



UNIVERSITATEA „POLITEHNICA” din BUCUREȘTI
FACULTATEA DE ELECTRONICĂ, TELECOMUNICAȚII ȘI TEHNOLOGIA
INFORMAȚIEI
DEPARTAMENTUL DE TELECOMUNICAȚII

Nr. Decizie Senat 221 din 08.02.2013

TEZĂ DE DOCTORAT

Utilizarea eficientă a spectrului RF folosind tehnologia radio cognitiv

Efficient use of spectrum based on the Cognitive Radio technology

Autor: Ing. Alexandru MARȚIAN

Conducător de doctorat: Prof. dr. ing. Ion MARGHESCU

COMISIA DE DOCTORAT Președinte	Prof. dr. ing. Gheorghe Brezeanu de la Universitatea Politehnica București
Conducător de doctorat	Prof. dr. ing. Ion Marghescu de la Universitatea Politehnica București
Referent	Prof. dr. ing. Ion Bogdan de la Universitatea Tehnică Gheorghe Asachi Iași
Referent	Prof. dr. ing. Tudor Petru Palade de la Universitatea Tehnică Cluj-Napoca
Referent	Conf. dr. ing. Călin Vlădeanu de la Universitatea Politehnica București

BUCUREȘTI
Martie 2013

Cuprins

LISTĂ DE FIGURI	vi
LISTĂ DE TABELE	ix
LISTĂ DE ABREVIERI	x
Capitolul 1. INTRODUCERE	1
1.1 Necesitatea existenței unor terminale radio inteligente	1
1.2 Evoluția echipamentelor radio definite prin software	2
1.2.1 SPEAKeasy	2
1.2.2 JTRS	6
1.3 Arhitectura generică a unui echipament radio definit prin software	8
1.3.1 Arhitectura hardware	8
1.3.2 Arhitectura software	11
1.3.3 Managementul resurselor de calcul în cadrul unui SDR	12
1.4 Structura și obiectivele lucrării	13
Capitolul 2. TEHNOLOGIA RADIO COGNITIV	16
2.1 Definiția conceptului de radio cognitiv	16
2.2 Evoluția echipamentelor radio cognitiv	17
2.3 Arhitectura generică a unui echipament radio cognitiv	20
2.4 Standarde care înglobează elemente specifice tehnologiei radio cognitiv	21
2.4.1 Standardul IEEE 802.22 pentru rețele regionale de acces (WRAN)	21
2.4.2 Standardul IEEE 802.11h	25
2.4.3 Standardul IEEE 802.16h	26
2.4.4 Familia de standarde IEEE 1900.1-7	28
2.4.5 Standardul ECMA-392	29
2.4.6 Standardul IEEE 802.11af	29
2.5 Aplicații ale tehnologiei radio cognitiv	31
2.5.1 Interoperabilitatea	31

2.5.2	Optimizarea utilizării resurselor și îmbunătățirea calității comunicațiilor	31
2.5.3	Aplicații specifice diverselor sectoare de activitate	33
Capitolul 3.SOLUȚII DE DETECȚIE SPECTRALĂ		36
3.1	Detecția de energie	36
3.1.1	Performanțele detectorului de energie în cazul canalelor afectate de AWGN	39
3.1.2	Performanțele detectorului de energie în cazul canalelor afectate de fading	40
3.2	Detecția pe baza filtrării adaptate	40
3.3	Detecția pe baza transformatei wavelet	42
3.4	Detecția pe baza exploatării caracteristicilor de ciclostacionaritate.....	43
3.4.1	Semnale staționare și semnale ciclostacionare.....	43
3.4.2	Funcțiile de autocorelație ciclică și corelație spectrală. Coerența spectrală	43
3.4.3	Detectoare bazate pe exploatarea caracteristicilor de ciclostacionaritate ..	44
3.4.4	Metode eficiente de calcul a corelației spectrale	47
3.4.5	Aplicații ale detecției pe baza caracteristicilor de ciclostacionaritate pentru diferite tipuri de semnale	51
3.4.6	Concluzii legate de detecția pe baza exploatării caracteristicilor de ciclostacionaritate	56
3.5	Detecția pe baza valorilor proprii ale matricii de covarianță.....	57
3.6	Detecția folosind metode mixte	59
3.7	Concluzii.....	60
Capitolul 4.CAMPANIE DE MĂSURĂTORI PENTRU DETERMINAREA GRADULUI DE OCUPARE SPECTRALĂ PENTRU ZONE URBANE ȘI RURALE DIN ROMÂNIA.....		61
4.1	Campanii de măsurători realizate până în prezent.....	61
4.2	Configurația de măsură utilizată.....	62
4.3	Metodologia utilizată pentru determinarea gradului de ocupare spectrală	65
4.4	Analiza rezultatelor experimentale obținute.....	70
4.5	Concluzii și perspective de continuare a măsurătorilor.....	81
Capitolul 5.ALEGEREA UNEI PLATFORME EXPERIMENTALE PENTRU IMPLEMENTAREA UNUI SENZOR DE DETECȚIE SPECTRALĂ.....		85
5.1	Scopul urmărit și cerințele impuse platformei experimentale	85
5.2	Descrierea comparativă a variantelor considerate	85
5.3	Justificarea alegerii platformei USRP N210	89
5.4	Concluzii.....	90
Capitolul 6.PLATFORMA SDR USRP-N210		92

6.1	Structura modului USRP-N210	92
6.2	Module de radiofrecvență disponibile	94
6.2.1	Modulul WBX	95
6.2.2	Modulul XCVR2450	97
6.3	Placa de bază	99
6.4	Modulul GPS	101
6.5	Mediul de dezvoltare GNURADIO și driverul UHD	102
6.5.1	GNU Radio	102
6.5.2	Driverul hardware pentru USRP (UHD)	107
6.6	Concluzii.....	108
Capitolul 7.IMPLEMENTAREA UNUI SENZOR DE DETECȚIE SPECTRALĂ FOLOSIND PLATFORMA USRP N210		110
7.1	Descrierea soluției utilizate	110
7.2	Aplicația GNU radio folosită pentru achiziția datelor.....	112
7.3	Interfața grafică MATLAB.....	116
7.4	Eliminarea semnalelor parazite introduse de modulul RF.....	118
7.5	Alegerea ratei de decimare	120
7.6	Concluzii.....	124
Capitolul 8.CONCLUZII, CONTRIBUȚII PERSONALE ȘI PERSPECTIVE DE CONTINUARE A CERCETĂRII.....		125
8.1	Concluzii generale	125
8.2	Contribuții personale	127
8.3	Perspectivă de continuare a cercetării	130
PUBLICAȚII PROPRII.....		132
BIBLIOGRAFIE		134
Anexa 1. Programul folosit pentru comanda analizorului de spectru Anritsu MS2690A		142
Anexa 2. Programul folosit pentru a prelucra datele achiziționate de analizorul de spectru în vederea detecției spectrale		143
Anexa 3. Aplicația GNU Radio folosită pentru captura și prelucrarea informațiilor legate de spectrul de radiofrecvență		146

LISTĂ DE FIGURI

Fig. 1.1 - Schema bloc pentru echipamentele SPEAKeasy faza I.....	3
Fig. 1.2 - Arhitectura echipamentelor din cadrul programului SPEAKeasy faza II	5
Fig. 1.3 – Arhitectura software pentru comunicații (SCA) – structura software	7
Fig. 1.4 - Arhitectura hardware pentru un modem de tip SDR	9
Fig. 1.5 - Arhitectura software fundamentală pentru un SDR modern	12
Fig. 2.1 - Ciclul cognitiv.	17
Fig. 2.2 - Arhitectura unui echipament radio cognitiv	20
Fig. 2.3 - Topologia punct-multipunct prevăzută în cadrul standardului 802.22 pentru crearea de rețele regionale de acces (WRAN) [24]	22
Fig. 2.4 - Mecanismul de detecție în două etape propus în cadrul standardului IEEE 802.22 [24]	24
Fig. 2.5 - Diagrama stărilor pentru un algoritm pe baza căruia este implementată selecția dinamică a frecvenței (DFS) [29]	26
Fig. 2.6 - Entitățile logice și interfețele specificate de standardul IEEE 1900.6 [32]	28
Fig. 2.7 - Procedura de autorizare dinamică a unei stații, specificată în cadrul protocolului 802.11af [35]	30
Fig. 3.1 - Variantă digitală de implementare a unui detector de energie	37
Fig. 3.2 – Caracteristica de operare a receptorului (ROC) pentru (a) diferite valori ale RSZ și (b) diferite valori ale numărului de eșantioane N.....	38
Fig. 3.3 - Variantă digitală de implementare a unui detector coerent folosind un filtru adaptat pentru subpurătoare pilot.....	41
Fig. 3.4 - Variantă digitală de implementare a unui detector pe baza transformatei wavelet ..	42
Fig. 3.5 - Metoda de acumulare a transformatei FFT (FAM) (a) calculul componentelor demodulate complexe (b) implementarea metodei FAM.....	48
Fig. 3.6 – Modulul funcției de corelație spectrală pentru un semnal de tip MSK calculat folosind (a) Metoda directă (b) Metoda FAM.....	49
Fig. 3.7 – Modelul Simulink folosit pentru generarea unui semnal modulat QPSK.....	52
Fig. 3.8 – Modulul funcției de corelație spectrală pentru semnale modulate (a) BPSK (b) QPSK (c) MSK pentru un RSZ = 10dB folosind o reprezentare tridimensională	53
Fig. 3.9 – Modulul funcției de corelație spectrală pentru semnale modulate BPSK (b) QPSK (c) MSK pentru un RSZ = 10dB folosind reprezentare contour	54

Fig. 3.10 – Modulul funcției de corelație spectrală pentru semnale modulate MSK pentru un RSZ de (a) 10 dB (b) 0 dB (c) -5 dB	55
Fig. 3.11 - Variantă digitală de implementare a unui detector bazat pe exploatarea caracteristicilor de ciclostacionaritate.....	56
Fig. 4.1 - Echipamentele folosite pentru realizarea măsurătorilor: (a) Antena SIRIO SD3000N amplasată pe terasa corpului A al Facultății ETTI și (b) Analizorul de spectru Anritsu MS2690A situat într-un laborator de la ultimul etaj al corpului A al Facultății ETTI.....	63
Fig. 4.2 - Locația folosită pentru măsurarea gradului de ocupare spectrală în zone rurale (©2011 Europa Technologies ©2011 Tele Atlas ©2011 Transnavicom, Ltd ©2011 Google).....	64
Fig. 4.3 - Densitatea spectrală de putere pentru banda de frecvență 470-766 MHz (a) înainte și (b) după aplicarea ferestrei glisante cu o lățime de 100 kHz	67
Fig. 4.4 - Gradul de ocupare spectrală în banda de frecvență 470-766 MHz pentru trei valori diferite ale pragului de detecție: (a) 10 dB (b) 2 dB și (c) 3,29 dB peste nivelul de zgomot... ..	68
Fig. 4.5 - Gradul de ocupare spectrală în banda de frecvență 25 MHz - 230 MHz folosind diferite metrici (București, 14:00-22:00, zi de lucru).....	71
Fig. 4.6 - Gradul de ocupare spectrală în banda de frecvență 400 MHz - 470 MHz folosind diferite metrici (București, 14:00-22:00, zi de lucru).....	73
Fig. 4.7 - Gradul de ocupare spectrală în banda de frecvență 470 MHz - 766 MHz folosind diferite metrici (București, 14:00-22:00, zi de lucru).....	74
Fig. 4.8 - Reprezentare tridimensională a densității spectrale de putere pentru banda de frecvență 470-766 MHz pentru măsurători efectuate în (a) zonă urbană, respectiv (b) zonă rurală (corespunzător unui interval de timp de 8 ore)	75
Fig. 4.9 - Gradul de ocupare spectrală în banda de frecvență 766 MHz - 880 MHz folosind diferite metrici (București, 14:00-22:00, zi de lucru).....	77
Fig. 4.10 - Gradul de ocupare spectrală în banda de frecvență 880 MHz - 960 MHz folosind diferite metrici (București, 14:00-22:00, zi de lucru).....	78
Fig. 4.11 - Reprezentarea densității spectrale de putere măsurate în Măneciu pentru banda de frecvență 880-960 MHz, pentru 3 intervale de timp a câte 8 ore.....	79
Fig. 4.12 - Gradul de ocupare spectrală în banda de frecvență 1710 MHz - 1880 MHz folosind diferite metrici (București, 14:00-22:00, zi de lucru).....	80
Fig. 4.13 - Gradul de ocupare spectrală în banda de frecvență 1880 MHz - 2200 MHz folosind diferite metrici (București, 14:00-22:00, zi de lucru).....	82
Fig. 4.14 - Gradul de ocupare spectrală în banda de frecvență 2400 MHz – 2500 MHz folosind diferite metrici (București, 14:00-22:00, zi de lucru)	83
Fig. 5.1 - Platforma SDR Microsoft SORA	86
Fig. 6.1 - Panoul frontal al platformei SDR Ettus Research USRP-N210	92
Fig. 6.2 - Schema bloc a platformei USRP-N210	93
Fig 6.3 - Modulul de radiofrecvență WBX produs de Ettus Research.....	95
Fig 6.4 - Calea de recepție din cadrul modulului de radiofrecvență WBX.....	96
Fig 6.5 - Modul de radiofrecvență XCVR2450 produs de Ettus Research	97
Fig 6.6 - Schema bloc a modulului de radiofrecvență XCVR2450	98
Fig 6.7 - Placa de bază a modulului USRP-N210	100
Fig 6.8 - Modulul GPSDO Jackson Labs Firefly-1A [98]	101
Fig 6.9 - Structura unui graf de semnal în GNU Radio [10].....	103

Fig. 6.10 - Exemplu de graf de semnal în GNU Radio	105
Fig. 6.11 - Receptor radio pentru semnale modulate în frecvență implementat folosind interfața grafică GRC	106
Fig. 7.1 - Schema de principiu folosită pentru implementarea unui nod de detecție spectrală	110
Fig. 7.2 - Configurația echipamentelor folosite pentru implementarea aplicației.....	111
Fig. 7.3 - Schema bloc a unui detector folosind metoda detecției de energie și modalitatea de implementare în cadrul aplicației prezentate.....	112
Fig. 7.4 - Structura aplicației GNU Radio folosită pentru captura și prelucrarea semnalului de radiofrecvență.....	113
Fig. 7.5 - Schema logică a aplicației GNU Radio folosită pentru achiziția datelor	115
Fig. 7.6 - Interfața grafică MATLAB pentru vizualizarea informațiilor furnizate de modulul USRP-N210.....	116
Fig 7.7 - Banda de frecvență 900 MHz – 1 GHz recepționată folosind trei valori diferite ale offset-ului pentru oscilatorul local: a) 0 MHz ; b) 3 MHz ; c) 6 MHz.....	119
Fig. 7.8 - Blocul de conversie a frecvenței implementat în cadrul circuitului FPGA din cadrul modulul USRP N210.....	120
Fig 7.9 - Caracteristica globală a blocului DDC pentru cazul în care factorul de decimare ales este a) 6 b) 7, respectiv c) 8.....	122
Fig. 7.10 - Banda de frecvență 900 MHz – 1 GHz, recepționată pentru diferite grade de decimare folosite: a) 5 ; b) 6 ; c) 7 ; d) 8 ; e) 9.....	123

LISTĂ DE TABELE

Tabelul 2.1 - Parametri de performanță a detecției impuși de standardul IEEE 802.22	24
Tabelul 2.2 - Parametri de performanță impuși de standardul IEEE 802.11h [28].....	25
Tabelul 3.1 - Comparație între diferite metode de detecție spectrală.....	60
Tabelul 4.1 - Configurația folosită pentru analizorul de spectru Anritsu MS2690A.....	65
Tabelul 4.2 - Gradul de ocupare spectrală pentru zone urbane și rurale, pentru banda de frecvență 25-3400 MHz, pe durata unui interval de timp de 48 de ore.....	69
Tabelul 4.3 - Influența valorii alese pentru pragul de detecție în calculul gradului de ocupare spectrală pentru banda de frecvență 470 - 766 MHz (zonă urbană, 14-22, zi de lucru)	70
Tabelul 4.4 - Influența intervalului de observație și a tipului zilei asupra gradului de ocupare spectrală măsurat în București pentru banda de frecvență 25 - 230 MHz.....	72
Tabelul 4.5 - Influența intervalului de observație asupra gradului de ocupare spectrală măsurat în zona rurală pentru banda de frecvență 880 - 960 MHz	76
Tabelul 5.1 - Caracteristicile diferitelor modele USRP produse de Ettus Research	88
Tabelul 5.2 - Parametri ai diferitelor platforme SDR considerate pentru implementarea unui sistem de detecție spectrală	89
Tabelul 6.1 - Caracteristicile diferitelor module de radiofrecvență produse de Ettus Research	94
Tabelul 6.2 - Performanțele modulului de radiofrecvență WBX.....	95
Tabelul 6.3 - Caracteristicile modulului GPSDO Jackson Labs Firefly-1A	102
Tabelul 6.4 - Componente disponibile în mediul de dezvoltare GNU Radio	104
Tabelul 7.1 - Filtrele utilizate în blocul DDC pentru diferite valori ale factorului de decimare	121

LISTĂ DE ABREVIERI

ACS	Adaptive Channel Selection	Selecție adaptivă a canalului
AIM	Advanced INFOSEC Module	Modul INFOSEC avansat
AP	Access Point	Punct de acces
API	Application Programming Interface	Interfață de programare a aplicațiilor
ARFCN	Absolute Radio Frequency Channel Number	Număr absolut al canalului de radiofrecvență
ASIC	Application-Specific Integrated Circuit	Circuit integrat dedicat unor aplicații specifice
ASK	Amplitude Shift Keying	Modulație cu salt de amplitudine
AWGN	Additive White Gaussian Noise	Zgomot aditiv gaussian alb
BIST	Built-in self-test	Autotestare integrată
BPSK	Binary Phase Shift Keying	Modulație prin deplasarea fazei binară
BSP	Board Support Package	Pachet de suport pentru placă
CAF	Cyclic Autocorrelation Function	Funcție de autocorelație ciclică
CE	Cognitive Engine	Motor cognitiv
CF	Cycle Frequency	Frecvență ciclică
CIC Filter	Cascaded Integrator Comb Filter	Filtru cascadat integrator-pieptene
CMP	Channel Power Management	Management al puterii canalului
CMSR	Commercial Mobile Radio Services	Servicii radio mobile comerciale
CogNeA	Cognitive Networking Alliance	Alianța pentru rețele cognitive
CORBA	Common Object Request Broker Architecture	Arhitectură comună a brokerilor de solicitare de obiecte
CORDIC	COordinate Rotation DIgital Compute	Calcul numeric al rotației coordonatelor
COTS	Commercial Off-The-Shelf	Echipamente comerciale
CR	Cognitive Radio	Radio cognitiv
DA	Data Archive	Arhivă de date
DARPA	Defense Advanced Research Projects Agency	Agenția pentru proiecte de cercetare avansate în domeniul apărării

DCS	Dynamic Channel Selection	Selecție dinamică a canalului
DDC	Digital Down Converter	Schimbător descendent de frecvență
DFS	Dynamic Frequency Selection	Selecție dinamică a frecvenței
DPSK	Differential Phase Shift Keying	Modulație prin deplasarea fazei diferențială
DSA	Dynamic Spectrum Access	Alocare Dinamică a Spectrului
DSE	Dynamic Station Enablement	Autorizare dinamică a stației
DSP	Digital Signal Processor	Procesor digital de semnal
DUC	Digital Up Converter	Schimbător ascendent de frecvență
DVB-T	Digital Video Broadcasting - Terrestrial	Sisteme de televiziune digitală terestră
DySPAN	Dynamic Spectrum Access Networks	Rețele cu acces dinamic la spectru
EGNOS	European Geostationary Navigation Overlay Service	Serviciul european de acoperire de la sateliți geostaționari pentru navigație
ETSI	European Telecommunications Standards Institute	Institutul European pentru Standarde în Telecomunicații
FAM	FFT Accumulation Method	Metodă de acumulare a transformatei FFT
FCC	U.S. Federal Communications Commission	Comisia Federală pentru Comunicații din SUA
FEC	Forward Error Correction	Corecție anticipativă a erorilor
FFT	Fast Fourier Transform	Transformata Fourier rapidă
FFTW	Fastest Fourier Transform in the West	Algoritmul vestic pentru transformata Fourier rapidă
FIFO	First In, First Out	Primul sosit, primul servit
FM	Frequency Modulation	Modulație de frecvență
FPGA	Field Programmable Gate Array	Arie programabilă de porți logice
FSK	Frequency Shift Keying	Modulație cu deplasare a frecvenței
FSM	Frequency Smoothing Method	Metodă de netezire a frecvenței
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying	Modulație cu deplasare de frecvență minima gaussiană
GPL	GNU General Public License	Licență generală publică GNU
GPP	General Purpose Processor	Procesoare de uz general
GPSDO	GPS Disciplined Oscillator	Oscilator GPS disciplinat
GRC	GNU Radio Companion	Interfață grafică a mediului GNU Radio
HAL	Hardware Abstraction Layer	Nivel de abstractizare a hardware-ului
HB FIR	Halfband Finite Impulse Response Filter	Filtru cu răspuns finit la impuls de tip jumătate de bandă
IDL	Interface Definition Language	Limbaj de definiție a interfeței
ISM Band	Industrial, Scientific and Medical	Bandă de frecvență rezervată

	band	aplicațiilor de tip industrial, științific și medical
JTRS	Joint Tactical Radio System	Sistem radio tactic comun
LMR	Land Mobile Radio	Rețele radio mobile terestre
MAC	Medium Access Control	Control al accesului la mediu
MPSK	Minimum Phase Shift Keying	Modulație cu deplasare de fază minimă
MSK	Minimum Shift Keying	Modulație cu deplasare de frecvență minimă
MSAS	Multi-functional Satellite Augmentation System	Sistem multifuncțional de augmentare pentru sateliți
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing	Multiplexarea cu diviziune în frecvență ortogonală
OMG	Object Management Group	Grup de management al obiectelor
OOK	On Off Keying	Modulație cu salt de amplitudine de tip închis-deschis
OQPSK	Offset Quadrature Phase Shift Keying	Modulație prin deplasarea fazei în cuadratură decalată
ORB	Object Request Broker	Broker de solicitare de obiecte
PAMR	Public Access Mobile Radio	Rețele radio mobile publice de acces
PCI	Peripheral Component Interconnect	Interconectare a componentelor periferice
PLMSR	Public Land Mobile Radio Services	Servicii radio mobile publice terestre
PMR	Private Mobile Radio	Rețele radio mobile private
POSIX	Portable Operating System Interface	Interfață portabilă pentru sisteme de operare
PRF	Pulse Repetition Frequency	Frecvență de repetitive a impulsurilor
PSD	Power Spectral Density	Densitate spectrală de putere
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	Modulație digital de amplitudine în cuadratură
QDPSK	Quadrature Differential Phase Shift Keying	Modulație diferențială prin deplasarea fazei în cuadratură
QoS	Quality of Service	Calitate a serviciilor
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	Modulație prin deplasarea fazei în cuadratură
RMT	Random Matrix Theory	Teoria matricelor aleatoare
ROC	Receiver Operating Characteristic	Caracteristica de operare a receptorului
RRC Filter	Root Raised Cosine Filter	Filtru radical din cosinus ridicat
RSSI	Received Signal Strength Indicator	Indicator de nivel al semnalului recepționat
RTOS	Real-time Operating System	Sistem de operare în timp real

SCA	Software Communications Architecture	Arhitectura software pentru comunicații
SCF	Spectral Correlation Function	Funcția de corelație spectrală
SCPI	Standard Commands for Programmable Instrumentation	Comenzi standard pentru instrumentație programabilă
SDR	Software Defined Radio	Echipament radio definit prin software
SINGARS	Single Channel Ground and Airborne Radio System	Sistem radio de sol și aeropurtat pe un singur canal
SNR	Signal to Noise Ratio	Raport semnal zgomot
SR	Software Radio	Echipament radio software
SSCA	Strip Spectral Correlation Algorithm	Algoritm de corelație spectrală
SWIG	Simplified Wrapper and Interface Generator	Generator simplificat pentru interfață și împachetare
TDMA	Time Division Multiple Access	Acces multiplu cu diviziune în timp
TPC	Transmit Power Control	Control al puterii de emisie
TTF	Time to First Fix	Timpul până la prima achiziție
UHD	USRP Hardware Driver	Driver hardware pentru USRP
UHF	Ultra High Frequency	Frecvență ultra înaltă
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System	Sistem de universal de comunicații mobile
USRP	Universal Software Radio Peripheral	Echipament software radio periferic
UTC	Coordinated Universal Time	Timp universal coordonat
VDM	Validation Demo Model	Model demonstrative de validare
VHDL	Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language	Limbaj de descriere hardware pentru circuite integrate de înaltă viteză
VHF	Very High Frequency	Frecvență foarte înaltă
VME	VERSAmodule Eurocard	Modul Versa Eurocard
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio	Raport de undă staționară
W-CDMA	Wideband Code Division Multiple Access	Acces multiplu cu diviziune în cod de bandă largă
WAAS	Wide Area Augmentation System	Sistem de augmentare de arie largă
WITS	Wireless Information Transfer System	Sistem fără fir de transmitere a informației
WLAN	Wireless Local Area Network	Rețea locală fără fir
WRAN	Wireless Regional Access Network	Rețea regională de acces fără fir
XML	eXtensible Markup Language	Limbaj extensibil pentru analiza documentelor

Mulțumiri

Această teză a fost realizată în cadrul Facultății de Electronică, Telecomunicații și Tehnologia Informației. Numeroși colegi au contribuit la realizarea tezei și țin să le mulțumesc, dar există câteva persoane pe care doresc să le menționez în mod special și care mi-au îndrumat pașii în vederea obținerii rezultatelor prezentate în teză.

În primul rând doresc să îi mulțumesc domnului profesor Ion Marghescu, conducătorul științific al acestei lucrări, pentru sugestia de a îmi îndrepta atenția către domeniul tehnologiei radio cognitiv, pentru bunăvoința de care a dat dovadă și pentru sfaturile utile pe care mi le-a dat de-a lungul întregii perioade de realizare a tezei. Discuțiile pe care le-am purtat și experiența pe care domnul profesor mi-a împărtășit-o au fost esențiale pentru obținerea rezultatelor prezentate în cadrul tezei.

Doresc să îi mulțumesc domnului conferențiar Călin Vlădeanu pentru permanentul sprijin pe care mi l-a acordat, atât prin discuțiile și sfaturile legate de probleme întâmpinate pe parcursul activității de cercetare, cât și prin și prin încurajările care m-au stimulat să duc teza la bun sfârșit.

Îi sunt recunoscător, de asemenea, domnului profesor Octavian Fratu pentru sugestiile pertinente legate de direcții de cercetare care ar merita urmărite, precum și pentru că mi-a împărtășit din experiența sa în domeniul sistemelor moderne de comunicații.

Cele mai bune gânduri se îndreaptă totodată spre domnul profesor Lucian Stanciu, care, pe lângă că a acceptat să evalueze teza și m-a ajutat prin sfaturile sale să o finalizez, m-a încurajat pe tot parcursul desfășurării activității de cercetare.

Bineînțeles, doresc să le mulțumesc și celorlalți colegi din catedră care mi-au fost aproape. Le mulțumesc pentru atmosfera plăcută, relaxantă, precum și pentru prietenia și sprijinul lor.

Îi menționez și pe foștii și actualii studenții pentru suportul oferit și pentru implicarea lor și aș vrea să le mulțumesc în mod special lui Bogdan Tudor Sandu și Emiliei Zainea.

Un important rol în finalizarea cu succes a acestei teze l-a avut și familia, și aș vrea să le mulțumesc în special tatălui și soției mele, Mariana, pentru că m-au înțeles, mi-au fost alături și m-au sprijinit pe tot parcursul perioadei de realizare a tezei. Îi mulțumesc și mamei mele care de acolo de sus mă veghează și-mi îndrumă pașii și sper ca este mândră de mine.

Nu în ultimul rând as vrea să îi mulțumesc fiului meu Rareș Matei pentru faptul că a fost cuminte în primele lui cinci luni de viață, chiar dacă tatăl lui nu i-a acordat întotdeauna toată atenția pe care o merita.

Capitolul 1. INTRODUCERE

1.1 NECESITATEA EXISTENȚEI UNOR TERMINALE RADIO INTELIGENTE

Dezvoltarea exponențială a sistemelor de comunicații fără fir în ultimele decenii ale secolului trecut și primul deceniu al acestui secol a condus la necesitatea reconsiderării unor anumite aspecte legate de administrarea resurselor limitate pe care astfel de sisteme le au la dispoziție. Astfel, dacă în domenii cum ar fi microelectronica limitările sunt legate de miniaturizarea la care se poate ajunge în ceea ce privește tehnologiile semiconductoare, în domeniul comunicațiilor fără fir una dintre resursele esențiale care introduce limitări este chiar spectrul de frecvență.

Având în vedere progresul tehnologic în toate domeniile societății informaționale, cererea pentru rate de transfer din ce în ce mai ridicate a venit firesc și a exercitat o presiune din ce în ce mai mare asupra spectrului limitat de frecvență. În mod tradițional, alocarea spectrului de frecvență este făcută în mod static, ceea ce presupune acordarea de licențe pentru accesul diferitelor tipuri de sisteme de comunicație fără fir în anumite benzi de frecvență pentru diferite zone geografice. În urma campaniilor de măsurători realizate în diverse zone ale globului, ale căror rezultate vor fi analizate în cadrul capitolului 4, s-a constatat că gradul de ocupare a spectrului de radiofrecvență ca urmare a alocării statice este pe alocuri extrem de redus, mergând până la procente de sub 10 %. Una dintre alternativele care ar putea duce la îmbunătățirea gradului de ocupare a spectrului de frecvență este accesul dinamic la spectrului (DSA), ceea ce ar presupune ”împrumutarea” de resurse de la sistemele licențiate, în condițiile în care acestea nu utilizează o anumită bandă de frecvență la un anumit moment de timp și într-o anumită zonă geografică. Pentru a putea funcționa într-o astfel de abordare sunt necesare echipamente care să fie extrem de flexibile din punctul de vedere al benzii de frecvență folosite.

Un prim pas în vederea flexibilizării echipamentelor radio clasice a fost făcut odată cu apariția termenului de radio software (SR – Software Radio), folosit pentru prima dată în Statele Unite ale Americii în anul 1984 de către o echipă de cercetători de la divizia din Garland, Texas, a firmei E-Systems (astăzi Raytheon) [1].

Termenul de echipament radio definit prin software (SDR – Software Defined Radio) a fost folosit pentru prima dată de Joseph Mitola III în anul 1991, un prim articol pe această temă fiind publicat de acesta în anul 1992 [2].

Un echipament radio definit prin software este un echipament care permite emisia și recepția semnalelor de radiofrecvență și în cadrul căruia componentele care în mod tradițional erau implementate prin hardware (de exemplu filtre, mixere, amplificatoare, modulatori/demodulatori) sunt implementate folosind module software.

Conceptul ideal pentru un astfel de echipament din punctul de vedere al căii de recepție ar fi atașarea unui convertor analogic-digital la ieșirea unei antene de recepție. Un procesor digital de semnal ar prelua datele în format digital de la ieșirea convertorului și le-ar prelucra în funcție de tipul dorit de aplicație. Din punctul de vedere al căii de emisie conceptul ideal ar arăta în mod similar, un procesor digital de semnal ar genera un flux de date care ar fi transmise către un convertor digital-analogic conectat la o antenă de emisie. Acest concept ideal nu poate fi realizat ca atare datorită limitărilor tehnologice actuale, care nu permit conversia între domeniile digital și analogic la o rată și cu o acuratețe suficient de mari pentru a putea satisface cerințele sistemelor moderne de comunicații.

O evoluție naturală a echipamentelor radio definite prin software a dus la apariția termenului de echipament radio cognitiv (CR – Cognitive Radio), termen folosit pentru prima dată de același Joseph Mitola III în cadrul unui seminar în anul 1998 și explicitat într-un articol publicat în anul 1999 [3]. Un echipament radio cognitiv reprezintă un echipament care este capabil să își modifice parametrii de emisie și recepție în mod automat, pentru a comunica într-un mod cât mai eficient, evitând în același timp interferențele cu alte echipamente licențiate sau nelicențiate.

1.2 EVOLUȚIA ECHIPAMENTELOR RADIO DEFINITE PRIN SOFTWARE

Cu toate că termenul de radio software a fost folosit încă din perioada anilor '80, primele proiecte apărute cu scopul de a implementa echipamente SDR au apărut de-abia la începutul anilor '90. Datorită costurilor ridicate presupuse de dezvoltarea din punct de vedere hardware și software a acestui tip de echipamente, primii pași au fost făcuți prin intermediul proiectelor legate de domeniul militar.

1.2.1 SPEAKeasy

Proiectul SPEAKeasy a fost un program dezvoltat de către Departamentul de Apărare al SUA cu scopul de a implementa, în cooperare cu parteneri din industrie, un echipament radio definit prin software multi-bandă programabil, care să poată opera între 2 MHz și 2 GHz [4]. Echipamentele dezvoltate în cadrul programului erau proiectate astfel încât să poată interacționa cu diverse echipamente radio militare folosind forme de undă care puteau fi obținute fie din memoria internă, fie prin descărcare din dispozitive de stocare externe sau direct prin interfața radio [5]. Arhitectura folosită pentru echipamentele SPEAKeasy era o arhitectură complet deschisă, care să permită conexiuni sigure, interoperabilitate și programabilitate. Printre beneficiile unei astfel de arhitecturi pot fi enumerate conexiunile ușor de realizat între echipamente radio dintre cele mai diverse, precum și realizarea de punți între diferite tipuri de sisteme.

Aplicațiile militare ale acestor echipamente erau sisteme tactice de comunicații radio, precum și comunicații de voce și date între aeronave și pe câmpul de luptă. Existau și aplicații în domeniul civil, cum ar fi comunicațiile de urgență și cele legate de siguranța publică.

Programul SPEAKeasy a evoluat utilizând proiecte mai vechi ale Forțelor Aeriene Americane, cum ar fi TAJPSP (Tactical Anti Jam Programmable Signal Processor), inițiat în 1989, și sistemul ICNIA (Integrated Communications, Navigation, Identification and Avionics), care a fost unul dintre primele sisteme care au folosit un modem programabil digital, la sfârșitul anilor 70.

