

**UNIVERZITET UNION
RAČUNARSKI FAKULTET**

Mast. inž. elektr. i računar. Selena Vukotić, dipl.inž.

**ZDRUŽENA DETEKCIJA I KLASIFIKACIJA OFDM SIGNALA NA
BAZI CIKLIČNIH OBELEŽJA I SKRIVENIH MARKOVLJEVIH
MODELA**

- Doktorska disertacija -

Beograd, 2018.

**UNIVERZITET UNION
RAČUNARSKI FAKULTET**

KLJUČNA DOKUMENTACIJSKA INFORMACIJA

Redni broj:

RBR

Identifikacioni broj:

IBR

Tip dokumentacije:

TD

Monografska publikacija

Tip zapisa:

TZ

Tekstualni štampani materijal

Vrsta rada:

VR

Doktorska disertacija

Autor:

AU

Mast. inž. elektr. i računar. Selena Vukotić

Mentor / Komentor:

MN

Dr Desimir Vučić, vanredni profesor

Naslov rada:

NR

“Združena detekcija i klasifikacija OFDM signala na bazi cikličnih obeležja i skrivenih Markovljevih modela”

Jezik publikacije:

JP

srpski

Jezik izvoda:

JI

srpski / engleski

Zemlja publikovanja:

ZP

Srbija

Uže geografsko područje:

UGP **Beograd**
Godina:
GO **2018**
Izdavač:
IZ **autorski reprint**
Mesto i adresa:
MA **Mirijevsko brdo 50 d**

Fizički opis rada:
(broj poglavlja/strana/lit citata/tabela/slika/grafika/priloga)
FO **(5/125/90/17/56/0/0)**
Naučna oblast:
NO **digitalne telekomunikacije**
Naučna disciplina:
ND **Obrada signala u telekomunikacijama**
Predmetna odrednica / Ključne reči:
PO **analiza ciklostacionarnih signala**
OFDM
ciklična obeležja
profili u domenu ciklične frekvencije
detekcija ciklostacionarnih signala
klasifikacija ciklostacionarnih signala
skriveni Markovljevi modeli

UDK: _____
Čuva se:
ČU **Biblioteka Računarskog fakulteta- Beograd**
Knez Mihailova 6/IV,
11000 Beogra

Važna napomena:
VN **nema**

Izvod:

IA

Vrlo je aktualna problematika efikasnog korišćenje radio-frekvencijskog (RF) spektra u kontekstu kognitivnog radija (CR- *Cognitive radio*), gde korišćenje nezauzetih frekvencijskih podopsega (spectrum holes) na bazi spectrum sensing-a, otvara vrlo kompleksan problem detekcije i klasifikacije signala u složenom RF okruženju, posebno u uslovima malog SNR (*Signal-to-Noise Ratio*) i pri vrlo ograničenom saznanju o karakteristikama signala iz RF okruženja. Ovaj složeni problem zahteva primenu novih naprednih tehnika obrade i analize signala, među kojima vrlo značajno mesto zauzimaju tehnike obrade ciklostacionarnih signala (CSP- *Cyclostationary Signal Processing*).

U ovoj doktorskoj tezi je razmatrana združena detekcija i klasifikacija OFDM signala na bazi njihovih profila cikličnog spektra i spektralne koherencije u domenu cikličnih frekvencija (CDP- *Cyclic frequency Domain Profile*), a primenom skrivenih Markovljevih modela (HMM- *Hidden Markov Model*). Razmatrane su OFDM/QAM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing/ Quadrature Amplitude Modulation*), OFDM/OQAM (*OFDM/Offset Quadrature Amplitude Modulation*) i SC-FDMA (*Single Carrier Frequency Division Multiple Access*) interesantne i kompleksne klase signala, a sve u kontekstu aktuelne primene opažanja spektra u CR i 5G sistemima. Analizirana su ciklična obeležja razmatranih klasa OFDM signala koja se mogu koristiti u predloženim metodama njihove združene detekcije i klasifikacije primenom HMM. U tezi je analitički i simulacijom dokazano da OFDM/OQAM signali sa uobičajenjem impulsa sadrže karakteristična i izražena konjugovana ciklična obeležja na cikličnim frekvencijama koje se pridružuju dvostrukoj frekvenciji nosioca, što znatno može poboljšati performanse detekcije i klasifikacije ovakvih signala bez uvođenja signalizacione redudanse (overhead). Softverskim simulacijama u MATLAB-u je pokazano da se sve pomenute klase signala, veoma složene i slične strukture, mogu uspešno detektovati/klasifikovati predloženim metodama, čak i pri malom SNR. Ispitane su i performance predloženih metoda združene HMM detekcije i klasifikacije CDP (tzv. α -profili) cikličnog spektra i spektralne koherencije razmatranih OFDM klasa signala, a u odnosu na SNR i veličinu opservacionog segmenta. U tezi je predložena i implementacija OFDM/OQAM modulatora u MATLAB-u, kojim se na računski efikasan način generiše signal, koji pri tom može imati ortogonalne podnosioce u diskretnom vremenu. Razmatrana i primena teorije o filtarskim bankama u cilju realizacije OFDM sistema. Takođe su izvedene formule za procenu parametara, odnosno broja i reda polinomijalnih segmenata, za projektovanje interpolacionih filtara baziranih na polinomima, koji se mogu koristiti kao prototip filtri za projektovanje filtarske banke. Navedene formule

znatno olakšavaju projektovanje ovakvih filtara, poput Kaiserove (Kaiser) formule za procenu reda FIR (*Finite Impulse Response*) filtra.

Predložene metode, s obzirom na pokazane prednosti, pružaju nove mogućnosti u analizi i proceni cikličnih obeležja OFDM signala, posebno OFDM/OQAM, kao i u primeni HMM u klasifikaciji profila cikličnih obeležja (spektralne koherencije i cikličnog spektra) razmatranih OFDM klasa signala.

Datum prihvatanja teme od strane NN Veća:

DP 19.09.2016.

Datum odbrane:

DO _____

Članovi komisije

(Naučni stepen/ime i prezime/zvanje/fakultet)

KO

Predsednik:

Dr Đorđe Babić, vanr. prof., RAF

Član:

Dr Desimir Vučić, vanr. prof., RAF

Član:

Dr Mirjana Radivojević, vanr. prof., RAF

**UNION UNIVERSITY
SCHOOL OF COMPUTING**

KEY WORDS DOCUMENTATION

Accession number:

ANO

Identification number:

INO

Document type:

DT

Monographic publication

Type of record:

TR

Textual material, printed

Contents code:

CC

Ph.D. dissertation

Author:

AU

M.Sc. Selena Vukotić

Mentor / Comentor:

MN

Prof. Dr. Desimir Vučić

Title:

TI

“Joint detection and classification of OFDM signals based on cyclic features and hidden Markov models”

Language of text:

LT

serbian

Language of abstract:

LA

serbian / english

Country of publication:

CP

Serbia

Locality of publication:

LP

Belgrade

Publication year:

PY

2018

Publisher:

PU author's reprint

Publ. place:

PP Mirijevsko brdo 50 d

Physical description:
(chapters/pages/literature/tables/pictures/graphs/additional lists)

PD (5/125/90/17/56/0/0)

Scientific field:

SF communication signal processing

Scientific discipline:

SD digital communications

Subject / Key words:

SKW cyclostationary signal analysis
OFDM
cyclic features
cycle frequency domain profile
cyclostationary signal detection
cyclostationary signal classification
Hidden Markov Model

UC: _____

Holding data:

HD Library of the School of Computing
Knez Mihailova 6/IV,
11000 Belgrade

Note:

N none

Abstract:

AB

Currently there are many issues with efficient use of radio-frequency (RF) spectrum in the context of cognitive radio (CR), where the usage of unoccupied frequency bands (spectrum holes) on the base of spectrum sensing, opens very complex problem of detection and classification in a compound RF environment, especially in the conditions of low SNR (Signal-to-Noise Ratio) and restricted knowledge about the features of a signal in RF environment. This complex problem demands the applications of new, enhanced techniques of processing and analyzing of signals, among which very important place take the techniques of cyclostationary signal processing (CSP).

This doctoral thesis deals with joined detection and classification of OFDM signals on the base of their profiles of cyclic spectrum and spectral coherence in the domain of cyclic frequencies (CDP- Cyclic frequency Domain Profile), with application of hidden Markov model (HMM). Very interesting and complex classes of signals are considered: OFDM/QAM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing/ Quadrature Amplitude Modulation), OFDM/OQAM (OFDM/Offset Quadrature Amplitude Modulation) and SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access), all in the context of current applications in spectrum sensing in CR and 5G systems. Cyclic features of the respective classes of OFDM signals, which could be used in the proposed methods of joined detection and classification with HMM have been analyzed. In this thesis it is proved analytically and by simulations that OFDM/OQAM signals with pulse shaping contain characteristic and emphasized conjugated cyclic features at the cycle frequencies associated with the double carrier frequency, which can significantly improve detection and identification performance of these signals without introduction of signaling redundancy (overhead). By software simulations in MATLAB it is shown that all the classes of signals mentioned above, with very complex and similar structure, could be successfully detected/classified with proposed methods, even for low SNR. Also, the performances of proposed methods of joined HMM detection and classification of CDP (so called α -profiles) cyclic spectrum and spectral coherence of these classes of OFDM signals are examined, with respect to SNR and the size of observation segment. This thesis also proposes the implementation of OFDM/OQAM modulator in MATLAB, which is computationally efficient and which could have orthogonal subcarriers in discrete time. The application of filter bank theory in realization of OFDM systems is also considered. Also, the formulas for parameter estimation, i.e. the number and the order of polynomial segments, for projecting of polynomial based interpolation filters are derived in this thesis. These formulas make significantly easier projection of such filters, similar to Kaiser formula for estimation of FIR (Finite Impulse Response) filter order.

Proposed methods, with respect to shown advantages, offer new possibilities in analysis and estimation of cyclic features of OFDM signals, especially OFDM/OQAM, and also in application of HMM for the classification of cyclic feature profiles (spectral coherence and cyclic spectrum) of considered OFDM signal classes.

Accepted by the Scientific Board on:

ASB 19.09.2016.

Defended:

DE _____

Thesis defend board:

(Degree/name/surname/title/faculty)

DB

President: **D.Sc. Đorđe Babić, ass. prof., RAF**

Member: **D.Sc. Desimir Vučić, ass. prof., RAF**

Member: **D.Sc. Mirjana Radivojević, ass. prof., RAF**

Sadržaj

UVOD	1
Literatura	6
1 CIKLIČNA SPEKTRALNA ANALIZA	8
1.1 Tehnike <i>spectrum sensing</i> -a	8
1.1.1 Nekoherentna detekcija energije	8
1.1.2 Koherentna detekcija	9
1.1.3 Detekcija cikličnih obeležja	9
1.2 Teorijske osnove ciklostacionarne analize	9
1.2.1 Periodičnost prvog reda i kvadratična vremenski invarijantna transformacija	10
1.2.2 Nestohastičke definicije ciklične autokorelacione funkcije i spektralne korelacije ..	11
1.2.2.1 Ciklična autokorelaciona funkcija	11
1.2.2.2 Spektralna korelacija	12
1.2.2.3 Spektralna i ciklična rezolucija spektralne korelacije	14
1.2.2.4 Spektralna koherencija	14
1.2.3 Stohastičke definicije ciklične autokorelacione funkcije i spektralne korelacije	16
1.2.4 Profili cikličnih obeležja u domenu cikličnih frekvencija	18
Literatura	18
2 OFDM SIGNALI	20
2.1 Pregled istraživanja i aktuelnih problema u vezi sa OFDM signalima	21
2.2 Teorijske osnove i poređenje OFDM/QAM i OFDM/OQAM signala	29
2.2.1 Definicija OFDM/QAM signala u kontinualnom vremenu	29
2.2.2 Definicija OFDM/QAM signala u diskretnom vremenu	30
2.2.3 Definicija OFDM/OQAM signala u kontinualnom vremenu	31
2.2.4 Definicija OFDM/OQAM signala u diskretnom vremenu	33
2.2.5 Usporedne karakteristike OFDM/QAM i OFDM/OQAM signala	35
2.3 <i>Filter Bank based Multicarrier</i> (FBMC)	36
2.4 Efikasna implementacija OFDM/OQAM modulatora u MATLAB-u	40
2.4.1 Teorijske osnove OFDM/OQAM signala u kontinualnom vremenu	41

2.4.2	Teorijske osnove OFDM/OQAM signala u diskretnom vremenu	41
2.4.3	Implementacija OFDM/OQAM modulatora u MATLAB-u	45
2.4.3.1	Kod u MATLAB-u	47
2.5	Efikasna implementacija u MATLAB-u OFDM/OQAM modulatora sa ortogonalnim filtrima za uobličavanje impulsa	50
2.5.1	OFDM/OQAM signal u diskretnom vremenu	51
2.5.1.1	Uslovi ortogonalnosti.....	52
2.5.1.2	Procedura ortogonalizacije	53
2.5.1.3	Procedura ortogonalizacije u diskretnom vremenu/frekvenciji	54
2.5.1.4	Parametri simulacija	55
2.5.1.5	Rezultati simulacija.....	55
2.5.1.6	Kod u MATLAB-u	59
2.6	<i>Single Carrier Frequency Division Multiple Access</i>	61
2.6.1	IFDMA signal	64
2.6.2	LFDMA signal.....	65
2.6.3	DFDMA signal.....	66
2.6.4	Dodavanje CP	66
2.6.5	SC-FDMA u kontinualnom vremenu.....	67
2.7	Ciklična obeležja OFDM/QAM, OFDM/OQAM i SC-FDMA signala.....	67
2.7.1	OFDM/QAM signali	68
2.7.2	OFDM/OQAM signali	69
2.7.3	SC-FDMA signali	74
	Literatura	78
3	SKRIVENI MARKOVLJEVI MODELI	82
3.1	Parametri koji u potpunosti opisuju HMM	83
3.2	Algoritam za izračunavanje parametara HMM.....	83
3.3	Primena HMM u opažanju radio okruženja (<i>spectrum sensing</i>)	83
3.4	Klasifikacija signala na bazi HMM	85
3.5	Veza HMM-a sa neuralnim mrežama	86
	Literatura	87

4 ZDRUŽENA DETEKCIJA I KLASIFIKACIJA OFDM SIGNALA NA BAZI CIKLIČNIH OBELEŽJA I SKRIVENIH MARKOVLJEVIH MODELA.....	89
4.1 Detekcija zasnovana na pragu i klasifikacija zasnovana na HMM.....	89
4.1.1 Ekstrakcija ciklostacionarnih obeležja.....	89
4.1.1.1 Detekcija ciklostacionarnih signala na bazi profila u domenu cikličnih frekvencija	90
4.1.1.2 Klasifikacija ciklostacionarnih signala na bazi profila u domenu cikličnih frekvencija i HMM	90
4.2 Zdržena detekcija i klasifikacija OFDMA i SC-FDMA signala.....	91
4.2.1 Opis postupka.....	94
4.2.2 Parametri i rezultati simulacija	95
4.2.3 Detekcija	96
4.2.4 Klasifikacija	96
4.3 Zdržena detekcija i klasifikacija OFDM/QAM i OFDM/OQAM signala.....	98
4.3.1 Ciklična obeležja OFDM signala.....	98
4.3.1.1 Parametri i rezultati simulacija	99
4.3.1.2 Detekcija	99
4.3.1.3 Klasifikacija	99
4.4 Zdržena detekcija i klasifikacija OFDM/QAM, OFDM/OQAM i SC-FDMA signala	103
4.4.1 Ciklična obeležja OFDM signala.....	104
4.4.2 Usvojeni parametri i rezultati simulacija	104
4.4.3 Rezultati klasifikacije i detekcije	104
Literatura	110
5 ESTIMACIJA DUŽINE I REDA POLINOMIJALNIH FILTARA IMPLEMENTIRANIH U FORMI FAROVLJEVE STRUKTURE.....	111
5.1 Estimacione formule za red polinoma M i dužinu filtra N	113
5.2 Primer dizajniranja filtara	118
Literatura	119
ZAKLJUČAK	120
Spisak skraćenica	123

Spisak slika

Sl. 1- Zauzetost spektra do 3 GHz. ADSL - *Asymmetric Digital Subscriber Line*.

Sl. 1.1- Monociklični detektor na bazi kvadrata spektralne koherencije.

Sl. 2.1- Primopredajnik OFDM/QAM signala u osnovnom opsegu.

Sl. 2.2- Primopredajnik diskretnog OFDM/QAM signala u osnovnom opsegu.

Sl. 2.3- Predajnik OFDM/OQAM signala u osnovnom opsegu.

Sl. 2.4- Prijemnik OFDM/QAM signala u osnovnom opsegu.

Sl. 2.5- Predajnik OFDM/OQAM signala u diskretnom domenu.

Sl. 2.6- Prijemnik OFDM/OQAM signala u diskretnom domenu.

Sl. 2.7- Predajnik i prijemnik FBMC sistema na bazi proširene IFFT i FFT.

Sl. 2.8- Model OFDM/OQAM modulatora na osnovu filtarske banke.

Sl. 2.9- Uopštena polifazna šema OFDM/OQAM modulatora.

Sl. 2.10- OFDM/OQAM modulator realizovan primenom IFFT.

Sl. 2.11- Spektralna gustina snage OFDM/OQAM signala sa 3 podnosioca i *roll-off* faktorom $\rho=0.5$.

Sl. 2.12- Spektralna gustina snage OFDM/OQAM signala sa 3 podnosioca i *roll-off* faktorom $\rho=1$.

Sl. 2.13- Spektralna gustina snage OFDM/OQAM signala sa 7 podnosioca i *roll-off* faktorom $\rho=0.5$.

Sl. 2.14- Spektralna gustina snage OFDM/OQAM signala sa 7 podnosioca i *roll-off* faktorom $\rho=1$.

Sl. 2.15- Spektralna gustina snage OFDM/OQAM signala sa 2 susedna podnosioca i *roll-off* faktorom a) $\rho=0.5$ i b) $\rho=1$.

Sl. 2.16- Ortogonalni filter dobijen Gausovim prozorom, $M=2$ i sa svim podnosiocima.

Sl. 2.17- Ortogonalni filter dobijen Gausovim prozorom, $M=2$ i sa 1. i 2. podnosiocem.

Sl. 2.18- Ortogonalni filter dobijen Gausovim prozorom, $M=4$ i sa svim podnosiocima.

Sl. 2.19- Ortogonalni filter dobijen Gausovim prozorom, $M=4$ i sa 1. i 2. podnosiocem.

Sl. 2.20- Ortogonalni filter dobijen Kajzerovim prozorom, $M=2$ i sa svim podnosiocima.

Sl. 2.21- Ortogonalni filter dobijen Kajzerovim prozorom, $M=2$ i sa 1. i 2. podnosiocem.

- Sl. 2.22- Ortogonalni filter dobijen Kajzerovim prozorom, $M=4$ i sa svim podnosiocima.
- Sl. 2.23- Ortogonalni filter dobijen Kajzerovim prozorom, $M=4$ i sa 1. i 2. podnosiocem.
- Sl. 2.24- SC-FDMA predajnik.
- Sl. 2.25- SC-FDMA prijemnik.
- Sl. 2.26- Ilustracija IFDMA i LFDMA u frekvencijskom domenu.
- Sl. 2.27- CDP cikličnog spektra za OFDM/QAM bez uobličavanja impulsa pri SNR=15 dB.
- Sl. 2.28- Ciklični spektar OFDM/OQAM signala sa uobličenim impulsima kvadratnim korenom Nikvistovog filtra, gde je $f_c = 2.5/T$ i primenjuje se 8 podnosioca.
- Sl. 2.29- CDP cikličnog spektra za OFDM/OQAM, uobličen RRC filtrom sa *roll-off* faktorom $\rho = 1$, pri SNR = 15 dB.
- Sl. 2.30- Teorijski rezultati za CAF SC-FDMA (LFDMA) signala – zavisnost CAF od τ' kada je $\alpha' = 0$.
- Sl. 2.31- Teorijski rezultati za CAF SC-FDMA (LFDMA) signala – zavisnost CAF od α' kada je $\tau' = 0$.
- Sl. 2.32- Ciklični spektar SC-FDAM (IFDMA) signala pri SNR = 15 dB.
- Sl. 3.1- HMM u opažanju radio okruženja (*spectrum sensing*).
- Sl. 3.2- NN sa 4 ulaza, jednim skrivenim slojem i jednim izlazom.
- Sl. 4.1- Klasifikacija signala primenom HMM.
- Sl. 4.2- CDP spektralne koherencije OFDMA signala pri SNR = 0 dB.
- Sl. 4.3- CDP spektralne koherencije OFDMA signala pri SNR = 20 dB.
- Sl. 4.4- CDP spektralne koherencije IFDMA signala pri SNR = 0 dB.
- Sl. 4.5- CDP spektralne koherencije IFDMA signala pri SNR = 20 dB.
- Sl. 4.6- CDP spektralne koherencije šuma.
- Sl. 4.7- Detekcija na bazi praga i klasifikacija na bazi HMM.
- Sl. 4.8- CDP cikličnog spektra OFDM/QAM za SNR = 20 dB.
- Sl. 4.9- CDP cikličnog spektra OFDM/QAM za SNR = 0 dB.
- Sl. 4.10- CDP cikličnog spektra OFDM/OQAM za SNR = 20 dB.
- Sl. 4.11- CDP cikličnog spektra OFDM/OQAM za SNR = 0 dB.
- Sl. 4.12- CDP cikličnog spektra za OFDM/QAM.

- Sl. 4.13- CDP cikličnog spektra za OFDM/OQAM.
- Sl. 4.14- CDP cikličnog spektra za IFDMA.
- Sl. 4.15- Spektralna gustina snage za OFDM/QAM.
- Sl. 4.16- Spektralna gustina snage za OFDM/OQAM.
- Sl. 4.17- Spektralna gustina snage za IFDMA.
- Sl. 5.1- *Case A* specifikacije: pune linije su prikazane za M od 0 do 7. Isprekidane linije su dobijene na osnovu estimacione formule za N , tj. (5.2). Granica nepropusnog opsega je u frekvenciji $f_s = 0.5$ normalizovanoj sa F . Granica propusnog opsega i težina u nepropusnom opsegu su: (gornji grafik) $f_p = 0.15F$ i $W = 0.1$; (donji grafik) $f_p = 0.3F$ i $W = 10$.
- Sl. 5.2- *Case A* specifikacije: pune linije su prikazane za N od 2 do 24. Isprekidane linije su dobijene na osnovu estimacione formule za M , tj. (5.4). Granica nepropusnog opsega je u frekvenciji $f_s = 0.5$ normalizovanoj sa F . Granica propusnog opsega i težina u nepropusnom opsegu su: (gornji grafik) $f_p = 0.15F$ i $W = 0.1$; (donji grafik) $f_p = 0.3F$ i $W = 10$.
- Sl. 5.3- Primer dizajna - performanse u frekvencijskom domenu filtra, čiji su parametri izračunati predloženim formulama. Specifikacija filtra je: slabljenje u nepropusnom opsegu $A_s = 60\text{dB}$, težinska funkcija iznosi $W(f) = [W_p \ W_s] = [1 \ 100]$, granice propusnog i nepropusnog opsega su $f_p = 0.4F$ i $f_s = 0.5F$. *Case A* projektovani filter ima $N = 18$, $M = 4$, $A_s = 59.5\text{dB}$ i $\delta_p = 0.1065$.

Spisak tabela

Tabela 2.1- Mapiranje podnosilaca IFDMA signala.

Tabela 2.2- Odbirci IFDMA signala u vremenskom domenu.

Tabela 2.3- Mapiranje podnosilaca LFDMA signala.

Tabela 2.4- Mapiranje podnosilaca DFDMA signala.

Tabela 4.1- Uspešnost detekcije i klasifikacije u zavisnosti od SNR za jednu opservaciju.

Tabela 4.2- Uspešnost detekcije i klasifikacije u zavisnosti od SNR za pet opservacija.

Tabela 4.3- Uspešnost detekcije i klasifikacije u zavisnosti od SNR za deset opservacija.

Tabela 4.4- Uspešnost detekcije i klasifikacije u zavisnosti od SNR za petnaest opservacija.

Tabela 4.5- Uspešnost detekcije i klasifikacije u zavisnosti od SNR za jednu opservaciju.

Tabela 4.6- Uspešnost detekcije i klasifikacije u zavisnosti od SNR za jednu opservaciju.

Tabela 4.7- Uspešnost detekcije i klasifikacije u zavisnosti od SNR za pet opservacija.

Tabela 4.8- Verovatnoće klasifikacije za 128000 odbiraka.

Tabela 4.9- Verovatnoće klasifikacije za 128000 odbiraka.

Tabela 4.10- Verovatnoće klasifikacije za 128000 odbiraka.

Tabela 4.11- Verovatnoće klasifikacije za 64000 odbiraka.

Tabela 4.12- Verovatnoće klasifikacije za 64000 odbiraka.

Tabela 4.13- Verovatnoće klasifikacije za 64000 odbiraka.

Uvod

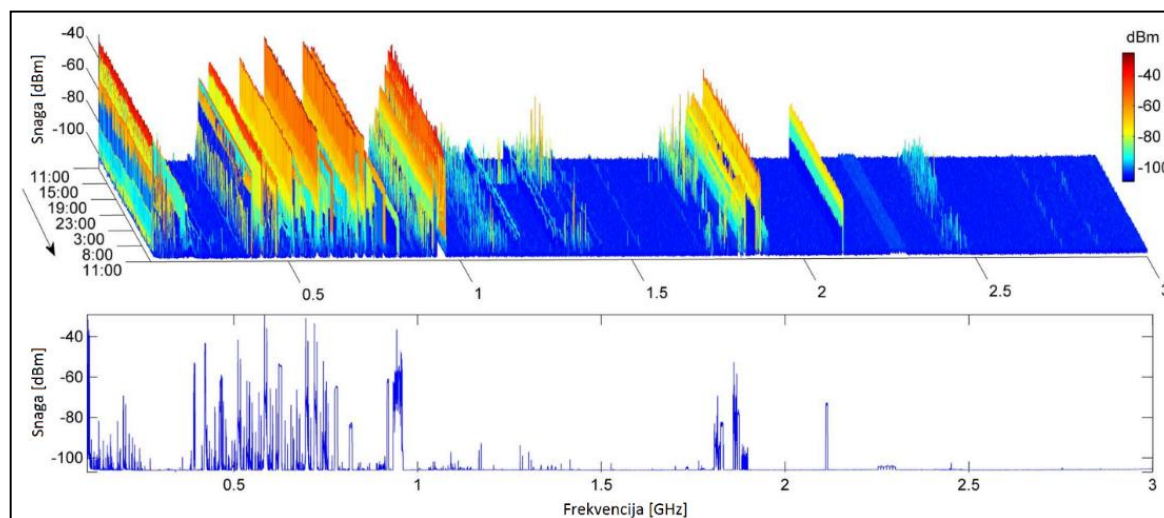
Ubrzani razvoj bežičnih komunikacionih tehnologija, koji je počeo pre nekoliko decenija, je uslovio potrebu za efikasnijim korišćenjem radio frekvencijskog spektra radi podrške inovativnim servisima i sistemima. Pokazalo se da su raniji načini upravljanja spektrom (*spectrum management*) nedovoljno efikasni, da ne prate razvoj tehnologije i novih servisa i sistema, a to je rezultovalo i nestašicom frekvencijskog spektra. Međutim, uprkos nestašici sa jedne strane, sa druge strane postoje brojna empirijska istraživanja širom sveta [1], koja su pokazala da je često veliki deo spektra neiskorišćen na svakom mestu i u svako vreme. To se dešava jer je određeni deo spektra dodeljen jednom provajderu/servisu i kada ga korisnici tog servisa ne koriste, prema staroj regulativi ne mogu ni drugi da ga koriste. Ovaj problem se rešava uvođenjem regulative koja obezbeđuje manje restriktivnu upotrebu spektra, kao i primenom veoma adaptivnih, inovativnih bežičnih sistema.

U Americi se desila prekretnica u odnosu prema frekvencijskom spektru, u smislu resursa koji je ograničen, kada je Federalna komunikaciona komisija (*Federal Communications Commission* – FCC) objavila izveštaj u novembru 2002. godine, u kojem se ističe potreba za boljom upotrebom frekvencijskog spektra. Tada je kognitivni radio (CR - *Cognitive Radio*) postao ključna oblast istraživanja. Pokrenuo je znatne promene, koje se odnose na biznis modele, infrastrukturu i zakonsku regulativu, tražeći uporište u *State of the Art* tehnologiji. Radi poboljšanja iskorišćenosti radio spektra, usvojena je šema licenciranja spektra. Korisnici se dele u dve kategorije. Prvu kategoriju predstavljaju licencirani korisnici (primarni korisnici) a drugu nelicencirani korisnici (sekundarni korisnici).

Važne i prepoznatljive karakteristike CR su sposobnost opažanja radio okruženja (*Spectrum Sensing*), donošenje odluka na bazi opažanja i zadatih ciljeva, kao i učenje na osnovu prošlih situacija radi donošenja odluka u budućnosti.

Neke od primena CR nalaze mesto u vojnim i civilnim zaštiti, gde postoji potreba za interoperabilnošću među različitim standardima i garantovanim kvalitetom servisa (*Quality of Service*, QoS) radi sigurnih, pouzdanih i robusnih komunikacija. Osim navedenih, postoje i komercijalne primene u kojima treba postići zadati QoS, odnosno zadatu raspoloživost servisa, pouzdan i brz prenos podataka. Osnovna namena CR je pružanje prilike nelicenciranim korisnicima da koriste spektar koji je u nekom trenutku slobodan, tj. da koriste prazan prostor u spektru (spektralne praznine/rupe– *spectrum holes*, ili „beli prostori“ - *white spaces*), naravno pod određenim ograničenjima. Jedan primer zauzetosti radio-spektra u frekvencijskom opsegu

do 3 GHz, dobijen usrednjavanjem u toku 24 časa u predgrađu Brna u Češkoj Republici, prikazan je na Sl. 1.



Sl. 1- Zauzetost spektra do 3 GHz. ¹

Iako ne postoji opšta definicija CR, prema jednoj od definicija u kojoj su obuhvaćena opšta svojstva, CR je adaptivan, više-dimenzionalno svestan, autonoman radio sistem koji uči iz sopstvenih iskustava kako da zaključuje, planira i odlučuje o budućim akcijama kako bi zadovoljio potrebe korisnika [2]. Međutim, najčešća definicija CR je ona definisana od strane FCC gde se kaže da je kognitivni radio sistem koji detektuje operativno elektromagnetno okruženje i koji može dinamički i samostalno da podešava svoje radio parametre radi izmene rada sistema, kao što su povećanje propusne moći, smanjenje interferencije, poboljšanje interoperabilnosti i pristup nelicenciranom tržištu.

CR ima niz zadataka: analiza i svest o radio okruženju, kao i o sopstvenim mogućnostima; rad u situacijama koje nisu predviđene tokom inicijalnog projektovanja mreže; mogućnost prilagođavanja novoj regulativi; mogućnost uspostavljanja pouzdanih konekcija na svakom mestu od interesa i u svako vreme; mogućnost samostalnog donošenja odluka i efikasnost u obavljanju navedenih zadataka [3].

Jedan od najbitnijih elemenata CR je blok koji obavlja *spectrum sensing*, odnosno detektuje prisustvo signala u radio okruženju. Takođe je važno i upravljanje kognitivnim zadacima, što izvodi kognitivni agent, koji se naziva i kognitivni endžin (*cognitive engine*). Na osnovu radio okruženja ili korisnika, kognitivni endžin analizira situaciju, izvodi proračune i odgovara na stimulanse. Na primer, za zadate korisničke zahteve i trenutno radio okruženje, odziv kognitivnog endžina može biti prilagođavanje radio parametara, kao što je podešavanje prijemne ili predajne frekvencije, modulacijske šeme i sl.

¹ Izvor: <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00492021>

Utvrđeno je da postoje frekvencijski podopsezi, čak i u urbanim oblastima, koji su pretežno, delimično ili veoma malo upotrebljeni od strane primarnih korisnika. To otvara značajne mogućnosti za efikasnije korišćenje spektra tako što sekundarni korisnici, na bazi *spectrum sensing*-a, mogu pristupiti spektru u periodima kada određeni podopsezi (*spectrum holes*) nisu zauzeti od strane primarnih korisnika. Prema tome, uspostavljanje zajedničkih komunikacionih kanala pri inicijalnom nepoznavanju njihovih radnih frekvencija (*frequency rendezvous*) zahteva, ne samo sinhronizaciju, već i detekciju i klasifikaciju/identifikaciju signala u CR mreži. U složenom radio-frekvencijskom (RF) okruženju, ovo zahteva primenu novih naprednih tehnika obrade i analize signala među kojima vrlo značajno mesto zauzima tehnika obrade ciklostacionarnih signala (CSP- *Cyclostationary Signal Processing*). Zbog identifikacionih karakteristika ciklostacionarnih obeležja i dobrih performansi i pri lošem odnosu signal-šum (*Signal-to-Noise ratio*- SNR), pokrenuta su mnoga istraživanja u primeni združene ciklične detekcije i klasifikacije signala u *spectrum sensing*-u, iako to nekada zahteva velike računarske resurse i unosi određeno kašnjenje u sistem [4]. Često je za klasifikaciju signala dovoljno precizno locirati izražena ciklična obeležja na osnovu kojih se detektuje signal u bifrekvencijskoj ravni.

Ciklični detektori/klasifikatori koriste spektralnu redudansu koja je prisutna u svim komunikacionim signalima, a svodi se na postojanje korelacije između razdvojenih spektralnih komponenata (razdvojenih za cikličnu frekvenciju α oko spektralne frekvencije f). Najčešće se detekcija i klasifikacija signala zasnivaju na spektralno-korelacionoj gustini (SCD- *Spectral Correlation Density*) i spektralnoj koherenciji ili njihovim profilima u domenu ciklične frekvencije (CDF- *Cycle frequency Domain Profile*) [5].

Sa sve većom popularnošću kognitivnog radija, automatska klasifikacija modulacija (*Automatic Modulation Classification*, AMC) postaje sve važnija tehnologija u komercijalnim primenama [6]. Postoje dve kategorije AMC: bazirana na verovatnoćama (*Likelihood Based*) i bazirana na obeležjima (*Feature Based*), koja je rasprostranjenija zbog jednostavne implementacije i boljih performansi [6]. AMC bazirana na obeležjima se sastoji iz dva dela: obrade signala kojom se pronalaze obeležja i klasifikatora koji radi na osnovu razlikovanja procenjenih obeležja. Neka od široko primenjivanih obeležja su: statistike višeg reda, ciklostacionarna obeležja, obeležja na bazi talasića (*wavelet*) i konstelacija signala. Kao klasifikatori se uobičajeno primenjuju: neuralne mreže (*Neural Network*, NN), *Support Vector Machine* (SVM), algoritmi klasterovanja (*clustering algorithms*) i skriveni Markovljevi modeli (HMM – *Hidden Markov Model*). U ovoj tezi se koriste HMM, koji predstavljaju dvostruko stohastičke procese, pri čemu je jedan proces skriven i odgovara promeni stanja, a drugi je

opservabilan i odgovara emitovanju simbola, odnosno bita, iz svakog stanja. Pomoću HMM sa samo dva skrivena stanja je uglavnom moguće modelovati bilo koju povorku bita.

Doktorska teza je iz vrlo aktuelne oblasti *spectrum sensing*-a u CR. Teza daje osnovu za uspešno rešavanje različitih zahteva iz oblasti primene ciklične spektralne analize u detekciji i klasifikaciji signala. Takođe, predstavlja naučni doprinos u analizi i proceni cikličnih obeležja OFDM signala, posebno OFDM/OQAM, kao i u primeni HMM u klasifikaciji profila cikličnih obeležja (spektralne koherencije i spektralne korelacije) u domenu cikličnih frekvencija razmatranih OFDM klasa signala. U tezi je primenjena teorija o filtarskim bankama u cilju implementiranja OFDM sistema i naučni doprinos predstavljaju i efikasni modulatori OFDM/OQAM signala, implementirani kodovima u MATLAB-u. U okviru teze su predstavljene formule za procenu parametara projektovanja interpolacionih filtara baziranih na polinoma, koji se mogu koristiti kao prototip filtri u filtarskim bankama. Navedene formule su dobijene pomoću *Curve Fitting Toolbox*-a u MATLAB-u, primenjenog na eksperimentalnim podacima, i predstavljaju jedan od naučnih doprinosa u tezi.

Osim uvodnog dela i zaključka, teza je organizovana u 5 poglavlja.

U poglavlju 1 su date teorijske osnove ciklične spektralne analize u cilju primene u *spectrum sensing*-u.

Poglavlje 2 se odnosi na modulacije sa više nosioca (MCM – *Multicarrier Modulations*), među kojima su najbitniji i u ovom momentu najrasprostranjeniji OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) signali. Dat je pregled istraživanja i aktuelnih problema u vezi sa OFDM signalima, a posebno su analizirani OFDM/QAM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing/Quadrature Amplitude Modulation*) i OFDM/OQAM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing/Offset Quadrature Amplitude Modulation*). Istražen je FBMC (*Filter Bank based Multicarrier*) koncept u cilju implementiranja OFDM/OQAM sistema. OFDM/OQAM tehnika prenosa ima značajne prednosti u odnosu na OFDM/QAM, zbog čega je predmet aktuelnih istraživanja i bitan kandidat za primenu u 5G sistemima i CR. U ovom poglavlju je predstavljena računski efikasna implementacija OFDM/OQAM modulatora u MATLAB-u [7], koja je rezultat sopstvenih istraživanja, a zasnovana na teoriji o filtarskim bankama i polifaznoj dekompoziciji prototip filtra. Način uobličavanja impulsa i postizanje ortogonalnosti među podnosiocima utiču na vremensko-frekvencijsku lokalizaciju signala i iznos istokanalne i susednokalne interferencije. Jedna od bitnih prednosti OFDM/OQAM u odnosu na OFDM/QAM jeste mogućnost da se zadovolje uslovi ortogonalnosti u diskretnom vremenu i da se pri tom sačuva maksimalna spektralna efikasnost uz dobru vremensko-frekvencijsku lokalizaciju. Kao prirodni nastavak prethodnog istraživanja, tj. implementacije

modulatora OFDM/OQAM signala, u okviru istog poglavlja predstavljena je i sopstvena efikasna implementacija u MATLAB-u OFDM/OQAM modulatora sa ortogonalnim filtrima za uobličavanje impulsa [8]. Kod navedenih filtara su ispunjeni uslovi diskretne ortogonalnosti, kojima se otklanjaju efekti izobličenja signala nastalih usled otsecanja impulsa beskonačnog trajanja. U okviru poglavlja 2 su date teorijske osnove SC-FDMA (*Single Carrier Frequency Division Multiple Access*) signala, koji predstavljaju zanimljivu alternativu OFDM signalima. 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*) sistemi koriste višestruki pristup na bazi ortogonalne frekvencijske raspodele (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access-OFDMA*) na direktnom linku i SC-FDMA na povratnom linku u okviru *Long Term Evolution* (LTE) ćelijskih sistema jer SC-FDMA ima bolji PAPR (*Peak to Average Power Ratio*) u odnosu na OFDM. Konačno, u poglavlju 2 dat je teorijski pregled cikličnih obeležja OFDM/QAM, OFDM/OQAM i SC-FDMA signala. OFDM/OQAM signali sa uobličavanjem impulsa su ciklostacionarni [9]. Sopstveni originalni doprinos u tezi [10] je to što je dokazano da OFDM/OQAM signali sa uobličavanjem impulsa sadrže karakteristična i izražena konjugovana ciklična obeležja na cikličnim frekvencijama koje se pridružuju dvostrukoj frekvenciji nosioca, što znatno može poboljšati performanse detekcije i identifikacije ovakvih signala bez uvođenja signalizacione redundanse (*overhead*), kao što su ciklostacionarne signature, a što se predlaže u [1] i [2]. U našem radu [10] su prvi put izvedeni konačni izrazi za nekonjugovani i konjugovani ciklični spektar OFDM/OQAM signala sa uobličavanjem impulsa pimenom stohastičke, matricne metode ciklične spektralne analize na bazi predstavljanja signala aperiodičnim, homogenim Markovljevim nizom.

Poglavlje 3 je posvećeno skrivenim Markovljevim modelima (*Hidden Markov Models*, HMM), gde su date teorijske osnove i objašnjeni parametri koji u potpunosti definišu HMM, a takođe je opisan i postupak klasifikacije signala pomoću HMM, što je korišćeno u narednom poglavlju teze.

U poglavlju 4 je razmatrana AMC bazirana na cikličnim obeležjima i HMM. Razmatrana je združena detekcija i klasifikacija vrlo interesantnih, sličnih i kompleksnih klasa OFDM signala, kakvi nisu razmatrani u srodnim radovima, a sve u kontekstu aktuelne primene u CR-u. Istraživanjem su obuhvaćeni OFDM/QAM, OFDM/OQAM i SC-FDMA klase signala [11, 12, 13]. Radi efikasnijeg izračunavanja u postupku detekcije/klasifikacije, korišćeni su α -profili spektralne koherencije ili cikličnog spektra. Ispitana su dva pristupa, gde je u jednom detekcija zasnovana na pragu, a klasifikacija na HMM, dok su u drugom i detekcija i klasifikacija zasnovani na HMM. Prikazani su rezultati softverskih simulacija, koji pokazuju dobre performanse detekcije i klasifikacije čak i pri malom SNR.

U realizaciji OFDM sistema primena teorije o filtarskim bankama ima značajno mesto. U poglavlju 5 su razmatrani digitalni interpolacioni filtri bazirani na polinomima (*Digital Polynomial-based Interpolation Filters*) kao prototip filtri kosinusno modulisanih (*Cosine Modulated*) i kompleksno modulisanih (*Complex Modulated*) filtarskih banaka, pri čemu imaju i druge brojne primene. Dva osnovna parametra za projektovanje interpolacionih filtara baziranih na polinomima jesu broj polinomijalnih segmenata, N , i red polinoma u svakom polinomijalnom segmentu, M . Od tih parametara zavise složenost implementacione strukture i performanse u frekvencijskom domenu. Doprinos dat u tezi predstavljaju estimacione formule za N i M , koji su funkcija sledećih parametara projektovanja sistema: slabljenja u nepropusnom opsegu, širine prelazne zone, devijacije u propusnom opsegu i težinskih koeficijenata u propusnom/nepropusnom opsegu [14].

Literatura

- [1] P. Sutton, "Rendezvous and Coordination in OFDM-based Dynamic Spectrum Access Networks", PHD Thesis, Department of Electronic and Electrical Engineering, University of Dublin, Trinity College, 2008.
- [2] H. Zhang, "Filter Bank based MultiCarrier (FBMC) for Cognitive Radio Systems" (PhD dissertation), *Docteur du Conservatoire National des Arts et Métiers et Wuhan Université*, 2010.
- [3] I. Akbar, "Statistical Analysis of Wireless Systems Using Markov Models", PHD Thesis, Virginia Polytechnic Institute, 2007.
- [4] K. Kim, I. A. Akbar, K. K. Bae, J.-S. Um, C. M. Spooner, and J. H. Reed, "Cyclostationary approaches to signal detection and classification in cognitive radio," in Proceedings of the 2nd IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN '07), pp. 212–215, Dublin, Ireland, April 2007.
- [5] D. Vučić, I. Pokrajac, P. Okiljević, „Detekcija i klasifikacija signala na bazi cikličnih obeležja“, Zbornik radova, 19. telekomunikacioni forum-TELFOR 2011, Beograd, 20-24 novembra 2011., ISBN: 978-1-4577-1498-6, str. 794-796.
- [6] B. Ramkumar, "Automatic Modulation Classification and Blind Equalization for Cognitive Radios", PHD Thesis, Virginia Polytechnic Institute, 2011.

-
- [7] Selena Vukotić, Desimir Vučić, "An efficient MATLAB implementation of OFDM/OQAM modulator", IcETRAN, Zlatibor, 2.-5. juna 2014, EKI23, ISBN: 978-86-80509-70-9.
- [8] Selena Vukotić, Desimir Vučić, "An Efficient MATLAB Implementation of OFDM/OQAM Modulator with Orthogonal Pulse Shaping Filters", ICIST, Kopaonik, 8.-11. marta 2015, Volume 2, ISBN: 978-86-85525-16-2.
- [9] Helmut Bölcskei, "Blind Estimation of Symbol Timing and Carrier Frequency Offset in Wireless OFDM Systems", IEEE Trans. Commun., vol. 49, no. 6, pp. 988-999, Jun. 2001.
- [10] D. Vučić, S. Vukotić, and M. Erić, "Cyclic Spectral Analysis of OFDM/OQAM Signals", International Journal of Electronics and Communications (AEÜ), VOL. 73, March 2017, Pages 139-143.
- [11] Selena Vukotić, Desimir Vučić, "Detekcija i klasifikacija OFDMA i SC-FDMA signala na bazi ciklostacionarnih obeležja", Zbornik radova ETRAN 2013, Srbija, jun 2013, EK1. 5.
- [12] Selena Vukotić, Desimir Vučić, "Detekcija i klasifikacija OFDM/QAM i OFDM/OQAM signala na bazi ciklostacionarnih obeležja", TELFOR, Beograd, 24.-26. novembra 2015, ISBN: 978-1-5090-0054-8.
- [13] Selena Vukotić, Desimir Vučić, "Združena detekcija i klasifikacija OFDM/QAM, OFDM/OQAM i SC-FDMA signala na bazi cikličnih obeležja", TELFOR, Beograd, 22.-23. novembra 2016, ISBN: 978-1-5090-4085-8.
- [14] Selena Vukotić, Đorđe Babić, "Estimation of Length and Order of Polynomial-based Filter Implemented in the Form of Farrow Structure", Engineering, Technology & Applied Science Research, VOL. 6, NO. 4, August 2016, Pages 1099-1102.

1 Ciklična spektralna analiza

1.1 Tehnike *spectrum sensing*-a

Spectrum sensing predstavlja detekciju prisustva signala u frekvencijskom spektru i čini važan deo CR. Osim detekcije slobodnih delova spektra, *spectrum sensing* obuhvata i analizu signala koji su zastupljeni u nekom delu spektra, tj. određuje njihov tip modulacije, radni opseg, centralnu frekvenciju i druge parametre.

Dakle, osnovni zadatak koji ima *spectrum sensing* uređaj je da detektuje signal u prisustvu šuma, čak i pri veoma malim SNR u nekim aplikacijama, kao i da identifikuje signal ili servis, pri čemu je cilj da se detekcija obavi pouzdano i za dovoljno kratko vreme.

Postoje prvenstveno tri metode za *spectrum sensing*: nekoherentna detekcija energije, koherentna detekcija u koju spada prilagođeno filtriranje i detekcija cikličnih obeležja (*cyclic feature detection*) [1, 2]. Svaka od navedenih metoda ima određene prednosti i mane. Izbor metode zavisi od same aplikacije jer neke aplikacije nemaju nikakvo apriorno znanje o signalu, dok neke imaju određena znanja, poput frekvencijskog opsega u kojem se signal nalazi ili primenjene modulacije, a postoje i aplikacije koje detektuju jedan određeni tip signala.

1.1.1 Nekoherentna detekcija energije

Detekcija energije spada u najuobičajenije metode jer ne zahteva nikakvo poznavanje signala i računski se jednostavno izvodi. Detektovana energija se poredi sa određenim pragom koji zavisi od snage šuma. Može se izvoditi u vremenskom ili frekvencijskom domenu, pri čemu se u vremenskom domenu vrši vremensko usrednjavanje kvadrata signala, a u frekvencijskom se koristi FFT (*Fast Fourier Transform*). Ukoliko se primeni FFT sa boljom rezolucijom mogu se detektovati i uskopojasni signali. Nakon FFT vrši se i usrednjavanje po vremenu, te ovaj postupak daje dosta slobode u adaptaciji algoritma za konkretnu primenu. Kod oba načina, bilo da je vremenski ili frekvencijski domen u pitanju, vrši se poređenje sa pragom.

Postoje poboljšanja u odnosu na osnovni algoritam, koja se uglavnom odnose na primenu adaptivnog praga, što se primenjuje u situacijama kada snaga šuma varira.

U nedostatke metode energetskog detektora spadaju: nemogućnost razlikovanja korisnog signala i interferencije u zadatom frekvencijskom opsegu, loši rezultati za male vrednosti SNR i nemogućnost primene u sistemima sa proširenim spektrom.

1.1.2 Koherentna detekcija

Koherentna detekcija se najčešće svodi na prilagođeno filtriranje, odnosno svakom signalu od interesa se dodeljuje po jedan prilagođeni filter kojim se postiže najbolji SNR u kanalu sa ABGŠ (aditivni beli Gausov šum). Mana ove tehnike je to što se zahteva apriorno poznavanje osobina signala jer se vrši koherentna demodulacija. Samim tim, potrebno je unapred poznavati tip modulacije signala, izvršiti vremensku i frekvencijsku sinhronizaciju, poznavati format frejma i sl. Ukoliko bi se čuvali podaci o svim tipovima signala, to bi bilo skupo sa stanovišta memorije i obrade tih podataka, što bi moglo biti nepraktično za CR.

1.1.3 Detekcija cikličnih obeležja

Modulisani signali usled same primene modulacije, kao i preambule, cikličnog prefiksa, pilot signala i sl., ispoljavaju periodičnost kroz svoju autokorelacionu funkciju. Umesto spektralne gustine snage, posmatra se ciklična korelaciona funkcija, kao generalizacija spektralne gustine snage, jer se u njoj nalaze ciklična obeležja, koja su posledica pomenute periodičnosti. Upravo ta obeležja omogućavaju veoma efikasno razlikovanje modulacija signala, kao i razlikovanje signala od šuma, čak i pri veoma malim SNR.

Metoda ciklične detekcije može biti računski zahtevna jer se algoritmi baziraju na usrednjavanju, primeni više FFT i korelaciji. To može i dosta vremena za obradu zahtevati ako nisu poznate nikakve informacije o prijemnom signalu, poput pozicije u spektru, noseće frekvencije i sl. Ipak, prednosti za primenu u CR u odnosu na druge metode su znatne, što će u nastavku biti detaljnije objašnjeno.

1.2 Teorijske osnove ciklostacionarne analize

Većina namenski generisanih signala, kao što su komunikacioni, radarski, telemetrijski ili sonarni, sadrži parametre koji se periodično menjaju sa vremenom. Npr. kod komunikacionih sistema moguće su periodične promene noseće frekvencije, simbolske brzine, kao i faze, amplitude ili frekvencije digitalno modulisanih signala i sl. Pri tom, može postojati i više nesamerljivih periodičnosti u signalu. U konvencionalnim prijemnicima ovakve periodičnosti ostaju neprimećene jer se signal modeluje kao statički stacionaran, odnosno pretpostavlja se da se parametri signala ne menjaju sa vremenom. Radi poboljšanja performansi obrade ovakvih signala, poželjno je uzeti u obzir navedene periodičnosti, odnosno modelovati takve signale kao ciklostacionarne.

Metodama ciklične spektralne analize ili spektralno-korelacione analize se analiziraju ciklostacionarni signali sa periodičnostima drugog reda. Spektralna korelacija je karakteristična

osobina ciklostacionarnih signala u širem smislu i predstavlja generalizaciju spektralne gustine snage [2]. Teorija spektralne korelacije može biti stohastička (probabilistička) ili nestohastička (neprobabilistička, deterministička), pri čemu je nestohastički pristup zasnovan na vremenskom usrednjavanju (statistička analiza). Treba istaći da su u ovom slučaju pojmovi stohastički i statistički potpuno različiti.

1.2.1 Periodičnost prvog reda i kvadratična vremenski invarijantna transformacija

Signal $x(t)$ sadrži aditivnu prostoperiodičnu komponentu (ili periodičnost prvog reda) sa frekvencijom α ako i samo ako postoji Furierov koeficijent:

$$M_x^\alpha \triangleq \langle x(t)e^{-j2\pi\alpha t} \rangle, \quad (1.1)$$

koji je konačan i različit od nule. Operacija $\langle \cdot \rangle$ predstavlja vremensko usrednjavanje:

$$\langle \cdot \rangle \triangleq \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} (\cdot) dt. \quad (1.2)$$

Ako prostoperiodična komponenta signala $x(t)$ ima oblik $a \cdot \cos(2\pi\alpha t + \theta)$, $\alpha \neq 0$, tada je:

$$M_x^\alpha \triangleq \frac{1}{2} a e^{j\theta}. \quad (1.3)$$

Spektralna gustina snage signala $x(t) = a \cdot \cos(2\pi\alpha t + \theta)$, $\alpha \neq 0$, ima dve spektralne komponente (spektralne linije) na frekvencijama $f = \alpha$ i $f = -\alpha$, odnosno spektralna gustina snage sadrži aditivnu komponentu:

$$|M_x^\alpha|^2 [\delta(f - \alpha) + \delta(f + \alpha)], \quad (1.4)$$

gde je $\delta(f)$ Dirakova delta funkcija.

