, a u skladu sa sprovedenom numeričkom analizom, značajno poboljšavaju AMC performanse u realnim scenarijima primene kooperativne AMC. Dodatno, u cilju daljeg smanjivanja uticaja korišćenja neusklađenih referentnih vrednosti predložen je originalni postupak dvostepene hibridne fuzije (HySTF), u kome se u prvom koraku obavlja fuzija podataka, a u drugom fuzija odluka. Odgovarajućom numeričkom analizom pokazano je da se primenom ovog rešenja značajno popravljaju performanse rešenja za kooperativnu AMC, i to upravo za uslove rada kooperativne AMC u kojima se putem centralizovane fuzije odluka i/ili podataka postižu najlošiji rezultati u smislu uspešnosti klasifikacije.

Konačno, predloženo je i dodatno unapređenje postupka klasifikacije pri prijemu signala preko MPF kanala sa ravnim fedingom ili frekvencijski-selektivnim fedingom bez dominantna komponente pri prostiranju signala. Naime, u slučaju kanala sa ravnim ili navedenim tipom kanala sa frekvencijski-selektivnom fedingom pokazano je da se povećanjem dužine opservacije signala ne omogućava poboljšanje kvaliteta procene kumulanta, pa samim tim ni uspešnosti klasifikacije. Iz tog razloga, predložen je postupak segmentacije uzoraka signala, uz naknadno sprovođenje fuzije odluka ili podataka dobijenih po posmatranim segmentima. Izvršena numerička analiza, pokazala je da se primenom predloženog postupka značajno povećava uspešnost klasifikacije u sensorima mreže, što omogućava dalje povećanje ukupnih performansi klasifikacije na

nivou kooperativne mreže kroz postupak centralizovane ili hibridne dvostepene fuzije.

Na osnovu svih prikazanih rezultata, a koji su ostvareni putem detaljne i opsežne numeričke analize uz kreiranje velikog broja različitih simulacionih modela kojima se opisuju najznačajniji uticaji okruženja pri izvođenju postupka klasifikacije u realnim uslovima primene, zaključuje se da neka od predloženih rešenja u svim razmatranim scenarijima ostvaruju bolje AMC performanse u odnosu na već postojeća (referentna) rešenja. Kroz predlog velikog broja novih rešenja, u smislu definisanja novih metoda fuzije i novih modaliteta načina izvođenja postupka klasifikacije na nivou kooperativne mreže, u potpunosti su ispunjeni osnovni zahtevi i ciljevi postavljeni na početku ovog istraživanja. Ponuđena su odgovarajuća rešenja za sve posmatrane tipove radio kanala sa višestrukom propagacijom, za koje je putem numeričke analize verifikovano da ostvaruju bolje AMC performanse od prethodno predloženih rešenja, kako u slučaju idealizovanih tako i za ovde posmatrane realne scenarije i uslove primene.

Pri tome, primenom svih predloženih rešenja za kooperativnu AMC moguće je ostvariti značajno poboljšanje AMC performansi u odnosu na klasična rešenja za AMC sa prijemom signala korišćenjem jednog senzora. Ova činjenica ukazuje na to da dalji razvoj u oblasti kooperativne AMC predstavlja najverovatniji put za rešavanje složenih problema koji će se u budućnosti postaviti u oblasti AMC. Osim toga, treba uzeti u obzir činjenicu da se za ovde analizirane idealizovane scenarije primene kooperativne AMC, korišćenjem posmatranih metoda fuzije ostvaruje gotovo idealna uspešnost klasifikacije (100% ili veoma blizu te vrednosti) i to sa relativno malim brojem senzora. Na osnovu ove činjenice može se zaključiti da se značajno bolje AMC performanse u realnim uslovima primene mogu ostvariti kroz dalji razvoj tehnika *blind* ekvalizacije MPF kanala (koji bi se koristili u fazi predobrade), odnosno daljim razvojem metoda estimacije parametara kanala, kako bi se potisnuli rezidualni uticaji kanala i obrade signala nakon neidealne ekvalizacije kanala u fazi predobrade.

## LITERATURA

- [1] J. Mitola III: "Software radios-survey, critical evaluation and future directions," in Proc. of National Telesystems Conference – NTC 1999, Washington, USA, pp. 13/15–13/23, May 1999.
- [2] J. Mitola III, and G. Q. Maguire, Jr.: "Cognitive radio: making software radios more personal," *IEEE Personal Communications Magazine*, Vol. 6, No. 4, August 1999, pp. 13–18.
- [3] J. Mitola III: *Cognitive radio: An integrated agent architecture for software defined radio*, PhD Dissertation, Rozal Institute of Technology (KTH), Stockhol Sweeden, 2000.
- [4] S. Haykin: "Cognitive Radio: Brain-empowered Wireless Communications," *IEEE Journal on Selected Areas of Communications*, Vol. 23, No. 2, February 2005, pp. 201–220.
- [5] P. A. Forero, A. Cano, and G. B. Giannakis: "Distributed Feature-Based Modulation Classification Using Wireless Sensor Networks," in Proc. of Military Communications Conference - MILCOM 2008, San Diego, USA, pp. 1-7, 16-19 November, 2008.
- [6] J. L. Xu, W. Su, and M. C. Zou: "Distributed automatic modulation classification with multiple sensors," *IEEE Sensors Journal*, Vol. 10, No. 11, November 2010, pp. 1779-1785.
- [7] W. Su, and J. Kosinski: "Framework of Network Centric Signal Sensing for Automatic Modulation Classification," in Proc. of International Conference on Networking, Sensing and Control - ICNSC 2010, Chicago, USA, pp. 534-539, 10-12 April, 2010.
- [8] J. L. Xu, W. Su, and M. C. Zou: "Asynchronous and High-Accuracy Digital Modulated Signal Detection by Sensor Networks," in Proc. of Military Communications Conference - MILCOM 2011, Austin, USA, pp. 589-594, 7-10 November, 2011.
- [9] A. B. MacKenzie, P. Athanas, R. M. Buehrer, S. W. Ellingson, M. Hsiao, C. Patterson, and C. R. C. M. da Silva: "Cognitive radio and networking research at Virginia Tech," *Proceedings of IEEE*, Vol. 97, No. 4, April 2009, pp. 660-688.
- [10] H. C. Miranda, P. Pinto, and S. B. Silva: "A self-reconfigurable receiver architecture for software radio systems," in Proc. of Radio and Wireless Conference – RAWCON 2003, pp. 241-244, 2003.
- [11] K. E. Nolan, L. Doyle, D. O'Mahony, and P. Mackenzie: "Signal Space Based Adaptive Modulation for Software Radio," in Proc. of IEEE Wireless Communications and Networking Conference - WCNC 2002, Vol.1, Orlando, USA, pp. 510-515, 17-21 March, 2002.
- [12] J. Palicot, and C. Roland: "A New Concept for Wireless Reconfigurable Receivers," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 46, No. 7, July 2003, pp. 124-132.
- [13] Q. Zhao, and B. M. Sadler: "A Survey of Dynamic Spectrum Access," *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol. 24, No. 3, May 2007, pp. 79-89.
- [14] D. S. Vujić, **G. B. Marković**, Đ. M. Sarač: "Planiranje sistema za kontrolu i nadgledanje radio-frekvencijskog spektra na teritoriji Republike Srbije," *TELEKOMUNIKACIJE*, Godina VI, Broj 12, Novembar 2013, pp. 64-73.
- [15] O. A. Dobre, A. Punchihewa, S. Rajan, and R. Inkol: "Cyclostacionarity-Based Algorithm for Blind Recognition of OFDM and Single Carrier Linear Digital Modulations," in Proc. of 18<sup>th</sup> Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications PIMRC 2008, New Orelans, USA, pp. 1-5, 2008.
- [16] O. A. Dobre, A. Punchihewa, S. Rajan, and R. Inkol: "On the Cyclostacionarity of OFDM and Single Carrier Linearly Digitally Modulated Signals in Time Dispersive Channels with Applications to Modulation Recognition," in Proc. of IEEE Wireless Communications and Networks Conference – WCNC 2008, Las Vegas, USA, pp. 1284-1289, 2008.
- [17] A. Punchihewa, Q. Zhang, O. A. Dobre, C. Spooner, S. Rajan, and R. Inkol: "On the Cyclostacionarity of OFDM and Single Carrier Linearly Digitally Modulated Signals in Time Dispersive Channels: Theoretical Developments and Applications," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 9, No. 8, August 2010, pp. 2588-2599.



- [18] O. A. Dobre, A. Abdi, Y. Bar-Ness, and W. Su: "A Survey of automatic modulation classification techniques: classical approaches and new trends," *IET Communications*, Vol. 1, No. 2, April 2007, pp. 137-159.
- [19] **G. B. Marković**, *Analiza algoritama za automatsku klasifikaciju radio signala po tipu modulacije*, Magistarska teza, Univerzitet u Beogradu – Elektrotehnički fakultet, Decembar 2005. godine, mentor prof. dr Miroslav L. Dukić.
- [20] **G. B. Marković**, M. L. Dukić: "Analiza osetljivosti algoritama za klasifikaciju signala po tipu modulacije u realnim uslovima rada," Zbornik radova XIII Telekomunikacionog foruma - TELFOR 2005, Beograd, Srbija, 21-24 novembar, 2005.
- [21] Vladimir D. Orlić, *Automatska klasifikacija modulacija na osnovu vrednosti kumulana šestog reda*, Doktorska disertacija, Univerzitet u Beogradu – Elektrotehnički fakultet, Novembar 2011. godine, mentor prof. dr Miroslav L. Dukić.
- [22] **G. B. Marković**, J. D. Čertić: "Automatska klasifikacija radio-signala po tipu modulacije," *TELEKOMUNIKACIJE*, Vol. 48, No. 1, Januar-Jun 2003, pp. 14-23.
- [23] W. Wei, and M. Mendel: "Maximum-Likelihood Classification for Digital Amplitude-Phase Modulations," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 48, No. 2, Feb. 1986, pp. 189-192.
- [24] F. Hameed, O. A. Dobre, and D. S. Popescu: "On the Likelihood-Based Approach to Modulation Classification," *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, Vol. 8, No. 12, Dec. 2009, pp. 5884-5892.
- [25] S. Amuru and C. R. M. C. da Silva: "Cumulant-based channel estimation algorithm for modulation classification in frequency-selective fading channels," in Proc. of Military Communications Conference - MILCOM 2012, Orlando, pp. 1-6, 2012.
- [26] A. Puengnim, N. Thomas, and Y-V Tournet: "Digital Modulation Classification in Flat-Fading Channels," in Proc. of 14<sup>th</sup> European Signal Processing Conference – EUSPICO 2006, Florence, Italy, pp. 1-5, 4-8 September 2006.
- [27] V. G. Chavali, and C. R. C. M. Silva: "Maximum-Likelihood Classification of Digital Amplitude-Phase Modulated Signals in Flat Fading Non-Gaussian Channels," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 59, No. 8, August 2011, pp. 2051-2056.
- [28] V. G. Chavali, and C. R. C. M. Silva: "Classification of Digital Amplitude-Phase Modulated Signals in Time-Correlated Non-Gaussian Channels," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 61, No. 6, June 2013, pp. 2409-2419.
- [29] W. C. Headley, V. G. Chavali, and C. R. C. M. Silva: "Maximum-Likelihood Classification with Incomplete Channel Information," in Proc. Information Theory and Applications Workshop – ITA 2013, San Diego, USA, pp. 1-4, 10-15 February 2013.
- [30] A. Abdi, O. A. Dobre, R. Chauchy, Y. Bar-Ness, and W. Su: "Modulation classification in fading channels using antenna arrays," in Proc. of IEEE Military Communication Conference – MILCOM 2004, Monterey, USA, Vol. 1, pp. 211-217, 2004.
- [31] O. A. Dobre, A. Abdi, Y. Bar-Ness and W. Su: "Selection combining for modulation recognition in fading channels," in Proc. of IEEE Military Communication Conference – MILCOM 2005, Vol. 4, Atlantic City, USA, pp. 2499-2505, 17-20 October, 2005.
- [32] H. Li, O. A. Dobre, Y. Bar-Ness and W. Su: "Quasi-Hybrid Modulation Classification with Nonlinear Carrier Frequency Offsets Estimation Using Antenna Array," in Proc. of IEEE Military Communication Conference – MILCOM 2005, Vol. 1, Monterey, USA, pp. 570-575, 2005.
- [33] A. R-Kebrya, I-M. Kim, D. I. Kim, F. Chan, and R. Inkol: "Likelihood-Based Modulation Classification for Multiple Antenna Receiver," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 61, No. 9, September 2013, pp. 3816-3829.
- [34] A. Swami and B. M. Sadler: "Hierarchical digital modulation classification using cumulants," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 48, No. 3, March 2000, pp. 416-429.
- [35] H. C. Wu, M. Saquib, and Z. Yun: "Novel automatic modulation classification using cumulant features for communications via multipath channel," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 7, No. 8, August 2008, pp. 3098-3105.
- [36] V. D. Orlić, and M. L. Dukić: "Multipath channel estimation algorithm for automatic modulation classification using sixth-order cumulants," *IET Electronics Letters*, Vol. 46, No. 19, September 2010, pp. 1348-1349.

- [37] L. Yang, Z. Ji, X. Xu, X. Dai and P. Xu: "Modulation Classification In Multipath Fading Environments," in Proc. of 4<sup>th</sup> International Symposium on Wireless Communication Systems 2007 - ISWCS 2007, Trondheim, Norway, pp. 171-174, 17-19 October 2007.
- [38] B. Ramkumar, T. Bose, and M. S. Radenkovic: "Robust Multiuser Automatic Modulation Classifier for Multipath Fading Channels," in Proc. of IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum – DySPAN 2010, Singapore, pp. 1-10, April 6-9, 2010.
- [39] M. M. Sohul, B. Ramkumar, and T. Bose: "Multiuser Automatic Modulation Classification for Cognitive Radios using Distributed Sensing in Multipath Fading Channels," in Proc. of 7<sup>th</sup> International ICST Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CROWNCOM) 2012, Stockholm, Sweden, pp.71-76, June 18-20, 2012.
- [40] W.C. Headley, J. D. Reed, and C. R. M. C. da Silva: "Distributed Cyclic Spectrum Feature-Based Modulation Classification," in Proc. of IEEE Wireless Communications and Networking Conference - WCNC 2008, Las Vegas, USA, pp. 1200-1204, 2008.
- [41] O. A. Dobre, Q. Zhang, S. Rajan, and R. Inkol: "Second-Order Cyclostationarity of Cyclically Prefixed Single Carrier Linear Digital Modulations with Applications to Signal Recognition," in Proc. of Global Telecommun. Conference – GLOBECOM 2008, New Orelans, pp. 1-5, 2008.
- [42] E. Like, V. Chakravarthy, R. Husnay, and Z. Wu: "Modulator Recognition in Multipath Fading Channels Using Cyclic Spectral Analysis," in Proc. of Global Telecommunication Conference – GLOBECOM 2008, New Orelans, USA, pp. 1-6, 2008.
- [43] E. Rebeiz and D. Čabrić: "Blind Modulation Classification Baed on Spectral Correllation and Its Robustness to Timing Mismatch," in Proc. of Military Communications Conference - MILCOM 2011, Baltimore, USA, pp. 272-282, 7-11 November, 2011.
- [44] K. B. Letaief, and W. Zhang: "Cooperative Communications for Cognitive Radio Networks," *Proceedings of IEEE*, Vol. 97, No. 5, May 2009, pp. 878-893.
- [45] T. Eren: "Cooperative localization in wireless ad hoc and sensor networks using hybrid distance and bearing (angle of arrival) measurements," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2011:72, 18 pages.
- [46] F. Penna, and D. Čabrić: "Cooperative DOA-only localization of primary users in cognitive radio networks," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2013:107, 14 pages.
- [47] G. Ganesan, and Y. G. Li: "Cooperative Spectrum Sensing in Cognitive Radio Part I: Two User Networks," *IEEE Trans. on Wireless Communications*, Vol. 6, No. 6, June 2007, pp. 2204-2213.
- [48] G. Ganesan, and Y. G. Li: "Cooperative Spectrum Sensing in Cognitive Radio Part II: Miltiuser Networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 6, No. 6, June 2007, pp. 2214-2222.
- [49] Y. Zhang, N. Ansari, and W. Su: "Optimal decision fusion based automatic modulation classification by using wireless sensor networks in multipath fading channel," in Proc. of IEEE Global Telecommunicaions Conference - GLOBECOM 2011, Houston, USA, pp. 1-5, Dec. 2011.
- [50] Y. Zhang, N. Ansari, and W. Su: "Multi-sensor signal fusion based modulation classification by using wireless sensor networks," In Proc. of IEEE International Communications Conference - ICC 2011, Kyoto, Japan, pp. 1-5, June 2011.
- [51] O. Ozdemir, R. Liu, and P. K. Varshney: "Hybrid Maximum Likelihood Modulation Classification Using Multiple Radios," *IEEE Communication Letters*, Vol. 17, No. 10, Oct. 2013, pp. 1889-1892.
- [52] **G. B. Marković** and M. L. Dukić: "Cooperative modulation classification with data fusion for multipath fading channels," *IET Electronics Letters*, Vol. 49, No. 23, Nov. 2013, pp. 1454-1456.
- [53] **G. B. Marković**, and M. L. Dukić: "Decision Fusion Methods for Automatic Modulation Classification with Multiple Sensors in Multipath Fading Channels," in Proc. of IEEE Internat. Conference on Computer as a Tool - EUROCON 2013, Zagreb, pp. 105-112, 1-4 July 2013.
- [54] **G. B. Marković**, and M. L. Dukić: "The Applicability of Cooperative AMC with Multiple Sensors in Dispersive Fading Channels," in Proc. of 21<sup>st</sup> Telecommunication Forum - TELFOR 2013, Belgrade, pp. 224 - 227, 26-28 November, 2013.
- [55] **G. B. Marković**, i M. L. Dukić: "Kooperativna automatska klasifikacija po tipu modulacije sa fuzijom odluka uz primenu kumulanata višeg reda," Zbornik radova 56. konferencije ETRAN 2012, Zlatibor, Srbija, 11-14 jun 2012.