1.2.1.1 SPEAKeasy faza I

Principalul scop al proiectului SPEAKeasy faza I (1992-1995) a fost dezvoltarea unui modem reconfigurabil bazat pe o arhitectură deschisă și demonstrarea fezabilității unui astfel de echipament. Obiectivele erau de a scoate în evidență potențialul echipamentelor radio definite prin software de a rezolva probleme de interoperabilitate și cele legate de scurtarea timpului de viață al produselor, datorită evoluției rapide a tehnologiei. Pentru a atinge aceste obiective, posibilitatea de adăugare a noilor tehnologii trebuia să fie făcută într-un mod cât mai simplu. De asemenea, se urmărea formarea unei arhitecturi software care să permită adăugarea de noi forme de undă.

Banda extrem de largă de frecvență a fost împărțită în trei sub-benzi, pentru fiecare existând câte un canal separat în domeniul de radiofrecvență, cele trei canale fiind în final legate la același convertor analog-digital. Acest concept a devenit o procedură standard, găsindu-și ulterior aplicații în numeroase proiecte legate de echipamente radio definite prin software. Doar banda mijlocie, situată între 30 MHz și 400 MHz, a fost implementată pentru a demonstra fezabilitatea principiului.

Arhitectura echipamentelor din generația SPEAKeasy faza I este prezentată în figura 1.1 [6].

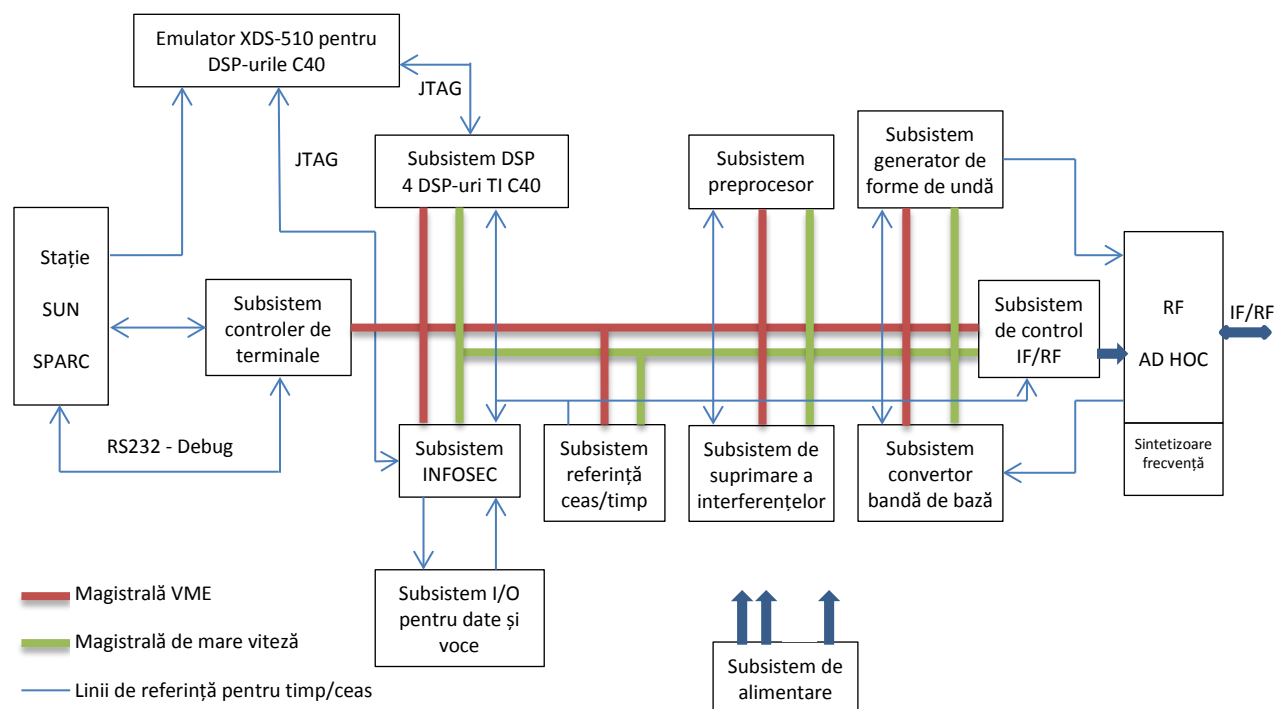


Fig. 1.1 - Schema bloc pentru echipamentele SPEAKeasy faza I

Pentru implementarea echipamentelor din cadrul fazei I a proiectului SPEAKeasy au fost folosite schimbătoare de frecvență descendente și ascendente de bandă largă, convertoare analog-digitale de viteză mare și cu o gamă dinamică ridicată, patru procesoare digitale de semnal Texas Instruments TMS320C40, precum și un modul RISC pentru securitatea informației (INFOSEC) numit CYPRIS. Modulul INFOSEC cuprindea atât elemente legate de securitatea comunicației (COMSEC), precum și elemente legate de securitatea transmisiei (TRANSEC). Termenul de COMSEC se referă la funcționalitatea de criptare a mesajelor de date, în timp ce termenul de TRANSEC denotă suportul pentru funcționalități de modulație gândite pentru a proteja transmisia împotriva interceptării (de exemplu prin salt de frecvență). Modulul CYPRIS era programabil, iar algoritmi folosiți pentru criptare erau implementați prin software.

Modulele hardware ale echipamentului erau plasate într-o carcasă VME (VERSAmodule Eurocard), folosind magistrala VME pentru control, precum și o magistrală specializată de mare viteză pentru transferul de date. O stație de lucru Sun SPARC era folosită pentru a asigura interfața cu utilizatorul.

Având în vedere că pentru a folosi semnale de bandă largă ar fi fost necesară mai multă putere de procesare decât era disponibilă la momentul respectiv, în cadrul echipamentelor din cadrul proiectului SPEAKeasy faza I au fost folosite exclusiv semnale de bandă îngustă. Printre metodele de modulație suportate de către această generație de echipamente se pot enumera: modulație de amplitudine analogică, cu sau fără salt de frecvență (cu bandă laterală dublă, cu o singură bandă laterală și purtătoare suprimată), modulație de amplitudine digitală fără salt de frecvență (ASK), modulație de frecvență (FM, FSK cu 2 până la 8 tonuri), modulație de fază (MPSK, DPSK și QDPSK cu și fără salt de frecvență, OQPSK), precum și 4, 16, 64 și 256 QAM. Erau suportate rate de transfer de până la 20 kbps. Pentru modulațiile digitale, metodele suportate pentru detecția și corecția erorilor erau coduri Reed-Solomon (16,7) și (31, 15), precum și coduri convoluționale cu $K=7$, $R=1/2$ și $T=133$ sau 171.

Funcționarea sistemului SPEAKeasy faza I a fost demonstrată pentru prima dată în august 1994, folosind modem-uri în banda HF, salt de frecvență de tip HAVE QUICK, stabilire automată a legăturii și sisteme de radiocomunicație de tip SINGCARS. A fost demonstrată, de asemenea, programabilitatea, prin modificarea tipului de semnal folosit de către două terminale diferite. Echipamentele din această fază a programului s-au comportat bine din punctul de vedere al performanțelor obținute, însă lipsa de ușurință în folosire a fost considerată un dezavantaj semnificativ.

1.2.1.2 SPEAKeasy faza II

Cel mai important obiectiv din cadrul programului SPEAKeasy faza II a fost acela de a extinde spectrul de folosire a echipamentelor de la nivelul de simplu modem spre un tip de arhitectură deschisă, modulară și reconfigurabilă pentru întreaga interfață radio. Pentru a realiza o arhitectură eficientă din punctul de vedere al costului au fost folosite standarde și echipamente comerciale. Din punctul de vedere al performanțelor, echipamentele trebuiau să permită o acoperire pentru o bandă de până la 2 GHz, folosirea semnalelor de bandă largă, precum și standarde de securitate reprogramabile.

Compania Motorola, principalul contractor în cazul fazei II a programului, a proiectat un echipament de emisie-recepție RF de bandă largă care reușea să elimine distorsiunile cauzate de procesarea la etajul de frecvență intermediară prin folosirea unei arhitecturi de tip sincrodină. Pentru procesarea de semnal au fost folosite procesoare digitale de semnal Texas Instruments TMS320C40, precum și, pentru prima dată, FPGA-uri. Un computer portabil rulând sistemul de operare Windows 95 a fost folosit pentru interfața cu utilizatorul. Arhitectura echipamentelor din faza II a programului SPEAKeasy este prezentată în figura 1.2.

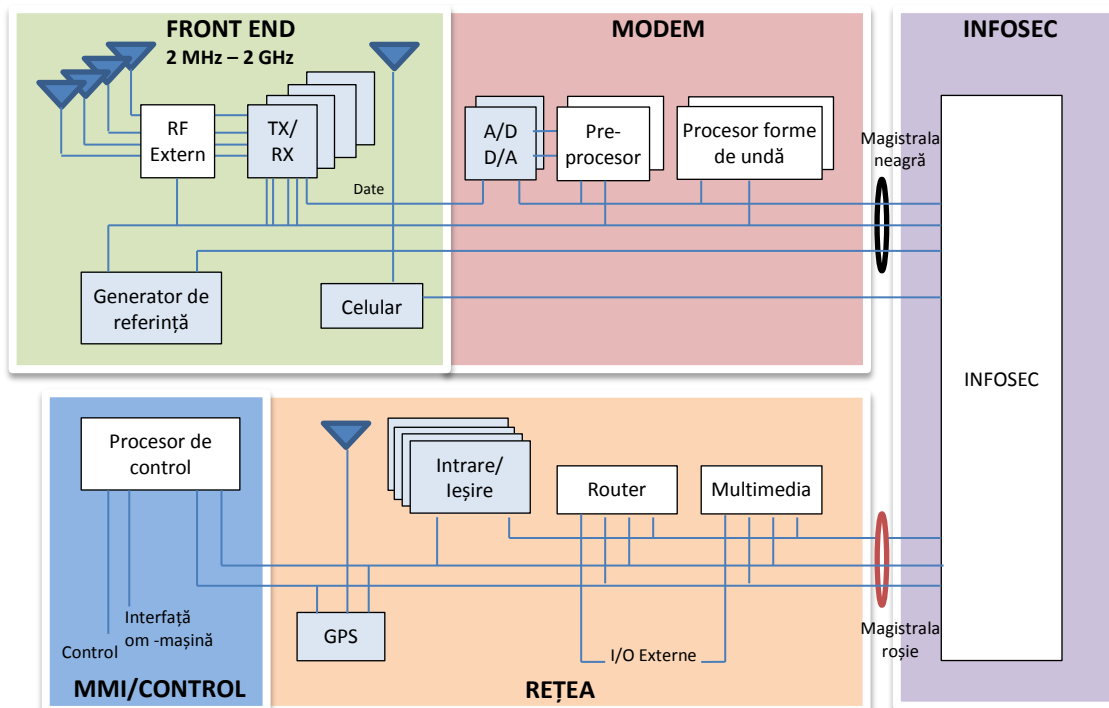


Fig. 1.2 - Arhitectura echipamentelor din cadrul programului SPEAKeasy faza II

Una dintre cerințele apărute în cadrul acestei faze a fost creșterea numărului de conversații simultane, ceea ce a necesitat o reconfigurare mai rapidă a modului INFOSEC, lucru realizat în cadrul noului modul AIM prin folosirea a trei procesoare RISC pe 32 biți, cu frecvența de 100 MHz. Modulul CYPRIS folosit în cadrul primei faze a programului trebuia să folosească comutarea de context între criptarea datelor și generarea secvențelor de salt necesare pentru asigurarea securității transmisiei. În cazul formelor de undă mai complexe folosite în cazul fazei II a programului, acestea nu mai pot tolera timpii lungi de întârziere cauzati de comutație. După cum este reprezentat și în figura 1.2, resursele sunt conectate sau la magistrala PCI neagră (necriptată), sau la magistrala PCI roșie (criptată). Cele două magistrale sunt complet separate, legătura dintre ele fiind realizată prin intermediul procesoarelor de criptare din cadrul modului INFOSEC.

Arhitectura subsistemului de radiofrecvență folosit în cadrul echipamentelor din faza II a programului SPEAKeasy permite emisia și recepția simultană a multiple canale, iar în cadrul subsistemului modem, parametrii pot fi schimbați și canalele pot fi realocate fără a întrerupe operarea canalelor care sunt deja folosite.

Și din punct de vedere software, în cadrul arhitecturii sunt definite module, cum ar fi modulul de control pentru radiofrecvență, modulul de control al modemului, modulul de procesare a formelor de undă etc. Această abordare este diferită în mod semnificativ față de arhitectura folosită în faza I a programului, care era bazată pe fluxuri funcționale și nu beneficia de modularitate. Modulele comunicau între ele prin intermediul magistralei folosind protocoale stratificate asincrone, fără a exista un sistem de operare centralizat. Pentru implementare a fost folosită o magistrală de tip PCI, aceasta reprezentând nivelul cel mai de jos din stiva de protocoale (nivelul fizic). Deasupra acestui nivel existau încă trei nivele, nivelul legătură de date, nivelul de comunicații și nivelul de aplicație. Nivelul de comunicații folosea nivelele inferioare pentru transferul mesajelor, la acest nivel fiind realizată detectarea resurselor disponibile, stabilirea legăturilor, precum și formarea cozilor de așteptare și plasarea datelor în zone de memorie tampon. La nivelul de aplicație erau construite formele de undă, folosind API-urile nivelelor inferioare.

Faza II a programului a fost inițial planificată să dureze 4 ani, urmând ca în fiecare an să fie prezentate prototipuri intermediare. Prototipurile obținute după primul an de dezvoltare au fost prezentate în cadrul unui experiment al armatei americane în anul 1997. În cadrul acestui experiment au fost folosite prototipurile SPEAKeasy pentru a realiza o punte de legătură între sisteme de diferite tipuri, cum ar fi HAVE QUICK în banda UHF, SINCGARS în banda VHF și terminale LMR. Dezvoltarea formelor de undă care să permită compatibilitatea cu terminalele LMR a fost realizată în mai puțin de două săptămâni, iar transferul acestora în prototipurile SPEAKeasy a fost realizată chiar în timpul demonstrației dintr-un laborator situat la distanță.

Succesul înregistrat de aceste prototipuri a fost atât de mare încât s-a decis începerea producției de serie, ceea ce din păcate a dus la oprirea cercetării ulterioare prevăzute pentru faza II a programului. Din această cauză, o parte dintre obiectivele inițiale ale programului, cum ar fi suportul pentru întregul interval de frecvență între 2 MHz și 2 GHz și includerea formelor de undă de bandă largă, au rămas nerealizate. Prototipurile care au intrat în producție erau limitate la o bandă de frecvență de la 20 MHz la 400 MHz și aveau implementat doar un set restrâns de forme de undă, iar viteza procesorului criptografic limita numărul de conexiuni simultane.

1.2.2 JTRS

JTRS (Joint Tactical Radio System) este un program lansat de către Departamentul de Apărare al SUA la sfârșitul anilor 90 și aflat încă în derulare, având scopul de a crea o familie de echipamente radio definite prin soft, folosite în domeniul militar. Primele documente care specificau cerințele care trebuiau îndeplinite de către echipamentele din această familie au fost elaborate în 1997. Printre principalele cerințe se puteau enumera modularitatea și capabilitățile de a lucra în multiple benzi de frecvență și de a folosi diferite tehnologii de acces radio.

Programul inițial era structurat în trei etape, cu scopul de a defini, standardiza și implementa o arhitectură comună pentru echipamentele radio definite prin software [6].

În cadrul primei etape, s-a urmărit definirea unui cadru de bază pentru arhitectura echipamentelor SDR. Au fost create trei consorții industriale, conduse de Boeing, Motorola și Raytheon și incluzând în total 30 de companii, care urmau să propună arhitecturi preliminare.

S-a pus accentul pe stabilirea graniței dintre elementele care urmau a fi standardizate și elementele care urmau să depindă de varianta de implementare aleasă.

Cadrul de bază obținut în urma eforturilor din prima etapă a programului a constituit punctul de plecare pentru arhitectura dezvoltată în cadrul etapei a doua, purtând denumirea de arhitectură software pentru comunicații (SCA). Pentru a putea însă defini în întregime această arhitectură erau necesari pași suplimentari, cum ar fi definirea completă a interfețelor și diferite aspecte legate de performanță.

Dintre cele trei consorții create în cadrul primei etape a fost ales unul singur care să continue dezvoltarea arhitecturii SCA, și anume cel condus de Raytheon, din care mai făceau parte ITT Aerospace, Rockwell Collins și Marconi Aerospace. Acest consorțiu a dezvoltat și validat arhitectura SCA, constând într-un set de reguli, metode și criterii de proiectare care să stea la baza implementării echipamentelor radio definite prin software.

În figura 1.3 este prezentată structura arhitecturii SCA din punct de vedere software.

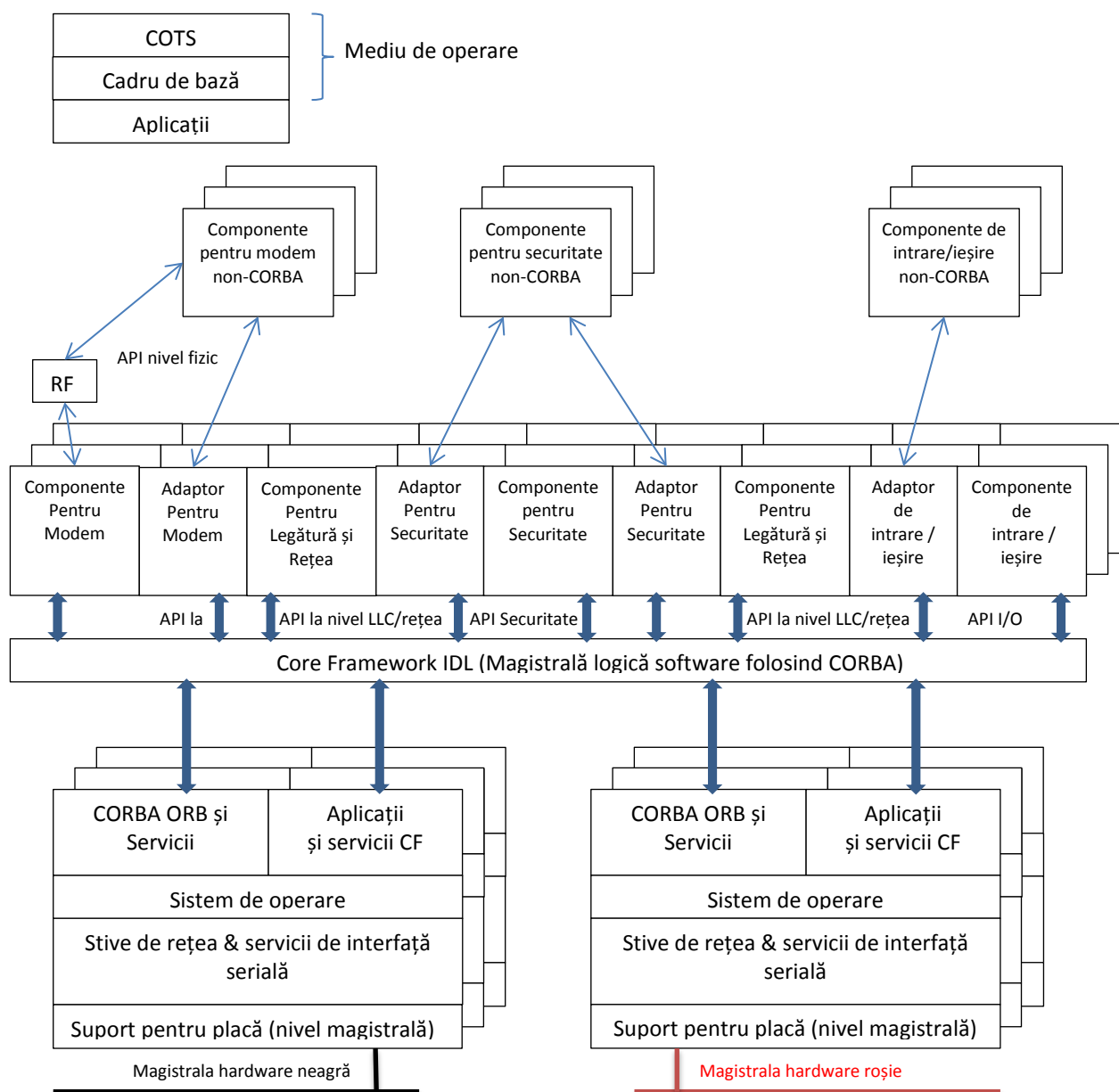


Fig. 1.3 – Arhitectura software pentru comunicații (SCA) – structura software

Cele trei elemente majore din cadrul arhitecturii sunt: un sistem de operare în timp real (RTOS), un ORB (Object Request Broker) în timp real și un cadru de bază (CF).

Fiecare dintre membrii consorțiului a jucat un rol în cadrul procesului de validare a zonei independente de tipul de implementare din cadrul SCA prin dezvoltarea de prototipuri interoperabile și compatibile din punct de vedere funcțional.

Modelul de validare demonstrativă (VDM) propus de firma Raytheon era un prototip care dispunea de patru canale, două canale duplex de bandă largă și două canale de bandă îngustă. Printre formele de undă suportate de către prototip se numărau cele din banda VHF (FM, AM, ATC-8.33 kHz), UHF Have Quick și semnalul de bandă largă ASPEN. Se preconiza, de asemenea, suportul pentru forme de undă dezvoltate de ceilalți parteneri din cadrul consorțiului.

Prototipul produs de firma Rockwell folosea o magistrală VME, dispunea de patru canale (2 MHz – 2 GHz), un modul INFOSEC extern, procesoare PowerPC rulând un sistem de operare Lynx și suporta forme de undă HF-SSB, HF-ALE și VHF-FM.

Prototipul dezvoltat de firma ITT dispunea de două canale în banda 30 - 450 MHz și suporta semnale de tip SINCGARS ASIP/INC.

Firma Marconi a produs un prototip maritim care dispunea de patru canale, putea opera în benzile de HF, VHF și UHF și utiliza pentru emisie și recepție o formă de undă proprietară numită AN/VRC-99.

În paralel cu activitățile consorțiului menționat anterior, s-au avut în vedere și dezvoltarea, testarea și validarea de software și hardware care să respecte principiile arhitecturii SCA. Printre firmele care au fost selectate pentru a participa în această etapă s-au numărat Motorola, Boeing, Rockwell Collins, Harris RF, RACAL și Vanu Inc.

Programul JTRS a suferit de-a lungul timpului de numeroase probleme, legate în primul rând de întârzieri și de depășiri ale costurilor estimate inițial, ceea ce a dus la restructurarea sa în multiple etape, începând cu anul 2005.

1.3 ARHITECTURA GENERICĂ A UNUI ECHIPAMENT RADIO DEFINIT PRIN SOFTWARE

1.3.1 Arhitectura hardware

Arhitectura hardware fundamentală pentru un echipament radio definit prin software modern este prezentată în figura 1.4 [7]. Se observă prezența a suficiente resurse pentru a permite definirea frecvenței purtătoare, banda de frecvență, modulația, precum și orice tip de criptare. Aceste resurse pot consta în diverse combinații între procesoare de uz general (GPP), procesoare digitale de semnal (DSP), circuite programabile de tip FPGA și alte resurse de calcul, suficiente pentru a permite obținerea unui număr cât mai mare de tipuri de modulație.

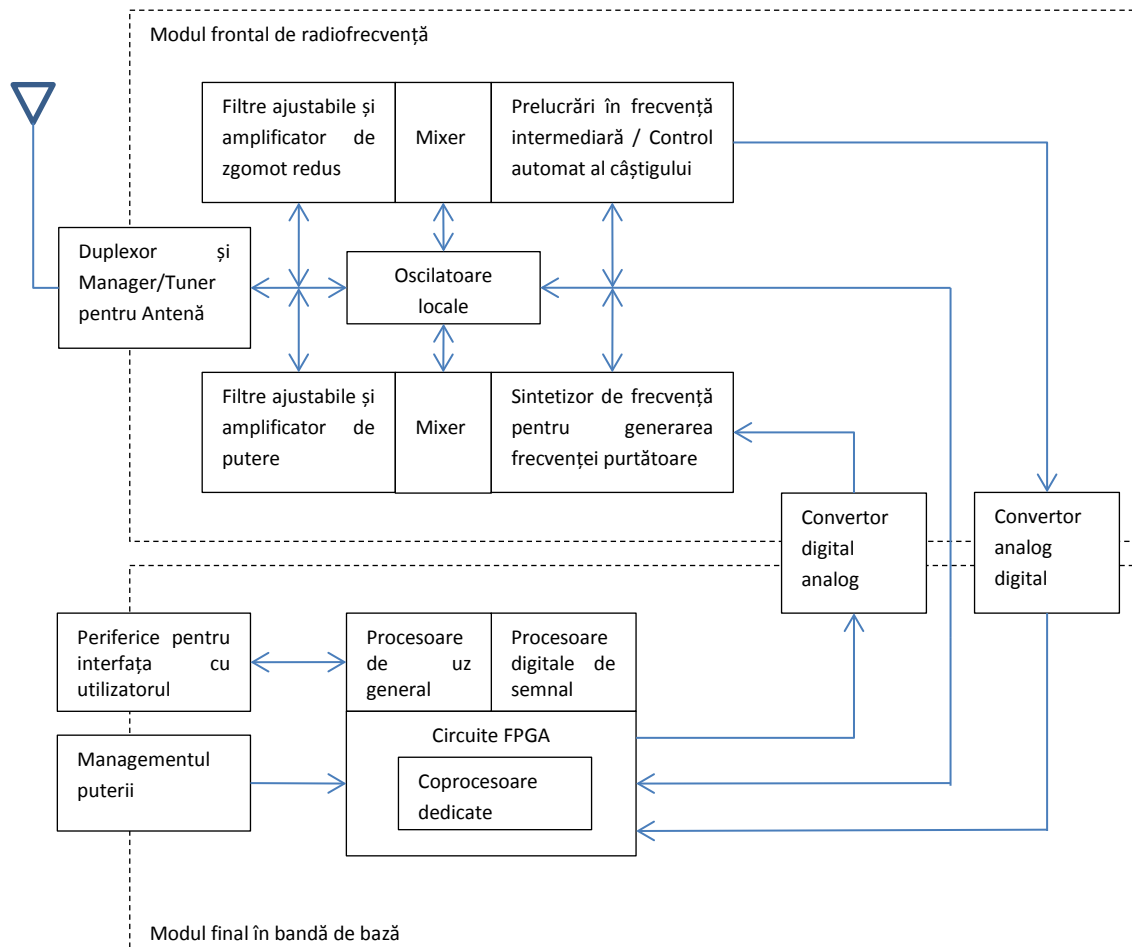


Fig. 1.4 - Arhitectura hardware pentru un modem de tip SDR

Un echipament radio definit prin software trebuie să cuprindă un modul frontal de radiofrecvență, un modul modem, precum și funcții pentru realizarea criptării și pentru nivelul de aplicație. Suplimentar, echipamentul SDR poate să includă și suport pentru dispozitive de rețea, care să permită acestuia să asigure servicii de date și să poată fi controlat de la distanță. Este, de asemenea, posibilă existența unor funcții de control a elementelor analogice din partea de radiofrecvență, cum ar fi antena, elemente de comutare, amplificatoare de putere sau filtre. Arhitectura hardware și software trebuie să permită adăugarea de noi funcții în domeniul de radiofrecvență în cazul unor anumite situații.

Pentru cazul recepției, modulul RF front-end trebuie să cuprindă următoarele funcții: bloc de adaptare a antenei, amplificator de zgomot redus, filtre, oscilatoare locale și convertoare analog-digital care să permită captura optimă a semnalului dorit și să suprimă cât mai bine semnalele nedorite. În acest fel este maximizată gama dinamică a convertorului analog-digital disponibil.

Pentru cazul emisie, în cadrul modulului frontal de radiofrecvență trebuie să existe convertoare digital-analog, oscilatoare locale, filtre, amplificatoare de putere, precum și circuite de adaptare pentru antenă. Rolul circuitelor în acest caz este de a realiza sinteza semnalului de radiofrecvență fără a introduce zgomot sau perturbații pe alte frecvențe, care ar putea interfera cu alți utilizatori.

Rolul modului modem este de a procesa semnalul recepționat sau de a produce semnalul care urmează a fi emis, lucrând în mod full duplex. În cazul recepției, modemul va transla frecvența purtătoare a semnalului dorit pe o anumită frecvență, pentru a permite realizarea operațiilor de filtrare în domeniul digital cu ajutorul procesoarelor digitale de semnal. Operația de filtrare digitală oferă performanțe superioare față de filtrarea analogică, permițând obținerea unui nivel ridicat de suprimare a interferențelor care nu sunt situate în banda de frecvență a semnalului dorit. Ulterior, modemul realizează alinierea semnalului în domeniul timp și dezîmprăștierea, acesta fiind refiltrat pentru a se încadra în lățimea de bandă necesară. Modemul poate include și funcții de egalizare de canal pentru a corecta efectele nedorite produse din cauza propagării multi-cale. În final modemul va compara simbolurile recepționate cu alfabetul tuturor simbolurilor posibile și va lua o decizie referitoare la simbolul care a fost emis. Dacă forma de undă include și o codare de tip FEC (Forward Error Correction), atunci modemul va decoda secvența de simboluri codate recepționată folosind redundanța introdusă în cadrul procesului de codare pentru a detecta și corecta simbolurile care au fost recepționate în mod eronat.

În cazul emisie, modemul realizează operațiile complementare celor de la recepție în ordine inversă. Biții de informație care urmează a fi transmiși sunt grupați în pachete, este adăugată informația redundantă care să permită corecția erorilor la recepție, este realizată maparea biților pe simboluri. Fiecare dintre simboluri este reprezentat printr-o anumită formă de undă care este sintetizată și ulterior filtrată astfel încât să se încadreze din punct de vedere spectral în banda de frecvență care îi este alocată. În cazul tehnologiilor de acces radio cu spectru împrăștiat, semnalul este împrăștiat într-o bandă mai largă de frecvență prin înmulțirea fiecărui simbol cu o formă de undă de bandă largă. Dacă forma de undă include o structură de tip TDMA (Time Division Multiple Access), modemul va aștepta pentru momentul potrivit de timp, memorând între timp eșantioanele din care este alcătuită forma de undă într-un buffer de tip FIFO, pentru a fi gata de aplicare la intrarea convertorului digital-analog. Modemul trebuie, de asemenea, să controleze amplificatorul de putere și oscilatoarele locale pentru a produce frecvența purtătoare necesară, precum și modulul de adaptare a antenei pentru a minimiza raportul de undă staționară (VSWR).

Procesorul cu ajutorul căruia va fi implementat nivelul aplicație va conține în mod uzual un vocoder, un codor video și un codor de date, precum și anumite funcții pentru navigarea pe internet. Pentru fiecare dintre diferitele aplicații, se încearcă folosirea informațiilor disponibile legate de reprezentarea în domeniul digital a informației respective pentru a comprima datele astfel încât rata de transfer să ajungă la un nivel cât mai scăzut, care să permită transmisia. Factorii de compresie pentru codarea semnalului vocal se regăsesc în mod uzual în intervalul 1..10, iar pentru codarea semnalului video în intervalul 1..100. Pentru situația transmisiilor de date, există diferite metode folosite pentru a insera informație redundantă, ratele de compresie pentru aceste situații variind între 10% și 50%.

Aplicațiile care implică semnale vocale și video sunt implementate de obicei folosind un procesor digital de semnal, în timp ce aplicațiile legate de informații text și navigare pe internet pot fi implementate folosind procesoare de uz general. Având în vedere progresele realizate în domeniul recunoașterii de voce, în viitor tastatura și ecranul vor fi probabil însoțite de funcționalități de acest tip. În cazul în care procesoarele echipamentelor mobile sunt suficient de puternice, recunoașterea și generarea vocii ar putea fi realizate local, altfel

aceste operații ar putea fi realizate de către stațiile de bază, caz în care dimensiunile și consumul de energie al terminalelor mobile ar putea fi minimizate.

1.3.2 Arhitectura software

Din punctul de vedere al arhitecturii software, obiectivul urmărit este acela de a repartiza sarcinile necesare pentru generarea formelor de undă și implementarea aplicațiilor în mod standardizat, indiferent de platforma de echipament radio definit prin software disponibilă. Aceste forme de undă și aplicații pot fi instalate, folosite și ulterior înlocuite prin altele, în funcție de necesitățile utilizatorului. Pentru a putea standardiza aceste aspecte, este necesar ca platforma hardware folosită să prezinte un set de interfețe standard, astfel încât producătorii de software să nu trebuiască să țină cont de platforma care va fi folosită. În mod similar, dezvoltatorii de hardware trebuie să proiecteze echipamente radio cu interfețe standardizate, care ulterior pot fi folosite împreună cu o mare varietate de forme de undă disponibile în librării standardizate. În acest fel, în momentul în care se începe dezvoltarea de noi forme de undă poate fi folosit un set de API-uri standardizate corespunzătoare elementelor hardware ale echipamentului radio, iar elementele hardware traduc comenzile și mesajele de stare folosind aceste interfețe și un set comun de drivere. Suplimentar, metodele prin care o formă de undă este instalată, activată, dezactivată și deinstalată trebuie să fie și ele standardizate, astfel încât aceste forme de undă să poată să fie folosite pe cât mai multe platforme hardware.

Pentru a putea fi realizate aceste deziderate, un astfel de echipament de tip radio definit prin software trebuie construit folosind o stivă de funcții hardware și software, conectate între ele prin intermediul unor interfețe cu standard deschis. În figura 1.5 este prezentată arhitectura software pentru un echipament radio definit prin software modern.

Așa cum se observă din figură, stiva are la bază elementele hardware și cele una sau mai multe magistrale care asigură transportul informațiilor între diferitele procesoare. Deasupra elementelor hardware se suprapun mai multe nivele software standardizate, printre care se pot enumera: încărcătorul de sistem (bootloader-ul), sistemul de operare, pachetul de suport pentru placă (BSP) (unde sunt incluse driverele de intrare/ieșire corespunzătoare fiecărei interfețe), precum și nivelul de abstractizare a secțiunii hardware (HAL), care asigură o metodă prin care procesoarele de uz general să poată să comunice cu circuitele de tip DSP și FPGA folosind interfețe software standardizate.

Arhitectura software pentru comunicații (SCA) este o arhitectură deschisă standardizată, definită de guvernul SUA și folosită atât în cadrul programelor militare americane, cum ar fi JTRS, precum și de către contractori din domeniul de apărare din multe alte țări. O astfel de arhitectură permite identificarea resurselor de calcul disponibile în cadrul echipamentului SDR, alocând în același timp aceste resurse aplicațiilor cărora ele le sunt necesare. Arhitectura SCA are la bază un set standard de resurse ale unui sistem de operare, numit POSIX, care conține API-uri standardizate pentru efectuarea unor funcții cum ar fi managementul fișierelor și planificarea sarcinilor.