Ukoliko se signal $x(t)$ može rastaviti na zbir prostoperiodične komponente i slučajnog signala $n(t)$, tj. ako je:

$$x(t) = a \cdot \cos(2\pi\alpha t + \theta) + n(t), \quad (1.5)$$

može da se desi da se vizuelno ne može detektovati prostoperiodična komponenta iz spektralne gustine snage i tada se kaže za signal da sadrži skrivenu periodičnost. Kada signal sadrži periodičnost koja nije prvog reda (spektralna gustina snage ne sadrži diskretne spektralne komponente), ali se može konvertovati u periodičnost prvog reda pomoću nelinearne vremenski invarijantne transformacije, takva skrivena periodičnost se naziva periodičnost drugog reda.

Signal $x(t)$ sadrži periodičnost drugog reda frekvencije α ako i samo ako postoji stabilna kvadratična vremenski invarijantna transformacija (QTI- *Quadratic time-invariant*) signala $x(t)$ u $y(t)$:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} k(t-u, t-v)x(u)x(v)du dv \quad (1.6)$$

takva da signal $y(t)$ sadrži periodičnost prvog reda frekvencije α , odnosno ako M_y^α postoji i nije jednako nuli [2]. QTI transformacija je stabilna ako i samo ako je njeno jezgro $k(\cdot, \cdot)$ apsolutno integrabilno, tj.:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |k(u, v)|du dv < \infty. \quad (1.7)$$

1.2.2 Nestohastičke definicije ciklične autokorelacione funkcije i spektralne korelacije

1.2.2.1 Ciklična autokorelaciona funkcija

Ciklična autokorelaciona funkcija signala $x(t)$ se definiše kao:

$$R_{xx}^\alpha(\tau) \triangleq \langle x(t + \frac{\tau}{2})x^*(t - \frac{\tau}{2})e^{-j2\pi\alpha t} \rangle, \quad (1.8)$$

a konjugovana ciklična autokorelaciona funkcija kao:

$$R_{xx^*}^\alpha(\tau) \triangleq \langle x(t + \frac{\tau}{2})x(t - \frac{\tau}{2})e^{-j2\pi\alpha t} \rangle. \quad (1.9)$$

Signal $x(t)$ sadrži periodičnosti drugog reda, tj. ispoljava ciklostacionarnost drugog reda (ciklostacionarnost u širem smislu), ako i samo ako postoji ciklična frekvencija $\alpha \neq 0$ za koju bar neka od ciklične $R_{xx}^\alpha(\tau)$ ili konjugovane ciklične $R_{xx^*}^\alpha(\tau)$ autokorelacije postoji kao funkcija od τ i nije identički jednaka nuli.

Može se smatrati da QTI transformacija predstavlja proizvod vremenski pomerenih verzija istog signala $x(t)$, koji odgovara funkcijama $y_\tau(t) = x(t + \tau/2) \cdot x^*(t - \tau/2)$ ili $z_\tau(t) = x(t + \tau/2) \cdot x(t - \tau/2)$. Odnosno, signal $x(t)$ sadrži periodičnost drugog reda ako i samo ako spektralna gustina snage bar jednog od signala $y_\tau(t)$ ili $z_\tau(t)$ bar za neku vrednost pomeraja τ sadrži diskretne spektralne komponente na nekim frekvencijama $\alpha \neq 0$, tj. ako je $R_{xx}^\alpha(\tau) \neq 0$ ili $R_{xx^*}^\alpha(\tau) \neq 0$ za neko $\alpha \neq 0$.

Frekvencije α za koje je $R_{xx}^\alpha(\tau) \neq 0$ ili $R_{xx^*}^\alpha(\tau) \neq 0$ nazivaju se ciklične frekvencije. Ukoliko je $\alpha = 0$ u izrazu za cikličku autokorelacionu funkciju, dobija se izraz za klasičnu autokorelacionu funkciju, te je ciklična autokorelacija zapravo generalizacija autokorelacije.

Ciklična autokorelaciona funkcija može da se izrazi kao kroskorelaciona funkcija frekvencijski transliranih (za $\pm \alpha/2$) verzija signala $x(t)$:

$$R_{xx}^{\alpha}(\tau) = R_{uv}(\tau) \triangleq \langle u(t + \frac{\tau}{2})v^*(t - \frac{\tau}{2}) \rangle \quad (1.10)$$

gde je $u(t) = x(t)e^{-j\pi\alpha t}$ i $v(t) = x(t)e^{j\pi\alpha t}$. Odavde sledi da signal $x(t)$ sadrži periodičnost drugog reda ako i samo ako su frekvencijski translirane (za $\pm \alpha/2$) verzije signala $x(t)$ (signali $u(t)$ i $v(t)$) korelisane, odnosno ako postoji neka frekvencija $\alpha \neq 0$ za koju je $R_{xx}^{\alpha}(\tau) \neq 0$.

Za signal $x(t)$ se kaže da je stacionaran u širem smislu ili stacionaran drugog reda ako autokorelaciona funkcija $R_{xx}(\tau)$ postoji i nije identički jednaka nuli, odnosno ako je $R_{xx}^{\alpha}(\tau) \neq 0$ za $\alpha = 0$. Stacionarni signal $x(t)$ je čisto stacionaran (drugog reda) ukoliko je $R_{xx}^{\alpha}(\tau) \equiv 0$ za sve $\alpha \neq 0$. Stacionarni signali za koje je $R_{xx}^{\alpha}(\tau) \neq 0$ za neko $\alpha \neq 0$ se nazivaju ciklostacionarni (drugog reda) signali ili se kaže da ispoljavaju ciklostacionarnost. α za koje je $R_{xx}^{\alpha}(\tau) \neq 0$ naziva se ciklična frekvencija.

Signal $x(t)$ je čisto ciklostacionaran sa periodom T_0 ako je $R_{xx}^{\alpha}(\tau) \neq 0$ samo za $\alpha = k/T_0$ (k je ceo broj), pri čemu je $\alpha = 1/T_0$ osnovna ciklična frekvencija. Ako postoji više nesamerljivih (uzajamno prostih) perioda ciklostacionarnosti, tada ciklični spektar postoji na harmonicima svake od osnovnih cikličnih frekvencija.

1.2.2.2 Spektralna korelacija

Radi merenja lokalnog spektralnog sadržaja signala $x(t)$ u intervalu $[t-T/2, t+T/2]$, koristi se kratkotrajna Fourierova transformacija:

$$X_T(t, f) \triangleq \int_{t-T/2}^{t+T/2} x(u)e^{-j2\pi fu} du. \quad (1.11)$$

Spektralna korelaciona gustina (SCD – *Spectral Correlation Density*) predstavlja korelaciju između lokalnih spektralnih komponenta signala na frekvencijama $f+\alpha/2$ i $f-\alpha/2$, normalizovanih sa \sqrt{T} , merenu na intervalu Δt u graničnom procesu kada $\Delta t \rightarrow \infty$ i $T \rightarrow \infty$ (odnosno frekvencijska širina spektralnih komponenta je infinitezimalna, $\Delta f=1/T \rightarrow 0$):

$$S_{xx}^{\alpha}(f) \triangleq \lim_{T \rightarrow \infty} \lim_{\Delta t \rightarrow \infty} \frac{1}{T\Delta t} \int_{-\frac{\Delta t}{2}}^{\frac{\Delta t}{2}} X_T(t, f + \alpha/2)X_T^*(t, f - \alpha/2)dt. \quad (1.12)$$

Spektralna korelaciona gustina se kratko naziva spektralna korelacija.

Srednja vrednost frekvencija dve spektralne komponente, f , i razmak između njih, α , nazivaju se spektralna frekvencija i ciklična frekvencija, respektivno.

Veza između spektralne korelacije i konjugovane spektralne korelacije sa cikličnom autokorelacijom i konjugovanom cikličnom autokorelacijom je takva da oni sačinjavaju Fourierov transformacioni par:

$$S_{xx}^{\alpha}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xx}^{\alpha}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau, \quad (1.13)$$

$$S_{xx}^{\alpha*}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xx}^{\alpha*}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau. \quad (1.14)$$

Na osnovu prethodno prikazanih relacija, priozilazi da ako signal $x(t)$ ispoljava ciklostacionarnost u vremenskom domenu sa periodom $1/\alpha$, tada on ispoljava spektralnu korelaciju sa pomerajem α u frekvencijskom domenu.

Usled prikazane veze sa cikličnom autokorelacijom, postoje i drugi nazivi za spektralnu korelacionu gustinu SCD, a to su ciklična spektralna gustina (CSD - *Cyclic Spectral Density*), spektralna korelaciona funkcija (SCF - *Spectral Correlation Function*) i ciklični spektar.

I ciklična autokorelacija i ciklični spektar ispoljavaju simetričnost datu izrazima [3]:

$$R_{xx}^{\alpha}(-\tau) = R_{xx}^{\alpha}(\tau) \quad (1.15)$$

$$R_{xx}^{-\alpha}(\tau) = R_{xx}^{\alpha}(\tau)^* \quad (1.16)$$

$$S_{xx}^{\alpha}(-f) = S_{xx}^{\alpha}(f) \quad (1.17)$$

$$S_{xx}^{-\alpha}(f) = S_{xx}^{\alpha}(f)^* \quad (1.18)$$

Da bi se izračunla SCD, primenjuju se vremenski i frekvencijski usrednjeni ciklični periodogrami, definisani kao:

$$S_{x_T}^{\alpha}(t, f) = \frac{1}{T} X_T(t, f + \frac{\alpha}{2}) X_T^*(t, f - \frac{\alpha}{2}) \quad (1.19)$$

gde je $X_T(t, f)$ kratkotrajna Fourierova transformacija signala $x(t)$.

Ciklični korelogram se definiše kao:

$$R_{x_T}^{\alpha}(t, \tau) \triangleq \frac{1}{T} \int_{t-(T-|\tau|)/2}^{t+(T-|\tau|)/2} x(u + \frac{\tau}{2}) x^*(u - \frac{\tau}{2}) e^{-j2\pi\alpha u} du. \quad (1.20)$$

Još jedan način za dobijanje cikličnog periodograma je putem Fourierove transformacije cikličnog korelograma:

$$S_{x_T}^{\alpha}(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{x_T}^{\alpha}(t, \tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau. \quad (1.21)$$

Vremenski usrednjeni ciklični periodogram dobija se vremenskim usrednjavanjem cikličnih periodograma ($T=1/\Delta f$ u izrazu (1.19)) na intervalu Δt :

$$S_{x_{1/\Delta f}}^{\alpha}(t, f)_{\Delta t} \triangleq \frac{1}{\Delta t} \int_{t-\Delta t/2}^{t+\Delta t/2} S_{x_{1/\Delta f}}^{\alpha}(u, f) du. \quad (1.22)$$

Frekvencijski usrednjen ciklični periodogram dobija se frekvencijskim usrednjavanjem cikličnih periodograma ($T=\Delta t$ u izrazu (1.19) na intervalu Δf :

$$S_{x_{\Delta t}}^{\alpha}(t, f)_{\Delta f} \triangleq \frac{1}{\Delta f} \int_{f-\Delta f/2}^{f+\Delta f/2} S_{x_{\Delta t}}^{\alpha}(u, f) du. \quad (1.23)$$

U graničnom procesu kada $\Delta t \rightarrow \infty$ i $\Delta f \rightarrow 0$ oba usrednjena ciklična periodograma dovode do iste idealne spektralne korelacije [2]:

$$S_{xx}^{\alpha}(f) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \lim_{\Delta t \rightarrow \infty} S_{x_{1/\Delta f}}^{\alpha}(t, f)_{\Delta t} = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \lim_{\Delta t \rightarrow \infty} S_{x_{\Delta t}}^{\alpha}(t, f)_{\Delta f}. \quad (1.24)$$

Za dovoljno veliko Δt ($\Delta t \gg 1/\Delta f$, tj. $\Delta t \Delta f \gg 1$) vremenski i frekvencijski usrednjeni ciklični periodogrami aproksimiraju jedan drugog.

1.2.2.3 Spektralna i ciklična rezolucija spektralne korelacije

Usrednjavanjem cikličnog periodograma, bilo po vremenu, bilo po frekvencijama, dobija se rezultat čija tačnost zavisi od spektralne i vremenske rezolucije. Spektralna rezolucija zavisi od minimalnog frekvencijskog rastojanja između razdvojivih spektralnih komponenti i u slučaju cikličnog periodograma $S_{x_T}^{\alpha}(t, f)$ i kratkotrajnog Fourierovog spektra $X_T(t, f)$ je ista i iznosi $\Delta f^0 \approx 1/T$, dok je vremenska rezolucija $\Delta t^0 = T$ jer se integracija vrši u intervalu T . S obzirom na date definicije, važi $\Delta t^0 \Delta f^0 \approx 1$. Usrednjavanjem cikličnih periodograma po vremenu ili frekvencijama, jedna od ove dve rezolucije se pogoršava. Kod vremenskog usrednjavanja vremenska rezolucija se pogoršava za $\Delta t \gg 1/\Delta f$, a kod frekvencijskog usrednjavanja se pogoršava spektralna rezolucija za $\Delta f \gg 1/\Delta t$. Za obe procene važi da je $\Delta f \Delta t \gg 1$ [2].

U cikličnoj spektralnoj analizi postoji i ciklična rezolucija koja za obe procene iznosi $\Delta \alpha = 1/\Delta t$, odnosno moguće je razdvojiti sadržaj spektralne korelacije na cikličnim frekvencijama udaljenim za više od $\Delta \alpha$.

Uslov pouzdanosti ciklične spektralne analize se svodi na to da treba da bude $\Delta f / \Delta \alpha \gg 1$, odnosno pouzdana ciklična analiza zahteva mnogo bolju rezoluciju po cikličnim, nego po spektralnim frekvencijama.

1.2.2.4 Spektralna koherencija

Kad signal $x(t)$ nema periodičnosti prvog reda na frekvencijama $f \pm \alpha/2$, izraz (1.12) odgovara kovarijansi pošto je srednja vrednost spektralne komponente $X_T(t, f \pm \alpha/2)$ jednaka nuli, tj.:

$$\lim_{\Delta t \rightarrow \infty} \frac{1}{\Delta t} \int_{-\frac{\Delta t}{2}}^{\frac{\Delta t}{2}} X_T \left(t, f \pm \frac{\alpha}{2} \right) dt = 0. \quad (1.25)$$

Isto tako, kada se zameni $\Delta f = 1/T \rightarrow 0$ u izrazu (1.12), dolazi se do spektralne gustine snage koja postaje varijansa signala:

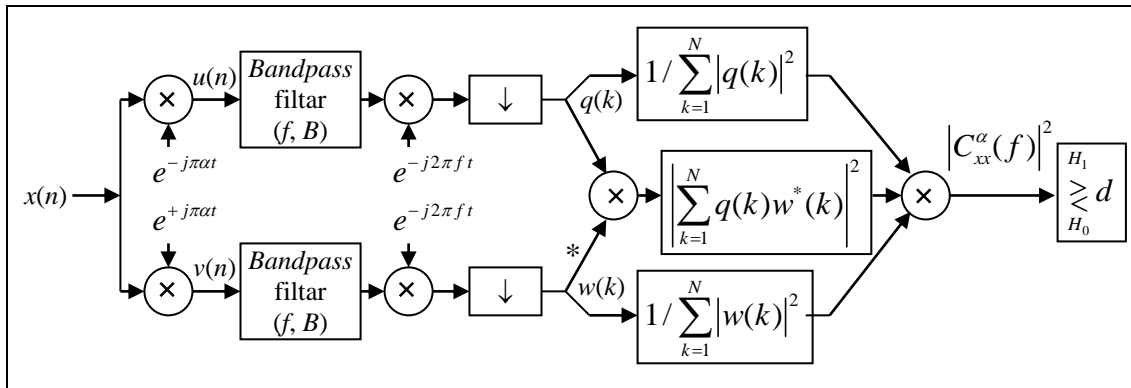
$$S_{xx} \left(f \pm \frac{\alpha}{2} \right) \triangleq \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \lim_{\Delta t \rightarrow \infty} \frac{1}{\Delta t} \int_{-\frac{\Delta t}{2}}^{\frac{\Delta t}{2}} \Delta f |X_{1/\Delta f}(t, f \pm \alpha/2)|^2 dt. \quad (1.26)$$

Spektralno korelacioni koeficijent, koji se naziva i ciklični korelacioni koeficijent, kao i spektralna koherencija (SOF – *Spectral Coherence Function*), definiše se kao količnik cikličnog spektra i geometrijske sredine odgovarajućih spektralnih gustina snaga:

$$C_{xx}^{\alpha}(f) \triangleq \frac{S_{xx}^{\alpha}(f)}{\sqrt{S_{xx}(f+\frac{\alpha}{2})S_{xx}(f-\frac{\alpha}{2})}}. \quad (1.27)$$

Spektralna koherencija služi za izražavanje stepena lokalne spektralne redudanse, odnosno korelacije spektralnih komponenta na frekvencijama $f+\alpha/2$ i $f-\alpha/2$. Važi da je $|C_{xx}^{\alpha}(f)| \leq 1$, pri čemu se za slučaj kada je $|C_{xx}^{\alpha}(f)| = 1$ kaže da je signal $x(t)$ kompletno koherentan (maksimalan iznos periodičnosti drugog reda) sa spektralnom frekvencijom f i cikličnom frekvencijom α , a za slučaj kada je $|C_{xx}^{\alpha}(f)| = 0$ se kaže da je signal kompletno nekoherentan (nema periodičnosti drugog reda) sa spektralnom frekvencijom f i cikličnom frekvencijom α .

Ciklični detektor odlučuje o prisustvu ili odsustvu signala na osnovu iznosa $C_{xx}^{\alpha}(f)$ na nekom paru spektralne i ciklične frekvencije (f, α) . Principiska šema monocikličnog detektora na bazi kvadrata spektralne koherencije je prikazana na Sl. 1.1. [4].



Sl. 1.1- Monociklični detektor na bazi kvadrata spektralne koherencije

Kumulativna funkcija raspodele kvadrata spektralne koherencije $C_{xx}^{\alpha}(f)$, $\psi = |C_{xx}^{\alpha}(f)|^2$, u slučaju kada je samo beli Gausov šum na ulazu detektora (hipoteza H_0), ima oblik [1]

$$F_{\Psi}(\psi / H_0) = 1 - (1 - \psi)^{N-1} \quad (1.28)$$

gde je N broj odbiraka u korelacionim sumama detektora (interval usrednjavanja). Na osnovu $F_{\Psi}(\psi/H_0)$ se za prag detekcije d dobija verovatnoća lažnog alarma P_{FA} kao [4]

$$P_{FA} = \Pr(\psi > d / H_0) = (1 - d)^{N-1} \quad (1.29)$$

Na primer, za $P_{FA}=10^{-4}$ i $N=128$, dobija se da je $d=0.07$.

Većina komunikacionih signala ima spektralnu redudansu, koja je rezultat nekih periodičnih transformacija, kao što su modulacija, diskretizacija, kodiranje ili multipleksiranje, i često je povezana sa nosećom frekvencijom i simbolskom brzinom. Različiti signali, koji se mogu preklapati i u vremenu i u frekvencijama, se uglavnom veoma uspešno mogu razlikovati na osnovu svojih SCD i SOF. Neki signali ispoljavaju veoma izražene vrednosti SCD na određenim cikličnim frekvencijama, tj. imaju izražena ciklična obeležja na tim cikličnim frekvencijama, dok ih nemaju (ili su potisnuta) u SOF, a može biti i obrnuto, kao i da imaju izražena ciklična obeležja i u SCD i u SOF. Nasuprot tome, većina šumova ne ispoljava ciklostacionarnost, što pruža odlične mogućnosti razlikovanja komunikacionih signala, koji imaju ciklična obeležja, i šuma, koji ih nema, čak i pri izrazito malim SNR.

1.2.3 Stohastičke definicije ciklične autokorelacione funkcije i spektralne korelacije

Osnovna definicija ciklostacionarnih procesa drugog reda je zasnovana na stohastičkom pristupu. U opštem slučaju, ove definicije su prilagođenije analiziranim signalima koji imaju stohastičku prirodu.

U stohastičkom smislu, za slučajan proces $x(t)$ se kaže da je ciklostacionaran drugog reda (ciklostacionaran u širem smislu) sa periodom $T_0=1/\alpha$, ili sa cikličnom frekvencijom α , ako su njegova srednja vrednost $m_x(t)=E\{x(t)\}$ i autokorelacija $\mathfrak{R}_{xx}(t,\tau)$ i/ili konjugovana autokorelacija $\mathfrak{R}_{xx^*}(t,\tau)$ periodični sa tim periodom T_0 , tj.:

$$m_x(t) \triangleq E\{x(t)\} = m_x(t+kT_0), \quad (1.30)$$

$$\mathfrak{R}_{xx}(t,\tau) \triangleq E\{x(t+\tau/2)x^*(t-\tau/2)\} = \mathfrak{R}_{xx}(t+kT_0,\tau), \quad (1.31)$$

gde je $E\{\cdot\}$ operator matematičkog očekivanja („usrednjavanje po ansamblu“), k ceo broj, a $(\cdot)^*$ konjugovano kompleksna vrednost. U zavisnosti da li je operacija konjugacije $(^*)$ uključena ili ne u izraz (1.31), $\mathfrak{R}_{xx}(t,\tau)$ predstavlja autokorelaciju ili konjugovanu autokorelaciju $\mathfrak{R}_{xx^*}(t,\tau)$.

Stohastička konjugovana autokorelacija ima sličnu definiciju stohastičkoj autokorelaciji:

$$\mathfrak{R}_{xx^*}(t,\tau) \triangleq E\{x(t+\tau/2)x(t-\tau/2)\}. \quad (1.32)$$

Ako su srednja vrednost i autokorelaciona funkcija slučajnog procesa periodični sa više nesamerljivih perioda T_i , odnosno sa više neharmonijskih osnovnih frekvencija $\alpha_i=1/T_i$, takav proces je policiklostacionaran (ili skoro ciklostacionaran) u širem smislu, a za autokorelacionu funkciju se kaže da je skoro periodična funkcija.

Stohastička ciklična autokorelacija se definiše kao:

$$\mathfrak{R}_{xx}^{\alpha}(\tau) \triangleq \langle \mathfrak{R}_{xx}(t, \tau) e^{-j2\pi\alpha t} \rangle. \quad (1.33)$$

Stohastička konjugovana ciklična autokorelacija se slično definiše:

$$\mathfrak{R}_{xx^*}^{\alpha}(\tau) \triangleq \langle \mathfrak{R}_{xx^*}(t, \tau) e^{-j2\pi\alpha t} \rangle. \quad (1.34)$$

U slučaju ciklostacionarnog procesa drugog reda, ciklična autokorelacija se, zbog periodičnosti, može predstaviti Fourierovim redom:

$$\mathfrak{R}_{xx}(t, \tau) \triangleq \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \mathfrak{R}_{xx}^{\frac{n}{T_0}}(\tau) e^{j2\pi\frac{n}{T_0}t}, \quad (1.35)$$

gde koeficijenti Fourierovog reda iz (1.35):

$$\mathfrak{R}_{xx}^{\frac{n}{T_0}}(\tau) \triangleq \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} \mathfrak{R}_{xx}(t, \tau) e^{-j2\pi\frac{n}{T_0}t} dt, \quad (1.36)$$

predstavljaju funkciju ciklične autokorelacije.

U opštem slučaju policiklostacionarnih procesa u širem smislu, stohastička autokorelacija se dobija kao:

$$\mathfrak{R}_{xx}(t, \tau) \triangleq \sum_{\alpha} \mathfrak{R}_{xx}^{\alpha}(\tau) e^{j2\pi\alpha t}, \quad (1.37)$$

pri čemu se sumiranje vrši za svako α , odnosno po svim harmonicima svih fundamentalnih frekvencija.

Stohastička spektralna korelacija i konjugovana spektralna korelacija se definišu Fourierovom transformacijom, analogno odgovarajućim nestohastičkim definicijama:

$$S_{xx}^{\alpha}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathfrak{R}_{xx}^{\alpha}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau, \quad (1.38)$$

$$S_{xx^*}^{\alpha}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathfrak{R}_{xx^*}^{\alpha}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau. \quad (1.39)$$

Još jedna definicija stohastičke spektralne korelacije je:

$$S_{xx}^{\alpha}(f) \triangleq \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \langle \Delta f \cdot E \left\{ X_T(t, f + \frac{\alpha}{2}) X_T^*(t, f - \frac{\alpha}{2}) \right\} \rangle, \quad (1.40)$$

gde je $X_T(t, f)$ kratkotrajna Fourierova transformacija, definisana sa (1.11) i izračunata na intervalu $[-T/2, T/2]$ i $\Delta f = 1/T$.

Za razliku od nestohastičkih definicija ciklične autokorelacije i spektralne korelacije, gde se usrednjavanje vrši samo po vremenu, kod stohastičkog pristupa se usrednjavanje vrši i po vremenu i po ansamblu.

Ukoliko je nestohastička ciklična autokorelacija jednaka stohastičkoj cikličnoj autokorelaciji, za takav proces se kaže da je cikloergodičan [5]. Cikloergodičnosti obezbeđuje identičnost sinhronizovanog vremenskog usrednjavanja i usrednjavanja po ansamblu.

1.2.4 Profili cikličnih obeležja u domenu cikličnih frekvencija

Poznato ograničenje ciklostacionarne analize je računsko složenost, koja postoji usled velikog broja izračunavanja korelacije radi određivanja cikličnog spektra ili spektralne koherencije u širokom opsegu spektralnih i cikličnih frekvencija. Osim toga, potrebno je povećati frekvenciju odabiranja signala od interesa pre izračunavanja SCD ili SOF, što dodatno usložnjava računanje. Pri tom, zahtevnije je izračunavanje SOF od SCD, na šta upućuju njihove definicije. Nakon toga, u daljoj obradi, npr. u cilju detekcije ili klasifikacije, barata se velikom količinom dvodimenzionalnih (2D) podataka jer su i SCD i SOF funkcije dve promenljive (spektralne frekvencije f i ciklične frekvencije α). Jedan od načina da se redukuje složenost jeste uvođenje profila SCD i SOF u domenu cikličnih frekvencija, odnosno CDP (*Cycle frequency Domain Profile*) ili α -profila.

CDP cikličnog spektra ili spektralne koherencije predstavlja maksimume po spektralnim frekvencijama i zavisi samo od α . CDP cikličnog spektra se definiše kao:

$$I_S(\alpha) \triangleq \max_f |S_{xx}^\alpha(f)|, \quad (1.41)$$

a CDP spektralne koherencije se definiše na sličan način:

$$I_C(\alpha) \triangleq \max_f |C_{xx}^\alpha(f)|. \quad (1.42)$$

Literatura

- [1] M. Castro, "Cyclostationary detection for OFDM in cognitive radio systems", Master Thesis, Faculty of the Graduate College, University of Nebraska, 2011.
- [2] D. Vucic, "Ciklična spektralna analiza signala", Zadužbina Andrejevic, 2001
- [3] I. Akbar, "Statistical Analysis of Wireless Systems Using Markov Models", PHD Thesis, Virginia Polytechnic Institute, 2007.
- [4] Enserink, S., and D. Cochran, „A cyclostationary feature detector“, in Signals, Systems and Computers, 1994. 1994 Conference Record of the Twenty-Eighth Asilomar Conference on, pp. 806 - 810 vol.2, Pacific Grove, CA, USA, Nov 1994

- [5] B. Ramkumar, "Automatic Modulation Classification and Blind Equalization for Cognitive Radios", PHD Thesis, Faculty of Virginia Polytechnic Institute and State University, 2008.

2 OFDM signali

Koncept OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) signala se pojavio sredinom 20. veka radi primene u vojnim komunikacijama. Međutim, primena je bila veoma ograničena usled složene implementacije. Uvođenjem IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) i FFT (*Fast Fourier Transform*) u projektovanje predajnika/prijemnika, što se dogodilo 1970-tih [1], znatno je pojednostavljena implementacija. Sa daljim razvojem tehnologije i zbog potrebe za efikasnijim korišćenjem spektra, od 1990-tih godina počinje ekspanzija u primeni OFDM-a. U skorije vreme, intenzivnim porastom primene Interneta, multimedijalnih i širokopojasnih servisa, OFDM stiže sve veću popularnost. Prednosti OFDM su dovele do njegove implementacije u CR kao glavne tehnologije za pristup radio spektru [2].

Značaj OFDM se ogleda i u tome što je deo brojnih standarda, kao što su: WRAN (IEEE 802.22), *Satellite and Terrestrial Digital Audio Broadcasting* (DAB), *Digital Terrestrial TV Broadcasting* (DVB), *Asymmetric Digital Subscriber Line* (ADSL), WLAN (IEEE 802.11 a/g), WiMAX (IEEE 802.16), 3G LTE, 4G bežični standardi i dr.

Princip modulacije sa više nosilaca (MCM – *Multicarrier Modulations*), čiju najznačajniju klasu u ovom momentu predstavlja OFDM, zasniva se na deljenju signala širokog spektra i velike simbolske brzine na više signala užih spektara i manjih simbolskih brzina. U konvencionalnom FDM (*Frequency Division Multiplex*) sistemu podkanali su razdvojeni tako da nema frekvencijskog preklapanja među njima, dok kod OFDM sistema postoji preklapanje, ali ono samo po sebi ne uzrokuje interferenciju zbog ortogonalnosti podnosilaca. OFDM se može posmatrati kao spektralno efikasna FDM tehnika.

OFDM ima brojne prednosti:

- Veliku spektralnu efikasnost, koja je bliska Nikvistovoj granici jer nisu potrebni zaštitni intervali između susednih kanala.
- Veliku efikasnost po snazi. Usled toga što su podkanali uski, na svakom od njih je moguće kontrolisati snagu i time postići efikasnost blisku Šenonovoj granici.
- Jedna od najbitnijih prednosti OFDM je mogućnost primene u sistemima bez optičke vidljivosti (*Non Line of Sight*, NLOS).
- Otpornost na frekvencijski selektivan fading. OFDM simbol traje znatno duže od simbola koji bi bio u slučaju jednog nosioca, te propagacija po više putanja i vremenska

disperzija znatno manje utiču na OFDM sistem nego na sisteme sa jednim nosiocem. Osim toga, moguće je primeniti kanalno kodovanje i korekciju grešaka na pojedinim podkanalima koji su pod uticajem dubokog fadinga.

- Ekvalizacija se eliminiše ili je pojednostavljena u odnosu na sisteme sa jednim nosiocem koji koriste adaptivne tehnike ekvalizacije.
- Manje je osetljiv na pomeraje trenutaka odabiranja u odnosu na sisteme sa jednim nosiocem.
- Obezbeđuje dobru zaštitu od međukanalne interferencije.
- Otpornost na impulsni šum. Trajanje OFDM simbola je mnogo duže od trajanja simbola u sistemima sa jednim nosiocem, te samo mali deo OFDM simbola može biti pod uticajem impulsnog šuma.
- Otpornost na uskopojasnu interferenciju. Ovaj tip interferencije može uticati samo na neke podkanale. Takvi kanali se mogu izuzeti iz upotrebe ili se na njima može primeniti kanalno kodovanje i korekcija grešaka.
- Brzina prenosa se može podešavati uslovima u kanalu.
- Implementacija u realnom vremenu, što omogućavaju savremene tehnike obrade signala.

Pored brojnih prednosti, OFDM ima i mane. Jedna od njih je veliki odnos vršne snage prema srednjoj snazi (*Peak to Average Power Ratio*, PAPR), koji se javlja usled toga što je OFDM signal zbir velikog broja signala iz podkanala. Zbog toga je potrebno primeniti odgovarajući pojačavač, koji je linearan u velikom dinamičkom opsegu, da ne bi došlo do distorzije prenošenog signala i zračenja van opsega koji je predviđen za prenos.

Nedostatak OFDM je i velika osetljivost na frekvencijski pomeraj nosioca (*Carrier Frequency Offset*). Pošto su opsezi podkanala samo mali deo ukupnog frekvencijskog opsega OFDM signala, mali pomeraji na podnosiocima mogu uzrokovati značajnu interferenciju, te je potrebno primeniti veoma precizne estimatore frekvencijskih pomeraja. Pored osetljivosti na frekvencijske pomeraje, OFDM je osetljiv i na fazni šum i vremensku sinhronizaciju.

2.1 Pregled istraživanja i aktuelnih problema u vezi sa OFDM signalima

Među OFDM signalima, važno mesto zauzimaju dva tipa signala, OFDM/QAM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing / Quadrature Amplitude Modulation*) i OFDM/OQAM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing / Offset Quadrature Amplitude Modulation*). Prvi tip (OFDM/QAM) je najzastupljeniji u primenama OFDM. Pri tom,

OFDM/QAM sistemi zasnovani na cikličnom prefiksu (*Cyclic Prefix*, CP) koriste pravougaone impulse, odnosno ne vrši se uobličavanje impulsa, što znatno utiče na frekvencijske osobine signala. Posebno je zanimljivo osvrnuti se na uticaj intersimbolske interferencije (*Intersymbol Interference*, ISI) i međukanalne interferencije (*Interchannel Interference*, ICI) budući da su česta pojava u kanalima. Ukoliko kanal ne dovodi do pojave frekvencijskog pomeraja, međukanalnu interferenciju je moguće izbeći primenom ortogonalnih podosilaca, što je ispunjeno ako vremenski i frekvencijski translirane verzije prototip funkcije, tj. funkcije za uobličavanje impulsa, formiraju ortonormalnu bazu. Međusimbolska interferencija se takođe može izbeći ako se uvede ciklični prefiks, ali to dovodi do smanjenja spektralne efikasnosti. Ipak, u kanalima se obično dešava i frekvencijska i vremenska disperzija, te bi bilo poželjno imati funkcije za uobličavanje impulsa sa dobrom vremensko-frekvencijskom lokalizacijom, a taj uslov ne zadovoljava pravougaoni impuls. Zbog toga se kao interesantna alternativa OFDM/QAM signalima pojavio OFDM/OQAM signal. Kod njega su podnosioci modulirani kvadraturnom amplitudnom modulacijom sa pomerajem (OQAM), tj. sa pomerajem između realnih i imaginarnih komponenti kompleksnih QAM simbola za polovinu simbolskog intervala. Oba tipa signala, i OFDM/QAM i OFDM/OQAM, omogućavaju ortogonalnost i potencijalno maksimalnu spektralnu efikasnost. Pored toga, praktična implementacija se može ostvariti primenom diskretne Fourierove transformacije (DFT), čime se postiže računaska efikasnost. Ono što predstavlja bitnu razliku pomenutih tipova signala je što OFDM/OQAM omogućava efikasno uobličavanje impulsa, odnosno dobru vremensko-frekvencijsku lokalizaciju filtra za uobličavanje impulsa, čak i pri maksimalnoj spektralnoj efikasnosti i ortogonalnim podnosiocima, što kod OFDM/QAM nije moguće. Naime, za OFDM/QAM koji ima dobru vremensko-frekvencijsku lokalizaciju i kod koga su ortogonalni podnosioci, ne može se postići maksimalna spektralna efikasnost [3].

Kada je u pitanju izbor funkcije za uobličavanje impulsa, u [3] je dat uporedni pregled funkcija koje obezbeđuju ortogonalnost i maksimalnu spektralnu efikasnost kod OFDM/OQAM. U [3] su razmatrane: pravougaona funkcija, funkcija *Half-cosine*, Gausova funkcija, *Isotropic Orthogonal Transform Algoritam* (IOTA) i *Extended Gaussian Function* (EGF). Sve ispunjavaju uslov ortogonalnosti osim Gausove funkcije, ali Gausova funkcija ima veoma dobru vremensko-frekvencijsku lokalizaciju, pri čemu se oblici funkcije u vremenskom i frekvencijskom domenu razlikuju samo u faktoru skaliranja osa. Predstavljen je IOTA algoritam kojim se dolazi do ortonormalne baze funkcija, ali je izbor polazne funkcije ograničen na Gausovu. Postoje i drugi postupci za dobijanje ortogonalne ili približno ortogonalne baze sa mnogo širim izborom prototip funkcija [4, 5], o čemu će biti reči u nastavku. IOTA funkcija

zapravo predstavlja poseban slučaj EGF i zajedno sa familijom EGF deli poželjne osobine, kao što su ortogonalnost i dobra vremensko-frekvencijska lokalizacija. Osim toga, IOTA tehnika je našla primenu u implementaciji fizičkog sloja MCM (*Multicarrier Modulation*) u vidu FBMC (*Filter Bank based Multi-Carrier*), što je istraženo u evropskom projektu PHYDYAS [6].

Ako bismo razmatrali ortogonalnost OFDM/OQAM, u radovima su uglavnom analizirane funkcije za uobličavanje impulsa beskonačnog trajanja, te nisu uzimani u obzir efekti odsecanja i diskretizacije takvih funkcija, koji dovode do toga da se ortogonalnost u diskretnim sistemima narušava. Međutim, u [4, 5, 7] su izvedeni uslovi ortogonalnosti za OFDM/OQAM u diskretnom domenu, što predstavlja novinu u odnosu na prethodne radove. U okviru [7] je prikazana digitalna šema primopredajnika, upotrebljen je filter za uobličavanje impulsa simetričnog i konačnog impulsnog odziva proizvoljne dužine, primenjena je polifazna dekompozicija filtra za uobličavanje impulsa na osnovu koje su dobijane šeme za efiksnu implementaciju modulatora i demodulatora zasnovane na IFFT. Polifazne komponente prototip filtra, odnosno filtra za uobličavanje impulsa, su dovedene u vezu koja određuje uslov diskretne ortogonalnosti. U [4, 5] je takođe definisan uslov ortogonalnosti, koji je određen koeficijentima filtra za uobličavanje impulsa i brojem podnosilaca, te je formulisan u vremenskom domenu, frekvencijskom domenu i domenu diskretne Zakove transformacije (DZT). Osim toga, određivanje koeficijenata ortogonalnih filtara [4, 5] je prilično jednostavno i nije računski zahtevno jer se bazira na DFT, a omogućava dobru vremensku i frekvencijsku lokalizaciju.

Problem detekcije i klasifikacije OFDM/QAM i OFDM/OQAM signala je razmatran u radovima, o kojima će u nastavku biti reči.

Detekcija OFDM/QAM i OFDM/OQAM signala se efikasno može izvršavati procenom ciklostacionarnih (*Cyclostationary*, CS) obeležja. Radi jednostavnijeg opisa parametara signala, formulom (2.1) i formulom (2.2) su definisani u diskretnom domenu OFDM/QAM i OFDM/OQAM signali, respektivno [4, 8]. Za OFDM signal koji bi bio generisan tako da ne postoji ni vremensko-frekvencijski zaštitni interval (odnosno u formuli (2.1) $N = M$), niti da se vrši uobličavanje impulsa (odnosno impulsi su pravougaoni sa M odbiraka), niti da se primenjuju različiti faktori ponderisanja (težinski koeficijenti) na podnosiocima, dobili bismo stacionaran signal [8], te spomenuti način detekcije ne bi bio moguć. Postoji više načina da OFDM signal postane CS: uvođenje težinskih koeficijenata na podnosiocima, primena vremensko-frekvencijskog zaštitnog intervala (npr. upotrebom cikličnog prefiksa), uobličavanje impulsa, kao i periodično prekodovanje sekvence na predaji [8].

$$x[n] = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} C_{k,l} g[n - lM] e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)k(n-lM)} \quad (2.1)$$

$$x[n] = \sum_{k=0}^{M-1} \left(\sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(C_{k,l}^R g[n - lM] e^{j\left(\frac{2\pi}{M}\right)k(n-\alpha/2)} + jC_{k,l}^I g[n + M/2 - lM] e^{j\left(\frac{2\pi}{M}\right)k(n-\alpha/2)} \right) \right) \quad (2.2)$$

U formulama (2.1) i (2.2), N je broj podnosilaca, $g(n)$ je impulsni odziv filtra za uobličavanje impulsa dužine M (u (2.2) je $N = M$), $C_{k,l}$ je kompleksni QAM simbol na k -tom podnosiocu i u l -tom simbolskom intervalu, $C_{k,l}^R$ i $C_{k,l}^I$ su realni i imaginarni deo od $C_{k,l}$, respektivno, dok za parametar α važi $\alpha \in [0, M-1]$.

U radovima je posebno razmatrano kako se može vršiti detekcija i klasifikacija signala u uslovima višestrukog prostiranja, pa je u [9] prikazan način klasifikacije signala po tipu modulacije korišćenjem CS obeležja i neuralnih mreža. U slučaju da u kanalu postoji aditivni beli Gausov šum (ABGŠ ili AWGN - *Additive White Gaussian Noise*), kao i frekvencijski zavistan feding usled višestrukog prostiranja, procenom spektralne korelacione funkcije (SCF) i funkcije spektralne koherencije (SOF), moguće je uspešno klasifikovati signale po tipu modulacije [9], gde su primenjene klase: AM (*Amplitude Modulation*), BPSK (*Binary Phase Shift Keying*), BFSK (*Binary Frequency Shift Keying*), CDMA (*Code Division Multiple Access*) ili zajednička klasa za QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), PSK (*Phase Shift Keying*) i OFDM. Kada su u pitanju tri zadnje modulacije (QAM, PSK i OFDM), razlika u SOF nije dovoljno velika da bi svaka modulacija imala zasebnu klasu. U [9] su osim cikličnih obeležja primenjene i neuralne mreže, koje su trenirane na osnovu cikličnog i frekvencijskog profila SOF. U istom radu je istražena i mogućnost primene prostornog diverzitija upotrebom antenskog niza na prijemu, gde se procenjuje SNR na svakoj anteni i jedan od dva algoritama za izračunavanje SOF: kombinovanje sa selekcijom (*Selection Combining*) ili kombinovanje sa maksimalnim odnosom (*Maximum Ratio Combining*). Pokazana je izuzetna robusnost SOF u kanalima sa fedingom, što pokazuje uspešnost klasifikacije od približno 100% za SNR od 2 dB kada se primeni *Maximum Ratio Combining* algoritam i 4 antene.

U [10] se, kao i u [9], razmatra kanal sa višestrukim prostiranjem signala, ali u kontekstu vremenski zavisnog fedinga i ABGŠ. Utvrđeno je da se OFDM/OQAM može predstaviti pomoću linearne periodične vremenski-promenljive transformacije (*Linear Periodic Time-variant*, LPTV), koja je pogodna za procenu CS obeležja na bazi izračunavanja ciklične autokorelacije (*Cyclic autocorrelation function*, CAF) i SCF [10, 11]. U [10] je pokazano da OFDM/OQAM signal u osnovnom opsegu, sa uobličanim impulsima, je ciklostacionaran (CS), i to tako da SCF ima nenulte elemente na cikličnim frekvencijama $\alpha=2i/T$, gde je i proizvoljan ceo broj, a T trajanje OFDM simbola. Međutim, osobina inherentne CS ne daje dovoljno

izražena obeležja, ali se ona mogu poboljšati uvođenjem CS signatura. U [10] su signature uvedene na jednostavan način - formiraju se redundantnim prenosom istih simbola na više podnosilaca, tj. kreiraju se mapiranjem nekog skupa podnosilaca u drugi skup podnosilaca. Dakle, neku signaturu karakteriše skup ponosilaca čiji se simboli preslikavaju na druge podnosioce i fiksni razmak između polaznih i preslikanih podnosilaca. Na opisani način se dobijaju CS obeležja, koja su veoma izražena i nalaze se na cikličnim frekvencijama $\alpha=p/T$, za samo cele nenulte parne brojeve p , tj. $p \in \{\pm 2i, i=1, 2, 3, \dots\}$, koji predstavljaju razmak između originalnih i preslikanih podnosilaca. Mogućnost detekcije je evidentna i u uslovima kada postoji samo ABGŠ u kanalu, kao i kada dodatno postoji i vremeski zavistan feding, s tim što je detekcija otežana u drugom slučaju [10]. Radi boljih CS obeležja, potrebno je prikupiti više odbiraka signala ili povećati skup podnosilaca koji se preslikavaju, ali to rezultuje usporavanjem proračuna CS obeležja, odnosno smanjenjem spektralne efikasnosti, respektivno. Ipak, poboljšanja u detekciji CS obeležja ne dolaze na račun povećanja složenosti prijemnika, koji u svakom slučaju ostaje jednostavne strukture [10].

U [11] je takođe primenjena LPTV transformacija radi dobijanja CS obeležja, kako OFDM/OQAM signala, tako i OFDM/QAM signala sa cikličnim prefiksom. Osim toga, u [11] je dat opširniji pregled izraza za CAF i SCF, kao i za konjugovane CAF i SCF. OFDM/OQAM signal je realizovan na bazi filtarske banke (*Filtar Bank Multi-carrier*, FBMC). Što se tiče inherentne ciklostacionarnosti, ona je bolje izražena u klasičnom OFDM signalu sa cikličnim prefiksom, nego u OFDM/OQAM. Radi poboljšanja detekcije, kod oba tipa signala (sa OFDM/QAM ili OFDM/OQAM) se mogu uvesti CS signature na jednostavan, prethodno opisani način [10, 11]. Takva obeležja se mogu postaviti na željenu (jednu ili više) cikličnu frekvenciju.

Posebno treba napraviti osvrt na pitanje konjugovane ciklostacionarnosti kod signala od interesa. Utvrđeno je da OFDM/QAM (ili OFDM/MPSK za $M \neq 2$) ne pokazuje konjugovanu ciklostacionarnost [11]. Međutim, za OFDM/OQAM je drugačiji slučaj. Naime, ranije se smatralo da ni on ne ispoljava konjugovanu ciklostacionarnost [10, 11], ali na osnovu rezultatima naših istraživanja [12] je pokazano da OFDM/OQAM signali sa uobličavanjem impulsa ispoljavaju karakteristična i veoma izražena konjugovana ciklična obeležja. Značaj navedenog rezultata je što je za OFDM/OQAM moguće izbeći uvođenje signatura, a samim tim i odgovarajućeg *overhead*-a, pri čemu ostaju izražena konjugovana CS obeležja.

Slične analize kao u [10] se mogu naći u [13, 14], ali se odnose na klasičan OFDM signal. Razmatran je slučaj kada postoji samo ABGŠ, kao i kada dodatno postoji Rejlijev feding, pri čemu je primenjen model kanala: *The COST 207 Bad Urban Multipath Rayleigh-fading*

Channel. U OFDM signal, koji je bez cikličnog prefiksa, su ugrađene signature na isti način kao u [10, 11]. Fiksni razmakom među originalnim i preslikanim podnosiocima je određena ciklična frekvencija na kojoj se javlja SCF obeležje, dok je brojem grupa podnosilaca koje se preslikavaju određeno koliko postoji obeležja na različitim spektralnim frekvencijama za istu cikličnu frekvenciju. Kroz simulacije je utvrđeno da su CS obeležja znatno narušena u kanalima pod uticajem Rejlijevog fedinga, ali se veoma dobro mogu popraviti ukoliko se više nosioca preslikava, kao i ukoliko se primeni više grupa podnosilaca za preslikavanje (*Multi-feature CS Signature*). Međutim, tako se povećava *overhead*. Drugi način za poboljšanja CS je da se obrade duže sekvence OFDM signala, a najbolji rezultati se dobijaju primenom obe metode [10, 11, 13, 14]. Ako imamo na umu primenu u kognitivnom radiju, u [14] su istaknute prednosti generisanja jedinstvenih ciklostacionarnih obeležja u odnosu na oslanjanje na inherentnu ciklostacionarnost OFDM/QAM signala, kod kojih su obeležja znatno slabije izražena. Na ovaj način dobijamo mogućnost direktne kontrole i manipulacije ciklostacionarnim obeležjima, što ima primenu u identifikaciji kognitivne mreže i sinhronizaciji noseće frekvencije. Pored navedenog, prednost je jednostavna implementacija jer estimator takvih signala zahteva malu modifikaciju prijemnika [14].

Prednosti primene cikličnog detektora u odnosu na konvencionalnije metode detekcije su potvrđene i u slučaju primene tehnike proširenog spektra sa direktnom sekvencom i PSK modulacijom (*Direct Sequence Spread Spectrum Phase Shift Keyed*, DS-SS PSK) [15], u uslovima gde postoje ABGŠ i interferencija, koja je u datom slučaju uskopojasna i slučajno locirana u spektru [15]. U navedenom radu su prikazane performanse 4 detektora: optimalni radiometar, optimalni modifikovani radiometar i dva ciklična detektora, gde jedan radi na cikličnoj frekvenciji jednakoj protoku čipova, a drugi na cikličnoj frekvenciji jednakoj dvostrukoj frekvenciji nosioca. Prednosti primene cikličnih detektora u odnosu na optimalni radiometar i optimalni modifikovani radiometar su kvantifikovane na osnovu operativnih karakteristika prijemnika za nekoliko različitih sredina prenosa signala i vremena prikupljanja odbiraka u prijemniku.

Detekcija i klasifikacija signala koji se razlikuju po tipu modulacije, može se vršiti procenom SOF i skrivenih Markovljevih modela (*Hidden Markov Model*, HMM), kao što je urađeno u [16] za modulacije: SSB-SC-AM (*Single-Sideband Suppressed-Carrier Amplitude Modulation*), BPSK, BFSK, MSK (*Minimum Phase Shift Keying*) i QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*). Kao što se SOF prijemnog signala može obrađivati na osnovu neuralnih mreža istreniranih za svaki od tipova modulacija [9], može se obrađivati i na osnovu parametara HMM za određene modulacije [16]. HMM nude teorijsku bazu za modelovanje brojnih pojava u

inženjerskim primenama, a za razliku od Markovljevih modela kod kojih su stanja sistema opservabilna kroz emitovanu sekvencu simbola, kod HMM nije moguće direktno na osnovu sekvence simbola odrediti kroz koja stanja je prošao sistem, odnosno stanja su skrivena. Zbog toga, za opisivanje HMM je potrebno poznavati matricu verovatnoća prelazaka iz svakog stanja u svako stanje, matricu verovatnoća emitovanja svakog od simbola iz svakog stanja i matricu verovatnoća početnih stanja. Ukoliko prijemnik poznaje približnu vrednost širine spektra signala, čak i u uslovima gde je SNR veoma mali (oko -3 dB) u prisustvu ABGŠ, moguće su detekcija i klasifikacija signala sa velikom uspešnošću (približno 100%), ali potrebno je da bude uzet dovoljno veliki broj odbiraka signala [16].

U kontekstu kognitivnog radija pokazuje se da je automatska klasifikacija po modulaciji (*Automatic Modulation Classification*, AMC) veoma korisna, posebno u uslovima kada prijemnik nema saznanje o radio okruženju ili kada je to saznanje veoma ograničeno. U skorije vreme distribuirani AMC sistemi, gde se u svakom čvoru vrši odlučivanje o detekciji i klasifikaciji, postaju sve popularniji u odnosu na sisteme sa samo jednim radio prijemnikom u kojem se vrši odlučivanje. AMC sistemi se tipično baziraju na dve metode: metoda verovatnoće da primljeni signal odgovara određenom tipu poslatog signala i metoda koji se bazira na određenim obeležjima signala, a na osnovu kojih se donosi odluka o tipu signala. U slučaju prve pomenute metode, potrebno je poznavati uslovne gustine verovatnoće primljenog signala. Kod druge metode obeležja signala se mogu dobiti dekompozicijom pomoću *wavelet*-a, na osnovu cikličnog spektra i sl. U [17] je prikazana jedna realizacija opisanog sistema u kojem su primenjeni višestruki AMC radio prijemnici, koji koriste ciklična obeležja signala i neuralne mreže radi detekcije i klasifikacije. U [17] je prikazan radio prijemnik, koji se sastoji iz dva dela: jedan vrši procenu CS obeležja, dok drugi donosi odluku o tipu signala. Ceo sistem se sastoji iz više radio prijemnika, koji svoju odluku prosleđuju fuzionom centru, pri čemu fuzioni centar formira globalnu odluku, kako na bazi prosleđenih odluka, tako i na bazi sopstvenih procenjenih CS obeležja (obeležja koje sam fuzioni centar izračunava). Postoje i sistemi kod kojih fuzioni centar ne procenjuje obeležja, već samo na osnovu primljenih odluka od drugih radio prijemnika formira globalnu odluku [18]. Procena CS obeležja u [17] se svodi na izračunavanje α -profila SCF i primene neuralnih mreža, koju su istrenirane za svaku od modulacija, kao i za čist šum. Za formiranje optimalnog pravila odlučivanja u svakom od radija, kao i u fuzionom centru, primenjen je nelinearni *Gauss-Seidel* iterativni algoritam. Opisani distribuirani postupak u [17] pokazuje znatno poboljšanje u detekciji i klasifikaciji u odnosu na slučaj jednog radio prijemnika, ali cena za to je zahtev za prenosom poruka između radija u sistemu i fuzionog centra.

U [19] je istražena još jedna mogućnost detekcije i klasifikacije uz pomoć CS obeležja i neuralnih mreža. Ponuđen je kognitivni sistem [19] koji se sastoji od ekstraktora obeležja, dobijenog na osnovu procenjenog cikličnog spektra, kao i klasifikatora, baziranog na ansamblu *Simplified Fuzzy ARTMAP* neuralnih mreža. U kontekstu dinamičnog pristupanja spektru, a u cilju efikasnog korišćenja radio resursa, scenario po kojem su vršene simulacije uzima u obzir dva tipa siglana, IEEE 802.16e and IEEE 802.11a. Dati scenario je izazovan jer se oba standarda baziraju na OFDM tehnici i imaju približno isti propusni opseg. Pored toga, signali se prenose u istom frekvencijskom opsegu i trpe distorziju usled višestrukog prostiranja i ABGŠ, ali uprkos tome predloženi algoritam daje dobre rezultate klasifikacije.