- [56] **G. B. Marković**, and M. L. Dukić: "Cooperative AMC Schemes Using Cumulants with Hard and Soft Decision Fusion," in Proc. of 20<sup>th</sup> Telecommunication forum - TELFOR 2012, Belgrade, Serbia, pp. 400-403, 20-22 November, 2012.
- [57] Jondral F.: "Automatic Classification of High Frequency Signals", *Signal Procesing* (1985), pp. 177-190.
- [58] J. A. Sills: "Maximum-likelihood modulation classification for PSK/QAM," in Proc. od IEEE Military Communications Conference - MILCOM 1999, Vol. 1, Atlantic City, pp. 217-220, 1999.
- [59] K. Kim and A. Polydoros: "Digital modulation classification: the BPSK versus QPSK case," in Proc. IEEE Military Communications Conference - MILCOM 1988, Vol. 2, San Diego, USA, pp. 431-436, October 1988.
- [60] A. Polydoros and K. Kim: "On the detection and classification of quadrature digital modulations in broad-band noise," *IEEE Trans. on Communications*, Vol. 38, No. 8, August 1990, pp. 1199-1211.
- [61] C. Huang, and A. Polydoros: "Likelihood Methods for MPSK Modulation Classification," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 43, No.2/3/4, 1995, pp. 1494-1504.
- [62] P. C. Sapiano and J. D. Martin: "Maximum likelihood PSK classifier," in Proc. of Military Communications Conference - MILCOM 1996, Vol. 3, McLean, USA, pp. 1010-1014, 1996.
- [63] C. Long, K. Chugg, and A. Polydoros: "Further results in likelihood classification of QAM signals," in Proc. IEEE Military Communicatins Conference - MILCOM 1994, Vol. 1, Forth Monmouth, USA, pp. 57-61, 1994.
- [64] L. Hong and K. C. Ho: "Classification of BPSK and QPSK signals with unknown signal level using the Bayes technique," in Proc. of IEEE International Symposium on Circuits and Systems - ISCAS 2003, Vol. 4, Bangkok, pp. IV.1-IV.4, 25-28 May, 2003.
- [65] Y. Yang, and C-H Liu: "An Asymptotic Optimal Algorithm for Modulation Classification," *IEEE Communication Letters*, Vol. 2, No. 5, May 1998, pp. 117-119.
- [66] B. F. Beidas and C. L. Weber: "Higher-order correlation-based approach to modulation classification of digitally frequency-modulated signals," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 13, No. 1, January 1995, pp. 89-101.
- [67] B. F. Beidas, and C. L. Weber: "Asynchronous classification of MFSK signals using the higher order correlation domain," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. 46, No. 4, April 1998, pp. 480-493.
- [68] B. F. Beidas and C. L. Weber: "Higher-order correlation-based classification of asynchronous MFSK signals," in Proc. of IEEE Military Communications Conference - MILCOM 1996, Vol. 3, McLean, USA, pp. 1003-1009, 21-24 October, 1996.
- [69] A. E. El-Mahdy and N. M. Namazi: "Classification of multiple M-ary frequency-shift keying signals over a Rayleigh fading channel," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 50, No. 6, Jun 2002, pp. 967-974.
- [70] D. Boiteau, and C. Le Martret: "A general maximum likelihood framework for modulation classification," in Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing - ICASSP 1998, Vol. 4, Seattle, USA, pp. 2165-2168, 12-15 May, 1998.
- [71] P. Panagiotou, A. Anastasopoulos, and A. Polydoros: "Likelihood ratio tests for modulation classification," in Proc. of IEEE Military Communications Conference - MILCOM 2000, Vol. 2, Los Angeles, USA, pp. 670- 674, 22-25 October, 2000.
- [72] N. Lay, and A. Polydoros: "Modulation classification of signals in unknown ISI environments," in Proc. of IEEE Military Communications Conferene - MILCOM 1995, Vol. 1, San Diego, USA, pp. 170-174, 6 November, 1995.
- [73] L. Hong, and K. C. Ho: "BPSK and QPSK Modulation Classification with Unknown Signal Level," in Proc. of IEEE Military Communications Conference - MILCOM 2000, Vol. 2, Los Angeles, USA, pp. 976-980, 22-25 October, 2000.
- [74] K. M. Chugg, C. S. Long, and A. Polydoros: "Combined likelihood power estimation and multiple hypothesis modulation classification," in Conference Record of 29<sup>th</sup> Asilomar Conference on Signal, Systems and Computers 1995, Vol. 2, Pacific Groove, USA, pp. 1137-1141, 1995.
- [75] L. Hong and K. C. Ho: "An antenna array likelihood modulation classifier for BPSK and QPSK signals," in Proc. IEEE Military Communications Conference - MILCOM 2002, Vol. 1, Anaheim, USA, pp. 647-651, October 2002.

- [76] O. A. Dobre, J. Zarzoso, Y. Bar-Ness, and W. Su: "On the classification of linearly modulated signals in fading channel," in Proc. of Conference on Science and Systems, 2004, Princeton University, New York, US.
- [77] O. A. Dobre, and F. Hameed: "Likelihood-based algorithms for linear digital modulation classification in fading channels," in Proc. of Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering - CCECE 2006, Ottawa, Canada, pp. 1347-1350, May 2006.
- [78] J. G. Proakis: *Digital Communications*, 4th Edition, McGraw-Hill, 2001.
- [79] H. L. Van Trees: *Detection, Estimation and Modulation Theory - Part I*, NY, Wiley&Sons, 2001.
- [80] S. M. Kay: *Fundamental and Statistical Signal Processing – Detection Theory*, Englewood Cliffs, NJ: PTR Prentice-Hall, 1998.
- [81] M. L. Dukić: *Principi telekomunikacija*, I izdanje, Akademska misao, Beograd, 2008.
- [82] W. C. Headley, and C. R. C. M da Silva: "Asynchronous Classification of Digital Amplitude-Phase Modulated Signals in Flat-Fading Channels," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 59, No. 1, January 2011, pp. 7-12.
- [83] E. Soltanmohammadi, and M. Narghi-Pour: "Blind Modulation Classification over Fading Channels Using Expectation-Maximization," *IEEE Communications Letters*, Vol. 17, No. 9, September 2013, pp. 1692-1695.
- [84] H. Li, A. Abdi, Y. Bar-Ness and W. Su: "Carrier Frequency Offset Estimation in qHLRT Modulation Classifier with Antenna Arrays," in Proc. of IEEE Wireless Communications and Networks Conference - WCNC 2006, Vol. 2, Las Vegas, USA, pp. 1465-1470, 2006.
- [85] H. Li, A. Abdi, Y. Bar-Ness and W. Su: "Array-based Linear Modulation Classifier with Two-Stage CFO Estimation in Fading Channels," in Proc. of IEEE Global Telecommunication Conference – GLOBECOM 2006, San Francisco, USA, pp. 1-6, 2006.
- [86] S. Wei, J. L. Xu, and M. Zhou: "Real-Time Modulation Classification Based on Maximum-Likelihood," *IEEE Communications Letters*, Vol. 12, No. 11, November 2008, pp. 801-803.
- [87] F. Liedtke: "Computer Simulation of an Automatic Classification Procedure for Digitally Modulated Communication Signals with Unknown Parameters," *Signal Processing 6* (1984), pp. 311-323.
- [88] F. Liedtke: "Adaptive procedure for automatic modulation recognition," *Journal of Telecommunications and Information Technology 4*, (2004), pp. 91-97.
- [89] S. Hsue, and S. S. Soliman: "Automatic Modulation Classification Using Zero-Crossing," *Proceedings of IEE*, Vol.137, Pt. F., No.6, December 1990, pp. 459-464.
- [90] L. V. Dominguez, J. M. Paez-Borralló, J. Portillo-Garcia: "A Radiocommunications Signal Classifier," *Signal Processing IV: Theories and Applications*, Elsevier Science Publishers B. V., 1988, pp. 1361-1364.
- [91] L. V. Dominguez, J. M. Paez-Borralló, J. Portillo-Garcia: "A general Approach to the Automatic Classification of Radiocommunication Signals," *Signal Processing 22* (1991), pp. 239-250.
- [92] J. Portillo-Garcia, J. P. Sancho-Marco, L. Vergara-Dominguez, J. M. Paez-Borralló, and B. Ruiz-Mezcua: "A Microcomputer-Based General Architecture for Radiocommunication Signal Classification and Digital Demodulation", *Signal Processing V: Theories and Applications*, Elsevier Science Publishers B. V., 1990, pp. 1919-1922.
- [93] E. Terzi, H. B. Celebi, and H. Arslan: "A Joint Modulation Identification and Frequency Offset Correction Algorithm for QAM Systems," in Proc. of SDR 2009 Technical Conference and Product Exposition, Washington D.C., USA, pp. 1-6, 1-4 December 2009.
- [94] **G. B. Marković**, M. L. Dukić: "Algoritam za klasifikaciju MPSK signala sa korekcijom fazne greške i frekvencijskog *offset*-a," Zbornik radova 53. konferencije ETRAN 2009, Vrnjačka banja, Srbija, 15-18 jun, 2009.
- [95] X. Tan, H. Zhang, Y. Sheng, and W. Liu: "Blind Modulation Recognition of PSK Signals Based on Constellation Reconstruction," in Proc. of International Conference on Wireless Communications and Signal Processing – WCSP 2010, Suzhou, China, pp. 1-6, October 2010.
- [96] S. L. Wood, M. G. Larimore, and J. R. Treichler: "Modem Constellation identification: A performance comparison of two methods," in Proc. of International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing - ICASSP 1990, Albuquerque, USA, pp. 1651-1654, 1990.

- [97] A. R. Leyman, X. Iu, H. K. Garg, and Y. Xin: "Automatic Classification of Imperfect QAM Constellation Using Radon Transform," in Proc. of International Communication Conference – ICC 2007, Glasgow, UK, pp. 2635-2640, 24-28 June, 2007.
- [98] R. H. Morelos-Zaragoza, K. Umbeyashi, and R. Kohno: "On the Phase-Lock Detector of a Multimode PLL for Modulation Identification," in Proc. of Global Telecommunications Conference - GLOBECOM 2001, Vol. 6, San Antonio, USA, pp. 3357-3379, November 2001.
- [99] R. H. Morelos-Zaragoza, K. Umbeyashi, and R. Kohno: "Method of Non-Data-Aided Carrier Recovery with Modulation Identification and its Applications as an Adaptive Modulation Scheme," in Proc. of Software Defined Radio Technical Conference -SDR2003, Orlando, USA, pp. 1-4, 17-19 November, 2003.
- [100] X. Huo, and D. L. Donoho: "A Simple and Robust Modulation Classification Method Via Counting," in Proc. of Proc. of International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing – ICASSP'98, Vol. 6, Seattle, USA, pp. 3289-3292, 12-15 May 1998.
- [101] D. L. Donoho, and X. Huo: "Large-Sample Modulation Classification Using Hellinger Representation," in Proc. of IEEE SPAWC 1997, Paris, France, pp. 133-136, April 1997.
- [102] B. G. Mobasseri: "Elastic shape recognition using Bayesian inference," in Proc. of SPIE 3164, Applications of Digital Image Processing, San Diego, USA, August 1997, pp. 70-76.
- [103] B. G. Mobasseri: "Digital modulation classification using constellation shape," *Signal Processing*, Vol. 80, No. 2, February 2000, pp. 251-277.
- [104] H. Guldemir, and A. Sengur: "Comparison of clustering algorithms for analog modulation classification," *Expert Systems with Applications* 30 (2006), pp. 642-649.
- [105] N. Ahmadi: "Modulation Recognition Based on Constellation Shape Using TTSAS Algorithm and Template Matching," *Journal of Pattern Recognition Research* 1 (2011), pp. 43-55.
- [106] N. Ahmadi: "Using fuzzy clustering and TTSAS algorithm for modulation classification based on constellation diagram," *Engineering and Applications of Artificial Intelligence* 23 (2010), pp. 357-370.
- [107] N. Ahmadi, and R. Berangi: "Symbol based Modulation Classification using Combination of Fuzzy Clustering and Hierarchical Clustering," *Signal Processing: An International Journal (SPIJ)*, Vol. 4, No. 2, 2010, pp. 123-137.
- [108] L. Pauli: "Signal Classification By Discrete Fourier Transform", in Proc. of IEEE Military Communications Conference – MILCOM 1999, Atlantic City, USA, Vol. 1, pp. 197-201, 1999.
- [109] Z. Yu, Y. Q. Shi., and S. Wei: "M-ary Frequency Shift Keying Signal Classification Based-On Discrete Fourier Transform," in Proc. of IEEE Military Communications Conference - MILCOM'03, Vol. 2, pp. 1167-1172, 13-16 October, 2003.
- [110] Z. Yu, Y. Q. Shi., and S. Wei: "A Practical Classification Algorithm for M-ary Frequency Shift Keying Signals," in Proc. of IEEE Military Communications Conference – MILCOM 2004, Vol. 2, pp. 1123-1128, 2004.
- [111] A. Kubankova: "Design and Analysis of New Digital Modulation Classification Method," *WSEAS Transactions on Communications*, Vol. 8, No. 7, July 2009, pp. 628-637.
- [112] A. Kubankova, and D. Kubanek: "Algorithms of digital modulation classifications and their verification," *WSEAS Transactions on Communications*, Vol. 9, No. 9, July 2010, pp. 563-572.
- [113] H. Ketterer, F. Jondral, and A. H. Costa: "Classification of Modulation Modes Using Time-Frequency Methods," in Proc. of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing – ICASSP 1999, Vol. 5, Phoenix, USA, pp. 2471-2474, March 1999.
- [114] D. Le Guen, A. Monsour: "Automatic Recognition Algorithm for a Digitally Modulated Signal based on Statistical Approach in Time-Frequency Domain," Baiona Workshop on Signal Processing for Communications, Baiona, Spain, pp. 247-252, September 2003.
- [115] T. Markus, and R. Stephan: "Optimized Time-Frequency Distributions for Signal Classification with Feed-Forward Neural Networks," in Proc. of SPIE 4055 Conference on Applications and Science of Computational Intelligence III, 299, Orlando, USA, 30 March 2000.
- [116] B. W. Gillespie, and L. E. Atlas: "Optimizing Time-Frequency Kernels for Signal Classification," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 49, No. 3, March 2003, pp. 485-496.