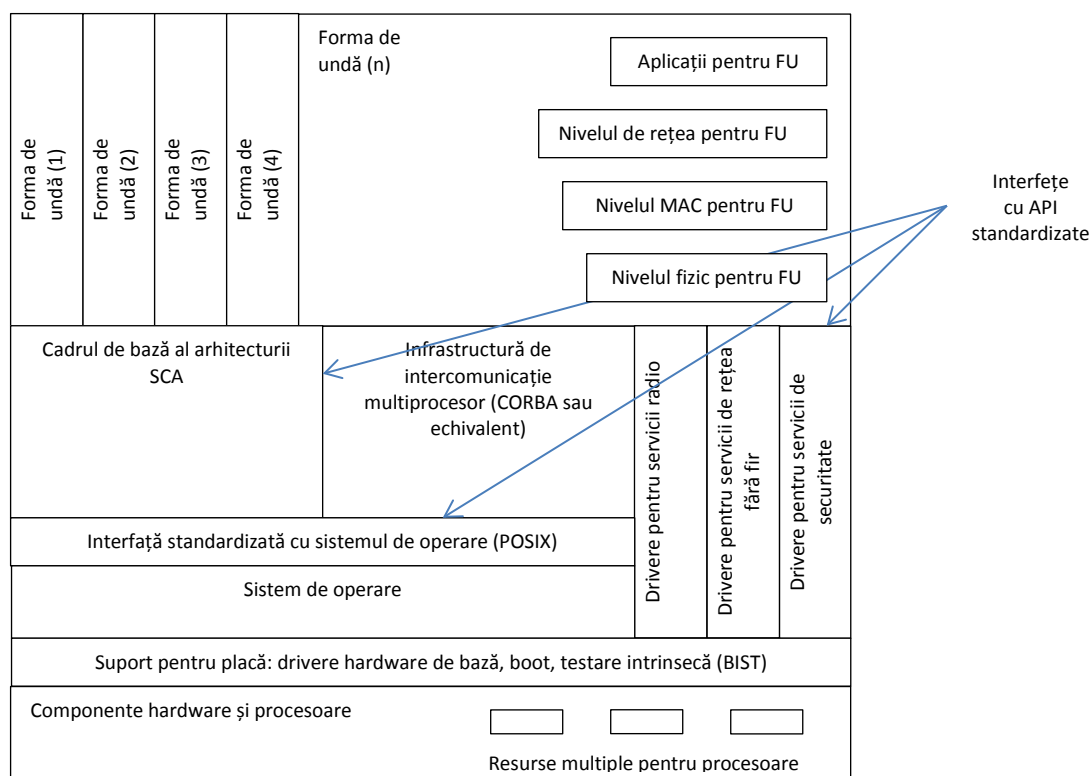


Fig. 1.5 - Arhitectura software fundamentală pentru un SDR modern

Cadrul de bază al arhitecturii SCA este reprezentat de structura moștenită a serviciilor și interfețelor de la nivelul deschis de aplicație, asigurând, de asemenea, o abstractizare a nivelelor hardware și software inferioare. În cadrul arhitecturii SCA este specificat o structură intermediară CORBA, care este folosită pentru a oferi o metodă standardizată pentru comunicația între obiectele software, indiferent pe ce procesor rulează acestea. Arhitectura SCA asigură și o metodă standardizată de definire a necesităților fiecărei aplicații, realizată folosind limbajul XML.

1.3.3 Managementul resurselor de calcul în cadrul unui SDR

În momentul în care se proiectează un echipament radio definit prin software, este necesară anticiparea resurselor de calcul necesare pentru aplicația cea mai complexă care urmează a fi rulată pe acel echipament. Printre resursele de calcul uzuale întâlnite în cadrul echipamentelor SDR pot fi întâlnite procesoare de uz general, circuite de tip DSP și FPGA, precum și eventual alte circuite care pot extinde capacitatea de calcul a echipamentului. De obicei producătorii evită să folosească circuite dedicate care nu pot fi programate, deoarece acestea posedă o flexibilitate limitată, ceea ce duce la un număr restrâns de forme de undă și aplicații suportate.

Aplicațiile de utilizator, precum și protocoalele de comunicație de nivel înalt, vor fi de obicei implementate folosind un procesor de uz general. Această clasă de procesoare poate fi programată cu ajutorul limbajelor de programare C sau C++, suportă o varietate foarte largă de moduri de adresare, calcule în virgulă mobilă sau fixă, și beneficiază de un spațiu larg de memorie, incluzând în general mai multe nivele de memorie intermediară internă și externă. Prin folosirea principiului de pipeline pentru funcțiile aritmetice și funcțiile de decizie logică,

aceste procesoare pot efectua la ora actuală chiar și mai mult de 1 miliard de operații matematice pe secundă.

Din punctul de vedere al proceselor de modulare și demodulare a semnalelor, aspectul cel mai important este viteza la care procesoarele pot să realizeze operația de înmulțire/acumulare cu numere reale sau complexe. Din această cauză, este important ca arhitectura echipamentelor SDR să cuprindă și circuite de tip DSP, care conțin unități specializate pentru executarea rapidă a operației de înmulțire/acumulare. În acest fel, prelucrarea de semnal poate fi realizată la viteze foarte mari folosind procesoarele digitale de semnal din cadrul echipamentului SDR, iar procesarea stivei de protocoale poate fi realizată cu ajutorul procesoarelor de uz general.

La nivelul circuitelor de tip FPGA s-au înregistrat în ultimii ani progrese semnificative, depășind cu peste un ordin de mărime capacitatea de procesare a DSP-urilor în ceea ce privește procesarea de semnal. Prin definirea unei interconectări intrinsece a unui număr mare de porți, mai mult de 100 de celule de înmulțire/acumulare pot fi configurate astfel încât să poată realiza procese de acest tip la frecvențe de peste 200 MHz. În afara de procesarea digitală de semnal, circuitele de tip FPGA pot, de asemenea, asigura elementele logice necesare pentru sinteza semnalelor de ceas, conducând astfel la o implementare suficient de compactă. Operațiile complexe de procesare de semnal, cum ar fi algoritmi CORDIC (Coordinate Rotation Digital Computer), care nu pot fi implementate în mod eficient în cadrul DSP-urilor, pot avea implementări hardware specializate pentru anumite tipuri de semnale, atunci când sunt implementate cu ajutorul circuitelor de tip FPGA.

Dezavantajul folosirii circuitelor de tip FPGA constă în aceea că definirea conținutului nu este realizată folosind limbaje de programare tradiționale, cum ar fi limbajul C, ci folosind limbajul VHDL, orientat spre definirea arhitecturii hardware și a funcționalității. În plus, implementările folosind circuite de tip FPGA tind să necesite o cantitate mai mare de energie, și sunt, de asemenea, mai costisitoare decât procesoarele digitale de semnal.

Toate cele trei categorii de circuite menționate necesită o cantitate semnificativă de memorie externă. De exemplu, un procesor de uz general poate avea mai mult de 128 MB de memorie externă, pentru a putea suporta un set complex de protocoale necesar în cazul sistemelor moderne de telefonie.

Echipamentele SDR moderne cuprind o combinație între aceste trei alternative de resurse hardware, pentru a putea permite implementarea unei game cât mai largi de aplicații, păstrând în același timp la un nivel rezonabil cantitatea de resurse consumate. Circuitele integrate dedicate unor aplicații specifice (ASIC) nu sunt în mod uzual folosite în componența echipamentelor SDR, datorită faptului că resursele necesare pentru procesarea de semnal nu pot fi reprogramate în acest caz pentru a asigura implementarea de funcționalități pentru noi forme de undă.

1.4 STRUCTURA ȘI OBIECTIVELE LUCRĂRII

Teza de doctorat își propune să evalueze gradul de ocupare a spectrului de radiofrecvență în prezent și să analizeze posibilitățile de îmbunătățire a eficienței de folosire a spectrului prin intermediul accesului dinamic la spectru, folosind principii caracteristice conceptului radio cognitiv (CR).

În primul capitol este justificată necesitatea existenței unor echipamente radio reconfigurabile și este prezentat un scurt istoric al proiectelor care au avut ca scop dezvoltarea de echipamente radio definite prin software (SDR). Este, de asemenea, prezentată arhitectura generică a unui astfel de echipament, atât din punct de vedere hardware, cât și din punct de vedere software, iar în final este discutată problema alocării resurselor disponibile în cadrul unei platforme SDR.

Capitolul 2 tratează subiectul tehnologiei radio cognitiv (CR), fiind definit conceptul și schițată evoluția echipamentelor CR, punându-se accent pe platforme de acest tip dezvoltate până în prezent în diverse centre universitare și în industrie. O arhitectură generică pentru un echipament CR, precum și o multitudine de aplicații în care astfel de echipamente ar putea fi utilizate sunt prezentate în continuare. Este realizată, de asemenea, o sinteză a standardelor în care sunt înglobate elemente specifice tehnologiei radio cognitiv, cu accentul pus pe procesul de detecție spectrală, care va fi detaliat în continuare.

Diferitele metode de detecție spectrală sunt prezentate pe larg în cadrul capitolului 3. Pentru fiecare dintre metodele enumerate sunt detaliate elementele teoretice care stau la baza respectivei metode, o schemă de principiu a unui detector bazat pe respectiva metodă, precum și avantajele și dezavantajele metodei. În finalul capitolului sunt prezentate metode mixte de detecție, care încearcă să profite de avantajele oferite de multiple metode clasice, pentru a oferi performanțe superioare, necesitând în același timp un număr redus de resurse de calcul.

Capitolul 4 prezintă rezultatele unor campanii de măsurători efectuate în vederea evaluării gradului de ocupare a spectrului de radiofrecvență în România, folosind metoda detecției de energie. Măsurătorile au fost realizate atât într-un mediu urban (București), cât și într-un mediu rural (Măneciu), pentru intervale de timp de 48 ore, atât în zile lucrătoare, cât și în zile de sfârșit de săptămână. Este descrisă configurația setului de măsură, cât și metodologia utilizată pentru obținerea rezultatelor, acestea fiind analizate din perspectiva utilizării spectrului disponibil de către echipamente radio cognitiv. Sunt prezentate, de asemenea, rezultate obținute de diferite alte campanii de măsurători realizate în alte zone geografice.

O trecere în revistă a diferitelor platforme SDR care au fost luate în considerare în momentul alegerii unei platforme pentru implementarea aplicației de detecție spectrală este realizată în capitolul 5. Sunt analizate avantajele și dezavantajele fiecărei variante, fiind prezentat și un tabel comparativ cu caracteristicile acestora. Având în vedere alegerea unei platforme din familia USRP produsă de Ettus Research, este realizată o descriere detaliată a produselor din cele trei serii ale familiei. În final este justificată alegerea platformei USRP-N210 prin prisma satisfacerii criteriilor de performanță necesare pentru aplicația specificată.

În cadrul capitolului 6 este prezentată, în detaliu, platforma USRP-N210. Descrierea este efectuată la nivel de schemă bloc, fiind enumerate diferitele posibilități de interconectare ale modulului. Sunt enumerate o serie de module de radiofrecvență compatibile cu modulul USRP folosit, iar pentru modulele WBX și XCVR2450 sunt date detalii legate de arhitectură și performanțe. Este prezentată modalitatea de prelucrare a semnalului recepționat în interiorul plăcii de bază din cadrul platformei, fiind specificate limitările introduse de interfața cu calculatorul gazdă. Pentru performanțe superioare în ceea ce privește stabilitatea semnalelor de ceas și sincronizarea între mai multe echipamente similare este descris și un

modul GPSDO compatibil cu platforma USRP. Având în vedere faptul că un aspect deosebit de important în momentul alegerii unei anumite platforme de tip SDR este suportul software existent, este realizată o prezentare a mediului de dezvoltare GNU Radio, unul dintre cele mai populare instrumente disponibile pentru implementarea de soluții SDR. Sunt enumerate diferitele categorii de componente disponibile, este descrisă structura unui graf de semnal, precum și interfața grafică GNU Radio Companion (GRC). În finalul capitolului sunt expuse principalele caracteristici ale driverului universal folosit pentru modulele USRP (UHD).

Capitolul 7 cuprinde o descriere detaliată a unui senzor de detecție spectrală implementat cu ajutorul platformei USRP-N210. Este prezentată structura aplicației, precum și a diferitelor elemente care o compun, cum ar fi aplicația GNU Radio folosită pentru captarea informațiilor și interfața grafică MATLAB utilizată pentru afișarea rezultatelor obținute. Sunt discutate, de asemenea, aspecte legate de optimizarea implementării, cum ar fi eliminarea componentelor parazite introduse de modulul de radiofrecvență și alegerea unei valori optime pentru rata de decimare.

În ultimul capitol sunt prezentate concluziile generale rezultate în urma activității de cercetare desfășurată pe parcursul stagiului de pregătire doctorală, sunt enumerate contribuțiile personale ale autorului și sunt descrise diferite posibile direcții de continuare a cercetării.

Capitolul 2. TEHNOLOGIA RADIO COGNITIV

2.1 DEFINIȚIA CONCEPTULUI DE RADIO COGNITIV

După cum a fost prezentat în capitolul introductiv, apariția și dezvoltarea echipamentele radio definite prin software a reprezentat etapa premergătoare pentru apariția tehnologiei radio cognitiv. Un echipament radio definit prin software este capabil să funcționeze folosind diverse tehnologii de acces radio și poate să opereze în diferite benzi de frecvență, însă configurația unui astfel de echipament trebuie realizată manual, prin intermediul utilizatorului. Echipamentele SDR nu sunt capabile să se reconfigureze automat, fără o intervenție din exterior.

Introducerea termenului de radio cognitiv a fost făcută de către J. Mitola în anul 1999 în [3] și în alte publicații. Conceptul inițial era cel al unui echipament radio auto-configurabil, realizat prin intermediul adăugării unor funcții de raționament unui echipament radio definit prin software, permițând astfel obținerea nu numai a unui echipament programabil, ci chiar a unui „educabil”.

O definiție exactă pentru conceptul de radio cognitiv este dificil de stabilit, termenul fiind folosit în prezent pentru o largă varietate de tehnologii care permit echipamentelor radio diverse grade de auto-configurabilitate. Comisia Federală pentru Comunicații (FCC) din SUA definește un echipament radio cognitiv ca un echipament radio care își poate schimba parametrii de emisie în funcție de interacțiunea cu mediul în care operează. În [8] S. Haykin oferă o definiție mai generală, echipamentul CR fiind definit ca un echipament radio care este conștient de mediul înconjurător și printr-un proces de învățare își modifică în mod adaptiv parametrii cu scopul de a asigura o comunicație sigură și eficientă din punct de vedere spectral.

Prin analogie cu procesul mental de cogniție, a fost propus un ciclu cognitiv prin care un astfel de echipament radio să se poată reconfigura automat printr-un permanent proces de conștientizare, percepție, raționament și luare a deciziilor. În figura 2.1 este prezentată structura unui astfel de ciclu cognitiv [9]. Se observă că în cadrul unui astfel de ciclu sunt incluse detectarea zonelor libere din cadrul spectrului de frecvență, selectarea benzilor optime dintre benzile de frecvență disponibile, coordonarea accesului la spectru cu alți utilizatori, precum și eliberarea acestora în momentul în care un utilizator licențiat își face simțită prezența.

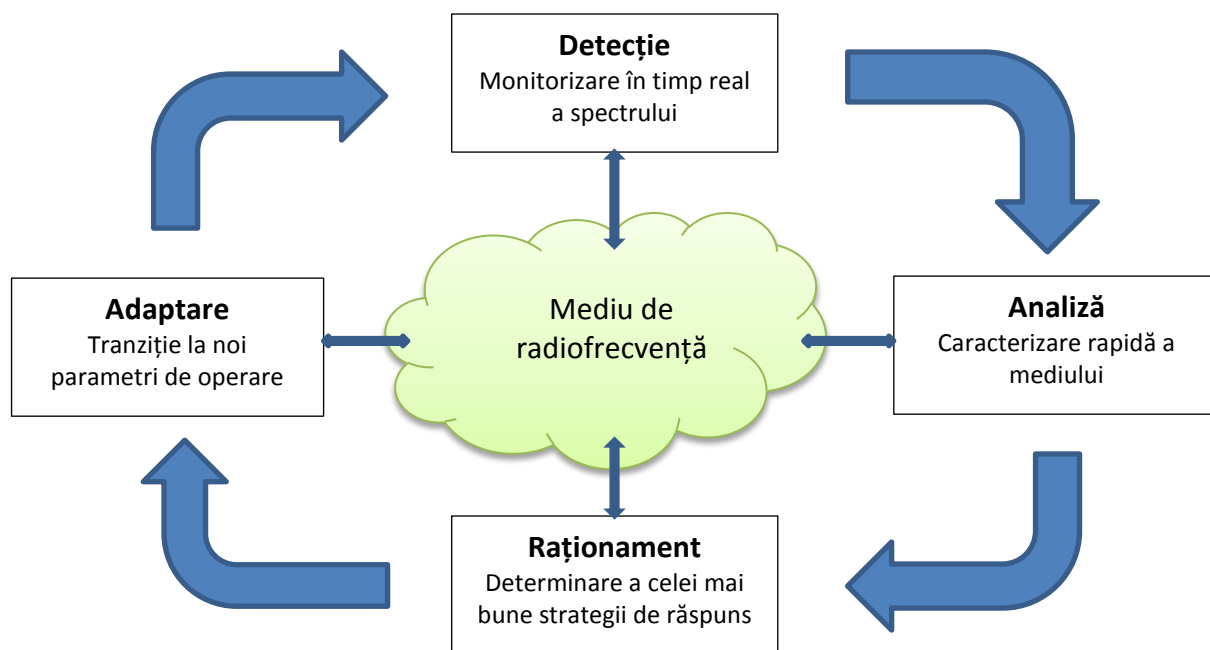


Fig. 2.1 - Ciclul cognitiv.

Având în vedere cele menționate anterior, rezultă că din punctul de vedere funcțional un echipament radio cognitiv trebuie să posede cel puțin următoarele caracteristici [10]:

- *Flexibilitate și agilitate*, capacitatea de a schimba tehnologia de acces radio precum și alți parametri pe parcursul funcționării; acest aspect este asigurat având în vedere că echipamentele CR sunt construite în jurul unui nucleu de tip SDR;
- *Detecție spectrală*, abilitatea de a monitoriza și măsura starea spectrului de radiofrecvență, incluzând gradul de ocupare spectrală;
- *Capacitate de învățare și adaptare*, abilitatea de a analiza informațiile primite prin intermediul a diverși senzori, de a recunoaște structuri tipice și de a-și modifica comportamentul pe baza unei analize a unei noi situații, nu numai pe baza unor algoritmi standard, ci și ca rezultat al unui proces de învățare.

2.2 EVOLUȚIA ECHIPAMENTELOR RADIO COGNITIV

Cu toate că bazele conceptului de radio cognitiv au fost puse odată cu articolele scrise de J. Mitola în anul 1999, încă din anul 1995 au fost derulate campanii de măsurători în scopul determinării gradului de ocupare al spectrului de radiofrecvență, atât în benzi licențiate cât și în benzi nelicențiate. Cercetările inițiale au fost orientate către accesul dinamic la spectru (DSA) și utilizarea acestuia de către utilizatori nelicențiați, în momentul în care utilizatorii licențiați nu sunt prezenți. Printre proiectele de cercetare din această perioadă se pot enumera MILTON, SPECTRUM și URA [10].

Cel mai important proiect în domeniul managementului și a politicilor de acces la spectru a fost proiectul XG (neXt Generation program), finanțat de către Agenția pentru proiecte de cercetare avansate în domeniul apărării din SUA (DARPA) [9]. Principalul scop al

proiectului XG a fost studierea tehnologiilor și a conceptelor de sistem care să permită realocarea dinamică a spectrului de radiofrecvență, în special pentru aplicații în domeniul militar. Având în vedere succesul de care s-a bucurat proiectul în faza sa inițială, s-a continuat cercetarea în vederea exploatării avantajelor aduse de echipamente radio cognitiv pentru o gamă mai largă de aplicații.

În ceea ce privește activitățile de standardizare, au existat trei grupuri principale care au fost lucrat pentru elaborarea de tehnologii și arhitecturi radio reconfigurabile:

- IEEE 802.22 (WRAN) este un standard care, bazându-se pe tehnici radio cognitiv, propune rețele de acces de bandă largă pentru zone greu accesibile, cu densitate redusă de populație, folosind spațiile libere din benzile de frecvență alocate pentru difuzarea de televiziune; standardul trebuia să fie gata încă din primul trimestru al anului 2010, însă a fost publicat de-abia în iulie 2011; este standardul cel mai avansat din punctul de vedere comercial dintre cele trei;
- DySPAN (fost SCC41, fost IEEE P1900) este un comitet de standardizare sponsorizat de către IEEE, elaborează standarde pentru managementul dinamic al spectrului de radiofrecvență, numerotate sub forma IEEE 1900.X;
- Comitetul tehnic pentru standardizarea sistemelor radio reconfigurabile (RRS), grup aflat sub tutela Institutului European pentru Standarde în Telecomunicații (ETSI), creat cu scopul de a elabora standarde care să îmbunătățească modul de folosire a spectrului de radiofrecvență.

Cu toate că literatura științifică legată de domeniul radio cognitiv este extrem de bogată, în majoritatea publicațiilor accentul este pus pe aspecte teoretice și numai o mică parte dintre ele au fost verificate în practică. Cu toate acestea, o serie de platforme radio cognitiv experimentale au fost dezvoltate în centre de cercetare universitare sau de către firme din domeniul telecomunicațiilor [9].

Cercetătorii de la *Universitatea din Berkeley, California*, au realizat experimente folosind o platformă numită Berkeley Emulation Engine 2 (BEE2) [11], pentru a compara diferite tehnici de detecție spectrală și pentru a dezvolta metrice și scenarii care să permită evaluarea performanțelor obținute în domeniul detecției. Prin performanțe în acest domeniu se înțelege o protecție suficientă oferită utilizatorilor licențiați (primari), în sensul că echipamentul CR trebuie să detecteze prezența utilizatorilor primari într-un timp cât mai scurt și cu o probabilitate de alarmă falsă cât mai redusă, și trebuie să elibereze banda respectivă de frecvență cât mai rapid. Modulele BEE2 aveau posibilitatea să folosească până la 18 module frontale de radiofrecvență diferite, ceea ce permitea realizarea de experimente cu mulți utilizatori primari.

Rezultatele obținute folosind platforma BEE2 pentru realizarea unei detecții de energie și unei detecții de tip cooperativ au fost prezentate în [12]. Au fost evidențiate fezabilitatea acestei metode, dar și limitele de performanță care se pot obține în practică în condiții de zgomot și interferențe. A fost măsurat și timpul necesar pentru efectuarea detecției la parametri fixați în ceea ce privește probabilitățile de detecție și de alarmă falsă, în condițiile în care raportul semnal-zgomot are valori scăzute. S-a evaluat și valoarea minimă detectabilă a semnalului în condițiile în care există incertitudini cu privire la nivelul zgomotului și al interferențelor la recepție. În urma experimentelor au fost constatate îmbunătățiri ale

performanțelor de detecție în momentul în care a fost folosită o detecție de tip cooperativ și au fost cuantificate efectele separării în domeniul spațiu între echipamente pentru scenarii în interiorul clădirilor. În [13] a fost analizată și situația detecției folosind metoda exploatării caracteristicilor de ciclostacionaritate ale semnalelor (metodă detaliată în cadrul capitoului 3), fiind demonstrat, prin mijloace experimentale, că este necesară o sincronizare strictă între semnalul de ceas folosit pentru eșantionare la detecție și semnalul care urmează a fi detectat, rezultând că această metodă de detecție este utilă pentru cazuri în care valoarea raportului semnal zgomot este scăzută.

Cercetători de la *Universitatea Virginia Tech* au propus în [14] și [15] un motor cognitiv bazat pe un algoritm genetic distribuit, astfel încât nivelele fizic și MAC să beneficieze de caracteristici specifice echipamentelor radio cognitiv. Informațiile despre spectrul de radiofrecvență și locația utilizatorilor sunt utilizate pentru a realiza o clasificare a situațiilor întâlnite și pentru a alege potențiale configurații radio.

Utilizând acest motor cognitiv a fost realizat un experiment prezentat în [16], context în care au fost puse în evidență beneficiile aduse de conceptul radio cognitiv prin partajarea dinamică a spectrului. Experimentul a fost desfășurat în banda ISM de 5.8 GHz, pentru care a fost comparată utilizarea spectrului de către echipamente 802.11 a/g cu versiunea radio cognitiv a unui astfel de modem radio WLAN. În cazul versiunii CR, nivelul fizic OFDM permite schimbarea dinamică a canalului folosit în funcție de locație și de nivelul interferențelor, iar utilizatorii pot alege un punct de acces în funcție de gradul de încărcare al acestuia și de raportul semnal-interferență. Prin monitorizarea permanentă a spectrului de radiofrecvență și prin luarea în timp real a deciziilor legate de banda de frecvență folosită, în cazul prototipului CR au fost obținute valori ale raportului semnal-interferență cu 20 dB mai bune decât în cazul echipamentelor 802.11 clasice.

Un experiment în care s-a testat coexistența utilizatorilor primari și secundari într-o bandă de frecvență comună a fost descris în [17]. S-a demonstrat că în cea mai defavorabilă situație, caz în care nu există spații de gardă între domeniile de frecvență folosite de utilizatorii primari și secundari, legătura dintre utilizatorii primari este minimal afectată în momentul în care parametrii transmisiunilor dintre utilizatorii secundari sunt modificate în mod corespunzător.

Un grup de cercetători de la *Universitatea Rutgers* au construit un sistem denumit ORBIT (Open Access Research Testbed for Next-Generation Wireless Networks) pentru efectuarea de experimente în domeniul CR [18]. În cadrul sistemului ORBIT a fost construit un emulator radio pentru experimente controlate în locații indoor, precum și o rețea pentru evaluări în scenarii outdoor cât mai aproape de realitate. Câteva dintre aspectele cheie legate de arhitectura rețelelor CR, cum ar fi agilitatea în frecvență, scanarea rapidă a spectrului pentru multiple benzi de frecvență, adaptarea rapidă a nivelului fizic și protocoale flexibile la nivelul MAC sunt discutate în [19]. O platformă CR extrem de performantă bazată pe aspectele menționate anterior se află încă în dezvoltare în cadrul proiectului ORBIT. Din punctul de vedere software, platforma este bazată pe blocurile open-source GNU radio, iar din punctul de vedere hardware sunt folosite acceleratoare pentru a obține gradul necesar de programabilitate la fiecare nivel.

Un studiu experimental legat de detecția spectrală folosită pentru localizarea emițătoarelor folosind senzori cu capabilități CR a fost descris în [20]. Senzorii nu pot detecta

decât o bandă limitată de frecvență la un anumit moment de timp, dar folosind tehnici de triangulație bazate pe puterea detectată de fiecare senzor au putut fi detectate multiple emițătoare folosind aceeași bandă de frecvență și a putut fi determinat gradul de ocupare spectrală dintr-un set de benzi de frecvență.

Un prototip CR implementat folosind dispozitive 802.11 disponibile comercial este cel prezentat în [21]. Prototipurile de senzori au fost construite folosind plăci WLAN bazate pe chipset-uri Atheros, modificând driverele acestora astfel încât să fie înglobate elementele necesare pentru realizarea detecției spectrale. Folosind aceste prototipuri au putut fi analizate probleme esențiale legate de detecția spectrală, cum ar fi modalitatea de alegere a pragului de detecție în cazul detecției de energie, caracterizarea traficului realizat de utilizatorii secundari sau metode de planificare a priorității de detecție.

2.3 ARHITECTURA GENERICĂ A UNUI ECHIPAMENT RADIO COGNITIV

După cum a fost specificat în paragraful 2.1, din punctul de vedere funcțional un echipament radio cognitiv trebuie să aibă capacitatea de a suporta multiple tehnologii de acces radio, trebuie să monitorizeze permanent starea spectrului de radiofrecvență și trebuie să aibă capacitatea de a învăța și de a se adapta schimbărilor care intervin în mediul înconjurător.

Unul dintre cele mai simple modele pentru a descrie un astfel de echipament, model care descrie în același timp și relația dintre un echipament CR și un echipament SDR, este prezentat în figura 2.2 [22].

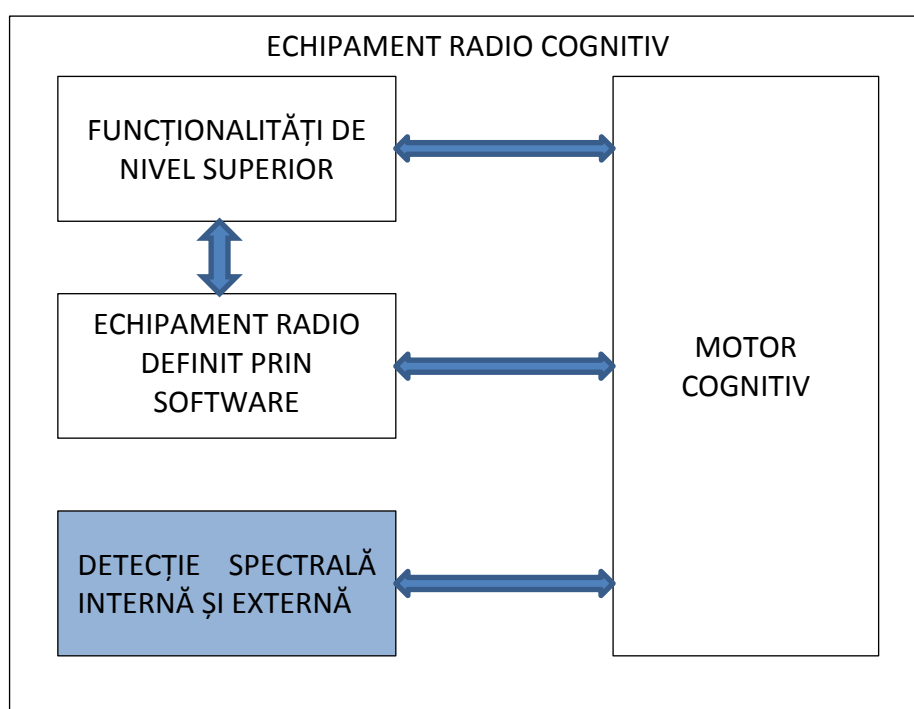


Fig. 2.2 - Arhitectura unui echipament radio cognitiv

Analizând figura se poate observa că echipamentul CR este construit în jurul unui nucleu constituit de către echipamentul SDR, la care este adăugat un motor cognitiv, precum și funcționalități suplimentare necesare pentru luarea deciziilor, cum ar fi blocul de detecție spectrală.

Nucleul SDR reprezintă o platformă radio generică extrem de flexibilă, capabilă să funcționeze într-o gamă largă de benzi de frecvență și să folosească numeroase tipuri diferite de modulație, prin urmare asigură compatibilitatea echipamentului CR cu multiple sisteme de comunicații și tehnologii de acces multiplu.

Motorul cognitiv are rolul de a controla și optimiza nucleul SDR pe baza unor parametri, cum ar fi informațiile furnizate de blocul de detecție spectrală, elemente învățate legate de mediul radio înconjurător, starea rețelei sau necesitățile utilizatorului. Motorul cognitiv este conștient de resursele hardware și de capabilitățile nucleului SDR și pe baza informațiilor pe care le are la dispoziție încercă să satisfacă cerințele venite de la nivelele superioare cu resursele pe care echipamentul le are la dispoziție.

2.4 STANDARDE CARE ÎNGLOBEAZĂ ELEMENTE SPECIFICE TEHNOLOGIEI RADIO COGNITIV

Odată cu dezvoltarea conceptului de radio cognitiv și a elementelor specifice care îl caracterizează, au existat eforturi în direcția standardizării acestora. În continuare sunt prezentate diferite standarde care conțin elemente specifice tehnologiei radio cognitiv.

2.4.1 Standardul IEEE 802.22 pentru rețele regionale de acces (WRAN)

Standardul IEEE 802.22 [23] a fost creat în urma reglementărilor propuse de Comisia Federală de Comunicații (FCC) din SUA, ce menționau posibilitatea de a oferi acces utilizatorilor secundari la spectrul alocat serviciilor de televiziune, prin utilizarea de elemente specifice tehnologiei radio cognitiv. În afara serviciului TV, numit și serviciu primar, FCC a permis operarea în canalele TV libere și a altor servicii precum microfoane fără fir, PLMSR (Public Land Mobile Radio Services) și CMSR (Commercial Mobile Radio Services), cu condiția evitării interferențelor.

În timp ce principalele eforturi de dezvoltare comercială a tehnologiilor CR sunt depuse în principal în Statele Unite, scopul IEEE 802.22 este de a defini un standard internațional care ar putea opera în orice regim de reglementare. Prin urmare, actualul proiect 802.22 identifică gama de frecvențe de operare din America de Nord între 54 și 862 MHz, existând și o dezbatere pe tema extinderii gamei operaționale în domeniul 41-910 MHz. De asemenea, cum nu există o uniformitate la nivel mondial pentru împărțirea pe canale a serviciilor TV, standardul trebuie să acomodeze diferitele lățimi de bandă folosite pentru canale TV (6, 7 și 8 MHz).

Sistemul 802.22 specifică o interfață radio cu ajutorul căreia se creează o topologie fixă de tip punct-multipunct, care permite unei stații de bază să își administreze propria celulă și toate echipamentele clienților (Customer-Premises Equipment - CPE) asociate, așa cum este ilustrat în figura 2.3 [24]. Stația de bază (BS) controlează accesul la mediu în celula sa și transmite pe legătura descendentă către diferiții CPE care răspund stațiilor de bază pe legătura ascendentă. Pentru a asigura protecția serviciilor primare (TV) în cadrul sistemului 802.22, între BS și CPE se stabilește o relație de tip master/slave strictă, unde sclavul este CPE. Nici un CPE nu are voie să transmită înainte de a primi autorizația de la stația de bază, care controlează toate caracteristicile RF (modulație, codare, frecvențe de operare) folosite de către CPE. În plus față de rolul tradițional al unei stații de bază, o stație de bază 802.22 are și

rolul de a administra un proces de detecție spectrală distribuită. Acest proces este necesar pentru a putea asigura protecția utilizatorilor primari, el fiind controlat de stația de bază, care comandă diferitele echipamente ale clienților să efectueze activități de măsurare distribuite. Pe baza informațiilor primite, stația de bază decide dacă sunt necesare schimbări ale caracteristicilor operaționale și pașii ce trebuie urmați [25].