U [20] su razmatrani *Mobile WiMAX* i LTE OFDM signali i predstavljen je algoritam njihove združene detekcije i klasifikacije. Algoritam se primenjuje na frekvencijskom opsegu, koji je tipičan za pomenute signale i koristi razlike u CAF za: *Mobile WiMAX*, LTE OFDM i šum. Postupak združene detekcije i klasifikacije je realizovan pomoću tri klasifikatora, gde prvi svrstava signal u *Mobile WiMAX* ili grupu kojoj pripadaju LTE OFDM i šum. Drugi klasifikator svrstava signal u LTE OFDM sa razmakom među podnosiocima od 15 kHz i grupu kojoj pripadaju LTE OFDM sa razmakom među podnosiocima od 7.5 kHz i šum. Konačno, treći klasifikator svrstava signal u LTE OFDM sa razmakom među podnosiocima od 7.5 kHz ili šum. Predstavljeni algoritam daje dobre rezultate i za mali SNR, kao i za kratak opservacioni interval. Pri tome, rezultati su dobijeni za različite uslove propagacije: ABGŠ i ITU-R *Pedestrian* i *Vehicular* kanale. U [20] je posebno zanimljiv način uvođenja ciklostacionarnosti. Naime, ciklostacionarnost kod *Mobile WiMAX* signala je indukovana cikličnim prefiksom i preambulom, dok je za LTE OFDM signale indukovana cikličnim prefiksom i referentnim signalom. Pregled izraza sa izvođenjima se može naći u [20].

Kada je u pitanju prenos signala kroz radio kanal, jedan od ciljeva je svakako identifikacija kanala, i to u slučaju kada se ne prenose nikakve dodatne informacije, tj. po slepom scenariju (*Blind Scenario*). U [21] je predstavljen algoritam (*Sub-space Based Algorithm*) za slepu identifikaciju vremenski disperzivnog kanala kroz koji se prenosi OFDM/OQAM signal sa uobičajenim impulsima. Algoritam se zasniva na osobini ciklostacionarnosti OFDM/OQAM signala, koja se javlja usled preklapanja filtara za uobličavanje impulsa. Zahteva se da prijemnik poznaje frekvenciju odabiranja simbola, filter za uobličavanje impulsa i varijanse realnih i imaginarnih delova kompleksnih QAM simbola, ali ne i red kanala, kao ni raspodelu šuma, za koji se smatra da je stacionaran u širem smislu. Pokazano je da je u slučaju OFDM/OQAM, tj. bez primene zaštitnog intervala i nadodabiranja (*oversampling*) u prijemniku, slepa identifikacija kanala moguća primenom statistike drugog reda [21]. Međutim, cena koja se

plaća uvođenjem CS putem filtera za uobličavanje impulsa je to što se zahteva veća srednja snaga emitovanog signala ili smanjenje spektralne efikasnosti radi održavanja određene verovatnoće greške po bitu (BER) [21]. Osim toga, radi dobrih rezultata, potrebno je prikupiti znatan broj odbiraka.

2.2 Teorijske osnove i poređenje OFDM/QAM i OFDM/OQAM signala

U ovom delu će biti prikazane definicije OFDM/QAM i OFDM/OQAM signala u kontinualnom vremenu i u diskretnom vremenu.

OFDM sistemi koji su zasnovani na CP ne koriste uobličavanje impulsa, a to ima za posledicu lošu frekvencijsku lokalizaciju, te se zahteva ubacivanje frekvencijskog zaštitnog intervala radi izbegavanja ICI. Sa druge strane, prednost je jednostavna implementacija predajnika i prijemnika zasnovana na IFFT i FFT.

Kada se primenjuje uobličavanje impulsa, treba voditi računa i o vremenskoj lokalizaciji. Naime, idealni filtri propusivci opsega daju dobru frekvencijsku lokalizaciju i poželjni su sa stanovišta ICI, ali imaju lošu vremensku lokalizaciju, te mogu dovesti do značajne ISI. Usled navedenih razloga, u vremensko-frekvencijsko disperzivnoj sredini filtri za uobličavanje impulsa treba da imaju dobru vremensko-frekvencijsku lokalizaciju.

2.2.1 Definicija OFDM/QAM signala u kontinualnom vremenu

OFDM/QAM signal $y(t)$ je kompozitni signal dobijen sabiranjem QAM signala i može se predstaviti u obliku:

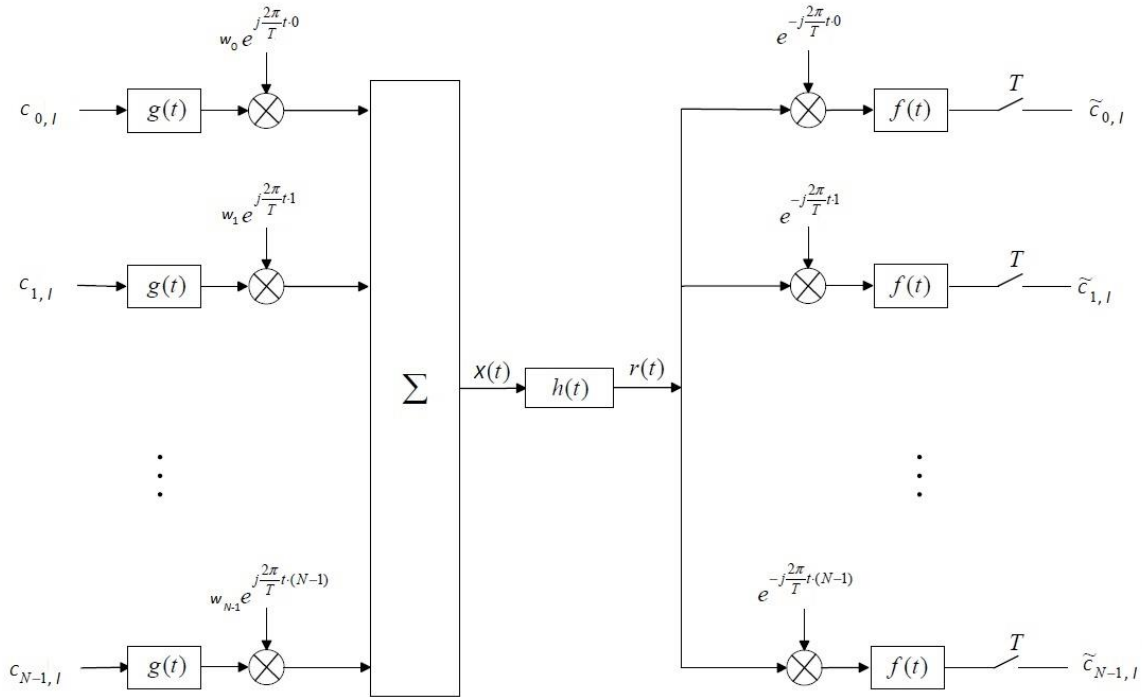
$$y(t) = R_e\{x(t)e^{j2\pi f_c t}\}, \quad (2.3)$$

gde je f_c frekvencija nosioca, a $x(t)$ ekvivalent u osnovnom opsegu, odnosno kompleksna anvelopa koju čini zbir N podkanala sa QAM modulacijom. Kompleksna anvelopa je data izrazom [1]:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k(t) = \sum_{k=0}^{N-1} w_k \sum_l C_{k,l} g(t - lT) e^{j2\pi k \Delta f t}, \quad (2.4)$$

gde je T interval kompletnog OFDM/QAM simbola sa cikličnim prefiksom trajanja T_c , N je broj podnosilaca, razmaknutih za $\Delta f = 1/T_0 = 1/(T - T_c)$, $g(t)$ je impuls za uobličavanje, w_k faktor za ponderisanje k -tog podnosioca, a $C_{k,l}$ su kompleksni, informacioni QAM simboli na k -tom podnosiocu u l -tom simboleskom intervalu.

Na Sl. 2.1. je prikazan primopredajnik OFDM/QAM simbola bez CP, gde je $h(t)$ impulsni odziv kanala, $r(t)$ je primljeni signal, $f(t)$ je prijemni filter i $\tilde{C}_{k,l}$ je detektovani QAM simbol.



Sl. 2.1- Primopredajnik OFDM/QAM signala u osnovnom opsegu

2.2.2 Definicija OFDM/QAM signala u diskretnom vremenu

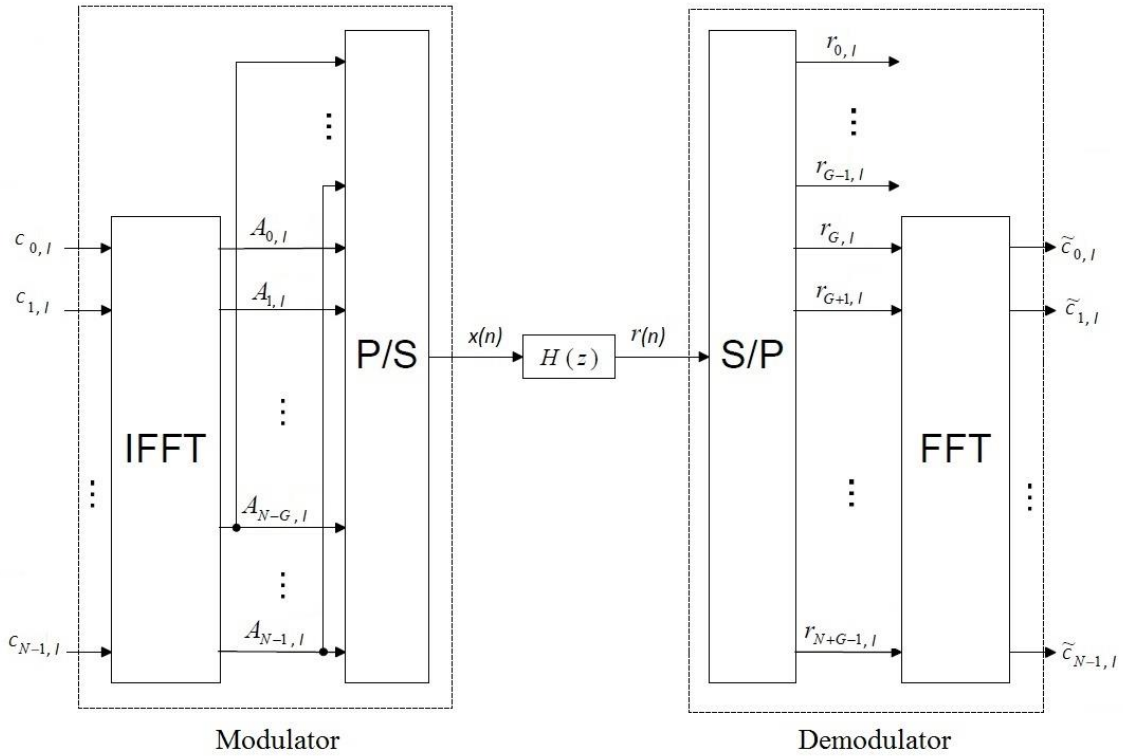
Diskretna verzija kompleksne anvelope date izrazom (2.4) dobija se odabiranjem sa periodom odabiranja $T_s = (T - T_c)/N$, odnosno kritičnim odabiranjem, što dovodi do definicije diskretne kompleksne anvelope $x(n)$ [1]:

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k(n) = \sum_{k=0}^{N-1} w_k \sum_l C_{k,l} g(n - lP) e^{j2\pi kn/N}, \quad (2.5)$$

gde P predstavlja kompletan interval OFDM/QAM simbola izražen u intervalima odabiranja, odnosno $T = PT_s$. U opštem slučaju važi $P = N+L$, gde je L dužina cikličnog prefiksa.

Kao što je ranije spomenuto, moguće je efikasno realizovati sistem koji koristi pravougaone impulse i CP. Na Sl. 2.2 je prikazan takav sistem, gde se ne primenjuje ponderisanja podnosilaca i uobličavanja impulsa, ali se primenjuje CP. Implementacija se zasniva na IFFT i FFT, pa je računski efikasna. Primenom IFFT na kompleksne QAM simbole $C_{k,l}$, izračunavaju se $A_{k,l}$, pri čemu je k ceo broj takav da je $k \in [0, N-1]$ i odnosi se na potkanal, a l označava simboleski interval OFDM simbola. Ciklični prefiks je dobijen preslikavanjem zadnjih G elemenata $A_{k,l}$ na početak OFDM simbola, a vremenski niz $x(n)$ je formiran paralelno/serijskom

konverzijom $A_{k,l}$ elemenata. Funkcija prenosa kanala je $H(z)$, a niz koji ulazi u prijemnik je $r(n)$. Nakon serijsko/paralelne konverzije niza $r(n)$, prvih G elemenata se uklanja jer oni pripadaju cikličnom prefiksu. Nad preostalim elementima se primenjuje FFT, nakon čega se dobijaju detektovani kompleksni QAM simboli $\tilde{c}_{k,l}$.



Sl. 2.2- Primopredajnik diskretnog OFDM/QAM signala u osnovnom opsegu

2.2.3 Definicija OFDM/OQAM signala u kontinualnom vremenu

OFDM/OQAM signal, $y(t)$, čija je kompleksna anvelopa $x(t)$ i frekvencija nosioca f_c , definisan je izrazom:

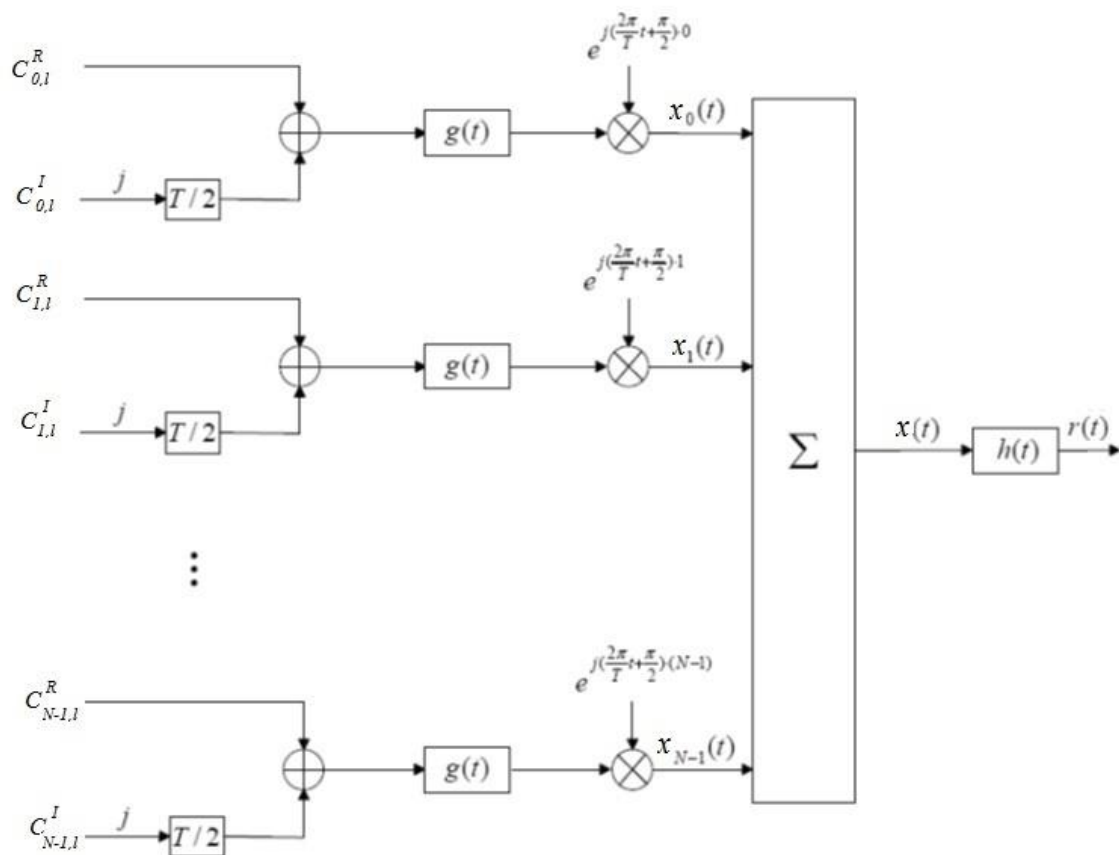
$$y(t) = R_e\{x(t)e^{j2\pi f_c t}\}. \quad (2.6)$$

Kompleksna anvelopa $x(t)$ ima oblik [1]:

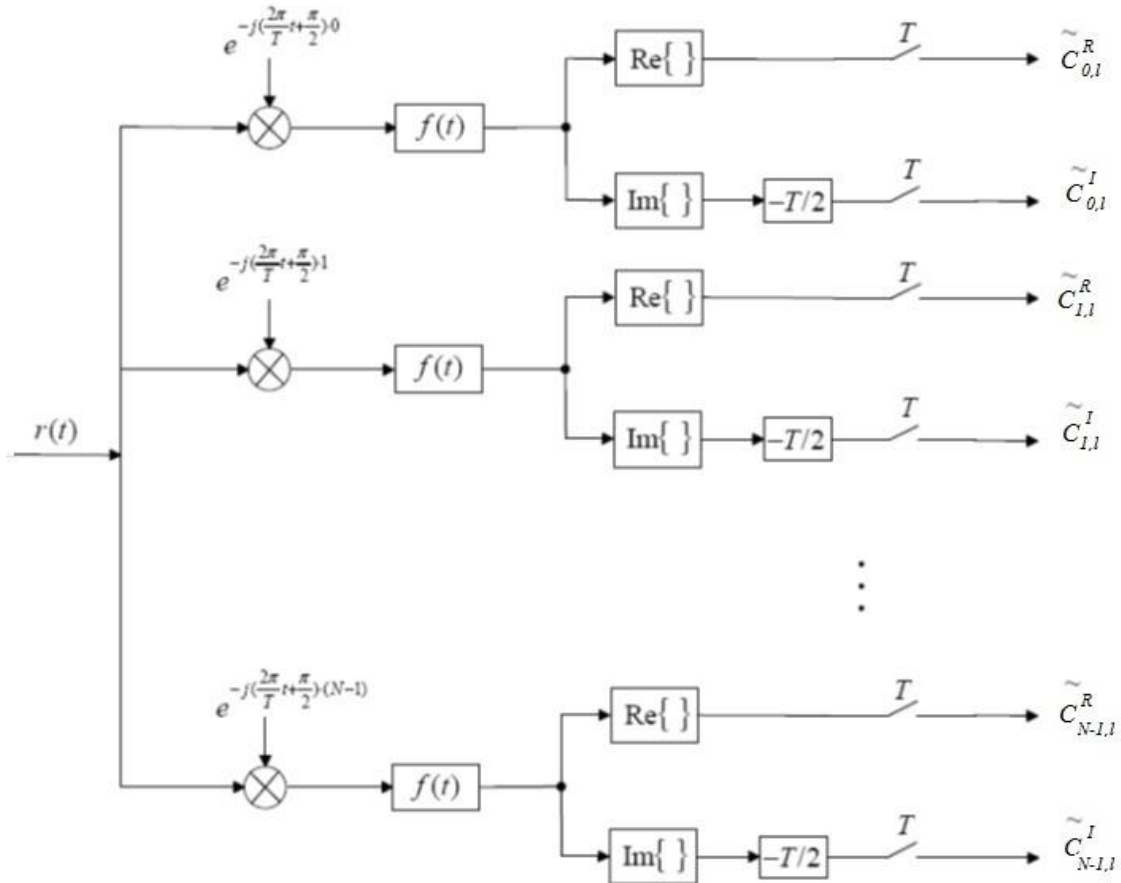
$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k(t) = \sum_{k=0}^{N-1} w_k \left(\sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(C_{k,l}^R g(t-lT) e^{j\left(\frac{2\pi}{T}\right)kt} + jC_{k,l}^I g\left(t - \frac{T}{2} - lT\right) e^{j\left(\frac{2\pi}{T}\right)kt + \frac{jk\pi}{2}} \right) \right), \quad (2.7)$$

gde je T interval kompletnog OFDM/OQAM simbola, N je broj podnosioca, razmaknutih za $\Delta f = 1/T$, $g(t)$ je impuls za uobličavanje, w_k faktor za ponderisanje k -tog podnosioca, a $C_{k,l}^R$ i $C_{k,l}^I$

su realni i imaginarni deo kompleksnih OQAM simbola na k -tom podnosiocu, respektivno. Šeme predajnika i prijemnika koje odgovaraju formuli (2.7) prikazane su na Sl. 2.3 i Sl. 2.4 i odnose se na slučaj kada nije vršeno ponderisanje podnosilaca. Na pomenutim slikama $h(t)$ je impulsni odziv kanala, $r(t)$ signal koji ulazi u prijemnik, $f(t)$ impulsni odzivi filtera u prijemniku, koji odgovarajućim projektovanjem zajedno sa $g(t)$ obezbeđuju ortogonalnost, a $C_{k,l}^{\sim R}$ i $C_{k,l}^{\sim I}$ su detektovani realni i imaginarni delovi kompleksnih QAM simbola, respektivno.



Sl. 2.3- Predajnik OFDM/OQAM signala u osnovnom opsegu



Sl. 2.4- Prijemnik OFDM/QAM signala u osnovnom opsegu

2.2.4 Definicija OFDM/OQAM signala u diskretnom vremenu

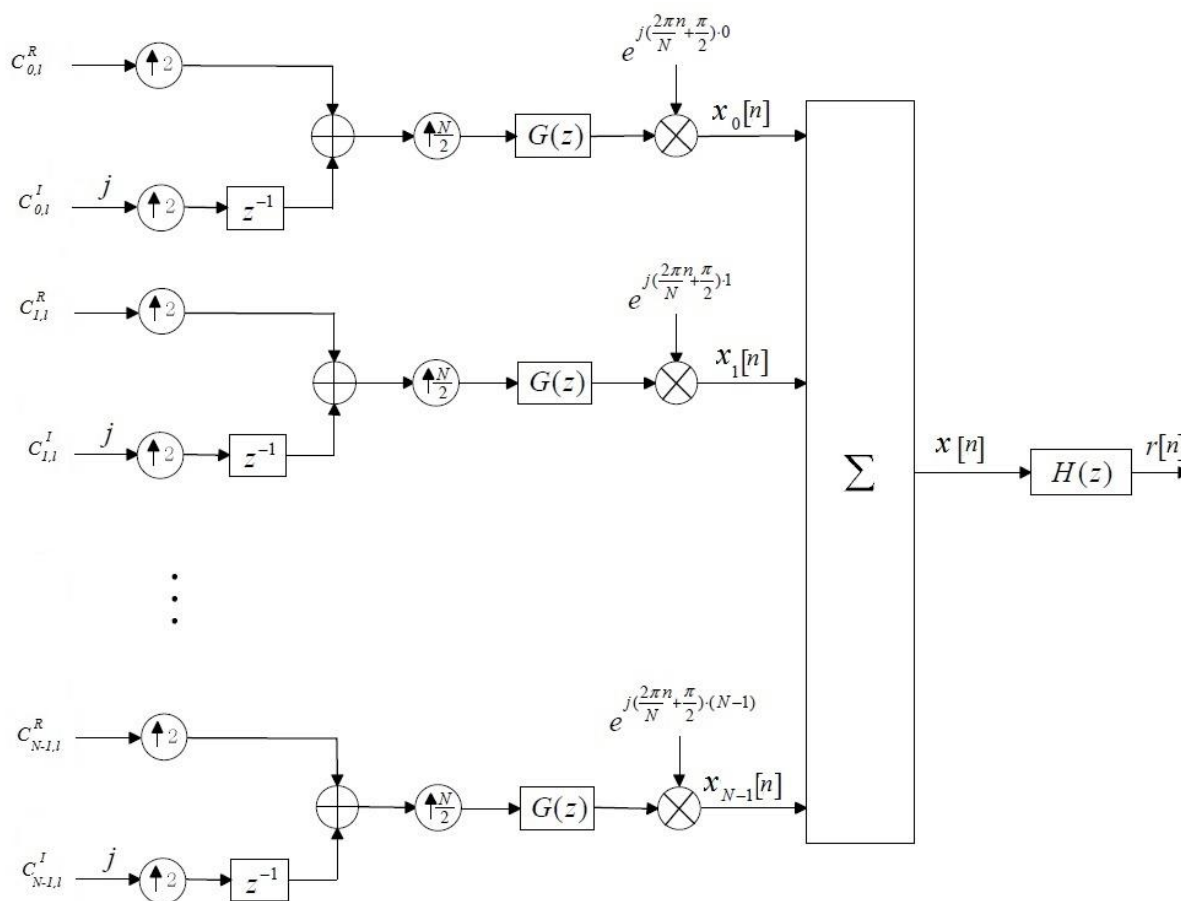
Kritičnim odabiranjem OFDM/OQAM signala (2.5), odnosno odabiranjem frekvencijom koja iznosi $T_s = T/N$, dobija se diskretni OFDM/OQAM signal [1]:

$$x[n] = \sum_{k=0}^{N-1} \left(\sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(C_{k,l}^R g[n - lN] e^{j(\frac{2\pi}{N})kn + jk\pi/2} + jC_{k,l}^I g[n - N/2 - lN] e^{j(\frac{2\pi}{N})kn + jk\pi/2} \right) \right) \quad (2.8)$$

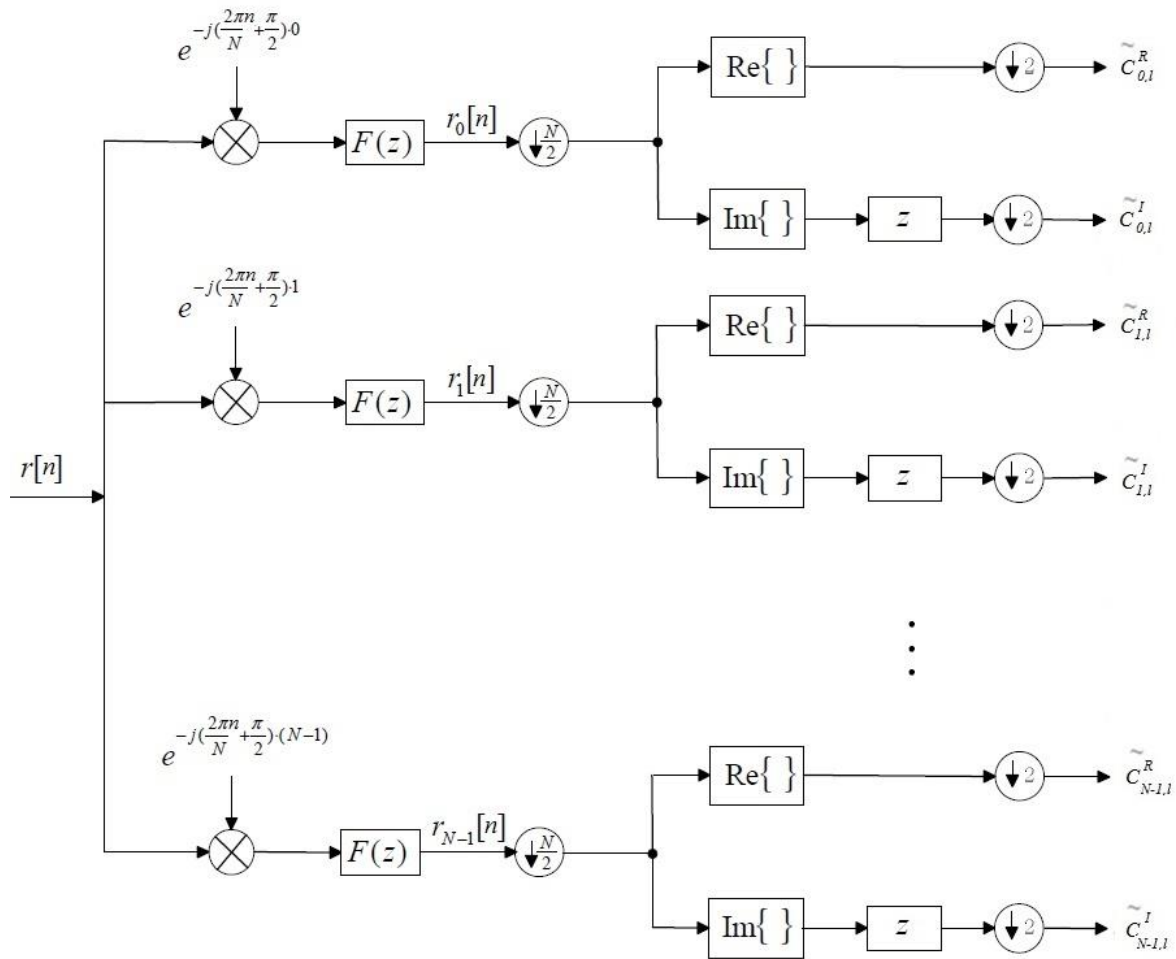
Izrazu (2.8), u kojem nosioci nisu ponderisani, odgovaraju šeme predajnika i prijemnika, prikazane na Sl. 2.5 i Sl. 2.6. Na Sl. 2.5 se vidi da realni i imaginarni delovi kompleksnih QAM simbola, $C_{k,l}^R$ i $C_{k,l}^I$, prvo prolaze kroz fazu *Up-sampling* sa faktorom 2, što znači da se između $C_{k,l}^R/C_{k,l}^I$ umeće po jedna nula. Slično tome, na Sl. 2.6 se vidi da se detektovani realni i imaginarni delovi kompleksnih QAM simbola, $\tilde{C}_{k,l}^R$ i $\tilde{C}_{k,l}^I$, dobijaju nakon faze *down-sampling* sa faktorom 2, u kojoj se svaki drugi odbirak sa ulazne grane prosleđuje na izlaznu granu. U

primopredajniku sa pomenutih slika se nalaze i blokovi za *Up-sampling* i *Down-sampling* sa faktorom $N/2$, što znači da se umeće po $N/2-1$ nula za *Up-sampling*, odnosno svaki $N/2$ -ti odbirak se propušta kroz blok za *Down-sampling*.

Postoje istraživanja [7, 22, 23] u kojima su predstavljene efikasne šeme za realizaciju OFDM/OQAM signala i implementacija u MATLAB-u, o čemu će biti govora u poglavlju 4.



Sl. 2.5- Predajnik OFDM/OQAM signala u diskretnom domenu



Sl. 2.6- Prijemnik OFDM/OQAM signala u diskretnom domenu

2.2.5 Uporedne karakteristike OFDM/QAM i OFDM/OQAM signala

OFDM/OQAM se pojavio kao interesantna alternativa klasičnom OFDM/QAM signalu zbog značajnih prednosti. Naime, OFDM/OQAM ima mnogo šire mogućnosti izbora filtera za uobličavanje impulsa, što dovodi do bolje vremensko-frekvencijske lokalizacije, a da pri tom podnosioci ostanu ortogonalni i da spektralna efikasnost ostane maksimalna. Utvrđeno je da takva mogućnost ne postoji kod OFDM/QAM sistema, odnosno takvi sistemi mogu imati dobru vremensko-frekvencijsku lokalizaciju i ortogonalne podnosiocice, ali se tada ne može postići maksimalna spektralna efikasnost [3].

Dva često korišćena parametra prilikom opisa sistema su spektralna efikasnost i efikasnost po snazi.

Razmotrimo najpre spektralnu efikasnost za OFDM/QAM sa CP. Neka je β broj bita po jednom QAM simbolu (ili simbolu neke druge modulacije). Tada je simbolički protok OFDM/QAM sistema $R_s = N/T$, a bitski je $R_b = \beta N/T$, gde je N broj podkanala a T simbolički

interval. Širina frekvencijskog opsega za veliki broj podnosilaca je približno $W = N/(T-T_{cp})$, te je spektralna efikasnost OFDM/QAM sa CP [4]:

$$\eta_{OFDM/QAM} = \frac{R_b}{W} = \frac{\beta(T-T_{cp})}{T} \left[\frac{b}{s} / Hz \right]. \quad (2.9)$$

Kod OFDM/OQAM sistema se na isti način dobijaju simbolski i bitski protoci, koji iznose $R_s = N/T$ i $R_b = \beta N/T$. Pošto se u ovakvim sistemima ne koristi CP i ukupno trajanje OFDM/OQAM simbola je jednako recipročnoj vrednosti razmaka među susednim podnosiocima, približna širina opsega za veliki broj podnosilaca iznosi $W = N/T$, pa je u slučaju kritične vremensko-frekvencijske gustine spektralna efikasnost maksimalna i iznosi [4]:

$$\eta_{OFDM/OQAM} = \frac{R_b}{W} = \beta \left[\frac{b}{s} / Hz \right]. \quad (2.10)$$

Kada je u pitanju efikasnost po snazi (u odnosu na sistem bez zaštitnog intervala), za OFDM/QAM sisteme sa CP ona iznosi $(T-T_{cp})/T$ budući da se poredi sistem koji ima CP sa sistemom bez CP, gde CP samo „troši“ snagu, a ne sadrži korisne informacije. Kod OFDM/OQAM efikasnost po snazi je 1 jer ovakvi sistemi ne koriste CP ili neki drugi vid zaštitnog intervala [1].

Kompleksnost implementacije, koja se meri brojem realnih množača, za OFDM/QAM predajnik ili prijemnik, realizovanih putem IFFT i FFT kao na Sl. 4, iznosi $N/2 \log_2 N$. Pri tom, kompleksni množač čine četiri realna množača. Za OFDM/OQAM postoje efikasne šeme za primopredajnike, koje se takođe baziraju na IFFT i FFT, i za koje je kompleksnost nešto veća nego za OFDM/QAM i može biti $\frac{N}{2 \log_2 N} + 4L_g + 4 - 8/N$, gde je L_g dužina impulsnog odziva filtra za uobličavanje impulsa normalizovana sa T [1].

U pogledu kašnjenja signala pri prolasku kroz sistem, pokazuje se da su nešto bolji OFDM/QAM bez uobličavanja impulsa u odnosu na OFDM/OQAM sa uobličanim impulsima [1]. I u smislu ekvalizacije u uslovima višestrukog prostiranja signala, OFDM/QAM sa CP ima prednost nad OFDM/OQAM, mada i za OFDM/OQAM postoji efikasan ekvalizator [1].

2.3 Filter Bank based Multicarrier (FBMC)

U okviru evropskog projekta PHYDYAS [6] istražena je mogućnost primene filtarskih banaka u sistemima sa više nosilaca u cilju unapređenja fizičkog sloja mrežnog OSI (*Open System Interconnections*) modela konvencionalnih komunikacionih mreža, kao i kod novih koncepata, a posebno kod kognitivnog radija.

Pristup baziran na FFT predstavlja sam po sebi primenu filtarske banke, a razvojem takvog pristupa se došlo do FBMC, koji se zasniva na proširenoj FFT. U klasičnim OFDM sistemima

se direktno primenjuje FFT, dok se kod FBMC sistema primenjuje proširena IFFT/FFT (*extended IFFT/FFT*). Računska efikasnost kod FBMC je postignuta pomoću alternativne šeme u kojoj je IFFT/FFT istih dimenzija kao i kod OFDM sistema, što odgovara broju podnosilaca, ali se dodatno primenjuje tehnika polifaznih mreža.

Koncept proširene IFFT/FFT će biti predstavljen primerom na Sl. 2.7, gde je N broj podkanala u sistemu, a K je faktor preklapanja (*overlapping factor*) koji u datom primeru iznosi $K=4$ [6]. Impulsi su uobličeni polu-Nyquistovim (*Half-Nyquist*) filtrom sa $2K-1$ frekvencijskih koeficijenata, koji imaju vrednosti $H_1=0.971960$, $H_2=\frac{\sqrt{2}}{2}$ i $H_3=0.235147$ simetrično raspoređene oko centralnog odbirka $H_0=1$. U prijemniku se takođe obavlja množenje frekvencijskim koeficijentima polu-Nyquistovog filtra, čime se zadovoljava Nyquistov uslov. Kompleksni simboli su $C_i(lN)$, gde i predstavlja redni broj podkanala, a l je redni broj simbola na i -tom podkanalu. Proširenje spektra, odnosno proširenje IFFT/FFT, se ogleda u tome što za svaki podkanal postoji po K ulaza u IFFT/FFT, tj. ima ukupno KN ulaza, za razliku od klasične implementacije OFDM-a, gde postoji po N ulaza u IFFT/FFT. Kada N podataka ulazi u IFFT blok (u jedinici vremena prenosi se N podataka), a izlazi KN odbiraka, dolazi do preklapanja u vremenu jer se K sukcesivnih izlaza iz IFFT sabira međusobno, pri čemu je svaki pomeren za N odbiraka u odnosu na prethodni. Opisana faza je predstavljena blokom za paralelno-serijsku konverziju, preklapanje i sabiranje. Takođe, u prijemniku ispred proširene FFT se koristi klizeći prozor sa pomerajima od N odbiraka.

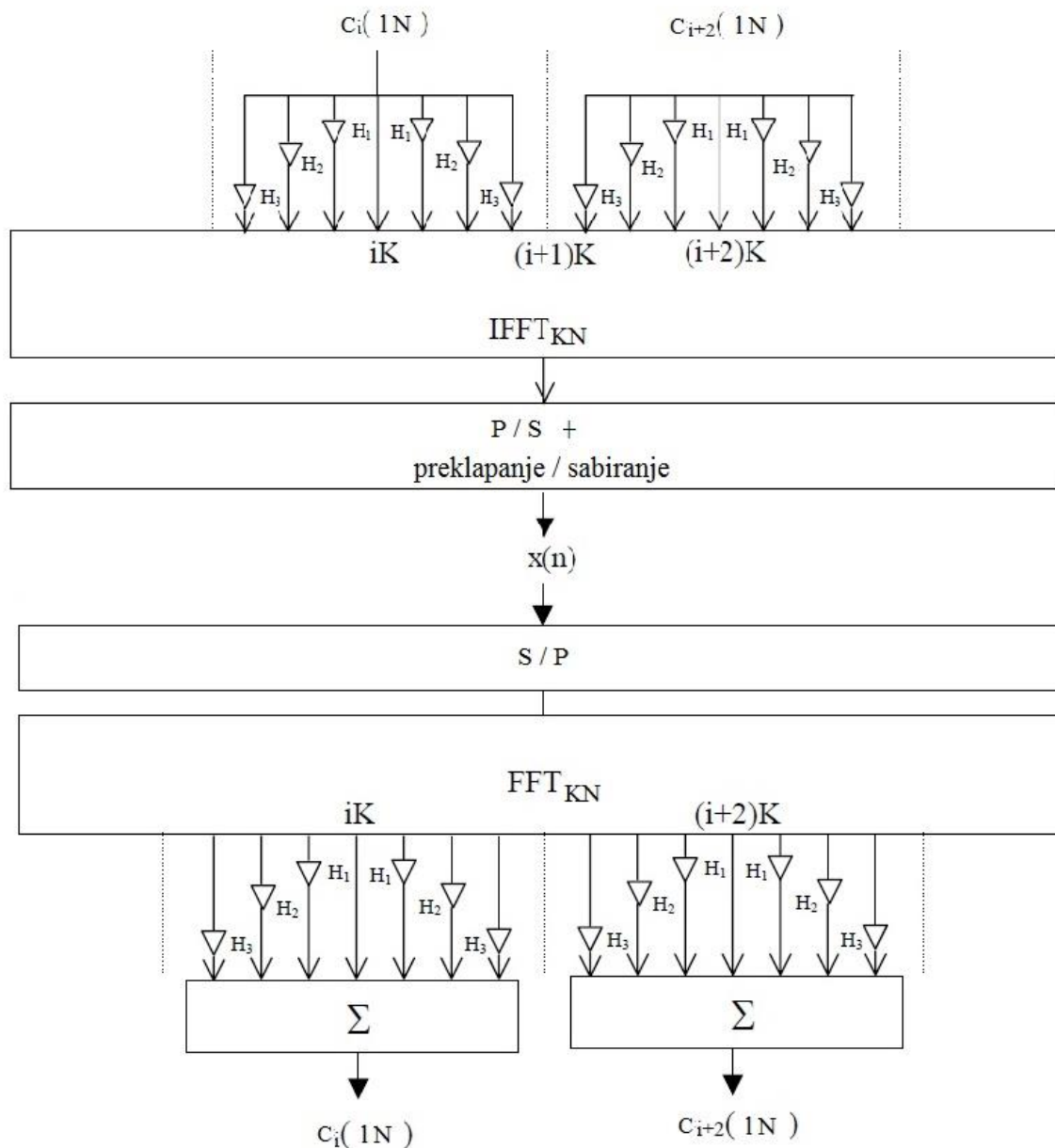
Na Sl. 2.7 se vidi da postoji frekvencijsko preklapanje između simbola na susednim potkanalima, ali to se može izbeći ako se koristi svaki drugi potkanal. Npr., ako se koriste samo parni ili samo neparni potkanali, nema preklapanja i moguća je primena na OFDM/QAM, kao i na drugim modulacijama.

Očigledna mana opisanog koncepta je korišćenje svakog drugog potkanala. Za veći bitski protok trebalo bi koristiti sve podnosioce. Jedan od načina da se izbegne frekvencijsko preklapanje simbola na susednim podnosiocima jeste ostvarivanje ortogonalnosti među njima, odnosno prenos naizmenično realnih i imaginarnih komponenti kompleksnih modulacionih simbola na susednim podnosiocima. Međutim, tako se povećanje protoka usled korišćenja svih podnosilaca, umesto samo polovine, poništava jer se istovremeno dešava i duplo smanjenje protoka usled deljenja simbola na realne i imaginarne komponente. Posebna modulaciona tehnika, koja dozvoljava korišćenje svih potkanala, ali bez smanjenja protoka usled deljenja kompleksnih simbola na realne i imaginarne komponente, jeste OFDM/OQAM, kojom se postiže maksimalna spektralna efikasnost i to bez ICI i ISI.

Specifičnost OFDM/OQAM jeste u tome što se realni i imaginarni deo simbola ne šalju simultano, kao kod OFDM/QAM, već jedan kasni u odnosu na drugi za polovinu recipročne vrednosti frekvencijskog razmaka između susednih podnosilaca, tj. kasni za $T/2 = (1/\Delta F)/2$, gde je ΔF razmak susednih potkanala. Primopredajnik prikazan na Sl. 2.7 se može primeniti na OFDM/OQAM tako što simboli (realne/imaginarne komponente kompleksnih simbola) ulaze u IFFT blok duplo većom frekvencijom nego kod npr. OFDM/QAM, odnosno na svakih $T/2$ jedinica vremena po jedan blok podataka ulazi u IFFT. Zbog toga *overlapping* faktor u ovom slučaju iznosi $N/2$, a klizeći prozor u prijemniku se takođe pomera za $N/2$.

Na Sl. 2.7 se vidi da se u prijemniku nakon primene proširene FFT i množenja koeficijenata polu-Nikvistovog filtra, simboli detektuju sumiranjem odgovarajućih izlaza, što je omogućeno osobinom koeficijenata Nikvistovog filtra: $\frac{1}{K} \sum_{k=-K+1}^{K-1} |H_k|^2 = 1$.

Kod konvencionalnih OFDM sistema javlja se problem spektralnog curenja, odnosno ne može se postići dobra vremensko-frekvencijska lokalizacija filtara za uobličavanje impulsa ukoliko se zahteva maksimalna spektralna efikasnost i ortogonalnost podnosilaca [3]. FBMC nudi jednostavan način za uobličavanje impulsa, putem proširene FFT, i može se primeniti na bilo koju digitalnu modulaciju u MCM sistemu. Ukoliko se primeni OQAM kao modulaciona tehnika, FBMC obezbeđuje i maksimalnu spektralnu efikasnost pored ortogonalnosti podnosilaca i dobre vremensko-frekvencijske lokalizacije. Upravo ta osobina izdvaja OQAM među ostalim modulacijama u smislu primene u FBMC.



Sl. 2.7- Predajnik i prijemnik FBMC sistema na bazi proširene IFFT i FFT.

Za FBMC je svojstveno to da međukanalna interferencija potiče samo od susjednih kanala, pa treba postići ortogonalnost jedino među susjednim podnosiocima, za razliku od OFDM sistema gde treba postići ortogonalnost među svim podnosiocima. Radi izbjegavanja intersimbolske interferencije mogu se primeniti filtri za uobličavanje koji zadovoljavaju Nikvistov uslov, kao i kod sistema sa jednim nosiocem. Za razliku od OFDM sistema, gde se u cilju borbe protiv ICI i ISI koristi zaštitni interval / CP, odnosno produžava se trajanje simbola na račun smanjenja spektralne efikasnosti, kod FBMC se ne smanjuje simbolički protok, zbog čega spektralna efikasnost ostaje maksimalna.

Kanalni efekti kod prenosa FBMC signala se kompenzuju na nivou podkanala tako što kanalni ekvalizator smanjuje uticaj frekvencijskog i vremenskog pomeraja, kao i faznog i amplitudskog izobličenja, čime se dopušta servis asinhronim korisnicima. Poboljšanje performansi se može postići multiantenskim sistemom, odnosno MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) tehnikom, uz određena prilagođavanja MIMO pristupa OQAM modulaciji.

U kontekstu primene u sistemima sa više korisnika, potrebno je obezbediti po jedan prazan podkanal između podkanala ili grupa podkanala dodeljenih pojedinim korisnicima. Na taj način korisnici mogu pristupati resursima bez međusobne sinhronizacije jer su frekvencijski potpuno razdvojeni.

Budući da je FBMC razvijen iz OFDM-a, postoji određen stepen kompatibilnosti, čime je otvorena mogućnost za rad sistema u dualnom modu koji implementira obe tehnike prenosa.

FBMC spada u nove tehnike prenosa koje se predlažu za primenu u 5G sistemima. U [24] je izvršena uporedna analiza 4G i 5G signala na fizičkom sloju, uključujući spektralnu gustinu snage, spektralnu efikasnost i odnos vršne i srednje snage signala u vremenskom domenu (PAPR – *Peak to Average Power Ratio*). Utvrđeno je da se primenom 5G FBMC unosi značajno smanjenje emisije snage van opsega u odnosu na 4G OFDM. U pogledu spektralne efikasnosti, ustanovljeno je da sa porastom količine kontinuirano prenetih podataka (*burst* podataka) raste spektralna efikasnost kod FBMC sistema, kao i da je spektralna efikasnost veća kod 5G FBMC u odnosu na 4G OFDM sisteme. Za PAPR je poznato da raste sa povećanjem broja podnosilaca. Pokazano je da sa porastom broja podnosilaca PAPR najbrže raste kod OFDM u odnosu na UFMC (*Universal Filtered MultiCarrier*), GFDM (*Generalized Frequency Division Multiplexing*) i FBMC, pri čemu je porast PAPR najmanji upravo kod FBMC [24].

2.4 Efikasna implementacija OFDM/OQAM modulatora u MATLAB-u

U ovom delu će biti date teorijske osnove u vezi sa OFDM/OQAM signalima u kontinualnom i diskretnom vremenu i biće predstavljeno nekoliko šema za implementaciju predajnika, dobijenih na osnovu teorije o filtarskim bankama i polifaznoj dekompoziciji prototip filtra. Na osnovu najefikasnije među šemama koje će biti predstavljene, data je implementacija OFDM/OQAM modulatora u MATLAB-u koja je rezultat istraživanja u okviru ove teze [22]. U prvom koraku je formiran prototip filter, odnosno filter za uobličavanje impulsa tipa podignuti kosinus. Potom je urađena polifazna dekompozicija prototip filtra i primenjena je efikasna šema implementacije modulatora, zasnovana na IFFT. Na osnovu rezultata simulacija biće prikazane spektralne gustine snage za različite brojeve podnosilaca i parametre

filtera za uobličavanje impulsa.

2.4.1 Teorijske osnove OFDM/OQAM signala u kontinualnom vremenu

Kontinualni OFDM/OQAM signal u osnovnom opsegu, sa $2M$ podnosioca, se može izraziti na sledeći način:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} \left(c_{2m,n}^R p(t - nT_0) + j c_{2m,n}^I p\left(t - \frac{T_0}{2} - nT_0\right) \right) e^{j2\pi(2m)F_0 t} + \\ + \left(j c_{2m+1,n}^I p(t - nT_0) + c_{2m+1,n}^R p\left(t - \frac{T_0}{2} - nT_0\right) \right) e^{j2\pi(2m+1)F_0 t}. \quad (2.11)$$

U (2.11) T_0 predstavlja trajanje OFDM/OQAM simbola, $F_0 = 1/T_0$ je razmak između dva susedna podnosioca, $c_{m,n}^R$ i $c_{m,n}^I$ su realni i imaginarni delovi, respektivno, QAM kompleksnih simbola i $p(t)$ je impulsni odziv filtra za uobličavanje impulsa.

Radi dobijanja pojednostavljenih izraza, biće usvojena sledeća notacija:

$$a_{2m,2n} = c_{2m,n}^R, \quad a_{2m,2n+1} = c_{2m,n}^I, \\ a_{2m+1,2n} = c_{2m+1,n}^I, \quad a_{2m+1,2n+1} = c_{2m+1,n}^R. \quad (2.12)$$

$$\varphi_{2m,2n} = 0, \quad \varphi_{2m,2n+1} = \frac{\pi}{2}, \\ \varphi_{2m+1,2n} = \frac{\pi}{2}, \quad \varphi_{2m+1,2n+1} = 0. \quad (2.13)$$

Na osnovu (2.12) i (2.13), OFDM/OQAM signali mogu biti predstavljeni kao suma baznih funkcija $\gamma_{m,n}(t)$, pomnoženih koeficijentima $a_{m,n}$:

$$s(t) = \sum_{m=0}^{2M-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{m,n} \gamma_{m,n}(t). \quad (2.14)$$

U (2.14) je $\gamma_{m,n}(t)$ definisano kao:

$$\gamma_{m,n}(t) = p(t - n\tau_0) e^{j2\pi m F_0 t} e^{j\varphi_{m,n}}. \quad (2.15)$$

U (2.15) τ_0 je polovina perioda simbola, tj. $\tau_0 = T_0/2$.

2.4.2 Teorijske osnove OFDM/OQAM signala u diskretnom vremenu

Radi dobijanja formulacije OFDM/OQAM signala u diskretnom vremenu, primenjen je period odabiranja $T_s = T_0/2M$, što predstavlja kritični period odabiranja jer se $2M$ QAM simbola prenosi za vreme simbolskog perioda T_0 . Na taj način se postiže maksimalna spektralna efikasnost. U implementaciji datoj u ovom odeljku je impulsani odziv filtra za uobličavanje, tipa podignuti kosinus, odsečen na interval $[-LT_s/2, -LT_s/2]$ i zakašnjen za $(L-1)T_s/2$, čime je

dobijen kauzalni diskretni prototip filter. Konačno, OFDM/OQAM signal u diskretnom vremenu se može zapisati u sledećoj formi:

$$s(k) = s\left(\left(k - \frac{L-1}{2}\right)T_s\right). \quad (2.16)$$

Takođe, bazne funkcije u diskretnom vremenu se mogu zapisati kao [7]:

$$\gamma_{m,n}(k) = p(k - nM)e^{j\pi\frac{m}{M}(k - \frac{L-1}{2})}e^{j\varphi_{m,n}}. \quad (2.17)$$

Na osnovu (2.16) i (2.17) dobija se izraz za OFDM/OQAM u diskretnom vremenu:

$$s(k) = \sum_{m=0}^{2M-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{m,n} \gamma_{m,n}(k). \quad (2.18)$$

Može se pokazati [25] da je $s(k)$ izlaz filterske banke za sintezu sa $2M$ podopsega i sa faktorom proširenja (*Expansion Factor*) M . U nastavku će biti usvojene sledeće notacije:

$$x_m^0(n) = a_{m,n} e^{j\pi n/2}, \quad (2.19)$$

$$f_m(k) = p(k) e^{j\pi\frac{m}{M}(k - \frac{L-1-M}{2})}, \quad (2.20)$$

$$\varphi_{m,n} = \frac{\pi}{2}(n + m) - \pi mn. \quad (2.21)$$

U (2.21) je promenljiva $\varphi_{m,n}$ ponovo definisana radi primene teorije o filterskim bankama. To ne utiče na statističke osobine signala, a ukoliko bismo želeli da poništimo efekte koje stvara nova definicija (2.21), trebalo bi da promenimo znak pojedinih kompleksnih QAM simbola u skladu sa njihovim n i m indeksima. Konačno, izraz za $s(k)$ postaje:

$$s(k) = \sum_{m=0}^{2M-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x_m^0 f_m(k - nM). \quad (2.22)$$

Na osnovu (2.22) se dobija realizaciona šema, prikazana na Sl. 2.8.