- [117] Y. C. Lin, and C. J. Kuo: "Modulation classification using wavelet transform," in Proc. of SPIE, vol. 2303, Wavelet Applications in Signal and Image Processing II, SanDiego, USA, pp. 260-271, 11 October 1994.
- [118] K. C. Ho, and W. Prokopiw, and Y. T. Chan: "Identification of M-ary PSK and FSK signals by Wavelet Transform," in Proc. of IEEE Military Communications Conference – MILCOM 1995, Vol. 2, San Diego, USA, pp. 886-890, 7 November 1995.
- [119] L. Hong, and K. C. Ho: "Identification of Digital Modulation Types Using the Wavelet Transform," in Proc. of IEEE Military Communications Conference – MILCOM 1999, Vol. 1, Atlantic City, USA, pp. 427-431, 1999.
- [120] X. Z. Feng, J. Zang, F. L. Lou, J. Y. Chen, and X. P. Zhong: "Automatic Modulation Recognition by Support Vector Machine Using Wavelet Kernel," *Journal of Physics: Conference Series*, Vol. 48, 2006, pp. 1264-1267.
- [121] E. Avci, D. Hanbay, and A. Varol: "An Expert Discrete Wavelet Adaptive Network Based Fuzzy Inference System for Digital Modulation Recognition," *Expert Systems with Applications* 33 (2007), pp. 582-589.
- [122] K. Maliatsos, S. Vassaki, and P. Constantinou: "Interclass and Intraclass Modulation Recognition Using the Wavelet Transform," in Proc. of 18<sup>th</sup> Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications - PIMRC 2007, Athens, Greece, pp. 1-5, 3-7 September 2008.
- [123] E. Y. Hamid: "Automatic Modulation Classification of Communication Signals using Wavelet Transform," in Proc. of International Conference on Electrical Engineering and Informatics, Bandung, Indonesia, pp. 266-269, 17-19 June 2007.
- [124] Z. Hou, and H. Feng: "Study of Modulation Recognition Algorithm Based on Wavelet Transform and Neural Network," *Journal of Computers*, Vol. 6, No. 7. July 2011, pp. 1511-1517.
- [125] W. Dan, G. Xuemai, and G. Qing: "A New Scheme of Automatic Modulation Classification using Wavelet and WSVM," in Proc. of International Conference on Mobile Technology, Applications and Systems 2005, Goungzhou, China, pp. 1-5, 15-17 November 2005.
- [126] C. S. Park, J. H. Choi, S. P. Nah, and W. Jang: "Automatic Modulation Recognition of Digital Signals using Wavelet Features and SVM," in Proc. of 10<sup>th</sup> International Conference on Advanced Communication Technology - ICACT 2008, Gangwon-Do, China, pp. 387-390, 2008.
- [127] K. Assaleh, K. Farrell, and R. J. Mammone: "A New Method of Modulation Classification for Digitally Modulated Signals," in Proc. of IEEE Military Communications Conference - MILCOM'92, Vol. 2, San Diego, USA, pp. 712-716, 11-14 October 1992.
- [128] J. Reichert: "Automatic Classification of Communication Signals Using Higher Order Statistics," in Proc. of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing - ICASSP'92, Vol. 5, San Francisco, USA, pp. 221-224, 23-26 March 1992.
- [129] C. Schreyogg, K. Kittel, and U. Kressel: "Robust Classification of Modulation Types Using Spectral Features Applied to HMM," in Proc. of IEEE Military Communications Conference - MILCOM 1997, Vol. 3, Monterey, Canada, pp. 1377-1381, 2-5 November 1997.
- [130] C. Dubuc, D. Boudreau, F. Patenaude, and M. Dufour: "A Fast Automatic Modulation Recognition Algorithm and Its Implementation in Spectrum Monitoring Application," in Proc. of IEEE Military Communications Conference – MILCOM 2000, Vol. 2, Los Angeles, USA, pp. 732-736, 22-25 October 2000.
- [131] O. A. Dobre, A. Abdi, Y. Bar-Nes, and S. Wei: "Cyclostationarity-Based Blind Classification of Analog and Digital Modulations," in Proc. of IEEE Military Communication Conference – MILCOM 2006, Washington D.C., USA, pp. 1-7, 23-25 October, 2006.
- [132] D. Boutte, and B. Santhanam: "A Hybrid ICA-SVM Approach to Continuous Phase Modulation Recognition," *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 16, No. 5, May 2009, pp. 402-405.
- [133] F. He, Y. Yin, L. Zhou, X. Xu, and H. Man: "Principal Component Analysis of Cyclic Spectrum Features in Automatic Modulation Recognition," in Proc. of IEEE Military Communication Conference – MILCOM 2011, San Jose, USA, pp. 1737-1742, 2011.

- [134] O. A. Dobre, S. Rajan, and R. Inkol: "A Novel Algorithm for Blind Recognition of M-ary Frequency Shift Keying Modulation," in Proc. of IEEE Wireless Communications and Networks Conference – WCNC 2007, Kowloon, pp. 520-52, 11-15 March, 2007.
- [135] O. A. Dobre, S. Rajan, and R. Inkol: "Joint Signal Detection and Classification Based on First-Order Cyclostacionarity for Cognitive Radio," *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, Volume 2009, Article ID 656719, 12 pages.
- [136] M. Oner, and F. Jondral: "Air Interface Recognition for Software Radio System Exploiting Cyclostacionarity," in Proc. of 15<sup>th</sup> Annual Internatiopnal Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications – PIMRC 2004, Vol. 3, pp. 1947-1951, 5-8 September 2004.
- [137] A. Punchihewa, O. A. Dobre, S. Rajan, and R. Inkol: "Cyclostacionarity-Based Algorithm for Blind Recognition of OFDM and Single Carrier LinearDigital Modulations," in Proc. of 18<sup>th</sup> Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications – PIMRC 2007, Athens, Greece, pp. 1-5, 3 – 7 September, 2007.
- [138] Y. Chen, J. Liu, and S. Lv: "Modulation Classificaiton Based on Bispectrum and Sparse Representation in Cognitive Radio," in Proc. of 13<sup>th</sup> IEEE International Conference on Communication Technology – ICCT 2011, Jinan, pp. 250-253, 25-28 September 2011.
- [139] A. J. Wagstaff: "Logarithmic cyclic frequency domain profile for automatic modulation recognition," *IET Communications*, Vol. 2, No. 8, 2008, pp 1009-1015.
- [140] E. Like, V. Chakravatry, R. Husnay, and Z. Wu: "Modulation Recognition In Multipath Fading Channels Using Cyclic Spectral Analysis," in Proc. of IEEE Global Telecommunications Conference – GLOBECOM 2008, New Orleans, USA, pp. 1-6, 2008.
- [141] E. Like, V. D. Chakravatry, P. Ratzzi, and Z. Wu: "Signal Classification in Fading Channels Using Cyclic Spectral Analysis," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, Volume 2009, Article ID 879182, 14 pages.
- [142] Brent E. Guenther: *Multi-User Signal Classification Via Cyclic Spectral Analysis*, PhD Thesis, Department of Electrical Engineering, B. S. E. E. Wright State University, 2010.
- [143] Y. T. Chan, and L. G. Gadbois: "Identification of the Modulation Type of a Signal," *Signal Processing* 16 (1989), pp. 149-154.
- [144] J. Aisbett: "Automatic Modulation Recognition Using Time Domain Parameters," *Signal Processing* 13 (1987), pp. 323-328.
- [145] S. Taira, and E. Murakami: "Automatic Classification of Analogue Modulation Signals by Statistical Parameters," in Proc. of IEEE Military Communications Conference - MILCOM'99, Vol. 1, Atlantic City, USA, pp. 202-207, 1999.
- [146] S. B. McMillan, B. P. Flanagan, and T. K. Doong: "Determination of the Modulation Type of Communication Signals," in Proc. of ICASSP'90, Vol. 3, Albuquerque, pp. 1683-1686, Apr. 1990.
- [147] A. K. Nandi, and E. E. Azzouz: "Automatic analogue modulation recognition", *Signal Processing* 46 (1995), pp. 211–22.
- [148] E. E. Azzouz, and A. K. Nandi: "Automatic Identification of Digital Modulation Types," *Signal Processing* 47 (1995), pp. 55-69.
- [149] A. K. Nandi, and E. E. Azzouz: "Modulation Recognition Using Artificial Neural Network", *Signal Processing* 56 (1997), pp. 165-175.
- [150] . K. Nandi, and E. E. Azzouz: "Algorithms for Automatic Modulation Recognition of Communications Signals," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. 46, No. 4, April 1998, pp. 431-435.
- [151] D. Boudreau, C. Dubuc, F. Patenaude, and R. Inkol: "An Automatoc Modulation Recognition Algorithm for Spectrum Monitoring Application," in Proc. of IEEE International Conference on Communications - ICC '99, Vol. 1, Vancouver, Canada, pp. 570-574, 6-10 Jun 1999.
- [152] Z. Ye, G. Memik, and J. Grosspietsch: "Digital Modulation Classification Using Temporal Waveform Features for Cognitive Radios," in Proc. of 18<sup>th</sup> Annual nternational Symposium on Personal, Indooor and Mobile Radio Commmunications - PIMRC 2007, Athens, Greece, pp. 1-5, 3-7 September 2007.
- [153] P. Prakasam, and M. Madheswaran: "Reconfigurable Automatic Modulation Identification Hardware Module for Software Defined Radio Receivers," *International Journal on Computer Theory and Engineering*, Vol. 1, No. 5, December 2009, pp. 1793-8201.

- [154] **G. B. Marković**, Đ. M. Sarač, M. L. Dukić: “Mogućnost primene hijerarhijske šeme klasifikacije po tipu modulacije radio signala u HF opsegu učestanosti,” *TELEKOMUNIKACIJE*, Vol. 50, No. 2, Jul 2005, pp. 16-28.
- [155] M. L.D. Wong, and A. K. Nandi: “Automatci digital modulation recognition using artificial neural networks and genetic algorithm,” *Signal Processing* 84 (2004), pp. 351-365.
- [156] A. Ebrahimzadeh, and R. Ghazalian: “Blind digital modulation classification in software radio using the optimized classifier and feature subset selection,” *Engineering Applications of Artificial Intelligence* 24 (2011), pp. 50-59.
- [157] H. Mustafa, and M. Doroslovački: “Digital Modulation Recognition Using Support Vector Machine Classifier,” Conference Record of the 38<sup>th</sup> Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers 2004, Vol. 2, pp. 2238-2242, 7-10 November 2004.
- [158] Y. Li, H. Si, M. Liu and B. Li: “Digital Modulation Classification in Cognitive Radio Using Hybrid Particle Swarm Optimization Algorithm/Support Vector Machines: PSO-SVM,” *Journal of Computational Information Systems*, Vol. 9, No. 9, May 2013, pp. 3579–3586.
- [159] S. S. Soliman, and S. Hsue: “Signal Clasification Using Statistical Moments,” *IEEE Transactions on Communications*, Vol.40, No. 5, May 1992, pp. 908-916.
- [160] Y. Yang, and S. S Soliman: “An Improved Moment-Based Algorithm for Signal Classification,” *Signal Processing* 43 (1995), pp. 231-244.
- [161] Luo L.: “Comments on Signal Classification Using Statistical Moments,” *IEEE Transactions on Communication*, Vol. 50, No. 2, February 2002, pp. 195.
- [162] A. V. Rosti, and V. Koivunen: “Classification of MFSK Modulated Signals Using the Mean of Complex Envelope,” in Proc. of the 10<sup>th</sup> European Signal Processing Conference EUSIPCO 2000, Vol. 1, pp. 581-584, 2000.
- [163] B. S. Kim, and H. S. Lee: “New Parameters for Classifying Digitally Modulated Unknown QAM and PSK Signals,” *IEICE Trans. on Communications*, Vol. E84-B, No. 2, 2001, pp. 325-329.
- [164] W. Dai, Y. Wang, and J. Wang: “Joint Power Estimation and Modulation Classification Using Second and Higher Statistics,” in Proc. of IEEE Wireless Communications and Networking Conference - WCNC 2002, Vol. 1, pp. 155-158, 17-21 March 2002.
- [165] W. Akmouche: “Detection of Multicarrier Modulations Using 4-th Order Cumulants,” in Proc. of IEEE Military Communications Conference - MILCOM 1999, Atlantic City, USA, Vol. 1, pp. 432-436, 1999.
- [166] V. D. Orlić, and M. L. Dukić: “Automatic modulation classification algorithm using higher-order cumulants under real-world channel conditions,” *IEEE Communications Letters*, Vol. 13, No. 12, December 2009, pp. 917-919.
- [167] C. M. Spooner: “On the Utility of Sixth-Order Cyclic Cumulants for RF Signal Classification,” in Proc. of ASILOMAR 2001, pp. 890-897, 2001.
- [168] C. Le Martret, and D. Boiteau: “Classification of Linear Modulations by Means of a Fourth Order Cumulants,” in Proc. of EUSPICO 1996, Trieste, September 1996.
- [169] C. Le Martret, and D. Boiteau: “Modulation Classification by Mean of Different Orders Statistical Moment,” in Proc. of IEEE Military Communications Conference - MILCOM 1997, Vol. 3, Monterey, Canada, pp. 1387-1391, 2-5 November 1997.
- [170] P. Marchand, J. L. Lacoume, and C. Le Martret: “Multiple Hypotesis Modulation Classification Based On Cyclic Cumulants of Different Orders,” in Proc. of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing – ICASSP 1998, Vol. 4, Seattle, pp. 2157-2160, 1998.
- [171] A. O. Dobre, Y. Bar-Ness, and S. Wei: “Higher-Order Cyclic Cumulants for High Order Modulation Classification,” in Proc. of IEEE Military Communications Conference – MILCOM 2003, Vol. 1, pp. 112-117, 13-16 October, 2003.
- [172] Dobre O., Bar-Ness Y., Wei S.: “Robus QAM Modulation Classification Algorithm Using Cyclic Cumulants,” in Proc. of IEEE Wireless Communications and Netwroking Conference – WCNC 2004, Vol. 2, pp. 745-748, 2004.
- [173] O. A. Dobre, A. Abdi, and Y. Bar-Ness, and W. Su: “Cyclostacionarity-Based Modulation Classification of Linear Digital Modulations in Flat Fading Channels,” *Wireless Personal Communications* 54 (2010), pp. 699-717.