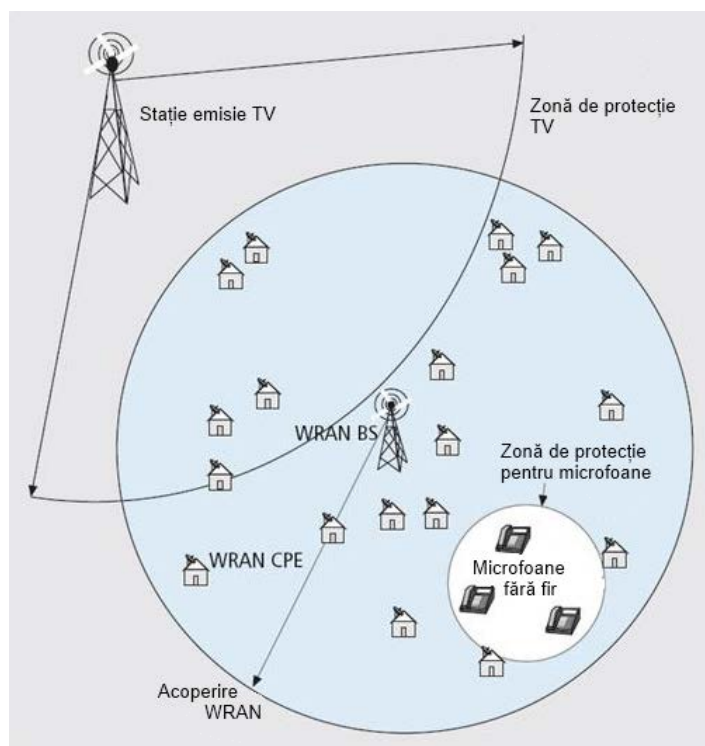


Fig. 2.3 - Topologia punct-multipunct prevăzută în cadrul standardului 802.22 pentru crearea de rețele regionale de acces (WRAN) [24]

Pentru ca o celulă 802.22 să poată opera fără a cauza interferențe utilizatorilor tradiționali, stația de bază trebuie să își instruiască echipamentul CPE asociat să realizeze măsurători periodice, în bandă sau în afara benzii. Măsurătorile în bandă se referă la banda folosită de stația de bază pentru a comunica cu echipamentele CPE, iar măsurătorile în afara benzii se referă la toate celelalte canale.

Pentru măsurătorile în bandă, stația de bază trebuie să elibereze periodic canalul (să oprească transmisiunile pe el), pentru ca operațiunile de detecție a utilizatorilor primari să poată fi derulate, dar acest lucru nu este necesar și în cazul măsurătorilor în afara benzii. Pentru a constata prezența utilizatorilor tradiționali, dispozitivele 802.22 trebuie să detecteze semnale cu un nivel al raportului semnal zgomot foarte scăzut și cu o anumită acuratețe, care ar trebui controlată dinamic de stația de bază. Deoarece aceste măsurători trebuie făcute la nivele SNR scăzute, se presupune că detecția semnalelor TV se realizează necoerent, adică nu este asumată o sincronizare.

Pe durata activităților de măsurare în bandă echipamentele CPE nu vor putea comunica cu stațiile de bază, ceea ce afectează performanțele sistemului. Cu cât măsurătorile durează mai mult, cu atât performanțele sunt înrăutățite (ex: pierderea oportunității de acces, consum mai mare de energie etc.). În funcție de diverșii algoritmi de detecție disponibili la echipamente clienților, măsurătorile pot dura perioade diferite de timp. Stația de bază trebuie

să indice ce echipamente să efectueze măsurători, pe ce canale, pentru cât timp și cu ce probabilitate de detecție. În plus, pentru condiții optime de operare, este posibil ca stația de bază să nu necesite ca fiecare CPE să realizeze aceleași activități de măsurare. Mai degrabă, ar putea folosi algoritmi care să distribuie sarcinile între echipamentele CPE și care să folosească valorile măsurate pentru a crea o hartă de ocupare a spectrului în întreaga celulă. Valorile măsurătorilor efectuate de către echipamentele CPE se întorc la stația de bază care le analizează și ia decizii, dacă este necesar. Toate aceste aspecte legate de durata și frecvența activităților de măsurare, ce dispozitive trebuie să realizeze măsurătorile și ce canale trebuiesc măsurate sunt administrate de către nivelul MAC. Tot aici sunt incluse și seturi de funcții ce permit administrarea eficientă a spectrului. Operațiuni precum schimbarea între canale, funcționarea canalului într-o manieră “suspend/resume”, comenzi de tipul “add/remove channel” sunt printre multitudinea de acțiuni pe care nivelul MAC va trebui să le realizeze în vederea garantării protecției utilizatorilor primari și a coexistenței eficiente.

În cazul în care un operator tradițional este detectat de BS, aceasta poate să ia măsurile corespunzătoare pentru a evita interferența, dar atunci când un CPE detectează un operator tradițional, el trebuie să raporteze acest lucru stației de bază. Pentru aceasta, nivelul MAC include *mesaje de cerere pentru măsurarea canalului* și *mesaje pentru raportul măsurătorilor*, care permit BS să dețină controlul deplin asupra detecției utilizatorilor și proceselor de notificare în celula pe care o servește [10]. Stația de bază poate utiliza, de asemenea, cadre de gestionare pentru a solicita CPE-urilor să efectueze alte tipuri de măsurători, cum ar fi detectarea altor rețele WRAN și alte măsurători legate de performanțe. Stația de bază este în același timp responsabilă și de alocarea resurselor pentru US (upstream), necesare CPE-urilor pentru a-și transmite rapoartele de măsură după încheierea procesului de detecție. În cazul în care un CPE a detectat prezența unor utilizatori primari, dar nu i-a fost alocată suficientă bandă US pentru a își putea trimite măsurătorile către stația de bază, el poate folosi câmpurile pentru notificări UCS (Urgent Coexistence Situation) din subcadrul de US pentru a informa BS despre această situație. CPE folosește un mecanism pe bază de dispută, pentru a transmite un mesaj UCS care să indice faptul că un operator primar a fost detectat pe canal. Prin combinarea mesajelor UCS cu rezultatele obținute de CPE-uri în faza de detecție, stația de bază poate reacționa mai eficient și în timp util în prezența semnalelor de la utilizatori primari.

După cum s-a precizat, nivelul MAC 802.22 folosește un mecanism cu perioade de inactivitate (QP - *quiet periods*) pentru măsurătorile în bandă, mecanism ilustrat în Figura 2.4. El este compus din două etape ce au timpi de execuție diferiți: *detecție rapidă* și *detecție fină* [24].

Detecția rapidă este o etapă ce se desfășoară pe una sau mai multe perioade scurte de măsură. În acest caz, se folosește un algoritm rapid de detecție (ex: detecția de energie). În mod tipic, această etapă se execută foarte rapid (1ms/canal) și poate fi astfel foarte eficientă. Rezultatul măsurătorilor efectuate de toate CPE-urile și BS în această etapă sunt centralizate în BS, care decide apoi dacă mai este necesară următoarea etapă de detecție fină. De exemplu, dacă în etapa de detecție rapidă se ajunge la concluzia că energia din canalul măsurat este mereu sub un anumit prag limită, stația de bază poate decide anularea următoarei etape de detecție fină programată.

Detecția fină este o etapă a cărei necesitate este determinată dinamic de către BS pe baza rezultatelor din etapa anterioară. În această etapă se execută măsurători mai detaliate asupra canalelor vizate. Uzual, algoritmi folosiți în acest stadiu pot avea timpii de execuție de ordinul zecilor de milisecunde pentru fiecare canal, deoarece se caută caracteristici particulare pentru semnalele primare transmise. Totuși, considerând faptul că stațiile TV nu emit intermitent, mecanismul se dovedește a fi eficient.

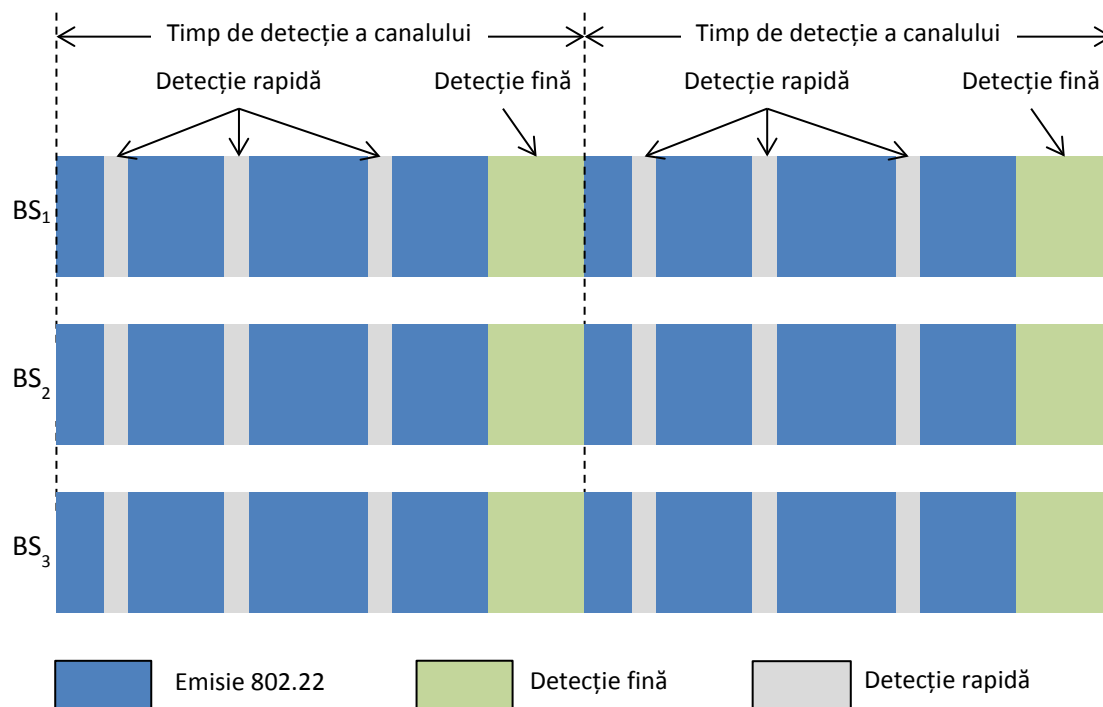


Fig. 2.4 - Mecanismul de detecție în două etape propus în cadrul standardului IEEE 802.22 [24]

În mod evident, posibilitatea de a avea mai multe celule 802.22 care se suprapun într-o regiune geografică ar putea compromite această abordare bazată pe perioade de inactivitate. Pentru a depăși această problemă, sistemul 802.22 include un algoritm eficient prin care se poate realiza sincronizarea stațiilor de bază din celulele suprapuse, realizându-se astfel și sincronizarea perioadelor de inactivitate, ceea ce permite în mod implicit o derulare optimă a procesului de detecție spectrală.

Din punctul de vedere al cerințelor legate de performanțele procesului de detecție spectrală impuse prin standardul 802.22, în tabelul 2.1 sunt sintetizate principalele caracteristici pe care un echipament trebuie să le îndeplinească [25].

Tabelul 2.1 - Parametri de performanță a detecției impuși de standardul IEEE 802.22

Parametru	Televiziune digitală	Microfoane fără fir
Timp de detecție a canalului	≤ 2 secunde	≤ 2 secunde
Timp de eliberare a canalului	2 secunde	2 secunde
Prag de detecție (sensibilitate necesară)	-116 dBm (pentru o bandă de 6 MHz)	-107 dBm (pentru o bandă de 200 kHz)
Probabilitatea de detecție	0,9	0,9
Probabilitatea de alarmă falsă	0,1	0,1

2.4.2 Standardul IEEE 802.11h

Standardul IEEE 802.11h [26], elaborat de către IEEE 802.11 Working Group în anul 2003 și integrat ulterior în standardul complet IEEE 802.11-2007, prevede adăugarea peste funcționalitățile 802.11 standard pentru nivelele fizic și MAC [27] a două mecanisme suplimentare, selecția dinamică a frecvenței (DFS) și controlul puterii de emisie (TPC). Cele două mecanisme sunt impuse pentru echipamentele 802.11 care operează în banda de 5 GHz, în vederea coexistenței acestora cu sisteme radar și de satelit care operează în aceleași benzi de frecvență.

Atât în cazul mecanismului DFS, cât și în cazul mecanismului TPC, standardul 802.11h definește doar procedurile și protocoalele necesare nu și implementarea propriu-zisă a acestora, algoritmi folosiți în acest scop fiind dependenți de producătorul echipamentului.

În cadrul standardului sunt definiți parametri de performanță care trebuie respectați de către echipamentele care sunt conforme standardului 802.11h. În tabelul 2.2 sunt prezentate principalele caracteristici pe care un astfel de echipament trebuie să le prezinte [28].

Tabelul 2.2 - Parametri de performanță impuși de standardul IEEE 802.11h [28]

Parametru	Valoare
Perioadă de verificare a disponibilității canalului	60 secunde (10 minute pentru canalele din banda 5600 – 5650 MHz)
Perioadă maximă de verificare a disponibilității în afara canalului	4 ore (24 ore pentru canalele din banda 5600 – 5650 MHz)
Timp de eliberare a canalului	10 s
Timp de închidere a conexiunii	1 s
Perioadă de neocupare	30 minute

În continuare este prezentat un exemplu de algoritm folosit pentru implementarea selecției dinamice a frecvențelor pentru un sistem de tip infrastructură conform cu standardul 802.11h [29].

În cadrul algoritmului pot fi definite două faze, o fază de inițializare și o fază normală de funcționare a algoritmului. În cadrul fazei de inițializare, punctul de acces (AP) execută o procedură de scanare completă a tuturor canalelor. Pe baza rezultatelor acestor măsurători, AP-ul selectează pentru comunicație un canal în a cărui bandă de frecvență nu a fost sesizat nici un utilizator primar. Mai mult, AP-ul încearcă să evite și folosirea canalelor care sunt deja ocupate de utilizatori secundari (alte sisteme de tip 802.11a/h).

Odată finalizată faza de inițializare, pe frecvența care a fost aleasă anterior AP-ul începe să emită cadre *beacon* astfel încât clienții să îi poată detecta prezența și să se poată asocia cu AP-ul. Algoritmul DFS folosit pe parcursul fazei normale de funcționare este descris prin intermediul diagramei de stări din figura 2.5.

Sistemul rămâne în regimul normal de funcționare până la expirarea timpului la care o nouă măsurătoare a canalului trebuie efectuată sau dacă calitatea legăturii pe canalul curent este degradată, ceea ce sugerează posibila apariție a unor surse de interferență. În cazul expirării timer-ului, noua stare va fi cea de test DFS al canalului, ceea ce presupune verificarea de către AP a stării canalului curent. Dacă starea canalului propriu este în continuare satisfăcătoare, sistemul trece din nou în starea de regim normal de funcționare; în caz contrar, AP-ul va trece în starea test DFS complet, efectuând o scanare completă a tuturor

canalelor. Pe baza rezultatelor acestor măsurători, AP ia decizia de schimbare a canalului, sau, dacă nu a fost găsită o altă frecvență care să ofere condiții mai bune, se întoarce în starea de regim normal de funcționare. În cazul în care a fost găsită o frecvență mai bună, sistemul trece în starea de schimbare a frecvenței, ceea ce presupune activarea tuturor clienților conectați la AP-ul respectiv, anunțarea frecvenței noului canal pe care urmează să se desfășoare comunicația și a momentului de timp când frecvența urmează a fi schimbată. În final, după schimbarea cu succes a frecvenței canalului, sistemul se întoarce în starea de regim normal de funcționare.

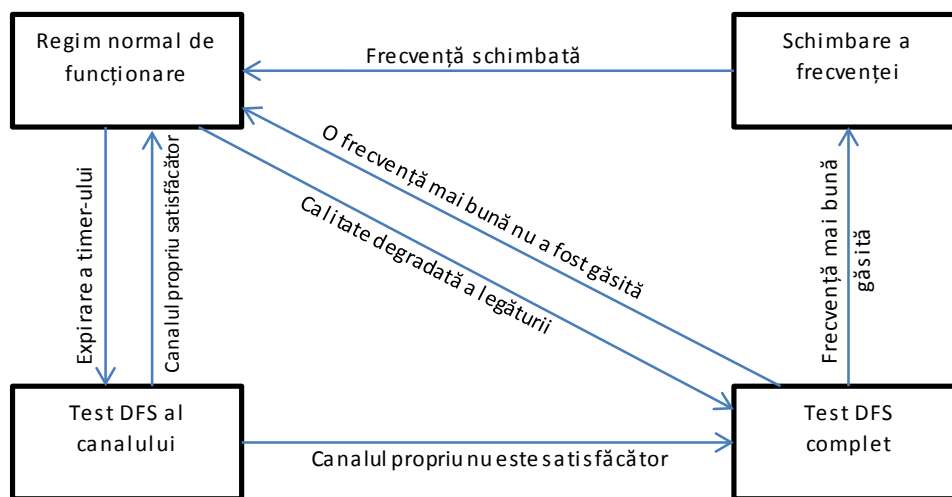


Fig. 2.5 - Diagrama stărilor pentru un algoritm pe baza căruia este implementată selecția dinamică a frecvenței (DFS) [29]

De remarcat că, pe parcursul regimului normal de funcționare, dacă este sesizată o degradare a calității legăturii, sistemul va trece direct în starea de test DFS complet.

Cu toate că scopul pentru care a fost creat standardul a fost acela de a proteja echipamentele care operează în benzile de 5GHz, beneficiile care pot fi obținute în urma implementării standardului sunt mult mai numeroase, printre ele numărându-se reducerea interferențelor și a consumului de energie, îmbunătățirea nivelului de QoS și planificarea automată a alocării frecvențelor.

2.4.3 Standardul IEEE 802.16h

Standardul IEEE 802.16h-2010 [30] reprezintă o extensie a standardului 802.16 care definește rețelele de tip WiMax, în vederea definirii pentru astfel de rețele a unor capacități specifice tehnologiei radio cognitiv care să permită operarea rețelelor 802.16 în benzi nelicențiate.

Sunt propuse două tipuri de mecanisme, de *coexistență necoordonată* (WirelessMAN-UCP), care nu presupune o interacțiune între diferitele sisteme și este astfel potrivit pentru sisteme eterogene, și de *coexistență coordonată* (WirelessMAN-CX), care necesită o coordonare a sistemelor învecinate în vederea minimizării interferențelor generate.

Într-un scenariu real, o rețea de tip WiMax poate coexista într-o anumită bandă de frecvență atât cu utilizatori licențiați (denumiți în cadrul standardului *specific spectrum users*),

precum și cu alți utilizatori nelicențiați (denumiți în cadrul standardului *non specific spectrum users*). Nivelul de interferență pe care o rețea WiMax îl poate cauza diferă în funcție de aceste clase de utilizatori. În cadrul standardului 802.11h sunt definite trei posibile nivele de interferență:

- **Interferență acceptabilă:** nu produce degradare a performanțelor unui receptor pentru un anumit tip de modulație sau/și de codare folosite. Acest tip de interferență este permis atât în cazul utilizatorilor licențiați, cât și în cazul celor nelicențiați;
- **Interferență dăunătoare:** produce o scădere a performanțelor comunicației în termeni de modulație și codare. O astfel de interferență este de evitat în cazul utilizatorilor licențiați, dar poate fi acceptată în cazul utilizatorilor nelicențiați;
- **Interferență distructivă:** caz în care receptorul nu mai este capabil să decodeze semnalul recepționat, pentru oricare dintre tipurile de modulație disponibile la emisie. Acest tip de interferență trebuie evitat.

Pentru a putea asigura aceste nivele acceptate de interferență, în cadrul standardului sunt precizate diferite mecanisme, cum ar fi:

- Testarea canalelor pentru alți utilizatori;
- Întreruperea comunicației după detectarea unei alte activități pe un anumit canal;
- Detectarea altor utilizatori;
- Mecanisme de planificare a testării canalelor;
- Cererea și raportarea de măsurători efectuate de diferite noduri din cadrul rețelei;
- Selectarea și anunțarea unui nou canal.

Cu toate că toate aceste proceduri sunt descrise în mod detaliat în cadrul standardului, parametrii acestora nu sunt specificați și alegerea lor trebuie realizată de instituțiile naționale care reglementează utilizarea spectrului.

Mecanismele de coexistență necoordonată din cadrul standardului 802.16h permit arhitecturi de tip distribuit pentru managementul resurselor radio în cadrul rețelei 802.16 formate dintr-o stație de bază și nodurile care îi sunt subordonate. Fiecare stație de bază posedă o unitate de management distribuit a resurselor radio prin intermediul căreia sunt executate politicile de partajare a spectrului specificate în cadrul standardului 802.16h și care este responsabilă de construcția unei baze de date pentru partajarea informațiilor legate de utilizarea curentă și intențiile viitoare de utilizare a spectrului radio.

Pentru a evita încălcarea pragurilor de interferență impuse de standard, fiecare echipament trebuie să fie identificat prin intermediul unei semnături radio, care poate fi un scurt preambul, putere de vârf, etc. Fiecare emițător își va transmite semnătura radio pe parcursul unui slot temporal lipsit de interferențe. Poziția în timp a acestui slot va fi utilizată pentru identificarea utilizatorului.

Când într-o anumită regiune există mai multe rețele secundare (cazul mecanismelor de coexistență coordonată), ele pot colabora pentru a își coordona momentele la care transmit și a construi o relație de vecinătate. În cadrul standardului 802.16h sunt menționate următoarele mecanisme pentru obținerea unei astfel de coexistențe:

- *Sincronizarea la nivel de cadru MAC*, inclusiv intervale pentru emisie și recepție, pentru a separa transmisiile și a permite operarea în zone sincronizate;

- *Selecția dinamică a canalului (DCS) și selecția adaptivă a canalului (ACS)* pentru descoperirea de frecvențe mai puțin folosite sau cu un nivel de interferență mai scăzut;
- Separarea în domeniul timp a interferențelor care nu pot fi evitate, prin folosirea unui cadru de coexistență, a unei programări coordonate și a unei abordări echilibrate, care să permită folosirea unui canal de frecvență de către mai multe sisteme.

2.4.4 Familia de standarde IEEE 1900.1-7

Interesul manifestat de IEEE în direcția tehnologiei radio cognitiv a fost materializată prin inițierea în anul 2005 a unui set de proiecte de standardizare legate de această tehnologie denumite IEEE 1900, care a evoluat în anul 2006 în IEEE Standards Coordinating Committee 41 (IEEE SCC41) pentru rețele cu acces dinamic la spectru, cunoscut azi sub numele IEEE DySPAN-SC [31]. IEEE DySPAN-SC este structurat în cinci grupuri de lucru, fiecare fiind responsabil pentru elaborarea unui standard cu privire la un alt subiect.

În cele ce urmează este detaliat standardul IEEE 1900.6, *Spectrum Sensing Interfaces and Data Structures for Dynamic Spectrum Access and Other Advanced Radio Communication System*, inițiat în iulie 2008 și finalizat în aprilie 2011.

În cadrul 1900.6 este standardizat schimbul de informație între senzori de detecție spectrală și clienții lor din sistemele de radiocomunicații fără a exista particularizări pentru o anumită tehnologie, astfel încât să fie păstrată o independență față de nivelele inferioare, care să permită și să încurajeze dezvoltarea ulterioară a tehnologiilor. Viitoarele amendamente la standard vor fi legate de aspecte specifice diferitelor tehnologii pentru a obține o acceptabilitate mai largă a standardului în sistemele actuale de radiocomunicații.

Standardul specifică un model logic care constă într-un număr de entități cum ar fi senzori de detecție spectrală, motoare cognitive (CE) și arhive de date (DA), ultimele două fiind considerate clienți ai senzorilor. Informația de detecție (utilă și de control) este transmisă între senzori și clienții lor așa cum este descris în figura 2.6 [32].

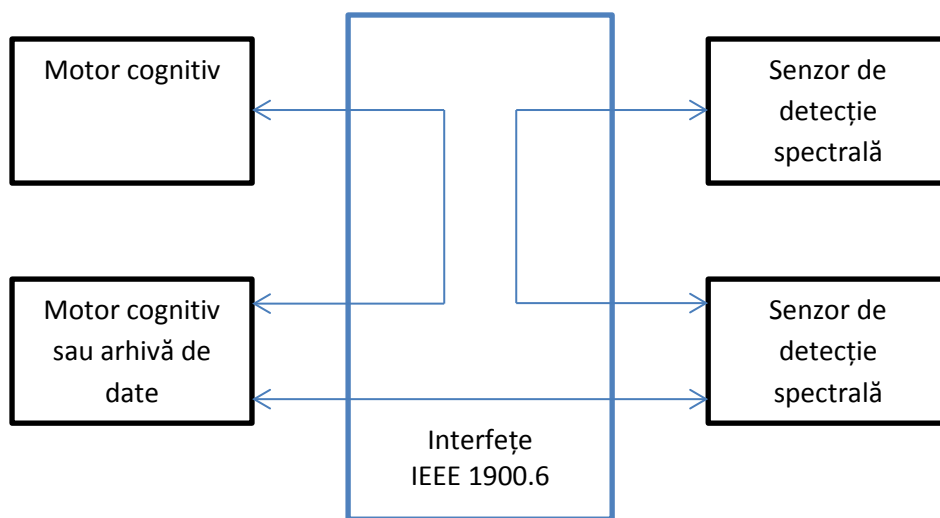


Fig. 2.6 - Entitățile logice și interfețele specificate de standardul IEEE 1900.6 [32]

2.4.5 Standardul ECMA-392

În decembrie 2008, a fost format un grup numit Cognitive Networking Alliance (CogNeA), format din Philips, Samsung, HP, ETRI, GeorgiaTech și Motorola. Scopul grupului este de a urmări definirea și adoptarea de standarde cu o largă recunoaștere în industrie pentru echipamente portabile personale cu consum redus de energie care să opereze în benzile de frecvență libere din spectrul alocat emisiilor TV (TVWS). În acest scop, un nou standard a fost creat în cadrul European Computer Manufacturers Association (ECMA), numit ECMA-392 [33]. Standardul acoperă nivelele fizic și MAC și își propune permiterea de aplicații cum ar fi transfer video de mare viteză și acces internet pentru diferite tipuri de terminale. O primă versiune a standardului a fost publicată în decembrie 2009.

Standardul prevede o modalitate flexibilă de alcătuire a rețelelor, folosind trei tipuri de echipamente: *master*, *slave* sau *peer*. Rețeaua poate fi formată sub formă *master-slave*, *punct la punct* sau *mesh*. În cazul rețelei de tip master-slave, echipamentul master coordonează mecanismele de selecție dinamică a frecvenței (DFS), control al puterii de emisie (TPC) și canalul de comunicație. În cazul rețelei punct la punct, mecanismele DFS și TPC și măsurătorile de legate de canal sunt realizate într-o manieră distribuită.

Interoperabilitatea între cele trei tipuri de echipamente este intrinsecă, având în vedere faptul că toate echipamentele respectă aceleași protocoale de acces la canal. Două sau mai multe rețele pot partaja același canal și sunt capabile, de asemenea, să comunice între ele. În consecință, un anumit număr de rețele pot forma o rețea de dimensiuni mari, cum ar fi o rețea de tip *mesh* sau arborescentă folosind unul sau mai multe canale.

Având în vedere că reglementările de protecție a utilizatorilor licențiați diferă de la o regiune la alta, și mecanismele specificate de standard cum ar fi DFS și TPC pot fi adaptate în funcție de regiune. Cu toate că accesul la bazele de date de geo-locatie este considerat o funcție de nivel superior și nu intră astfel în spectrul de acțiune al standardului, prin standard este facilitat accesul la astfel de informații. De exemplu, pentru rețele care operează în SUA sub reglementările FCC, un echipament master definit în ECMA-392 va respecta cerințele unui echipament FCC-Mode II, inclusiv o funcție de geo-locatie și obținerea periodică a listei de canale disponibile prin internet de la o bază de informații spectrale autorizată. Un echipament de tip *peer* fără acces la o astfel de bază de date poate funcționa ca un echipament FCC cu detecție spectrală locală.

2.4.6 Standardul IEEE 802.11af

Standardul 802.11af care va permite extinderea rețelelor fără fir de tip 802.11 în benzile de frecvență libere din zona de spectru licențiată pentru emisia de programe TV [34]. Cu toate că cerințele impuse unui astfel de sistem sunt deja stabilite și se cunoaște faptul că standardul va folosi elemente specifice tehnologiei radio cognitiv, procesul de standardizare nu este încă încheiat.

În cadrul standardului 802.11af sunt definite trei tipuri de stații: fixe, dependente și de autorizare. Funcțiile cognitive ale unui astfel de sistem sunt posibile folosind mecanisme cum ar fi managementul puterii canalului (CMP) și autorizare dinamică a stației (DSE), care permit operarea stațiilor dependente sub controlul unei stații de autorizare.

Stațiile fixe și de autorizare sunt stații înregistrate, care își difuzează locația înregistrată. Stațiile de autorizare permit activarea și funcționarea stațiilor neînregistrate

(stațiile dependente). Stațiile de autorizare obțin informațiile referitoare la canalele disponibile din baze de date cu informații despre canalele libere din benzile de TV (TVWS), și transmit un semnal de verificare a contactului (CVS). Semnalul CVS este folosit atât pentru stabilirea faptului că stațiile dependente sunt încă în raza de acoperire a stației de autorizare, cât și pentru verificarea listei de canale disponibile.

Mecanismul DSE permite stațiilor dependente să utilizeze canalele de TV disponibile sub supervizarea stației de autorizare. În figura 2.7 este ilustrată procedura de DSE dintre o stație de autorizare și o stație dependentă [35].

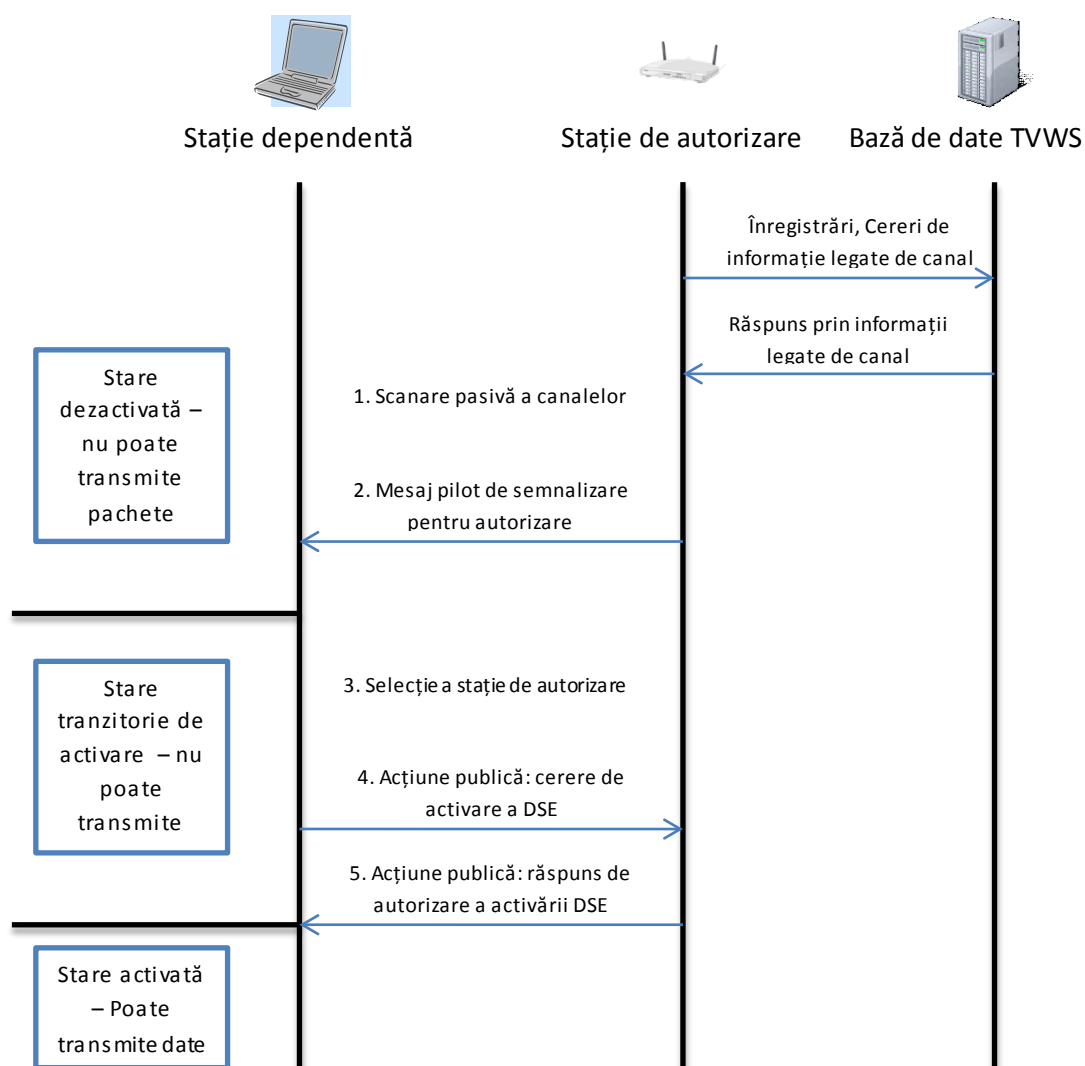


Fig. 2.7 - Procedura de autorizare dinamică a unei stații, specificată în cadrul protocolului 802.11af [35]

Procedura de management al puterii canalului este, de asemenea, folosită pentru a actualiza lista de canale disponibile care pot fi folosite în cadrul unui set de servicii de bază (BSS) și pentru a schimba puterea maximă de emisie, frecvența sau lățimea de bandă în cadrul BSS-ului.

În funcție de condițiile de operare, există două tipuri de scenarii definite de standardul 802.11af:

- *Interior* (distanțe mai mici de 100m), scenariu similar situațiilor rețelelor 802.11 clasice;
- *Exterior* (distanțe mai mici de 5 km), caz în care distanțele sunt mai mici decât cele uzuale pentru sistemele WiMax/802.22, dar mai mari decât cele pentru sistemele 802.15.4g/4e.

2.5 APLICAȚII ALE TEHNOLOGIEI RADIO COGNITIV

Ținând cont de caracteristicile enumerate în paragrafele anterioare, cum ar fi posibilitatea de a suporta diferite tehnologii de acces radio, de a opera în diverse benzi de frecvență, și mai ales capacitatea de a lua decizii autonome în timp real pentru optimizarea calității comunicației și evitarea interferențelor, echipamentele CR ar putea fi folosite în aplicații din domenii extrem de numeroase. În continuare sunt prezentate câteva dintre posibilele situații și domenii în care astfel de echipamente ar putea aduce progrese semnificative [22].