Prototip filter se može razložiti na polifazne komponente [26]. Z transformacija prototip filtra $p(k)$, što je $P(z)$, se može predstaviti kao:

$$P(z) = \sum_{l=0}^{2M-1} z^{-l} G_l(z^{2M}), \quad (2.23)$$

U prethodnoj formuli je $G_l(z)$ polifazna komponenta data sa:

$$G_l(z) = \sum_n p(l + 2nM)z^{-n}. \quad (2.24)$$

Z transformacija od $f_m(k)$, odnosno $F_m(z)$, se može izraziti kao:

$$F_m(z) = P(zW_{2M}^m)W_{2M}^{m\frac{L-1-M}{2}}. \quad (2.25)$$

U (2.25) je $W_{2M} = e^{-j(2\pi/2M)}$. Na osnovu prethodnih izraza, $F_m(z)$ se može napisati kao funkcija polifaznih komponenti $G_l(z)$ i polifazne matrice modulatora, označene sa $R(z)$ (tipa 2) [25]:

$$F_m(z) = \sum_{l=0}^{2M-1} W_{2M}^{-m\left(l-\frac{L-1-M}{2}\right)} z^{-l} G_l(z^{2M}). \quad (2.26)$$

$$F_m(z) = \sum_{l=0}^{2M-1} z^{-(2M-1-l)} [R]_{l,k}(z^{2M}). \quad (2.27)$$

U nastavku će biti uvedene sledeće oznake: $x_m(n) = a_{m,n}$, Z transformacija od $x_m(n)$ je $X_m(z)$ i $X_m(-z)$ je Z transformacija od $x_m^0(n)$. Uopštena polifazna šema modulatora je prikazana na Sl. 2.9.

Može se uočiti da su implementacije na Sl. 2.8 i Sl. 2.9 veoma skupe. U [7] je pokazano da se može dobiti znatno efikasnija implementacija primenom IFFT. Radi dobijanja takve implementacije, biće uvedene sledeće matrice:

$$G_{diag}(z) = \text{diag}[G_0(z), \dots, G_{2M-1}(z)], \quad (2.28)$$

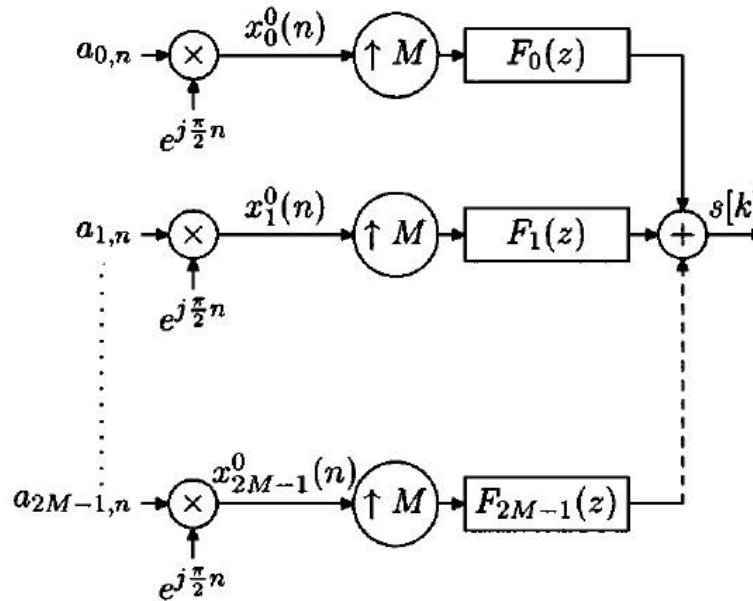
$$[W]_{l,l'} = W_{2M}^{l,l'}, \quad (2.29)$$

$$W_{diag} = \text{diag}[1, W_{2M}, \dots, W_{2M}^{2M-1}]. \quad (2.30)$$

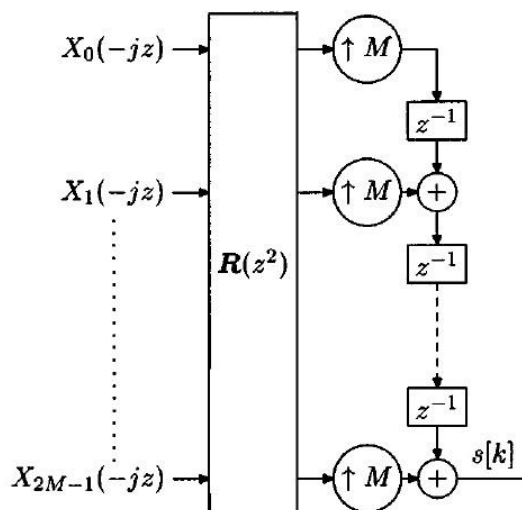
U narednoj formuli će matrica $R(z)$ biti definisana, gde je J antidijagonalna matrica dimenzija $2M \times 2M$ i operator $*$ označava operaciju konjugacije:

$$R(z) = J G_{diag}(z) W^* W_{diag}^{\frac{L-1-M}{2}}. \quad (2.31)$$

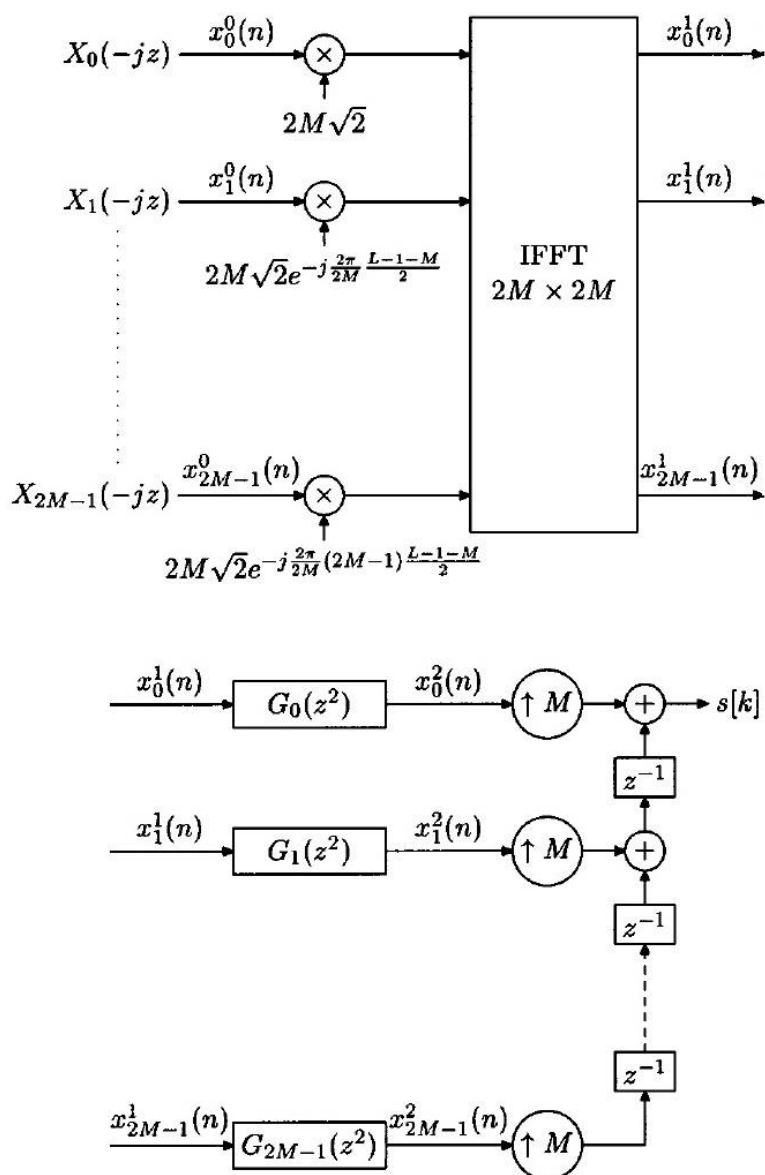
Na osnovu (2.28), (2.29), (2.30) i (2.31) direktno sledi šema za implementaciju [7], što je prikazano na Sl. 2.10.



Sl. 2.8- Model OFDM/OQAM modulatora na osnovu filtarske banke



Sl. 2.9- Uopštena polifazna šema OFDM/OQAM modulatora



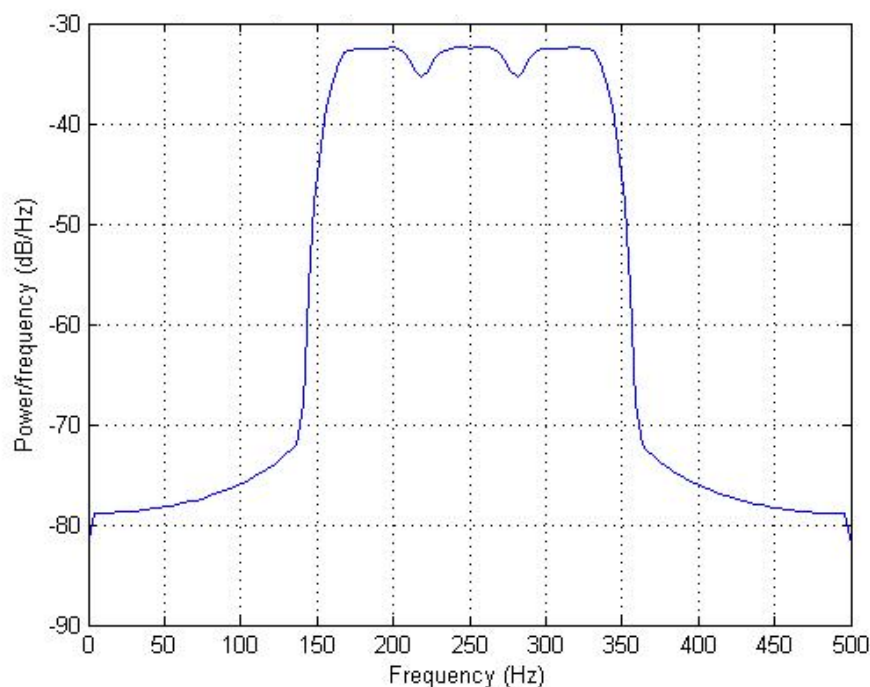
Sl. 2.10- OFDM/OQAM modulator realizovan primenom IFFT

2.4.3 Implementacija OFDM/OQAM modulatora u MATLAB-u

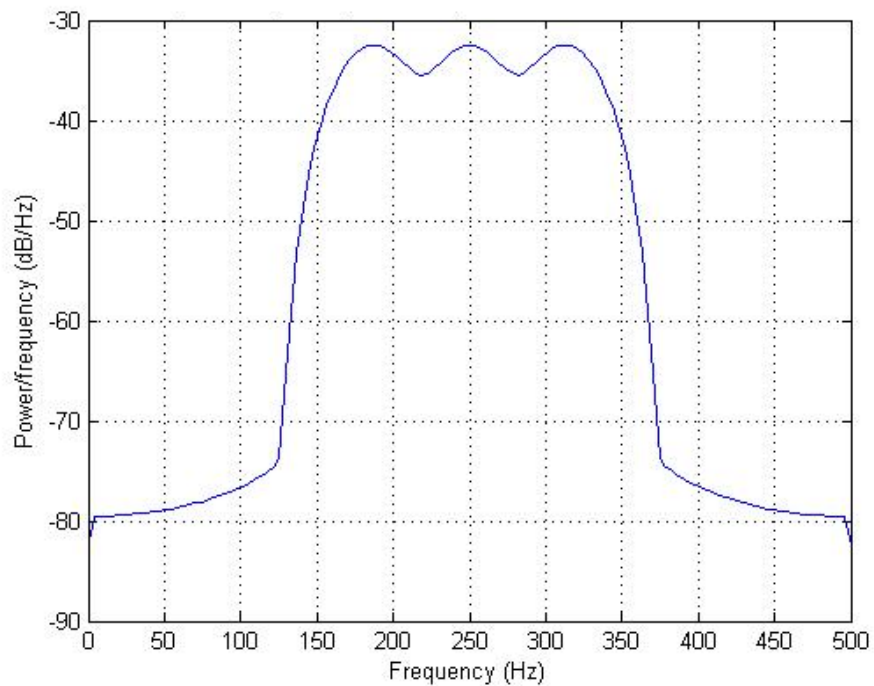
Implementacija, koja se razmatra u ovom odeljku, se zasniva na šemi sa Sl. 2.10.

Najpre je projektovan filter za uobličavanje impulsa tipa podignuti kosinus sa slabljenjem u nepropusnom opsegu od 60 dB. Taj filter se koristi kao prototip filter radi dobijanja polifaznih komponenti $G_l(z)$. Za ulazne podatke se koristi blok od $100000 \cdot 2M$ 16-QAM kompleksnih simbola i broj podnosioca je podešen na $2M-1$. Primenom šeme sa Sl. 2.10, dobija se OFDM/OQAM signal u osnovnom opsegu. Interpolacijom takvog signala i premeštanjem u transponovani opseg na noseću frekvenciju $F_c = F_g/2$, gde je F_g maksimalna frekvencija interpoliranog signala u osnovnom opsegu, dobija se modulisani OFDM/OQAM. Primeri spektralne gustine snage OFDM/OQAM signala, dobijenih na opisani način, dati su na Sl. 2.11- Sl. 2.14.

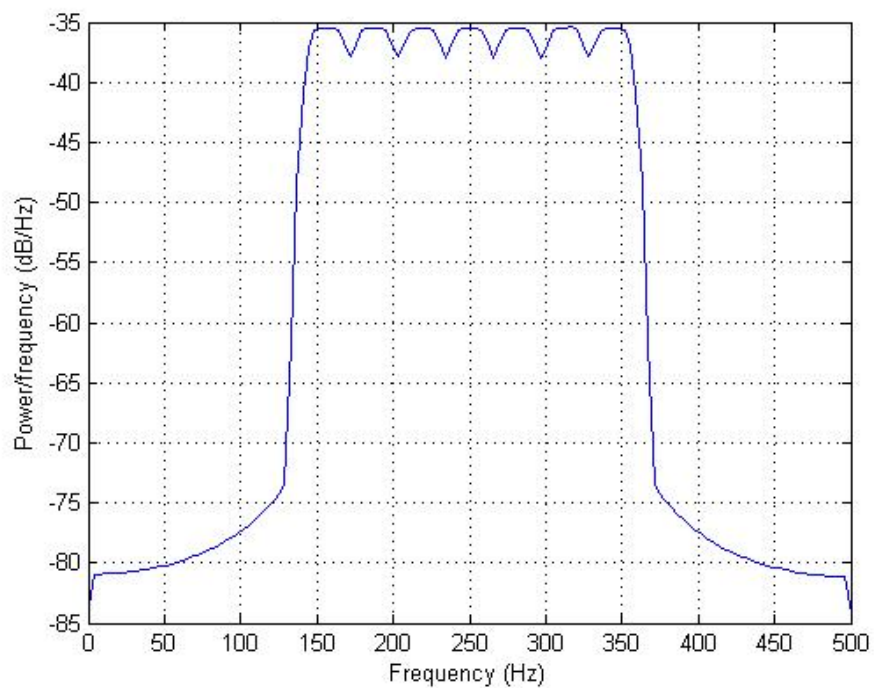
U simulacijama je usvojeno $F_c = 250$ Hz. Takođe, primenjeno je $M = 2$ i $M = 4$, odnosno 3 i 7 podnosilaca, respektivno. Nosilac na nultoj frekvenciji se ne koristi. U MATLAB kodu, koji je priložen u nastavku, menjanjem parametra M i uz neznatne modifikacije, može se generisati signal sa proizvoljnim brojem podnosilaca. Ipak, kada je mali broj podnosilaca, lakše se uočava svaki ponaosob, što je prikazano na Sl. 2.11 – Sl. 2.14.



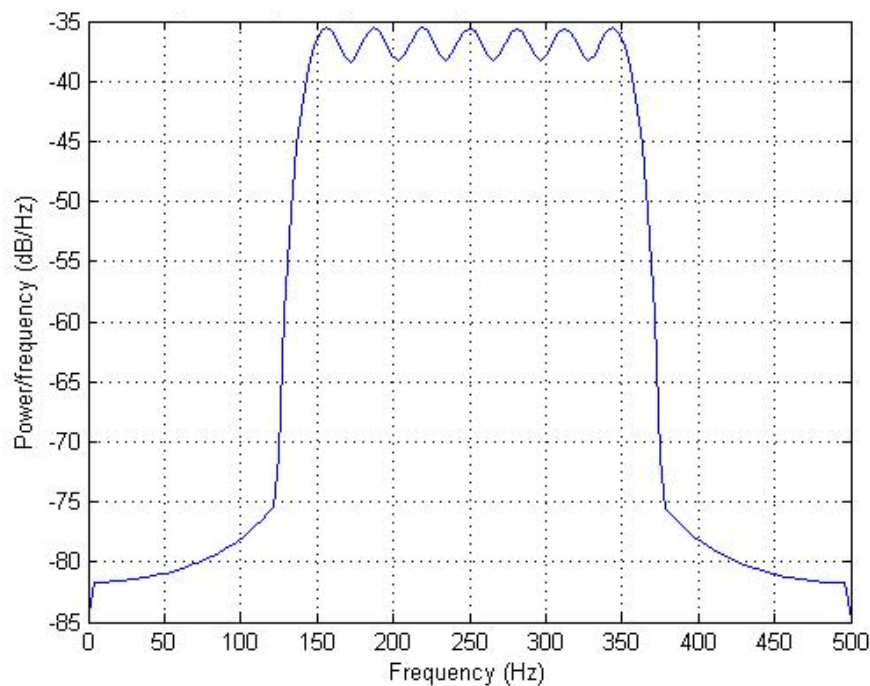
Sl. 2.11- Spektralna gustina snage OFDM/OQAM signala sa 3 podnosioca i *roll-off* faktorom $\rho=0.5$



Sl. 2.12- Spektralna gustina snage OFDM/OQAM signala sa 3 podnosioca i *roll-off* faktorom $\rho=1$

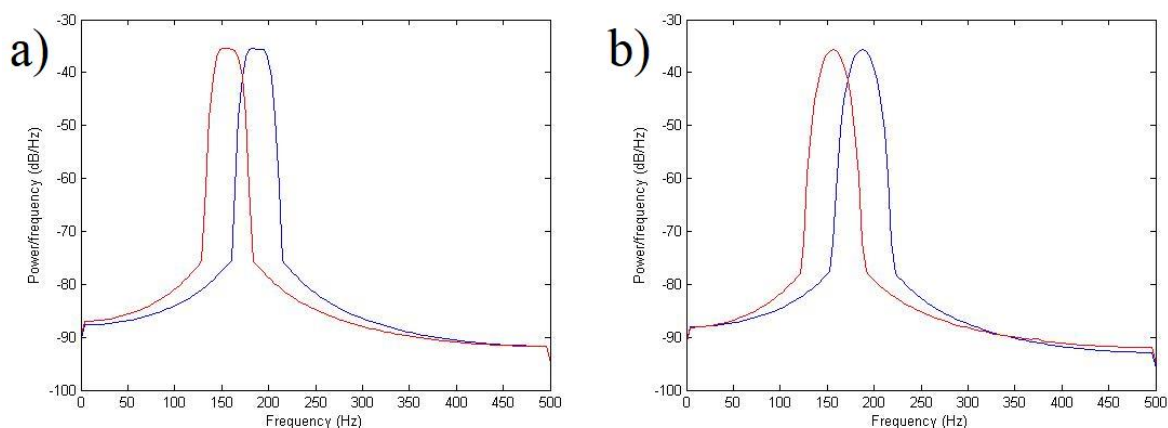


Sl. 2.13- Spektralna gustina snage OFDM/OQAM signala sa 7 podnosioca i *roll-off* faktorom $\rho=0.5$



Sl. 2.14- Spektralna gustina snage OFDM/OQAM signala sa 7 podnosioca i *roll-off* faktorom $\rho=1$

Zanimljivo je ispitati odziv sistema kada su samo dva susedna podnosioca pobuđena. Takav scenario, sa dve vrednosti za *roll-off* faktor, je prikazan na Sl. 2.15 a) i b), gde su 2. i 3. podnosilac upotrebljeni.



Sl. 2.15- Spektralna gustina snage OFDM/OQAM signala sa 2 susedna podnosioca i *roll-off* faktorom a) $\rho=0.5$ i b) $\rho=1$

2.4.3.1 Kod u MATLAB-u

Priloženi kod u nastavku odgovara šemi OFDM/OQAM modulatora sa Sl. 12.

close [all](#)

clear [all](#)

```
clc
M=4;%Koristi se 2M-1 podnosioca. Nulti podnosilac nije upotrebljen.
h = fdesign.pulseshaping(2*M,'Raised Cosine','Ast,Beta',60,0.5);
Hd = design(h);
fvtool(Hd) %Prikaz katakarakteristika filtra za uobicavanje impulsa.
prototip=Hd.Numerator;
L=length(prototip);%Duzina prototip filtra.
k=ceil(L/(2*M));
prototip(2*M*k)=0;%Podesavanje duzine filtra radi primene algoritma u nastavku.
G=zeros(2*M,k);%Rezervacija memorijskog prostora za polifazne komponente.
G2=zeros(2*M,k*2);
    for l=1:2*M
        indeksi=l:2*M:l+(k-1)*2*M;
        G(l,:)=prototip(indeksi);%Razlaze se prototip filter na polifazne komponente Gl(z).
        G2(l,:)=upsample(G(l,:),2); %Interpolacija se vrši radi dobijanja funkcije Gl(z^2).
    end
    Nblok=100000;%Broj blokova, svaki blok ima 2M 16-OQAM simbola.
    d=zeros(1,2*2*M*Nblok); %Rezervisanje memorije za 16-OQAM simbole.
    for n=1:2*2*M*Nblok % Generisanje realnih i imaginarnih delova kompleksnih 16-OQAM
simbola.
        x=rand;
        if x<0.25
            d(n)=-3;
        end
        if x>=0.25&& x<0.5
            d(n)=-1;
        if x>=0.5&& x<0.75
            d(n)=1;
        else
            d(n)=3;
        end
    end
end
end
```


%U naredne dve for petlje se formiranju podaci na svim podkanalima u skladu sa semom za realizaciju modulatora.

```
index=1;
```

```
for n=1:2:Nblok-1
```

```
x(1,n)=0;%Nulti podkanal se ne koristi.
```

```
x(1+1,n)=d(index+1)*exp(1i*pi*0.5*n);%Formiranje podataka na prvom podkanalu.
```

```
x(1,n+1)=0;%Nulti podkanal se ne koristi.
```

```
x(1+1,n+1)=d(index+3)*exp(1i*pi*0.5*(n+1));
```

```
index=index+4;
```

```
end
```

```
for m=3:2:2*M-1
```

```
    for n=1:2:Nblok-1
```

```
        x(m,n)=d(index)*exp(1i*pi*0.5*n);
```

```
        x(m+1,n)=d(index+1)*exp(1i*pi*0.5*n);
```

```
        x(m,n+1)=d(index+2)*exp(1i*pi*0.5*(n+1));
```

```
        x(m+1,n+1)=d(index+3)*exp(1i*pi*0.5*(n+1));
```

```
        index=index+4;
```

```
    end
```

```
end
```

```
indeksi=0:2*M-1;
```

```
tezine=2*M*sqrt(2)*exp(-1*1i*pi/M*(L-1-M)/2*indeksi);%Formiranje tezina u skladu sa semom za realizaciju modulatora.
```

```
ifftulaz=zeros(2*M,Nblok);%Rezervisanje memorijskog prostora za ulaze u IFFT blok.
```

```
for n1=1:Nblok %Za svaki blok podataka se formira ulaz u IFFT.
```

```
    ifftulaz(:,n1)=x(:,n1).*tezine;
```

```
end
```

```
ifftizlaz=zeros(2*M,Nblok);%Rezervisanje memorijskog prostora za izlaze iz IFFT bloka.
```

```
for n2=1:Nblok %Za svaki blok podataka se formira izlaz iz IFFT-a.
```

```
    ifftizlaz(:,n2)=ifft(ifftulaz(:,n2));
```

```
end
```

```
duzina=M*(length(ifftizlaz(1,:))+length(G2(1,:))-1);%Duzina izlaznog signala nakon prolaska kroz filter odgovarajuće polifazne komponente i umetanja M-1 nula između odbiraka signala.
```

```
s=zeros(1,duzina+2*M-1);%Ovde je u duzinu uracunato još i kasnjenje signala iz pojedinih grana usled prolaska kroz elemente za kasnjenje.
```

```

x2=zeros(2*M,duzina/M);%Rezervisanje memorije.
x2up=zeros(2*M,duzina);%Rezervisanje memorije.
for i=1:2*M
    x2(i,:)=conv(iffitzlaz(i,:),G2(i,:));%Signal nakon prolaska kroz filter odgovarajuće polifazne
komponente.
    x2up(i,:)=upsample(x2(i,:),M); %Umetanje M-1 nula izmedju odbiraka signala.
    s(i:duzina+i-1)=s(i:duzina+i-1)+x2up(i,:);%Sabiranje signala svake od grana u skladu sa
odgovarajucim brojevima elemenata za kasnjenje.
end
odabiranje=4;%Povećanje frekvencije odabiranja radi premestanja signala u transponovani
opseg.
s=upsample(s,odabiranje);%Spektar kompletnog signala sa 2M-1 podnosioca se nalazi u celom
opsegu kruznih frekvencija od 0 do 2*pi. Dodavanjem po 3 nule izmedju odbiraka,dolazi do
skaliranja frekvencijske frekvencijskog spektra signala "s", pri cemu je faktor skaliranja 4.
S=fft(s);
N1=length(s);
S1=zeros(1,N1);%Rezervisanje memorijskog prostora za frekvencijski spektar interpoliranog
signala.
S1(1:N1/4)=S(1:N1/4);%Citav spektar signala sa 2M-1 nosioca se nakon skaliranja
frekvencijske ose nalazi u prvoj četvrtini prvobitnog opsega, pa je ostatak spektra izbrisan radi
ispravne rekonstrukcije signala 4 puta vecom frekvencijom odabiranja.
sinterpol=ifft(S1);%Prebacivanje interpoliranog signala u vremenski domen.
t=0:N1-1;%Formiranje vremenske ose.
fc=1/8;%Frekvencija nosioca je podešena tako da se ceo spektar interpoliranog i
transponovanog signala nalazi na sredini opsega kruznih frekvencija [0 pi].
signal=real(sinterpol.*exp(1i*2*pi*t*fc));%Formiranje realnog, transponovanog signala.
figure
pwelch(signal,256,[],256,1000)%Prikazivanje spektralne gustine snage signala, pri cemu je
proizvoljno izabrana frekvencija odabiranja od 1000 Hz.

```

2.5 Efikasna implementacija u MATLAB-u OFDM/OQAM modulatora sa ortogonalnim filtrima za uobličavanje impulsa

U 2.4. je predstavljena efikasna implementacija OFDM/OQAM modulatora u MATLAB-

u, a u ovom odeljku je opisana implementacija dopunjena filtarskom bazom koja zadovoljava uslov ortogonalnosti u diskretnom vremenu [23]. Filtri za uobličavanje impulsa koji zadovoljavaju uslov diskretne ortogonalnosti u vremenu štite signal od izobličenja uzrokovano odsecanjem impulsa beskonačnog trajanja. Predstavljena je računski efikasna metoda projektovanja pomenutih ortogonalnih filtara u MATLAB-u i priložen je deo koda kojim se to obavlja. Na osnovu rezultata simulacija dobijene su spektralne gustine snage za različite brojeve podnosilaca i različite filtre za uobličavanje impulsa.

Kao što je opisano u prethodnim odeljcima, maksimalna spektralna efikasnost se može postići primenom kritičnog odabiranja (*critical sampling*) i kod OFDM/QAM i kod OFDM/OQAM sistema. Međutim, OFDM/OQAM sistemi nude daleko veće mogućnosti u izboru filtara za uobličavanje impulsa i, samim tim, bolju vremensko-frekvencijsku lokalizaciju. Ustanovljeno je da OFDM/QAM sistemi sa dobrom vremensko-frekvencijskom lokalizacijom i sa ortogonalnim podnosiocima ne mogu ostvariti maksimalnu spektralnu efikasnost [3]. Nasuprot tome, u [7, 6, 4] je utvrđeno da OFDM/OQAM sistemi mogu zadovoljiti uslove ortogonalnosti u diskretnom vremenu i da pri tom sačuvaju maksimalnu spektralnu efikasnost. Uz to, mogu imati i dobru vremensko-frekvencijsku lokalizaciju [3].

U implementaciji na koju se odnosi ovaj odeljak su objedinjena sva tri svojstva OFDM/OQAM sistema:

- 1) Filtri za uobličavanje impulsa imaju dobru vremensko-frekvencijsku lokalizaciju,
- 2) Filtri za uobličavanje impulsa zadovoljavaju uslove ortogonalnosti u diskretnom vremenu,
- 3) Postignuta je maksimalna spektralna efikasnost.

Ortogonalni filtri su napravljeni pomoću diskretne u vremenu Zakove transformacije (DZT), koja je takođe računski veoma efikasna. U implementaciji modulatora, koja će ovde biti predstavljena [23], su objedinjene dve računski efikasne metode, opisane u [7, 4].

2.5.1 ODFM/OQAM signal u diskretnom vremenu

U [4] je pokazano da se filtar za uobličavanje impulsa, koji zadovoljava uslov ortogonalnosti u diskretnom vremenu, može projektovati pomoću DZT. Takva metoda je primenjiva na signalu definisanim izrazom:

$$s(k) = \sum_{m=0}^{2M-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (c_{m,n}^R p(k - 2nM) e^{j\pi \frac{m}{M} (k - \frac{\alpha}{2})} + j c_{m,n}^I p(k + M - 2nM) e^{j\pi \frac{m}{M} (k - \frac{\alpha}{2})}). \quad (2.32)$$

Parametar α iz (2.32) jeste parametar filtra za uobličavanje impulsa [4], koji zadovoljava $\alpha \in [0, 2M-1]$ i $\alpha = (L+M-1) \bmod(2M)$, gde $\bmod(2M)$ predslavlja operaciju računanja po modulu $2M$, a L je dužina prototip filtra. Takođe će biti uveden parametar $r \in \mathbb{Z}$, koji zajedno sa α omogućava fleksibilan izbor centra simetrije filtra za uobličavanje impulsa $p(k)$:

$$p(k) = p\left(\alpha + \frac{(2r+1)M}{2} - k\right). \quad (2.33)$$

Posebno treba napomenuti da $p(k)$ treba da bude simetričan i kauzalan impulsni odziv radi dobijanja ortogonalne baze funkcija u diskretnom domenu primenom DZT, metodom opisanom u [4].

Ukoliko je $\alpha = (L+M-1)$ umesto $\alpha = (L+M-1) \bmod(2M)$ u (2.32), promeniće se samo znak pojedinih $c_{m,n}^R$ i $c_{m,n}^I$ simbola u skladu sa njihovim m indeksima, što neće uticati na statističke osobine signala. Prema tome, zamenu $\alpha = (L+M-1)$ u (2.32) dobija se statistički ekvivalentan signal:

$$s(k) = \sum_{m=0}^{2M-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (c_{m,n}^R p(k - 2nM) e^{j\pi \frac{m}{M} \left(k - \frac{L-1}{2}\right)} + j c_{m,n}^I p(k + M - 2nM) e^{j\pi \frac{m}{M} \left(k - \frac{L-1}{2}\right)}) e^{j\pi \frac{m}{2}}. \quad (2.34)$$

Ukoliko se uporedi definicija signala $s(k)$ data izrazima (2.17), (2.18) i (2.21) sa definicijom $s(k)$ prema (2.34), može se zaključiti da su to isti signali sa gledišta statističkih osobina. Dakle, signal definisan izrazom (2.34) može biti generisan šemom sa Sl. 2.10 i može se primeniti metoda iz [4] radi implementacije ortogonalnih baza u diskretnom vremenu.

2.5.1.1 Uslovi ortogonalnosti

Za filter kojim se vrši uobličavanje impulsa, čiji je impulsni odziv $p(k)$, se kaže da je ortogonalan ako zadovoljava uslove savršene rekonstrukcije u odsustvu kanala, tj. $c_{m,n}^{R'} = c_{m,n}^R$ i $c_{m,n}^{I'} = c_{m,n}^I$, gde su $c_{m,n}^{R'}$ i $c_{m,n}^{I'}$ detektovani realni i imaginarni delovi simbola. Možemo da razmatramo ekvivalentne putanje od $(m+u)$ -tog podkanala predajnika do m -tog podkanala prijemnika. Pokazuje se da se uslovi ortogonalnosti za $p(k)$ svode na sledeće izraze, u kojima je $u \in [0, 2M-1]$ i $n \in \mathbb{Z}$ [4]:

$$s(k) = [\text{Re} \{ p(k - n2M) e^{j2\pi \frac{u}{2M} \left(k - \frac{\alpha}{2}\right)} \} * p'(k)] = \delta(n) \delta(u), \quad (2.35)$$

$$s(k) = [\text{Re} \{ j p(k + M - n2M) e^{j2\pi \frac{u}{2M} \left(k - \frac{\alpha}{2}\right)} \} * p'(k)]_{k=0} = 0, \quad (2.36)$$

$$s(k) = [\text{Im} \{ p(k - n2M) e^{j2\pi \frac{u}{2M} \left(k - \frac{\alpha}{2}\right)} \} * p'(k - M)] = 0, \quad (2.37)$$

$$s(k) = [\text{Im}\{jp(k + M - n2M)e^{j2\pi\frac{u}{2M}(k-\frac{\alpha}{2})}\} * p'(k - M)]_{k=0} = \delta(n)\delta(u). \quad (2.38)$$

U prethodnim izrazima je $p'(k) = p(-k)$ i operator $*$ označava operaciju konvolucije. Za $u \neq 0$ je zagarantovano da je međukanalna interferencija (ICI) savršeno uklonjena, dok je za $u=0$ intersimbolska interferencija (ISI) savršeno uklonjena. U daljem razmatranju, za $u = 0$ izrazi (2.36) i (2.37) obezbeđuju uslove za nultu ISI između realnih i imaginarnih delova QAM simbola, a izrazi (2.35) i (2.38) obezbeđuju uslove za nultu ISI za realne $c^R_{m,n}$ i imaginarne $c^I_{m,n}$ delove simbola $c_{m,n}$, respektivno

Može se pokazati [4] da su uslovi ortogonalnosti ispunjeni kada je zadovoljena sledeća jednakost:

$$\sum_{r=-\infty}^{\infty} p(k - rM)p(k - rM - n2M) = \delta(n)/M. \quad (2.39)$$

Radi dobijanja konačnog izraza, koji predstavlja uslov ortogonalnosti u DZT domenu, biće potrebno definisati DZT funkcije $p(k)$:

$$Z_p^M(k, \theta) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} p(k + rM)e^{-j2\pi r\theta}. \quad (2.40)$$

Inverzna DZT se definiše kao:

$$p(k) = \int_0^1 Z_p^M(k, \theta) d\theta. \quad (2.41)$$

Konačno, uslov ortogonalnosti u DZT domenu je [4]:

$$|Z_p^M(k, \theta)|^2 + |Z_p^M(k, \theta - 0.5)|^2 = 2/M \text{ za } k=0,1,\dots,M-1. \quad (2.42)$$

2.5.1.2 Procedura ortogonalizacije

Cilj je napraviti simetričnu funkciju koja zadovoljava (2.39). Može se početi od proizvoljnog simetričnog filtra, koji će potom biti modifikovan radi dobijanja simetričnog ortogonalnog filtra za uobličavanje impulsa i cela procedura će biti sprovedena u DZT domenu.

Polazeći od proizvoljnog filtra $p(k)$ koji zadovoljava (2.33), gde je $\alpha \in [0, 2M-1]$ i $r \in \mathbb{Z}$, ortogonalni filter za uobličavanje impulsa $p_o(k)$ se može dobiti kao [4]:

$$Z_{p_o}^M(k, \theta) = \frac{Z_p^M(k, \theta)}{\sqrt{2M|Z_p^M(k, \theta)|^2 + 2M|Z_p^M(k, \theta - 0.5)|^2}}. \quad (2.43)$$

Može se zapaziti da važi:

$$Z_{p_o}^M(k, \theta - 1) = Z_{p_o}^M(k, \theta). \quad (2.44)$$

Kada se uvrsti (2.43) u (2.42) i primeni (2.44), jednostavno se dolazi do izraza koji pokazuje da je $p_o(k)$ ortogonalna funkcija:

$$|Z_{p_o}^M(k, \theta)|^2 + |Z_{p_o}^M(k, \theta - 0.5)|^2 = 2/M \quad \text{za } k=0,1,\dots,M-1. \quad (2.45)$$

2.5.1.3 Procedura ortogonalizacije u diskretnom vremenu/frekvenciji

DZT se procenjuje u diskretnom domenu, u skladu sa:

$$Z_p^{M,S}(k, s) = \sum_{r=0}^{S-1} p(k + rM) e^{-\frac{j2\pi sr}{s}}, \quad \text{za } k=0,1,\dots,M-1 \text{ i } s=0,1,\dots,S-1. \quad (2.46)$$

U (2.46) S je celobrojna konstanta koja zadovoljava $L = MS$. Očigledno se može javiti potreba da se filter $p(k)$ dopuni nulama kako bi imao dužinu $L = MS$ u slučaju da je inicijalno imao kraću dužinu. Uočava se da se izračunavanje (2.46) svodi na računanje FFT po kolonama $S \times M$ matrice [4], koja je data u obliku:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} p(0) & p(1) & & p(M-1) \\ p(M) & p(M+1) & \dots & p(2M-1) \\ p(2M) & p(2M+1) & & p(3M-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p(L-M) & p(L-M+1) & \dots & p(L-1) \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

Koraci koji čine proceduru ortogonalizacije su sledeći:

- 1) Projektuje se simetrični inicijalni filter $p(k)$ koji zadovoljava (2.33),
- 2) Primeni se, ukoliko ima potrebe, dopunjavanje nulama da bi filter $p(k)$ imao dužinu $L = MS$,
- 3) Izračuna se DZT ortogonalnog filtra $p_o(k)$ u skladu sa:

$$Z_{p_o}^{(M,S)}(k, s) = \frac{2Z_p^{(M,S)}(k, s)}{\sqrt{2M|Z_p^{(M,S)}(k, s)|^2 + 2M|Z_p^{(M,S)}(k, s-S/2)|^2}}. \quad (2.48)$$

- 4) Izračuna se inverzna DZT radi dobijanja ortogonalnog filtra za uobličavanje impulsa $p_o(k)$, odnosno izračuna se IFFT na kolonama matrice \mathbf{P} date sa (2.47).

Prethodno opisani algoritam ne garantuje da je filter $p_o(k)$ automatski dobro vremensko-frekvencijski lokalizovan. U [4] je primećeno da se polazeći od niskopropusnog filtra ili Gausove funkcije sa propusnim opsegom koji približno iznosi $1/(2M)$ dolazi do dobro lokalizovanog OFDM/OQAM filtra za uobličavanje impulsa.

Može se zapaziti da je opisani algoritam ortogonalizacije veoma računski efikasan zato što se bazira na FFT-u i deljenju u DZT domenu.

2.5.1.4 Parametri simulacija

U simulacijama su primenjeni Gausov (Gaussian) i Kajzerov (Kaiser) prozor radi dobijanja inicijalnih filtara. Oba filtra su simetrična, Gausov ima veoma dobru vremensko-frekvencijsku lokalizaciju [3], a Kajzerov je optimalan u smislu kompromisa između širine prelazne zone i minimalne amplitude bočnih lobova.

Svi filtri su reda 111 u projektovani su fir1 instrukcijom u MATLAB-u. *Cut-of* frekvencija, koja odgovara slabljenju amplitudske karakteristike od 6 dB, je postavljena na $1/(2M)$. Za Gausov prozor je standardna devijacija postavljena na vrednosti 5^{-1} i 10^{-1} , a za Kajzerov prozor je parametar β postavljen na 30.

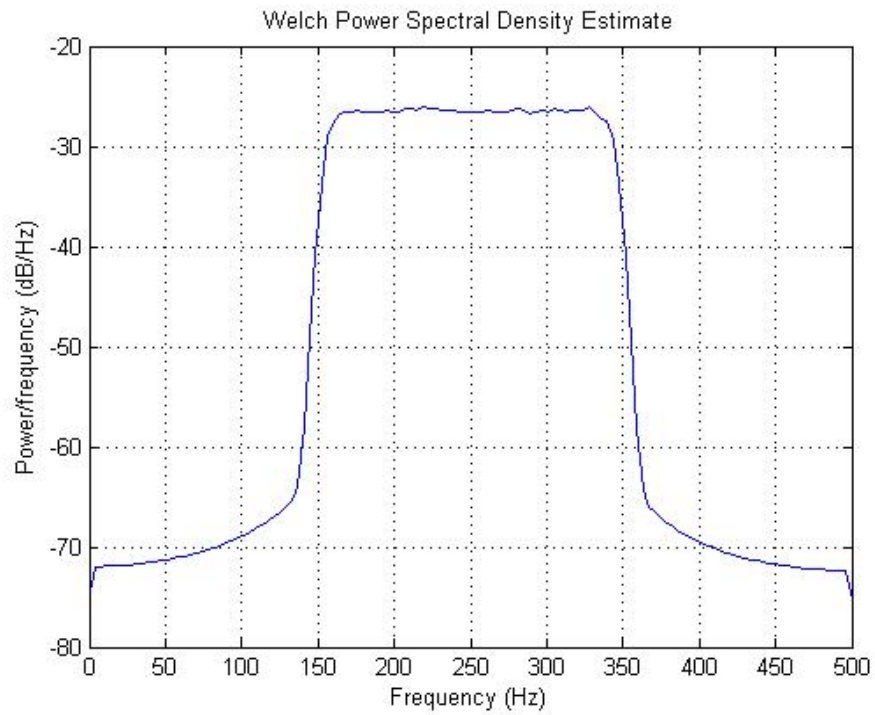
U ponuđenoj implementaciji je broj podnosioca podešen na $2M-1$, gde M zadovoljava $M \in \mathbb{N}$. U simulacijama je primenjen mali broj podnosilaca (3 i 7) samo zbog mogućnosti da se bolje vizuelno prezentuju rezultati.

Za ulazne podatke u simulacijama upotrebljeno je 10000 blokova od $2M$ kompleksnih QAM simbola.

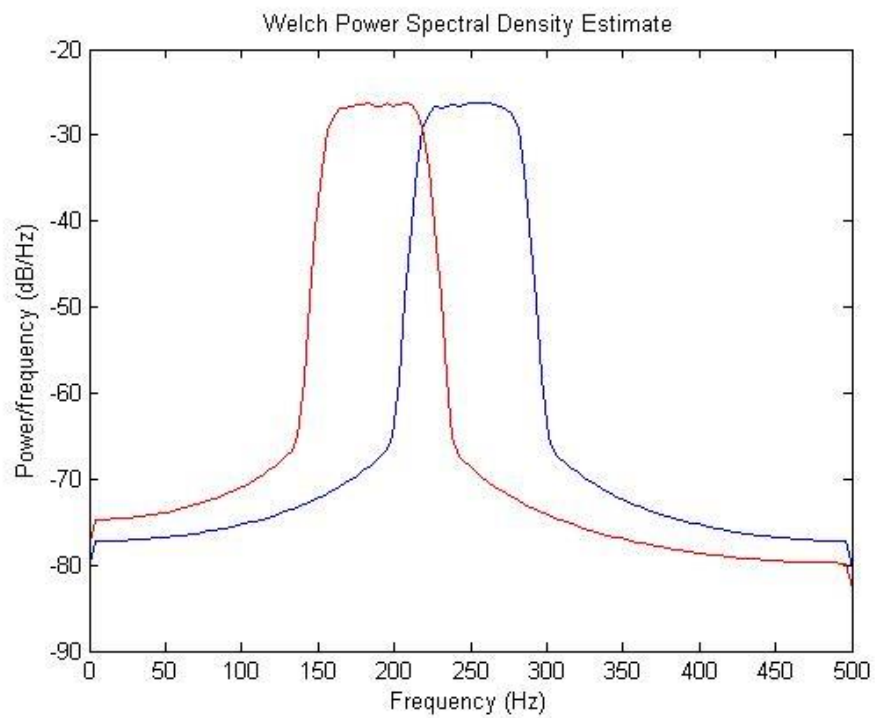
Primenjena je frekvencija odabiranja od 1000 Hz i frekvencija nosioca od 250 Hz za signal u transponovanom opsegu. Ponovo, radi boljeg vizuelnog prikaza, ukupni opseg signala je podešen na približno 200 Hz. Prema tome, kada je broj podnosioca manji, frekvencijski opseg oko svakog podnosioca je širi i obrnuto.

2.5.1.5 Rezultati simulacija

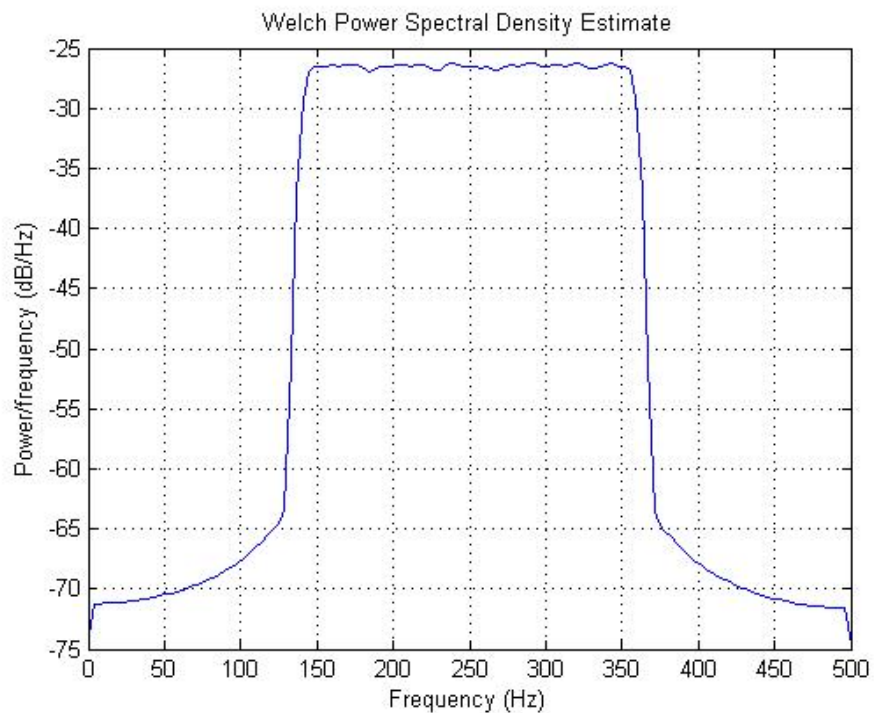
Obuhvaćeno je nekoliko scenarija gde su zauzeti svi podnosioci (1. podnosilac, 2. podnosilac, 3. podnosilac itd.) ili samo dva susedna (1. podnosilac i 2. podnosilac). Na Sl. 2.16 i Sl. 2.17 su primenjeni Gausovi prozori sa standardnom devijacijom od 10^{-1} , a na Sl. 2.18 i Sl. 2.19 sa standardnom devijacijom od 5^{-1} . Na Sl. 2.20 – Sl. 2.23 je primenjen Kajzerov prozor. Pomenute slike prikazuju spektralne gustine snage, dobijene Welch-ovom metodom.



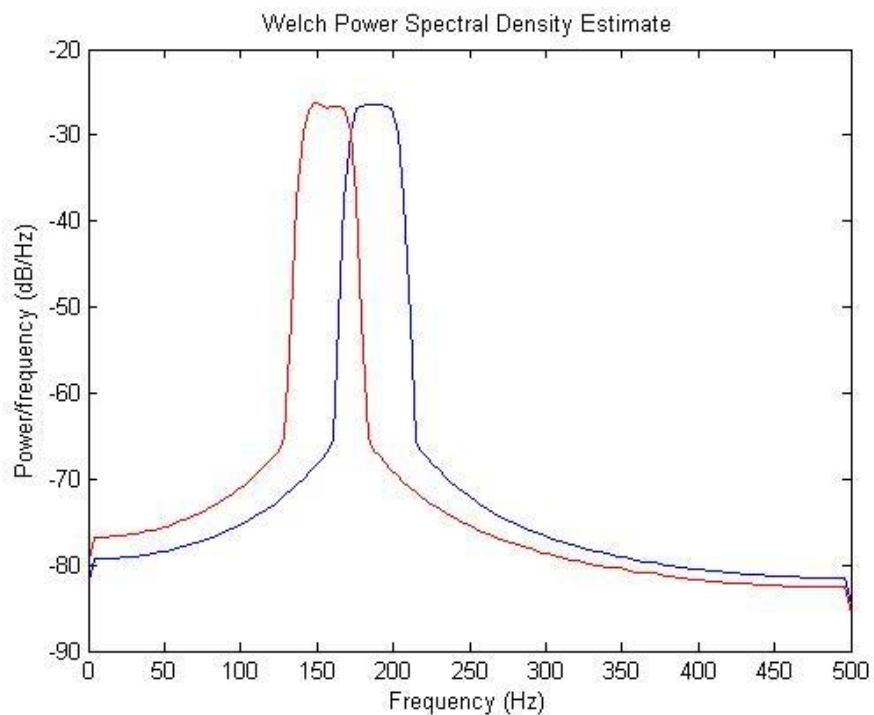
Sl. 2.16- Ortogonalni filtar dobijen Gausovim prozorom, $M=2$ i sa svim podnosiocima.



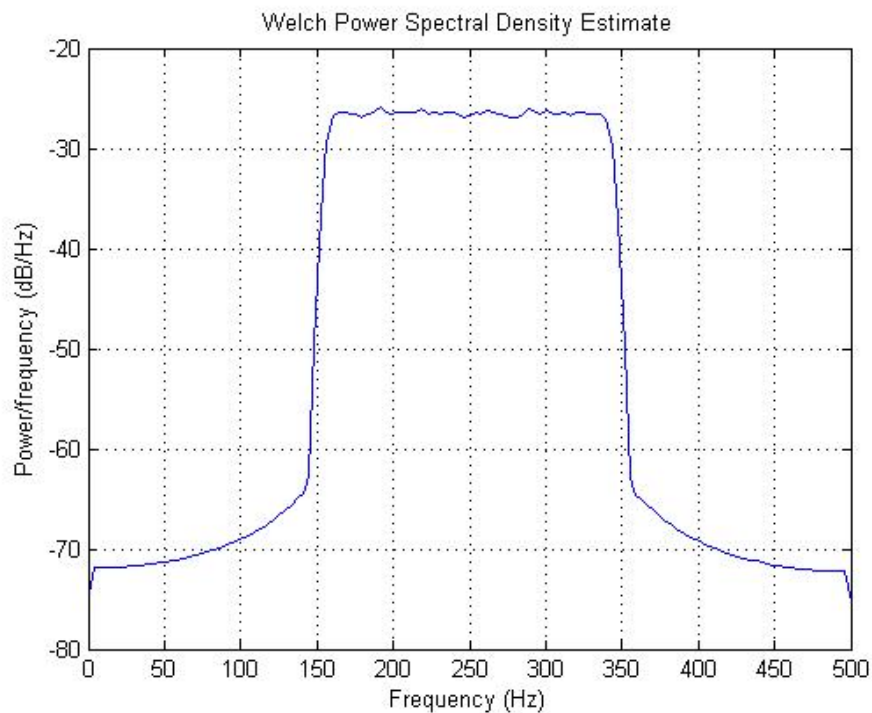
Sl. 2.17- Ortogonalni filtar dobijen Gausovim prozorom, $M=2$ i sa 1. i 2. podnosiocem.



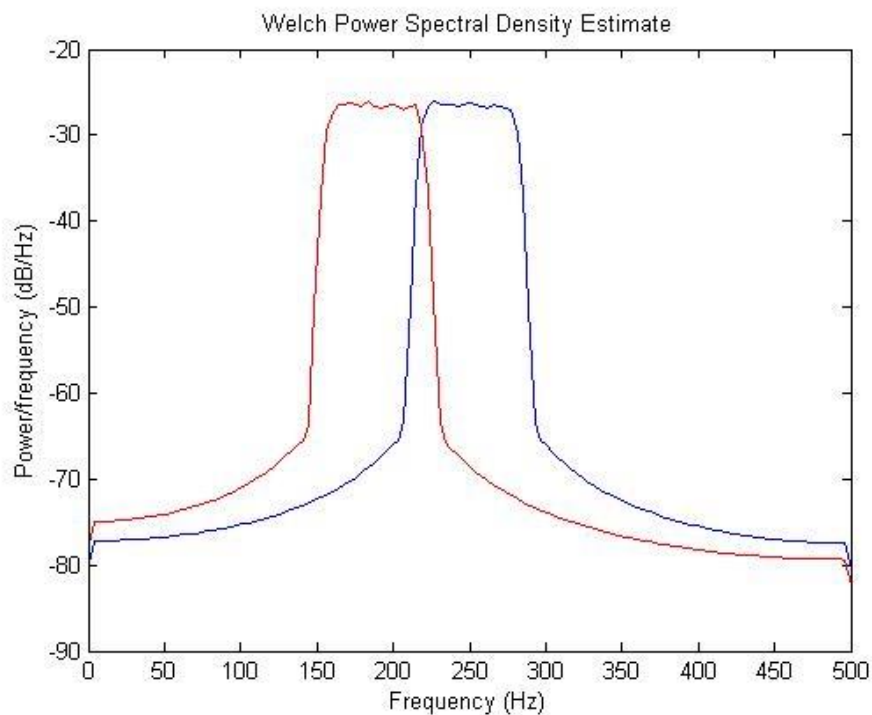
Sl. 2.18- Ortogonalni filtar dobijen Gausovim prozorom, $M=4$ i sa svim podnosiocima.