- [174] S. Xi and H. C. Wu: "Robust Automatic Modulation Classification using Cumulant Features in the Presence of Fading Channels," in Proc. of Wireless Communications and Networking Conference - WCNC 2006, Vol. 4, pp. 2094-2099, Las Vegas, April 2006.
- [175] H. C. Wu, Y. Wu, J. C. Principe, and X. Wang: "Robust Switching Blind Equalizer for Wireless Cognitive Radio," *IEEE Trans. on Wirel. Commun.*, Vol. 7, No. 5, May 2008, pp. 1461-1465.
- [176] J. Venalainen, L. Terho, and V. Koivunen: "Modulation classification in fading multipath channel," Conference record of the 36th ASILOMAR Conference on Signals, Systems, and Computers, Vol. 2, Pacific Grove, USA, pp. 1890-1894, 3-6 November, 2002.
- [177] M. W. Aslam, Z. Zhu and A. K. Nandi: "Automatic Digital Modulation Classification Using Genetic Programming with K-Nearest Neighbor," in Proc. of IEEE Military Communications Conference – MILCOM 2010, San Hose, USA, pp. 1731-1736, 2010.
- [178] M. Shi, A. Laufer, Y. Bar-Ness, and S. Wei: "Fourth Order Cumulant in Distinguishing Single Carrier from OFDM Signals," in Proc. of IEEE Military Communications Conference - MILCOM 2008, San Diego, USA, pp. 1-6, 16-19 November 2008.
- [179] D. N. Godard: "Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-28, No. 1, November 1980, pp. 1867-1875.
- [180] V. D. Orlić, and M. L. Dukić: "Properties of an Algorithm for Automatic Modulation Classification Based on Sixth-Order Cumulants," in Proc. of ICEST 2009, Veliko Trnovo, Bulgaria, pp. 635-638, 25-27 June, 2009.
- [181] G. L. Turin, F. D. Clapp, T. L. Johnston, S. B. Fine and D. Lavry: "A Statistical Model of Urban Multipath Propagation," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. VT-21, No. 1, February 1972, pp. 1-9.
- [182] G. L. Turin, W. S. Jewell and T. L. Johnston: "Simulation of Urban Vehicle-Monitoring Systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. VT-21, No. 1, February 1972, pp. 9-16.
- [183] C. D. Iskander: "A MATLAB-based Object-Oriented Approach to Multipath Fading Channel Simulation," Channel Modeling White Papper, MATLAB, February 2008, <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/18869-a-matlab-based-object-oriented-approach-to-multipath-fading-channel-simulation>, (Last visisted 10.01.2014.)
- [184] C. R. M. C. da Silva, W.C. Headley, J. D. Reed, and Y. Zhao: "The Application of Distributed Spectrum Sensing and Available Resource Maps to Cognitive Radio Systems," in Proc. of IEEE Information Theory and Applications Workshop 2008, San Diego, USA, pp. 53-57, 2008.
- [185] P. K. Varshney: *Distributed Detection and Data Fusion*, Englewood Cliffs, NY, Springer, 1997.
- [186] J. N. Tsitsiklis, and M. Athans: "On the complexity of decentralized decision making and detection problems," *IEEE Trans. on Automatic Control*, Vol. AC-30, No. 5, 1985, pp. 440-446.
- [187] C. J. Zarrowski: "Limitations on SNR estimator accuracy," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 50, No. 9, September 2002, pp. 2368-2372.
- [188] W. Gappmair: "Cramer-Rao lower bound for non-data-aided SNR estimation of linear modulation schemes," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 56, No. 5, May 2008, pp. 689-693.
- [189] Z. Chair, and P. K. Varshney: "Optimal data fusion in multiple sensor detection systems," *IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. AES-22, No. 1, January 1986, pp. 98-101.
- [190] J. L. Xu, W. Su, and M. C. Zou: "Software defined radio equipped with rapid modulation recognition," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Vol. 59, No. 4, May 2010, pp. 1659-1667.
- [191] A. Papoulis: *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, 2<sup>nd</sup> edition, McGraw-Hill, 1984.
- [192] H. Stark, and J.W. Woods: *Probability, Random Processes, and Estimation Theory for Engineers*, 2<sup>nd</sup> edition, Prentice-Hall, 1994.
- [193] I. J. Good: "A new formula for k-statistics," *The Annals of Statistics*, Vol. 5, No. 1, January 1977, pp. 224-228.
- [194] S. Wei, and Q. Zhu: "Cooperative Modulation Recognition Based on the Combination of Feature Fusion and Decision Fusion," *Journal of Computational Information Systems* 8: 22, pp. 9315-9322, 2012.

- [195] X. J. Gong, L. Bian, and Q. Zhu: "Collaborative modulation recognition based on SVM," in Proc. of 6<sup>th</sup> International Conference on Natural Computing - ICNC 2010, Vol. 2, Yantai, China, pp. 871-874, 10-12 August 2010.
- [196] D. B. Drajić: *Uvod u statističku teoriju telekomunikacija*, II izdanje, Akademska misao, Beograd, 2006.
- [197] **G. B. Marković**, M. L. Dukić: "Bežične senzorske mreže I deo: Osnovna arhitektura, karakteristike i primene," *TELEKOMUNIKACIJE*, Godina II, Broj 3, Jun 2009, pp. 35-58.
- [198] O. Younis, M. Krunz, and S. Ramasubramanian: "Node Clustering in Wireless Sensor Networks: Recent Developments and Deployment Changes," *IEEE Network*, Vol. 20, No. 3, May/June, 2006, pp. 20-25.
- [199] **G. B. Marković**, Miroslav L. Dukić: "Klasifikacija radio signala po tipu modulacije na bazi kumulata sa više uzastopnih pokušaja," Zbornik radova XX Telekomunikacioni forum - TELFOR 2012, Beograd, pp. 424 – 427, 20-22 Novembar, 2012.
- [200] **G. B. Marković**, and M. L. Dukić: "AMC Using Cumulants with Segmentation of Input Sequence for Dispersive Fading Channels," in Proc. of XXI Telecommunication Forum - TELFOR 2013, Belgrade, Serbia, pp. 228 - 231, 26-28 November, 2013.
- [201] V. D. Orlić, M. L. Dukić: "Metode za poboljšanje klasifikacije kompleksnih signala na bazi vrednosti kumulanta šestog reda," Zbornik radova XVIII Telekomunikacionog foruma - TELFOR 2010, Beograd, Srbija, pp. 353-356, 23-25 novembar, 2009.
- [202] W. A. Gardner: "Exploitation of Spectral Redundancy in Cyclostationary Signals," *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol. 8, No. 2, pp. 14-36, April 1991.
- [203] W. A. Gardner and L. E. Franks: "Characterization of Cyclostationary Random Signal Processes," *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. IT-21, No. 1, January 1975, pp. 4-14.
- [204] W. A. Gardner, and C. S. Spooner: "The Cumulant Theory of Cyclostationary Time-Series, Part I: Foundation," *IEEE Trans. on Signal Processing*, Vol. 42, No. 12, December 1994, pp. 3387-3408.
- [205] D. Vučić: *Ciklična spektralna analiza signala*, Zadužbina Andrejević, Beograd 2001.
- [206] R. S. Roberts, W. A. Brown, and H. H. Loomis: "Computationally Efficient Algorithms for Cyclic Spectral Analysis," *IEEE Signal Processing Magazine*, April 1991, pp. 38-49.
- [207] W. A. Brown, and H. H. Loomis: "Digital Implementations of Spectral Correlation Analyzers," *IEEE Transactions On Signal Processing*, Vol.41, February 1993, pp.703-720.
- [208] A. Swami, S. Barbarossa, and B. Sadler: "Blind source separation and signal classification," in Proc. of 34<sup>th</sup> ASILOMAR 2000 Conference on Signals, Systems and Computers, Vol. 2, Pacific Grove, USA, pp. 1187-1191, 2000.
- [209] P. O. Amblard, M. Gaeta and J. L. Lacoume: "Statistics for Complex Variables and Signals - Part II: Signals," *Signal Processing*, Vol. 53, No. 1, August 1996, pp. 15-25.

## **DODATAK A. DEFINICIJE KORIŠĆENIH MODULISANIH SIGNALA I STATISTIČKIH VELIČINA**

### **A.1 OPIS DIGITALNO MODULISANIH SIGNALA**

Svi digitalno modulisani signali u okviru disertacije posmatrani su, i po potrebi generisani, uz usvojenu pretpostavku jedinične energije standardnog talasnog oblika na predaji  $g(t)$  iz izraza (2.1),  $E_G = \int_{-\infty}^{\infty} |g(t)|^2 dt = 1$ , pri čemu je trajanje ovog signala jednako trajanju perioda signaliziranja,  $T$ . Signali iz klase linearno modulisanih signala, odnosno MPSK (*M-ary Phase Shift-Keying*), MASK (*M-ary Amplitude Shift-Keying*) i MQAM (*M-ary Quadrature Amplitude Modulation*) signali, generisani su na osnovu sledećeg opšteg izraza,

$$s(t) = R_e\{\sum_i S_i^m \times g(t - (i - 1)T) \times e^{-j2\pi f_c t}\}, \quad (\text{A1.1})$$

gde je sa  $S_i^m$  označen  $i$ -ti simbol signala dobijenog modulacijom  $m$ , sa  $f_c$  učestanost nosioca modulisanog signala, dok je sa  $N_m$  označen ukupan broj simbola u kompleksnoj konstelaciji posmatranog modulacionog postupka. Moguće vrednosti simbola  $S_i^m, i = 1, \dots, N_m$ , za različite klase linearno modulisanih signala čija je srednja energije po simbolu svedena na OOU  $\sigma_m^2 = \sum_{k=1}^{N_m} \frac{1}{N_m} |S_k^m|^2 = 1$  uz  $N_m = 2^n, n \in \mathbb{N}$ , date su kao,

$$m = \text{MPSK} \Rightarrow S_k^m = e^{j\varphi_k}, \varphi_k = (k - 1) \times \frac{2\pi}{M} + \frac{\pi}{M}, k = 1, \dots, N_m, \quad (\text{A1.2})$$

$$m = \text{MASK} \Rightarrow S_k^m = A_k = \frac{2^{k-1} - N_m}{\sigma_m}, k = 1, \dots, N_m, \quad (\text{A1.3})$$

$$m = \text{MQAM} \Rightarrow S_k^m = A_k + jB_k, A_k, B_k \in \frac{2^{k-1} - \sqrt{N_m}}{\sigma_m}, k = 1, \dots, \sqrt{N_m}, \quad (\text{A1.4})$$

Za MFSK modulisane signale u istoj notaciji, važi sledeći izraz,

$$m = \text{MFSK} \Rightarrow S_k^m = \exp(j2\pi f_m), f_m = (2k - 1 - N_m) \times \frac{r}{2T}, k = 1, \dots, N_m, r \in \mathbb{N}. \quad (\text{A1.5})$$

### **A.2 OSNOVNI POJMOVI VEZANI ZA DEFINICIJU STATISTIČKIH VELIČINA SIGNALA VIŠEG REDA (HOS)**

U AMC se posmatra obrada radio signala za koji, usled nekooperativne prirode

procesa AMC, nisu *a priori* poznati parametri signala, osobine kanala, kao ni primenjeni modulacioni postupak. Stoga se ulazni signal mora posmatrati kao slučajan proces. Ovde su dati neki osnovni elementi teorije slučajnih procesa, sa naglaskom na definiciju i osobine kumulanata, a koji predstavljaju osnovu za pravilno modelovanje i izvođenje AMC postupka na osnovu statističkih parametara signala. Bazične definicije statističkih veličina, teorije slučajnih procesa i slučajnih sekvenci, a koji kao opšte poznati neće biti ovde opisani, dati su u detaljno u [191-192, 196].

### Stacionarni slučajni procesi

Posmatramo kontinualan slučajni proces  $X(t)$ , definisan kao preslikavanje funkcije  $X(t, \xi)$  na skup mogućih ishoda eksperimenta  $\xi \in \Omega$ , gde je  $t$  realna vremenska osa. Za vremenski diskretne, ekvidistantne trenutke u vremenu, dobijamo diskretan slučajni proces,  $X[k]$ , opisan sekvencom slučajnih promenljivih, tj. slučajnom sekvencom.

Za kontinualni slučajni proces  $X(t)$  smatra se da je opisan svojom kumulativnom funkcijom raspodele  $n$ -tog reda,  $F_X(x_1, \dots, x_n; t_1, \dots, t_n)$ , ako je za  $\forall n \geq 1$  i  $\forall t_1, \dots, t_n \in R$ , poznato,

$$F_X(x_1, \dots, x_n; t_1, \dots, t_n) \stackrel{\text{def}}{=} P(X(t_1) \leq x_1, \dots, X(t_n) \leq x_n), \quad (\text{A2.1})$$

pri čemu je sa  $P(\cdot)$  označena verovatnoća posmatranog događaja. Pri tome, funkcija gustine verovatnoće  $n$ -tog reda definisana je za kumulativne funkcije raspodele  $n$ -tog reda koje su diferencijabilne za  $\forall n \geq 1$  i  $\forall t_1, \dots, t_n \in R$ , i to na osnovu izraza,

$$f_X(x_1, \dots, x_n; t_1, \dots, t_n) \stackrel{\text{def}}{=} \partial^n F_X(x_1, \dots, x_n; t_1, \dots, t_n) / \partial x_1 \dots \partial x_n. \quad (\text{A2.2})$$

Posmatrana slučajna sekvenca  $X[k]$  opisana je kumulativnom funkcijom raspodele  $n$ -tog reda,  $F_X(a_k, \dots, a_{k+n-1}; k, \dots, k+n-1)$ , ako je za  $\forall n \geq 1$  i za  $k, k+1, \dots, k+n-1 \in R$ , poznata,

$$F_X(a_k, \dots, a_{k+n-1}; k, \dots, k+n-1) \stackrel{\text{def}}{=} P(X[k] \leq a_k, \dots, X[k+n-1] \leq a_{k+n-1}), \quad (\text{A2.3})$$

odnosno funkcija gustine verovatnoće  $n$ -tog reda slučajne sekvence  $X[k]$  definisana je za diferencijabilne funkcije  $F_X(a_k, \dots, a_{k+n-1}; k, \dots, k+n-1)$  kao,

$$f_X(a_k, \dots, a_{k+n-1}; k, \dots, k+n-1) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\partial^n F_X(a_k, \dots, a_{k+n-1}; k, \dots, k+n-1)}{\partial a_k \dots \partial a_{k+n-1}}. \quad (\text{A2.4})$$

Moment prvog reda, odnosno funkcija srednje vrednosti slučajnog procesa  $X(t)$ ,

data je izrazom,

$$\mu_X(t) \stackrel{\text{def}}{=} E[X(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} x f_X(x; t) dx, \quad -\infty < t < \infty, \quad (\text{A2.5})$$

a moment drugog reda, tj. funkcija autokorelacije slučajnog procesa  $X(t)$ , data je kao,

$$R_X(t_1, t_2) \stackrel{\text{def}}{=} E[X(t_1)X^*(t_2)] = \int_{-\infty}^{\infty} x_1 x_2^* f_X(x_1, x_2; t_1, t_2) dx, \quad -\infty < t_1, t_2 < \infty, \quad (\text{A2.6})$$

gde je srednja snaga slučajnog procesa definisana sa  $R_X(t, t) \stackrel{\text{def}}{=} E[|X(t)|^2]$ . Centralni moment drugog reda, tj. funkcija kovarijanse, definiše se kao matematičko očekivanje konjugovanog proizvoda centriranog slučajnog procesa  $X(t)$ , odnosno dat je izrazom,

$$C_X(t_1, t_2) \stackrel{\text{def}}{=} E[(X(t_1) - \mu_X(t_1))(X(t_2) - \mu_X(t_2))^*] = R_X(t_1, t_2) - \mu_X(t_1)\mu_X(t_2), \quad (\text{A2.7})$$

dok je funkcija varijanse definisana kao  $\sigma_X^2(t, t) \stackrel{\text{def}}{=} E[|X(t) - \mu_X(t)|^2]$ .

Slučajni proces  $X(t)$  se smatra stacionarnim ako je opisan identičnom funkcijom kumulativne raspodele  $n$ -tog reda kao i slučajni proces  $X(t + T)$ , za svako  $T$  i  $\forall n \geq 1$ , odnosno slučajna sekvenca  $X(k)$  je stacionarna ukoliko njena kumulativna funkcija raspodele  $n$ -tog reda ne zavisi od vremenskog pomeraja. Pri tome, slučajni proces je stacionaran u širem smislu ako je njegova funkcija srednje vrednosti konstantna, tj.  $\mu_X(t) = \mu_X$  za  $\forall t$ , i ako funkcije autokorelacije ne zavisi od pomeraja  $\tau = t_2 - t_1$ , za  $\forall t_1, t_1$ . Srednja snaga slučajnog procesa stacionaranog u širem smislu je vremenski invarijantna funkcija, tj.  $R_X(t_1, t_2) = R_X(t_2 - t_1, 0) = R_X(\tau) = E[|X(t)|^2] = R_X(0)$ , dok spektralna gustina srednje snage (SGSS) stacionarnog (makar u širem smislu) slučajnog procesa,  $S_X(\omega)$ , opisuje raspodelu srednje snage signala u domenu učestanosti, i obrazuje *Fourier*-ov transformacioni par sa funkcijom autokorelacije, tj.,

$$S_X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_X(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \leftrightarrow R_X(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_X(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (\text{A2.8})$$

Stacionarni slučajni procesi nazivaju se ergodičnim slučajnim procesima ukoliko je njihova srednja vrednost u vremenu jednaka srednjoj vrednosti po ansamblu.