2.5.1 Interoperabilitatea

Societatea informațională actuală presupune existența unei multitudini de standarde în ceea ce privește terminalele wireless, precum și o diversitate sporită a aplicațiilor și serviciilor care sunt oferite utilizatorilor din cadrul diverselor segmente ale societății (siguranță publică, armată, etc.). În cazul în care este necesară interconectarea terminalelor care folosesc diferite standarde de comunicații în cazul unei situații care impune acest lucru, există probleme legate de incompatibilitatea între aceste standarde, ceea ce conduce la îngreunarea sau chiar imposibilitatea realizării unor legături operaționale. Situațiile cele mai sugestive sunt cele care apar în urma unor calamități naturale de proporții, cazuri în care, datorită avariilor care pot afecta rețelele de alimentare, terminalele care nu pot folosi decât anumite standarde devin practic de multe ori inutilizabile.

Datorită abilității lor de a descoperi și de a se adapta la diverse tipuri de configurații radio disponibile, echipamentele de tip radio cognitiv pot fi folosite cu succes și în astfel de situații extreme. Capabilitatea acestor echipamente de a comunica între ele și cu alte terminale radio tradiționale folosind diferite protocoale și standarde poate fi definită sub termenul generic de interoperabilitate [36]. Mai mult, astfel de echipamente se pot reconfigura automat astfel încât să faciliteze comunicația între două terminale non-cognitive care folosesc standarde diferite. Datorită caracteristicilor de inteligență artificială disponibile în cadrul echipamentelor de tip radio cognitiv, ele pot sesiza prezența terminalelor care folosesc diferite tipuri de standarde de comunicație, chiar și în absența nodurilor de control centralizat necesare în cazul sistemelor care folosesc standardele respective.

2.5.2 Optimizarea utilizării resurselor și îmbunătățirea calității comunicațiilor

2.5.2.1 *Spectrul de radiofrecvență*

Abordarea tradițională de alocare statică a resurselor de radiofrecvență a condus la o eficiență scăzută de utilizare a spectrului. Odată cu dezvoltarea accelerată a tehnologiei și apariția unui număr din ce în ce mai mare de sisteme de comunicații fără fir și tehnologii de

acces radio, spectrul de radiofrecvență a devenit suprapopulat și a condus la necesitatea alocării dinamice a resurselor în acest domeniu. Echipamentele de tip radio cognitiv pot conduce la progrese semnificative în acest domeniu.

Printre resursele de radiofrecvență care pot fi valorificate în cazul unei alocări dinamice a spectrului pot fi enumerate:

- Benzi de frecvență licențiate pentru sisteme de comunicații celulare care folosesc multiplexarea în domeniul frecvență (de exemplu sistemele GSM);
- Benzi de frecvență licențiate pentru servicii de siguranță publică sau posturi de televiziune, care nu sunt folosite;
- Benzi de frecvență nelicențiate, cum ar fi benzile ISM.

Utilizarea acestor resurse ‘suplimentare’ de radiofrecvență se poate dovedi dificilă. De exemplu, accesul la benzi de frecvență licențiate sau nelicențiate în timp ce acestea sunt deja folosite poate fi făcut doar într-o altă dimensiune (de exemplu spațiu, timp, cod, polarizare, etc.). Utilizarea benzilor de frecvență licențiate la momente de timp când acestea nu sunt folosite presupune eliberarea imediată a acestora în momentul în care un utilizator licențiat își face apariția.

Echipamentele radio cognitiv permit utilizarea acestor resurse alternative de radiofrecvență utilizând mecanisme precum:

- **Detecția dinamică a spectrului:** Echipamentele radio cognitiv, pe baza abilităților de detecție pe care le posedă, pot detecta în timp real resursele disponibile de radiofrecvență. Tehnicile de detecție care pot fi folosite (detecția de energie, pe baza caracteristicilor de ciclostacionaritate, etc.) sunt prezentate pe larg în cadrul capitolului 3.
- **Accesul dinamic la spectru:** Sesizarea disponibilității unei anumite benzi de frecvență nu este suficientă, atât timp cât această bandă nu este și folosită în mod eficient. Pe baza capabilităților moștenite de la echipamentele radio definite prin software, terminalele radio cognitiv sunt capabile să își adapteze în mod inteligent parametrii de emisie și recepție astfel încât să poată utiliza resursele de spectru pe care le descoperă ca fiind disponibile.
- **Managementul dinamic al spectrului:** Detecția și accesul dinamic la spectru necesită coordonarea, planificarea, managementul și caracterizarea spectrului de radiofrecvență disponibil în vederea luării unei decizii inteligente. Acest proces de luare a unei decizii trebuie să fie dinamic pentru a putea profita de oportunitățile spectrale ivite, până la reocuparea respectivelor benzi de frecvență.

2.5.2.2 Puterea

Optimizarea puterii consumate de către terminale a fost un aspect important încă de la apariția sistemelor de comunicații fără fir. Echipamentele radio cognitiv pot aduce progrese semnificative în acest domeniu, principalele aspecte fiind:

- **Controlul adaptiv al puterii:** Cu toate că ajustarea nivelului puterii de emisie în funcție de calitatea legăturii a fost deja implementată în diverse sisteme de comunicații fără fir, acest lucru a fost până acum realizat pe baza unor reguli

rigide și a fost limitat până la un anumit nivel. Echipamentele radio cognitiv au ca scop depășirea acestor limite, astfel încât nivelul puterii să fie reglat până la orice nivel și pentru orice calitate a legăturii.

- **Optimizarea consumului de putere prin auto-dezactivare:** Dezactivarea sarcinilor cărora le este alocată o prioritate redusă (cum ar fi monitorizarea permanentă a spectrului sau detecția cooperativă) poate duce la o economie de energie și poate păstra suficiente resurse pentru efectuarea unor transmisii de înaltă prioritate, cum ar fi apelurile de urgență.
- **Transmisia informațiilor doar în cazul unor modificări:** În cazul unui echipament radio cognitiv care este de exemplu folosit pe post de cameră de supraveghere, vor fi transmise imagini și sunet doar în cazul în care există mișcare sau zgomot în raza de acțiune a echipamentului.
- **În cazul rețelelor ad hoc sau multi hop,** echipamentele radio cognitiv permit protocolului de rutare să țină seama și de informațiile legate de nivelul de putere disponibil în diverse noduri ale rețelei, iar mecanismul de rutare va lua decizii ținând cont de acestea.

2.5.3 Aplicații specifice diverselor sectoare de activitate

2.5.3.1 Domeniul privat

Unul dintre primele concepte cognitive apărute a fost *interacțiunea autonomă dintre un echipament de comunicații și utilizatorul său*, propusă de J. Mitola în [37]. Prin utilizatori se pot înțelege nu numai ființe umane, ci și animale ca de exemplu o pasăre care are atașat un senzor, sau chiar plante pentru care se dorește monitorizarea unor anumite aspecte legate de condițiile de mediu. Printre aplicațiile care implică în mod direct utilizatorul pot fi enumerate:

- Autentificarea utilizatorului: echipamentul radio cognitiv poate fi capabil să identifice identitatea unică a utilizatorului, pe baza unor elemente ca voce, amprentă, ADN sau recunoaștere pe bază de rețină;
- Starea emoțională a utilizatorului: echipamentul radio cognitiv poate identifica stări emoționale ale utilizatorului, cum ar fi fericire, tristețe, furie sau frică, pe baza nivelului de stres al vocii, și poate chiar executa automat anumite acțiuni în funcție de acestea, cum ar fi apelarea automată a numărului de urgență 112 în cazul în care este detectată starea de frică;
- Obiceiurile utilizatorului: echipamentul radio cognitiv poate învăța, pe parcursul unei faze de inițializare, obiceiuri ale utilizatorului, cum ar fi numerele cel mai des apelate, paginile de internet cel mai des vizitate, traseele cel mai des parcurse, iar ulterior poate folosi aceste informații pentru a lua decizii care să producă o îmbunătățire a calității comunicațiilor radio.
- Percepția utilizatorului: elementele de inteligență artificială disponibile în cadrul unui echipament radio cognitiv pot permite sesizarea nivelului de percepție la recepție al utilizatorului. Echipamentul ar putea solicita repetarea transmisiei în momentul în care utilizatorului i-ar fi imposibil să înțeleagă

informația recepționată, ceea ce ar îmbunătăți în mod autonom comunicația dintre cei doi utilizatori.

O altă posibilă aplicație a echipamentelor de tip radio cognitiv ar fi în cazul procedurii de *roaming* între diferiți operatori la traversarea granițelor. Pentru un astfel de echipament ar putea fi definite diferite seturi de reguli prin care să fie testate costurile implicate de folosirea rețelei unui anumit operator și alegerea acestuia ar putea fi făcută astfel încât să fie minimizate costurile pentru utilizator.

2.5.3.2 Domeniul medical

Echipamentele radio cognitiv pot aduce beneficii semnificative în diferite aspecte legate de domeniile medical și biomedical.

În cazul unei maternități, trebuie realizată o *identificare a nou-născutului* în raport cu mama. În cazul în care personalul medical realizează această identificare în mod eronat, există posibilitatea de a asocia un nou-născut unei alte mame. Situațiile de acest gen ar putea fi evitate prin asocierea unui senzor radio cognitiv cu fiecare nou născut, un al doilea senzor fiind asociat mamei. Acest senzor ar putea, de asemenea, permite mamei să fie avertizată în momentul în care nou-născutul este transportat în afara unei anumite zone definite.

În cazul *pacienților adulți*, fiecare dintre aceștia ar putea primi câte un senzor radio cognitiv, senzor care ar putea înregistra diferiți parametri legați de starea pacientului, în funcție de afecțiunea de care acesta suferă. Aceste informații ar putea fi centralizate de către o unitate centrală de control existentă în cadrul spitalului, aceasta putând, utiliza, stoca și actualiza informația referitoare la fiecare pacient și poate atenționa personalul medical în momentul în care sunt depășite anumite praguri de alarmă.

Senzori cu rază largă de acțiune ar putea fi utilizați pentru a monitoriza corpul pacientului chiar și în cazul în care acesta este externat din cadrul spitalului, transmițând informațiile vitale legate de pacient medicului care se ocupă de cazul acestuia.

Asistarea orbilor ar fi un alt domeniu în care echipamentele radio cognitiv ar putea juca un rol esențial, reprezentând practic o pereche de ochi virtuală pentru utilizator. Aceste echipamente ar putea de exemplu să găsească zone sigure de deplasare pentru persoana respectivă, ar putea determina momentul optim pentru traversarea unei străzi sau schița traseul de acasă până la un magazin sau până la locul de muncă.

Serviciile medicale de urgență sunt asigurate în mod uzual în două etape, o primă etapă la fața locului de către personalul și echipamentele mobile (ambulanța), și o a doua etapă de către personal medical specializat în cadrul instituțiilor medicale. Echipamente radio cognitiv prezente în ambulanțe ar putea transmite informații legate de starea pacientului către spital, astfel încât personalul spitalului să poată efectua pregătirile necesare încă înainte de aducerea pacientului, câștigându-se astfel timp și crescând șansa de supraviețuire a pacientului.

2.5.3.3 Domeniul militar

Beneficiile aduse de echipamentele de tip radio cognitiv și radio definit prin software în domeniul *militar* au fost recunoscute încă începând cu proiectele SPEAKeasy, și ulterior JTRS. Unul dintre beneficiile menționate anterior îl reprezintă soluționarea problemelor legate

de incompatibilitatea între diferitele sisteme de comunicații folosite în cadrul armatei, incompatibilitate care poate duce la deficiențe în comunicații în special în activitățile desfășurate în zone afectate de conflicte. Un alt domeniu în care introducerea echipamentelor de tip radio cognitiv poate aduce progrese semnificative este acela al reducerii greutății totale a echipamentelor de comunicații prin eliminarea necesității prezenței simultane a diferitelor tipuri de echipamente corespunzătoare multiplelor sisteme de comunicații folosite în prezent.

Un aspect deosebit de important în ceea ce privește comunicațiile militare este acela de a evita bruiatul împotriva propriilor sisteme de comunicații și perturbarea sistemelor de comunicații ale adversarului. Pentru a dezvolta un echipament care să poată brui eficient sistemele de comunicații adverse, este necesară cunoașterea tipului de semnal folosit în cadrul acestor sisteme, pentru a permite poziționarea optimă a semnalului perturbator, menținând în același timp un consum cât mai redus de energie. Pe de altă parte, pentru protejarea propriilor sisteme de comunicații este necesară identificarea cât mai exactă a semnalului perturbator generat de adversar, ceea ce poate permite formarea semnalului folosit în propriile sisteme astfel încât efectul distructiv al semnalului perturbator advers să fie minimizat. Echipamentele de tip radio cognitiv folosesc diferitele procedee de detecție spectrală, prezentate în detaliu în cadrul capitolului 3, pentru a avea permanent o imagine cât mai exactă legată de activitățile desfășurate într-o zonă largă a spectrului de radiofrecvență, în zona geografică în care acesta este situat. Acest aspect permite identificarea tipului de semnale perturbatoare emise de către adversar, banda de frecvență în care acestea sunt situate, frecvențele purtătoare, precum și diverse elemente statistice legate de acestea. Având în vedere capacitatea echipamentului CR de a emite folosind diferite tipuri de modulație și diferite benzi de frecvență, comunicațiile proprii pot fi adaptate astfel încât influența negativă resimțită datorită bruiajului produs de către adversar să fie minimizată.

Capitolul 3. SOLUȚII DE DETECȚIE SPECTRALĂ

După cum a fost subliniat în cadrul capitolului 2, unul dintre elementele fundamentale necesare în vederea unei funcționări optime a unui echipament radio cognitiv este capacitatea sa de a sonda mediul înconjurător în vederea optimizării comunicației și creșterii gradului de eficiență a utilizarea spectrului. Informațiile referitoare la această resursă esențială care este spectrul radio sunt obținute în urma unui proces de detecție a benzilor de frecvență disponibile la un anumit moment de timp. În cadrul acestui capitol vor fi prezentate diferite metode de detecție spectrală, punând în evidență avantajele și dezavantajele oferite de fiecare dintre metode, precum și modalități uzuale de implementare.

Indiferent de metoda folosită, scopul procesului de detecție este acela de a decide între următoarele două ipoteze:

$$y[n] = \begin{cases} w[n] & : H_0 \\ hs[n] + w[n] & : H_1 \end{cases} \text{ pentru } n = 1, \dots, N \quad (3.1)$$

unde $y[n]$ reprezintă semnalul complex recepționat de echipamentul radio cognitiv, $s[n]$ reprezintă semnalul emis de utilizatorul primar (licențiat), $w[n]$ reprezintă un zgomot aditiv gaussian alb (AWGN), h reprezintă câștigul complex al unui canal ideal și N este intervalul de observație. În cazul în care canalul nu este ideal, între h și $s[n]$ va fi efectuată o operație de convoluție în loc de operația de înmulțire. Ipoteza H_0 reprezintă situația în care nici un utilizator primar nu este prezent, în timp ce ipoteza H_1 reprezintă cazul în care un astfel de utilizator există.

3.1 DETECȚIA DE ENERGIE

Metoda detecției de energie este bazată pe principiul că, la recepție, energia unui semnal care urmează a fi detectat este întotdeauna mai mare decât energia zgomotului [38].

Energia recepționată este comparată cu un prag, ν , la stabilirea căruia se ține seama de densitatea spectrală de putere a zgomotului, N_0 , pentru a obține o anumită probabilitate de detecție, P_d , pentru o probabilitate de alarmă falsă dată, P_{fa} .

Dacă se va considera așa cum a fost specificat anterior că echipamentul radio cognitiv a recepționat un semnal complex $y[n]$, pentru un numărul de eșantioane N , $n = 1, \dots, N$, atunci decizia care urmează a fi luată va fi de forma:

$$\begin{cases} H_0, \text{dacă } \varepsilon < \nu \\ H_1, \text{dacă } \varepsilon \geq \nu \end{cases} \quad (3.2)$$

unde $\varepsilon = E[|y[n]|^2]$ reprezintă estimatul energiei semnalului recepționat, iar pragul de detecție ν este ales ca fiind egal cu varianța zgomotului, notată cu σ^2 .

Având în vedere că în practică nu este disponibilă valoarea reală a energiei semnalului recepționat, va fi folosită o aproximare a acestei valori, notată cu $\hat{\varepsilon}$ și egală cu:

$$\hat{\varepsilon} \triangleq \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y[n]|^2. \quad (3.3)$$

În momentul în care numărul de eșantioane folosite devine foarte mare, $\hat{\varepsilon}$ va tinde către ε .

În ceea ce privește implementarea unui detector bazat pe această metodă de detecție există mai multe variante, în funcție de domeniul (analogic sau digital) în care sunt realizate prelucrările de semnal. Varianta în care detecția este realizată în domeniul analogic presupune necesitatea existenței unui filtru preliminar trece bandă cu lățime de bandă fixă, ceea ce ridică probleme în ceea ce privește flexibilitatea schemei în momentul în care se dorește detecția simultană a semnalelor de bandă îngustă și a celor de bandă largă. Variantele digitale de implementare oferă o flexibilitate mai bună folosind estimarea spectrală pe baza calculului transformatei FFT, ceea ce permite detectarea simultană a mai multor tipuri de semnale, indiferent de lățimea de bandă a acestora. În figura 3.1 este prezentată o variantă de implementare a detectorului de energie pentru cazul în care prelucrările de semnal se realizează în domeniul digital.

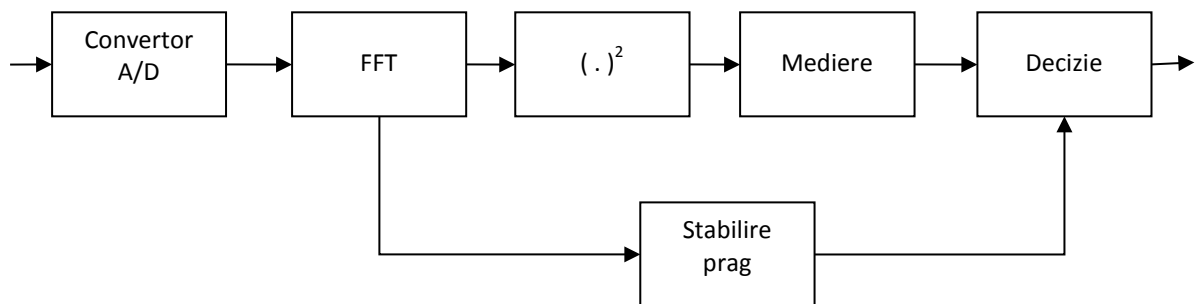
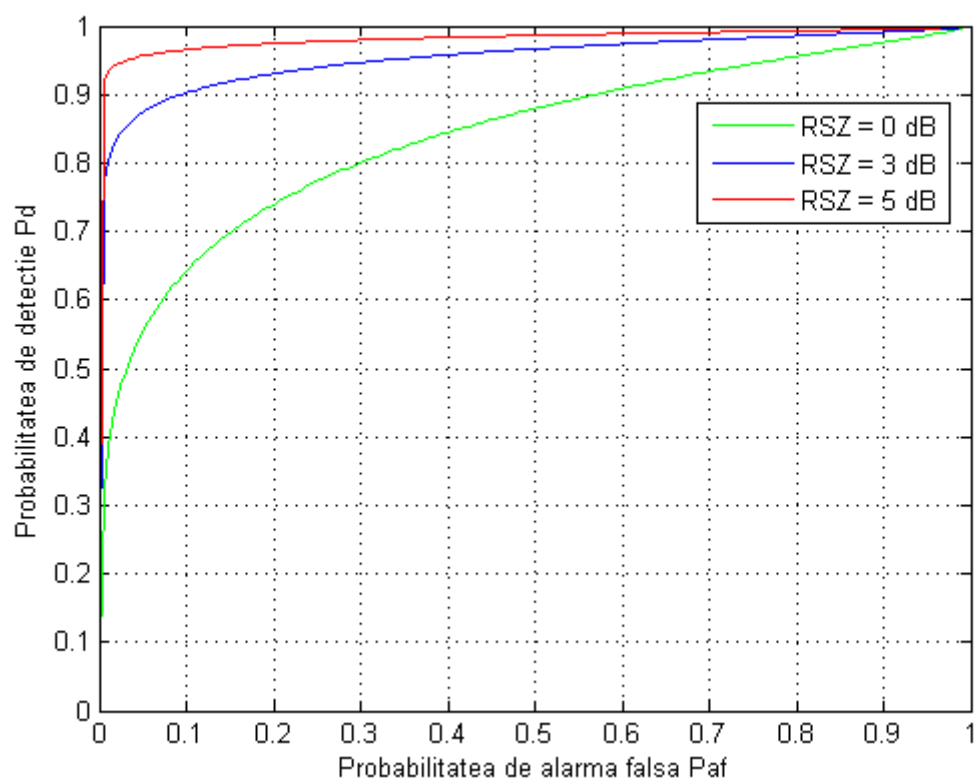
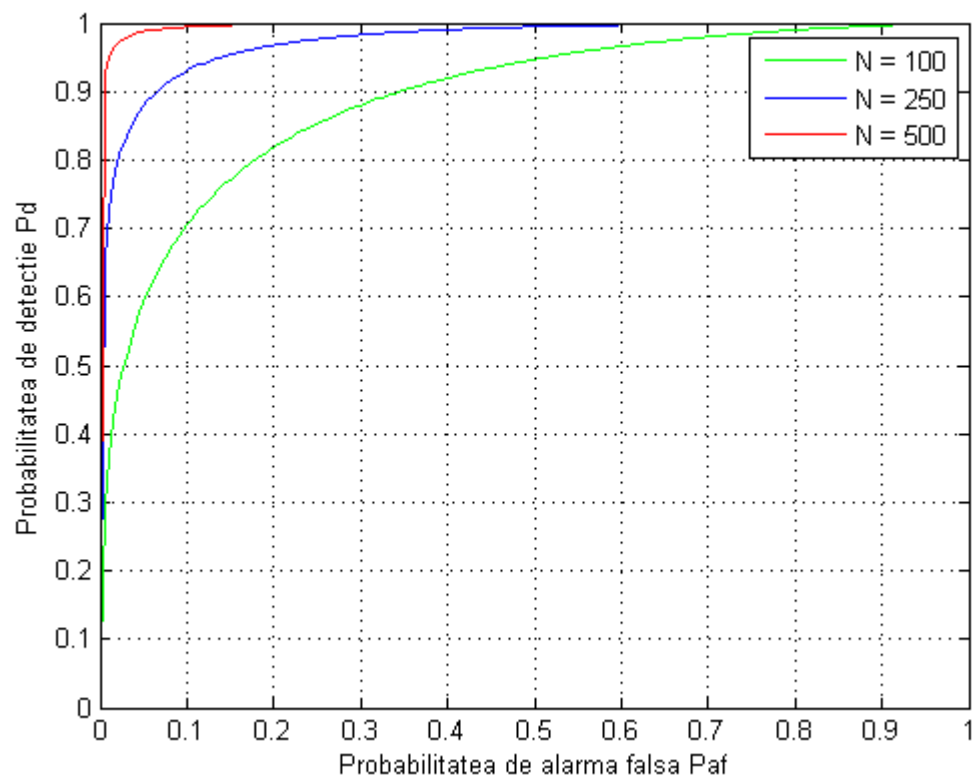


Fig. 3.1 - Variantă digitală de implementare a unui detector de energie

Caracterizarea performanțelor unui astfel de detector este de obicei reprezentată printr-o caracteristică denumită caracteristică de operare a receptorului (ROC). În cadrul unei astfel de caracteristici este reprezentată variația valorii probabilității de detecție P_d în funcție de valoarea probabilității de alarmă falsă P_{fa} . În figura 3.2 sunt reprezentate astfel de caracteristici pentru diferite valori ale raportului semnal-zgomot (a), respectiv ale numărului de eșantioane N (b). Se observă că performanțele sunt cu atât mai bune cu cât raportul semnal-zgomot este mai bun, respectiv cu cât numărul de eșantioane folosite pentru operația de mediere este mai mare.



(a)



(b)

Fig. 3.2 – Caracteristica de operare a receptorului (ROC) pentru (a) diferite valori ale RSZ și (b) diferite valori ale numărului de eşantioane N

Principalele avantaje ale metodei de detecție de energie sunt aplicabilitatea universală, relativa simplitate a operațiilor de calcul necesare, precum și nivelul redus de informații necesare apriori legate de tipul de semnal care urmează a fi detectat.

Dezavantajul principal al acestei metode de detecție este reprezentat de performanțele reduse în cazul în care raportul semnal zgomot pentru semnalul care urmează a fi detectat este scăzut. Alegerea pragului de detecție prezintă o importanță deosebită, având o influență directă asupra valorilor obținute pentru probabilitatea de detecție și probabilitatea de alarmă falsă. În cazul în care valoarea aleasă pentru prag este prea ridicată, semnalele al căror nivel este apropiat de nivelul zgomotului vor fi ignorate, ceea ce va duce la o scădere a valorii obținute pentru probabilitatea de detecție și implicit la o subevaluare a gradului de ocupare spectrală. În cazul în care valoarea aleasă pentru prag este prea scăzută, există posibilitatea ca anumite eșantioane ale zgomotului să fie interpretate ca semnal util, ceea ce va duce la o creștere a valorii obținute pentru probabilitatea de alarmă falsă și implicit la o supraevaluare a gradului de ocupare spectrală. Ajustarea valorii alese pentru pragul de detecție trebuie făcută în corelație cu schimbările care pot apărea în ceea ce privește nivelul zgomotului și al interferențelor existente în banda semnalului care urmează a fi detectat.

O altă problemă care apare în cazul în care detecția spectrală este realizată folosind metoda detecției de energie este imposibilitatea de a face distincția între utilizatorii primari și cei secundari, în cazul în care aceștia folosesc aceeași bandă de frecvență.

Metoda detecției de energie este cea mai utilizată metodă în cadrul diferitelor platforme experimentale și campanii de măsurători legate de tehnologia radio cognitiv, avantajele prezentate anterior fiind decisive în alegerea acestei metode.

În vederea creșterii performanțelor obținute folosind detecția de energie au fost propuse în literatură diferite metode prin care să se îmbunătățească valoarea probabilității de detecție și să se reducă probabilitatea de alarmă falsă, chiar și în condiții de raport semnal-zgomot redus [39]-[42].

3.1.1 Performanțele detectorului de energie în cazul canalelor afectate de AWGN

Situația performanțelor care caracterizează un detector de energie în cazul canalelor afectate de AWGN este studiată în [43]. Se cunoaște faptul că metoda detecție de energie este metoda optimă de detecție în cazul în care canalul este afectat de AWGN și nu este disponibilă nici o informație apriori legată de structura semnalului care urmează a fi detectat [44]. Pentru evaluarea performanțelor detecției este necesară determinarea valorilor pentru probabilitatea de detecție P_d , definită ca

$$P_d = \text{Prob}\{\hat{\varepsilon} > \nu \mid H_1\} \quad (3.4)$$

și probabilitatea de alarmă falsă P_{fa} , definită ca

$$P_{fa} = \text{Prob}\{\hat{\varepsilon} > \nu \mid H_0\}. \quad (3.5)$$

Dacă se consideră că $w[n]$ sunt eșantioane ale unui AWGN cu medie nulă și varianță σ^2 , atunci pentru cazul în care la recepție este prezent doar zgomot distribuția energiei lui w pentru un număr de N eșantioane poate fi aproximată printr-o distribuție chi-pătrat de medie zero χ^2_{2NW} [43], unde W reprezintă banda de frecvență. În mod similar, energia unui număr de N eșantioane în cazul în care la recepție este prezent atât semnal cât și zgomot poate fi

aproximată printr-o distribuție chi-pătrat non-centrală $\chi_{2NW}^2(\lambda)$ [43], unde λ reprezintă parametrul de non-centralitate. Energia poate fi deci descrisă în cazul celor două ipoteze ca:

$$\hat{\varepsilon} \sim \begin{cases} \chi_{2NW}^2, H_0 \\ \chi_{2NW}^2(\lambda), H_1. \end{cases} \quad (3.6)$$

În aceste condiții, se arată că valoarea probabilității de alarmă falsă este dată de

$$P_{fa} = Q_m(\sqrt{\lambda\xi}, \sqrt{\nu}) \quad (3.7)$$

iar valoarea probabilității de detecție este dată de

$$P_d = \frac{\Gamma(NW, \nu/2)}{\Gamma(NW)}, \quad (3.8)$$

unde Q_m este funcția Marcum Q generalizată de ordin m , definită ca

$$Q_m(a, b) = \int_b^\infty x \left(\frac{x}{a}\right)^{m-1} \exp\left(-\frac{x^2 + a^2}{2}\right) I_{m-1}(ax) dx \quad (3.9)$$

$\Gamma(\cdot, \cdot)$ este funcția gamma incompletă superioară, definită ca

$$\Gamma(s, x) = \int_x^\infty t^{s-1} e^{-t} dt \quad (3.10)$$

iar ξ este raportul semnal-zgomot la recepție.

3.1.2 Performanțele detectorului de energie în cazul canalelor afectate de fading

Comportarea unui detector de energie în cazul unor canale afectate de fading este studiată în [45]. Sunt obținute în mod analitic expresiile pentru probabilitățile de alarmă falsă și de detecție pentru cazul unui canal afectat de fading de tip Rayleigh, și sunt analizate, de asemenea, situațiile Rice și Nakagami din punct de vedere numeric. În [46] sunt dezvoltate din punct de vedere analitic toate cele trei situații enumerate anterior.

În ceea ce privește cazul canalului afectat de fading de tip Rayleigh, energia recepționată în cele două ipoteze H_0 și H_1 poate fi scrisă ca

$$\hat{\varepsilon} \sim \begin{cases} \chi_{2(NW+1)}^2, H_0 \\ e_{(\xi^2+1)} + \chi_{2NW}^2(\lambda), H_1 \end{cases} \quad (3.11)$$

unde $e_{(d^2+1)}$ reprezintă distribuția exponențială cu parametrul $\alpha = 2(\xi^2 + 1)$ cu funcția densitate de probabilitate $f(x, \alpha) = \alpha e^{-\alpha x}$, iar ξ reprezintă raportul semnal-zgomot.

În cazul ipotezei H_0 statistica este aceeași ca și în cazul canalului AWGN discutat în paragraful anterior, deci expresia probabilității de alarmă falsă va fi aceeași ca cea din relația 3.7.

În cazul ipotezei H_1 probabilitatea de detecție determinată în [46] este

$$P_d = e^{\frac{\hat{\varepsilon}}{2}} \sum_{m=0}^{NW-2} \frac{1}{m!} \left(\frac{\hat{\varepsilon}}{2}\right)^m + \left(\frac{1+\xi}{\xi}\right)^{NW-1} \left[e^{\frac{\hat{\varepsilon}}{2(1+\xi)}} - e^{\frac{\hat{\varepsilon}}{2}} \sum_{m=0}^{NW-2} \frac{1}{m!} \frac{\hat{\varepsilon}^m}{2(1+\xi)^m} \right]. \quad (3.12)$$

3.2 DETECȚIA PE BAZA FILTRĂRII ADAPTATE

Un filtru care este adaptat la un semnal $x[n]$ asigură un răspuns la impuls egal cu versiunea complex conjugată și inversată în domeniul timp a semnalului $x[n]$. Acest filtru reprezintă o metodă optimală de detecție spectrală datorită faptului că maximizează raportul

semnal-zgomot al semnalului de intrare, atunci când peste acest semnal este suprapus un zgomot alb gaussian [7] [47]. Ieșirea filtrului este comparată cu un prag de detecție η pentru a stabili dacă semnalul este prezent sau nu, decizia care urmează a fi luată fiind de forma:

$$\begin{cases} H_0, \text{dacă } \sum_{n=1}^N y[n]x[n]^* \leq \eta \\ H_1, \text{dacă } \sum_{n=1}^N y[n]x[n]^* > \eta \end{cases} \quad (3.13)$$

unde $y[n]$ reprezintă semnalul necunoscut recepționat și $x[n]$ reprezintă semnalul căutat.

Cu toate că filtrele adaptate sunt folosite în mod uzual în comunicațiile radio și în transmisiunile radar, utilizarea acestui tip de detecție în cazul sistemelor de tip radio cognitiv poate fi îngreunată atunci când informațiile disponibile cu privire la utilizatorii primari sunt extrem de reduse.

Această metodă poate fi însă aplicată în cazul semnalelor de comunicații aleatoare, atunci când ele conțin o secvență cunoscută repetată periodic, caz în care filtrul poate fi adaptat la perioada relativ scurtă a secvenței cunoscute. Marea majoritate a sistemelor moderne de comunicații conțin astfel de secvențe, câteva exemple de posibile aplicații fiind sistemele de tip GSM, DVB-T și 802.11a/g/n. În cazul sistemelor GSM, filtrul poate fi adaptat la secvența de 26 de biți situată în centrul fiecărui slot temporal de trafic de 156 de biți. În cazul sistemelor 802.11 a/g/n, bazate pe OFDM, filtrul poate fi adaptat la secvența de sincronizare de 127 de biți repetată pe subpurătoarea pilot. Arhitectura de implementare pentru acest ultim caz este prezentată în figura 3.3.

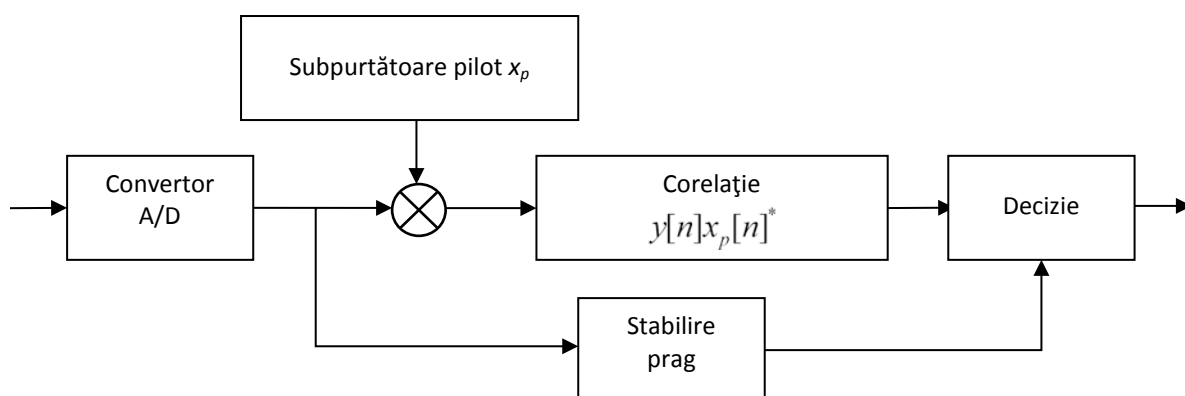


Fig. 3.3 - Variantă digitală de implementare a unui detector coerent folosind un filtru adaptat pentru subpurătoare pilot

Printre avantajele filtrării adaptate se numără simplitatea operațiilor de calcul necesare, performanțele optime în cazul canalelor afectate de ZAGA, precum și faptul că este aplicabilă pentru suficient de multe tipuri de sisteme de comunicații.