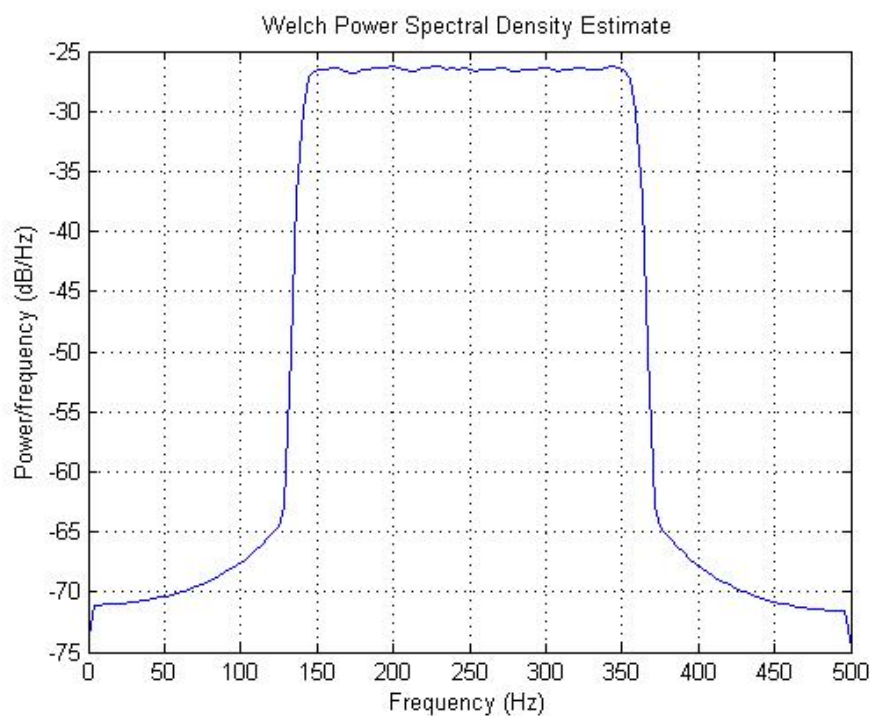
Sl. 2.19- Ortogonalni filtar dobijen Gausovim prozorom, $M=4$ i sa 1. i 2. podnosiocem.



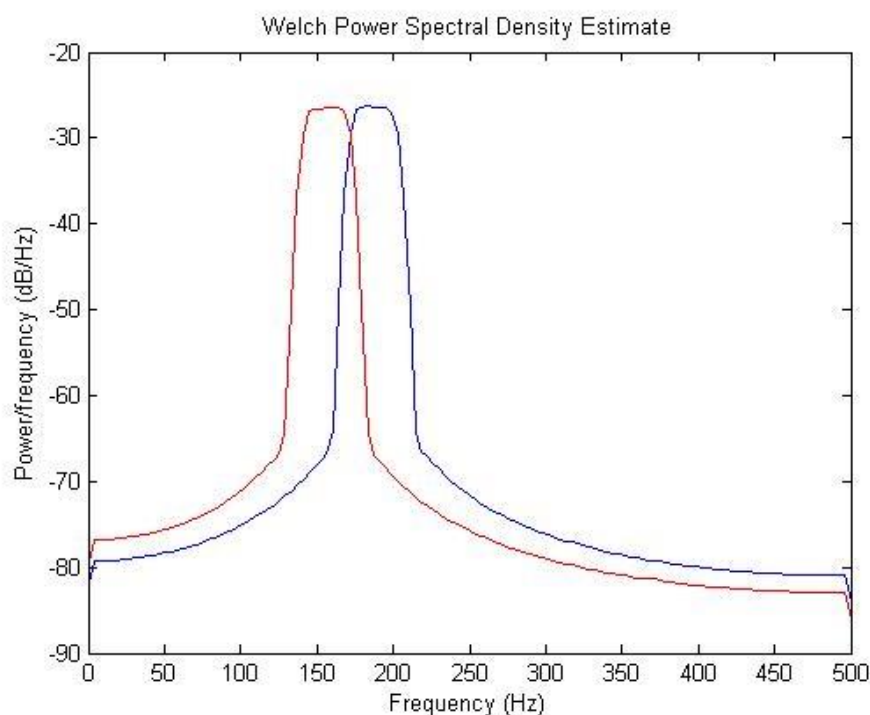
Sl. 2.20- Ortogonalni filtar dobijen Kajzerovim prozorom, $M=2$ i sa svim podnosiocima.



Sl. 2.21- Ortogonalni filtar dobijen Kajzerovim prozorom, $M=2$ i sa 1. i 2. podnosiocem.



Sl. 2.22- Ortogonalni filtar dobijen Kajzerovim prozorom, $M=4$ i sa svim podnosiocima.



Sl. 2.23- Ortogonalni filtar dobijen Kajzerovim prozorom, $M=4$ i sa 1. i 2. podnosiocem.

2.5.1.6 Kod u MATLAB-u

Priloženim kodom se projektuje ortogonalni filtar polazeći od inicijalnog simertičnog filtra i broja podnosioca, što predstavlja argumente funkcije kojom se obavlja projektovanje. Kada

se dati kod objedini sa kodom iz odeljka 2.4, dobija se efikasan kod za OFDM/OQAM modulator sa ortogonalnim podnosiocima u diskretnom vremenu.

%Funkcija pravi ortogonalni filter polazeci od proizvoljnog simetricnog, kauzalnog filtra i broja podnosilaca kao ulaznih argumenata.

```
function [ filteroutput ] = orthogonalisation( filterinput,M)
```

%filterinput – inicijalni simetricni filter.

%M – broj podnosilaca.

```
L=length(filterinput);
```

```
K=ceil(L/(M/2));
```

```
if mod(K,2)==1
```

```
    K=K+1;
```

```
end
```

```
Lg=M/2*K;
```

```
if L<Lg
```

filterinput(Lg)=0;%Dopunjavanje nulama inicijalnog filtra ukoliko mu je duzina manja od celobrojnog umnoska od M/2.

```
end
```

```
index=1:M/2:Lg-M/2+1;
```

G=zeros(K,M/2);%Rezervisanje memorije za G - matricu koeficijenata filtra za uobicavanje impulsa..

```
G(:,1)=filterinput(index)';
```

```
for i=2:M/2
```

```
    G(:,i)=filterinput(index+i-1)';%Pravi se matrica G.
```

```
end
```

Zg=zeros(K,M/2);%Rezervacija memorije za DZT inicijalnog filtra..

```
for i=1:M/2
```

Zg(:,i)=fft(G(:,i));%Izracunavanje DZT se svodi na FFT po kolonama matrice koeficijenata filtra za uobicavanje impulsa.

```
end
```

Zgpom=[Zg;Zg];%Pomocna matrica koja služi za formiranje translirane matrice.

Zgt=zeros(K,M/2); %Rezervacija memorije za transliranu matricu.

```
for i=1:K
```

```
    Zgt(i,:)=Zgpom(i+K/2,:);%Pravi se translirana matrica.
```

end

$Z_{go} = 2 * Z_g ./ (\text{sqrt}(M * (\text{abs}(Z_g))^2 + M * (\text{abs}(Z_{gt}))^2));$ %Formiranje DZT ortogonalnog filtra u skladu sa odgovarajućom formulom.

$go = \text{zeros}(K, M/2);$ %Rezervacija memorije za impulsni odziv ortogonalnog filtra.

for $i = 1 : M/2$

$go(:, i) = \text{ifft}(Z_{go}(:, i));$ %Vraćanje u vremenski domen se svodi na računanje IFFT po kolonama DZT matrice.

end

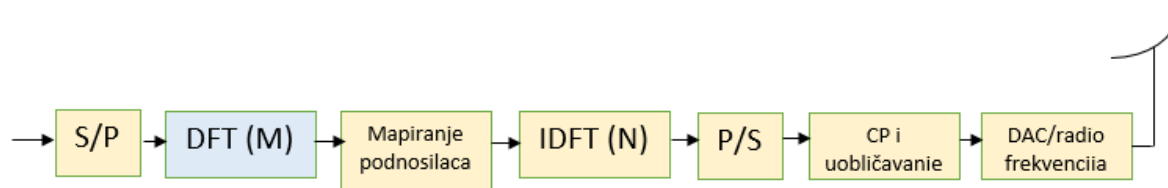
$\text{filteroutput} = \text{reshape}(go', 1, L_g);$ %Slaganje odbiraka impulsnog odziva ortogonalnog filtra u ispravan vremenski redosled.

End

2.6 Single Carrier Frequency Division Multiple Access

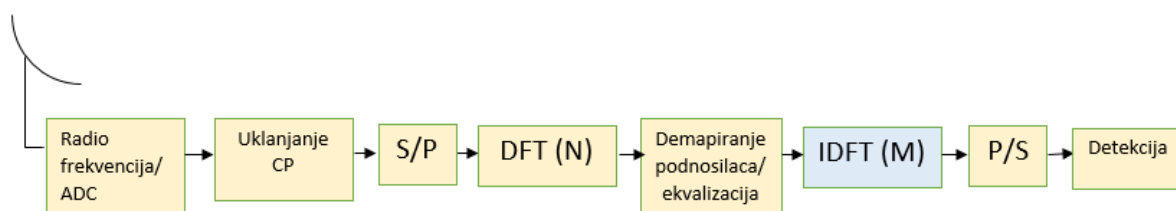
3GPP (3rd Generation Partnership Project) koristi *Orthogonal Frequency Division Multiple Access* (OFDMA) na direktnom linku i *Single Carrier Frequency Division Multiple Access* (SC-FDMA) na povratnom linku u okviru *Long Term Evolution* (LTE) ćelijskih sistema sa ciljem postizanja efikasnosti po snazi mobilnih terminala. Osnovni nedostatak OFDMA je znatna varijacija izlazne snage, tj. veliki PAPR, koji predstavlja generalni problem kod modulacija višeg reda jer superponiranje velikog broja prostoperiodičnih komponenti može da dovede do toga da nivo ukupnog signala jako varira. Visok PAPR uzrokuje potrebu za predajnicima koji su skuplji i manje efikasni po snazi. Sa druge strane, primena SC-FDMA podrazumeva složenije ekvalizatore u frekvencijskom domenu nego što bi bilo potrebno kod OFDMA tehnike.

Na Sl. 2.24 je prikazan predajnik SC-FDMA signala, pri čemu bi se izostavljanjem DFT bloka dobio predajnik OFDMA signala. Kompleksni modulacioni simboli ulaze u S/P (*Serial to Parallel*) blok, nakon čega prolaze kroz sledeće blokove: DFT sa M ulaza (M - broj simbola), blok za mapiranje podnosilaca, IDFT blok sa N ulaza (N - broj podnosilaca), pri čemu je $M < N$, P/S (*Parallel to Serial*) blok, blok za dodavanje cikličnog prefiksa i uobličavanje impulsa, na kraju DAC (*Digital to Analog Conversion*) i emitovanje. Blokom za mapiranje podnosilaca se vrši raspoređivanje korisničkih kanala u frekvencijskom domenu, odnosno raspoređivanje grupa kanala koji pripadaju pojedinim korisnicima. I SC-FDMA i OFDMA imaju mogućnost opisanog raspoređivanja, što je veoma korisno ako postoji frekvencijski selektivan fading u kanalu.



Sl. 2.24- SC-FDMA predajnik

Na Sl. 2.25 je prikazana blok šema prijmnika SC-FDMA signala, pri čemu bi se izostavljanjem IDFT bloka dobio prijmnik OFDMA signala.



Sl. 2.25- SC-FDMA prijmnik

Ulaz u predajnik prikazan na Sl. 2.24 i izlaz iz prijmnika prikazanog na Sl. 2.25 predstavljaju kompleksni modulacioni simboli, pri čemu se modulaciona tehnika bira u zavisnosti od kvaliteta kanala. Blok od M modulacionih simbola ima protok R_{izvora} [simbola/s]. DFT u M tačaka preslikava modulacione simbole u frekvencijski domen i moduliše M od ukupno N ortogonalnih podnosilaca razmaknutih za f_0 [Hz]. Tako opseg SC-FDMA signala postaje [27]:

$$W = Nf_0 \text{ [Hz]}. \quad (2.49)$$

Protok simbola kroz kanal iznosi:

$$R_{kanala} \text{ [simbola/s]} = R_{izvora} \text{ [simbola/s]} N/M. \quad (2.50)$$

Pri tom, faktor frekvencijskog širenja se definiše kao:

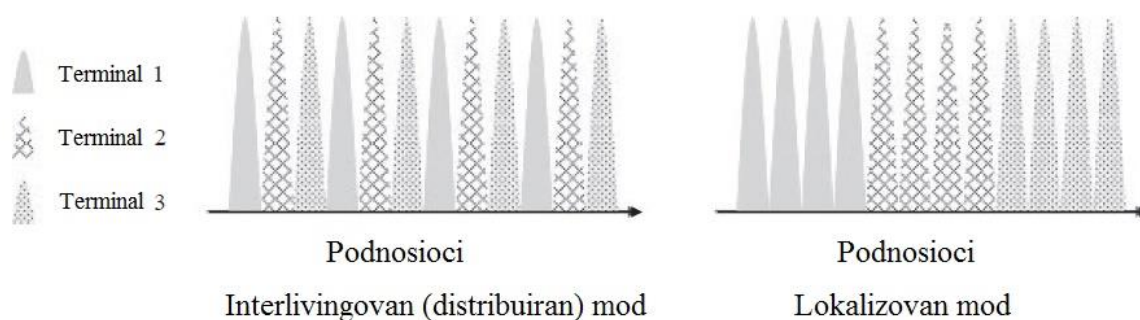
$$Q = R_{kanala} / R_{izvora} = N/M. \quad (2.51)$$

Pre transmisije obavlja se dodavanje CP i uobličavanje impulsa. CP ima ulogu zaštitnog inretvala kojim se sprečava interferencija među blokovima simbola usled propagacije signala po više putanja. Formira se kopiranjem zadnjeg dela, a što se postavlja na početak svakog bloka. Ukoliko je trajanje CP duže od maksimalnog proširenja kašnjenja kanala ili, okvirno, duže od impulsnog odziva kanala, onda neće biti interferencije među blokovima. Drugi bitan razlog za korišćenje CP je što se u diskretnom domenu linearna konvolucija kanala i signala koji u njega

ulazi svodi na cirkularnu konvoluciju jer je CP kopija krajnjeg dela bloka. Usled toga se propagacija signala kroz kanal može modelovati cirkularnom konvolucijom impulsnog odziva kanala i bloka podataka koji u njega ulazi, što u frekvencijskom domenu odgovara množenju DFT odbiraka kanala i signala. Posledica toga je veoma jednostavno uklanjanje efekata distorzije kanala jer je potrebno jedino DFT primljenog signala podeliti DFT-om kanala u odgovarajućim tačkama.

Uobličavanje impulsa se uobičajeno vrši *Rised Cosine* (RC) filtrima. Na zračenje van opsega se utiče *roll-of* faktorom, $\rho \in [0,1]$. Ukoliko je $\rho=0$, dobija se idealni filter propusnik opsega i svo zračenje van opsega će biti potisnuto, dok sa porastom ρ raste i zračenje van opsega. U vremenskom domenu bočni lobovi rastu kako ρ opada i to povećava vršnu snagu signala nakon uobličavanja impulsa [27]. Zbog toga izbor za ρ predstavlja kompromis između zračenja van frekvencijskog opsega i parametra PAPR.

U pogledu mapiranja M modulacionih simbola u frekvencijskom domenu na N podnosioca, na raspolaganju su dva moda, lokalizovani i distribuirani. U lokalizovanom modu se modulacioni simboli preslikavaju na susedne podnosiocce, dok su u distribuiranom modu jednako udaljeni. U oba slučaja IDFT u predajniku dodaje nule na ulazu bloka u $N-M$ tačaka. Lokalizovani mod se naziva i lokalizovani FDMA (*Localized Frequency Division Multiple Access*, LFDMA), a distribuirani mod se naziva i distribuirani FDMA (*Distributed Frequency Division Multiple Access*, DFDMA). Kada važi $N = QM$ i kada je M modulacionih simbola jednako razmaknuto duž celog opsega, odnosno kada razmak iznosi Q kanala, dobija se poseban slučaj DFDMA sa „upredenim“ rasporedom podnosilaca, koji se naziva interlivingovan FDMA (*Interleaved Frequency Division Multiple Access*, IFDMA). IFDMA je veoma efikasan mod jer omogućava da se signal formira samo množenjem modulacionih simbola u vremenskom domenu određenim kompleksnim koeficijentima, čime se eliminiše potreba za DFT i IDFT [27]. Ilustracija opisanih modova u frekvencijskom domenu nalazi se na Sl. 2.26. [27].



Sl. 2.26- Ilustracija IFDMA i LFDMA u frekvencijskom domenu.

Radi detaljnijeg uvida u strukturu SC-FDMA signala, u nastavku će biti dati izrazi za signal u vremenskom domenu za sva tri moda: LFDMA, DFDMA i IFDMA. Za kompleksne modulacione simbole koji prolaze kroz S/P blok i ulaze u DFT sa M tačaka biće usvojena oznaka $\{c_m^b\}_{m=0}^{M-1}$, gde je b redni broj bloka, a m određeni ulaz u DFT. Na izlazu iz DFT dobijaju se simboli u frekvencijskom domenu, označeni sa $\{C_m^b\}_{m=0}^{M-1}$. Nakon toga, vrši se mapiranje podnosilaca, odnosno frekvencijski simboli $\{C_m^b\}_{m=0}^{M-1}$ se raspoređuju na N podnosilaca, pri čemu je $M \leq N$ i $N = QM$, gde je Q faktor frekvencijskog širenja. Na preostalim podnosiocima, kojih ima $N-M$, nalaze se nule. Kao rezultat mapiranja, dobijaju se ulazi u IFFT $\{Y_n^b\}_{n=0}^{N-1}$. Izlazi iz IFFT prolaze kroz P/S blok, te se dobijaju simboli u vremenskom domenu $\{y_n^b\}_{n=0}^{N-1}$.

2.6.1 IFDMA signal

U slučaju IFDMA signala, kada mapiranje podnosilaca kreće od nultog, tj. C_0^b se preslikava u Y_0^b , C_1^b se preslikava u Y_Q^b itd., što se može predstaviti sledećim izrazom:

$$Y_l^b = \begin{cases} C_{l/Q}^b & \text{za } l = Qk, 0 \leq k \leq M-1 \\ 0 & \text{za svako drugo } l \end{cases}. \quad (2.52)$$

U vremenskom domenu se na izlazu modulatora dobija sekvenca ulaznih simbola koja se ponavlja Q puta i skalirana je sa Q , odnosno važi:

$$y_n^b = \frac{1}{Q} c_{(n)_{\text{mod}(M)}}^b. \quad (2.53)$$

Ukoliko se prilikom mapiranja podnosilaca ne kreće od nultog, već od r -tog podnosioca, a u slučaju IFDMA je $r \in \{0, 1, Q-1\}$, važi sledeći izraz:

$$Y_l^b = \begin{cases} C_{l/Q-r}^b & \text{za } l = Qk + r, 0 \leq k \leq M-1 \\ 0 & \text{za svako drugo } l \end{cases}. \quad (2.53)$$

U slučaju opisanog mapiranja, odbirci na izlazu su pomnoženi i koeficijentima $e^{j2\pi rn/N}$, odnosno važi sledeći izraz:

$$y_n^b = \frac{1}{Q} c_{(n)_{\text{mod}(M)}}^b e^{j2\pi rn/N}. \quad (2.54)$$

U narednom delu će biti dati izrazi za signal u vremenskom domenu za LFDMA i DFDMA sa pomerajem $r=0$, a za $r \neq 0$ potrebno je odbirke signala na izlazu pomnožiti koeficijentom $e^{j2\pi rn/N}$, kao i u slučaju IFDMA.

Radi ilustracije mapiranja podnosilaca i vrednosti IFDMA signala u vremenskom domenu, biće usvojeno $N = 12$, $M = 4$ i $Q = 3$, što znači da se svakom od 3 korisnika dodeljuje po 4 od

ukupno 12 podnosilaca. Mapiranje podnosioca, tj. preslikavanje $\{C_m^b\}_{m=0}^{M-1}$ u $\{Y_n^b\}_{n=0}^{N-1}$ je prikazano u Tabeli 2.1. Odbirci IFDMA signala u vremenskom domenu su prikazani u Tabeli 2.2, gde je $a_{r,n} = e^{j2\pi rn/N}$. Različite vrednosti parametra r u pomenutim tabelama odgovaraju različitim korisnicima. Značajna prednost IFDMA u odnosu na LFDMA i DFDMA jeste to što se signal generiše množenjem ulaznih kompleksnih simbola odgovarajućim rotacionim faktorima $a_{r,n}$, pa nije potrebna ni DFT, ni IDFT, odnosno postignuta je veća računaska efikasnost.

Y_0^b	Y_1^b	Y_2^b	Y_3^b	Y_4^b	Y_5^b	Y_6^b	Y_7^b	Y_8^b	Y_9^b	Y_{10}^b	Y_{11}^b	
C_0^b			C_1^b			C_2^b			C_3^b			$r=0$
	C_0^b			C_1^b			C_2^b			C_3^b		$r=1$
		C_0^b			C_1^b			C_2^b			C_3^b	$r=2$

Tabela 2.1- Mapiranje podnosilaca IFDMA signala.

Qy_0^b	Qy_1^b	Qy_2^b	Qy_3^b	Qy_4^b	Qy_5^b	Qy_6^b	Qy_7^b	Qy_8^b	Qy_9^b	Qy_{10}^b	Qy_{11}^b	
c_0^b	c_1^b	c_2^b	c_3^b	c_0^b	c_1^b	c_2^b	c_3^b	c_0^b	c_1^b	c_2^b	c_3^b	$r=0$
$a_{1,0} \cdot c_0^b$	$a_{1,1} \cdot c_1^b$	$a_{1,2} \cdot c_2^b$	$a_{1,3} \cdot c_3^b$	$a_{1,4} \cdot c_0^b$	$a_{1,5} \cdot c_1^b$	$a_{1,6} \cdot c_2^b$	$a_{1,7} \cdot c_3^b$	$a_{1,8} \cdot c_0^b$	$a_{1,9} \cdot c_1^b$	$a_{1,10} \cdot c_2^b$	$a_{1,11} \cdot c_3^b$	$r=1$
$a_{2,0} \cdot c_0^b$	$a_{2,1} \cdot c_1^b$	$a_{2,2} \cdot c_2^b$	$a_{2,3} \cdot c_3^b$	$a_{2,4} \cdot c_0^b$	$a_{2,5} \cdot c_1^b$	$a_{2,6} \cdot c_2^b$	$a_{2,7} \cdot c_3^b$	$a_{2,8} \cdot c_0^b$	$a_{2,9} \cdot c_1^b$	$a_{2,10} \cdot c_2^b$	$a_{2,11} \cdot c_3^b$	$r=2$

Tabela 2.2- Odbirci IFDMA signala u vremenskom domenu.

2.6.2 LFDMA signal

Mapiranje podnosilaca sa parametrima $N = 12$, $M = 4$ i $Q = 3$ kod LFDMA signala je ilustrovano Tabelom 2.3.

Y_0^b	Y_1^b	Y_2^b	Y_3^b	Y_4^b	Y_5^b	Y_6^b	Y_7^b	Y_8^b	Y_9^b	Y_{10}^b	Y_{11}^b	
C_0^b	C_1^b	C_2^b	C_3^b									$r=0$
				C_0^b	C_1^b	C_2^b	C_3^b					$r=4$
								C_0^b	C_1^b	C_2^b	C_3^b	$r=8$

Tabela 2.3- Mapiranje podnosilaca LFDMA signala

Neka je $n = Qm+q$, gde je $0 \leq m \leq M-1$, $0 \leq q \leq Q-1$ i $N = MQ$. Vremenski oblik LFDMA signala, za $r = 0$, je:

$$y_n^b = y_{Qm+q}^b = \begin{cases} \frac{1}{Q} c_{(n)_{\text{mod}M}}, & q = 0 \\ \frac{1}{Q} (1 - e^{j2\pi q/Q}) \frac{1}{M} \sum_{p=0}^{M-1} \frac{c_p^b}{1 - e^{j2\pi \left\{ \frac{m-p+q}{M} + \frac{q}{QM} \right\}}}, & q \neq 0 \end{cases} \quad (2.55)$$

Iz izraza (2.55) se vidi da LFDMA signal sadrži zapravo kopije ulaznih kompleksnih odbiraka, skalirane sa Q , na pozicijama odbiraka koji su celobrojni umnožci od Q . Vrednosti drugih odbiraka, koji su na pozicijama između celobrojnih umnožaka od Q , se dobijaju množenjem svakog ulaznog simbola iz posmatranog bloka b odgovarajućim težinskim koeficijentom i sabiranjem tako dobijenih proizvoda.

2.6.3 DFDMA signal

Neka je Q' ($1 \leq Q' \leq Q$) faktor frekvencijskog širenja. Ilustracija mapiranja podnosilaca za $N = 12$, $M = 4$ i $Q = 3$ i $Q' = 2$ se nalazi u Tabeli 2.4.

Y_0^b	Y_1^b	Y_2^b	Y_3^b	Y_4^b	Y_5^b	Y_6^b	Y_7^b	Y_8^b	Y_9^b	Y_{10}^b	Y_{11}^b	
C_0^b		C_1^b		C_2^b		C_3^b						$r=0$
	C_0^b		C_1^b		C_2^b		C_3^b					$r=1$

Tabela 2.4- Mapiranje podnosilaca DFDMA signala

Vremenski oblik DFDMA signala za $r = 0$ je:

$$y_n^b = y_{Qm+q}^b = \begin{cases} \frac{1}{Q} c_{(Q'(n)_{\text{mod}M})_{\text{mod}M}}, & q = 0 \\ \frac{1}{Q} \left(1 - e^{j2\pi q \frac{Q'}{Q}}\right) \frac{1}{M} \sum_{p=0}^{M-1} \frac{c_p^b}{1 - e^{j2\pi \left\{ \frac{Q'm-p+Q'q}{M} + \frac{Q'q}{QM} \right\}}}, & q \neq 0 \end{cases} \quad (2.56)$$

2.6.4 Dodavanje CP

Borba protiv ISI, prouzrokovane kanalnim proširenjem kašnjenja, na početak svakog bloka sekvence vremenskih odbiraka dužine N dodaje se ciklični prefiks (CP) dužine L ($L < N$).

Uobičajeno je da L bude celobrojni umnožak od Q [24, 27]. Neka u označava redni broj vremenskog odbirka u bloku b nakon dodavanja CP, $0 \leq u \leq N+L-1$, a neka $\{z_u^b\}_{u=0}^{N+L-1}$ označava odbirke.

$$z_u^b = \begin{cases} y_{N-L+u}^b, & u = 0, \dots, L-1 \\ y_{u-L}^b, & u = L, \dots, N+L-1 \end{cases} \quad (2.57)$$

2.6.5 SC-FDMA u kontinualnom vremenu

Kontinualni SC-FDMA signal bez šuma, sa CP i sa uobličavanjem impulsa ima oblik:

$$r(t) = \sum_{b=-\infty}^{\infty} [\sum_{u=0}^{N+L-1} z_u^b g(t - uT - b(N+L)T)], \quad (2.58)$$

gde je $g(t)$ funkcija za uobličavanje impulsa, a T je trajanje z_u^b simbola [24].

Mogućnost detekcije i klasifikacije SC-FDMA i sličnih klasa OFDM signala biće predstavljena u poglavlju 4.

2.7 Ciklična obeležja OFDM/QAM, OFDM/OQAM i SC-FDMA signala

Efikasno korišćenje spektra, kao zadataka CR-a u složenom radio-frekvencijskom okruženju, nalaže primenu novih, naprednih tehnika obrade i analize signala, gde veoma značajno mesto zauzima tehnika obrade ciklostacionarnih signala (*CSP-Cyclostationary Signal Processing*). CSP omogućava detekciju i identifikaciju signala pri malim SNR, kao i pri povećanoj neodređenosti ili odsustvu informacije o šumu i signalima od interesa (*blind detection*).

U analizi realnih ciklostacionarnih signala dovoljno je izvršiti ne-konjugovanu ciklična spektralna analiza (*Cyclic Spectral Analysis, CSA*), ali u slučaju kompleksnih signala treba izvršiti i ne-konjugovanu i konjugovanu CSA. Ne-konjugovana CSA detektuje ciklična obeležja koja se pridružuju osnovnom opsegu (*baseband*), a konjugovana CSA detektuje ciklična obeležja koja se pridružuju frekvenciji nosioca (*bandpass*).

Često je za klasifikaciju signala dovoljno precizno locirati izražena ciklična obeležja na osnovu kojih se detektuje signal u bifrekvencijskoj ravni. Najčešće se detekcija i klasifikacija signala zasnivaju na proceni cikličnog spektra (SCD) i spektralne koherencije (SOF) ili njihovim profilima u domenu ciklične frekvencije, tj. CDP (α -profili) [29]. Optimalna ciklična detekcija zahteva tačno poznavanje cikličnih frekvencija signala koji se detektuju, kao i SCD signala u idealnom slučaju. U praksi to obično nije slučaj, pa detekcija signala na bazi ciklične spektralne analize u *spectrum sensing-u* zahteva pretraživanje po celoj SCD bifrekvencijskoj ravni. SCD i spektralna koherencija su, dakle, tro-dimenzionalni (3D) podaci. 3D podaci su brojniji i njihova obrada je zahtevnija u odnosu na 2D podatke. Da bi se ublažio ovaj problem velikog broja podataka i zahtevne obrade u postupku optimalne ciklične detekcije, predlaže se detekcija ciklostacionarnih signala na bazi CDP. CDP, koji su interesantni i za detekciju i klasifikaciju signala, predstavljaju odgovarajuće 2D podatke dobijene procenom samo maksimalnih vrednosti ciklične autokorelacije, SCD ili SOF duž spektralne frekvencije f za

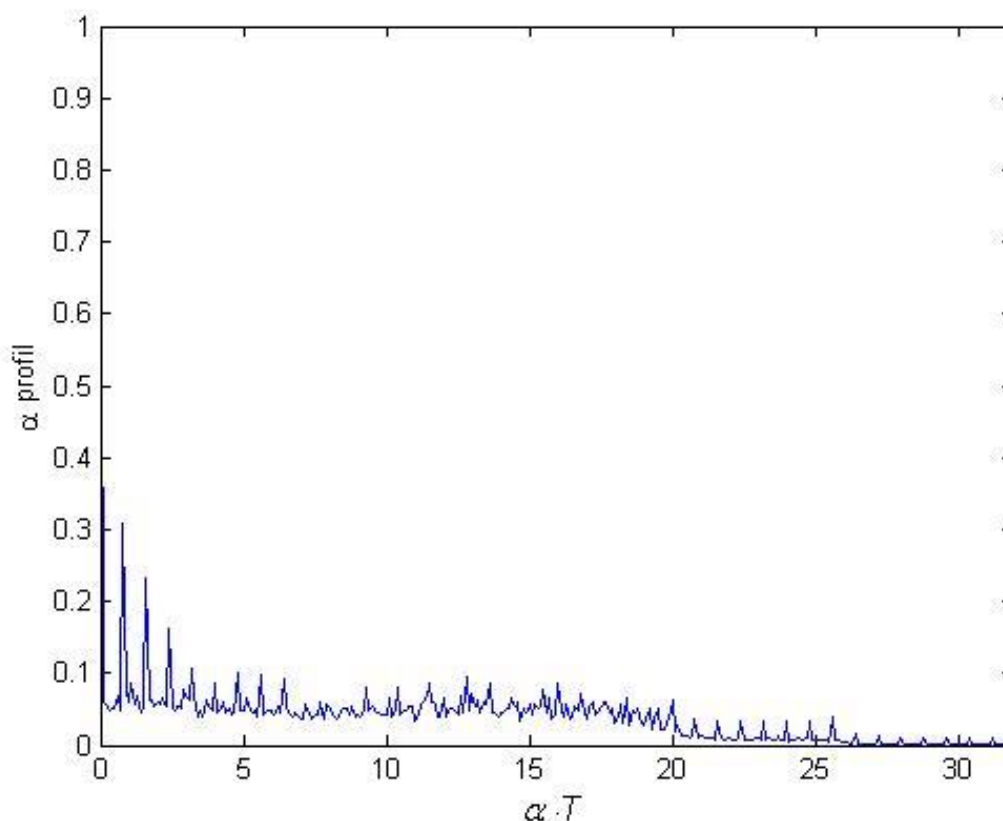
svaku cikličnu frekvenciju α . Na taj način se postiže redukcija u broju i dimenziji podataka koji se koriste u optimalnoj cikličnoj detekciji.

2.7.1 OFDM/QAM signali

OFDM/QAM signali sa CP, ponderisanim podnosiocima ili uobličanim impulsima su ciklostacionarni. Ciklična obeležja OFDM/QAM signala sa CP se ispoljavaju na cikličnim frekvencijama $\alpha=n/T$, gde je T interval kompletnog OFDM/QAM simbola [28].

Kao što je u prethodnom delu navedeno, postoje načini da se u OFDM signal uvedu ciklostacionarne signature i da se tako ne oslanja na inherentnu ciklostacionarnost signala, već da se upravlja ciklostacionarnim obeležjima u smislu njihove pozicije u bifrekvencijskoj ravni bez uticaja na druge karakteristike signala [30]. Tako fizički sloj OSI referentnog modela ostaje veoma fleksibilan, a detekcija CS obeležja u prijemniku izrazito pojednostavljena jer je poznato gde se obeležja nalaze. Mana ovakvog pristupa je povećan *overhead* u odnosu na slučaj kada se ne primenjuju signature.

Na Sl. 2.27 je prikazan CDP cikličnog spektra pri SNR = 15 dB za signal OFDM/QAM bez uobličavanja impulsa. $T=T_s+T_c$ je interval OFDM/QAM simbola sa cikličnim prefiksom trajanja T_c , T_s je interval izvornog QAM simbola, N je broj podnosilaca frekvencijski razmaknutih za $\Delta f=1/T_s$. CDP cikličnog spektra je dobijen primenom FFT akumulacionog metoda (*FFT Accumulation Method*, FAM) na signal sa sledećim parametrima: broj ortogonalnih podnosilaca je $N = 8$, dužina cikličnog prefiksa iznosi $T_c=0.25\cdot T$, primenjena je MQAM sa brojem modulacionih nivoa $M=16$, signal je realan i nalazi se na nosiocu $f_c = 2.75\Delta f$. Frekvencija odabiranja iznosi $f_s = 32\Delta f$, a broj odbiraka na osnovu kojih se procenjuju CDP cikličnih spektara iznosi 128000.



Sl. 2.27- CDP cikličnog spektra za OFDM/QAM bez uobličavanja impulsa pri SNR=15 dB

2.7.2 OFDM/OQAM signali

OFDM/OQAM signali sa uobličavanjem impulsa su ciklostacionarni [8]. U poređenju sa [10, 11], primećeno je [12] da OFDM/OQAM signali sa uobličavanjem impulsa sadrže karakteristična konjugovana ciklična obeležja na cikličnim frekvencijama povezanim sa frekvencijom nosioca, što znatno može poboljšati performanse detekcije i identifikacije ovakvih signala bez uvođenja signalizacione redundance, kao što su ciklostacionarne signature. Konačni izrazi za ne-konjugovani i konjugovani ciklični spektar OFDM/OQAM signala sa uobličavanjem impulsa, dobijeni primenom stohastičke matrice metode ciklične spektralne analize na bazi predstavljanja OFDM/OQAM signala aperiodičnim, homogenim Markovljevima, predstavljaju rezultat sopstvenog istraživanja i objavljeni su [12], što predstavlja značajan naučni doprinos ove teze. Izvršena je ciklostacionarna karakterizacija ne-konjugovanih i konjugovanih ciklostacionarnih obeležja na cikličnim frekvencijama povezanim sa simbolskom brzinom i dvostrukom frekvencijom nosioca. U nastavku su priloženi izrazi koji opisuju OFDM/OQAM signale, dat je način izvođenja eksplicitne formule

za ciklični spektar uobličenog OFDM/OQAM signala u transponovanom opsegu, kao i rezultati simulacije ciklične spektralne analize na bazi FFT akumulacione metode.

Kao što je rečeno u odeljku **2.2.3**, OFDM/OQAM signal $y(t)$, čija je kompleksna obvojnica (ekvivalent u osnovnom opsegu) $x(t)$ i frekvencija nosioca f_c , definisan je izrazom:

$$y(t) = R_e\{x(t)e^{j2\pi f_c t}\}. \quad (2.59)$$

Kompleksna obvojnica OFDM/OQAM signala, $x(t)$, predstavlja zbir N (broj paralelnih potkanala) OQAM signala $x_k(t)$, $k=0, \dots, N-1$, i data je izrazom:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k(t) = \sum_{k=0}^{N-1} e^{jk\left(\frac{2\pi t}{T} + \pi/2\right)} v(t), \quad (2.60)$$

U (2.60) $v(t)$ je kompleksna obvojnica OQAM signala i odgovarajući izraz za nju je:

$$v(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left(C_{k,l}^R g(t - lT) + j C_{k,l}^I g\left[t - \frac{T}{2} - lT\right] \right). \quad (2.61)$$

U (2.60) i (2.61) T je interval kompletnog OFDM/OQAM simbola, N je broj podnosilaca, razmaknutih za $\Delta f = 1/T$, $g(t)$ je impuls za uobličavanje na predaji, a $C_{k,l}^R$ i $C_{k,l}^I$ su realni i imaginarni delovi kompleksnih OQAM simbola $C_{k,l} = C_{k,l}^R + j C_{k,l}^I$, respektivno, na k -tom podnosiocu i l -tom simbolskom intervalu. Uobličena realna ($C_{k,l}^R$) i za $T/2$ pomerena imaginarna ($C_{k,l}^I$) sekvenca modulišu podnosiocice $\cos(2\pi kt/T)$ i $\sin(2\pi kt/T)$ u parnim potkanalima, respektivno, dok su u neparnim podkanalima podnosioci uzajamno zamenjeni. Upravo zamena podnosilaca upotrebom faznog faktora $e^{jk\pi/2}$ i kašnjenje za $T/2$ između komponente u fazi i komponente u kvadraturi stvaraju ortogonalnost između podnosilaca. Sekvenca kompleksnih podataka ($C_{k,l}$) uzima vrednosti iz skupa $\{a_m + jb_m\}_{m=1}^M$. Usvojena je pretpostavka da sekvenca simbola ($C_{k,l}$) ima statistički nezavisnu i identičnu raspodelu sa varijansom σ_C^2 , odnosno $E\{C_{k,l}C_{k',l'}^*\} = \sigma_C^2 \delta(k - k') \delta(l - l')$, gde je $\delta(n)$ Kronekerova delta funkcija. Dobro vremensko-frekvencijski lokalizovani impuls za uobličavanje $g(t)$ jeste ortogonalan ukoliko u odsustvu kanala obezbeđuje savršenu rekonstrukciju simbola, tj. prenos bez ISI i ICI. Ako je ortogonalni filter za uobličavanje ograničen na frekvencijski opseg $[-1/T, 1/T]$, onda je ekvivalentan kvadratnom korenu Nikvistovog filtra [5].

Ciklični spektar OFDM/OQAM signal na nosiocu (2.59) i ciklični spektar njegove kompleksne obvojnice (2.60) su povezani sledećom formulom [31, 32, 33]:

$$S_{yy}^\alpha(f) = \frac{1}{4} [S_{xx}^\alpha(f - f_c) + S_{xx}^{-\alpha}(-f - f_c)^* + S_{xx^*}^{\alpha-2f_c}(f) + S_{xx^*}^{-\alpha-2f_c}(-f)^*], \quad (2.62)$$

gde je $S_{yy}^\alpha(f)$ ciklični spektar OFDM/QAM signala na nosiocu, a $S_{xx}^\alpha(f)$ i $S_{xx^*}^\alpha(f)$ su ciklični spektar i konjugovani ciklični spektar kompleksne obvojnice $x(t)$, respektivno.

Slično kao u [33], može se pokazati da važi sledeća relacija između cikličnih spektara kompleksne obvojnice OFDM/OQAM signala i kompleksne obvojnice OQAM signala:

$$S_{xx}^{\alpha}(f) = \sum_{k=0}^{N-1} S_{vv}^{\alpha}(f - k/T), \quad (2.63)$$

$$S_{xx^*}^{\alpha}(f) = \sum_{k=0}^{N-1} (-1)^k S_{vv^*}^{\alpha-2k/T}(f - k/T), \quad (2.64)$$

gde su $S_{vv}^{\alpha}(f)$ i $S_{vv^*}^{\alpha}(f)$ ciklični i konjugovani ciklični spektar signala $v(t)$, respektivno. Prema tome, problem određivanja cikličnog spektra OFDM/OQAM signala se svodi na određivanje kompleksne obvojnice OQAM signala $v(t)$.

Izrazi za $S_{vv}^{\alpha}(f)$ i $S_{vv^*}^{\alpha}(f)$ su izvedeni u [12] i glase:

$$S_{vv}^{\alpha}(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_c^2}{2T} (1 + e^{-j\pi\alpha T}) G^* \left(f - \frac{\alpha}{2} \right) G \left(f + \frac{\alpha}{2} \right), & \alpha = \frac{n}{T}, \\ 0, & \alpha \neq \frac{n}{T}, \end{cases} \quad (2.65)$$

$$S_{vv^*}^{\alpha}(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_c^2}{2T} (1 - e^{-j\pi\alpha T}) G^* \left(f - \frac{\alpha}{2} \right) G \left(f + \frac{\alpha}{2} \right), & \alpha = \frac{n}{T}, \\ 0, & \alpha \neq \frac{n}{T}. \end{cases} \quad (2.66)$$

U prethodnim izrazima $G(f)$ je Fourierova transformacija funkcije za uobličavanje impulsa $g(t)$, a n je ceo broj ($n \in \mathbb{Z}$). Iz (2.65) i (2.66) sledi da se $S_{vv}^{\alpha}(f)$ i $S_{vv^*}^{\alpha}(f)$ razlikuju od nule samo za ciklične frekvencije $\alpha = \frac{n}{T}$, pri čemu je n parno kod $S_{vv}^{\alpha}(f)$, odnosno neparno kod $S_{vv^*}^{\alpha}(f)$.

Kada se (2.65) i (2.66) uvrste u (2.63) i (2.54), dobijaju se sledeći izrazi:

$$S_{xx}^{\alpha}(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_c^2}{T} \sum_{k=0}^{N-1} G^* \left(f - \frac{k}{T} - \frac{\alpha}{2} \right) G \left(f - \frac{k}{T} + \frac{\alpha}{2} \right), & \alpha = \frac{2n}{T}, \\ 0, & \alpha \neq \frac{2n}{T}, \end{cases} \quad (2.67)$$

$$S_{xx^*}^{\alpha}(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_c^2}{T} \sum_{k=0}^{N-1} (-1)^k G^* \left(f + \frac{k}{T} - \frac{\alpha}{2} \right) G \left(f - \frac{k}{T} + \frac{\alpha}{2} \right), & \alpha = \frac{2n-1}{T}, \\ 0, & \alpha \neq \frac{2n-1}{T}. \end{cases} \quad (2.68)$$

Na osnovu (2.67) se izvodi zaključak da kompleksna obvojnica OFDM/OQAM signala sa uobličanim impulsima može ispoljiti ne-konjugovana ciklična obeležja samo na cikličnim frekvencijama za koje važi $\alpha = 2n/T$, $n \in \mathbb{Z}$. Pri tom, ako je ortogonalni filter za uobličavanje striktno frekvencijski ograničen na opseg širine $\leq 2/T$, činioci $G(f - k/T + \alpha/2)$ i $G^*(f - k/T - \alpha/2)$ su frekvencijski razdvojeni i proizvod im je nula za svako $\alpha = 2n/T$ i $n \neq 0$. U slučaju filtera za uobličavanje, striktno ograničenih na frekvencijski opseg $[-1/T, 1/T]$, kao kod kvadratnog korena Nikvistovog filtra, OFDM/OQAM ne ispoljavaju ne-konjugovana ciklična obeležja. Ipak, u praksi se impulsi beskonačnog trajanja odsecaju u vremenu, pa ne mogu imati striktno

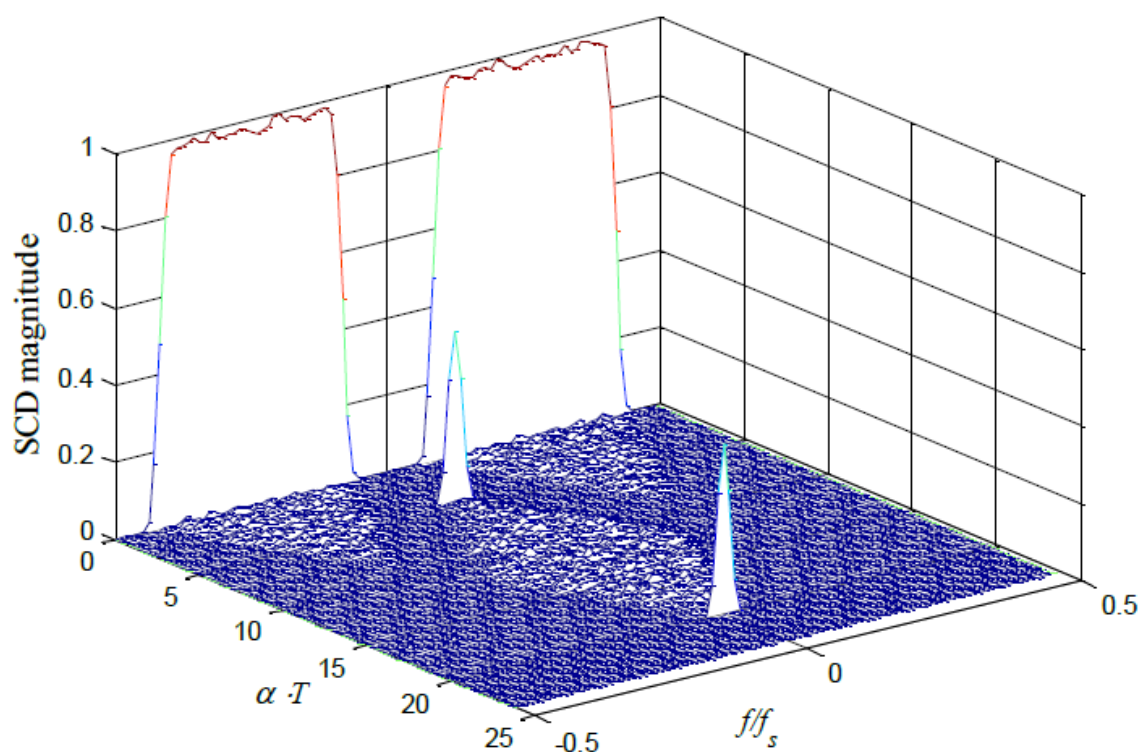
ograničen frekvencijski opseg. Zbog postojanja malih bočnih listova od $G(f)$ izvan opsega širine $2/T$, OFDM/OQAM signali ispoljavaju veoma potisnuta ne-konjugovana ciklična obeležja.

Sa druge strane, iz (2.68) se zapaža da kompleksna obvojnica OFDM/OQAM signala sa uobličavanjem impulsa može ispoljiti konjugovana ciklična obeležja na cikličnim frekvencijama $\alpha = (2n-1)/T$, $n \in \mathbb{Z}$. Doprinos činioca $G(f - k/T + \alpha/2)$ i $G^*(f + k/T - \alpha/2)$, koji su frekvencijski razmaknuti $|(2k)/T - \alpha|$, treba razmatrati samo ako im je frekvencijski razmak manji ili jednak $2/T$. Jedini frekvencijski razmak koji zadovoljava prethodno navedene uslove je $1/T$ i može se dobiti samo za $\alpha = (2n-1)/T$, $n = 0, 1, \dots, N-1$, i odgovarajuće faktore k iz (2.68). Za svako takvo α , izuzev za $\alpha = -1/T$ ili $\alpha = (2N-1)/T$, u (2.68) postoje samo dva sabirka koja su susedna i odgovaraju vrednostima $k = n$ i $k = n-1$. Ti sabirci imaju iste apsolutne vrednosti, ali različit znak zbog člana $(-1)^k$ (pretpostavljeno je da je $g(t)$ simetrični impulsni odziv i $G(f)$ je realna funkcija). U preostala dva slučaja, kada je $\alpha = -1/T$ i $\alpha = (2N-1)/T$, samo po jedan sabirak postoji u (2.68) za $k = 0$ i $k = N-1$, respektivno. Posledica toga je da su konjugovana ciklična obeležja kompleksne obvojnice OFDM/OQAM signala potpuno potisnuta kada se primenjuje filter za uobličavanje impulsa, frekvencijskog opsega širine $\leq 2/T$, izuzev na cikličnim frekvencijama $\alpha = -1/T$ i $\alpha = (2N-1)/T$. Dakle, OFDM/OQAM signal sa uobličanim impulsima ispoljava karakteristična i veoma izražena konjugovana ciklična obeležja na dvema cikličnim frekvencijama, povezanim sa dvostrukom frekvencijom nosioca, $\alpha = \pm 2f_c \mp 1/T$ i $\alpha = \pm 2f_c \pm (2N-1)/T$. Na osnovu ovih obeležja moguće je znatno unaprediti performanse detekcije i klasifikacije signala bez umanjavanja bitskog protoka.

Na bazi prethodnih izraza dolazi se do formule za ciklični spektar OFDM/OQAM signala $y(t)$:

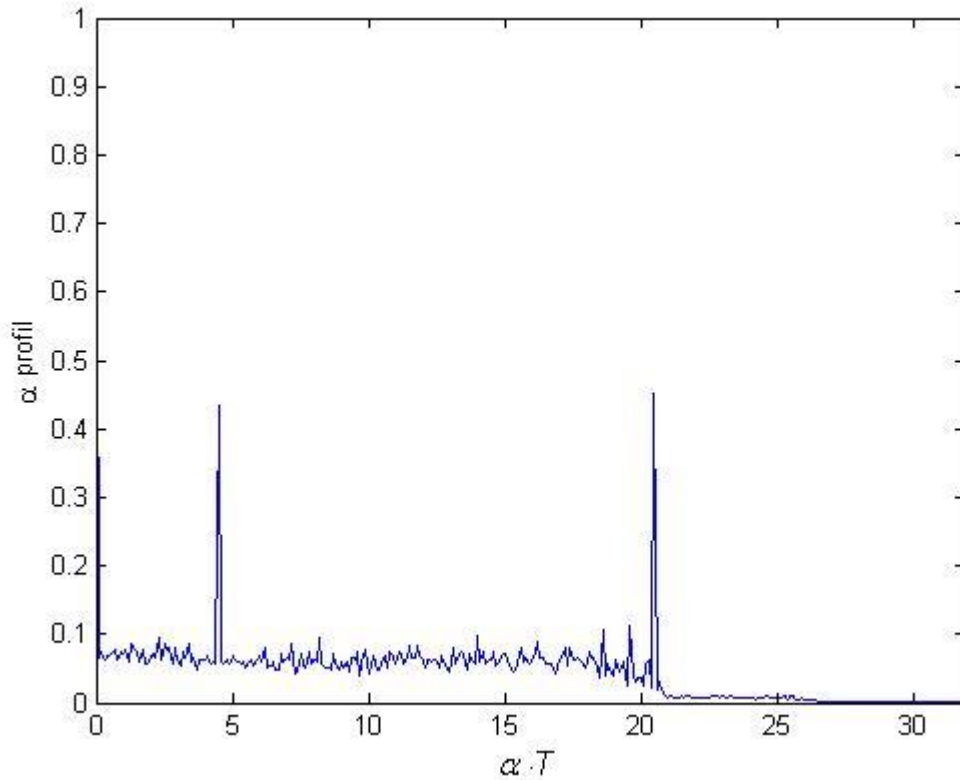
$$S_{yy}^{\alpha}(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_c^2}{4T} \sum_{k=0}^{N-1} \left[G^* \left(f - f_c - \frac{k}{T} - \frac{\alpha}{2} \right) G \left(f - f_c - \frac{k}{T} + \frac{\alpha}{2} \right) + G^* \left(f + f_c + \frac{k}{T} - \frac{\alpha}{2} \right) G \left(f + f_c + \frac{k}{T} + \frac{\alpha}{2} \right) \right], & \alpha = \frac{2n}{T} \\ \frac{\sigma_c^2}{4T} \sum_{k=0}^{N-1} (-1)^k \left[G^* \left(f + f_c + \frac{k}{T} - \frac{\alpha}{2} \right) G \left(f - f_c - \frac{k}{T} + \frac{\alpha}{2} \right) + G^* \left(f - f_c - \frac{k}{T} - \frac{\alpha}{2} \right) G \left(f + f_c + \frac{k}{T} + \frac{\alpha}{2} \right) \right], & \alpha = \pm 2f_c + \frac{2n-1}{T} \\ 0, & \alpha \neq \frac{2n}{T}, \pm 2f_c + \frac{2n-1}{T}. \end{cases} \quad (2.69)$$

Rezultati ciklične spektralne analize OFDM/OQAM signala sa uobličavanjem impulsa su prikazani na Sl. 2.28. Usvojeni su sledeći parametri: $N = 8$, $M = 16$, $f_c = 2.5/T$, filter za uobličavanje je kvadratni koren Nikvistovog filtra sa $r = 1$ (*rolloff factor*), primenjena je FFT akumulaciona metoda (FAM) za procenu cikličnog spektra. Impulsni odziv kvadratnog korena Nikvistovog filtra $g(t)$ je odsečen na 4 simbolska intervala. Na Sl. 2.28 se uočavaju dva istaknuta ciklična obeležja na cikličnim frekvencijama $\alpha = 2f_c - 1/T = 4/T$ i $\alpha = 2f_c + (2N-1)/T = 20/T$, što potvrđuje postojanje i lokaciju karakterističnih konjugovanih cikličnih obeležja.