### **Ciklostacionarni slučajni procesi**

Veliki broj realnih signala i drugih procesa u telekomunikacionim sistemima koji se modeluju putem slučajnih procesa, uključujući postupke digitalne modulacije signala, odlikuju se nekim oblikom periodičnosti pri čemu sami posmatrani procesi ili signali

nisu periodični. Ovakvi procesi i signali statistički se modeluju kao ciklostacionarni slučajni procesi, odnosno slučajni procesi kod kojih se neki statistički parametri, npr. funkcija srednje vrednosti ili autokorelacije, periodično menjaju u vremenu. Teorija ciklostacionarnih slučajnih procesa detaljnije je data u [202-204].

U telekomunikacionim sistemima, periodičnost se često javlja usled konstantnog perioda signaliziranja sa kojim se šalje, tj. ponavlja slanje, standardnog talasnog oblika signala preko linije veze. Pri tome, kontinualni slučajni proces  $X(t), t \in (-\infty, \infty)$ , je ciklostacionaran slučajni proces (u širem smislu) sa periodom  $T$ , ako i samo ako su njegova funkcija srednje vrednosti i funkcija autokorelacije periodične funkcije sa periodom  $T$ , odnosno ako je,

$$\mu_X(t) = \mu_X(t + T) \wedge R_X(t_1, t_2) = R_X(t_1 + T, t_2 + T) = R_X\left(t + \frac{\tau}{2} + T, t - \frac{\tau}{2} + T\right). \quad (\text{A2.9})$$

Razvojem periodične funkcije autokorelacije u *Fourier*-ov red, definiše se ciklična autokorelaciona funkcija,  $R_X^\alpha(\tau)$ , kao funkcija ciklične frekvencije  $\alpha$  i  $\tau$ , odnosno,

$$R_X\left(t + \frac{\tau}{2}, t - \frac{\tau}{2}\right) = \sum_{\alpha} R_X^\alpha(\tau) e^{j2\pi\alpha t}, \quad (\text{A2.10})$$

$$R_X^\alpha(\tau) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} R_X\left(t + \frac{\tau}{2}, t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi\alpha t} dt. \quad (\text{A2.11})$$

U prethodnim izrazima, vrednost  $\alpha$  odgovara skupu celobrojnih umnožaka osnovne učestanosti, te je  $\alpha = 0$  nulti harmonik  $R_X^0(\tau)$  jednak srednjoj vrednosti autokorelacione funkcije  $R_X(\tau)$  slučajnog procesa  $X(t)$  stacionarnog u širem smislu. Sledi da je slučajni proces ciklostacionaran u širem smislu ako i samo ako je  $R_X^\alpha(\tau) \neq 0$  za  $\forall \alpha \neq 0$  uz  $\alpha \in \mathbb{Z}$ . Za aperiodičnu funkciju autokorelacije  $R_X\left(t + \frac{\tau}{2}, t - \frac{\tau}{2}\right)$ , posmatra se *Fourier*-ova transformacija  $R_X^\alpha(\tau)$  definisana kao,

$$R_X^\alpha(\tau) \stackrel{\text{def}}{=} \langle X\left(t + \frac{\tau}{2}\right) X^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi\alpha t} \rangle, \quad (\text{A2.12})$$

gde je sa  $\langle \cdot \rangle$  označen operator usrednjavanja u vremenu, tj.  $\langle \cdot \rangle \stackrel{\text{def}}{=} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} (\cdot) dt$ . Stoga, je ciklična autokorelaciona funkcija  $R_X^\alpha(\tau)$  ekvivalentna konvencionalnoj kroskorelacionoj funkciji slučajnog procesa  $X(t)$  i njegove verzije,  $Y(t) = X(t)e^{j2\pi\alpha t}$ , translirane u domenu učestanosti, i može se izraziti kao,

$$R_{XY}(\tau) \stackrel{\text{def}}{=} \langle X\left(t + \frac{\tau}{2}\right) Y^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \rangle = R_X^\alpha(\tau). \quad (\text{A2.13})$$

*Fourier*-ova transformacija ciklične autokorelacione funkcije za određenu vrednost  $\alpha$ , naziva se funkcijom spektralne gustine korelacije (*Spectral Correlation Density*, CSD),  $S_X^\alpha(\omega)$ , koja je definisana izrazom,

$$S_X^\alpha(\omega) \stackrel{\text{def}}{=} \int_{-\infty}^{\infty} R_X^\alpha(\tau) e^{-j\omega\tau} dt. \quad (\text{A2.14})$$

CSD se koristi za potrebe AMC, pri čemu se estimacija cikličnog spektra,  $S_X^\alpha(\omega)$ , ostvaruje metodima vremenskog ili frekvencijskog usrednjavanja cikličnih periodograma. Oba načina, koriste aproksimacije CSD, i teže istoj pravoj vrednosti. Smatra se da su algoritmi na bazi vremenskog usrednjavanja efikasniji po pitanju računске složenosti, [205]. Metodi frekvencijskog usrednjavanja superiorniji su samo za određena ograničenja, npr. pri proceni spektralne korelacije za mali broj cikličnih frekvencija. Računski efikasni algoritmi, bazirani na usrednjavanju u vremenu su FFT akumulacioni metod (*FFT Accumulation Method*, FAM) i trakasti spektralno korelacioni algoritam (*Strip Spectral Corellation Algorithm*, SSCA). Tipičan predstvnik druge klase metoda je algoritam sa frekvencijskim ujednačavanjem (*Frequency Smoothing Algorithm*, FSA). Algoritmi sa usrednjavanjem u vremenu baziraju se na vremenski usrednjenom cikličnom kros-periodogramu, definisanom izrazom, [206]:

$$S_{XY_T}^\alpha(n, f)_{\Delta t} = \frac{1}{T} E \left[ X_T \left( n, f + \frac{\alpha}{2} \right) \times Y_T \left( n, f - \frac{\alpha}{2} \right) \right]_{\Delta t}, \quad (\text{A2.15})$$

gde je sa  $E[\cdot]_{\Delta t}$  označen operator usrednjavanja na vremenskom intervalu  $\Delta t$ . Direktni FSM metod se u literatri najčešće označava kao DFSA (*Digital Frequency Smoothing Algorithm*), [207]. Osnovu ovog metoda estimacije čini usrednjeni kros-periodogram koji se može predstaviti izrazom,

$$S_{XY_{\Delta t}}^{\alpha_0}(n, f_0)_{\Delta f} = E \left[ X_{\Delta t} \left( n, f_0 + \frac{\alpha_0}{2} \right) \times Y_{\Delta t}^* \left( n, f_0 - \frac{\alpha_0}{2} \right) \right]_{\Delta f}, \quad (\text{A2.16})$$

gde je sa  $E[\cdot]_{\Delta f}$  označen operator usrednjavanja na intervalu učestanosti  $\Delta f$ . Konačno, često se umesto celog CSD posmatra samo odgovarajući  $\alpha$  profil definisan izrazom,

$$profile(\alpha) = \max_{\omega} S_X^\alpha(\omega). \quad (\text{A2.17})$$

**Statistike višeg reda - momenti, kumulanti i mešoviti kumulanti**

Statistike višeg reda (HOS) omogućavaju opis i estimaciju funkcije gustine verovatnoće slučajne promenjive, i mogu se odrediti na osnovu karakteristične funkcije slučajnog procesa  $X(t)$ ,  $\Phi_X(\omega)$ , definisane izrazom,

$$\Phi_X(\omega) \stackrel{\text{def}}{=} E[e^{j\omega X}] = \int_{-\infty}^{\infty} f_X(x)e^{j\omega x} dx, \quad (\text{A2.18})$$

pri čemu je moguće definisati i inverznu funkciju oblika,

$$f_X(x) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_X(\omega)e^{-j\omega x} d\omega. \quad (\text{A2.19})$$

Na osnovu osobina *Fourier*-ove transformacije, i činjenice da je funkcija gustine verovatnoće  $f_Z(z)$  sume nezavisnih  $N$  slučajnih promenjivih  $Z = X_1 + \dots + X_N$ , jednaka konvoluciji funkcija gustine verovatnoće slučajnih promenjivih, važe sledeći izrazi:

$$f_Z(z) = f_{X_1}(z) * f_{X_2}(z) * \dots * f_{X_N}(z). \quad (\text{A2.20})$$

$$\Phi_Z(\omega) = \Phi_{X_1}(\omega) \times \Phi_{X_2}(\omega) \times \dots \times \Phi_{X_N}(\omega), \quad (\text{A2.21})$$

gde  $*$  označava operator konvolucije. Razvoj karakteristične funkcije  $\Phi_X(\omega)$ , daje,

$$\Phi_X(\omega) \stackrel{\text{def}}{=} E[e^{j\omega X}] = E \left[ \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(j\omega X)^n}{n!} \right] = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(j\omega)^n}{n!} m_n^X, \quad (\text{A2.22})$$

u kome je  $m_n^X = E[X^n(t)]$  po definiciji moment  $n$ -tog reda slučajne promenjive  $X$ . Na osnovu toga moment  $n$ -tog reda slučajne promenjive  $X$  može se odrediti na osnovu karakteristične funkcije odgovarajućeg slučajnog procesa  $X(t)$  na osnovu izraza,

$$m_n^X = \frac{1}{j^n} \left. \frac{d^n \Phi_X(\omega)}{d\omega^n} \right|_{\omega=0}. \quad (\text{A2.23})$$

Za realnu stacionarnu slučajnu sekvencu  $X[k]$ , tj. odbirke realnog signala dobijene putem diskretizacije u vremenu, momenti  $n$ -tog reda definisani su izrazom,

$$m_n^X(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{n-1}) \stackrel{\text{def}}{=} E[X[k]X[k + \tau_1] \dots X[k + \tau_{n-1}]], \quad (\text{A2.24})$$

i zavise samo od zadatih vremenskih razlika  $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{n-1}, \forall i \tau_i \in \mathbb{Z}$ . Pri tome, moment prvog reda opisuje srednju vrednost slučajne sekvence  $m_1^X = \mu_X$ , a moment drugog reda autokorelacionu funkciju slučajne sekvence  $m_2^X(\tau) = R_X(\tau)$ . Na osnovu kumulativne funkcije  $\Phi_X(\omega)$ , definisane na osnovu karakteristične funkcije izrazom,



$$\Psi_X(\omega) \stackrel{\text{def}}{=} \ln[\Phi_X(\omega)], \quad (\text{A2.25})$$

u kome je sa  $\ln(\cdot)$  označen prirodni logaritam. Kumulanti  $n$ -tog reda slučajne promenjive  $X$ , određuju se na osnovu kumulativne funkcije  $\Phi_X(\omega)$ , korišćenjem izraza,

$$c_n^X = \frac{1}{j^n} \left. \frac{d^n \Psi_X(\omega)}{d\omega^n} \right|_{\omega=0}. \quad (\text{A2.26})$$

Kumulanti  $n$ -tog reda slučajne promenjive  $X$  koja se povinuje *Gauss*-ovoj normalnoj raspodeli  $\mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$  jednaki su nuli za  $\forall n \geq 3$ , pa je kumulativna funkcija,

$$\Psi_X(\omega) \stackrel{\text{def}}{=} j\omega\mu - \frac{\sigma^2}{2}\omega^2. \quad (\text{A2.27})$$

Veza kumulanata  $n$ -tog reda i momenata  $n$ -tog reda realne slučajne promenjive data je na osnovu rekurzivog izraza,

$$c_n^X = m_n^X - \sum_{k=1}^{n-1} \binom{n-1}{k-1} c_k^X m_{n-k}^X. \quad (\text{A2.28})$$

Kumulante  $n$ -tog reda odlikuju određene osobine, koje nisu svojstvene momentima  $n$ -tog reda, [191-193], a koje ih čine pogodnim za AMC linearno digitalno modulisanih signala u koje spadaju MPSK, M-QAM, MASK i drugi tipovi APM signala, [21, 34, 208]. Pri tome, multikorelacija  $p + q$ -tog reda kompleksnog stacionarnog slučajnog procesa  $X(t)$  je definisana, [209], na osnovu združenog kumulanta više promenljivih,  $cum(x_1, \dots, x_n)$ , odnosno izraza,

$$\begin{aligned} C_{p+q,p}^X(\tau_1, \dots, \tau_{p+q-1}) &= \\ &= cum\left(X(t), \dots, X(t + \tau_{p-1}), X^*(t + \tau_{p-1}), \dots, X^*(t + \tau_{p+q-1})\right), \end{aligned} \quad (\text{A2.29})$$

pri čemu  $p + q$  predstavlja red multikorelacije, u kome  $p$  označava broj nekonjugovanih komponenti. Osobine multikorelacije su direktna posledicu osobina samih kumulanata. Anvelopa digitalno modulisanih signala može se modelovati kao kompleksni slučajan proces, u skladu sa definisanim fazorskim dijagramom koja odgovara posmatranom postupku modulacije. Stoga su multikorelacije  $p + q$ -tog reda, tj. združeni kumulanti više promenljivih pogodni za primenu u AMC, [18, 34].

### **A.3 DEFINICIJE RASPODELA ZA POTREBE MODELOVANJA MPF KANALA**

Kada signal na prijemu predstavlja zbir komponenti nastalih usled MPF i

komponente direktne propagacije (LOS), anvelopa signala  $r_o$  može se opisati putem *Rice*-ove raspodele, [81], čija je funkcija gustine verovatnoće,

$$p(r_o) = \frac{r_o}{\sigma^2} \times \exp\left(-\frac{r_o^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) \times I_0\left(\frac{r_o A}{\sigma^2}\right), r_o \geq 0, A \geq 0, \quad (\text{A3.1})$$

gde je  $\sigma^2$  srednja snaga signala,  $A$  maksimalna amplituda komponente signala bez dejstva fedinga, a sa  $I_0(\cdot)$  je označena modifikovana *Bessel*-ova funkcija prve vrste nultog reda. Kao parametar raspodele najčešće se zadaje parametar  $K = A^2/2\sigma^2$ .