Principalele dezavantaje ale acestei metode sunt performanțele slabe în cazul canalelor non-ZAGA, precum și în cazul în care sincronizarea este imperfectă. Acest ultim dezavantaj conduce la anularea ieșirii filtrului adaptiv chiar și în cazul întârzierii optime corecte (când componenta semnalului este aliniată temporal perfect cu răspunsul la impuls al filtrului), în cazul în care offset-ul rezidual al purtătoarei după operația de schimbare a frecvenței este

nenul. În această situație, pentru a putea folosi filtrarea adaptată va fi necesară o căutare atât după parametrul offset al purtătoarei, cât și după întârziere.

Un alt dezavantaj este reprezentat de necesitatea de a cunoaște apriori informații de la nivelele fizic și MAC referitoare la semnalul care urmează a fi detectat.

O variantă a detecției pe baza filtrării adaptate este *detecția de ton*, în acest caz fiind detectată prezența unui ton de putere finită, prezența acestui ton implicând prezența unui anumit semnal asociat cu frecvența tonului respectiv. Această detecție poate fi realizată folosind un filtru adaptat sau pe baza analizei Fourier a unei benzi înguste de frecvență în jurul frecvenței tonului respectiv. Câteva exemple de semnale în cazul cărora poate fi folosită detecția de ton sunt semnalele difuzate folosind modulația analogică în amplitudine, televiziunea de tip analogic convențională, câteva forme de semnale folosind modulații de tip FSK și OOK.

3.3 DETECȚIA PE BAZA TRANSFORMATEI WAVELET

În cazul în care este necesară detecția semnalelor de bandă largă, folosirea transformatei Wavelet oferă avantaje atât din punctul de vedere al costului de implementare cât și în ceea ce privește flexibilitatea, permițând adaptarea la caracteristicile semnalului ce urmează a fi detectat, spre deosebire de soluția convențională care presupune existența mai multor filtre trece bandă de bandă îngustă [48][49].

Pentru a identifica benzile de frecvență neocupate, întreaga bandă de frecvență care urmează a fi monitorizată poate fi modelată ca o înlanțuire de sub-benzi consecutive, caz în care din punctul de vedere al caracteristicii spectrale a puterii există o variație lentă în interiorul fiecărei sub-benzi și o variație bruscă la granița dintre două sub-benzi consecutive. Prin aplicarea transformatei Wavelet asupra densității spectrale de putere (PSD) a semnalului observat $x[n]$, pot fi localizate singularitățile funcției PSD $S(f)$ și pot fi astfel identificate benzile de frecvență neocupate. Implementarea unui detector pe baza transformatei Wavelet este prezentată în figura 3.4.

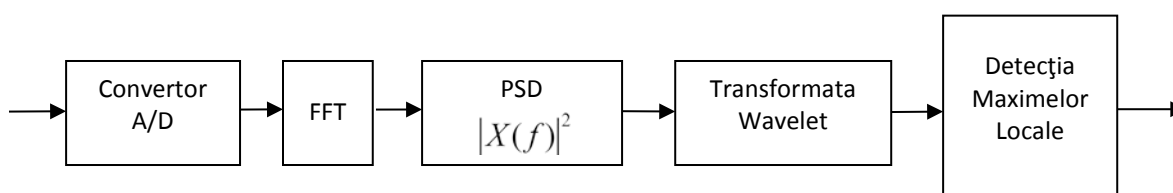


Fig. 3.4 - Variantă digitală de implementare a unui detector pe baza transformatei wavelet

Principala dificultate care apare în cazul implementării unui detector spectral folosind transformata Wavelet este reprezentată de ratele foarte mari de eșantionare necesare pentru conversia semnalelor de bandă largă. În cazul în care în banda de frecvență care urmează a fi analizată coexistă mai multe tipuri de sisteme, acest tip de detector nu va fi capabil să detecteze fiecare tip de sistem în parte, ci va furniza doar informații legate de zonele de frecvență în care nici unul dintre aceste sisteme nu acționează.

3.4 DETECȚIA PE BAZA EXPLOATĂRII CARACTERISTICILOR DE CICLOSTAȚIONARITATE

Ideea care stă la baza metodei de detecție pe baza caracteristicilor de ciclostacionaritate este de a exploata periodicitatea intrinsecă a semnalelor modulate folosite în sistemele de comunicații, cum ar fi purtătoarele sinusoidale, trenurile de impulsuri, secvențele de împrăștiere sau prefixurile ciclice [7] [47] [50]-[52].

3.4.1 Semnale staționare și semnale ciclostacionare

Pentru ca un semnal $x(t)$ să fie considerat staționar în sens larg, este necesar ca media și funcția de autocorelație a semnalului respectiv să fie invariante în timp. Media $m_x(t)$ și funcția de autocorelație $r_x(t_1, t_2)$ sunt definite prin următoarele ecuații:

$$m_x(t) = E[x(t)] \quad (3.14)$$

$$r_x(t_1, t_2) = E[x(t_1)x^*(t_2)] \quad (3.15)$$

unde $E[.]$ reprezintă operatorul de medie statistică. Pentru o staționaritate în sens larg a semnalului $x(t)$ este necesar ca media să fie constantă, iar funcția de autocorelație să fie o funcție de diferența de timp $t_1 - t_2$

$$m_x(t) = M_0 \quad (3.16)$$

$$r_x(t_1, t_2) = R_x(t_2 - t_1) \quad (3.17)$$

Dacă în funcția de autocorelație se notează $t_2 = t + \tau/2$ și $t_1 = t - \tau/2$, atunci rezultatul devine:

$$r_x(t_1, t_2) = R_x(\tau) \quad (3.18)$$

Densitatea spectrală a puterii mediate în timp, sau densitatea spectrală de putere, se obține ca transformată Fourier a funcției de autocorelație invariante în timp,

$$S_x(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) e^{-i2\pi f\tau} d\tau \quad (3.19)$$

Pentru semnale nestacionare, invarianța în timp a mediei și a funcției de autocorelație nu sunt respectate. Pentru aproape toate semnalele de acest tip, structura acestor două funcții este de natură să nu permită măsurarea prin alegerea blocurilor de observație de lungimi arbitrare (natură statistică variabilă în timp ar fi îndepărtată prin mediere). Cu toate acestea, există un tip de comportament variabil în timp care este persistent și regulat: variația periodică în timp, ceea ce este exact ce este pus în evidență de clasa semnalelor nestacionare cunoscute sub numele de *semnale ciclostacionare*.

3.4.2 Funcțiile de autocorelație ciclică și corelație spectrală. Coerența spectrală

Pentru semnalele ciclostacionare, momentul de ordin 2 poate fi reprezentat ca o serie Fourier,

$$R_x(t, \tau) = \sum_{\alpha} R_x^{\alpha}(\tau) e^{i2\pi\alpha t} \quad (3.20)$$

unde termenul α este denumit *frecvență ciclică* (CF). Dacă funcția de autocorelație este periodică, atunci suma este efectuată după $\alpha = k/T_0$ pentru toate valorile k întregi, unde T_0 reprezintă perioada.

Coeficientul Fourier $R_x^\alpha(\tau)$ este numit *funcție de autocorelație ciclică* (CAF) și este egal cu funcția convențională de autocorelație din ecuația (3.16) pentru $\alpha = 0$. Expresia funcției de autocorelație ciclică este reprezentată de coeficientul Fourier uzual,

$$R_x^\alpha(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} R_x(t, \tau) e^{-i2\pi\alpha t} dt \quad (3.21)$$

expresie în care limita este necesară pentru un semnal ciclostationar aproape periodic, dar poate fi înlocuită printr-o integrare peste o singură perioadă pentru toate celelalte semnale ciclostationare. Autocorelația ciclică poate fi, de asemenea, calculată din însuși semnalul $x(t)$,

$$R_x^\alpha(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t + \tau/2) x^*(t - \tau/2) e^{-i2\pi\alpha t} dt \quad (3.22)$$

Prin analogie cu relația Fourier dintre funcția de autocorelație și densitatea spectrală de putere pentru semnalele staționare, *funcția de corelație spectrală* (SCF) poate fi definită ca transformata Fourier a funcției de autocorelație ciclică,

$$S_x^\alpha(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x^\alpha(\tau) e^{-i2\pi\alpha\tau} d\tau \quad (3.23)$$

Funcția de corelație spectrală poate fi obținută și considerând densitatea temporală a corelației dintre anvelopele complexe a două componente de bandă îngustă ale semnalului, unde separarea dintre frecvențele centrale ale benzilor este egală cu α și frecvența centrală este egală cu f . Din cauza acestei abordări funcția poartă numele de corelație spectrală.

Funcția de corelație spectrală este o funcție de corelație, și în condițiile în care cei doi termeni au medii nule, este, de asemenea, o funcție de covarianță. În consecință, funcția poate fi normalizată pentru a accepta un coeficient de corelație. Pentru funcția de corelație spectrală neconjugată, cei doi termeni asupra cărora se efectuează corelația sunt componente spectrale de bandă îngustă la frecvențe egale cu $f \pm \alpha/2$. Orice covarianță poate fi normalizată folosind media geometrică a varianței celor două variabile în cauză. Având în vedere că varianțele celor două componente spectrale sunt egale cu valorile densității spectrale de putere pentru cele două frecvențe $f \pm \alpha/2$, va rezulta următoarea expresie pentru coerența spectrală:

$$C_x^\alpha(f) = \frac{S_x^\alpha(f)}{\sqrt{S_x^0(f + \alpha/2) S_x^0(f - \alpha/2)}} \quad (3.24)$$

Funcția de coerență este utilă în special în cazul detecției frecvențelor ciclice, având în vedere că valoarea coerenței este independentă de nivelele absolute de putere ale semnalelor din cadrul semnalului de date $x(t)$, ceea ce simplifică alegerea pragului de detecție.

3.4.3 Detectoare bazate pe exploatarea caracteristicilor de ciclostationaritate

Pe baza proprietăților descrise în paragrafele precedente, sunt prezentate în continuare exemple de strategii de detecție care sunt bazate pe funcția de corelație spectrală. În cele mai multe cazuri, o abordare optimală nu este practică, de aceea au fost alese metode suboptimale sau ad-hoc. În ciuda suboptimalității lor, aceste metode pot fi preferate metodelor optimale datorită faptului că moștenesc proprietățile statistice dorite din punctul de vedere al corelației spectrale.

3.4.3.1 *Detectia unei singure frecvențe ciclice*

În multe situații de detecție spectrală, este suficient să fie determinată prezența unui anumit tip de semnal, ai cărui parametri sunt cunoscuți apriori. De exemplu, în contextul sistemelor de tip 802.22, este de dorit detectarea prezenței unui semnal de tip DVB-T, despre care sunt cunoscute numeroase elemente, cum ar fi tipul de modulație, rata de simbol, precum și secvența de sincronizare. În mod similar, pentru un echipament radio cognitiv de tip celular, este necesară doar detectarea prezenței unor anumite tipuri de sisteme ale căror standarde sunt cunoscute, cum ar fi GSM, EDGE, CDMA sau TDMA.

Formularea tradițională a ipotezei binare în cazul problemei de detecție a unui semnal aleator este:

$$\begin{aligned} H_1 : x(t) &= s(t) + w(t) \\ H_0 : x(t) &= w(t) \end{aligned} \quad (3.25)$$

unde $s(t)$ reprezintă semnalul care urmează să fie detectat și $w(t)$ reprezintă zgomotul. Această formulare este înlocuită în cazul detecției de frecvențe ciclice pe baza funcției de corelație spectrală prin

$$\begin{aligned} H_1 : S_x^\alpha(f) &\neq 0 \\ H_0 : S_x^\alpha(f) &\equiv 0 \end{aligned} \quad (3.26)$$

sau în cazul detecției de frecvențe ciclice pe baza coerenței prin

$$\begin{aligned} H_1 : C_x^\alpha(f) &\neq 0 \\ H_0 : C_x^\alpha(f) &\equiv 0 \end{aligned} \quad (3.27)$$

În ultimele două cazuri, este testată explicit prezența unei funcții de corelație spectrală sau a unei coerențe nenule la o anumită frecvență ciclică ca și modalitate de a determina indirect prezența semnalului însuși.

Din punct de vedere practic, frecvența ciclică specificată α trebuie considerată doar nominal cunoscută pentru că emițătorului îi este permis să producă o formă de undă care diferă nesemnificativ față de specificațiile nominale. Aceasta conduce la teste de prezență a semnalului în care se caută valori semnificative ale coerenței sau ale corelației spectrale într-o bandă îngustă de frecvențe ciclice alăturate celei nominale. În termeni matematici, detecția bazată pe coerență este exprimată din punct de vedere statistic prin

$$Y_c(\alpha) = \max_{f \in F, a \in A} \left| \hat{C}_{x_T}^a(f) \right| \quad (3.28)$$

unde F reprezintă un set de frecvențe și A reprezintă un interval de frecvențe ciclice centrat pe α . Testul de detecție a prezenței semnalului este dat prin

$$Y_c(\alpha) > \eta_c \Rightarrow H_1; \text{ altfel } H_0 \quad (3.29)$$

Pragul η_c poate fi ales în mod empiric sau din considerații legate de proprietățile statistice sau de coerența spectrală.

3.4.3.2 *Detectia de multiple frecvențe ciclice*

Numeroase tipuri de semnale prezintă nu numai una, ci mai multe frecvențe ciclice. Pentru astfel de semnale, mai multe detectoare simple de frecvență ciclică pot fi combinate din punct de vedere statistic în diferite moduri, în scopul îmbunătățirii performanțelor

deteției. Această metodă este în mod special utilă în cazul canalelor afectate de fading selectiv în frecvență, caz în care funcția de corelație spectrală poate fi afectată de fading în mod diferit pentru diferite frecvențe ciclice.

De exemplu, se poate calcula coerența medie pentru mai multe frecvențe ciclice și această valoare poate fi comparată cu un anumit prag:

$$Y_m = \sum_{j=1}^L Y_c(\alpha_j) > \eta_m \Rightarrow H_1; \text{altfel } H_0 \quad (3.30)$$

O variantă alternativă care pune accentul pe o valoare cât mai scăzută a probabilității de alarmă falsă este de a insista ca pentru fiecare dintre frecvențele ciclice să fie depășit un anumit nivel al coerenței

$$(Y_c(\alpha_1) > \eta_{c,1}) \text{AND}(Y_c(\alpha_2) > \eta_{c,2}) \dots \text{AND}(Y_c(\alpha_N) > \eta_{c,N}) \Rightarrow H_1; \text{altfel } H_0 \quad (3.31)$$

3.4.3.3 Detecția ciclică pe baza adaptării corelației spectrale

În cazul în care întreaga funcție de corelație ciclică este cunoscută apriori pentru un anumit semnal, detectorul optimal pentru situațiile în care nivelul semnalului este scăzut este un detector multiciclu. Acest tip de detector corelează periodograma ciclică pentru fiecare dintre frecvențele ciclice cunoscute și adună în mod coerent rezultatul pentru a obține statistica detecției multiciclu optimale,

$$Y_{omd} = \sum_{j=1}^L \int S_x^{\alpha_j}(f) I_T^{\alpha_j}(t, f) df \quad (3.32)$$

Valoarea obținută este complexă și testul constă în compararea părții sale reale cu un anumit prag. Dezavantajul acestei abordări statistice constă în necesitatea cunoașterii fazelor (de exemplu a ceasului de simbol și a purtătoarei) semnalului, astfel încât adunarea coerentă a numerelor complexe din suma după j să se realizeze în mod constructiv. Această cerință este dificil de realizat pentru un semnal a cărui prezență nu este apriori cunoscută.

Un termen individual din cadrul detectorului multiciclu reprezintă un detector pe un sigur ciclu optimal

$$Y_{osd}(\alpha) = \sum_{j=1}^L \int S_x^{\alpha}(f) I_T^{\alpha}(t, f) df \quad (3.33)$$

a cărei amplitudine poate fi considerată cu prețul unei pierderi nesemnificative a optimalității. Această noțiune conduce la definirea detectorului multiciclu necoerent suboptimal,

$$Y_{smd} = \sum_{j=1}^L |Y_{osd}(\alpha)| \quad (3.34)$$

În cazul în care funcția de corelație ciclică ideală nu este în întregime cunoscută (de exemplu filtrul de formare de la emisie este necunoscut sau semnalul este deteriorat pe parcursul propagării), funcțiile de coerență spectrală ideale pot fi înlocuite cu ferestre dreptunghiulare centrate pe frecvența centrală a caracteristicii căutate și amplitudinea periodogramei ciclice va fi însumată pe întreg intervalul. De exemplu, detectorul pe un singur ciclu suboptimal este

$$Y_{ssd}(\alpha) = \int_B |I_T^{\alpha}(t, f)|^2 df \quad (3.35)$$

unde B reprezintă toate frecvențele pentru care funcția de corelație spectrală ideală este nenulă (nu presupune neapărat un sigur interval continuu de frecvență).

3.4.4 Metode eficiente de calcul a corelației spectrale

Metodele de detecție pe baza caracteristicilor de ciclostacionaritate prezentate în paragraful anterior presupun calcule de o complexitate sporită, ceea ce conduce la necesitatea unui număr însemnat de resurse computaționale. De asemenea, timpul necesar efectuării procesului de detecție este ridicat, ceea ce reprezintă un dezavantaj important în momentul în care se dorește realizarea operației în timp real.

Pentru eficientizarea calculului corelației spectrale au fost studiate în [53]-[54] diferite metode de estimare, care pot fi clasificate în două categorii, în funcție de domeniul în care este realizată procesarea: metode de netezire în domeniul frecvență și metode de netezire în domeniul timp. În cele ce urmează vor fi prezentate trei astfel de metode, o metodă corespunzătoare primei categorii și două corespunzătoare celei de-a doua.

3.4.4.1 Metoda de netezire în domeniul frecvență (FSM)

Funcția de corelație spectrală pentru o singură valoare α și toate frecvențele f poate fi estimată cu ajutorul transformatei Fourier a unui estimat al autocorelației ciclice, dar o metodă mai simplă și mai eficientă este de a netezi periodograma ciclică în domeniul frecvență, care este definită prin

$$I_T^\alpha(t, f) = \frac{1}{T} X_T(t, f + \alpha/2) X_T^*(t, f - \alpha/2) \quad (3.36)$$

și este egală cu periodograma convențională atunci când $\alpha = 0$. Operația de netezire în domeniul frecvență reprezintă o convoluție în frecvență cu o fereastră $h(f)$,

$$\begin{aligned} \hat{S}_x^\alpha(t, f) &= h(f) \otimes I_T^\alpha(t, f) = \\ &= \frac{1}{T} \sum_{n=0}^{T-1} h(f - n/T) X_T(t, n/T + a/T) X_T^*(t, n/T - a/T) \end{aligned} \quad (3.37)$$

pentru $f = m/T$, unde a este ales astfel încât $|\alpha/2 - a/T|$ să fie minimizat în raport cu a . Se poate arăta că acest estimat converge către funcția de corelație spectrală ideală atunci când lungimea blocului, T , tinde către infinit și atunci lățimea lui $h(t)$ (rezoluția spectrală) tinde către 0 [51]. Afirmatii similare pot fi aplicate pentru funcția de corelație spectrală conjugată. Funcțiile de coerență spectrală conjugată și neconjugată pot fi estimate prin combinarea estimatelor FSM ale funcției de corelație spectrală și densității spectrale de putere.

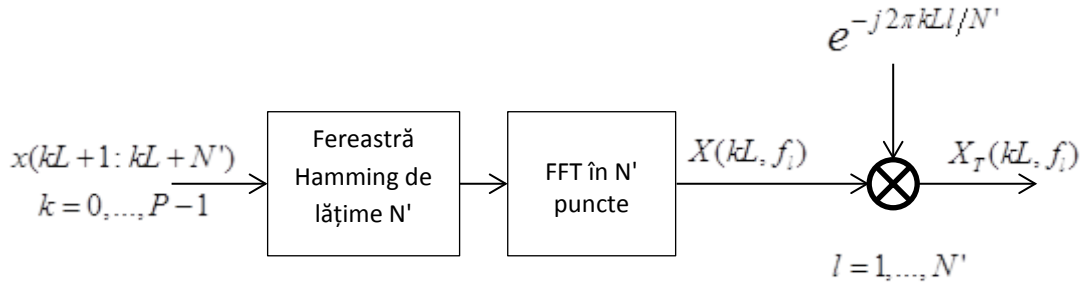
Pentru cele mai multe aplicații, este importantă nu forma, ci lățimea ferestrei $h(f)$. În acest caz, operația de netezire va fi efectuată în modul cel mai eficient folosind o fereastră $h(f)$ dreptunghiulară.

3.4.4.2 Metoda de acumulare a transformatei FFT (FAM)

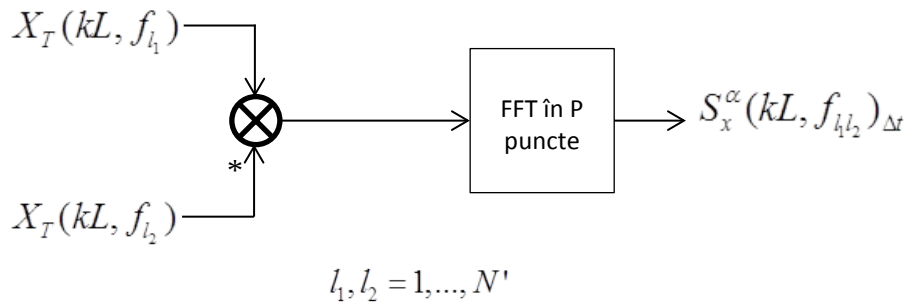
Prima dintre cele două metode de estimare a funcției de corelație spectrală pe baza unui procedeu de netezire în domeniul timp este metoda de acumulare a transformatei FFT (FAM) [54].

În figura 3.5 este prezentată o schemă bloc a acestei metode. Semnalul $x[n]$ aplicat la intrarea detectorului este prelucrat în faza inițială în blocuri de N' eșantioane prin

intermediul unei ferestre de tip Hamming, pentru a reduce efectele de scurgere spectrală (*spectral leakage*) cauzate de aplicarea transformatei FFT.



(a)



(b)

Fig. 3.5 - Metoda de acumulare a transformatei FFT (FAM) (a) calculul componentelor demodulate complexe (b) implementarea metodei FAM

Componentele demodulate complexe sunt estimate în mod eficient folosind o transformată FFT de dimensiune N' care este glisată pentru a acoperi întregul număr de eşantioane al semnalului de intrare, urmată de o schimbare de frecvență care aduce semnalul în banda de bază. Pentru a obține o creștere suplimentară a eficienței, transformata FFT este nu este glisată în mod continuu, ci folosind un pas de L eşantioane. În [54] se arată că alegerea unei valori de $L = N'/4$ conduce la un bun compromis între menținerea unei eficiențe bune în ceea ce privește calculele necesare și în același timp minimizarea fenomenelor de scurgere spectrală și aliasing în domeniul frecvență ciclică. Valoarea lui N' este determinată în funcție de rezoluția în frecvență Δf dorită și este dată de relația

$$N' = \frac{f_s}{\Delta f}. \quad (3.38)$$

În alegerea valorii pentru N' se va ține cont ca aceasta să fie egală cu o putere a lui 2 egală sau mai mare decât valoarea rezultată prin calculul din relația (3.36), astfel încât să se profite de eficiența algoritmului FFT fără să fie necesară completarea semnalului cu valori nule.

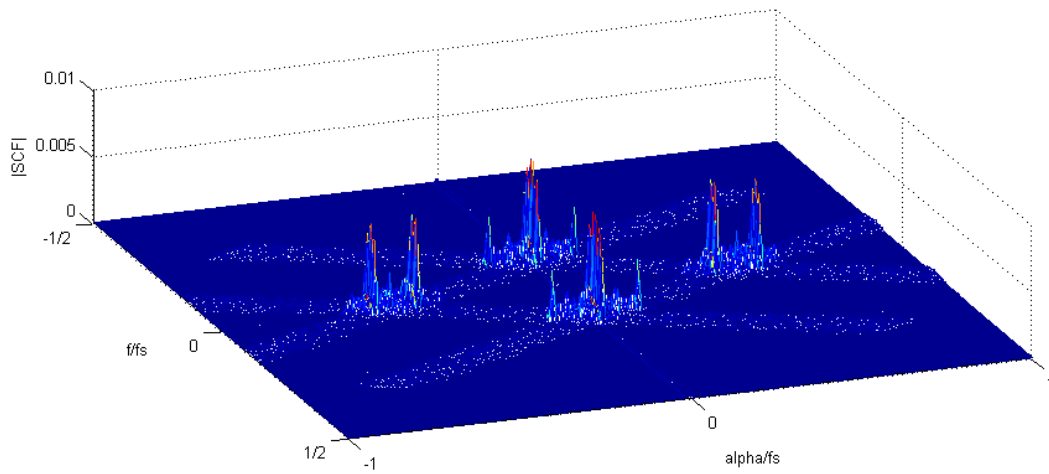
După calculul componentelor demodulate complexe (figura 3.5 (a)) și formarea secvențelor de produse între fiecare dintre aceste componente și complex conjugatul tuturor celorlalte componente (figura 3.5 (b)), operația de netezire în domeniul timp este realizată

prin intermediul unei a doua transformate FFT de dimensiune P . Valoarea lui P este aleasă în funcție de valoarea care este dorită pentru rezoluția în domeniul frecvenței ciclice $\Delta\alpha$ și este dată de relația

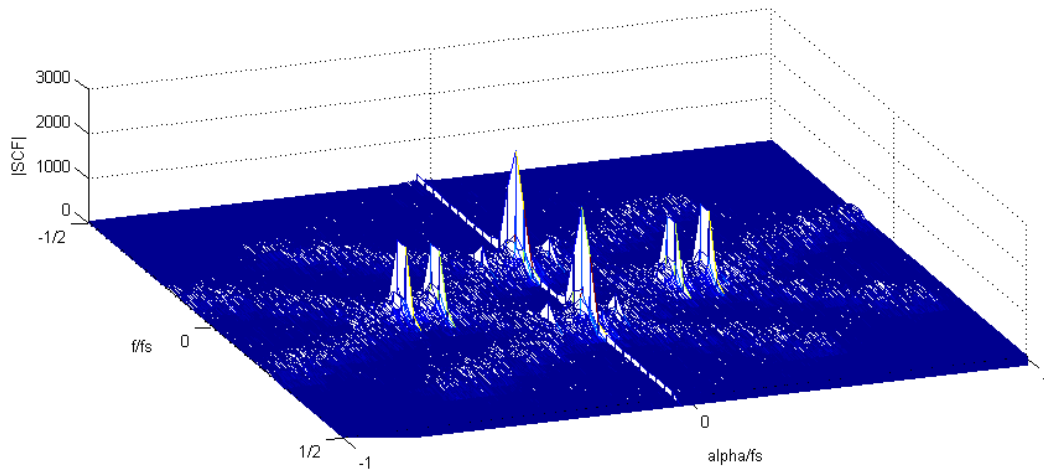
$$P = \frac{f_s}{L\Delta\alpha}. \quad (3.39)$$

Ca și în cazul lui N' , valoarea lui P va fi aleasă astfel încât să fie egală cu o putere a lui 2 egală sau mai mare decât valoarea rezultată prin calculul din relația (3.37).

În figura 3.6 sunt prezentate rezultatele procesului de detecție sub forma modulului funcției de corelație spectrală pentru cazul unui semnal MSK, pentru cazurile în care a fost folosită metoda directă (a) și metoda acumulării transformatei FFT (b). Parametrii folosiți în cazul metodei FAM au fost frecvența de eșantionare $f_s = 16\text{kHz}$, rezoluția în frecvență $\Delta f = 500\text{Hz}$ și rezoluția în frecvență ciclică $\Delta\alpha = 16\text{Hz}$.



(a)



(b)

Fig. 3.6 – Modulul funcției de corelație spectrală pentru un semnal de tip MSK calculat folosind (a) Metoda directă (b) Metoda FAM

Se poate observa că în ambele cazuri sunt clar vizibile caracteristicile de ciclostacionaritate ale semnalului modulat MSK ($\hat{S}_x^\alpha(f) \neq 0$ doar pentru $\alpha = kf_b$ pentru valori pare ale lui k și pentru $\alpha = \pm 2f_c + kf_b$ pentru valori impare ale lui k , unde cu f_c a fost notată frecvența purtătoare și cu f_b a fost notată frecvența corespunzătoare ratei cu care sunt furnizate datele), timpul necesar pentru efectuarea operațiilor de calcul în cazul (b) fiind net inferior celui necesar în cazul (a).

3.4.4.3 Metoda SSCA

Metoda de detecție SSCA (Strip Spectral Correlation Algorithm) aparține, de asemenea, categoriei de metode de netezire în domeniul timp și a fost definită și analizată în [53] și [54]. În [53], definiția este restrânsă la semnale reale, în timp ce în [54] sunt considerate și semnalele complexe. Conform notațiilor din [54], funcția de estimare punctuală al SCF este definită ca

$$\hat{S}_{xy_T}^{f_k+q\Delta\alpha}(n, \frac{f_k}{2} - \frac{q\Delta\alpha}{2})_{\Delta t} = \sum_r X_T(r, f_k) y^*(r) g(n-r) e^{-i2\pi qr/N} \quad (3.40)$$

unde $\alpha = f_k + q\Delta\alpha$, $f_k = kf_s N'$, q variază de la $-N/2$ la $N/2-1$, și k variază de la $-N'/2$ la $N'/2-1$. Parametrul N folosit în expresiile anterioare reprezintă numărul total de eșantioane prelucrate de către estimator, el determinând rezoluția ciclică elementară $\Delta\alpha$. Parametrul N' este un parametru care intervine în procesul de separare al canalelor de frecvență, discutat ulterior, și determină rezoluția spectrală Δf . Ecuația (3.38) reprezintă funcția de cros-corelație spectrală (neconjugată) estimată pentru cele două semnale $x(t)$ și $y(t)$. Componentele demodulate $X_T(\cdot, \cdot)$ sunt definite prin

$$X_T(n, f) = \sum_{r=-N'/2}^{N'/2-1} a(r) x(n-r) e^{-i2\pi f(n-r)} \quad (3.41)$$

și sunt constituite din versiuni ale semnalului $x(t)$ după ce a fost supus operațiilor de conversie a frecvenței și de separare de canal. Funcția reală $a(\cdot)$ reprezintă fereastra de prelucrare a datelor, N' are valoarea egală cu o putere a lui 2 și reprezintă numărul de canale în care este împărțit semnalul $x(t)$, iar $T = N'T_s = N'$ reprezintă dimensiunea transformatei FFT folosită în procesul de separare a canalelor. Trebuie remarcat că $a(\cdot)$ are lățimea N' , cu $\sum_n a^2(n) = 1$. Funcția reală $g(\cdot)$ din ecuația (3.38) reprezintă fereastra de netezire în domeniul timp cu lățimea $\Delta t = NT_s = N$ și $\sum_n g(n) = 1$. Valoarea obținută pentru rezoluția ciclică este $\Delta\alpha = 1/\Delta t = 1/(NT_s) = 1/N$. Frecvențele folosite în procesul de separare a canalelor sunt notate cu $f_k = kf_s/N' = k/N'$, pentru $-N'/2 \leq k \leq N'/2-1$. În termenii parametrizării uzuale a funcției de corelație spectrală (f, α) , estimatele punctuale din ecuația SSCA (3.38) corespund la $f = (f_k - q\Delta\alpha)/2$ și $\alpha = f_k + q\Delta\alpha$. Printr-o rescriere a relațiilor anterioare se ajunge la $\alpha = 2f_k - 2f$.

Deci pentru o valoare fixă pentru f_k , estimatele punctuale sunt situate pe o dreaptă paralelă cu $\alpha = -2f$, care este denumită *strip*.

Există trei etape de calcul care stau la baza SSCA. Prima etapă este reprezentată de calculul semnalelor demodulate $X_T(n, f_k)$, denumit și separare de canal. Când valoarea lui N' este egală cu o putere a lui 2, acest pas poate fi realizat în mod eficient folosind FFT. A doua etapă este reprezentată de calculul produsului de semnal, obținut ca produs între semnalul demodulat, forma de undă în domeniul timp și fereastra de mediere în domeniul timp. A treia etapă constă în realizarea corelației dintre produsul de semnal și valoarea exponențială complexă $e^{-i2\pi qr/N}$, care, pentru o valoarea lui N egală cu o putere a lui 2, poate fi, de asemenea, calculat eficient folosind FFT.

Rezoluția spectrală a estimatului este determinată de etapa de separare de canal, și are deci o valoare aproximativă egală cu $\Delta f = 1/N'$. Rezoluția temporală este determinată de operația finală de netezire, care realizează o medie peste întregul bloc de date disponibile, obținându-se o valoare $\Delta t = N$. Produsul de rezoluție este

$$\Delta f \Delta t = \frac{N}{N'} \quad (3.42)$$

Pentru a îndeplini condiția necesară pentru o estimare credibilă, trebuie îndeplinită condiția $\Delta f \Delta t \gg 1 \Rightarrow N \gg N'$. Această condiție favorizează alegerea unui număr redus de canale în procesul de separare de canal. Pentru a putea obține suficiente detalii pentru funcția de corelație spectrală (și pentru densitatea spectrală de putere) este necesară o rezoluție spectrală în frecvență mică, $\Delta f \ll 1 \Rightarrow N' \gg 1$, ceea ce favorizează alegerea unui număr mare de canale. În general, valoarea pentru N' va fi aleasă suficient de mare astfel încât să se obțină o rezoluție care să permită observarea caracteristicilor spectrale așteptate pentru densitatea spectrală de putere și pentru funcția de corelație spectrală. Aceasta va permite obținerea celui mai mare produs de rezoluție și o rezoluție spectrală adecvată. O analiză similară este valabilă și în cazul metodei de netezire în domeniul frecvență, unde rezoluția în frecvență este egală cu lățimea lui $h(f)$, iar rezoluția temporală este egală cu dimensiunea T a transformatei FFT.

3.4.5 Aplicații ale detecției pe baza caracteristicilor de ciclostacionaritate pentru diferite tipuri de semnale

Pe baza metodelor descrise anterior, au fost realizate în mediul MATLAB aplicații pentru calculul funcției de corelație spectrală și au fost aplicate la intrarea detectorului diferite tipuri de semnale modulate des întâlnite în cadrul sistemelor moderne de comunicații (BPSK, QPSK, MSK) pentru a evidenția caracteristicile particulare de ciclostacionaritate ale fiecărui tip de semnal.

În figura 3.7 este prezentat modelul Simulink care a fost folosit pentru generarea acestor diferite semnale (în figură este dat exemplul unui semnal modulat QPSK). Ca sursă de semnal a fost folosit un generator de numere întregi aleatoare cu rata de bit egală cu 1 kbps, care a fost ulterior modulat folosind blocurile disponibile în cadrul mediului Simulink.