Sl. 2.28- Ciklični spekter OFDM/OQAM signala sa uobličnim impulsima kvadratnim korenom Nikvistovog filtra, gde je $f_c = 2.5/T$ i primenjuje se 8 podnosioca

Na Sl. 2.29 je prikazan CDP cikličnog spektra OFDM/OQAM pri SNR=15 dB. CDP je dobijen primenom FAM metode na signal sa sledećim parametrima: izvršeno je uobličavanje impulsa *Root-raised Cosine* (RRC) filtrom sa *Roll-off* faktorom $\rho = 1$, ukupan broj ortogonalnih podnosilaca je $N=8$, razmak između susednih podnosilaca je $\Delta f = 1/T$, primenjena je MOQAM sa brojem modulacionih nivoa $M = 16$, signal je realan i nalazi se na nosiocu $f_c = 2.75\Delta f$. Frekvencija odabiranja, f_s , iznosi $f_s = 32\Delta f$, a broj odbirakana na osnovu kojih se procenjuju CDP cikličnih spektara iznosi 128000.



Sl. 2.29- CDP cikličnog spektra za OFDM/OQAM, uobličen RRC filtrom sa *roll-off* faktorom $\rho = 1$, pri SNR = 15 dB

2.7.3 SC-FDMA signali

Mogućnost detekcije na bazi ciklostacionarnih osobina SC-FDMA signala, koji predstavljaju alternativu OFDMA tehnici i primenjeni su za *Uplink* saobraćaj u LTE sistemima, istraživane su u [34], gde su izvedeni analitički izrazi u zatvorenoj formi za stohastičku cikličnu autokorelaciju $R_{rr}^{\alpha}(\tau)$ (*Cyclic Autocorrelation Function, CAF*), definisanu formulom (1.33). U nastavku će biti predstavljeni izrazi za CAF signala definisanog izrazom (2.58) [34], pri čemu važe oznake iz odeljka 2.6:

- 1) Za $\tau = \pm\tau_s, 0 \leq \tau_s < T$ i $\alpha = kT^{-1}, k \in \mathbb{Z}$

$$R_{rr}^{\alpha}(\tau) = \left(\frac{T-\tau_s}{4T} + \frac{\tau_s}{2MT} \frac{1}{1-e^{j\pi\frac{1}{M}}} \right) q T^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} [g(t)g^*(t)] e^{-j2\pi\alpha t} dt, \quad (2.70)$$

gde $q = E[c_m^b(c_m^b)^*]$ predstavlja korelaciju tačaka iz konstelacije signala.

- 2) Za $\tau = \mu T + \text{sgn}(\mu)\tau_s, \mu = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(N-L-1), 0 \leq \tau_s < T$ i $\alpha = kT^{-1}, k \in \mathbb{Z}$

$$R_{rr}^{\alpha}(\tau) = \frac{T-\tau_s}{T} A(\mu) T^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} [g(t)g^*(t)] e^{-j2\pi\alpha t} dt, \quad (2.71)$$

$$\text{gde je } A(\mu) = \frac{q}{2M} \frac{1}{1-e^{j\pi\frac{|\mu|}{M}}}.$$

3) Za $\tau = \mu T + \text{sgn}(\mu)\tau_s, \mu = \pm 2, \pm 4, \dots, \pm(N-L), 0 \leq \tau_s < T$ i $\alpha = kT^{-1}, k \in \mathbb{Z}$

$$R_{rr}^{\alpha}(\tau) = \frac{\tau_s}{T} A(\mu+1) T^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} [g(t)g^*(t)] e^{-j2\pi\alpha t} dt. \quad (2.72)$$

4) Za $\tau = \mu T + \text{sgn}(\mu)\tau_s, \mu = \pm N, 0 \leq \tau_s < T$ i $\alpha = d[(N+L)T]^{-1}, d \in \mathbb{Z}$

$$R_{rr}^{\alpha}(\tau) = \left(\frac{T-\tau_s}{4T} + \frac{\tau_s}{2MT} \frac{1}{1-e^{\pm j\pi\frac{1}{M}}} \right) q [(M+L)T]^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{u=0}^{L-1} [g(t-uT)g^*(t-uT)] e^{-j2\pi\alpha t} dt. \quad (2.73)$$

5) Za $\tau = \mu T + \text{sgn}(\mu)\tau_s, \mu = \pm(N-L+1), \pm(N-L+3), \dots, \pm(N+L-1),$

$$0 \leq \tau_s < T \text{ i } \alpha = d[(N+L)T]^{-1}, d \in \mathbb{Z}$$

$$R_{rr}^{\alpha}(\tau) = \frac{T-\tau_s}{T} A(\mu) [(N+L)T]^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{u=0}^{L-1} [g(t-uT)g^*(t-uT)] e^{-j2\pi\alpha t} dt. \quad (2.74)$$

6) Za $\tau = \mu T + \text{sgn}(\mu)\tau_s, \mu = \pm(N-L+1), \pm(N-L+3), \dots, \pm(N+L-1),$

$$0 \leq \tau_s < T \text{ i } \alpha = d[(N+L)T]^{-1}, d \in \mathbb{Z}$$

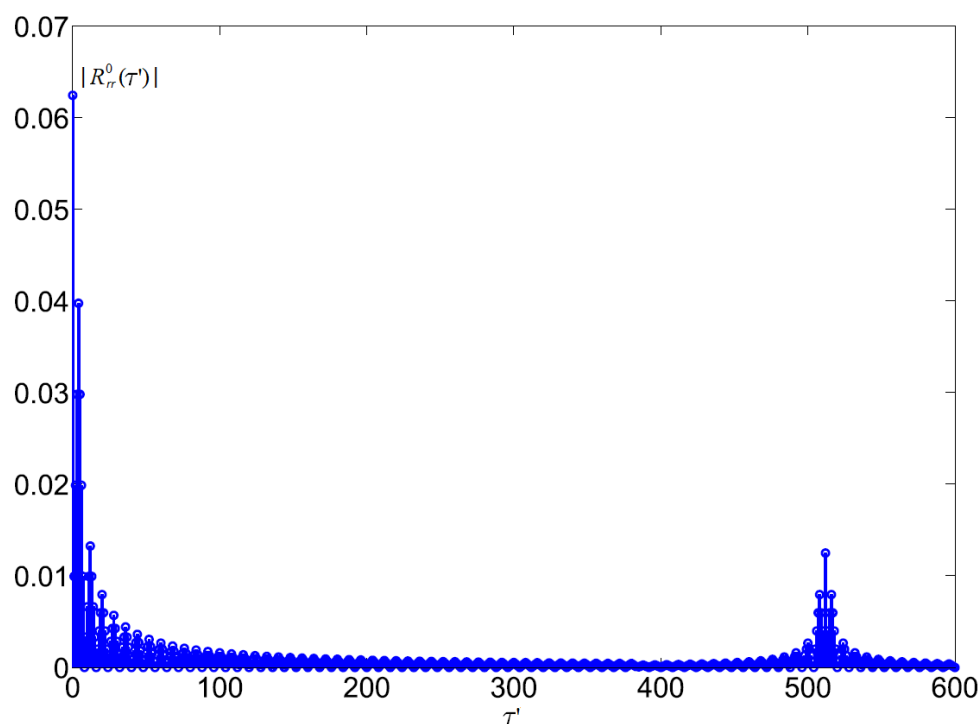
$$R_{rr}^{\alpha}(\tau) = \frac{\tau_s}{T} A(\mu+1) [(N+L)T]^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{u=0}^{L-1} [g(t-uT)g^*(t-uT)] e^{-j2\pi\alpha t} dt. \quad (2.75)$$

Diskretni SC-FDMA signal se dobija iz signala $r(t)$ (2.58) odabiranjem frekvencijom f_s , $r(n) = r(t)|_{t=nf_s}$. Shodno tome, diskretna ciklična frekvencija iznosi $\alpha' = \alpha/f_s$ i diskretno kašnjenje iznosi $\tau' = \tau f_s$. Konačno, diskretni CAF je $R_{rr}^{\alpha'}(\tau') = R_{rr}^{\alpha/f_s}(\tau f_s)$, s tim što treba napomenuti da su navedeni izrazi tačni u slučaju da nema *aliasing* efekta u domenu cikličnih, kao ni spektralnih frekvencija. Analitička zatvorena forma izraza za CAF signala $r(n)$, gde je $f_s = \rho/T$ i ρ je faktor nadodabiranja (*oversampling factor*), direktno se dobija zamenom α sa $\alpha' f_s$ i τ sa $\tau' f_s$ u izrazima (2.70) - (2.75).

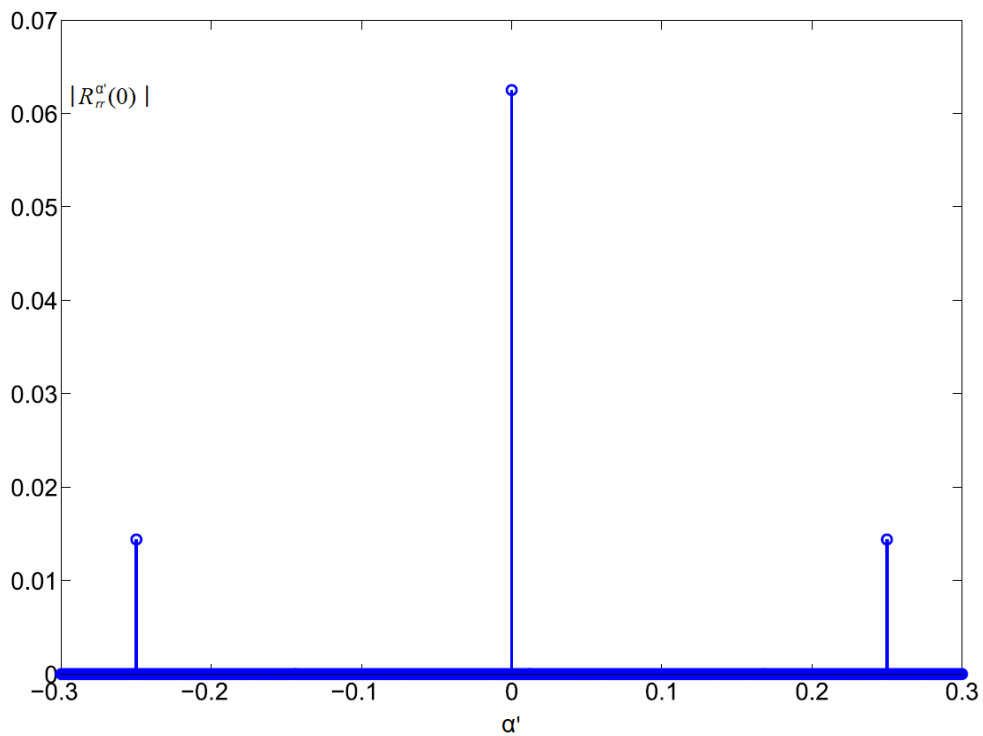
Na Sl. 2.30 i Sl. 2.31 su prikazani teorijski rezultati za CAF SC-FDMA signala, generisanog u skladu sa LTE standardom i sa sledećim parametarima: opseg signala je 1.4 MHz, lokalizovani je mod (LFDMA) $M = 72, N = 128, \rho = 4$, frekvencijski razmak susednih podnosioca je 15 kHz, $L/N = 1/4$, filter za uobličavanje je RRC sa *Roll-off* faktorom 0.35,

primenjuje se 16-QAM sa jediničnom varijansom i trajanje observacije je 20 ms [34].

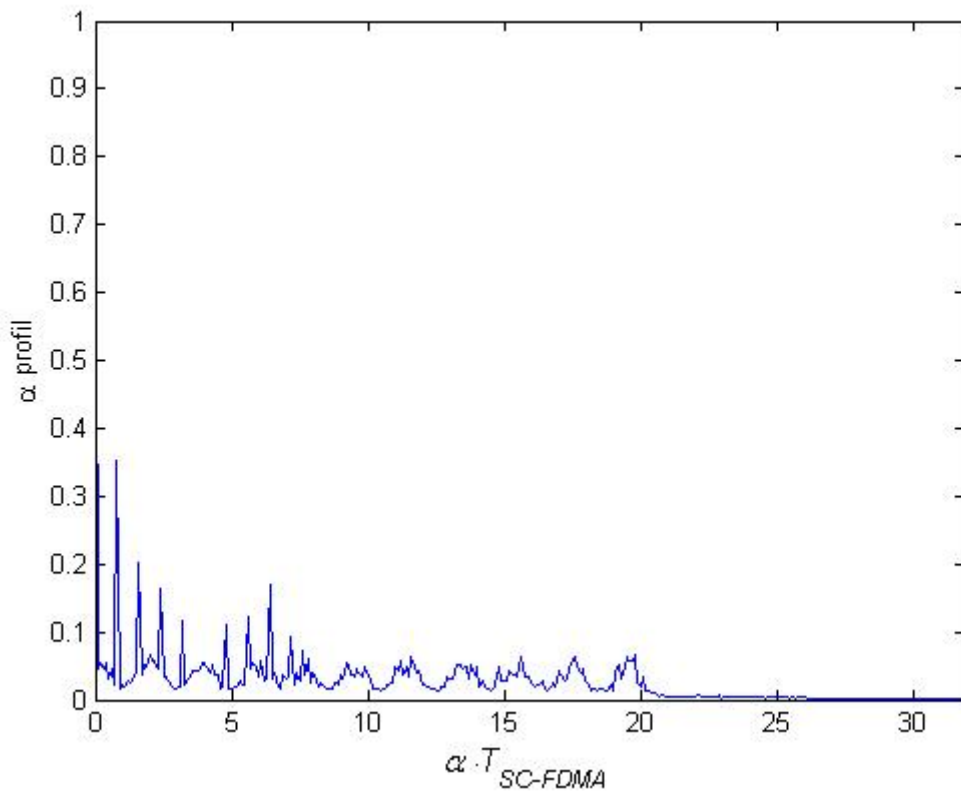
U okviru ove teze i radu [35] je razmatran CDP cikličnog spektra SC-FDMA u interlivingovanom modu, IFDMA. Generisan je IFDMA sa sledećim parametrima: $N = 8$, razmak između susednih podnosilaca je $\Delta f = 1/T_{SC-FDMA} = 1/(TN)$, primenjena je 16-QAM, signal je realan i nalazi se na nosiocu $f_c = 2.75\Delta f$. Frekvencija odabiranja, f_s , iznosi $f_s = 32\Delta f$, a broj odbrakana na osnovu kojih se procenjuju CDP cikličnog spektara iznosi 128000. U simulacijama je primenjen FAM i za SNR= 15 dB dobijaju se rezultati prikazani na Sl. 2.32.



Sl. 2.30- Teorijski rezultati za CAF SC-FDMA (LFDMA) signala – zavisnost CAF od τ' kada je $\alpha' = 0$



Sl. 2.31- Teorijski rezultati za CAF SC-FDMA (LFDMA) signala – zavisnost CAF od α' kada je $\tau' = 0$



Sl. 2.32- Ciklični spektar SC-FDAM (IFDMA) signala pri SNR = 15 dB

Literatura

- [1] G. Lin, "On the Design and Optimization of OFDM Systems", PHD Thesis, Department of Electronics and Telecommunications, Norwegian University of Science and Technology, 2006.
- [2] K. Kim, "Exploiting Cyclostationarity for Radio Environmental Awareness in Cognitive Radios, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia 2008.
- [3] Jinfeng Du, Svante Signell, "Classic OFDM Systems and Pulse Shaping OFDM/OQAM Systems", KTH - Royal Institute of Technology, SE-100 44 Stockholm, Sweden, ISSN 1653-7238, February 2007
- [4] H. Bölcskei, "Orthogonal Frequency Division Multiplexing Based on Offset QAM ," *Book chapter in "Advances in Gabor Analysis"*, H. G. Feichtinger and T. Strohmer, eds., Birkhäuser, pp. 321-352, 2003.
- [5] Helmut Bölcskei, Pierre Duhamel, and Rima Hleiss, "Design of pulse shaping OFDM/OQAM systems for high data-rate transmission over wireless channels", *Proc. of IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Vancouver B.C., Canada, Vol. 1, pp. 559-564, June 1999
- [6] H. Zhang, "Filter Bank based Multicarrier (FBMC) for Cognitive Radio Systems" (PhD dissertation), *Docteur du Conservatoire National des Arts et Métiers et Wuhan Université*, 2010.
- [7] P. Siohan, C. Siclet and N. Lacaille, "Analysis and Design of OFDM/OQAM Systems Based on Filterbank Theory" *IEEE Transaction on Signal Processing*, vol. 50, no. 5, may 2002.
- [8] Helmut Bölcskei, "Blind Estimation of Symbol Timing and Carrier Frequency Offset in Wireless OFDM Systems", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 6, pp. 988-999, Jun. 2001.
- [9] Eric Like, Vasu Chakravarthy, Robert Husnay, Zhiqiang Wu, "Modulation Recognition In Multipath Fading Channels Using Cyclic Spectral Analysis", *Proceedings of the Global Communications Conference, 2008. GLOBECOM 2008*, New Orleans, LA, USA, 30 November - 4 December 2008., pp. 3044-3049, IEEE 2008

-
- [10] H. Zhang, D. Le Ruyet, and M. Terre, "Signal detection for OFDM/OQAM system using cyclostationary signatures," in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC '08)*, pp. 1-5, Sep. 2008.
- [11] H. Zhang, D. Le Ruyet, and M. Terre, "Spectral correlation of multicarrier signals and its application for signal detection," in *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, Hindawi Publishing Corporation, vol. 2010, Article ID 79424, pp. 1-14.
- [12] D. Vučić, S. Vukotić, and M. Erić, "Cyclic Spectral Analysis of OFDM/OQAM Signals", *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*, VOL. 73, March 2017, Pages 139-143.
- [13] Sutton P. D., Lotze J., Nolan K. E., Doyle L. E., "Cyclostationary Signature Detection in Multipath Rayleigh Fading Environments", in *Proceedings of 2nd International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CROWNCOM 2007)*, August 1-3rd, 2007
- [14] Paul D. Sutton, Keith E. Nolan, Linda E. Doyle, "Cyclostationary Signatures in Practical Cognitive Radio Applications", *IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS*, VOL. 26, NO. 1, JANUARY 2008
- [15] William A. Gardner, *Fellow, IEEE*, and Chad M. Spooner, *Student Member, IEEE*: "Performance Advantages of Cyclic-Feature Detectors", *IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS*, VOL. 40, NO. I, JANUARY 1992
- [16] K. Kim, I. A. Akbar, K. K. Bae, J.-S. Um, C. M. Spooner, and J. H. Reed, "Cyclostationary approaches to signal detection and classification in cognitive radio," in *Proceedings of the 2nd IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN '07)*, pp. 212–215, Dublin, Ireland, April 2007.
- [17] William C. Headley, Jesse D. Reed, and Claudio R.C.M. da Silva, „Distributed Cyclic Spectrum Feature-Based Modulation Classification“, *IEEE WCNC 2008*.
- [18] Claudio R. C. M. da Silva, Brian Choi, and Kyouwoong Kim: "Distributed Spectrum Sensing for Cognitive Radio Systems", *International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering*, Vol. 2, Special Issue 3, July 2014, ISSN(Online):2320-9801, ISSN(Print): 2320- 9798
- [19] Luca Bixio, Marina Ottonello, Hany Sallam, Mirco Raffetto, Carlo S. Regazzoni, "Signal Classification based on Spectral Redundancy and Neural Network Ensembles", 4th

- International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, CROWNCOM09, 22 – 24 June 2009, Hannover, Germany.
- [20] Ala'a Al-Habashna, Octavia A. Dobre, Ramachandran Venkatesan, and Dimitrie C. Popescu, "Joint Cyclostationarity-based Detection and Classification of Mobile WiMAX and LTE OFDM Signals", IEEE ICC 2011 proceedings
- [21] Helmut Bölcskei, Pierre Duhamel, and Rima Hleiss, "A Subspace-Based Approach to Blind Channel Identification in Pulse Shaping OFDM/OQAM Systems", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 49, No. 7, pp. 1594-1598, July 2001
- [22] Selena Vukotić, Desimir Vučić, "An efficient MATLAB implementation of OFDM/OQAM modulator", IcETRAN, Zlatibor, 2.-5. juna 2014, EKI23, ISBN: 978-86-80509-70-9.
- [23] Selena Vukotić, Desimir Vučić, "An Efficient MATLAB Implementation of OFDM/OQAM Modulator with Orthogonal Pulse Shaping Filters", ICIST, Kopaonik, 8.-11. marta 2015, Volume 2, ISBN: 978-86-85525-16-2.
- [24] Tijana Pajkić, Milan Čabarkapa, Nataša Nešković, Đurađ Budimir, "Uparedna analiza karakteristika 4G i 5G signala na fizičkom sloju", TELFOR, Beograd, 22.-23. novembra 2016.
- [25] P. P. Vaidyanathan, "Multirate Systems and Filter Banks", Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.
- [26] R. Bregović, "Optimal Design of Perfect Reconstruction and Nearly Perfect-Reconstruction Multirate Filter Banks," (PhD dissertation), Tampere University of Technology, 2003.
- [27] H. G. Myung, D. J. Goodman: "Single Carrier FDMA", John Wiley & Sons, 2008.
- [28] D. Vučić, "Cyclic spectral analysis of OFDM/QAM modulation using stochastic matrix-based method", TELFOR 2002, pp. 450-453, 2002.
- [29] D. Vučić, I. Pokrajac, P. Okiljević, „Detekcija i klasifikacija signala na bazi cikličnih obeležja“, Zbornik radova, 19. telekomunikacioni forum-TELFOR 2011, Beograd, 20-24 novembra 2011., ISBN: 978-1-4577-1498-6, str. 794-796.
- [30] P. Sutton, "Rendezvous and Coordination in OFDM-based Dynamic Spectrum Access Networks", PHD Thesis, Department of Electronic and Electrical Engineering, University of Dublin, Trinity College, 2008.

-
- [31] D. Vučić, M. Obradović, "Matrix-based stochastic method for the spectral correlation characterization of digital modulation," *Facta Univ., Ser.: Elec. Energ.*, vol. 11, no. 3, pp. 271-284, 1998.
- [32] D. Vučić, M. Obradović, "Spectral correlation evaluation of MSK and offset QPSK modulation," *Signal Processing (Elsevier Science)*, vol. 78, no. 3, pp. 363-367, Nov. 1999.
- [33] D. Vučić, "Cyclic spectral analysis of OFDM/QAM modulation using stochastic matrix-based method", *Facta Universitatis, Series: Electronics and Energetics*, vol. 16, pp. 341-351, Aug. 2003.
- [34] W. Jerjawi, Y. Eldemerdash, O. Dobre, „Second-Order Cyclostationarity-Based Detection of LTE SC-FDMA Signals for Cognitive Radio Systems“, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 64, no. 3, March 2015
- [35] Selena Vukotić, Desimir Vučić, " Zdržena detekcija i klasifikacija OFDM/QAM, OFDM/OQAM i SC-FDMA signala na bazi cikličnih obeležja", *TELFOR*, Beograd, 22.-23. novembra 2016, ISBN: 978-1-5090-4085-8.

3 Skriveni Markovljevi modeli

Markovljevi procesi nalaze primenu u mnogim inženjerskim i naučnim disciplinama i mogu se podeliti u tri glavne potkategorije: procesi Markovljevih nizovova (*Markov Chain Processes* – MCP), skriveni Markovljevi procesi (*Hidden Markov Processes*, HMP) i polu-skriveni Markovljevi procesi (*Semi-Hidden Markov Processes*, S-HMP).

Termini Markovljevi nizovi (*Markov Chain*, MC), skriveni Markovljevi modeli (*Hidden Markov Model*, HMM) i polu-skriveni Markovljevi modeli (*Semi-Hidden Markov Model*, S-HMM) se obično koriste za matematičke modele koji generišu MCP, HMP i S-HMP, respektivno.

Markovljevi nizovi su najjednostavniji oblik Markovljevih procesa u kojima su stanja direktno opservabilna kroz sekvencu emitovanih simbola. Primenjuju se u bežičnim sistemima radi modelovanja kompleksnih kanala sa memorijom, posebno u situacijama kada ne postoje izrazi u zatvorenoj formi koji bi aproksimirali takve kanale. Vrlo kompleksne statistike grešaka se mogu modelovati jednostavnim matematičkim pristupom baziranom na MCP.

Skriveni Markovljevi procesi su dvostruko stohastički procesi, gde jedan proces odgovara promeni stanja, koja su „skrivena“, odnosno nisu direktno opservabilna, a drugi proces odgovara emitovanju simbola iz svakog od stanja, pri čemu su simboli opservabilni. Iako promena stanja nije opservabilna, može se proceniti na osnovu drugog procesa koji emituje sekvencu opservabilnih simbola [1]. Tačnost dobijena modelovanjem kod složenijih procesa se može poboljšati primenom HMP-a umesto MCP-a. Primer situacije u kojoj je pogodno primeniti HMP je modelovanje bežičnog kanala pod uticajem fadinga sa „dobrim“ i „lošim“ stanjem, gde se u „dobrom“ stanju greške pojavljuju veoma retko, a u „lošim“ veoma često. U tom slučaju bi HMP imao dva skrivena stanja, „dobro“ i „loše“, kao i dva simbola koja se iz njih emituju, bit 0 i bit 1. Kada se emituje bit 0, nema greške u prenosu, a kada se emituje bit 1, dešava se greška.

Polu-skriveni Markovljevi procesi (*Semi-hidden Markov Process*), koji se nazivaju i *Markov Renewal Process* i *Embedded Markov Process*, su procesi kod kojih se iz svakog stanja može emitovati sekvenca simbola pre prelaska u naredno stanje. S-HMM postaju sve zastupljeniji u modelovanju telekomunikacionih sistema. Kod S-HMM se set parametara modela može značajno redukovati i tako u mnogim slučajevima dobiti računski znatno efikasnije rešenje nego kod HMM.

Da li će za modelovanje nekog procesa najbolji rezultat dati MC, HMM ili S-HMM, kao i koji broj stanja ili skrivenih stanja treba izabrati, zavisi od konkretnog procesa. U [1] je pokazano da se binarne opservacione sekvence uglavnom najbolje modeluju HMM-om sa dva skrivena stanja.

3.1 Parametri koji u potpunosti opisuju HMM

Ako $S = \{S_1, S_2, \dots, S_N\}$ označava skup od N stanja u modelu, $V = \{v_1, v_2, \dots, v_M\}$ skup od M različitih opservacionih simbola, a q_t i v_t su stanje modela u trenutku t i opservacioni simbol u trenutku t , respektivno, HMM možemo opisati sa tri matrice, $\zeta = \{A, B, \Pi\}$:

- Matrica verovatnoća tranzicija (tranziciona matrica), $A=[a_{ij}]$, gde je a_{ij} verovatnoća prelaska iz stanja S_i u trenutku t u stanje S_j u sledećem trenutku $t+1$, tj. $a_{ij}=\text{P}\{q_{t+1}=S_j|q_t=S_i\}$, $1 \leq i, j \leq N$.
- Matrica verovatnoća pojave pojedinih simbola koji se pridružuju svakom od stanja (opservaciona ili emisiona matrica), $B=[b_j(k)]$, gde je $b_j(k)$ verovatnoća generisanja različitih simbola u svakom od stanja q_t u trenutku t , tj. $b_j(k)=\text{P}\{v_k|q_t=S_j\}$, $1 \leq j \leq N$, $1 \leq k \leq M$.
- Vektor verovatnoća početnih stanja (inicijalni vektor) $\Pi=[\pi_i]$, gde je π_i verovatnoća da je HMM u stanju S_i u trenutku $t=0$, tj. $\pi_i=\text{P}\{q_0=S_i\}$, $1 \leq i \leq N$.

3.2 Algoritam za izračunavanje parametara HMM

Baum-Welch *Algorithm* (BWA) se intenzivno koristi u nauci i inženjerstvu za treniranje HMM sekvencom simbola signala od interesa. Koristi se za izračunavanje parametra HMM, odnosno skupa matrica koje definišu model, $\zeta = \{A, B, \Pi\}$. Postoji *Forward-backward* Baum-Welch *Algorithm* forma, koja je najzastupljenija u primenama za automatsko izračunavanje parametara HMM, veoma je efikasna, ali količina potrebne memorije zavisi od količine podataka. Postoji i druga forma algoritma, *Forward-only* Baum-Welch *Algorithm* (FO-BWA), kod koje količina potrebne memorije ne zavisi od obima podataka i potrebna je znatno manja količina memorije nego kod *Forward-backward* BWA. Osim toga, FO-BWA izračunava parametre modela „u letu“, pa je pogodan i za primene u realnom vremenu [1, 2]. U MATLAB-u postoji implementacija za FO-BWA.

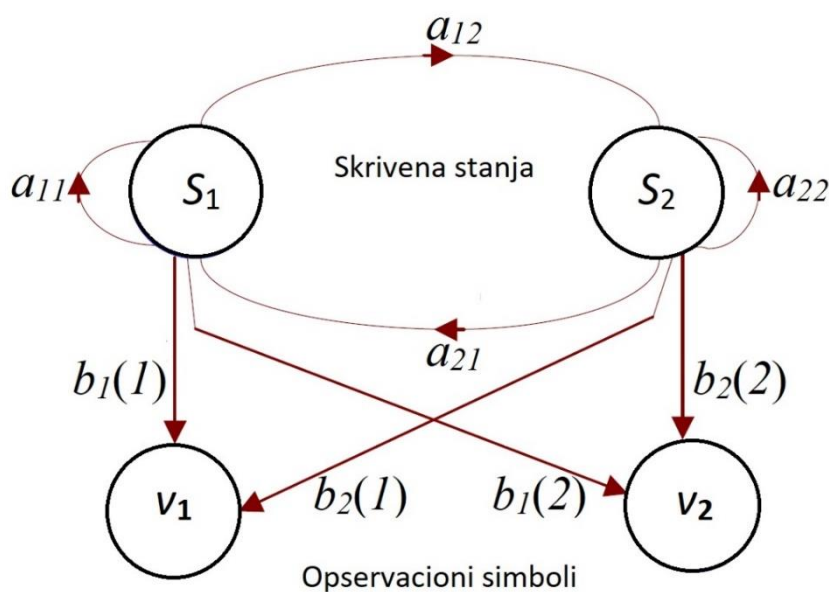
3.3 Primena HMM u opažanju radio okruženja (*spectrum sensing*)

Jedna od osnovnih funkcija CR-a je detektovanje frekvencijskih podopsega koji nisu upotrebljeni od strane primarnih korisnika radi dodeljivanja tih kanala sekundarnim korisnicima. Stanje određenog podopsega u posmatranom vremenskom intervalu može biti ili

zauzeto ili slobodno. Sekundarni korisnici ne mogu direktno da odrede stanja jer uvek može da se desi greška u vidu lažnog alarma ili propuštene detekcije (*miss-detection*), pa se prirodno pojavila ideja da se stvarna stanja modeluju kao skriveni proces, a opažena stanja kao sekvenca emitovanih simbola u HMM [3]. U [3] je i broj skrivenih stanja i broj opservacionih simbola 2, tj. $N = M = 2$, što je prikazano na Sl. 3.1. Na pomenutoj slici S_1 i S_2 su skrivena stanja, $A=[a_{ij}]$ matrica prelaznih verovatnoća među skrivenim stanjima, v_1 i v_2 su opservacioni simboli i $B=[b_j(k)]$ je opservaciona matrica koja sadrži verovatnoće emitovanja opservacionih simbola iz skrivenih stanja. U [3] su merenja sprovedena u opsegu 928 MHz – 948 MHz (*paging band*). Na osnovu opservacione sekvence, koju formiraju sekundarni korisnici donošenjem odluke o zauzetosti podopsega, dolazi se do skrivene pronalaženjem združenih verovatnoća svih mogućih skrivenih sekvenci sa odgovarajućom opservacionom sekvencom. Izborom najveće združene verovatnoće se dolazi do tražene skrivene sekvence. U skladu sa prethodno uvedenim oznakama, skrivena i opservaciona sekvenca su q_t i v_t , T_{max} je broj elemenata u sekvencama, $1 < t < T_{max}$, a odgovarajuća združena verovatnoća iznosi:

$$P(q_1, q_2, \dots, q_{T_{max}}; v_1, v_2, \dots, v_{T_{max}}) = P(q_1) P(v_1/q_1) P(q_2/q_1) P(v_2/q_2) \dots P(q_{T_{max}}/q_{T_{max}-1}) P(v_{T_{max}}/q_{T_{max}}).$$

Na osnovu matrice inicijalnih stanja, matrice tranzicije i emisije, odnosno parametara koji definišu HMM, izračunate su združene verovatnoće i određene su sekvence skrivenih stanja. Metodama i simulacijama u [3], koji uključuju primenu Viterbijevog algoritma radi efikasnijeg izračunavanja, dobijeni su rezultati kojima se uglavnom postiže preko 70% tačne predikcije sekvence skrivenih stanja, pri čemu tačnost predikcije zavisi od verovatnoća lažnog alarma i propuštene detekcije.



Sl. 3.1- HMM u opažanju radio okruženja (*spectrum sensing*)

3.4 Klasifikacija signala na bazi HMM

Za CR je veoma bitno da se proceni radio okruženje i izvrši adaptacija u skladu sa situacijom. Uvek postoji težnja za povećanjem *throughput*-a i minimizacijom interferencije, u čemu ključno mesto ima identifikacija signala, koja vodi podešavanju modulacionih parametara. Osim toga, klasifikacija signala omogućava CR-u izbor odgovarajuće tehnike za demodulaciju signala.

U radovima [1, 2, 4, 5, 6] je kombinovana ciklostacionarna analiza sa klasifikacijom na bazi HMM. Obuhvaćene su sledeće klase signala: AM (*Amplitude Modulation*), BPSK (*Binary Phase Shift Keying*), QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*), FSK (*Frequency Shift Keying*) i MSK (*Minimum Phase Shift Keying*), gde se skrivjeni Markovljevi modeli (HMM - *Hidden Markov Model*) koriste za klasifikaciju CDP spektralne koherencije ili spektralne korelacije ovih signala. Najpre su formirani CDP signala, koji su potom prevedeni u binarne sekvence i tako su generisani binarni CDP vektori obeležja. Da bi se utvrdilo kojom modulacijom je dobijena posmatrana binarna CDP sekvenca, upotrebljeni su HMM zbog mogućnosti prepoznavanja oblika (*pattern recognition*). Za svaku klasu signala, odnosno svaku modulaciju, formiran je po jedan HMM. Klasifikacija signala se vrši poređenjem verovatnoća da binarni CDP vektor obeležja (opservacioni vektor \mathbf{Y}) primljenog signala odgovara prethodno formiranim HMM (u fazi obučavanja) za svaku od klasa signala. Klasifikacija se vrši na bazi kriterijuma maksimalne verodostojnosti, $p(\mathbf{Y}/\zeta)$, koji implicira najveću sličnost između ulaznog CDP vektora obeležja i vektora koji se pridružuje odgovarajućim HMM (ζ_i) neke od klasa signala. Pri tom, $p(\mathbf{Y}/\zeta)$ se može izračunati prema formuli:

$$p(\mathbf{Y}/\zeta) = \boldsymbol{\Pi}^t \cdot \mathbf{B}(Y_1) \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{B}(Y_2) \cdot \mathbf{A} \dots \mathbf{A} \cdot \mathbf{B}(Y_T) \cdot \mathbf{J}, \quad (3.1)$$

gde je $\boldsymbol{\Pi}^t$ vektor vrste početnih stanja dimenzija $1 \times N$, $\mathbf{B}(Y_k)$, $k \in \{1, \dots, T\}$, je matrica dimenzije $N \times N$ i ima sve nule, osim na dijagonali gde se nalaze verovatnoće da je iz svakog od N stanja generisan opservacioni simbol Y_k , \mathbf{A} je tranziciona matrica i \mathbf{J} matrica dimenzija $N \times 1$ u kojoj su sve jedinice. Zbog znatnih dužina sekvenci, često je praktično izračunati logaritam od $p(\mathbf{Y}/\zeta)$, poznat kao *Log-likelihood*.

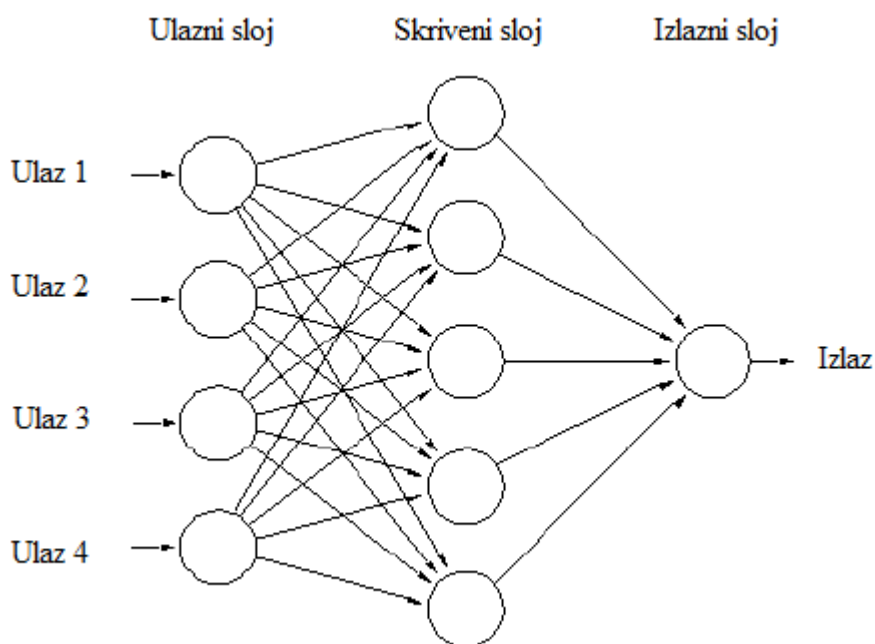
U tezi se razmatra združena detekcija i klasifikacija na bazi HMM složenih i sličnih klasa signala, koji su interesantni za primenu u CR i 5G bežičnim sistemima. Istraživanje obuhvata detekciju/klasifikaciju OFDMA i SC-FDMA signala [7], OFDM/QAM i OFDM/OQAM [8], kao i OFDM/QAM, OFDM/OQAM i SC-FDMA [9]. HMM klasifikacija na bazi CDP ovih

signala je rezultat istraživanja u okviru ove teze i nije razmatrana u drugim radovima. U [7, 8] detekcija je zasnovana na pragu, dok je klasifikacija vršena na bazi HMM i CDP spektralne koherencije [7], odnosno CDP spektralne korelacije [8]. U [9] ABGŠ predstavlja posebnu klasu signala, pa se i detekcija i klasifikacija vrše na bazi HMM i CDP spektralne korelacije. Navedna istraživanja će biti detaljno predstavljena u sledećem poglavlju.

3.5 Veza HMM-a sa neuralnim mrežama

Neuralna mreža, odnosno *Artificial Neural Network* - ANN, a naziva se i *Simulated Neural Network* - SNN ili jednostavno *Neural Network* - NN, predstavlja grupu povezanih veštačkih neurona koja upotrebljava matematičke ili računске modele radi obrade informacija [1]. Primenjuje se neuronski pristup računanju tako što se modelima implementiraju principi iz neurofiziologije koji omogućavaju proces mišljenja. Uglavnom je NN adaptivni sistem koji menja svoju strukturu u zavisnosti od spoljašnjih ili unutrašnjih informacija. NN je nelinearno, statističko sredstvo modelovanja podataka i može se primenjivati za modelovanje kompleksne zavisnosti ulaznih i izlaznih podataka, za prepoznavanje oblika ili trendova u podacima, kao i za klasifikaciju podataka.

Kao i ljudi, i NN uči na primerima. Zbog toga je potrebno da prođe kroz proces treniranja radi primene u konkretnoj situaciji, što takođe važi i za HMM. Obično se treniraju *Back Propagation Algorithm*-om, koji je veoma sličan sa BWA. Primer NN-a sa 4 ulaza, jednim skrivenim slojem i jednim izlazom prikazan je na Sl. 3.2.



Sl. 3.2- NN sa 4 ulaza, jednim skrivenim slojem i jednim izlazom

NN su veoma slični sa HMM i primenjuju se, kao i HMM, u klasifikaciji signala po tipu modulacije [5, 10, 11, 12, 13]. U [1] je navedeno da uglavnom nisu potrebna više od 2 skrivena sloja za treniranje NN. Slično tome, za stacionarnu binarnu sekvencu je najčešće potrebno primeniti HMM sa samo dva skrivena stanja. Po svoj prilici postoji jaka povezanost između broja skrivenih slojeva kod NN i skrivenih stanja kod NN [1].

Literatura

- [1] I. Akbar, "Statistical Analysis of Wireless Systems Using Markov Models", PHD Thesis, Virginia Polytechnic Institute, 2007.
- [2] K. Kim, I. A. Akbar, K. K. Bae, J.-S. Um, C. M. Spooner, and J. H. Reed, "Cyclostationary approaches to signal detection and classification in cognitive radio," in *Proceedings of the 2nd IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN '07)*, pp. 212–215, Dublin, Ireland, April 2007.
- [3] C. Ghosh, C. Cordeiro, D. Agrawal, M. Bhaskara Rao, "Markov Chain Existence and Hidden Markov Models in Spectrum Sensing", *Pervasive Computing and Communications, 2009. PerCom 2009. IEEE International Conference on*, 9-13 March 2009.
- [4] K. Kim, "Exploiting Cyclostationarity for Radio Environmental Awareness in Cognitive Radios", PHD Thesis, Virginia Polytechnic Institute, 2008.
- [5] B. Ramkumar, "Automatic Modulation Classification and Blind Equalization for Cognitive Radios", PHD Thesis, Virginia Polytechnic Institute, 2011.
- [6] B. Ramkumar, "Automatic modulation classification for cognitive radios using cyclic feature detection," *IEEE Circuits and Systems Magazine* 9 (2) (2009) 27–45.
- [7] Selena Vukotić, Desimir Vučić, "Detekcija i klasifikacija OFDMA i SC-FDMA signala na bazi ciklostacionarnih obeležja", *Zbornik 57. konferencije ETRAN, Zlatibor, 3-6. juna 2013*, str. EK1.5.1-5.
- [8] Selena Vukotić, Desimir Vučić, "Detekcija i klasifikacija OFDM/QAM i OFDM/OQAM signala na bazi ciklostacionarnih obeležja", *TELFOR, Beograd, 24.-26. novembra 2015*, ISBN: 978-1-5090-0054-8.

-
- [9] Selena Vukotić, Desimir Vučić, " Zdužena detekcija i klasifikacija OFDM/QAM, OFDM/OQAM i SC-FDMA signala na bazi cikličnih obeležja", TELFOR, Beograd, 22.-23. novembra 2016, ISBN: 978-1-5090-4085-8.
- [10] A. Fehske, J. Gaeddert, and J. H. Reed, "A new approach to signal classification using spectral correlation and neural networks," in *Proc. IEEE Dynamic Spectrum Access Nets.*, pp. 144-150, 2005.
- [11] Eric Like, Vasu Chakravarthy, Robert Husnay, Zhiqiang Wu, "Modulation Recognition In Multipath Fading Channels Using Cyclic Spectral Analysis", Proceedings of the Global Communications Conference, 2008. GLOBECOM 2008, New Orleans, LA, USA, 30 November - 4 December 2008., pp. 3044-3049, IEEE 2008
- [12] William C. Headley, Jesse D. Reed, and Claudio R.C.M. da Silva, „Distributed Cyclic Spectrum Feature-Based Modulation Classification“, IEEE WCNC 2008.
- [13] Luca Bixio, Marina Ottonello, Hany Sallam, Mirco Raffetto, Carlo S. Regazzoni, "Signal Classification based on Spectral Redundancy and Neural Network Ensembles", 4th International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, CROWNCOM09, 22 – 24 June 2009, Hannover, Germany.

4 Združena detekcija i klasifikacija OFDM signala na bazi cikličnih obeležja i skrivenih Markovljevih modela

Mogućnost detekcije i klasifikacije signala pri malom SNR je jedan od najvažnijih zadataka kognitivnog radija. U *spectrum sensing*-u je posebno interesantna združena detekcija i klasifikacija signala. Često je za klasifikaciju signala dovoljno precizno locirati izražena ciklična obeležja na osnovu kojih se detektuje signal u bifrekvencijskoj ravni. U ovoj tezi su razmatrani postupci združene detekcije i klasifikacije signala primenom njihovih α -profila spektralne koherencije ili cikličnog spektra. Itraživana su dva koncepta, gde jedan obuhvata detekciju zasnovanu na pragu i klasifikaciju zasnovanu na HMM, dok su kod drugog i detekcija i klasifikacija zasnovane na HMM. Performanse detekcije i klasifikacije radio signala po tipu modulacije su određene primenom softverskih simulacionih modela.

Istraživanjem su obuhvaćene različite grupe moduliranih signala, u koje spadaju:

- 1) OFDMA i SC-FDMA [1],
- 2) OFDM/QAM i OFDM/OQAM [2],
- 3) OFDM/QAM, OFDM/OQAM i SC-FDMA [3].

Usled značajnih prednosti OFDM/OQAM signala nad klasičnim OFDM/QAM signalom, o čemu je bilo reči u poglavlju 2, ispitivanje osobina OFDM/OQAM signala i mogućnosti njihove primene u telekomunikacionim sistemima je postala aktuelna oblast istraživanja, pa je korisno imati efikasnu softversku implementaciju generatora takvih signala. U okviru ovog poglavlja predložene su efikasne implementacije u MATLAB-u generatora OFDM/OQAM signala [4, 5], pri čemu je u [5] zadovoljen i uslov ortogonalnosti podnosioca u diskretnom domenu, čime se eliminiše izobličenje signala uzrokovano odsecanjem impulsa beskonačnog trajanja.

4.1 Detekcija zasnovana na pragu i klasifikacija zasnovana na HMM

4.1.1 Ekstrakcija ciklostacionarnih obeležja

Kod koncepta detekcije zasnovane na pragu i klasifikacije zasnovane na HMM, proces detekcije/klasifikacije se može podeliti u faze gde detekcija prethodi klasifikaciji, odnosno tek u slučaju uspešne detekcije se prelazi na klasifikaciju. Obema fazama prethodi ekstrakcija ciklostacionarnih obeležja, što se u zavisnosti od konkretnih razmatranih signala iz ovog poglavlja svodi na izračunavanje spektralne koherencije ili cikličnog spektra. U postupku

procene spektralne koherencije/cikličnog spektra korišćen je tzv. direktni metod sa frekvencijskim usrednjavanjem (DFSM- *Direct Frequency Smoothing Method*) i primenjen je koncept sa više opservacija, gde se metodom većinskog odlučivanja na zadanom broju opservacija donosi odluka o detekciji/klasifikaciji, što će u nastavku ovog poglavlja biti detaljno objašnjeno. U poređenju sa opisanim pristupom, u [6, 7] je rađena slična analiza, ali je vršeno usrednjavanje cikličnog periodograma iz više opservacija.

4.1.1.1 Detekcija ciklostacionarnih signala na bazi profila u domenu cikličnih frekvencija

Ciklični detektor odlučuje o prisustvu, odnosno odsustvu signala na osnovu takozvanog vršnog faktora (CF- *Crest Factor*), koji se može predstaviti kao:

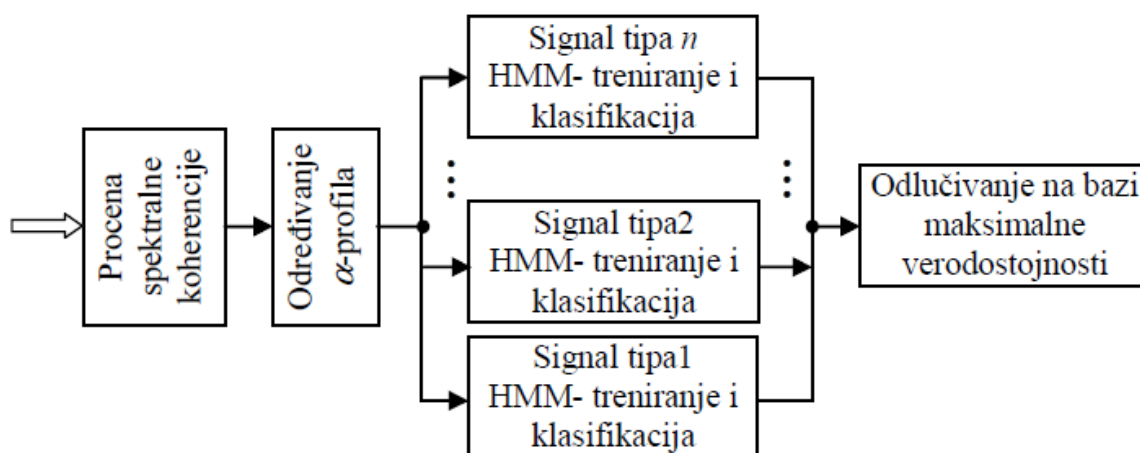
$$CF = \frac{\max_{\alpha} I(\alpha)}{\sqrt{(\sum_{\alpha=1}^{\alpha=N} I^2(\alpha))/N}}, \quad (4.1)$$

gde $I(\alpha)$ predstavlja CDP spektralne koherencije ili cikličnog spektra, a N je ukupan broj diskretnih cikličnih frekvencija. U slučaju da je $I(\alpha)$ CDP cikličnog spektra, tada je $I(\alpha)=I_S(\alpha)$, gde je $I_S(\alpha)$ definisan izrazom (1.41), a u slučaju da je $I(\alpha)$ CDP spektralne koherencije, tada je $I(\alpha) = I_C(\alpha)$, gde je $I_C(\alpha)$ definisan izrazom (1.42). Problem detekcije signala se svodi na odlučivanje između hipoteze H_1 o postojanju signala u prisustvu šuma, $x(t)=s(t) + n(t)$, i alternativne hipoteze H_0 o odsustvu signala, $x(t) = n(t)$. Prag detekcije C_{TH} se definiše kao CF u odsustvu signala (hipoteza H_0). Dakle, kada je $CF < C_{TH}$ smatra se da je signal detektovan (hipoteza H_1). Nakon detekcije signala, formira se binarni CDP niz tako što se pikovi u α -profilu spektralne koherencije/cikličnog spektra koji su veći od određenog praga kodiraju jedinicom, a oni manji od praga nulom. Ovako generisani binarni vektor služi kao ulaz u klasifikator signala koji se zasniva na HMM.

4.1.1.2 Klasifikacija ciklostacionarnih signala na bazi profila u domenu cikličnih frekvencija i HMM

U postupku obučavanja se generišu idealni binarni CDP vektori obeležja za sve tipove signala koji se klasifikuju i primenom FO-BWA formiraju HMM, $\zeta_i = \{\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{\Pi}\}$, za svaku klasu signala i . Nakon uspešne detekcije signala, vrši se klasifikacija signala na bazi formiranih HMM u fazi obučavanja tako što se porede verovatnoće da je primljeni signal dobijen svakim od formiranih HMM klasa signala. Klasifikacija se vrši na bazi kriterijuma maksimalne verodostojnosti, odnosno maksimalne verovatnoće $p(Y/\zeta_i)$, koja implicira najveću sličnost između ulaznog CDP vektora obeležja i vektora koji se pridružuje odgovarajućim HMM (ζ_i)

neke od klasa signala. Pri tom, $p(Y/\zeta_i)$ se može izračunati prema formuli (3.1). Pojednostavljeni blok dijagram klasifikacije signala je prikazan na Sl. 4.1 [6].