Kada je dominantna (LOS) komponenta, zanemarljivog intenziteta u odnosu na ostale,  $K = A^2/2\sigma^2 \ll 1$ , *Rice*-ova raspodela prelazi u *Rayleigh*-ovu raspodelu čija je funkcija gustine verovatnoće definisana izrazom,

$$p(r_o) = \frac{r_o}{\sigma^2} \times \exp\left(-\frac{r_o^2}{2\sigma^2}\right), r_o \geq 0. \quad (\text{A3.2})$$

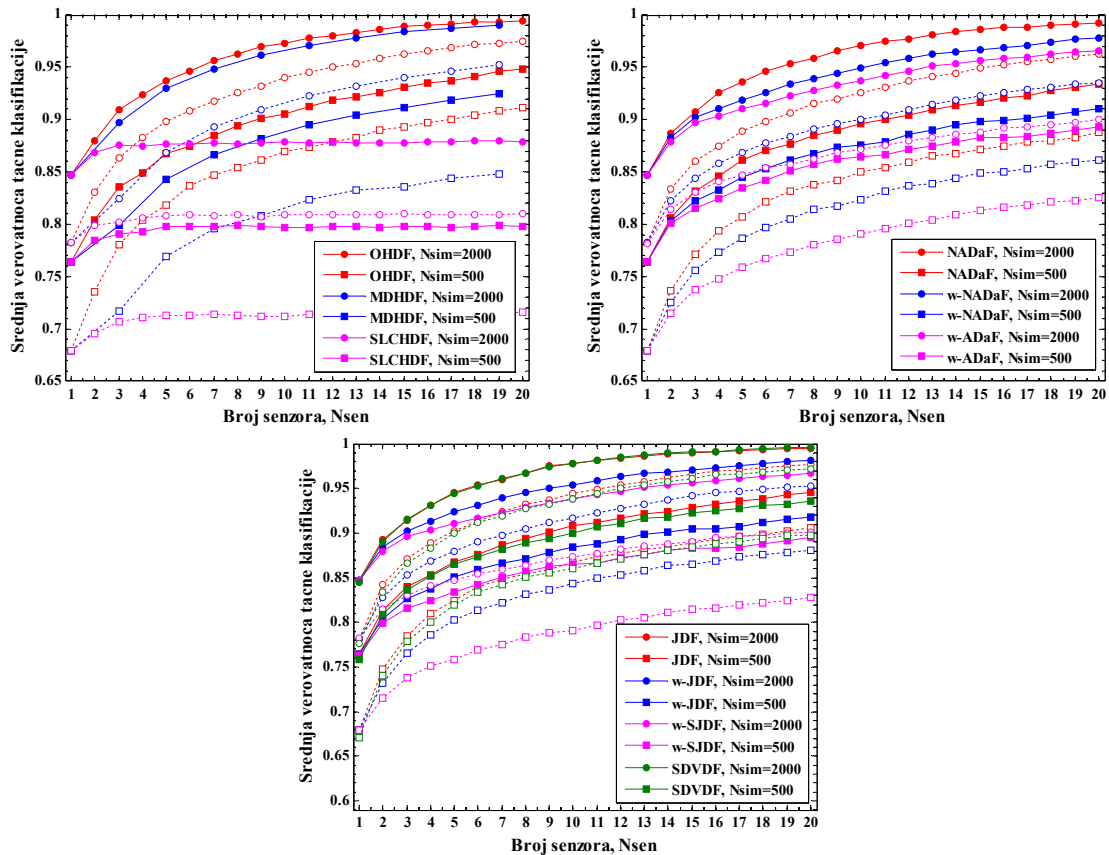
Pri propagaciji radio signala, naročito za velika rastojanja predajnika i prijemnika, proces fedinga može se predstaviti *log-normalnom* raspodelom, sa funkcijom gustine verovatnoće date izrazom,

$$p(r_o) = \frac{1}{r_o \sigma_r \sqrt{2\pi}} \times \exp\left(-\frac{\ln(r_o) - \mu_r}{2\sigma_r^2}\right), r_o > 0, \quad (\text{A3.3})$$

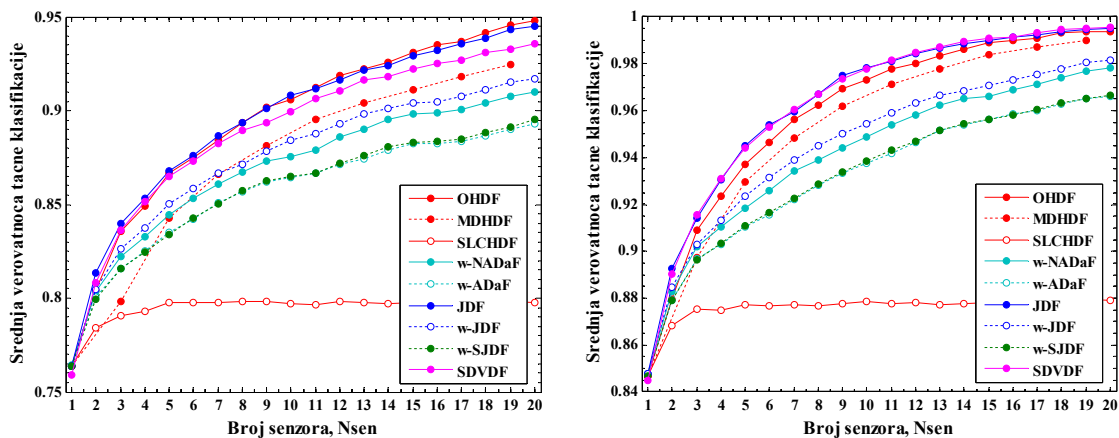
u kome su  $\mu_r$  i  $\sigma_r$  srednja vrednost i standardna devijacija prirodnog logaritma  $r_o$ .

## DODATAK B. DODATNI REZULTATI ANALIZE

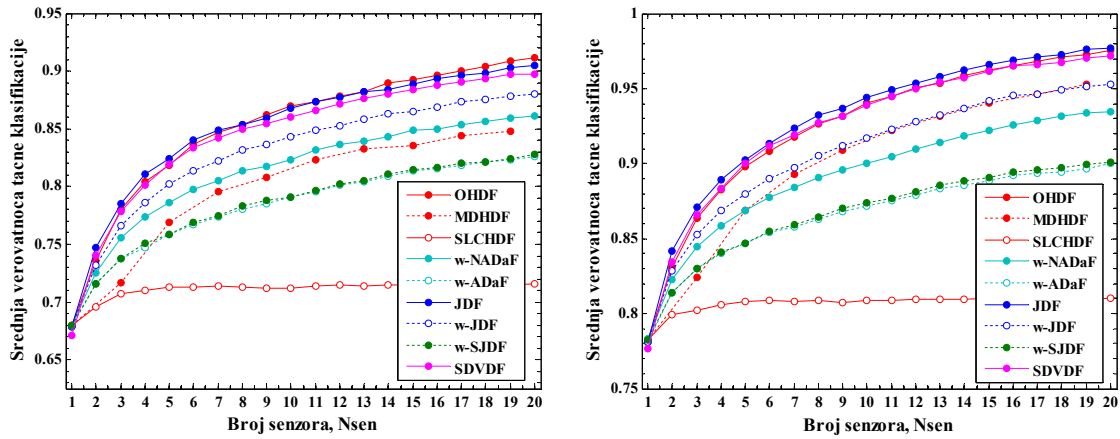
### B.1 DODATNI REZULTATI ANALIZE METODA FUZIJE ZA MPF KANALE SA FSF U IDEALIZOVANOM SCENARIJU PRIMENE SA PCE MODELOM



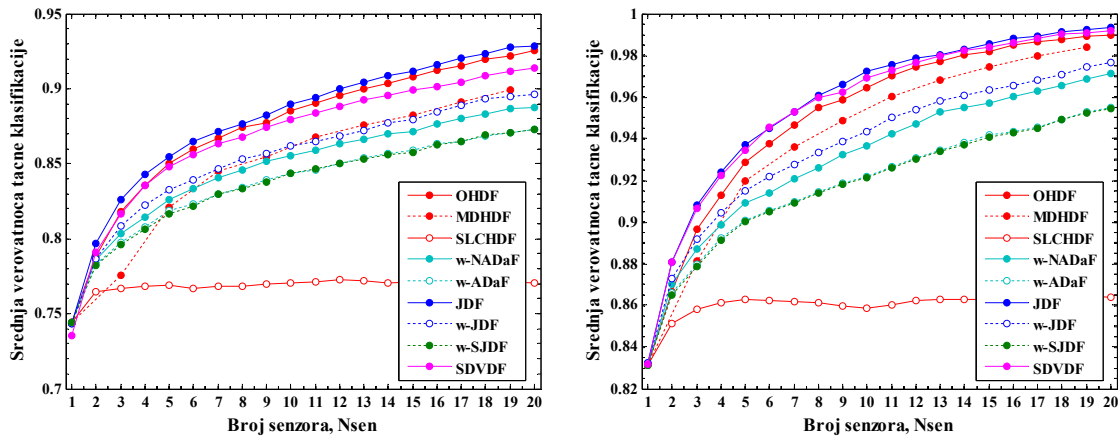
Sl.B1.1 - Zavisnost  $P_{CC,avg}$  od  $N_{sen}$  za klase HDF (gore levo), ADaF (gore desno) i JDF/SDVDF (dole) metoda za TDF-CHM#2 kanal sa PCE u slučaju SDS scenarija, za  $N_{sim} = 500$  i  $N_{sim} = 2000$ , kada je  $L_{max} = 5$  (puna linija) i  $L_{max} = 10$  (isprekidana linija).



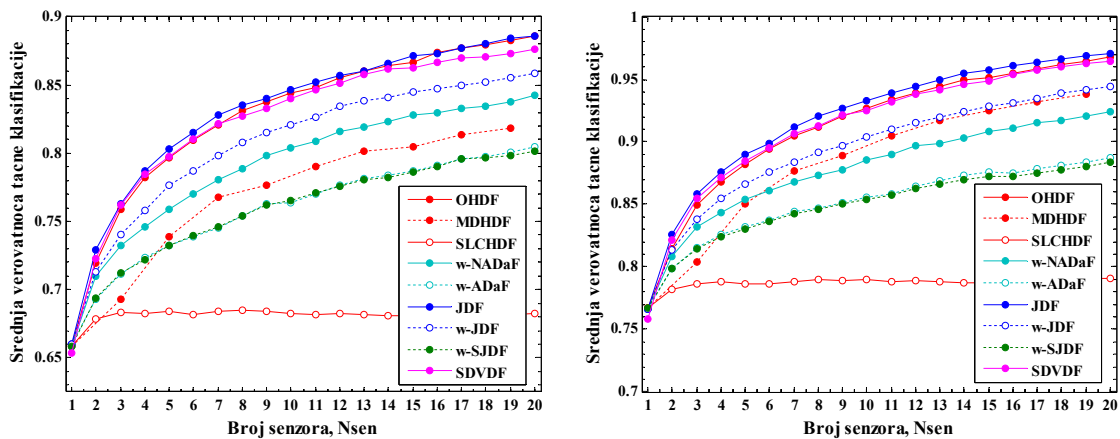
Sl.B1.2 – Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#2 kanal sa PCE u slučaju SDS scenarija, za  $N_{sim} = 500$  (levo) i  $N_{sim} = 2000$  (desno), kada je  $L_{max} = 5$ .



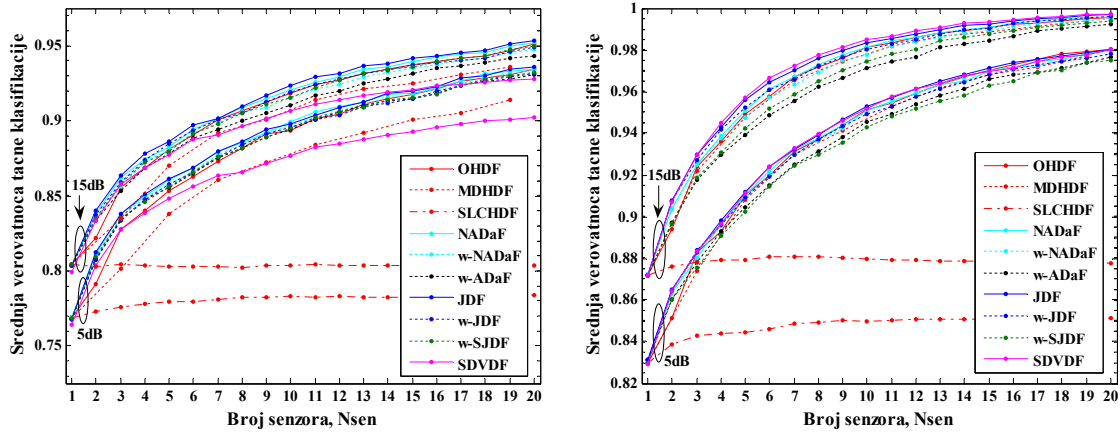
Sl.B1.3 – Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#2 kanal sa PCE u slučaju SDS scenarija, za  $N_{sim} = 500$  (levo) i  $N_{sim} = 2000$  (desno), kada je  $L_{max} = 10$ .



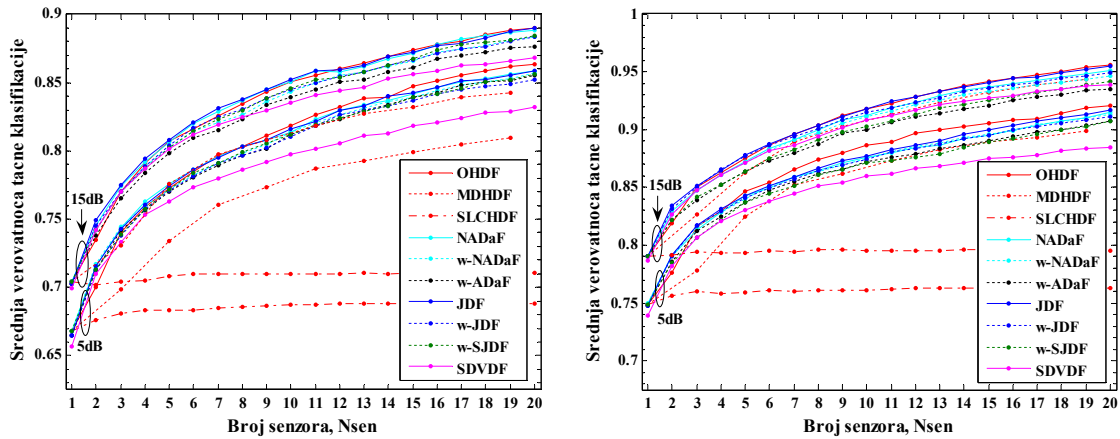
Sl.B1.4 – Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#4 kanal sa PCE u slučaju SDS scenarija, za  $N_{sim} = 500$  (levo) i  $N_{sim} = 2000$  (desno), kada je  $L_{max} = 5$ .



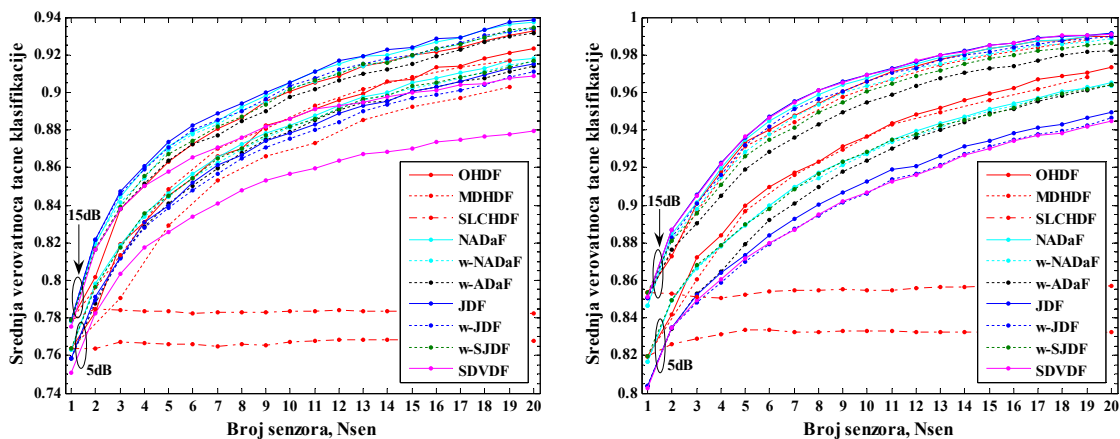
Sl.B1.5 – Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#4 kanal sa PCE u slučaju SDS scenarija, za  $N_{sim} = 500$  (levo) i  $N_{sim} = 2000$  (desno), kada je  $L_{max} = 10$ .



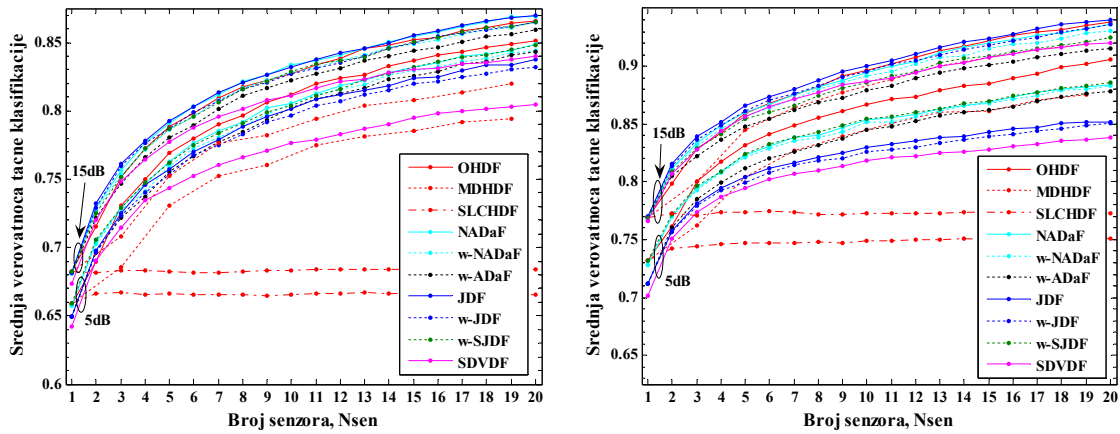
Sl.B1.6 – Poređenje AMC performansi rešenja za kooperativnu AMC pri primeni HDF i DaF metoda za TDF-CHM#2 kanal sa PCE, za  $N_{sim} = 500$  (levo) i  $N_{sim} = 2000$  (desno), kada je  $L_{max} = 5$ , u slučaju SGS scenarija sa  $SNR_g \in \{5dB, 15dB\}$ .