Cele trei tipuri de modulație analizate au fost BPSK, QPSK și MSK. Semnalul complex obținut la ieșirea modulatorului a fost limitat în bandă cu ajutorul unor filtre de formare de tip radical din cosinus ridicat (RRC), cu un factor de interpolare egal cu 16 și un factor de roll-off $\alpha = 0,5$.

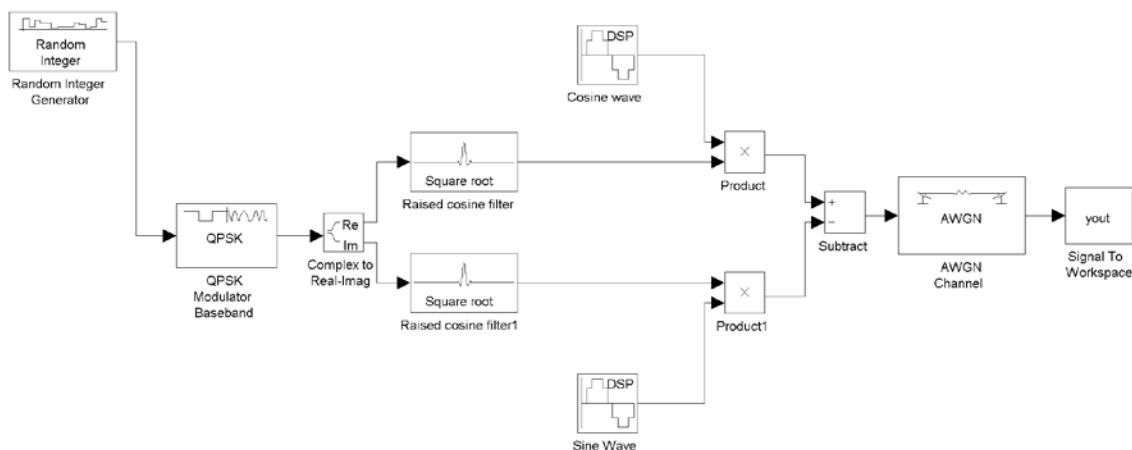


Fig. 3.7 – Modelul Simulink folosit pentru generarea unui semnal modulat QPSK

Semnalul astfel obținut a fost aplicat la intrarea unor operatoare de produs, folosind atât pentru ramura în fază, cât și pentru ramura în cuadratură semnale purtătoare sinusoidale de frecvență egală cu $f_c = 2\text{kHz}$. Semnalul modulat obținut prin combinarea ramurilor în fază și în cuadratură a fost ulterior aplicat la intrarea unui bloc care simulează un canal afectat de zgomot aditiv gaussian alb.

Pentru început a fost aleasă o valoare a raportului semnal-zgomot pe canal egală cu 10 dB, din semnalul modulat afectat de zgomot fiind capturate un număr de 16000 eșantioane. În figura 3.8 este reprezentat modulul funcției de corelație spectrală $|\hat{S}_x^\alpha(f)|$ pe axa z într-o reprezentare tridimensională, în planul orizontal fiind reprezentate frecvența f și frecvența ciclică α , în valori normate la frecvența de eșantionare f_s . Dacă se realizează o secțiune prin figură pentru o valoare a frecvenței ciclice $\alpha = 0$ se va obține densitatea spectrală de putere a semnalului modulat. Cele trei cazuri din figură corespund celor trei tipuri de semnale modulate folosite: BPSK, QPSK și MSK. În figura 3.9 este prezentat, de asemenea, modulul funcției de corelație spectrală, însă folosind o reprezentare de tip *contour*.

Cu toate că densitatea spectrală de putere a semnalului în cele trei cazuri nu permite o deosebire a celor trei tipuri diferite de semnale modulate, sunt clar vizibile caracteristicile diferite de ciclostacionaritate, cu un astfel de detector fiind deci posibilă diferențierea semnalelor detectate în funcție de tipul de modulație folosit.

În figurile 3.8 a) și 3.9 a) se pot observa caracteristicile de ciclostacionaritate ale semnalului BPSK : $\hat{S}_x^\alpha(f) \neq 0$ doar pentru $\alpha = kf_b$ și $\alpha = \pm 2f_c + kf_b$, pentru orice valori întregi ale lui k .

În figurile 3.8 b) și 3.9 b) este reprezentat cazul semnalului modulat QPSK, caz în care $\hat{S}_x^\alpha(f) \neq 0$ doar pentru $\alpha = kf_b$, pentru orice valori întregi ale lui k .

În figurile 3.8 c) și 3.9 c) sunt vizibile caracteristicile de ciclostacionaritate ale semnalului modulat MSK : $\hat{S}_x^\alpha(f) \neq 0$ doar pentru $\alpha = kf_b$ pentru valori pare ale lui k și pentru $\alpha = \pm 2f_c + kf_b$ pentru valori impare ale lui k .

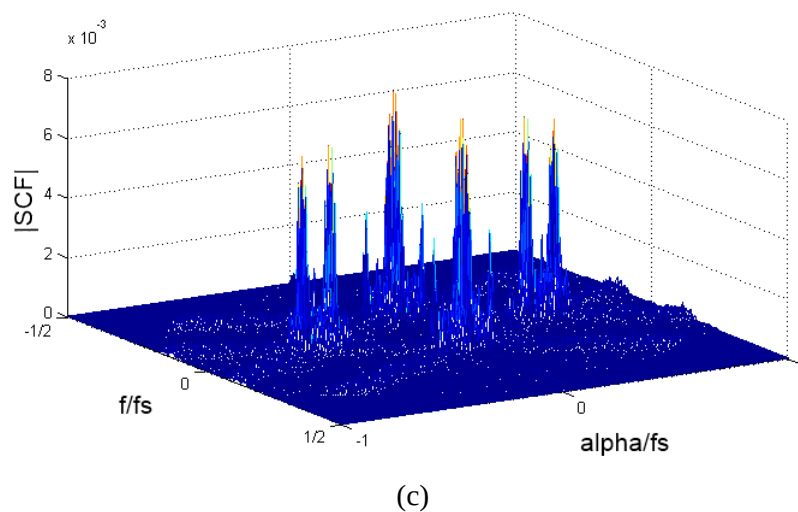
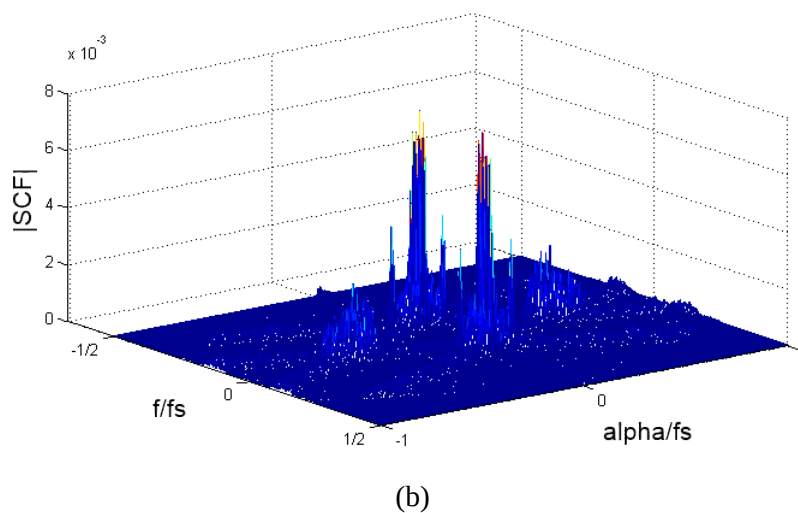
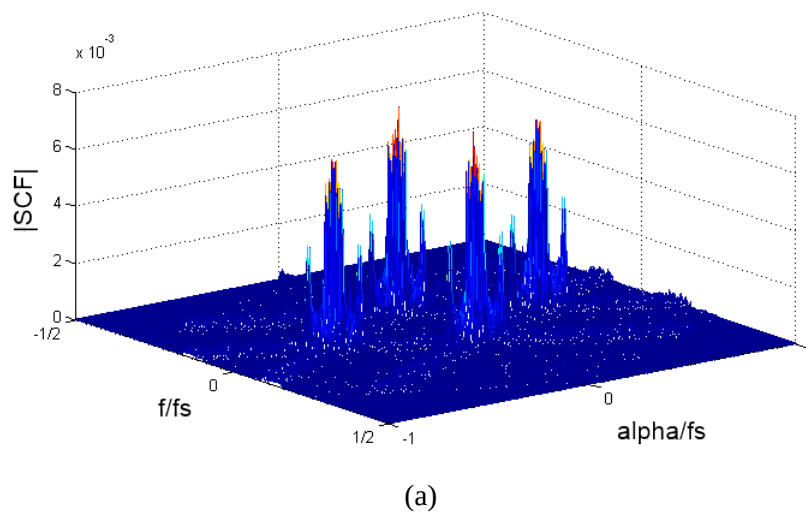


Fig. 3.8 – Modulul funcției de corelație spectrală pentru semnale modulate (a) BPSK (b) QPSK (c) MSK pentru un RSZ = 10dB folosind o reprezentare tridimensională

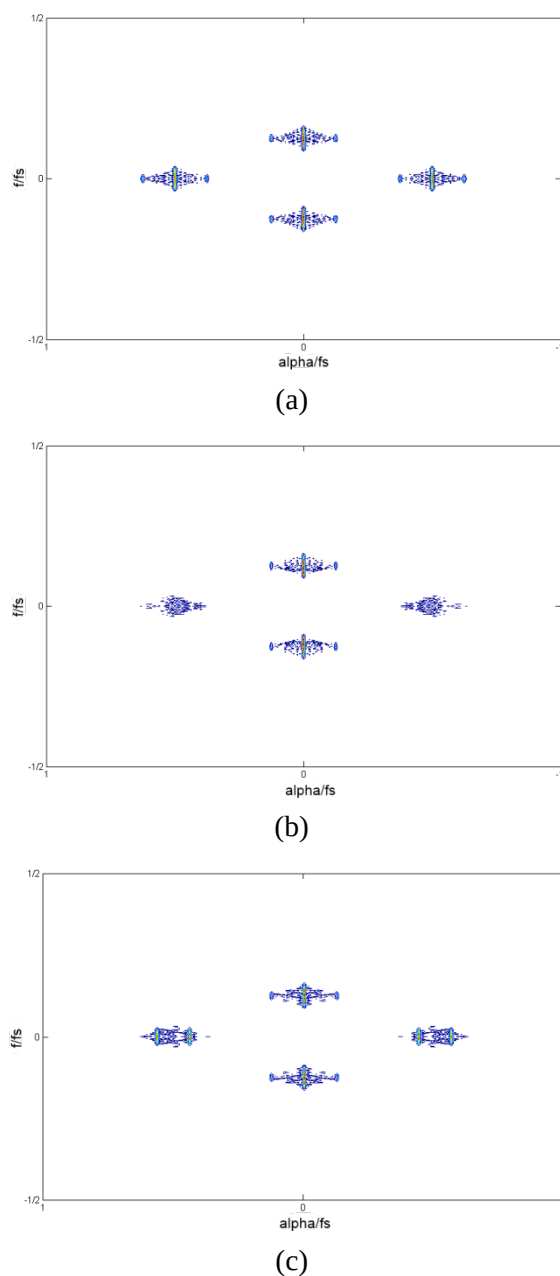


Fig. 3.9 – Modulul funcției de corelație spectrală pentru semnale modulate BPSK (b) QPSK (c) MSK pentru un RSZ = 10dB folosind reprezentare contour

În figura 3.10 este reprezentată situația semnalului modulat MSK pentru trei valori diferite alese pentru raportul semnal-zgomot pe canalul afectat de zgomot aditiv gaussian alb (10 dB, 0 dB, -5 dB). Se observă că vizibilitatea caracteristicilor de ciclostacionaritate ale semnalului este păstrată chiar și la valori scăzute ale raportului semnal zgomot, acesta fiind unul dintre principalele avantaje ale acestui tip de detecție, spre deosebire de exemplu de cazul detectorului de energie, care este practic inutilizabil pentru astfel de valori ale RSZ.

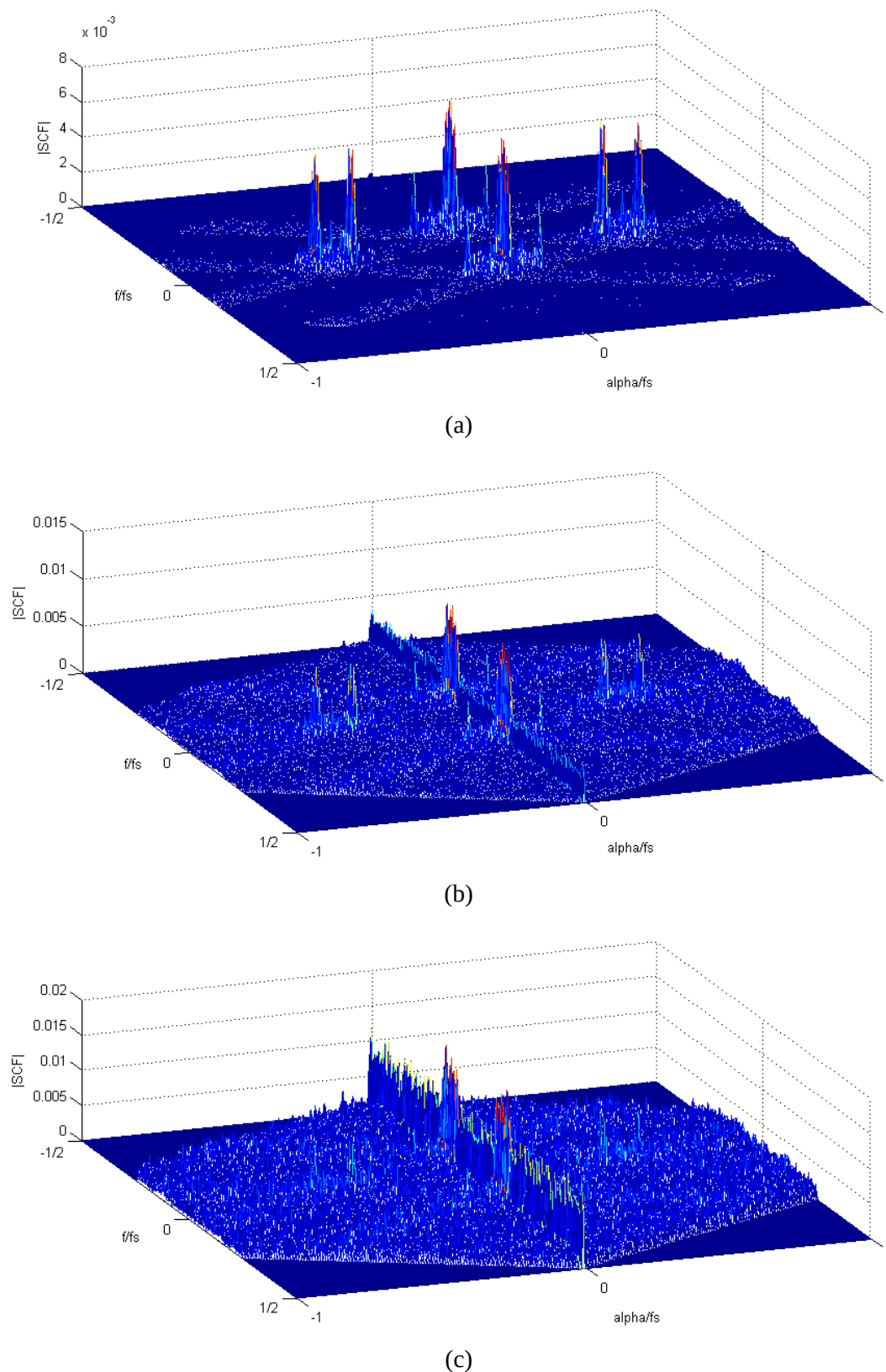


Fig. 3.10 – Modulul funcției de corelație spectrală pentru semnale modulate MSK pentru un RSZ de (a) 10 dB (b) 0 dB (c) -5 dB

3.4.6 Concluzii legate de detecția pe baza exploatării caracteristicilor de ciclostacionaritate

Detectoarele bazate pe exploatarea caracteristicilor de ciclostacionaritate sunt în cele mai multe cazuri implementate în domeniul digital. Algoritmii care permit identificarea acestor caracteristici folosesc transformata Fourier rapida pentru calculul componentelor spectrale ale semnalului, după care realizează corelația spectrală direct asupra componentelor spectrale calculate anterior. Un detector bazat pe un astfel de algoritm este prezentat în figura 3.11.

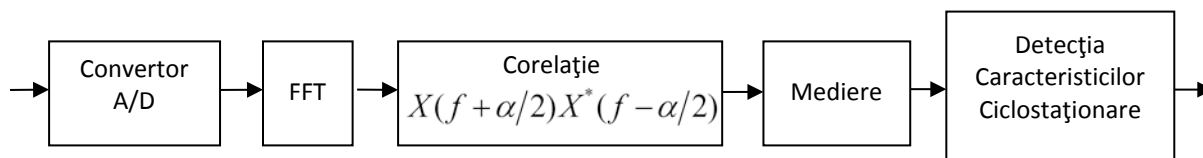


Fig. 3.11 - Variantă digitală de implementare a unui detector bazat pe exploatarea caracteristicilor de ciclostacionaritate

Principalul avantaj al metodelor de detecție bazate pe exploatarea caracteristicilor de ciclostacionaritate este reprezentat de posibilitatea de a realiza o distincție între energia zgomotului și energia semnalelor utile care urmează a fi detectate, ceea ce permite obținerea unor performanțe superioare față de alte tipuri de detecție în condiții de raport semnal zgomot scăzut. Distincția menționată anterior poate fi realizată datorită faptului că zgomotul nu prezintă corelație spectrală, în timp ce semnalele modulate sunt de obicei semnale ciclostacionare și posedă corelație spectrală datorită redundanței intrinseci date de periodicitățile semnalelor. Un detector de acest tip este, de asemenea, mai puțin influențat de eventualele variații ale nivelului palierului de zgomot decât detectoarele de energie.

O observație importantă este aceea că funcția de corelație spectrală este dependentă de o largă varietate de parametri, printre care și parametrii de bază ai semnalelor modulate, cum ar fi ratele de bit, simbol, salt, chip, cadru, precum și offset-ul frecvenței purtătoare, puterea medie, faza ceasului de simbol și a purtătoarei. Toate aceste dependențe permit folosirea funcției de corelație spectrală nu numai în scopul detecției spectrale, ci și pentru sincronizarea de simbol și de purtătoare, pentru estimarea filtrului de formare de la emisie, a ratei de salt de frecvență, pentru estimarea de canal precum și pentru o clasificare automată a tipului de modulație.

Un alt avantaj oferit de detecția pe baza caracteristicilor de ciclostacionaritate este aplicabilitatea aproape universală, având în vedere că printre tipurile de modulație care prezintă funcții de corelație spectrală nenule putem enumera GMSK, OQPSK, MPAM, MQAM, MPSK, CPFSK, FH, DSSS, și multe altele. De asemenea, pe baza acestei metode pot fi obținute și detectoare care să permită clasificarea semnalelor detectate în funcție de tipul de modulație folosit, astfel fiind eventual posibilă și diferențierea între utilizatorii primari și utilizatorii secundari în cazul în care în cele două sisteme sunt folosite tipuri diferite de modulație.

Printre dezavantajele care pot fi menționate în ceea ce privește detecția pe baza exploatării caracteristicilor de ciclostacionaritate pot fi menționate complexitatea mai ridicată

necesară pentru implementare comparativ cu alte metode de detecție, precum și necesitatea unui interval de timp de observare mai lung decât de exemplu în cazul detecției de energie. Acest ultim dezavantaj poate conduce la inabilitatea exploatării eficiente a benzilor de frecvență care sunt detectate ca libere doar pentru intervale scurte de timp.

3.5 DETECȚIA PE BAZA VALORILOR PROPRII ALE MATRICII DE COVARIANȚĂ

O metodă de detecție care păstrează un grad destul de redus de complexitate de calcul, evitând în același timp problemele legate de incertitudinile existente la determinarea nivelului de zgomot este metoda bazată pe valorile proprii ale matricei de covarianță a semnalului recepționat [55]-[57]. Pe baza elementelor din teoria matricelor aleatoare (RMT), poate fi cuantizat raportul dintre valoarea minimă și cea maximă pentru valorile proprii ale acestei matrice, și evaluând acest raport poate fi detectată existența semnalului recepționat. Probabilitatea de alarmă falsă poate fi, de asemenea, determinată folosind elemente din RMT.

Această metodă de detecție poate fi folosită pentru semnale de diferite tipuri, fără a avea informații apriori referitoare la semnal, canalul de comunicație sau puterea zgomotului.

Se presupune că se urmărește detecția spectrală într-o bandă de frecvență cu frecvența centrală f_c și lățimea de bandă W , semnalul recepționat fiind eșantionat cu o frecvență de eșantionare care să respecte condiția Nyquist. Se presupune că există un număr de antene de recepție $M \geq 1$, iar semnalul discret recepționat de către antena i este notat cu $x_i(n)$.

Cele două ipoteze legate de detecția semnalului sunt:

- H_0 , cazul în care se recepționează doar zgomot, iar semnalul recepționat de către antena i va fi:

$$x_i(n) = \eta_i(n), n = 0, 1, \dots, \quad (3.43)$$

- H_1 , cazul în care se recepționează atât semnal, cât și zgomot, iar semnalul recepționat de către antena i va fi:

$$x_i(n) = \sum_{j=1}^P \sum_{k=0}^{N_{ij}} h_{ij}(k) s_j(n-k) + \eta_i(n), \quad (3.44)$$

unde $s_j(n) (j=1, 2, \dots, P)$ reprezintă un număr de $P \geq 1$ semnale sursă, $h_{ij}(k)$ reprezintă răspunsul canalului pentru un semnal sursă j și o antenă de recepție i , N_{ij} reprezintă ordinul canalului $h_{ij}(k)$, iar $\eta_i(n)$ reprezintă eșantioanele de zgomot. Pe baza eșantioanelor recepționate, fără a avea informații despre semnalele sursă, răspunsurile canalului sau puterea zgomotului, algoritmul de detecție trebuie să furnizeze o decizie cu privire la existența acestor semnale.

Dacă se notează cu $N_j \stackrel{\text{def}}{=} \max_i(N_{ij})$, și se definesc

$$x(n) \stackrel{\text{def}}{=} [x_1(n), x_2(n), \dots, x_M(n)]^T, \quad (3.45)$$

$$h_j(n) \stackrel{\text{def}}{=} [h_{1j}(n), h_{2j}(n), \dots, h_{Mj}(n)]^T, \quad (3.46)$$

$$\eta(n) \stackrel{\text{def}}{=} [\eta_1(n), \eta_2(n), \dots, \eta_M(n)]^T, \quad (3.47)$$

atunci expresia (3.42) poate fi scrisă sub formă vectorială ca:

$$x(n) = \sum_{j=1}^P \sum_{k=0}^{N_j} h_j(k) s_j(n-k) + \eta(n), n = 0, 1, \dots \quad (3.48)$$

Considerând L ieșiri consecutive și definind

$$\hat{x}(n) \stackrel{\text{def}}{=} [x^T(n), x^T(n-1), \dots, x^T(n-L+1)]^T, \quad (3.49)$$

$$\hat{\eta}(n) \stackrel{\text{def}}{=} [\eta^T(n), \eta^T(n-1), \dots, \eta^T(n-L+1)]^T, \quad (3.50)$$

$$\hat{s}(n) \stackrel{\text{def}}{=} [s_1(n), \dots, s_1(n-N_1-L+1), \dots, s_p(n), \dots, s_p(n-N_p-L+1)]^T, \quad (3.51)$$

se obține

$$\hat{x}(n) = \mathbb{H} \hat{s}(n) + \hat{\eta}(n), \quad (3.52)$$

unde $\mathbb{H}$ este o matrice de dimensiune $ML \times (N + PL)$ ($N = \sum_{j=1}^P N_j$) definită ca

$$\mathbb{H} \stackrel{\text{def}}{=} [\mathbb{H}_1, \mathbb{H}_2, \dots, \mathbb{H}_P], \quad (3.53)$$

$$\mathbb{H}_j \stackrel{\text{def}}{=} \begin{pmatrix} h_j(0) & \dots & h_j(N_j) & \dots & 0 \\ & \ddots & & \ddots & \\ 0 & \dots & h_j(0) & \dots & h_j(N_j) \end{pmatrix}. \quad (3.54)$$

Se presupune că zgomotul este un zgomot alb și necorelat cu semnalele transmise.

Dacă se notează cu $\mathbf{R}(N_s)$ matricea de covarianță a semnalului recepționat, se poate scrie

$$\mathbf{R}(N_s) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{N_s} \sum_{n=L}^{L-1+N_s} \hat{x}(n) \hat{x}^H(n), \quad (3.55)$$

unde N_s reprezintă numărul de eșantioane colectate. Dacă N_s este mare, pe baza presupunerilor enunțate anterior se poate verifica faptul că

$$\mathbf{R}(N_s) \approx \mathbf{R} \stackrel{\text{def}}{=} E(\hat{x}(n) \hat{x}^H(n)) = \mathbb{H} \mathbf{R}_s \mathbb{H}^H + \sigma_\eta^2 \mathbf{I}_{ML}, \quad (3.56)$$

unde $\mathbf{R}_s$ reprezintă matricea statistică de covarianță a semnalului de intrare, $\mathbf{R}_s = E(\hat{s}(n) \hat{s}^H(n))$, σ_η^2 reprezintă varianța zgomotului, iar $\mathbf{I}_{ML}$ este matricea identitate de ordinul ML .

Dacă se notează cu $\hat{\lambda}_{\max}$ și $\hat{\lambda}_{\min}$ valoarea proprie maximă, respectiv minimă, a matricei $\mathbf{R}$, și cu $\hat{\rho}_{\max}$ și $\hat{\rho}_{\min}$ valoarea proprie maximă, respectiv minimă, a matricei $\mathbb{H} \mathbf{R}_s \mathbb{H}^H$, atunci se va putea scrie că $\hat{\lambda}_{\max} = \hat{\rho}_{\max} + \sigma_\eta^2$ și $\hat{\lambda}_{\min} = \hat{\rho}_{\min} + \sigma_\eta^2$. Singura situație pentru care $\hat{\rho}_{\max} = \hat{\rho}_{\min}$ este cea în care $\mathbb{H} \mathbf{R}_s \mathbb{H}^H = \delta \mathbf{I}_{ML}$, unde δ este un număr pozitiv. În practică, în cazul în care există semnale sursă, egalitatea de mai sus este extrem de improbabilă, datorită dispersiei canalului și/sau a supra-eșantionării și a corelației dintre eșantioanele semnalului sursă. Astfel, în absența semnalelor sursă, raportul $\hat{\lambda}_{\max} / \hat{\lambda}_{\min} = 1$, iar în cazul prezenței acestora, $\hat{\lambda}_{\max} / \hat{\lambda}_{\min} > 1$. Decizia asupra prezenței unui semnal sursă va fi luată în cazul în care

$\hat{\lambda}_{\max} > \gamma \hat{\lambda}_{\min}$, unde $\gamma > 1$ reprezintă pragul de detecție. A fost demonstrat în [35] că valoarea pragului de detecție, ținând seama și de probabilitatea de alarmă falsă P_{fa} dorită, este data de

$$\gamma = \frac{(\sqrt{N_s} + \sqrt{ML})^2}{(\sqrt{N_s} - \sqrt{ML})^2} \left(1 + \frac{(\sqrt{N_s} + \sqrt{ML})^{-2/3}}{(N_s ML)^{1/6}} F_1^{-1}(1 - P_{fa}) \right) \quad (3.57)$$

unde F_1 reprezintă funcția de distribuție cumulativă a distribuției Tracy-Widom de ordin 1. În cazul semnalelor complexe, singura diferență este că F_1 trebuie înlocuită prin F_2 , funcția de distribuție cumulativă a distribuției Tracy-Widom de ordin 2.

3.6 DETECȚIA FOLOSIND METODE MIXTE

Având în vedere avantajele și dezavantajele metodelor de detecție spectrală prezentate anterior, au existat și propuneri de realizare a detecției spectrale folosind combinații între aceste metode [58]-[61].

În [58] este propusă o metodă hibridă de detecție spectrală, combinând detecția de energie cu detecția pe baza caracteristicilor de ciclostacionaritate. Ideea de bază este de a îmbunătăți performanțele detectorului de energie, cunoscute fiind limitările acestui tip de detecție în cazurile în care există incertitudini în ceea ce privește nivelul zgomotului și al interferențelor.

Înainte de a începe procesul de detecție, sunt fixate pentru detectorul de energie două praguri de detecție, η_1 și η_2 , cu $\eta_2 > \eta_1$. Algoritmul folosit pentru realizarea detecției este următorul:

- Dacă rezultatul evaluării semnalului recepționat efectuată folosind detectorul de energie este mai mare decât η_2 sau mai mic decât η_1 , atunci acest lucru va indica prezența, respectiv absența, unui utilizator primar cu o probabilitate suficient de mare;
- Dacă rezultatul evaluării semnalului recepționat efectuată folosind detectorul de energie este situat în intervalul $[\eta_1, \eta_2]$, atunci probabilitatea de detecție nu este suficientă în cazul folosirii detectorului de energie și va fi efectuată o detecție pe baza caracteristicilor de ciclostacionaritate ale semnalului recepționat.

Pe baza rezultatului obținut în urma detecției pe baza caracteristicilor de ciclostacionaritate se pot ajusta în mod dinamic și cele două praguri de detecție η_1 și η_2 , astfel încât să fie redusă incertitudinea legată de nivelul zgomotului.

Folosind o astfel de metodă hibridă de detecție se reduce timpul necesar pentru efectuarea calculelor față de situația în care este folosită exclusiv detecția pe baza caracteristicilor de ciclostacionaritate, în cazul în care detectorul de energie oferă un răspuns suficient de sigur. Pentru situația în care detectorul de energie nu poate oferi o probabilitate de alarmă falsă suficient de scăzută, folosirea detecției pe baza caracteristicilor de ciclostacionaritate poate oferi un răspuns mai sigur, cu prețul creșterii complexității de calcul și implicit a timpului necesar pentru oferirea răspunsului. Mai mult, datorită alegerii adaptive

a celor două praguri de detecție η_1 și η_2 , detecția pe baza caracteristicilor de ciclostacionaritate va fi folosită din ce în ce mai puțin față de detecția de energie, aceasta din urmă devenind din ce în ce mai eficientă.

3.7 CONCLUZII

Blocul de detecție spectrală este un element esențial în cadrul unui echipament radio cognitiv. În cadrul capitolului de față au fost descrise și analizate principalele metode de detecție spectrală studiate în literatura de specialitate. În cadrul tabelul 3.1 este realizată o comparație între diferitele metode prezentate anterior, ținând cont de avantajele și dezavantajele fiecărei metode, precum și de gradul de complexitate al calculelor necesare în cazul fiecărei metode în parte.

Tabelul 3.1 – Comparație între diferite metode de detecție spectrală

Metoda de detecție	Avantaje	Dezavantaje	Abilitatea de a diferenția tipul de semnale	Gradul de complexitate
Detecția de energie	Nu necesită informații despre semnalele detectate	Performanțe reduse pentru valori scăzute ale RSZ	Nu	Scăzut
Detecția pe baza filtrării adaptate	Detecție precisă, robustețe la variații ale nivelului de zgomot	Necesită informații exacte despre semnalele detectate	Da	Scăzut
Detecția pe baza caracteristicilor de ciclostacionaritate	Performanțe bune pentru valori scăzute ale RSZ, robustețe la variații ale nivelului de zgomot	Necesită informații suplimentare despre semnalele detectate	Da	Crescut
Detecția pe baza transformatei Wavelet	Funcționează eficient pentru semnale de bandă largă	Nu poate fi folosit pentru semnale DSSS	Nu	Mediu
Detecția pe baza valorilor proprii ale matricei de covarianță	Nu necesită informații despre semnalele detectate și despre nivelului de zgomot	Alegere dificilă pentru pragul de detecție	Nu	Mediu

Pentru aplicațiile prezentate în capitolele 4 și 7 a fost aleasă ca metodă de detecție metoda detecției de energie, datorită avantajelor oferite de aceasta: complexitate redusă de calcul, timp de detecție relativ scurt necesar și faptul că nu necesită informații apriori despre semnalele care urmează a fi detectate.

Capitolul 4. **CAMPANIE DE MĂSURĂTORI PENTRU DETERMINAREA GRADULUI DE OCUPARE SPECTRALĂ PENTRU ZONE URBANE ȘI RURALE DIN ROMÂNIA**

4.1 **CAMPANII DE MĂSURĂTORI REALIZATE PÂNĂ ÎN PREZENT**

Având în vedere interesul deosebit care a fost acordat în ultimul deceniu sistemelor de tip radio cognitiv, există în literatura de specialitate un număr extrem de mare de publicații referitoare la diferitele aspecte legate de problemele care apar pentru echipamentele de tip CR. Unul dintre subiectele des întâlnite în articolele care tratează sistemele CR este realizarea de campanii de măsurători care să ofere informații cât mai complete legate de gradul de ocupare a spectrului de radiofrecvență, pentru a identifica benzile de frecvență care sunt cele mai potrivite pentru testarea prototipurilor CR. Ținând seama de diferențele de multe ori semnificative între reglementările legate de folosirea spectrului de radiofrecvență existente între diferitele regiuni și țări, este importantă realizarea unui număr cât mai mare de măsurători în locații cât mai diverse, pentru a crea o imagine cât mai apropiată de realitate și a analiza cât mai multe dintre diferitele situații în care un echipament de tip CR poate fi pus.

În cadrul etapei de documentare a fost analizat un număr însemnat de campanii de măsurători [62]-[89], realizate în zone geografice extrem de diverse, începând cu anul 2004 până în prezent. Concluziile extrase în urma analizării rezultatelor obținute pe parcursul campaniilor de măsurători subliniază în unanimitate faptul că gradul de ocupare spectrală este extrem de redus în numeroase benzi de frecvență. Trecerea de la o alocare fixă și de cele mai multe ori inefficientă a spectrului de radiofrecvență la o alocare dinamică ar putea îmbunătăți semnificativ eficiența de folosire a acestei resurse deosebit de importante pentru funcționarea oricărui sistem de comunicații pe unde radio. În continuare vor fi prezentate pe scurt câteva dintre cele mai interesante concluzii obținute în urma campaniilor de măsurători menționate anterior.

Folosind rezultatele unei campanii de măsurători efectuate în Chicago, Illinois, SUA, în noiembrie 2005, a fost calculată o ocupare spectrală medie pentru banda de frecvență 30 MHz – 3000 MHz de numai 17,4 % [63]. În cadrul unor măsurători efectuate pe parcursul a 12 săptămâni în Singapore în anul 2008 pentru o bandă mai largă de frecvențe, mergând până la 5850 MHz, a fost obținută o valoare medie a gradului de ocupare spectrală de numai 4,54 procente [65].