Sl. 4.1- Klasifikacija signala primenom HMM

4.2 Združena detekcija i klasifikacija OFDMA i SC-FDMA signala

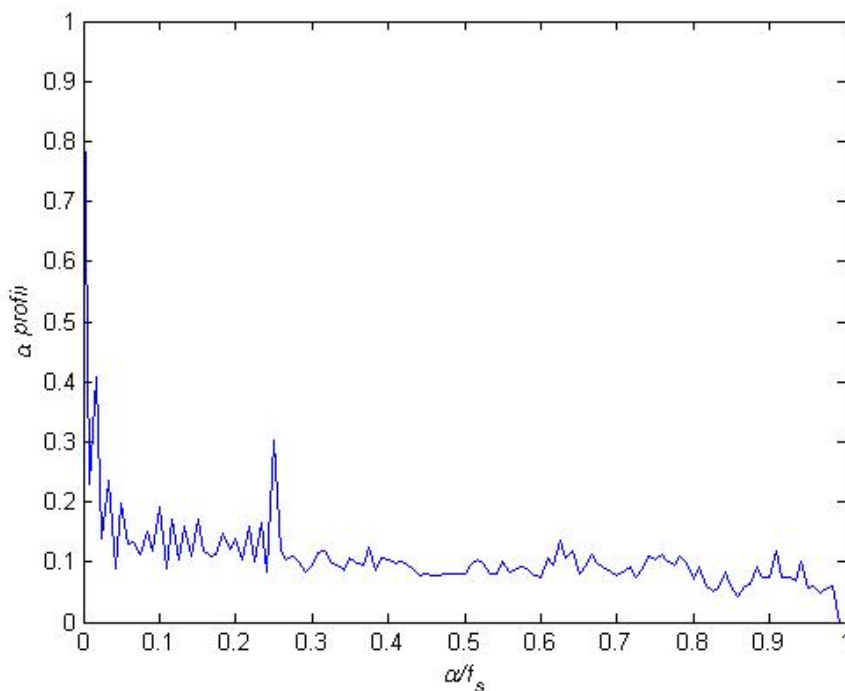
U ovom odeljku je pokazano da je klase signala vrlo slične strukture, kao što su OFDMA i SC-FDMA signali, moguće detektovati i klasifikovati na bazi njihovih CDP spektralne koherencije [2]. Detekcija se zasniva na poređenju CF od CDP spektralne koherencije sa odgovarajućim pragom, a klasifikacija na primeni HMM na binarne CDP vektora obeležja.

Radio standard 3GPP LTE (*Third Generation Partnership Project Long Term Evolution*) je odabrao OFDMA tehniku prenosa za *downlink*, a SC-FDMA za *uplink*. SC-FDMA je tehnika višestrukog pristupa izvedena iz OFDMA sa ciljem umanjavanja PAPR (*Peak to Average Power Ratio*), kao osnovnog nedostatka za primenu na *uplink*-u u mobilnim komunikacijama.

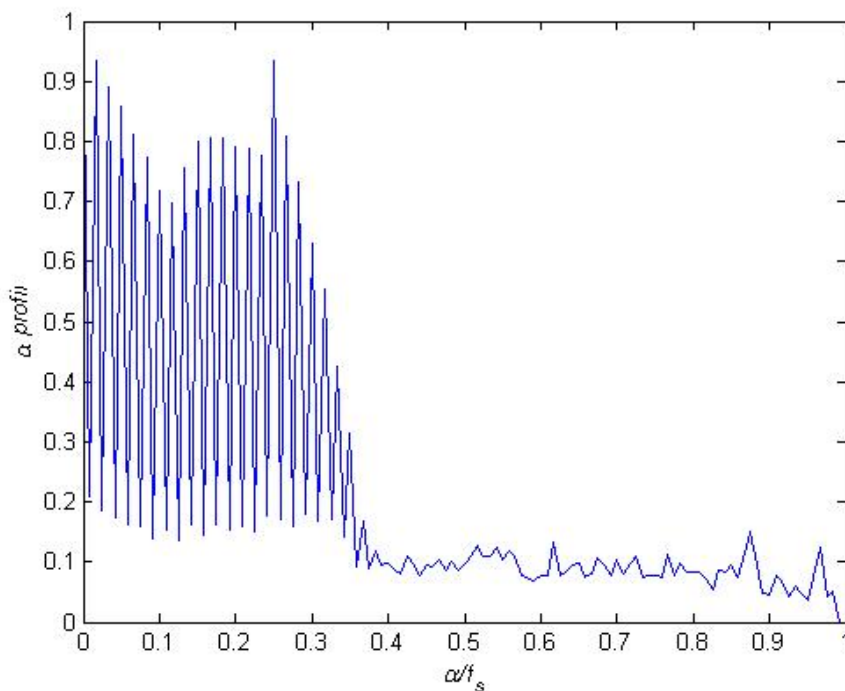
Kod SC-FDMA tehnike prenosa, za razliku od OFDMA, postoji dodatna diskretna Fourierova transformacija od M tačaka (M - broj ortogonalnih podnosilaca koji se dodeljuju jednom korisniku), $DFT(M)$, na ulazu predajnika, odnosno odgovarajuća $IDFT(M)$ na izlazu prijemnika. Kod SC-FDMA se na različite načine mogu mapirati M podnosilaca jednog korisnika na ukupan broj od N ortogonalnih podnosilaca. U distribuiranom modu (DFDMA) M podnosilaca je jednako razmaknuto duž dodeljenog frekvencijskog opsega širine $N \cdot f_0$ (f_0 – razmak između susednih ortogonalnih podnosilaca), a u lokalizovanom modu (LFDMA) M podnosilaca su susedni. SC-FDMA signal sa „upredenim“ rasporedom podnosilaca (IFDMA-*Interleaved SC-FDMA*) odgovara distribuiranom modu sa jednakim razmacima između svih M

podnosilaca svih $Q = N/M$ korisnika. IFDMA je specijalni slučaj SC-FDMA koji omogućuje da se predajnik realizuje vrlo efikasno bez korišćenja DFT i IDFT [8].

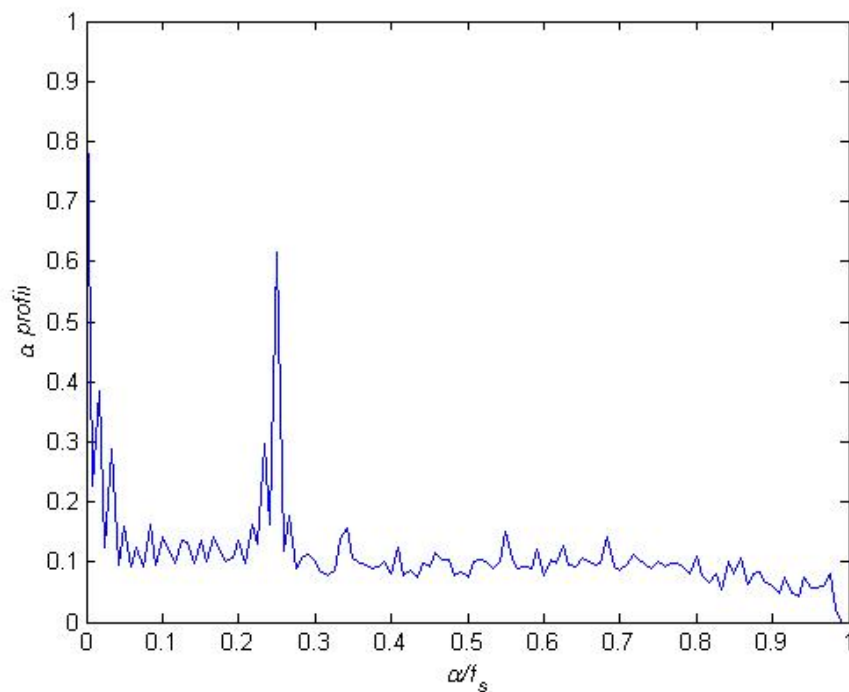
CDP spektralne koherencije za OFDMA i IFDMA signale, pri SNR = 0 dB i SNR = 20 dB, kao i CDP spektralne koherencije šuma, su prikazani na Sl. 4.2 – Sl. 4.6.



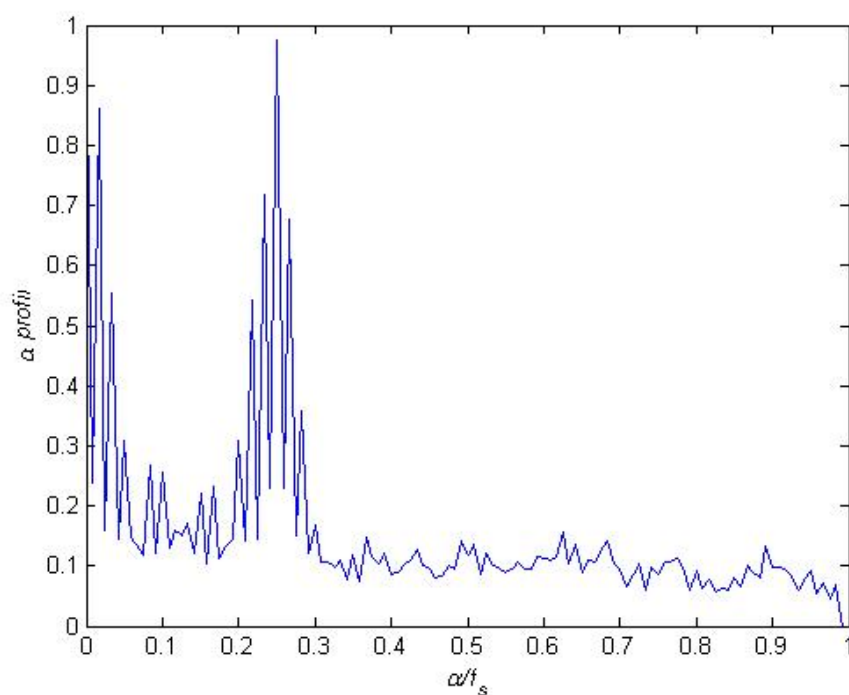
Sl. 4.2- CDP spektralne koherencije OFDMA signala pri SNR = 0 dB.



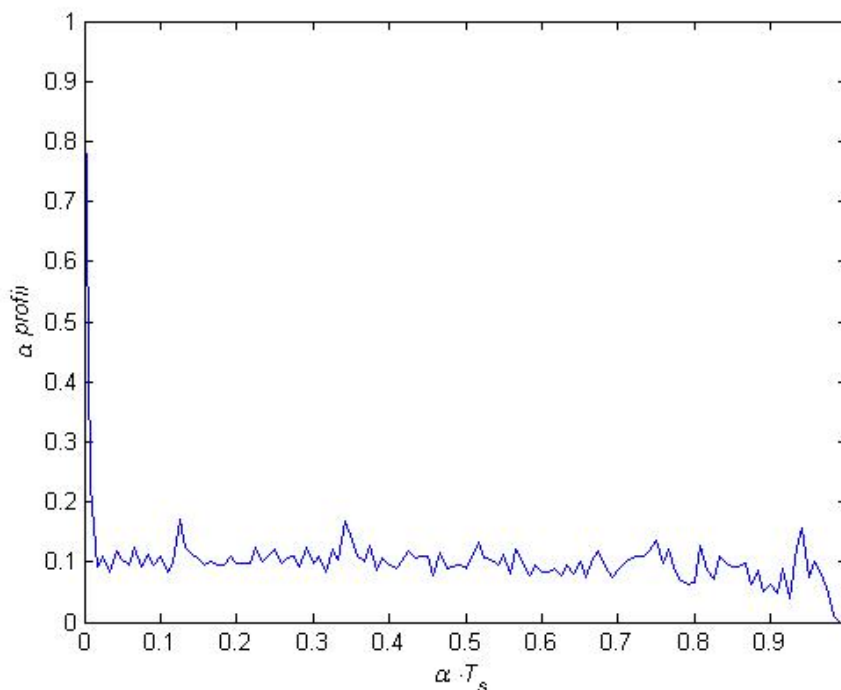
Sl. 4.3- CDP spektralne koherencije OFDMA signala pri SNR = 20 dB.



Sl. 4.4- CDP spektralne koherencije IFDMA signala pri SNR = 0 dB.



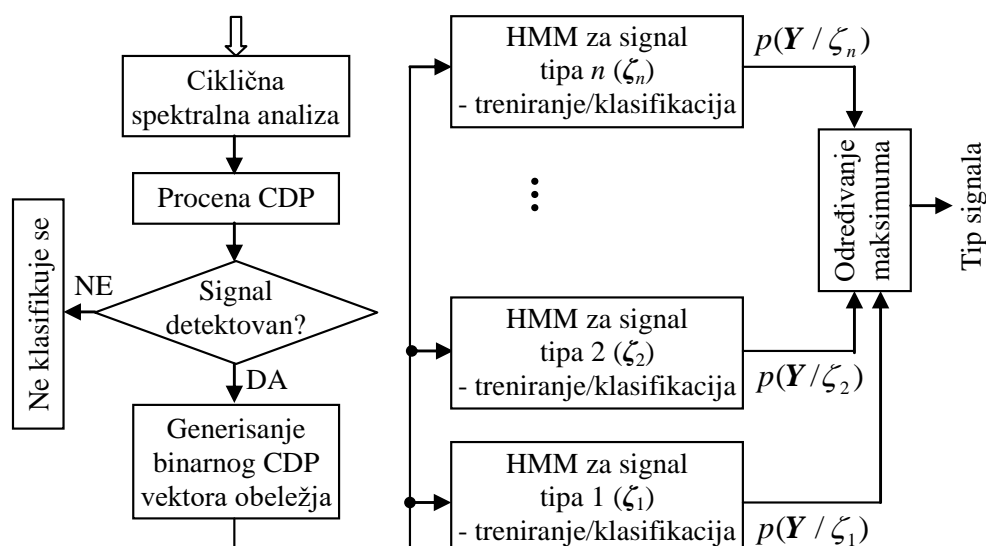
Sl. 4.5- CDP spektralne koherencije IFDMA signala pri SNR = 20 dB.



Sl. 4.6- CDP spektralne koherencije šuma.

4.2.1 Opis postupka

Ciklični detektor odlučuje o prisustvu, odnosno odsustvu signala na osnovu CF, a nakon uspješne detekcije prelazi se na fazu klasifikacije. Klasifikaciji prethodi faza obučavanja gde se na bazi binarnih CDP vektora obeležja formiraju HMM, $\zeta = \{A, B, \Pi\}$, za svaku klasu signala i zadate odnose SNR (OFDMA i SC-FDMA za SNR = 0 dB i SNR = 20 dB). Klasifikacija signala se vrši poređenjem verovatnoća da binarni CDP vektor obeležja (opservacioni vektor Y) primljenog signala odgovara prethodno formiranim HMM (u fazi obučavanja) za svaku od klasa signala. Klasifikacija se vrši na bazi kriterijuma maksimalne verodostojnosti, $p(Y / \zeta)$, koja implicira najveću sličnost između ulaznog CDP vektora obeležja i vektora koji se pridružuje odgovarajućim HMM (ζ_i) neke od klasa signala. Pojednostavljeni blok dijagram klasifikacije signala je prikazan na Sl. 4.1, dok je dijagram združene detekcije i klasifikacije prikazan na Sl. 4.7.



Sl. 4.7- Detekcija na bazi praga i klasifikacija na bazi HMM.

4.2.2 Parametri i rezultati simulacija

U simulacijama su primenjeni sledeći parametri:

- Ukupan broj ortogonalnih podnosilaca je $N = 12$, pri čemu se $M = 4$ podnosioca dodeljuju jednom korisniku.
- IFDMA simboli se formiraju tako što se odbirci u frekvencijskom domenu, dobijeni sa $DFT(M)$ od M modulacionih simbola, mapiraju na M (od ukupno N) uniformno razmaknutih nenultih komponentata (ostalih $N-M$ su nulte), a zatim se sa $IDFT(N)$ od tih N komponentata dobijaju IFDMA simboli u vremenskom domenu.
- OFDMA simboli se formiraju na osnovu $IDFT(N)$ od združenih M nenultih i $(N-M)$ nultih modulacionih simbola.
- Ciklični prefiks za oba tipa signala iznosi $\frac{1}{4}$ od trajanja simbola. Dakle OFDMA/IFDMA simboli sa cikličnim prefiksom imaju $N+N/4$ odbiraka (što za $N = 12$ iznosi 15).
- Nad prethodno opisanim simbolima se vrši interpolacija, čime se frekvencija odabiranja povećava četiri puta. Posle interpolacije OFDMA/IFDMA simboli sa cikličnim prefiksom imaju $15 \cdot 4 = 60$ odbiraka.
- Interpolirani signal se transponuje na frekvenciju $0.25 \cdot f_s$, gde je f_s frekvencija odabiranja posle interpolacije.
- Signal se razmatra u prisustvu aditivnog belog Gausovg šumom, pri čemu je uzeto $SNR [dB]=0, 10, 20, 30$.
- CDP spektralne koherencije se izračunavaju na osnovu 512 simbola, pri čemu svaki simbol ima po 60 odbiraka.

4.2.3 Detekcija

Detekcija se zasniva na pragu detekcije koji je određen iz histograma koji sadrži 100 CF od CDP spektralne koherencije šuma. Pronađeno je da se prag $C_{TH} = 9.7477$ premašuje u 90% slučajeva, što odgovara verovatnoći lažnog alarma od 10%.

Generisani su IFDMA i OFDMA signali za $SNR \text{ (dB)} \in \{0, 10, 20 \text{ i } 30\}$ i izračunati su CF njihovih CDP od spektralne koherencije, te je za $CF < C_{TH}$ je beležena uspešna detekcija, a u suprotnom kao bezuspešna.

4.2.4 Klasifikacija

Klasifikacija se vrši primenom HMM, gde je jedan model prilagođen IFDMA signalu za $SNR=0$ dB, drugi IFDMA signalu za $SNR = 20$ dB, treći OFDMA signalu za $SNR = 0$ dB i četvrti OFDMA signalu za $SNR = 20$ dB. HMM imaju dva simbola jer se razmatraju binarne sekvence dobijene iz CDP spektralne koherencije, kao i 2 stanja. Razlog za to što su HMM trenirani ne samo za različite tipove signala, već i za različite SNR, je što se CDP spektralne koherencije oba tipa signala veoma razlikuju za SNR od 0 dB i 20 dB.

Nakon što su generisani CDP spektralne koherencije, formirane su odgovarajuće binarne CDP sekvence. Uočeno je da CDP spektralne koherencije šuma ne prelazi vrednost 0.2, pa je ta vrednost postavljena kao prag za generisanje binarne CDP sekvence. Binarne CDP sekvence su korišćene kako za treniranje HMM, tako i za klasifikaciju. Za detekciju se koristi samo CF od CDP spektralne koherencije primljenog signala. Klasifikaciji prethodi uspešna detekcija. Radi veće verodostojnosti simulacije, jedan skup uzoraka je korišćen za procenu parametara HMM, a drugi za detekciju i klasifikaciju.

U simulaciji se sa jednakim verovatnoćama generišu IFDMA i OFDM signali, određuju njihovi CDP spektralne koherencije i pronalaze odgovarajući binarni CDP vektori obeležja. Nakon uspešne detekcije (na bazi praga C_{TH}) se vrši klasifikacija poređenjem verovatnoća da je generisani signal dobijen sa HMM za IFDMA signal pri SNR od 0 dB ili 20 dB, odnosno sa HMM za OFDMA signal pri istim vrednostima SNR. Procenat uspešne klasifikacije se odnosi na signale koji su uspešno detektovani. U slučaju više opservacija, postupak se ponavlja za svaku od opservacija. Metodom većinskog odlučivanja se donosi konačna odluka o tome da li je signal uspešno detektovan. Ako signal nije uspešno detektovan, evidentira se bezuspešna detekcija i nastavlja postupak slučajnog izbora sledećeg signala koji će biti procenjivan. Ukoliko je detekcija uspešna, prelazi se na klasifikaciju. Za svaki CDP spektralne koherencije se određuje odgovarajući binarni CDP vektor obeležja i dobija se onoliko binarnih vektora koliko ima opservacija. Izračunavaju se i poredi verovatnoće da binarni CDP vektor obeležja

odgovara nekom od HMM za IFDMA signal, odnosno OFDMA signal. Kao i u slučaju detekcije, konačna odluka o tipu signala se donosi metodom većinskog odlučivanja.

Vektor verovatnoća početnih stanja je dobijen generisanjem različitih vrednosti verovatnoća početnih stanja u intervalu od 10% do 90% sa korakom od 10%.

Radi dobijanja tranzicione i emisione matrice, korišćen je FO-BWA implementiran u Matlabu, pri čemu je pretpostavljena tranziciona matrica A , koju koristi BWA, dobijena iz Π proračunom za stacionarnu raspodelu stanja, a pretpostavljena emisiona matrica je $B=[0.5, 0.5; 0.5, 0.5]$. Urađene su provere za različite Π i, u skladu sa tim, za različite pretpostavljene A , pri čemu je utvrđeno da je najbolje odabrati $\Pi = [0.9, 0.1]$.

Na opisani način su dobijene inicijalne (Π), tranzicione (A) i emisione (B) matrice za oba tipa signala. Za IFDMA signal pri SNR=0 dB je $\Pi = [0.9, 0.1]$, $A = [0.8149, 0.1851; 0.0105, 0.9895]$ i $B = [0.3832, 0.6168; 1.0000, 0.0000]$, za IFDMA signal pri SNR = 20 dB je $\Pi = [0.9, 0.1]$, $A = [0.9731, 0.0269; 0.0000, 1.0000]$ i $B = [0.5445, 0.4555; 1.0000, 0.0000]$, za OFDMA signal pri SNR = 0 dB je $\Pi = [0.9, 0.1]$, $A = [0.8916, 0.1084; 0.0000, 1.0000]$ i $B = [0.3858, 0.6142; 0.9906, 0.0094]$, za OFDMA signal pri SNR = 20 dB je $\Pi = [0.9, 0.1]$, $A = [0.9777, 0.0223; 0.0000, 1.0000]$ i $B = [0.4626, 0.5374; 1.0000, 0.0000]$. Ove vrednosti matrica su dobijene treniranjem HMM sa 20 binarnih CDP sekvenci.

Posebno je analiziran uticaj broja opservacija, kao veoma bitnog parametra u simulaciji. Rezultati koji pokazuju zavisnost uspešnosti detekcije i klasifikacije za različite vrednosti SNR i za različit broj opservacija su prikazani u Tabeli 4.1., Tabeli 4.2, Tabeli 4.3 i Tabeli 4.4.

SNR [dB]	0	10	20	30
Uspešna detekcija [%]	100%	100%	100%	100%
Uspešna klasifikacija [%]	95%	75%	95%	74%

Tabela 4.1- Uspešnost detekcije i klasifikacije u zavisnosti od SNR za jednu opservaciju.

SNR [dB]	0	10	20	30
Uspešna detekcija [%]	100%	100%	100%	100%
Uspešna klasifikacija [%]	100%	84%	100%	100%

Tabela 4.2- Uspešnost detekcije i klasifikacije u zavisnosti od SNR za pet opservacija.

SNR [dB]	0	10	20	30
Uspešna detekcija [%]	100%	100%	100%	100%
Uspešna klasifikacija [%]	100%	93%	100%	100%

Tabela 4.3- Uspešnost detekcije i klasifikacije u zavisnosti od SNR za deset opservacija.

SNR [dB]	0	10	20	30
Uspešna detekcija [%]	100%	100%	100%	100%
Uspešna klasifikacija [%]	100%	100%	100%	100%

Tabela 4.4- Uspešnost detekcije i klasifikacije u zavisnosti od SNR za petnaest opservacija.

Na osnovu rezultata iz prikazanih tabela, vidljivo je da je bez obzira na vrednost SNR, koja se menja u opsegu od 0 dB do 30 dB, detekcija uspešna u 100% slučajeva. Klasifikacija je u slučaju primene jedne opservacije uspešna u preko 90% slučajeva za SNR od 0 dB, 20 dB i 30 dB, dok je za 10 dB procenat uspešnosti 75%. Takav rezultat je očekivan jer su HMM trenirani za dve vrednosti SNR, 0 dB i 20 dB, pri kojima se CDP spektralne koherencije signala najviše razlikuju. U slučaju primene više opservacija uspešnost klasifikacije raste i za petnaest opservacija dostiže 100% pri svakom SNR.

4.3 Združena detekcija i klasifikacija OFDM/QAM i OFDM/OQAM signala

U ovom odeljku je analizirana združena detekcija i klasifikacija OFDM/QAM i OFDM/OQAM signala, vrlo slične spektralne strukture, u kontekstu primene u CR i u 5G bežičnim sistemim [2]. Detekcija je zasnovana na pragu, a klasifikacija na odgovarajućim skrivenim Markovljevim modelima signala, što je ilustrovano blok dijagramom na Sl. 4.7. Za razliku od metode primenjene u 4.2, ovde se koriste CDP profili cikličnog spektra. Istraživanje se oslanja na rezultate ciklične spektralne analize razmatranih signala [9, 10] i sadrži nove rezultate koji se odnose na njihovu združenu cikličnu detekciju i klasifikaciju. Prikazane su performanse detekcije i klasifikacije, dobijene korišćenjem softverskih simulacionih modela.

4.3.1 Ciklična obeležja OFDM signala

OFDM/QAM signali sa CP, ponderisanjem podnosilaca ili uobličavanjem impulsa su ciklostacionarni. Ciklična obeležja OFDM/QAM signala sa CP se ispoljavaju na cikličnim frekvencijama $\alpha = n/T$, gde je T interval kompletnog OFDM/QAM simbola [9].

Važna osobina OFDM/OQAM signala sa uobličanim impulsima jeste da ispoljavaju karakteristična konjugovana ciklična obeležja na dve ciklične frekvencije koje se pridružuju dvostrukoj nosećoj frekvenciji (f_c), a to su $\alpha = \pm 2f_c \mp 1/T$, $\alpha = \pm 2f_c \pm (2N-1)/T$, gde je T interval OQAM simbola, a N broj podnosilaca [10].

Korišćenje navedenih izraženih i karakterističnih cikličnih obeležja omogućava da se značajno poboljšaju performanse detekcije i klasifikacije razmatranih OFDM signala.

4.3.1.1 Parametri i rezultati simulacija

U simulacijama su oba tipa signala generisana sa sledećim zajedničkim parametrima: ukupan broj ortogonalnih podnosilaca je $N = 8$, broj modulacionih simbola je $M=16$, signal je realan i nalazi se na nosiocu $f_c = 2.5/T$.

Za OFDM/QAM dužina cikličnog prefiksa iznosi $\frac{1}{4}$ od trajanja simbola i nije izvršeno uobličavanje impulsa, dok je za OFDM/OQAM izvršeno uobličavanje impulsa *Root-Rised Cosine* (RRC) filtrima sa *roll-off* faktorom $\rho=1$.

4.3.1.2 Detekcija

Detekcija se zasniva na pragu detekcije, koji je određen iz histograma koji sadrži 100 CF od CDP cikličnog spektra šuma. Pronađeno je da se prag $C_{TH} = 62.0972$ premašuje u 90% slučajeva, što odgovara verovatnoći lažnog alarma od 10%.

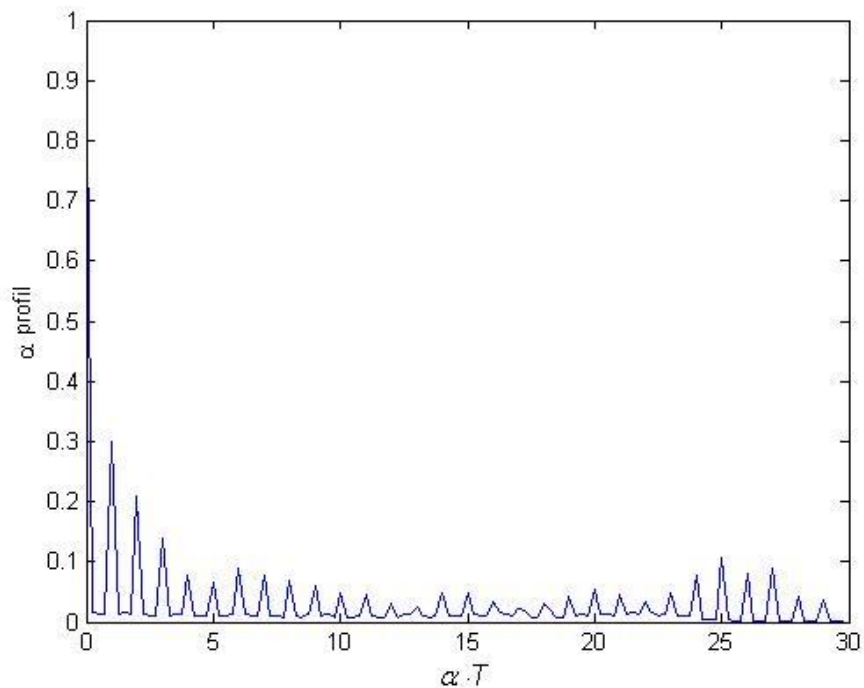
Generisani su OFDM/QAM i OFDM/OQAM signali za SNR (dB) $\in \{20,10,0,-5,-6,-7,-10,-11\}$, izračunati su CF njihovih CDP cikličnog spektra i za $CF < C_{TH}$ je beležena uspešna detekcija, a u suprotnom bezuspešna.

4.3.1.3 Klasifikacija

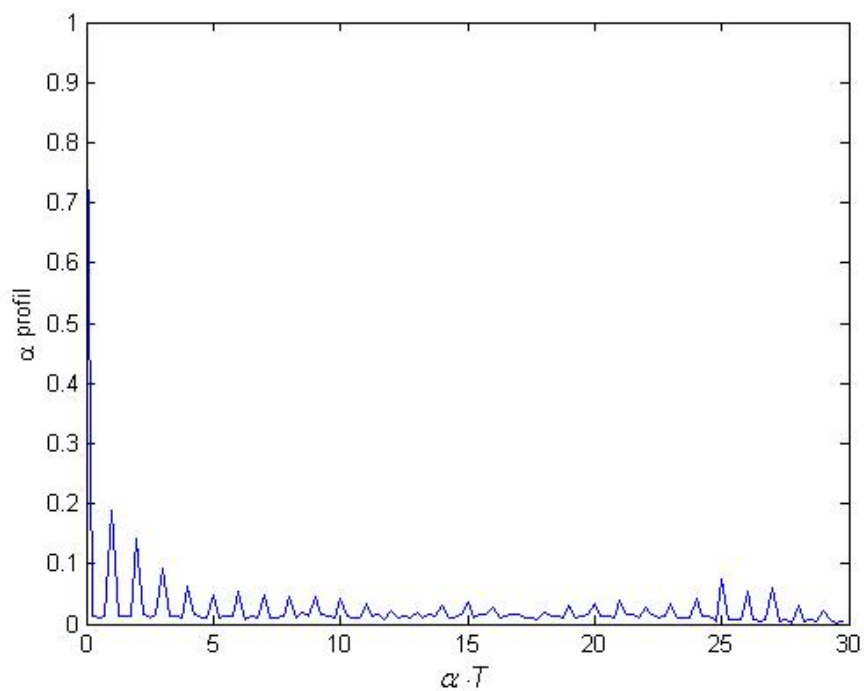
Klasifikacija je izvršena primenom HMM, gde je jedan model prilagođen OFDM/QAM signalu, a drugi OFDM/OQAM signalu. HMM imaju dva simbola jer se razmatraju binarne sekvence dobijene iz CDP cikličnog spektra, kao i 2 stanja. Za razliku od [1], gde su posebni modeli napravljeni ne samo za različite tipove signala, već i različite SNR, ovde je jednostavnije rešenje jer se usvaja samo jedan SNR. Naime, u [1] je vidljiv veliki uticaj SNR na CDP obeležja čak i za isti tip signala, dok u [2] to nije slučaj jer su CDP obeležja za OFDM/QAM i OFDM/OQAM signale u tolikoj meri različita, te ni znatne promene SNR ne remete njihovo razlikovanje. Prikaz CDP cikličnog spektra oba tipa signala za SNR = 0 dB i za SNR = 20 dB se nalazi na Sl. 4.8 – Sl. 4.11.

Nakon što su generisani CDP cikličnog spektra, formirane su odgovarajuće binarne CDP sekvence. Uočeno je da CDP cikličnog spektra šuma ne prelazi vrednost 0.025, osim za $\alpha = 0$, pa je ta vrednost postavljena kao prag za generisanje binarne CDP sekvence. Binarne CDP sekvence su korišćene kako za treniranje HMM, tako i za klasifikaciju. Za detekciju se koristi samo CF od CDP cikličnog spektra primljenog signala. Klasifikaciji prethodi uspešna detekcija.

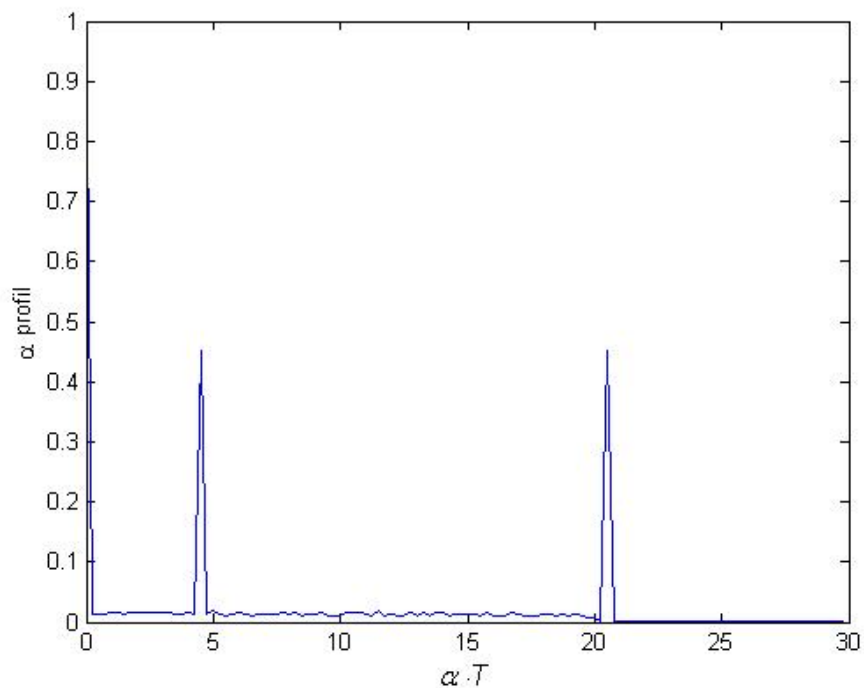
Radi veće verodostojnosti simulacije, jedan skup uzoraka je korišćen za procenu parametara HMM, a drugi za detekciju i klasifikaciju.



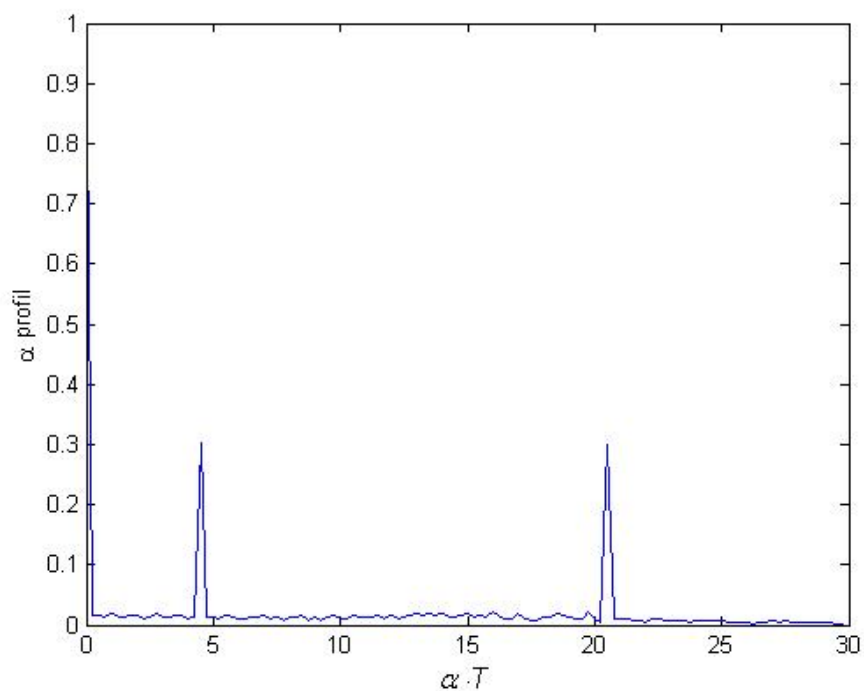
Sl. 4.8- CDP cikličnog spektra OFDM/QAM za SNR = 20 dB.



Sl. 4.9- CDP cikličnog spektra OFDM/QAM za SNR = 0 dB.



Sl. 4.10- CDP cikličnog spektra OFDM/OQAM za SNR = 20 dB.



Sl. 4.11- CDP cikličnog spektra OFDM/OQAM za SNR = 0 dB.

U simulacijama se sa jednakim verovatnoćama generiše ukupno 100 OFDM/QAM i OFDM/OQAM signala, određuju njihovi CDP cikličnog spektra i pronalaze odgovarajući binarni CDP vektori obeležja. Nakon uspešne detekcije (na bazi praga C_{TH}) se vrši klasifikacija poređenjem verovatnoća da je generisani signal dobijen sa HMM za OFDM/QAM, odnosno sa HMM za OFDM/OQAM. Procenat uspešnosti klasifikacije se odnosi na signale koji su uspešno

detektovani. U slučaju više opservacija, postupak se ponavlja za svaku od opservacija. Metodom većinskog odlučivanja se donosi konačna odluka o tome da li je signal uspešno detektovan. Ako signal nije uspešno detektovan, evidentira se bezuspešna detekcija i nastavlja postupak slučajnog izbora sledećeg signala koji će biti procenjivan. Ukoliko je detekcija uspešna, prelazi se na klasifikaciju. Za svaki CDP cikličnog spektra se određuje odgovarajući binarni CDP vektor obeležja i dobija se onoliko binarnih vektora koliko ima opservacija. Izračunavaju se i poredi verovatnoće da binarni CDP vektor obeležja odgovara HMM za OFDM/QAM signal i za OFDM/OQAM signal. Kao i u slučaju detekcije, konačna odluka o tipu signala se donosi metodom većinskog odlučivanja.

Vektor verovatnoća početnih stanja Π je dobijen generisanjem različitih vrednosti verovatnoća početnih stanja u intervalu od 10% do 90% sa korakom od 10%.

Za dobijanja tranzicione i emisione matrice, korišćen je FO-BWA implementiran u Matlabu, pri čemu je pretpostavljena tranziciona matrica A , koju koristi BWA, dobijena iz Π proračunom za stacionarnu raspodelu stanja, a pretpostavljena emisiona matrica je $B = [0.5, 0.5; 0.5, 0.5]$. Urađene su provere za različite Π , a za različite pretpostavljene A , pri čemu je utvrđeno da je najbolji izbor $\Pi = [0.1, 0.9]$ za OFDM/QAM i $\Pi = [0.9, 0.1]$ za OFDM/OQAM.

Na opisani način su dobijene inicijalne (Π), tranzicione (A) i emisione (B) matrice za oba tipa signala. Za OFDM/QAM je $\Pi = [0.1, 0.9]$, $A = [0, 1; 1, 0]$ i $B = [0.9992, 0.0008; 0.5250, 0.4750]$, a za OFDM/OQAM je $\Pi = [0.9, 0.1]$, $A = [0.4904, 0.5096; 0.0000, 1.0000]$ i $B = [0.0000, 1.0000; 0.9808, 0.0192]$. Ove vrednosti matrica su dobijene treniranjem HMM sa 20 binarnih CDP sekvenci.

Kada je u pitanju broj opservacija, za posmatrane vrednosti SNR može se uočiti da za $\text{SNR} > -6$ dB nije potrebno više od jedne opservacije jer je uspešnost kako detekcije, tako i klasifikacije 100%. Za $\text{SNR} = -6$ dB se povećanjem brojem opservacija poboljšavaju performanse detekcije i klasifikacije, ali za manje vrednosti SNR se povećanjem broja opservacija poboljšava samo detekcija, ali ne i klasifikacija. Razlog za takav rezultat je što za $\text{SNR} < -6$ dB uspešnost klasifikacije za jednu opservaciju ima vrednosti od približno 50%, te povećanje broja opservacija ne doprinosi rezultatu. Prikaz rezultata je dat u Tabeli 4.5, Tabeli 4.6 i Tabeli 4.7.

SNR [dB]	20	10	0	-5
Uspešna detekcija [%]	100%	100%	100%	100%
Uspešna klasifikacija [%]	100%	100%	100%	100%

Tabela 4.5- Uspešnost detekcije i klasifikacije u zavisnosti od SNR za jednu opservaciju

SNR [dB]	-6	-7	-10	-11
Uspešna detekcija [%]	100%	100%	95%	70%
Uspešna klasifikacija [%]	95%	52%	49%	66%

Tabela 4.6- Uspešnost detekcije i klasifikacije u zavisnosti od SNR za jednu opservaciju

SNR [dB]	-6	-7	-10	-11
Uspešna detekcija [%]	100%	100%	100%	70%
Uspešna klasifikacija [%]	100%	51%	50%	71%

Tabela 4.7- Uspešnost detekcije i klasifikacije u zavisnosti od SNR za pet opservacija

4.4 Združena detekcija i klasifikacija OFDM/QAM, OFDM/OQAM i SC-FDMA signala

U ovom odeljku je opisana združena detekcija i klasifikacija OFDM/QAM, OFDM/OQAM i SC-FDMA signala primenom njihovih CDP cikličnih spektara [4]. Pri tom, izabran je IFDMA signal kao tip SC-FDMA signala koji omogućuje da se predajnik realizuje vrlo efikasno bez korišćenja DFT i IDFT. Detekcija i klasifikacija su zasnovane na skrivenim Markovljevim modelima signala. Za razliku od [1, 2, 6, 11], gde detekcija predstavlja posebnu fazu i zasniva se na pragu, ovde se detekcija i klasifikacija obavljaju u istoj fazi jer se AWGN posmatra kao posebna klasa signala. Prikazane su performanse združene detekcije i klasifikacije, dobijene simulacijom.

U [6, 11] je razmatrana detekcija/klasifikacija BPSK, QPSK, FSK i MSK signala gde se HMM koriste za klasifikaciju CDP spektralne koherencije pomenutih signala. U [1, 2, 6, 11] su takođe primenjeni CDP spektralne koherencije, dok su ovde primenjeni CDP cikličnog spektra, te je postignuta računaska ušteda.

U [3] se razmatra združena detekcija i klasifikacija OFDM/QAM, OFDM/OQAM i SC-FDMA signala, složenih i vrlo sličnih klasa signala, čime zadatak njihove detekcije/klasifikacije postaje vrlo zahtevan. HMM klasifikacija CDP pomenutih signala nije razmatrana u drugim radovima. Analizira se najkompleksniji slučaj klasifikacije ovih signala birajući parametare prenosa tako da njihova spektralna struktura bude što sličnija. Simulacijom je izvršena procena performansi primene HMM na CDP cikličnog spektra navedenih klasa signala za SNR = -2 dB, 0 dB i 10 dB. U odnosu na rezultate date u [1, 2], u [3] se razmatra više klasa signala.

4.4.1 Ciklična obeležja OFDM signala

U analizi realnih ciklostacionarnih signala dovoljno je izvršiti ne-konjugovanu CSA, ali u slučaju kompleksnih signala treba izvršiti i ne-konjugovanu i konjugovanu CSA. Ne-konjugovana CSA detektuje ciklična obeležja koja se pridružuju osnovnom opsegu (*baseband*), a konjugovana CSA detektuje ciklična obeležja koja se pridružuju frekvenciji nosioca (*bandpass*).

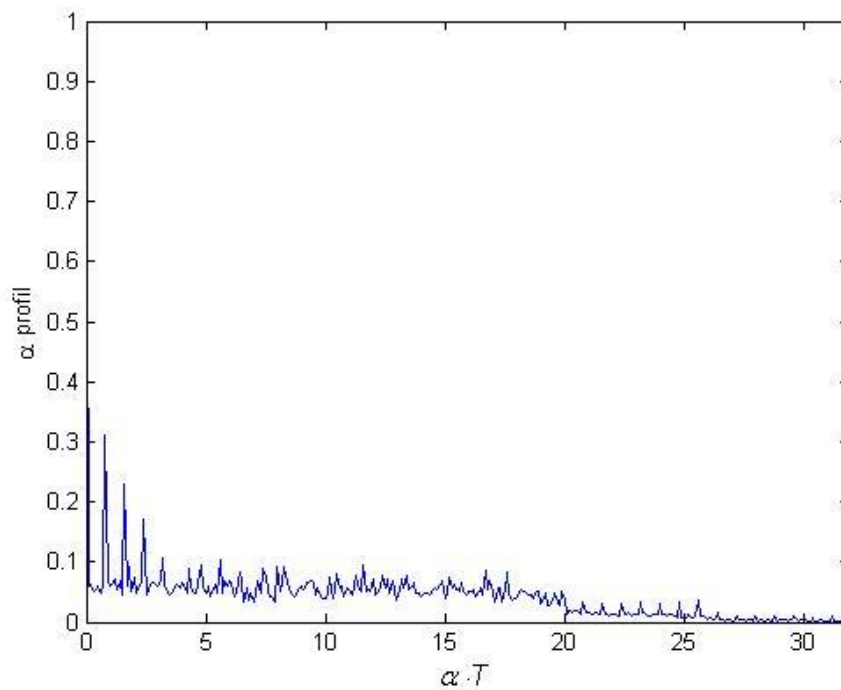
Ciklična obeležja OFDM/QAM signala sa CP se ispoljavaju na cikličnim frekvencijama $\alpha=n/T$, gde je T interval kompletnog OFDM/QAM simbola [9]. Kod OFDM/OQAM signala sa uobličavanjem impulsa ispoljavaju se karakteristična konjugovana ciklična obeležja na dve ciklične frekvencije koje se pridružuju dvostrukoj nosećoj frekvenciji (f_c), a to su $\alpha = \pm 2f_c \mp 1/T$, $\alpha = \pm 2f_c \pm (2N-1)/T$, gde je T interval OQAM simbola, a N broj podnosilaca [10]. Korišćenje ovih izraženih i karakterističnih cikličnih obeležja omogućava značajno poboljšanje performansi njihove detekcije i klasifikacije.

4.4.2 Usvojeni parametri i rezultati simulacija

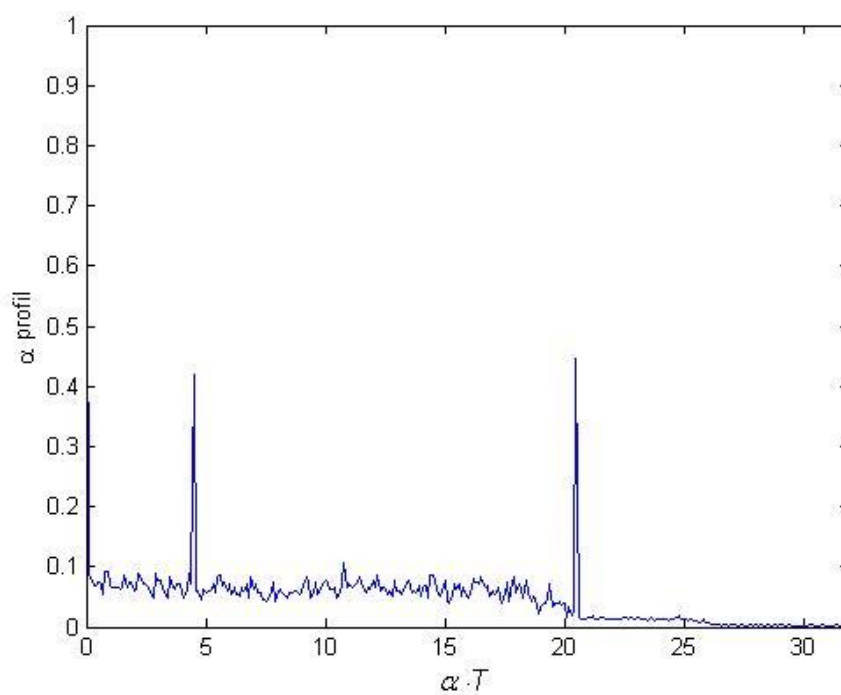
- Sva tri tipa signala su generisana sa sledećim zajedničkim parametrima: ukupan broj ortogonalnih podnosilaca je $N = 8$, razmak između susednih podnosilaca je $\Delta f = 1/T$, primenjena je MQAM sa brojem modulacionih nivoa $M = 16$, signal je realan i nalazi se na nosiocu $f_c = 2.75\Delta f$. Frekvencija odabiranja, f_s , iznosi $f_s = 32\Delta f$, a broj odbirakana na osnovu kojih se procenjuju CDP cikličnih spektara iznosi 128000, odnosno 64000.
- OFDM/QAM i IFDMA imaju ciklični prefiks, čija dužina iznosi $\frac{1}{4}$ od trajanja simbola.
- Kod IFDMA je zauzet svaki drugi podnosilac od ukupno 8 podnosioca.
- Kod OFDM/QAM nema uobličavanja (pravougaoni impuls), kod OFDM/OQAM je izvršeno uobličavanje impulsa *root-raised cosine* (RRC) filtrom sa *roll-off* faktorom $\rho=1$, dok je kod IFDMA izvršeno uobličavanje impulsa *Raised Cosine* (RC) filtrom sa $\rho=0.22$.

4.4.3 Rezultati klasifikacije i detekcije

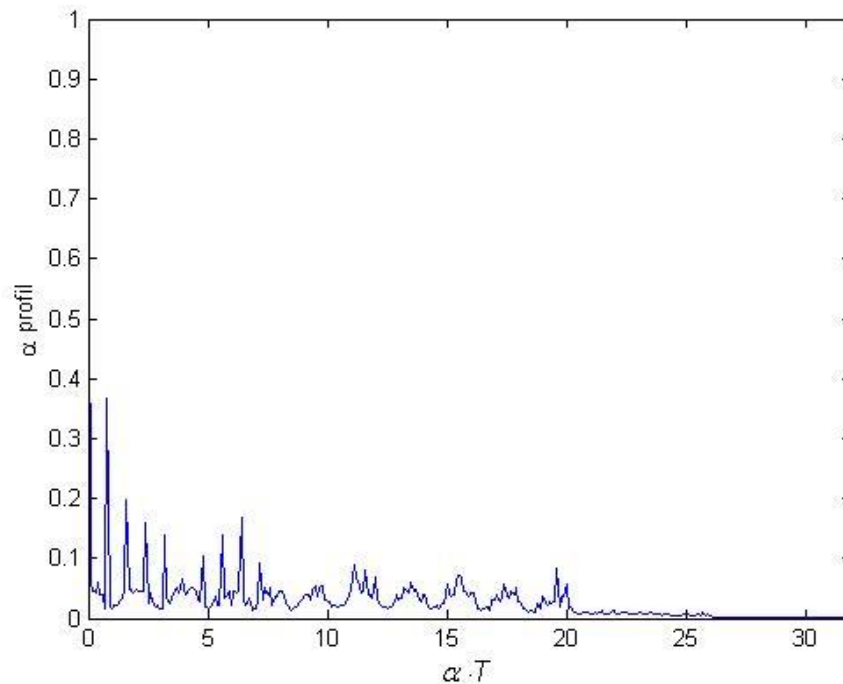
CDP cikličnog spektra za OFDM/QAM, OFDM/OQAM i IFDMA signale, pri SNR=10 dB, su prikazani na Sl. 4.12, Sl. 4.13 i Sl. 4.14, respektivno. Obučavanje HMM je izvršeno na osnovu binarnih vektora obeležja za različite tipove signala (OFDM/QAM, OFDM/OQAM, SC-FDMA i šuma) pri SNR = 10 dB, slično kao u [11, 12]. Sličnost razmatranih signala u frekvencijskom domenu se može uočiti na osnovu Sl. 4.15, Sl. 4.16 i Sl. 4.17.



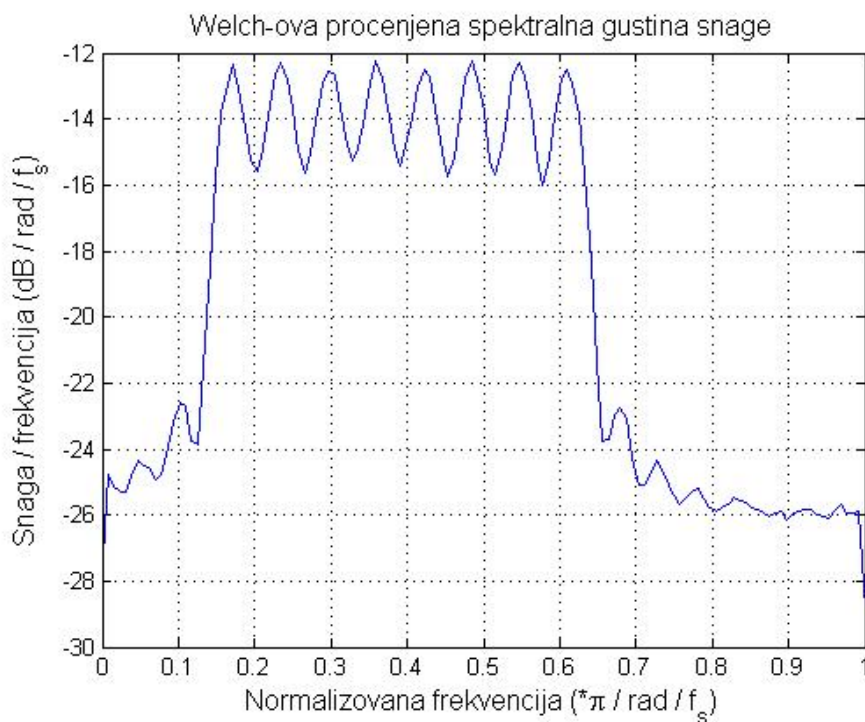
Sl. 4.12- CDP cikličnog spektra za OFDM/QAM.