Sl.B1.7 – Poređenje AMC performansi rešenja za kooperativnu AMC pri primeni HDF i DaF metoda za TDF-CHM#2 kanal sa PCE, za  $N_{sim} = 500$  (levo) i  $N_{sim} = 2000$  (desno), kada je  $L_{max} = 10$ , u slučaju SGS scenarija sa  $SNR_g \in \{5dB, 15dB\}$ .

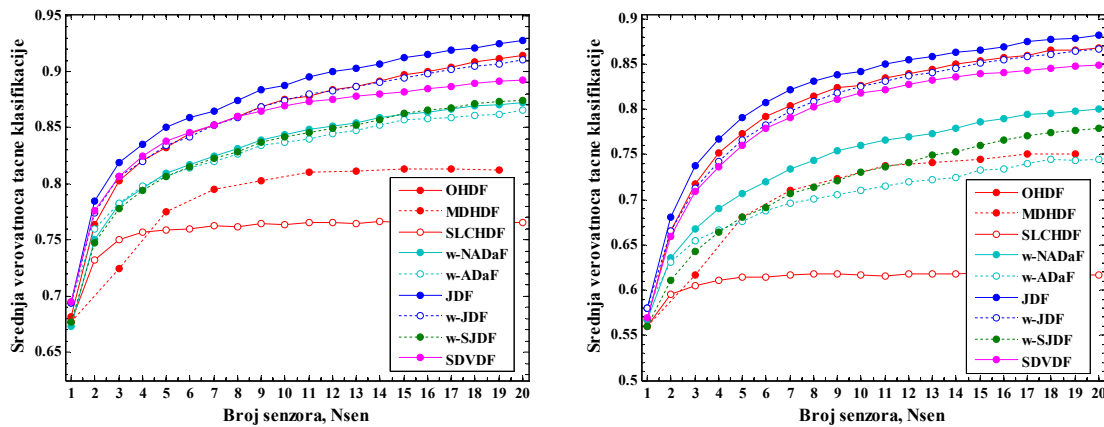


Sl.B1.8 – Poređenje AMC performansi rešenja za kooperativnu AMC pri primeni HDF i DaF metoda za TDF-CHM#3 kanal sa PCE, za  $N_{sim} = 500$  (levo) i  $N_{sim} = 2000$  (desno), kada je  $L_{max} = 5$ , u slučaju SGS scenarija sa  $SNR_g \in \{5dB, 15dB\}$ .

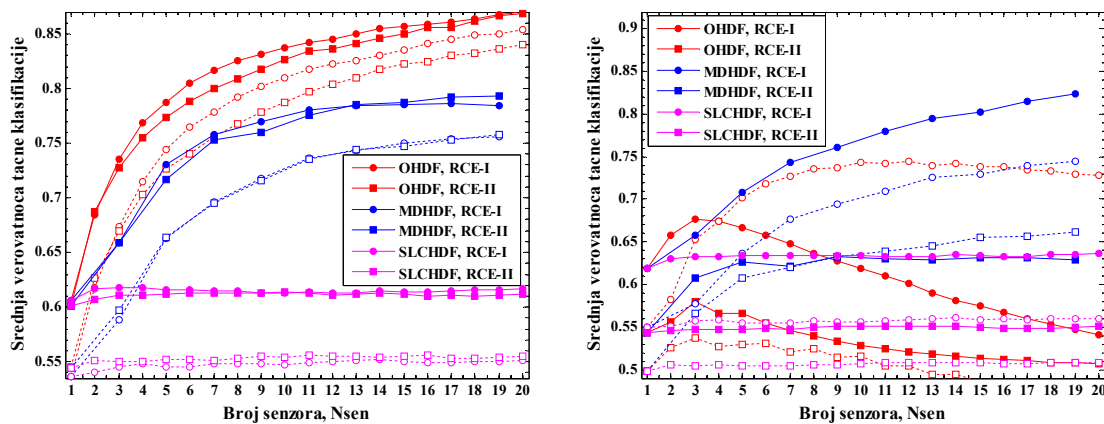


Sl.B1.9 – Poređenje AMC performansi rešenja za kooperativnu AMC pri primeni HDF i DaF metoda za TDF-CHM#3 kanal sa PCE, za  $N_{sim} = 500$  (levo) i  $N_{sim} = 2000$  (desno), kada je  $L_{max} = 10$ , u slučaju SGS scenarija sa  $SNR_q \in \{5dB, 15dB\}$ .

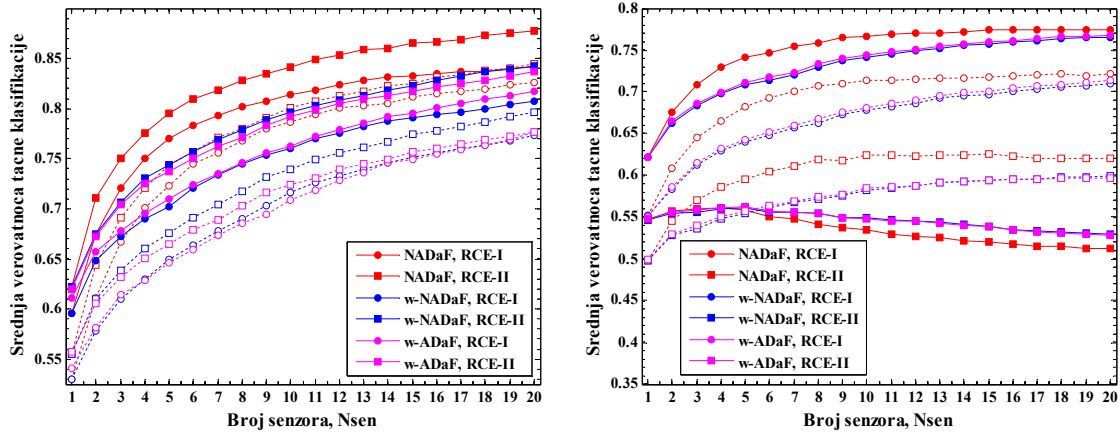
## B.2 DODATNI REZULTATI ANALIZE METODA FUZIJE ZA MPF KANALE SA FSF U REALNOM SCENARIJU PRIMENE RCE-I I RCE-II MODELA



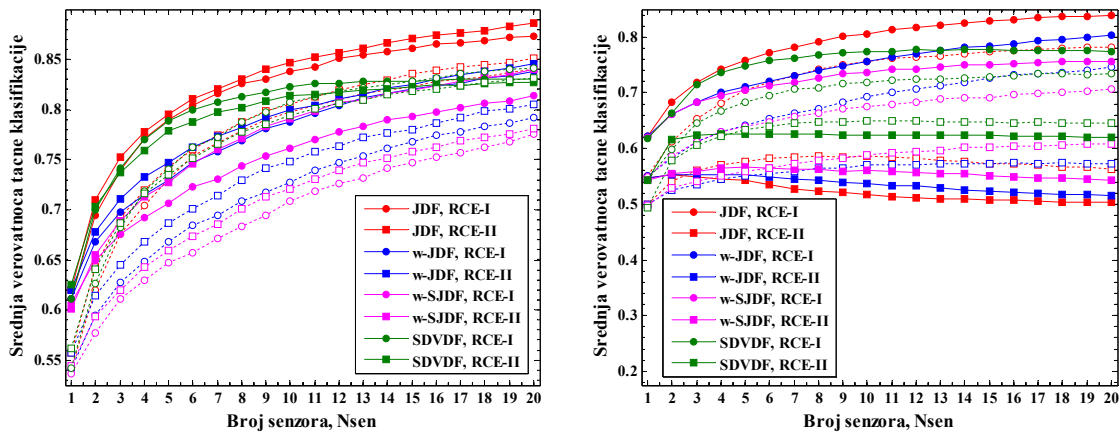
Sl.B2.1 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#1 kanal sa RCE-II i  $N_{sim} = 500$ , u slučaju SDS scenarija i IRAS, kada je  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).



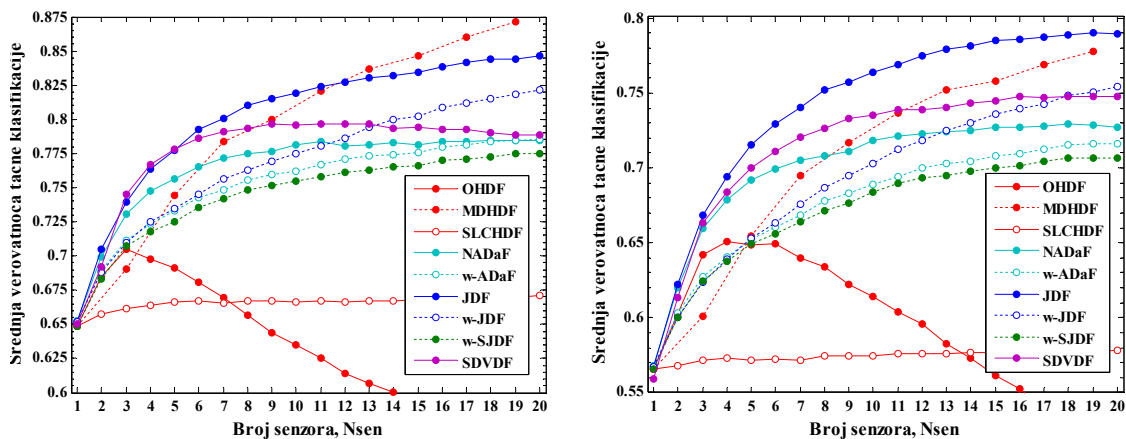
Sl.B2.2 - Zavisnost  $P_{cc,avg}$  od broja senzora za klasu HDF metoda za idealne IRAS (levo) i neidealne NIRAS (desno) reference za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I i RCE-II u slučaju SDS scenarija i  $N_{sim} = 2000$ , kada je  $L_{max} = 5$  (puna linija) i  $L_{max} = 10$  (isprekidana linija).



Sl.B.2.3 - Zavisnost  $P_{cc,avg}$  od broja senzora za klasu ADaF metoda za idealne IRAS (levo) i neidealne NIRAS (desno) reference za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I i RCE-II u slučaju SDS scenarija i  $N_{sim} = 2000$ , kada je  $L_{max} = 5$  (puna linija) i  $L_{max} = 10$  (isprekidana linija).

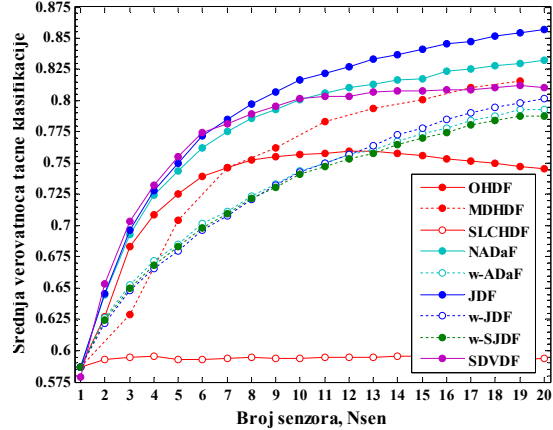
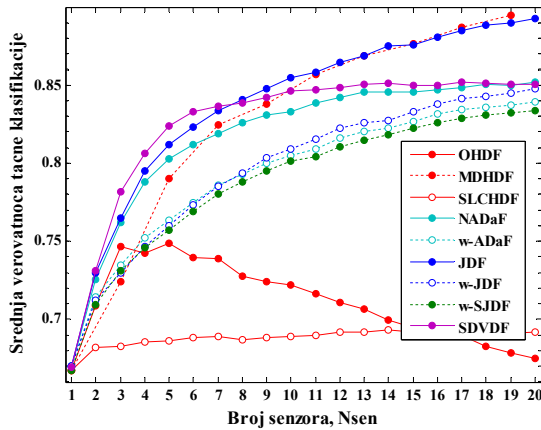


Sl.B.2.4 - Zavisnost  $P_{cc,avg}$  od broja senzora za klasu JDF/SDVDF metoda za idealne IRAS (levo) i neidealne NIRAS (desno) reference za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I i RCE-II u slučaju SDS scenarija i  $N_{sim} = 2000$ , kada je  $L_{max} = 5$  (puna linija) i  $L_{max} = 10$  (isprekidana linija).



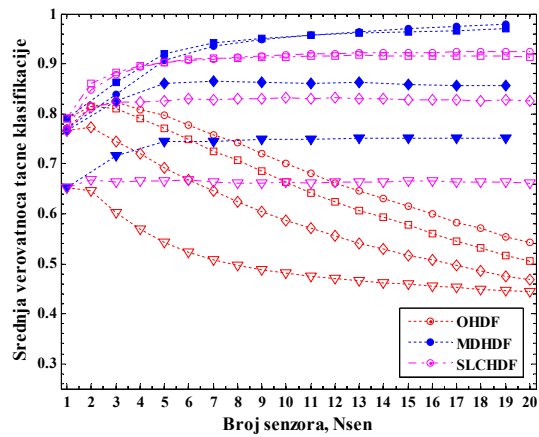
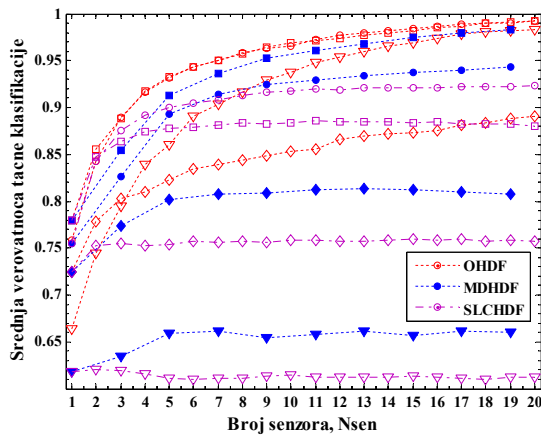
Sl.B.2.5 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#2 kanal sa RCE-I i  $N_{sim} = 4000$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS, kada je  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).



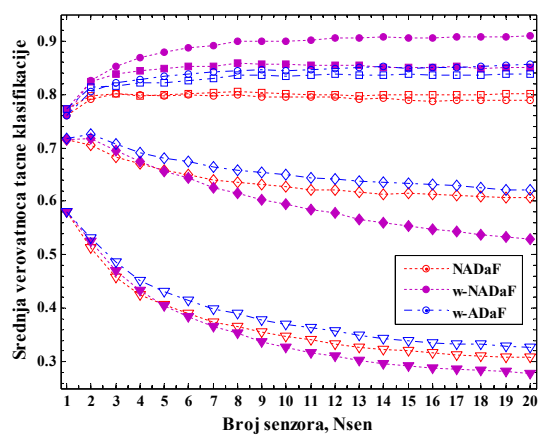
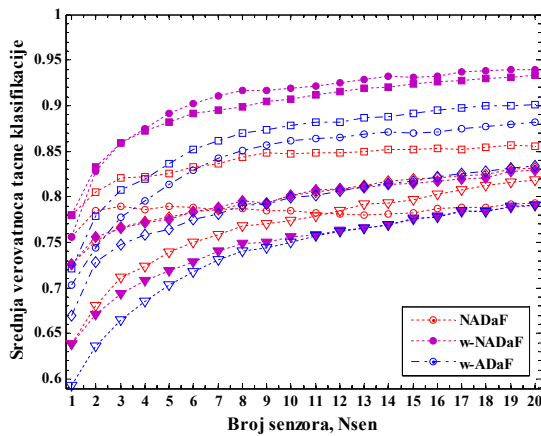


Sl.B2.6 - Poređenje AMC performansi pri primeni HDF, SDF i DaF metoda za TDF-CHM#4 kanal sa RCE-I i  $N_{sim} = 4000$ , u slučaju SDS scenarija i NIRAS, kada je  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).