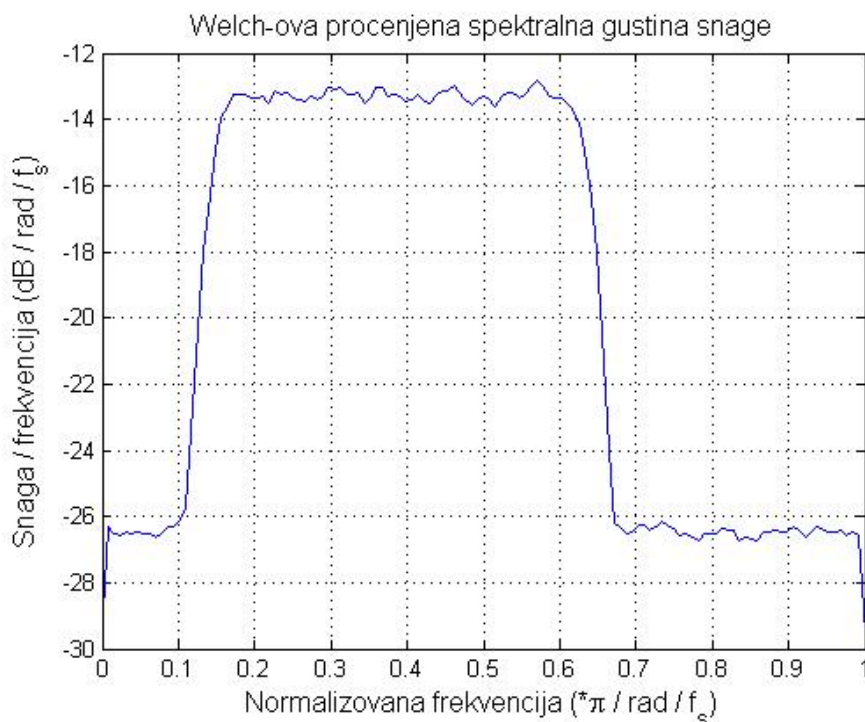
Sl. 4.13- CDP cikličnog spektra za OFDM/OQAM.



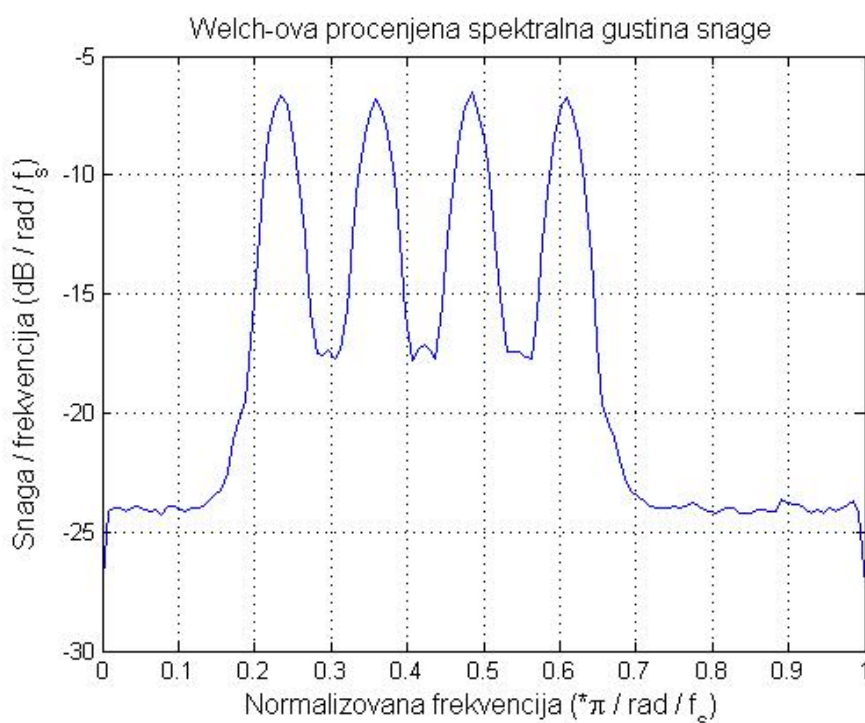
Sl. 4.14- CDP cikličnog spektra za IFDMA.



Sl. 4.15- Spektralna gustina snage za OFDM/QAM.



Sl. 4.16- Spektralna gustina snage za OFDM/OQAM



Sl. 4.17- Spektralna gustina snage za IFDMA

HMM imaju dva simbola jer su ulazi u HMM binarne sekvence dobijene iz CDP cikličnog spektra, kao i 2 stanja. Pragovi za formiranje binarnih sekvenci su dobijeni biranjem najveće vrednosti iz CDP-a cikličnog spektra šuma (ne računajući $\alpha = 0$) za dužine ulaznih sekvenci od 128000 i 64000 odbiraka, i procenjene vrednosti pragova su 0.1236 i 0.1785, respektivno.

Primenom FO-BWA, implementiranog u MATLAB-u, dobijene su matrice koje opisuju modele za svaku klasu signala, pri čemu šum predstavlja posebnu klasu.

Vektor verovatnoća početnih stanja Π je dobijen generisanjem različitih vrednosti verovatnoća početnih stanja u intervalu od 10% do 90% sa korakom od 10%.

Pretpostavljena tranziciona matrica A , koju koristi BWA, dobijena je iz Π proračunom za stacionarnu raspodelu stanja, a pretpostavljena emisiona matrica je $B = [0.5, 0.5; 0.5, 0.5]$.

Radi treniranja i izbora parametara HMM, korišćeno je ukupno 40 binarnih CDP nizova za svaku klasu signala. Za svaku inicijalnu matricu Π , pri čemu ih je ukupno 9 generisano, trenirani su HMM na osnovu 20 binarnih CDP sekvenci i izračunavana je verovatnoća da je preostalih 20 binarnih CDP sekvenci generisano HMM-om sa zadatom Π .

Na opisani način su dobijene inicijalne (Π), tranzicione (A) i emisione (B) matrice za sva tri tipa signala. Utvrđeno da je najbolje odabrati $\Pi = [0.9, 0.1]$ za svaku klasu signala. Za OFDM/QAM je $A = [0.9702 \ 0.0298; 0.0000, 1.0000]$ i $B = [0.8709 \ 0.1291; 0.9997 \ 0.0003]$, za OFDM/OQAM je $A = [0.4966 \ 0.5034; 0.0000, 1.0000]$ i $B = [0.0000 \ 1.0000; 0.9932 \ 0.0068]$, dok je za IFDMA je $A = [0.9867 \ 0.0133; 0.0000 \ 1.0000]$ i $B = [0.9137 \ 0.0863; 1.0000 \ 0.0000]$. Navedene vrednosti matrica su dobijene treniranjem HMM sa 20 binarnih CDP sekvenci, a novih 20 binarnih CDP sekvenci je korišćeno za procenu najboljih parametara.

Signal se smatra detektovanim ukoliko se nakon procene svrsta u bilo koju klasu, izuzev u klasu šuma. Ukoliko postoji samo šum, a on se klasifikuje kao signal, u pitanju je lažni alarm.

U Tabelama 4.8 – 4.13 se mogu videti verovatnoće klasifikacije, a samim tim i detekcije, kao i pojave lažnog alarma, koje su dobijene na osnovu 100 Monte Karlo simulacija za svaki tip signala pri $SNR(dB) \in \{-2, 0, 10\}$.

Posebno je analiziran uticaj broja odbiraka na osnovu kojih se procenjuju CDP cikličnih spektara. Na osnovu prethodno spomenutih tabela, uočavamo da su rezultati lošiji kada se broj odbiraka sa 128000 smanji na 64000.

U svim simulacijama klasa šuma je AWGN i, ukoliko postoji samo šum, njegova snaga ne utiče na CDP cikličnog spektra.

SNR [dB]=10	OFDM/QAM	OFDM/OQAM	IFDMA	Šum
OFDM/QAM	91%	1%	8%	0%
OFDM/OQAM	0%	100%	0%	0%
IFDMA	0%	0%	100%	0%
Šum	1%	10%	0%	89%

Tabela 4.8- Verovatnoće klasifikacije za 128000 odbiraka

SNR [dB]=0	OFDM/QAM	OFDM/OQAM	IFDMA	Šum
OFDM/QAM	97%	1%	2%	0%
OFDM/OQAM	0%	100%	0%	0%
IFDMA	0%	8%	92%	0%
Šum	1%	10%	0%	89%

Tabela 4.9- Verovatnoće klasifikacije za 128000 odbiraka

SNR [dB]=-2	OFDM/QAM	OFDM/OQAM	IFDMA	Šum
OFDM/QAM	100%	0%	0%	0%
OFDM/OQAM	0%	100%	0%	0%
IFDMA	9%	27%	64%	0%
Šum	1%	10%	0%	89%

Tabela 4.10- Verovatnoće klasifikacije za 128000 odbiraka

SNR [dB]=10	OFDM/QAM	OFDM/OQAM	IFDMA	Šum
OFDM/QAM	91%	5%	4%	0%
OFDM/OQAM	0%	100%	0%	0%
IFDMA	7%	14%	79%	0%
Šum	0%	14%	0%	86%

Tabela 4.11- Verovatnoće klasifikacije za 64000 odbiraka

SNR [dB]=0	OFDM/QAM	OFDM/OQAM	IFDMA	Šum
OFDM/QAM	84%	7%	9%	0%
OFDM/OQAM	0%	100%	0%	0%
IFDMA	17%	29%	54%	0%
Šum	0%	14%	0%	86%

Tabela 4.12- Verovatnoće klasifikacije za 64000 odbiraka

SNR [dB]=-2	OFDM/QAM	OFDM/OQAM	IFDMA	Šum
OFDM/QAM	76%	21%	3%	0%
OFDM/OQAM	0%	100%	0%	0%
IFDMA	34%	27%	39%	0%
Šum	0%	14%	0%	86%

Tabela 4.13- Verovatnoće klasifikacije za 64000 odbiraka

Literatura

- [1] Selena Vukotić, Desimir Vučić, "Detekcija i klasifikacija OFDMA i SC-FDMA signala na bazi ciklostacionarnih obeležja", Zbornik 57. konferencije ETRAN, Zlatibor, 3-6. juna 2013, str. EK1.5.1-5.
- [2] Selena Vukotić, Desimir Vučić, "Detekcija i klasifikacija OFDM/QAM i OFDM/OQAM signala na bazi ciklostacionarnih obeležja ", TELFOR, Beograd, 24.-26. novembra 2015, ISBN: 978-1-5090-0054-8.
- [3] Selena Vukotić, Desimir Vučić, " Zdužena detekcija i klasifikacija OFDM/QAM, OFDM/OQAM i SC-FDMA signala na bazi cikličnih obeležja", TELFOR, Beograd, 22.-23. novembra 2016, ISBN: 978-1-5090-4085-8.
- [4] Selena Vukotić, Desimir Vučić, "An efficient MATLAB implementation of OFDM/OQAM modulator", IcETLAN, Zlatibor, 2.-5. juna 2014, EK123, ISBN: 978-86-80509-70-9.
- [5] Selena Vukotić, Desimir Vučić, "An Efficient MATLAB Implementation of OFDM/OQAM Modulator with Orthogonal Pulse Shaping Filters", ICIST, Kopaonik, 8.-11. marta 2015, Volume 2, ISBN: 978-86-85525-16-2.
- [6] K. Kim, I. A. Akbar, K. K. Bae, J.-S. Um, C. M. Spooner, and J. H. Reed, "Cyclostationary approaches to signal detection and classification in cognitive radio," in Proceedings of the 2nd IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN '07), pp. 212–215, Dublin, Ireland, April 2007.
- [7] aI. Akbar, "Statistical Analysis of Wireless Systems Using Markov Models", PHD Thesis, Virginia Polytechnic Institute, 2007.
- [8] H.G. Myung, D. J. Goodman: "Single Carrier FDMA", John Wiley & Sons, 2008.
- [9] D. Vučić, "Cyclic spectral analysis of OFDM/QAM modulation using stochastic matrix-based method", TELFOR 2002, pp. 450-453, 2002.
- [10] D. Vučić, S. Vukotić, and M. Erić, "Cyclic Spectral Analysis of OFDM/OQAM Signals", International Journal of Electronics and Communications (AEÜ), VOL. 73, March 2017, Pages 139-143.
- [11] B. Ramkumar, "Automatic modulation classification for cognitive radios using cyclic feature detection," IEEE Circuits and Systems Magazine 9 (2) (2009) 27–45.
- [12] W. C. Headley, J. D. Reed, and C. R. C. da Silva, "Distributed cyclic spectrum feature-based modulation classification," in Proc. of the IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), Mar. 31–Apr. 3, 2008, pp. 1200–1204.

5 Estimacija dužine i reda polinomijalnih filtara implementiranih u formi Farovljeve strukture

Primena teorije o filtarskim bankama u realizaciji OFDM sistema je aktuelna oblast istraživanja, koja je obuhvaćena evropskim projektom PHYDYAS [1], gde se razmatra FBMC (*Filter Bank Based Multi-Carrier*), a u odeljku 2.4 su predstavljeni modeli OFDM/OQAM modulatora, dobijeni na osnovu teorije o filtarskim bankama i polifaznoj dekompoziciji prototip filtra. U odeljku 2.5 je pokazano da se kao prototip filtar u prethodno pomenutoj realizaciji modulatora može koristiti prototip filtar kojim se zadovoljavaju uslovi diskretne ortogonalnosti među podnosiocima. U [2] je ustanovljeno da se kao prototip filtar kod kosinusno moduliranih (*Cosine Modulated*) i kompleksno moduliranih (*Complex Modulated*) filtarskih banaka mogu koristiti digitalni FIR (*Finite Impulse Response*) filtri bazirani na polinomima.

Digitalni interpolacioni filtri bazirani na polinomima (*Digital Polynomial-based Interpolation Filters*), osim primene u kontekstu prethodno pomenutog prototip filtra, imaju i mnoge druge primene, poput: vremenskog usklađivanja u svim digitalnim prijemnicima (sinhronizacija simbola), konverzije između proizvoljnih frekvencija odabiranja, kodovanje i sinteza govora, neuniformno odabiranje, kompjuterska simulacija kontinualnih signala, izračunavanja vrednosti signala između diskretnih odbiraka u digitalnoj obradi signala (DSP – *Digital Signal Processing*) itd. Efikasna realizacija interpolacionih filtara baziranih na polinomima se postiže primenom Farovljeve strukture (*Farrow Structure*), odnosno njene modifikacije poput transponovane Farovljeve strukture, (*Transposed Farrow Structure*) ili prolongirane Farovljeve strukture (*Prolonged Farrow Structure*). Dva osnovna parametra za projektovanje su broj polinomijalnih segmenata, koji definišu konačnu dužinu impulsnog odziva, i red polinoma u svakom polinomijalnom segmentu. Doprinos koji je rezultat istraživanja u okviru ove teze i koji će u ovom odeljku biti predstavljen, jesu estimacione formule za procenu pomenutih parametara filtara. Kompleksnost implementacione strukture i performanse u frekvencijskom domenu zavise od tih parametara. U [3] su dobijene formule za procenu dužine i reda polinoma takvih filtara za set različitih zahteva, koji obuhvataju: slabljenje u nepropusnom opsegu, širina prelazne zone, devijacija u propusnom opsegu i težinski koeficijenti u propusnom/nepropusnom opsegu.

Za razliku od metoda u kojima se frekvencija odabiranja menja za celobrojni faktor ili količnik celobrojnih faktora, te se mogu dobiti vrednosti odbiraka na određenim pozicijama među postojećim odbircima signala, digitalni interpolacioni filtri bazirani na polinomima

omogućavaju da se izračuna vrednost odbirka signala na proizvoljnoj poziciji između postojećih odbiraka. Impulsni odziv takvih filtera je dobijen korišćenjem polinomijalnog analognog modela [4]. Odgovarajući impulsni odziv u kontinualnom vremenu $h_a(t)$ iz pomenutog modela ima sledeće osobine [4]:

- 1) $h_a(t)$ je različit od nule samo u konačnom intervalu $0 \leq t \leq NT$, gde je N ceo broj koji određuje dužinu filtra, a T je period odabiranja,
- 2) U svakom podintervalu $nT \leq t < (n+1)T$ za $n = 0, 1, \dots, N-1$, $h_a(t)$ se može izraziti kao polinom od t za dati red M ,
- 3) $h_a(t)$ je simetričan u donosu na srednju tačku $t = NT/2$, čime se garantuje fazna linearnost konačnog, ukupnog sistema.

Prednost impulsnog odziva definisanog na prethodno opisani način je mogućnost je da se implementacija može efikasno izvesti primenom Farovljeve strukture [5] ili njene modifikacije poput transponovane Farovljeve strukture (*Transposed Farrow Structure*) ili prolongirane Farovljeve strukture (*Prolonged Farrow Structure*) [4, 6] itd. Broj množača u svakoj modifikaciji Farovljeve strukture je direktno proporcionalan redu polinoma M i broju polinomijalnih segmenata N .

Interpolacioni filtri bazirani na polinomima mogu biti projektovani metodama u vremenskom ili metodama u frekvencijskom domenu [4]. Metode projektovanja u vremenskom domenu se baziraju na Lagranžovoj (Lagrange) i B-spline interpolacijama, gde se aproksimirajući polinom uklapa u diskretne odbirke signala u vremenu. Kod metoda projektovanja u frekvencijskom domenu, koeficijenti polinoma, odnosno koeficijenti Farovljeve strukture, su optimizovani direktno u frekvencijskom domenu [4, 6]. U svim pomenutim metodama projektovanja postoje dva osnovna parametra koji određuju performanse i kompleksnost filtra. Ti ključni parametri su red polinoma M i broj polinomijalnih segmenata N . Pri tom, preferira se da N bude paran broj jer se tako dobijaju bolje performanse.

Kao što je prethodno rečeno, red polinoma M i dužina filtra N su direktno proporcionalni broju množača u Farovljevoj strukturi. Usled toga, kompleksnost sistema merena u broju računskih operacija je direktno povezana sa parametrima M i N . Osim toga, performanse sistema u frekvencijskom domenu, merene slabljenjem u nepropusnom opsegu i talasanjem u propusnom opsegu, su takođe povezane sa M i N . Zbog svega navedenog, veoma je važno proceniti red polinoma M i dužinu filtra N u skladu sa datim parametrima sistema. U ovom odeljku će biti predstavljena formula za procenu reda polinoma M i dužine filtra N za različite tipove zahteva. Ponuđene formule mogu uštedeti vreme prilikom dizajniranja filtra jer pružaju

pogodne početne vrednosti za M i N u skladu sa postavljenim zahtevima projektovanja. Takođe, formule se mogu koristiti za procenu kompleksnosti filtra koji bi odgovarao zahtevima sistema.

Slične estimacione formule postoje za FIR filtre, npr. Kajzerova (Kaiser) formula za procenu reda filtra [7]. Zapravo, u digitalnoj implementaciji, filtri bazirani na polinomima se mogu modelovati kao FIR filtri [4], te možemo primeniti sličnu metodologiju za analizu. Dobra polazna tačka za dobijanje izraza za N jeste estimaciona formula za dužinu filtra N , koja se može pronaći u [8]. U [9] su predložene estimacione formule i za M i za N , što je predstavljalo motivaciju za dobijanje opštijih formula, koje će biti prezentovane u ovom odeljku. Naime, estimacione formule iz [9] su dobijele metodom pokušaja i grešaka (*Trial and Error*) i imaju određena ograničenja u smislu uslova pod kojima važe. Naime, estimacione formule iz [9] se ne mogu koristiti u slučaju da filter ima usku prelaznu zonu između propusnog i nepropusnog opsega. U [10] su ponuđene estimacione formule za prolongiranu Farovljevu strukturu. Estimacione formule [3], koje će u nastavku odeljka biti predstavljene, jesu opštije i preciznije formule za procenu reda polinoma M i dužine filtra N u zavisnosti od sistemskih zahteva. Ulazni argumenti formula su, kao što je prethodno spomenuto: slabljenje u nepropusnom opsegu, širina prelazne zone, devijacija u propusnom opsegu i težinski koeficijenti u propusnom/nepropusnom opsegu.

5.1 Estimacione formule za red polinoma M i dužinu filtra N

Broj polinomijalnih segmenata N i red polinoma M su parametri projektovanja koji znatno utiču na performanse filtra u frekvencijskom domenu. Osim toga, cena realizacije filtra, tj. broj množača, se može proceniti određivanjem zahtevanih vrednosti za N i M . Ovde će biti prezentovane estimacione formule i detaljno će biti objašnjene eksperimentalne metode koje su korišćene za dobijanje formula.

Estimaciona formula iz [9] za broj polinomijalnih segmenata N je slična Kajzerovoj formuli za procenu reda FIR filtera [7], te je primenjena kao polazna tačka. Prema tome, može se krenuti od Kajzerove formule i prilagoditi je filterima baziranim na polinomima. Slično drugim pristupima u [8, 9], koriste se eksperimentalni rezultati radi određivanja estimacionih formula. Veliki broj filtera je dizajniran, pri čemu su korišćene različite specifikacije sistema sa ciljem prilagođavanja Kajzerove formule filterima zasnovanim na polinomima. Projektovanje filtera je vršeno primenom *minimax* postupka optimizacije, koji je objašnjen u [4]. Granica propusnog opsega se menja od Δf_p do $F/2 - \Delta f_p$, sa korakom od $\Delta f_p = 0.05$ normalizovanim sa F , gde $F=1/T$ predstavlja izlaznu/ulaznu frekvenciju odabiranja u slučaju decimacije/interpolacije. Granica nepropusnog opsega f_s je određena u skladu sa *Case A* specifikacijom, što je definisano u [4],

pri čemu je $f_s = 0.5$ normalizovano sa F . Težinska funkcija $W(f)$, koja se koristi radi dobijanja različitih preciznosti dizajna u propusnom i nepropusnom opsegu, se takođe menja u opsegu od $W(f) = [W_p \ W_s] = [1 \ 0.1]$ do $W(f) = [1 \ 1000]$, gde su W_p i W_s težine u oblasti propusnog i nepropusnog opsega, respektivno. Konačno, korišćene su različite vrednosti za broj polinomijalnih segmenata N , počevši od vrednosti $N = 2$ do $N = 24$ sa korakom 2, odnosno N dobija samo parne vrednosti. Red polinoma M dobija vrednosti od $M = 0$ do $M = 7$ sa jediničnim korakom. Na opisani način, u izvršenim eksperimentima se koristi 9 različitih vrednosti za granicu propusnog opsega f_p , 5 vrednosti za $W(f)$, 12 vrednosti za N i 8 vrednosti za M . Ukupno, dizajnirano je $9 \cdot 5 \cdot 12 \cdot 8 = 4320$ filtara. Za svaki set zahteva, određene su postignute performanse preko talasanja u propusnom opsegu δ_p i talasanja u nepropusnom opsegu δ_s .

Sl. 5.1 i Sl. 5.2 ilustruju slabljenje u nepropusnom opsegu kao funkciju od korišćenih parametara sistema za *Case A* specifikaciju iz [11]. Na Sl. 5.1 se može videti da za zadate M , f_p i $W(f)$ postoji određena vrednost za N nakon koje vrednost slabljenja u nepropusnom opsegu δ_s ulazi u zasićenje. Prema tome, nema svrhe dizajnirati filter sa većim vrednostima za N sa zadatim parametrima M , f_p , i $W(f)$. Na Sl. 5.2 se takođe može videti da za zadate N , f_p i $W(f)$ postoji određena vrednost za M nakon koje vrednost slabljenja u nepropusnom opsegu δ_s ulazi u zasićenje. Dakle, ni u ovom slučaju nema svrhe dizajnirati filter sa većim vrednostima za M i zadatim parametrima N , f_p i $W(f)$. Ove granične vrednosti za N i M su zapravo optimalne vrednosti za dizajniranje filtra koji ima zadate δ_s , f_p i $W(f)$. Usled toga, biće korišćene upravo te granične vrednosti za N sa odgovarajućim parametrima sistema prilikom primene *curve fitting toolbox*-a u MATLAB-u, pri čemu se polazi od pretpostavke da je oblik funkcije sličan Kajzerovoj estimacionoj formuli. Polazna formula ima sledeći oblik:

$$-20 \log_{10}(\delta_s) = a \cdot N + b, \quad (5.1)$$

gde koeficijenti a i b treba da se odrede. Pomoću *Curve Fitting Toolbox*-a, primenjenjog na eksperimentalnim podacima, dobijena je sledeća estimaciona formula:

$$N = 2 \cdot \left\lceil 0.5 \cdot \left(\left(\frac{-20 \log_{10}(\delta_s)}{28 \cdot (f_s - f_p)} \right) + \left(\frac{0.45 \cdot w}{(f_s - f_p)} \right) - 0.5 \cdot w \right) \right\rceil, \quad (5.2)$$

gde su δ_p i δ_s maksimalne devijacije amplitudskog odziva u odnosu na jedinicu za $f \in [0, f_p]$ i u odnosu na nulu u nepropusnom opsegu, respektivno. Parametar w se izračunava kao $w = 1 - \log_{10}(W)$. Oznaka $\lceil x \rceil$ predstavlja najmanju celobrojnu vrednost koja je veća ili jednaka od x . Primećeno je da je u većini slučajeva (5.2) precizna formula. Ipak, u slučaju da je prelazna zona uska, odnosno ako je $(f_s - f_p)/F \leq 0.1$, potrebna vrednost za N se uvećava za 2. Isprekidana linija na Sl. 53. je dobijena na osnovu estimacione formule za N prikazane u (5.2). Može se primetiti

da isprekidana linija predstavlja granične vrednosti za N kada performanse dolaze u zasićenje, kao što je prethodno objašnjeno.

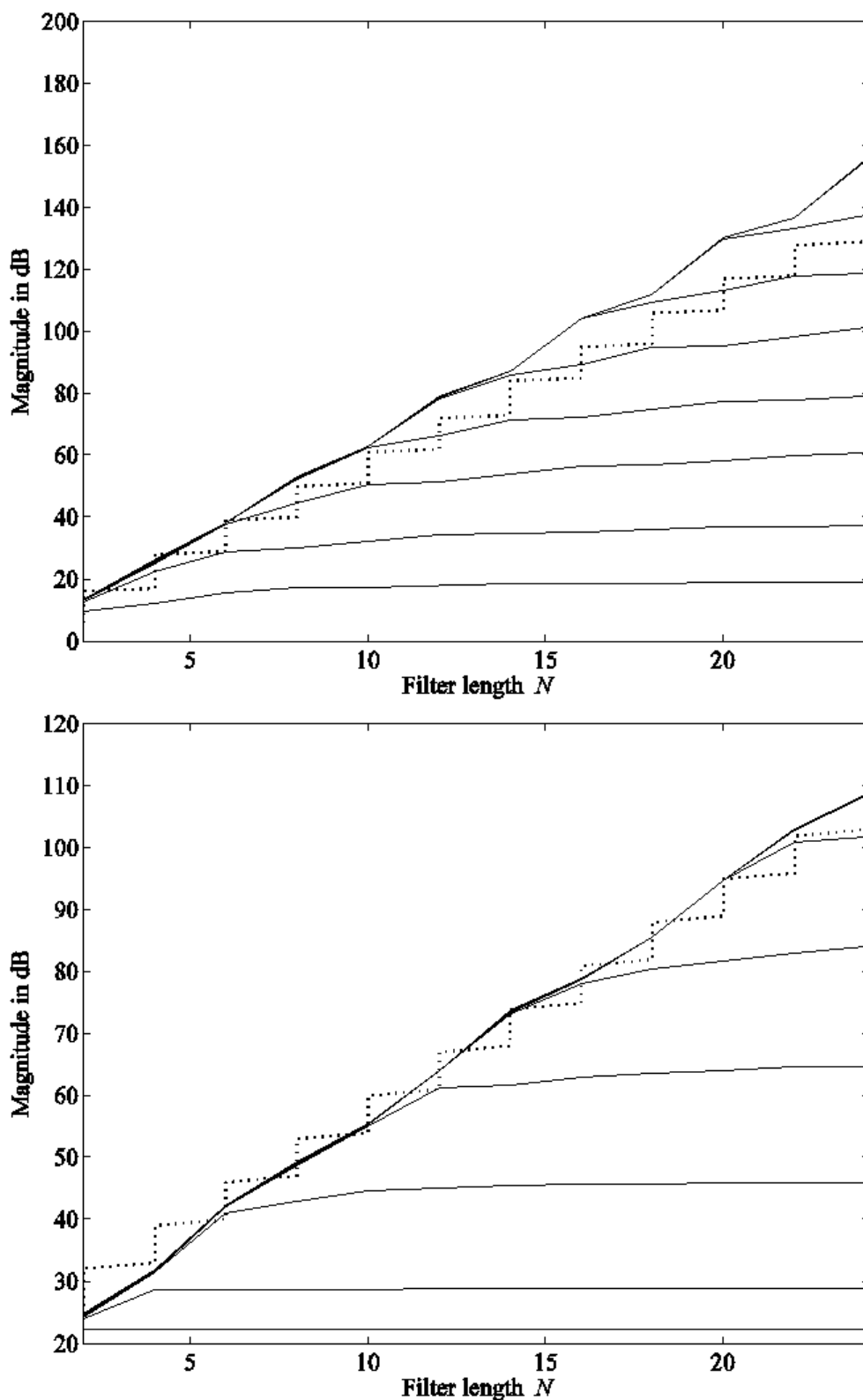
Naredni problem je pronalaženje minimalnog reda polinoma M tako da se zadovolji specifikacija, što je zapravo granična vrednost za M sa Sl. 5.2 kada performanse dolaze u zasićenje. Uočeno je da potrebna vrednost za M zavisi od tipa zahteva. Sledeća estimacija može biti polazna tačka za sve tipove zahteva:

$$-20 \cdot \log_{10}(\delta_s) = c \cdot M^2 + d \cdot M + e \quad (5.3)$$

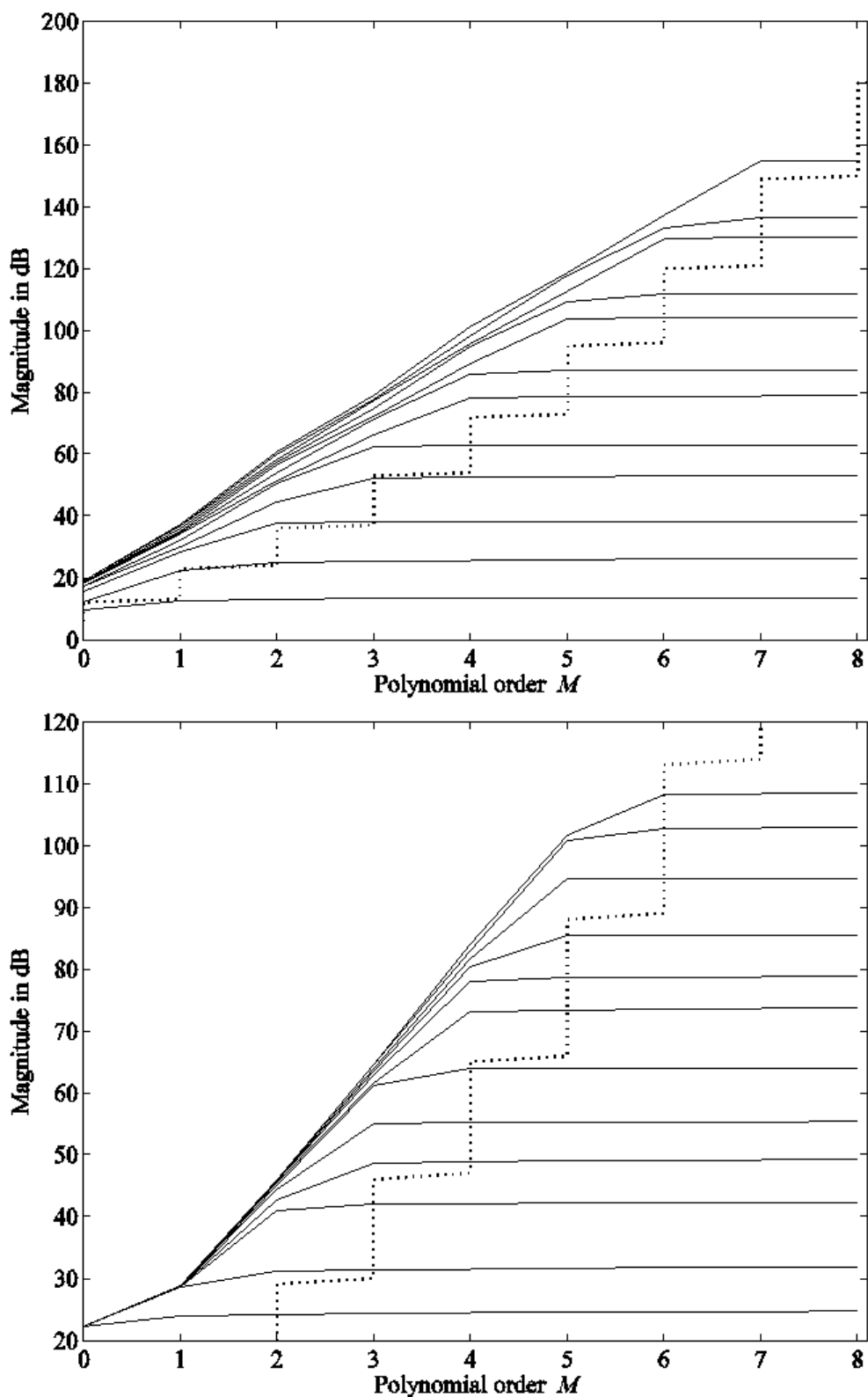
Koeficijenti c , d i e su dobijeni primenom eksperimentalnih podataka i *curve fitting toolbox*-a. Izraz za estimacionu formulu za *Case A* je sledeći:

$$M = \left\lceil \sqrt{\frac{A_s + (10 \log_{10}(W) - 40) \cdot \Delta f + 10}{1.5} + \frac{0.13}{\Delta f}} \right\rceil - 3, \quad (5.4)$$

gde je $\Delta f = (f_s - f_p)$. Estimaciona formula se ne može koristiti kada je prelazna zona veoma uska, odnosno kada je $(f_s - f_p)/F < 0.1$. Donja granica u izvršenim eksperimentima za širinu prelazne zone iznosi $(f_s - f_p)/F = 0.1$, odnosno nisu generisani podaci [3] za slučaj kada je $(f_s - f_p)/F < 0.1$. Isprekidana linija na Sl. 5.2 je dobijena na osnovu estimacione formule za M , date u (5.4). Uočava se da isprekidana linija predstavlja graničnu vrednost za N kada performanse filtra prelaze u zasićenje, kao što je ranije opisano.



Sl. 5.1- *Case A* specifikacije: pune linije su prikazane za M od 0 do 7. Isprekidane linije su dobijene na osnovu estimacione formule za N , tj. (5.2). Granica nepropusnog opsega je u frekvenciji $f_s = 0.5$ normalizovanoj sa F . Granica propusnog opsega i težina u nepropusnom opsegu su: (gornji grafik) $f_p = 0.15F$ i $W = 0.1$; (donji grafik) $f_p = 0.3F$ i $W = 10$.



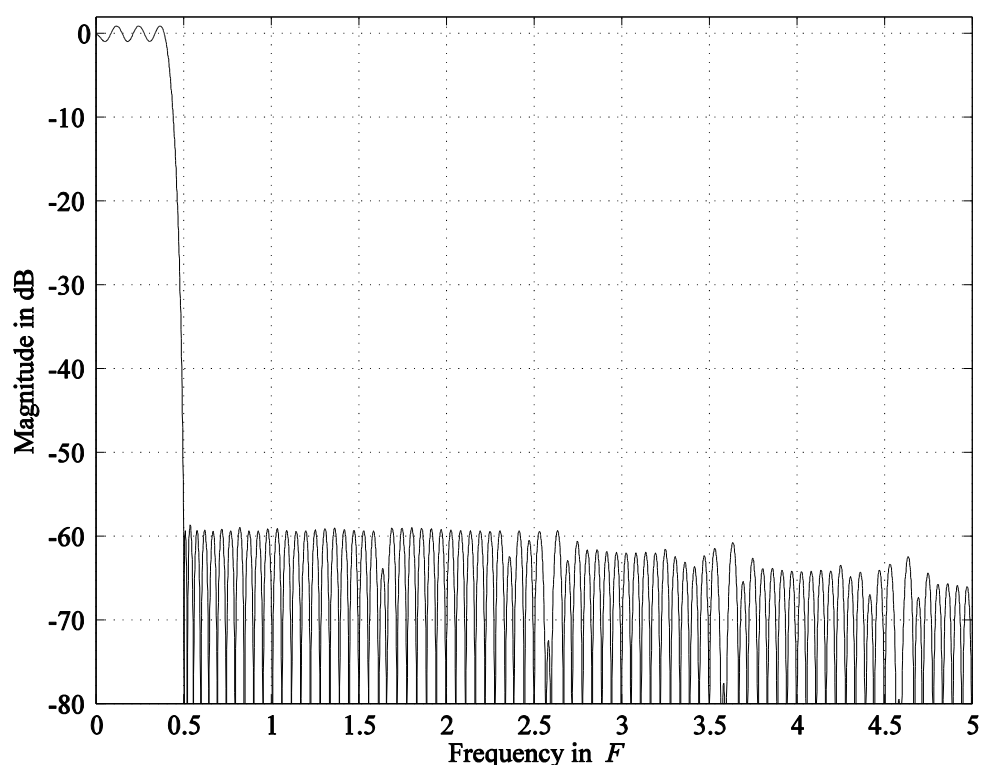
Sl. 5.2- Case A specifikacije: pune linije su prikazane za N od 2 do 24. Isprekidane linije su dobijene na osnovu estimacione formule za M , tj. (5.4). Granica nepropusnog opsega je u frekvenciji $f_s = 0.5$ normalizovanoj sa F . Granica propusnog opsega i težina u nepropusnom opsegu su: (gornji grafik) $f_p = 0.15F$ i $W = 0.1$; (donji grafik) $f_p = 0.3F$ i $W = 10$.

5.2 Primer dizajniranja filtra

Predstavimo primer upotrebe estimacionih formula i performanse tako dobijenog filtra. Razmatraju se sledeći zahtevi projektovanja: granice propusnog i nepropusnog opsega su $f_p=0.4F$ i $f_s=0.5F$, filter će biti dizajniran u *minimax* smislu sa slabljenjem u nepropusnom opsegu $A_s=60\text{dB}$ i težinskom funkcijom $W(f)=[W_p \ W_s]=[1 \ 100]$.

Radi dizajniranja filtra u skladu sa prethodno datom specifikacijom, najpre se primenjuje (5.2) da bi se procenio broj intervala za *Case A* specifikaciju i dobija se $N=18$. Stepenn polinoma u svakom podintervalu $M=4$ je izračunat primenom (5.4).

Kada su pronađeni parametri N i M , dizajnira se filter. Sl. 5.3 prikazuje frekvencijski odziv za *Case A* filter, gde je postignuto slabljenje u nepropusnom opsegu $A_s=59.5 \text{ dB}$ i talasanje u propusnom opsegu $\delta_p = 0.1065$ u linearnoj razmeri. Može se uočiti da su estimacione formule prilično precizne, imajući u vidu da se njima procenjuju granične performanse za zadati set zahteva.



Sl. 5.3- Primer dizajna - performanse u frekvencijskom domenu filtra, čiji su parametri izračunati predloženim formulama. Specifikacija filtra je: slabljenje u nepropusnom opsegu $A_s=60\text{dB}$, težinska funkcija iznosi $W(f)=[W_p \ W_s]=[1 \ 100]$, granice propusnog i nepropusnog opsega su $f_p = 0.4F$ i $f_s = 0.5F$. *Case A* projektovani filter ima $N = 18$, $M = 4$, $A_s = 59.5\text{dB}$ i $\delta_p=0.1065$.

Literatura

- [1] H. Zhang, "Filter Bank based Multicarrier (FBMC) for Cognitive Radio Systems" (PhD dissertation), *Docteur du Conservatoire National des Arts et Métiers et Wuhan Université*, 2010.
- [2] D. Babic and H. G. Göckler, "Polynomial-based digital filter as prototype filter in DFT modulated filter bank," XVIII European Signal Processing Conference EUSIPCO 2010, Aalborg, Denmark, August 2010.
- [3] Selena Vukotić, Đorđe Babić, "Estimation of Length and Order of Polynomial-based Filter Implemented in the Form of Farrow Structure", *Engineering, Technology & Applied Science Research*, VOL. 6, NO. 4, August 2016, Pages 1099-1102.
- [4] J. Vesma, T. Saramäki, "Polynomial-based interpolation Filters - Part I: Filter synthesis", *Circuits, Systems, and Signal Processing*, No 2, pp. 115-146; 2007
- [5] C. W. Farrow, "A continuously variable digital delay element", *Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Espoo, Finland, pp. 2641-2645, 1988
- [6] D. Babić, T. Saramäki, M. Renfors, "Conversion between arbitrary sampling rates using polynomial-based interpolation filters", *Proc. 2nd Int. TICSP Workshop on Spectral Methods and Multirate Signal Processing*, Toulouse, France, pp. 57-64, 2002
- [7] J. F. Kaiser, "Nonrecursive Digital Filter Design Using the $I_0 - \sinh$ Window Function", *Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 20-23, 1974
- [8] T. Saramäki, "Multirate Signal Processing", *Lecture Notes*, Tampere University of Technology, Finland, <http://www.cs.tut.fi/~ts/> (2012). Accessed 26 June 2015.
- [9] D. Babić, H. G. Göckler, "Estimation of the Length and the Polynomial Order of Polynomial-based Filters", *The 8th International Conference on Sampling Theory and Applications*, Marseille, France, 2009.
- [10] D. Babić, S. Vukotić, " Estimation of the number of polynomial segments and the polynomial order of prolonged Farrow structure ", *The 22nd Telecommunications Forum Telfor (TELFOR)*, Belgrade, Serbia, pp. 461 - 464, 2014
- [11] T. Saramäki, "Finite impulse response filter design", Chapter 4 in Mitra, S. K., Kaiser, J. F. (eds.) *Handbook for Digital Signal Processing*, John Wiley & Sons, New York, USA, 1993

Zaključak

Tehnike dinamičkog pristupa spektru (*DSA- Dynamic Spectrum Access*) omogućuju efikasnije korišćenje spektra, što nalazi značajnu primenu u CR. U CR mrežama nelicencirani korisnici koriste frekvencijske podopsege koji nisu zauzeti (*spectrum holes*) od strane licenciranih korisnika na bazi *spectrum sensing*-a. Dakle, uspostavljanje zajedničkih komunikacionih kanala pri inicijalnom nepoznavanju njihovih radnih frekvencija (*frequency rendezvous*) zahteva, ne samo sinhronizaciju, već i detekciju i klasifikaciju signala u CR mreži. Detekcija i klasifikacija komunikacionih signala u složenom radio-frekvencijskom (RF) okruženju, a posebno u uslovima malog SNR, zahteva primenu novih naprednih tehnika obrade i analize signala među kojima vrlo značajno mesto zauzima tehnika obrade ciklostacionarnih signala (*CSP – Cyclostationary Signal Processing*). Ovi zahtevi se javljaju u mnogim klasičnim mrežama, CR mrežama, a i u sistemima specifične namene, kao što su kontrola RF spektra i elektronsko ratovanje (*EW – Electronic Warfare*).

Ciklična spektralna analiza (*CSA*) ima značajnu primenu u obradi i analizi signala, uključujući detekciju signala (posebno sa niskim SNR), klasifikaciju signala, procenu parametra signala, procenu smera dolaska signala i prostorno filtriranje. Osnovne prednosti *CSA* su tzv. diskriminaciona sposobnost *CSA*, pod kojom se podrazumeva sposobnost razlikovanja obeležja signala u cikličnom spektru čija je raspodela u spektru snage kontinualna, i tzv. distinktivni karakter spektralne redundanse, pod kojom se podrazumeva sposobnost razdvajanja vremenski i frekvencijski preklapljenih signala od interesa i interferencije sa različitim cikličnim obeležjima. Pored toga, *CSA* omogućuje povećanje tačnosti i pouzdanosti procene parametara signala zbog bolje ciklične rezolucije i neznatnog uticaja šuma na nenultim cikličnim frekvencijama.

U CR se najčešće koristi OFDM tehnika prenosa koja obezbeđuje visoke protoke u proširenom frekvencijskom opsegu uz mogućnosti prilagođavanja okruženju na bazi dinamičkog podešavanja parametara i ima jednostavnu praktičnu implementaciju. Osnovni problem OFDM modulacije predstavlja velika varijacija izlazne snage, tj. visok nivo vršne snage u odnosu na srednju snagu signala (*PAPR – Peak to Average Power Ratio*). *PAPR* je u suštini generalni problem svih modulacija višeg reda zbog superponiranja velikog broja prostoperiodičnih signala, pa u zavisnosti od trenutnih amplituda nivo ukupnog signala može jako da varira. U cilju smanjenja *PAPR*, kao osnovnog nedostatka za primenu na *uplink*-u u mobilnim komunikacijama, iz OFDMA je izvedena tehnika višestrukog pristupa *SC-FDMA*. U cilju efikasnije primene OFDM tehnike u CR, sve više se koriste *FBMC (Filterbank Based*

Multicarrier) tehnika, koja efikasno rešava problem „curenja“ spektra (korišćenjem banke filtara), povećava spektralnu efikasnost (ne zahteva ciklični prefiks, a zaštitni frekvencijski opseg se smanjuje). Ortogonalnost između podnosilaca u slučaju FBMC se najčešće ostvaruje upotrebom OQAM modulacije po podnosiocima.

U cilju redukcije iznosa podataka i ubrzanja procesa detekcije i klasifikacije signala, pogodno je koristiti CDP (tzv. α -profili), koji su karakteristični i jedinstveni za različite tipove moduliranih signala.

U tezi su analizirani OFDM signali, značajni za CR i 5G sisteme. Jedan od vrlo značajnih naučnih doprinosa ove teze predstavljaju konačni izrazi za ne-konjugovani i konjugovani ciklični spektar OFDM/OQAM signala sa uobličavanjem impulsa, izvedeni pimenom stohastičke, matrične metode ciklične spektralne analize na bazi predstavljanja OFDM/OQAM signala aperiodičnim, homogenim Markovljevim nizovima. Iz pomenutih izraza proizilazi da OFDM/OQAM signali sa uobličavanjem impulsa sadrže karakteristična konjugovana ciklična obeležja na cikličnim frekvencijama povezanim sa frekvencijom nosioca, pa se znatno mogu poboljšati performanse detekcije i identifikacije ovakvih signala budući da su obeležja veoma izražena. Pri tom, bitski protok se ne umanjuje jer su u pitanju signali bez zaštitnog intervala / CP i ne koriste se ciklostacionarne signature.

U tezi je takođe razmatrana združena detekcija i klasifikacija OFDM/QAM, OFDM/OQAM i SC-FDMA signala. Navedeni signali su vrlo kompleksni i slične su strukture, što zadatak njihove detekcije/klasifikacije čini složenim, posebno pri malim SNR. U tezi se koriste HMM za klasifikaciju α -profila spektralne koherencije i/ili cikličnog spectra razmatranih klasa signala. Ispitani su različiti pristupi, gde se jedan bazira na detekciji zasnovanoj na pragu i klasifikaciji zasnovanoj na HMM, dok se kod drugog i detekcija i klasifikacija obavljaju pomoću HMM. Rezultati softverskih simulacija izvedenih u MATLAB-u pokazuju velike verovatnoće uspešnosti detekcije/klasifikacije, čak i pri malim SNR, što takođe predstavlja važan naučni doprinos ove teze.

S obzirom na to da su OFDM/OQAM signali predmet aktuelnih istraživanja jer imaju značajne prednosti u odnosu na klasične OFDM/QAM signale, poželjno je imati modulator takvih signala. Značajan rezultat teze predstavlja i realizovani OFDM/OQAM modulator u MATLAB-u, koji se bazira na računski efikasnoj implementacionoj šemi, dobijenoj na osnovu teorije o filtarskim bankama i polifazne dekompozicije prototip filtra. Takođe, ponudili smo kod u MATLAB-u za projektovanje filtara za uobličavanje impulsa koji ispunjavaju uslove diskretne ortogonalnosti u vremenu, čime se štiti signal od izobličenja uzrokovanog odsecanjem impulsa beskonačnog trajanja. Takva implementacija objedinjuje tri bitne prednosti, koje se ne

mogu istovremeno postići kod OFDM/QAM sistema, ali mogu kod OFDM/OQAM sistema, i one su: maksimalna spektralna efikasnost, ortogonalnost među podnosiocima i dobra vremensko-frekvencijska lokalizacija filtra za uobličavanje impulsa.

U aktuelnim istraživanjima se posebna pažnja posvećuje realizaciji OFDM sistema na bazi filtarskih banaka. Pri tom, poželjno je da postoji jednostavan način projektovanja filtarske banke. U tezi su, kao jedan od doprinosa, predstavljene estimacione formule za parametre projektovanja interpolacionih filtara baziranih na polinomima, koji se mogu koristiti kao prototip filtri kosinusno modulisanih (*Cosine Modulated*) i kompleksno modulisanih (*Complex Modulated*) filtarskih banaka. Pomenutim formulama se izračunavaju red polinoma M i broj polinomijalnih segmenata N interpolacionih filtara, što znatno olakšava projektovanje jer se ne moraju isprobavati mnogobrojne vrednosti za M i N da bi se ispunili zahtevi projektovanja, već treba eventualno malo korigovati vrednosti koje se dobijaju formulama, na sličan način kao i kod Kaiserove (Kaiser) formule za procenu reda FIR filtra. Predmet budućih istraživanja će biti projektovanje filtarske banke na bazi polinomijalnih interpolacionih filtara, koja zadovoljava uslove ortogonalnosti.

Spisak skraćenica

ABGŠ	- Aditivni beli Gausov šum
ADSL	- Asymmetric Digital Subscriber Line
AM	- Amplitude Modulation
AMC	- Automatic Modulation Classification
ANN	- Artificial Neural Network
AWGN	- Additive White Gaussian Noise
BER	- Verovatnoća greške po bitu
BFSK	- Binary Frequency Shift Keying
BPSK	- Binary Phase Shift Keying
BWA	- Baum-Welch Algorithm
CAF	- Cyclic Autocorellation Function
CDMA	- Code Division Multiple Access
CDP	- Cycle frequency Domain Profile; α -domain profile
CP	- Cyclic Prefix
CR	- Cognitive Radio
CS	- Cyclostationary
CSA	- Cyclic Spectral Analysis
CSD	- Cyclic Spectral Density
CSP	- Cyclostationary Signal Processing
DAB	- Digital Audio Broadcasting
DFDMA	- Distributed Frequency Division Multiple Access
DFSM	- Direct Frequency Smoothing Method
DFT	- Discrete Fourier Transform
DSA	- Dynamic Spectrum Access
DSP	- Digital Signal Processing
DS-SS	- Direct Sequence Spread Spectrum
DVB	- Digital Terrestrial TV Broadcasting
DZT	- Discrete Zak Transform
EGF	- Extended Gaussian Function
EW	- Electronic Warfare
FAM	- FFT Accumulation Method
FBMC	- Filter Bank based Multicarrier

FCC	- Federal Communications Commission
FDM	- Frequency Division Multiplex
FFT	- Fast Fourier Transform
FIR	- Finite Impulse Response
FO-BWA	- Forward-only Baum-Welch Algorithm
FSK	- Frequency Shift Keying
HMM	- Hidden Markov Model
HMP	- Hidden Markov Processes
ICI	- Interchannel Interference
IFFT	- Inverse Fast Fourier Transform
IFDMA	- Interleaved Frequency Division Multiple Access
IOTA	- Isotropic Orthogonal Transform Algoritam
ISI	- Intersymbol Interference
LFDMA	- Localized Frequency Division Multiple Access
LPTV	- Linear Periodic Time-variant
LTE	- Long Term Evolution
MCM	- Multicarrier Modulations
MCP	- Markov Chain Processes
MIMO	- Multiple Input Multiple Output
MSK	- Minimum Phase Shift Keying
NN	- Neural Network
NOS	- Non Line of Sight
OFDM	- Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	- Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OFDM/OQAM	- Orthogonal Frequency Division Multiplexing/Offset Quadrature Amplitude Modulation
OFDM/QAM	- Orthogonal Frequency Division Multiplexing/Quadrature Amplitude Modulation
OQAM	- Offset Quadrature Amplitude Modulation
PAPR	- Peak to Average Power Ratio
P/S	- Parallel to Serial
PSK	- Phase Shift Keying
QAM	- Quadrature Amplitude Modulation
QoS	- Quality of Service

QPSK	- Quadrature Phase Shift Keying
QTI	- Quadratic time-invariant
RC	- Rised Cosine
RF	- Radio-frequency
RRC	- Root-rised Cosine
SCF	- Spectral Correlation Function
SC-FDMA	- Single Carrier Frequency Division Multiple Access
S-HMP	- Semi-hidden Markov Processes
SNN	- Simulated Neural Network
SNR	- Signal to Noise ratio
SOF	- Spectral Coherence Function
S/P	- Serial to Parallel
SSB-SC-AM	- Single-sideband Suppressed-carrier Amplitude Modulation
3GPP	- 3rd Generation Partnership Project
3GPP LTE	- Third Generation Partnership Project Long Term Evolution