### B.3 DODATNI REZULTATI ANALIZE METODA FUZIJE ZA MPF KANALE SA RAVNIM FEDINGOM U REALNOM SCENARIJU PRIMENE

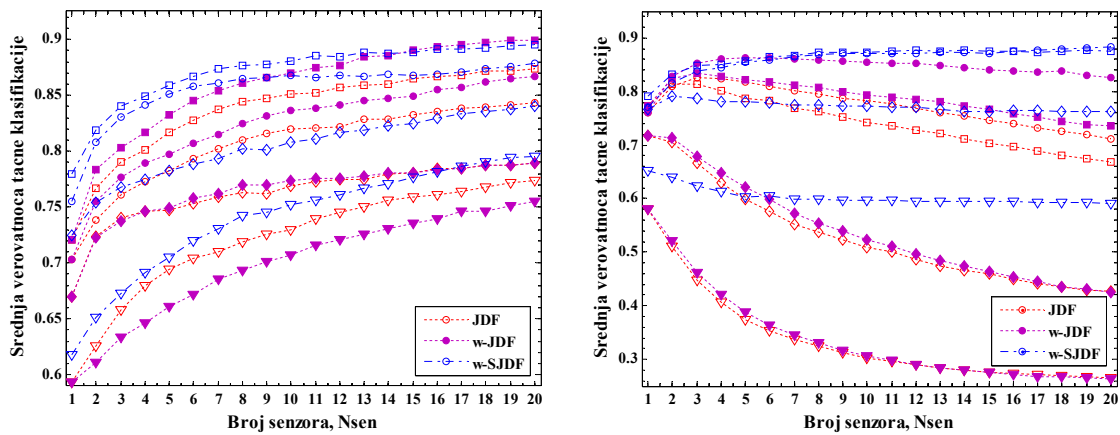


Sl.B3.1 - Zavisnost  $P_{CC,avg}$  od broja senzora za klasu HDF metoda za idealne IRAS (levo) i neidealne NIRAS (desno) reference za FF-CHM#7 kanal u slučaju SDS scenarija, za dužine uzorka  $N_{sim} = 500$  ( $\circ$ ),  $N_{sim} = 1000$  ( $\square$ ),  $N_{sim} = 2000$  ( $\diamond$ ), i  $N_{sim} = 4000$  ( $\nabla$ ).

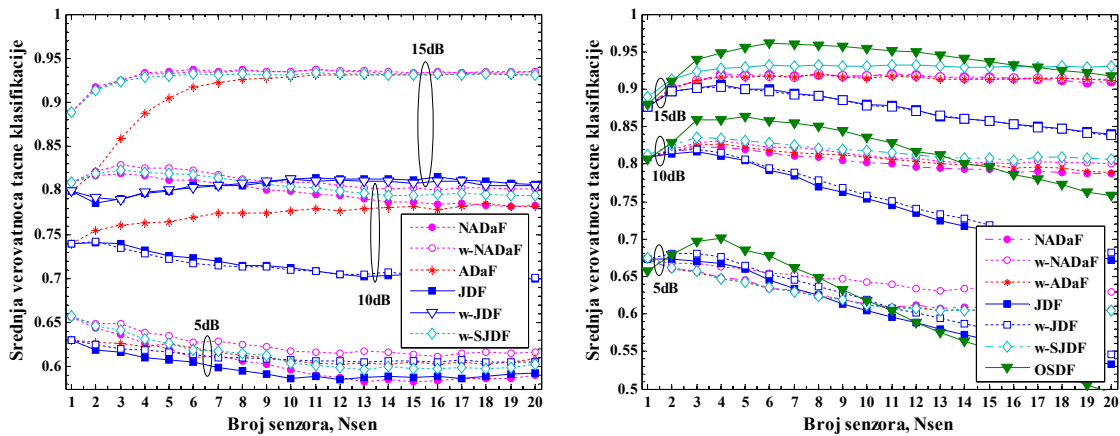


Sl.B3.2 - Zavisnost  $P_{CC,avg}$  od broja senzora za klasu ADaF metoda za idealne IRAS (levo) i neidealne NIRAS (desno) reference za FF-CHM#7 kanal u slučaju SDS scenarija, za posmatrane dužine uzorka  $N_{sim} = 500$  ( $\circ$ ),  $N_{sim} = 1000$  ( $\square$ ),  $N_{sim} = 2000$  ( $\diamond$ ) i  $N_{sim} = 4000$  ( $\nabla$ ).

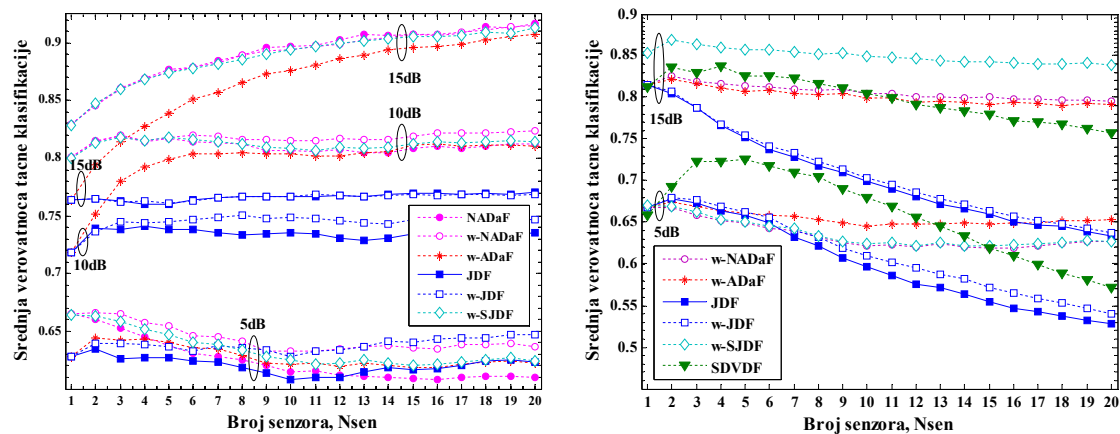




Sl.B3. 3 - Zavisnost  $P_{cc,avg}$  od broja senzora za klasu JDF metoda za idealne IRAS (levo) i neidealne NIRAS (desno) reference za FF-CHM#7 kanal u slučaju SDS scenarija, za dužine uzorka  $N_{sim} = 500$  ( $\circ$ ),  $N_{sim} = 1000$  ( $\square$ ),  $N_{sim} = 2000$  ( $\diamond$ ), i  $N_{sim} = 4000$  ( $\nabla$ ).

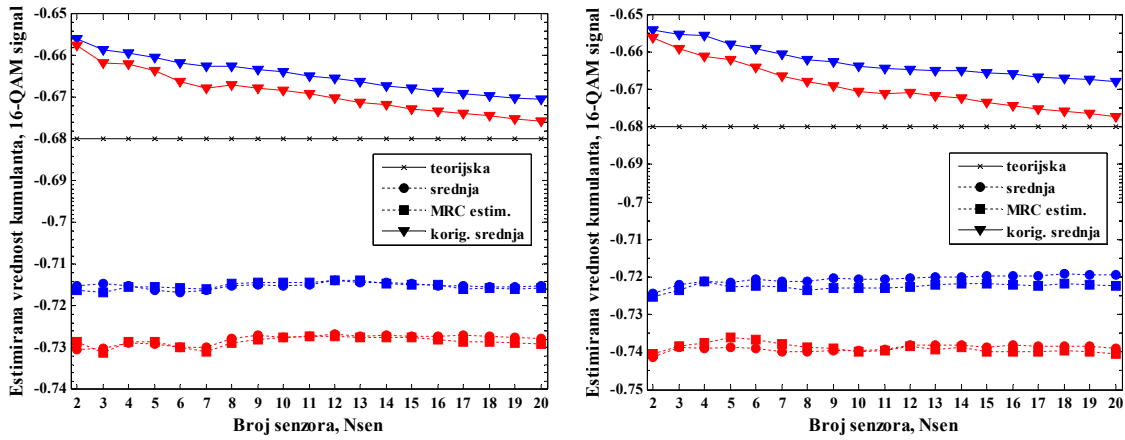


Sl.B3.4 - AMC performanse za klase JDF/ADaF/SDVDF metoda za FF-CHM#7 kanal, pri primeni IRAS (levo) i NIRAS (desno) u SGS scenariju sa  $SNR_g \in \{5dB, 10dB, 15dB\}$ , za dužinu uzorka  $N_{sim} = 500$ .

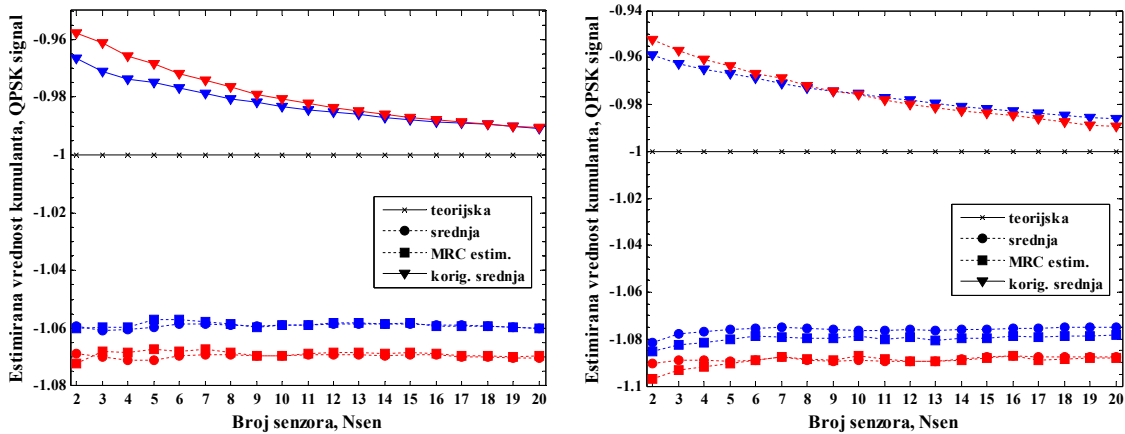


Sl.B3.5 - AMC performanse za klase JDF/ADaF/SDVDF metoda za FF-CHM#8 kanal, pri primeni IRAS (levo) i NIRAS (desno) u SGS scenariju sa  $SNR_g \in \{5dB, 10dB, 15dB\}$ , za dužinu uzorka  $N_{sim} = 500$ .

## B.4 DODATNI REZULTATI ANALIZE PRIMENE JCEC ZA MPF KANALE SA RAVNIM FADINGOM U REALNOM SCENARIJU PRIMENE



Sl.B4.1 – Prikaz primene JCEC pri prenosu 16QAM signala u slučaju SDS scenarija za TDF-CHM#3 kanal sa RCE-I za  $N_{sim} = 500$  (crvena) i  $N_{sim} = 2000$  (plava), za  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).



Sl.B4.2 – Prikaz primene JCEC pri prenosu QPSK signala u slučaju SDS scenarija za TDF-CHM#3 kanal sa RCE-I za  $N_{sim} = 500$  (crvena) i  $N_{sim} = 2000$  (plava), za  $L_{max} = 5$  (levo) i  $L_{max} = 10$  (desno).

## **BIOGRAFIJA**

Goran B. Marković je rođen u Negotinu 10.08.1973. godine, gde je završio Osnovnu školu i Negotinsku gimnaziju. Osnovne studije na Elektrotehničkom fakultetu u Beogradu upisao je 1992. godine, i završio ih 1998. godine na na Odseku ETA – smer Telekomunikacije, sa prosečnom ocenom 9.21 tokom studija. Tokom studija bio je stipendista Ministarstva za nauku i obrazovanje Republike Srbije. Postdiplomske studije na Elektrotehničkom fakultetu u Beogradu upisao je 1999. godine na smeru Telekomunikacije, i završio ih je 2005. godine sa prosečnom ocenom 10.00. Magistarski rad „*Analiza algoritama za automatsku klasifikaciju radio signala po tipu modulacije*“ odbranio je 15.12.2005. godine.

U celokupnom period nakon završetka studija zaposlen je na Elektrotehničkom fakultetu u Beogradu. U aprilu 1998. godine zaposlen je u zvanju stručnog saradnika na Katedri za telekomunikacije, a za asistenta-pripravnika na Katedri za telekomunikacije izabran je u novembru 1998. godine, dok je u zvanje asistenta na istoj katedri izabran u septembru 2006. godine. Od septembra 2000. godine do jula 2001. godine nalazio se na odsuženju vojnog roka. Tokom svog angažovanja na Elektrotehničkom fakultetu u Beogradu, učestvovao je u izvođenju nastave iz velikog broja predmeta iz oblasti telekomunikacija na osnovnim i master studijama. Osim nastavne aktivnosti učestvovao je kao projektant saradnik ili odgovorni projektant u relaizaciji većeg broja (više od 50) stručnih i naučnih projekata, studija i drugih poslova izvedenih na Elektrotehničkom fakultetu. Kao saradnik je učestvovao na pet projekata tehnološkog razvoja finansiranih od strane Ministarstva Republike Srbije nadležnog za oblast nauke i tehnološkog razvoja u periodu od 2002. godine do 2014. godine.

Autor ili koautor je jednog rada u međunarodnom časopisu sa impakt faktorom, 9 radova u časopisima nacionalnog značaja, 5 radova na konferencijama međunarodnog značaja i 10 na konferencijama nacionalnog značaja.

Položio je stručni ispit za diplomiranje inženjere elektrotehnike, i poseduje licencu IKS odgovornog projektanta za stručnu oblast Telekomunikacioni sistemi i mreže. Član je Društva za telekomunikacije, kao i međunarodnog udruženja inženjera IEEE. Bio je recenzent većeg broja konferencija međunarodnog i nacionalnog značaja.

Прилог 1.

## Изјава о ауторству

Потписани-а ГОРАН Ђ. МАРКОВИЋ

број индекса — / —

### Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом

КООПЕРАТИВНА АУТОМАТСКА КЛАСИФИКАЦИЈА СИГНАЛА ПО ТИПУ  
МОДУЛАЦИЈЕ КОРИШЋЕЊЕМ МРЕЖНЕ СЕНЗОРА

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

Потпис докторанда

У Београду, 05.03.2014.

Горан Марковић

Прилог 2.

## Изјава о истоветности штампане и електронске верзије докторског рада

Име и презиме аутора Горан Марковић

Број индекса —

Студијски програм —

Наслов рада КОМПЛЕКСНА АУТОМАТСКА КЛАСИФИКАЦИЈА СИГНАЛА ПОТИПУ ИДИОКЛАУСЕ КОРИШЋЕЊЕМ МРЕЖНЕ СЕНЗОРА

Ментор проф. др Мирослав Л. Јукић

Потписани/а Горан Б. Марковић

Изјављујем да је штампана верзија мог докторског рада истоветна електронској верзији коју сам предао/ла за објављивање на порталу **Дигиталног репозиторијума Универзитета у Београду**.

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

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

Потпис докторанда

У Београду, 03.03.2014.

Горан Марковић

Прилог 3.

## Изјава о коришћењу

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

КООПЕРАТИВНА АУТОМАТСКА КЛАСИФИКАЦИЈА СИГНАЛА ПО ТИПУ  
МОДУЛАЦИЈЕ КОРИШЋЕЊЕМ МРЕЖЕ СЕНЗОРА

која је моје ауторско дело.

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

Моју докторску дисертацију похрањену у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду могу да користе сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (Creative Commons) за коју сам се одлучио/ла:

1. Ауторство

2. Ауторство - некомерцијално

3. Ауторство – некомерцијално – без прераде

4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима

5. Ауторство – без прераде

6. Ауторство – делити под истим условима

(Молимо да заокружите само једну од шест понуђених лиценци, кратак опис лиценци дат је на полеђини листа).

Потпис докторанда

У Београду, 05.03.2014.

Тодан Марковић



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

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

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

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

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

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