Diferența între ocuparea spectrală măsurată în locații situate în interiorul clădirilor și locații situate în aer liber a fost discutată în [66], în contextul unei campanii de măsurători realizată în Aachen, Germania, în anul 2007. Concluzia obținută este că gradul de ocupare spectrală calculat în urma măsurătorilor realizate în locații situate în interiorul clădirilor a fost mult mai mic decât cel obținut pentru locații situate în aer liber, datorită nivelului mai scăzut al zgomotului ambiental.

Dacă pentru campaniile de măsurători menționate anterior au fost considerate pentru analiză benzi largi de frecvență, au existat și campanii de măsurători care au fost orientate către analiza unor benzi mai înguste de frecvență, cum ar fi cele rezervate aplicațiilor legate de siguranța publică. O astfel de campanie a fost realizată în SUA în anul 2007, în cadrul acestei campanii punându-se în evidență avantajele aduse de sistemele cooperative de detecție spectrală [64].

În cadrul campaniilor de măsurători prezentate în [73] și [74] au fost efectuate măsurători legate de gradul de ocupare spectrală pe parcursul unui eveniment public cu o largă audiență (Campionatul Mondial de Fotbal 2006, organizat în Germania). Campania a fost desfășurată în două orașe diferite, Dortmund și Kaiserslautern, iar măsurătorile au fost efectuate în proximitatea stadioanelor de fotbal pe parcursul zilelor în care au fost desfășurate meciuri. Rezultatele obținute arată în mod clar o interdependență între valorile obținute pentru gradul de ocupare spectrală și diferitele etape de desfășurare ale meciurilor de fotbal. Datele colectate pe parcursul campaniei de măsurători au fost analizate în scopul obținerii de metode potrivite pentru evaluarea gradului de ocupare spectrală pe baza unor elemente statistice dependente de timp, cum ar fi alocarea medie a canalului, durata medie a utilizării acestuia, precum și numărul de utilizări pentru un anumit interval de timp.

Un grup de cercetători de la Universitatea Politehnică din Catalonia, Spania, au desfășurat o campanie de măsurători în Barcelona începând cu anul 2008, fiind analizate benzi de frecvență mergând până la 7075 MHz [89]. Pentru evaluarea gradului de ocupare spectrală au fost folosite trei metrici diferite: evaluarea densității spectrale de putere, evoluția instantanee a ocupării spectrale în domeniul timp, precum și gradul de ocupare spectrală în funcție de frecvență. Pentru întreaga bandă de frecvență analizată, între 75 MHz și 7075 MHz, gradul mediu de ocupare spectrală a fost de 17,78 %, însă pot fi făcute diferențieri între benzile de frecvență de sub 1 GHz, pentru care gradul de ocupare spectrală este moderat, și benzile de frecvență situate la peste 2 GHz, pentru care gradul de ocupare spectrală a fost măsurat ca fiind foarte redus.

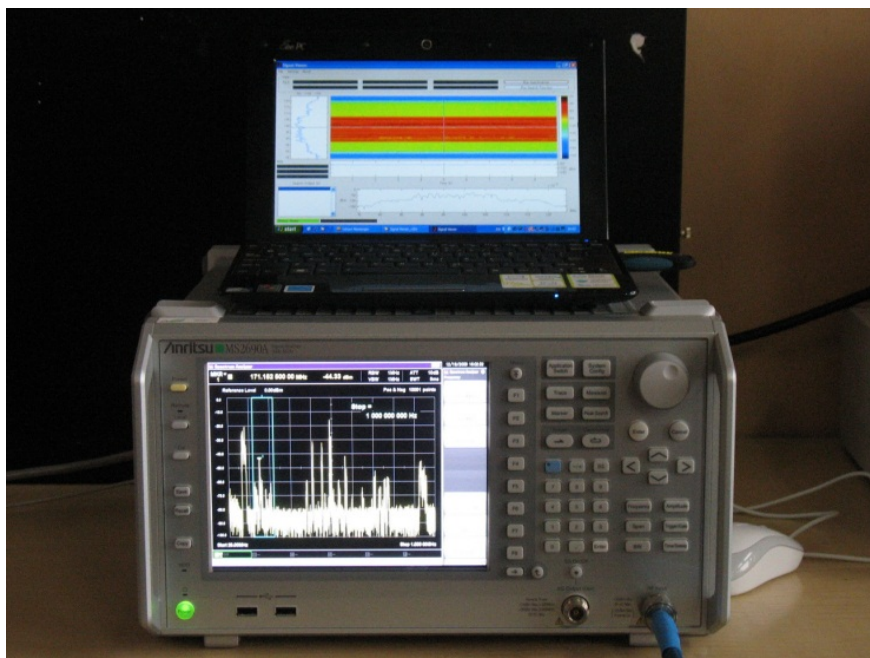
4.2 CONFIGURAȚIA DE MĂSURĂ UTILIZATĂ

Măsurătorile efectuate pentru cazul unei zone urbane au realizate folosind o antenă plasată pe terasa corpului A al Facultății ETTI (coordonate geografice: latitudine 44°26'01" N, longitudine 26°03'27" E, altitudine 150m față de nivelul mării, altitudine relativă 30m). Locația aleasă este potrivită pentru obținerea unor rezultate relevante, având în vedere existența condițiilor de vizibilitate directă cu mai multe emițătoare de FM, televiziune analogică și digitală, cu stații de bază GSM și UMTS. De asemenea, sediul Serviciului de Telecomunicații Speciale (STS) este situat în imediată apropiere, ceea ce permite eventualelor semnale prezente în benzile de frecvență rezervate pentru comunicații militare.

Antena folosită în cadrul campaniilor de măsurători este o antenă de bandă largă de tip *discone*, Sirio SD3000N, proiectată pentru aplicații de scanare a unui interval extrem de larg de frecvență. În figura 4.1 este prezentată configurația de măsură, reprezentată de antena plasată pe terasa clădirii corpului A al Facultății ETTI și analizorul de spectru situat într-unul dintre laboratoarele de la ultimul nivel al clădirii, așa cum a fost utilizată pe parcursul realizării măsurărilor.



(a)



(b)

Fig. 4.1 - Echipamentele folosite pentru realizarea măsurărilor: (a) Antena SIRIO SD3000N amplasată pe terasa corpului A al Facultății ETTI și (b) Analizorul de spectru Anritsu MS2690A situat într-un laborator de la ultimul etaj al corpului A al Facultății ETTI

Antena folosită prezintă o caracteristică omnidirecțională în planul H (orizontal în cazul montării verticale a antenei), și un câștig de 0 dBd (2,15 dBi). Antena a fost conectată prin intermediul unui cablu de radiofrecvență cu pierderi reduse la analizorul de spectru Anritsu MS2690A (50 Hz până la 6 GHz).

Pentru evaluarea gradului de ocupare spectrală în zone rurale, măsurătorile au fost efectuate în localitatea Măneciu, situată într-o regiune deluroasă, la o altitudine de 584 m față de nivelul mării (coordonate geografice: latitudine 45°18'49" N, longitudine 25°59'38" E). Localitatea se găsește la o distanță de aproximativ 100 km față de București, 50 km față de Brașov și 40 km față de Ploiești, distanțe suficient de mari, astfel încât locația aleasă este potrivită pentru evaluarea gradului de ocupare spectrală în mediu rural.

Aceași antenă care a fost folosită pentru măsurătorile realizate în București a fost utilizată și în acest caz, antena fiind plasată la o înălțime de aproximativ 8 metri deasupra solului. În figura 4.2 este prezentată harta zonei sud-estice a României, fiind evidențiată locația unde au fost realizate măsurătorile.

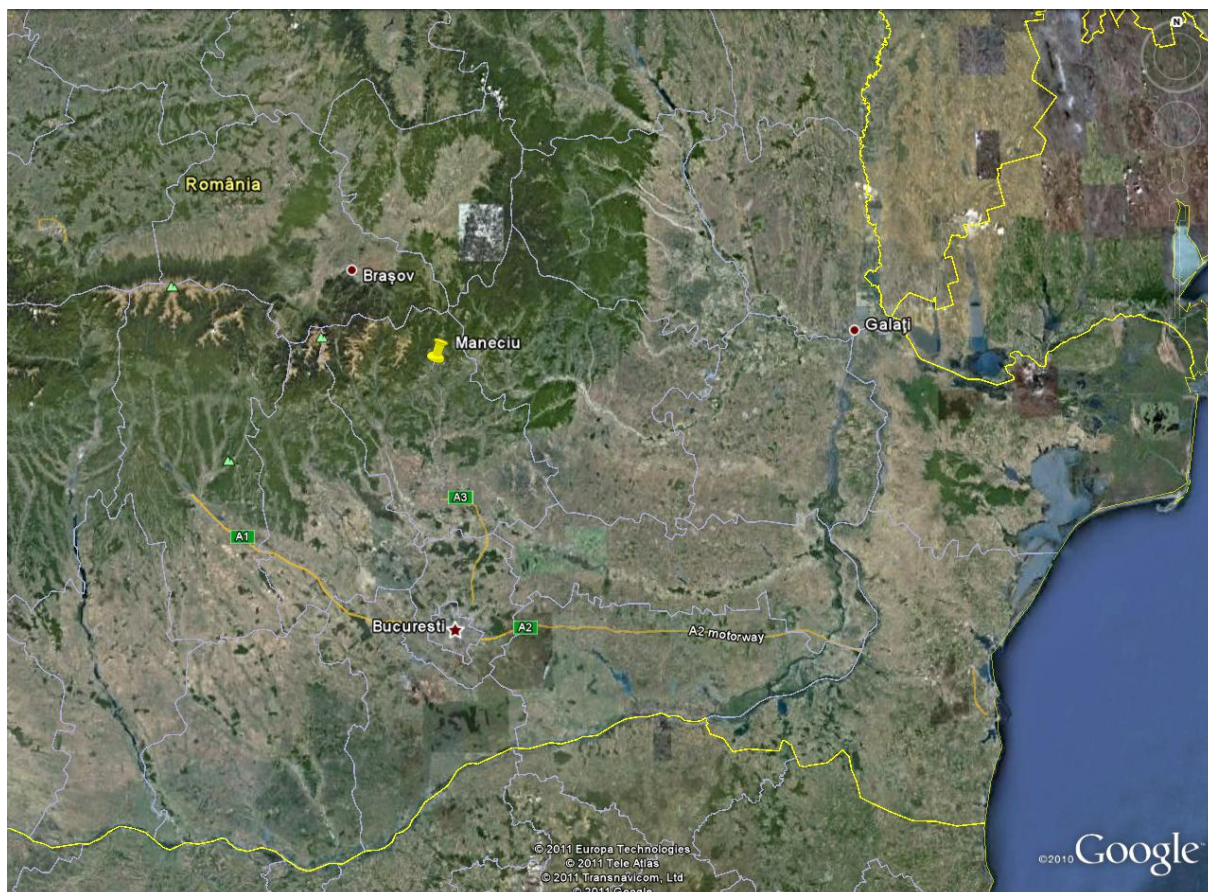


Fig. 4.2 - Locația folosită pentru măsurarea gradului de ocupare spectrală în zone rurale (©2011 Europa Technologies ©2011 Tele Atlas ©2011 Transnavicom, Ltd ©2011 Google)

Măsurătorile au fost efectuate astfel încât să fie acoperit întreg spectrul de frecvență între 25 MHz și 3400 MHz, acest interval fiind împărțit în 14 sub-benzi în funcție de tipurile de servicii și benzile alocate diferitelor sisteme de comunicații. O listă completă a valorilor

folosite pentru diferiți parametri necesari pentru configurarea analizorului de spectru pe parcursul măsurătorilor este prezentată în tabelul 4.1.

Tabelul 4.1 - Configurația folosită pentru analizorul de spectru Anritsu MS2690A

Parametru	Valoare
Sub-benzi de frecvență	1. 25-230 MHz 2. 230-400 MHz 3. 400-470 MHz 4. 470-766 MHz 5. 766-880 MHz 6. 880-960 MHz 7. 960-1525 MHz 8. 1525-1710 MHz 9. 1710-1880 MHz 10. 1880-2200 MHz 11. 2200-2400 MHz 12. 2400-2500 MHz 13. 2500-2690 MHz 14. 2690-3400 MHz
RBW/VBW	300 kHz / 300 kHz (pentru benzile 2, 3, 5, 6, 8, 9, 11, 12, 13) 1 MHz / 1MHz (pentru benzile 1, 4, 7, 10, 14)
Timp de baleiere	5 ms
Nivelul de referință	0 dBm
Atenuator	10 dB
Tipul de detecție	Pos & Neg
Puncte de captură	10001

Pentru colectarea seturilor de eșantioane necesare pentru estimarea ocupării spectrale în cele 14 sub-benzi de frecvență, analizorul de spectru a fost controlat prin intermediul unui laptop conectat prin interfața de rețea a analizorului. Pentru colectarea, procesarea și analiza informațiilor colectate pe parcursul campaniilor de măsurători a fost folosit mediul de calcul Mathworks MATLAB.

În Anexa 1 este prezentat codul sursă al aplicației care a fost folosită pentru realizarea măsurătorilor. Prin intermediul aplicației sunt setate pe rând capătul inferior și capătul superior al benzii de frecvență capturate de către analizor și odată la fiecare 5 secunde este stocat un set de eșantioane pe suportul de memorie intern al analizorului, în format CSV (Comma Separated Values). Având în vedere numărul de 14 sub-benzi pentru care este necesară monitorizarea, rezultă că între două măsurători consecutive efectuate pentru aceeași bandă de frecvență există un interval de aproximativ 70 secunde. Având în vedere că intervalele de timp considerate pentru evaluarea rezultatelor au fost de 8 ore, rezultă că în acest interval pentru fiecare bandă de frecvență au fost colectate aproximativ 400 de seturi de eșantioane.

4.3 METODOLOGIA UTILIZATĂ PENTRU DETERMINAREA GRADULUI DE OCUPARE SPECTRALĂ

Dintre diferitele soluții care pot fi utilizate pentru determinarea gradului de ocupare spectrală prezentate în cadrul capitolului 3, a fost aleasă soluția detecției de energie pentru cele 14 sub-benzi de frecvență care au fost enumerate în tabelul 4.1. Așa cum a fost arătat anterior, în cazul acestei soluții nu sunt necesare informații suplimentare cunoscute apriori legate de tipul semnalelor care urmează a fi detectate. De asemenea, soluția este aplicabilă

pentru un număr foarte larg de tipuri de semnale, iar complexitatea de calcul necesară pentru prelucrarea măsurătorilor este relativ redusă.

O primă etapă deosebit de importantă în cazul evaluării gradului de ocupare spectrală folosind metoda detecției de energie este reprezentată de determinarea nivelului de zgomot și a pragului de decizie pentru fiecare bandă de frecvență care urmează a fi analizată. Există mai multe metode care pot fi folosite, ele fiind detaliate în cele ce urmează.

Una dintre cele mai uzuale metode este cea în care este montată o *sarcină adaptată* (de $50\ \Omega$ în cazul configurației folosite) în locul antenei care a fost utilizată pentru realizarea măsurătorilor, pentru determinarea nivelului de zgomot existent în cadrul sistemului de măsură. Cu sarcina adaptată conectată la analizor sunt efectuate măsurători pentru fiecare dintre benzile de frecvență analizate, folosind intervale suficient de lungi de timp, pentru a permite o ulterioară analiză statistică suficient de concludentă. Pragul de decizie η pentru fiecare dintre benzile de frecvență care sunt analizate este fixat astfel încât numai un anumit procent p dintre eșantioanele măsurate ale zgomotului să fie situate peste nivelul pragului, ceea ce corespunde unei probabilități de alarmă falsă egală cu procentul respectiv. Dezavantajul principal al acestei metode este acela că evaluarea nivelului de zgomot și stabilirea pragului de decizie sunt realizate la un moment de timp anterior celui în care se realizează măsurătorile efective, iar valorile obținute nu mai sunt actualizate dinamic în funcție de schimbările care pot apare pe parcursul efectuării măsurătorilor. Mai mult, în cazul măsurătorilor care ar fi realizate în cadrul echipamentelor CR mobile, prin schimbarea poziției și eventual a tipului de mediu (în interiorul/exteriorul clădirilor), variațiile nivelului de zgomot pot fi semnificative, ceea ce impune o actualizare dinamică a acestui nivel.

O a doua metodă, care este și metoda care a fost folosită pentru obținerea rezultatelor care sunt prezentate în continuare, presupune folosirea unei *ferestre glisante* în domeniul frecvență pentru determinarea nivelului de zgomot N_0 și a pragului de detecție η în funcție de o anumită probabilitate de alarmă falsă P_{FA} impusă, pentru fiecare dintre benzile de frecvență care sunt analizate. Prin intermediul unui algoritm se determină cel mai larg interval de frecvență din banda analizată în care nu sunt prezente semnale utile. Analizând eșantioanele zgomotului din acest interval se determină pragul de detecție η astfel încât un procent de eșantioane egal cu probabilitatea de alarmă falsă impusă să se regăsească deasupra acestui prag. Avantajul acestei metode este că permite determinarea automată a pragului de detecție indiferent de banda analizată și permite actualizarea dinamică a acestei valori în cazul în care nivelul zgomotului se modifică pe parcursul efectuării măsurătorilor. Metoda poate fi implementată și pe o platformă de tip radio definit prin software, astfel încât detecția spectrală să poată fi realizată și în timp real și nu numai offline, așa cum a fost cazul pentru seturile de măsurători realizate cu ajutorul analizorului de spectru Anritsu MS2690A.

Pentru a limita valoarea probabilității de alarmă falsă cauzată de eșantioanele de zgomot cu putere crescută, a fost folosită o a doua fereastră glisantă cu o pentru a estompa prin mediere astfel de eșantioane. Lățimea acestei ferestre a fost aleasă în funcție de lățimea de bandă minimă a semnalelor licențiate. Pentru a ilustra efectul acestei operații, este prezentat în figura 4.3 un exemplu pentru una dintre cele 14 sub-benzi de frecvență (470 – 766MHz). În Anexa 2 este prezentată aplicația Matlab prin intermediul cărei au fost implementate procedurile expuse anterior.

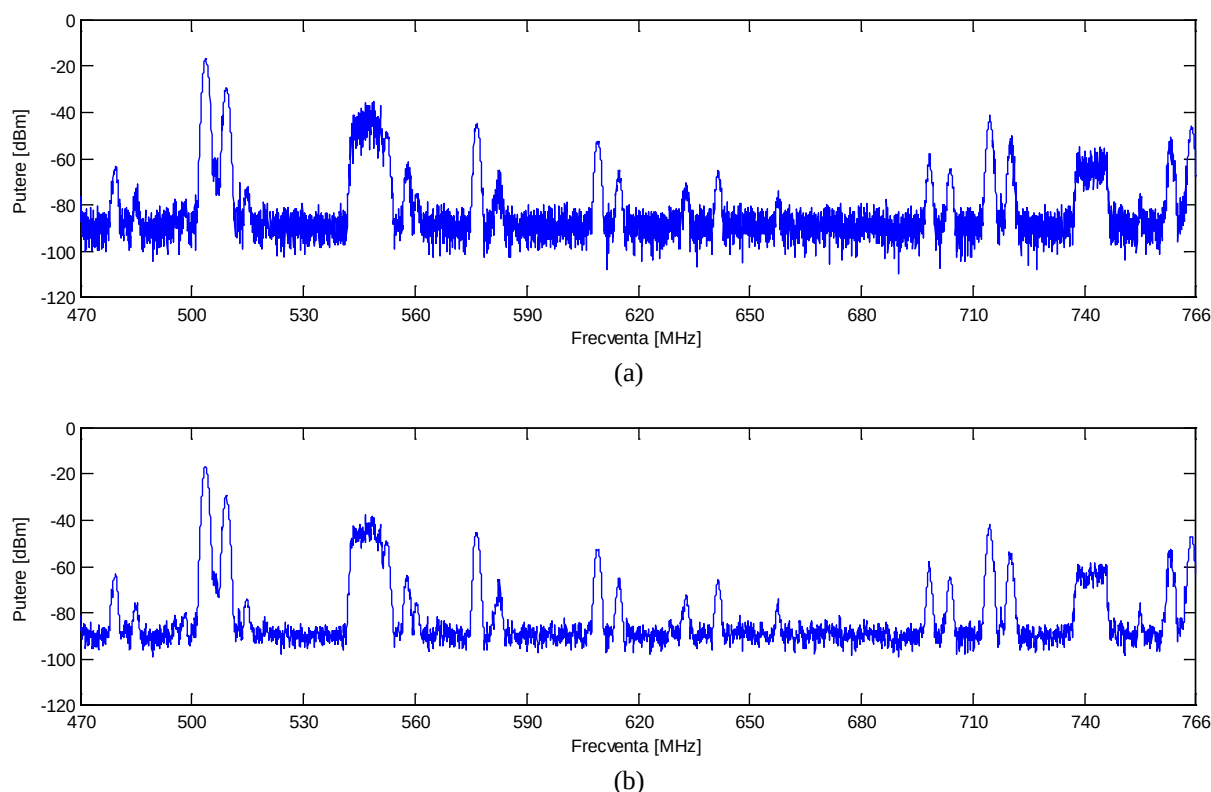


Fig. 4.3 - Densitatea spectrală de putere pentru banda de frecvență 470-766 MHz (a) înainte și (b) după aplicarea ferestrei glisante cu o lățime de 100 kHz

În figura 4.3 (a) se poate observa semnalul original captat cu ajutorul analizorului, putând fi observat faptul că intervalul de valori între care sunt situate diferitele eșantioane în zone neocupate ale spectrului este de aproximativ 20 dB. După aplicarea ferestrei glisante, care în cazul benzii de frecvență 470 – 766MHz este formată din trei eșantioane consecutive, se observă în figura 4.3 (b) o îngustare semnificativă a acestui interval.

Un alt element de o deosebită importanță în stabilirea gradului de ocupare spectrală este alegerea pragului de decizie. În cazul determinării nivelului de zgomot folosind metoda sarcinii adaptate, stabilirea pragului de decizie pentru fiecare dintre eșantioanele aparținând unei anumite benzi de frecvență este realizată în directă corespondență cu nivelul probabilității de alarmă falsă care este acceptat. Evident, cu cât probabilitatea de alarmă falsă acceptată este mai mare, cu atât pragul de decizie va avea o valoare mai scăzută, ceea ce va conduce la valori mai ridicate ale gradului de ocupare spectrală.

În cazul determinării nivelului de zgomot folosind metoda ferestrei glisante, pragul de detecție este stabilit relativ la nivelul determinat pentru zgomot în fiecare dintre benzile de frecvență.

Dacă valoarea aleasă pentru pragul de detecție este prea ridicată, semnalele utile cu un nivel scăzut vor fi ignorate și tratate ca zgomot, ceea ce va avea ca rezultat o subestimare a valorii reale a gradului de ocupare spectrală. Această situație este prezentată în figura 4.4 (a), exemplul considerat fiind ca și în cazurile anterioare banda de frecvență 470 – 766MHz. Valoarea medie a zgomotului este reprezentată printr-o linie de culoare verde, iar valoarea aleasă pentru pragul de detecție este reprezentată printr-o linie de culoare roșie. Se observă că

pentru o alegere a nivelului pragului de detecție cu 10 dB peste nivelul zgomotului, mai multe semnale utile de putere redusă sunt ignorate în momentul determinării gradului de ocupare spectrală.

Pe de altă parte, dacă valoarea aleasă pentru pragul de detecție este prea scăzută, atunci valoarea probabilității de alarmă falsă va crește datorită eșantioanelor de putere ridicată din cadrul zgomotului. Această situație poate fi observată în figura 4.4 (b), caz în care pentru pragul de detecție a fost aleasă o valoare de doar 2 dB peste nivelul zgomotului, și pot fi observate mai multe cazuri în care eșantioanele corespunzătoare zgomotului se ridică peste nivelul pragului de detecție.

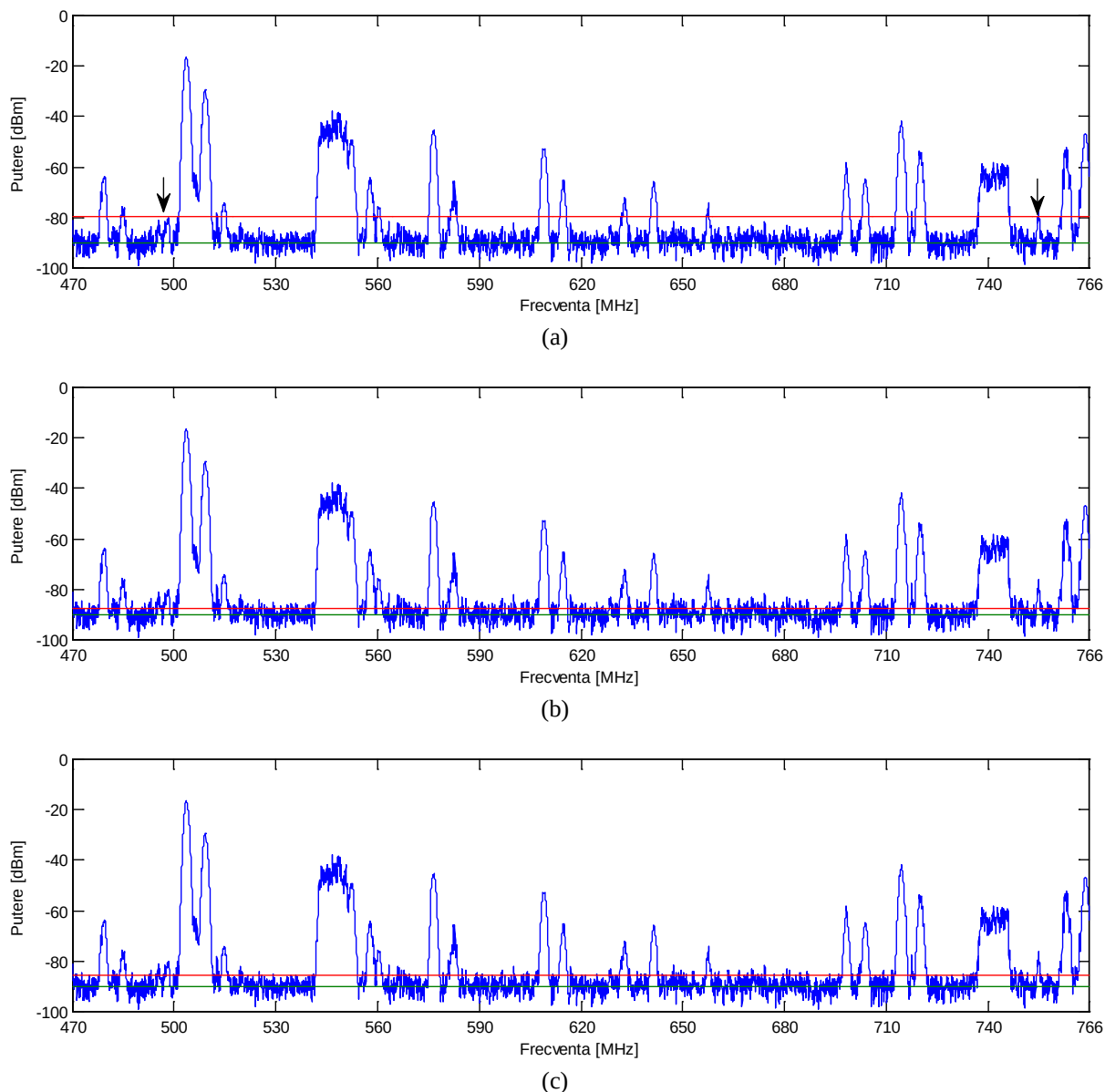


Fig. 4.4 - Gradul de ocupare spectrală în banda de frecvență 470-766 MHz pentru trei valori diferite ale pragului de detecție: (a) 10 dB (b) 2 dB și (c) 3,29 dB peste nivelul de zgomot.

Pentru setul de capturi obținute pe parcursul campaniei de măsurători a fost impusă o valoare a probabilității de alarmă falsă de 10%, ceea ce în cazul benzii 470-766 MHz a dus la o valoare a pragului de detecție cu 3,29 dB peste nivelul de zgomot, ceea ce a dus la un bun

compromis între detecția semnalelor utile de nivel redus și păstrarea unei valori scăzute pentru probabilitatea de alarmă falsă. Această situație este ilustrată în figura 4.4 (c).

În tabelul 4.2 sunt prezentate valorile obținute pentru gradul de ocupare spectrală pentru toate cele 14 sub-benzi de frecvență enumerate în Tabelul 4.1, impunând o valoare de 10% pentru probabilitatea de alarmă falsă. Pentru fiecare dintre sub-benzile de frecvență a fost colectat câte un eșantion la fiecare aproximativ 70 de secunde, de unde rezultă că pentru fiecare sub-bandă au fost colectate mai mult de 1000 de eșantioane pe zi. Măsurătorile au fost efectuate pe parcursul a două zile, dintre care o zi a fost lucrătoare și o zi a fost de la sfârșitul săptămânii.

Tabelul 4.2 - Gradul de ocupare spectrală pentru zone urbane și rurale, pentru banda de frecvență 25-3400 MHz, pe durata unui interval de timp de 48 de ore

Banda de frecvență (MHz)	Aplicații licențiate conform TNABF [52]	Gradul de ocupare spectrală (%)		Gradul mediu de ocupare spectrală (%)			
		Mediu urban	Mediu rural	Mediu urban	Mediu rural	Mediu urban	Mediu rural
25 - 230	Radiodifuziune FM, Aplicații aeronautice/maritime, Sisteme PMR/PAMR, Aplicații militare, altele	48,64	28,67	37,23	19,19	21,00	14,19
230 - 400	Aplicații militare, Servicii de urgență	17,82	13,25				
400 - 470	Sisteme de comunicații mobile analogice/digitale, Meteorologie, altele	42,83	23,43				
470 - 766	Televiziune analogică, Televiziune digitală DVB-T	43,06	11,42				
766 - 880	Aplicații militare, Televiziune analogică, Televiziune digitală DVB-T, Sisteme cordless, altele	17,63	11,10				
880 - 960	Sisteme de comunicații mobile GSM, E-GSM, Aplicații militare	50,85	44,19				
960 - 1525	Aplicații aeronautice/maritime, Sisteme de radionavigație/radiolocație, Radar, Aplicații militare, Radioastronomie	10,89	10,11	15,89	11,15		
1525 - 1710	Aplicații mobile prin satelit, Aplicații militare, Meteorologie	10,91	10,83				
1710 - 1880	Sisteme de comunicații mobile GSM 1800, altele	28,58	14,64				
1880 - 2200	Sisteme de comunicații mobile UMTS/IMT 2000, DECT, altele	20,87	11,34				
2200 - 2400	Aplicații SAP/SAB, Aplicații militare	17,26	17,04	13,64	13,44		
2400 - 2500	Bandă ISM, Aplicații RFID, altele	17,66	15,90				
2500 - 2690	Sisteme de comunicații mobile UMTS/IMT 2000, Aplicații militare	21,13	21,01				
2690 - 3400	Aplicații militare, Radar, Sisteme de radionavigație, Meteorologie, altele	10,05	10,06				

În cadrul tabelului 4.3 este ilustrat efectul alegerii unei anumite valori pentru pragul de detecție spectrală asupra valorii obținute pentru gradul de ocupare spectrală, exemplificarea fiind realizată pentru banda de frecvență 470 – 766 MHz pentru un interval de timp de măsură

de 8 ore. Folosind metoda descrisă anterior, a fost determinat un nivel al zgomotului de -89,62 dBm. Au fost alese 7 valori diferite pentru probabilitatea de alarmă falsă, între 1 și 20%, printre care și valoarea de 10% care a fost folosită în mod uzual în cazul tuturor măsurătorilor. Se poate observa că gradul de ocupare spectrală descrește odată cu scăderea probabilității de alarmă falsă admisă, datorită ignorării semnalelor cu nivele scăzute, apropiate de cel al zgomotului. Variația gradului de ocupare spectrală măsurat este semnificativă, pentru intervalul de variație a probabilității de alarmă falsă considerat observându-se o variație a gradului de ocupare spectrală de aproape 15%.

Tabelul 4.3 - Influența valorii alese pentru pragul de detecție în calculul gradului de ocupare spectrală pentru banda de frecvență 470 - 766 MHz (zonă urbană, 14-22, zi de lucru)

Probabilitatea de alarmă falsă (%)	Gradul de ocupare spectrală măsurat (%)	Valoarea pragului de detecție (dBm)	Diferența față de valoarea medie a zgomotului (dB)
1	34,21	-84,82	4,80
3	38,52	-85,67	3,95
5	40,43	-85,95	3,67
7	42,03	-86,13	3,49
10	44,24	-86,33	3,29
15	47,56	-86,55	3,07
20	48,92	-86,64	2,98

4.4 ANALIZA REZULTATELOR EXPERIMENTALE OBȚINUTE

În figurile următoare sunt detaliate rezultatele obținute pentru câteva dintre cele 14 sub-benzi de frecvență analizate în cadrul campaniei de măsurători. Pentru fiecare bandă sunt date trei reprezentări. În prima, sunt trasate cu verde, roșu, respectiv albastru valorile medie, maximă, respectiv minimă pentru densitatea spectrală de putere a semnalului măsurat, pentru un interval de observație de 8 ore. În cea de-a doua reprezentare este figurat gradul de ocupare spectrală pentru același interval de 8 ore, o valoare de 100% semnificând o ocupare permanentă a frecvenței respective pentru întreg intervalul de timp. Cea de-a treia reprezentare reprezintă o hartă a nivelului de semnal pentru întreg intervalul de timp de 8 ore.

Cu toate că pentru marea majoritate a spectrului de frecvență dintre 25 MHz și 1 GHz a fost determinat un grad relativ ridicat de ocupare spectrală, există și benzi de frecvență situate în acest interval care prezintă potențial pentru a fi folosite în aplicații de tip radio cognitiv.

Pentru banda de frecvență 25 – 230 MHz (Figura 4.5) gradul de ocupare spectrală măsurat a fost destul de ridicat (48,64% pentru zona urbană, 28,67% pentru zona rurală), în special datorită emisiei posturilor de radio din banda de unde ultracurte (FM) prezente în zona în care au fost realizate măsurătorile. Se observă că diferența între valorile obținute pentru gradul de ocupare spectrală în zonele urbană și rurală este semnificativă (aproape 20%), în special datorită numărului mai mic de posturi de radio FM și datorită absenței sau prezenței mult mai reduse a semnalelor din benzile sistemelor de comunicații aeronautice (108 – 137 MHz) și a sistemelor de comunicații PMR/PAMR (146 – 156 MHz).

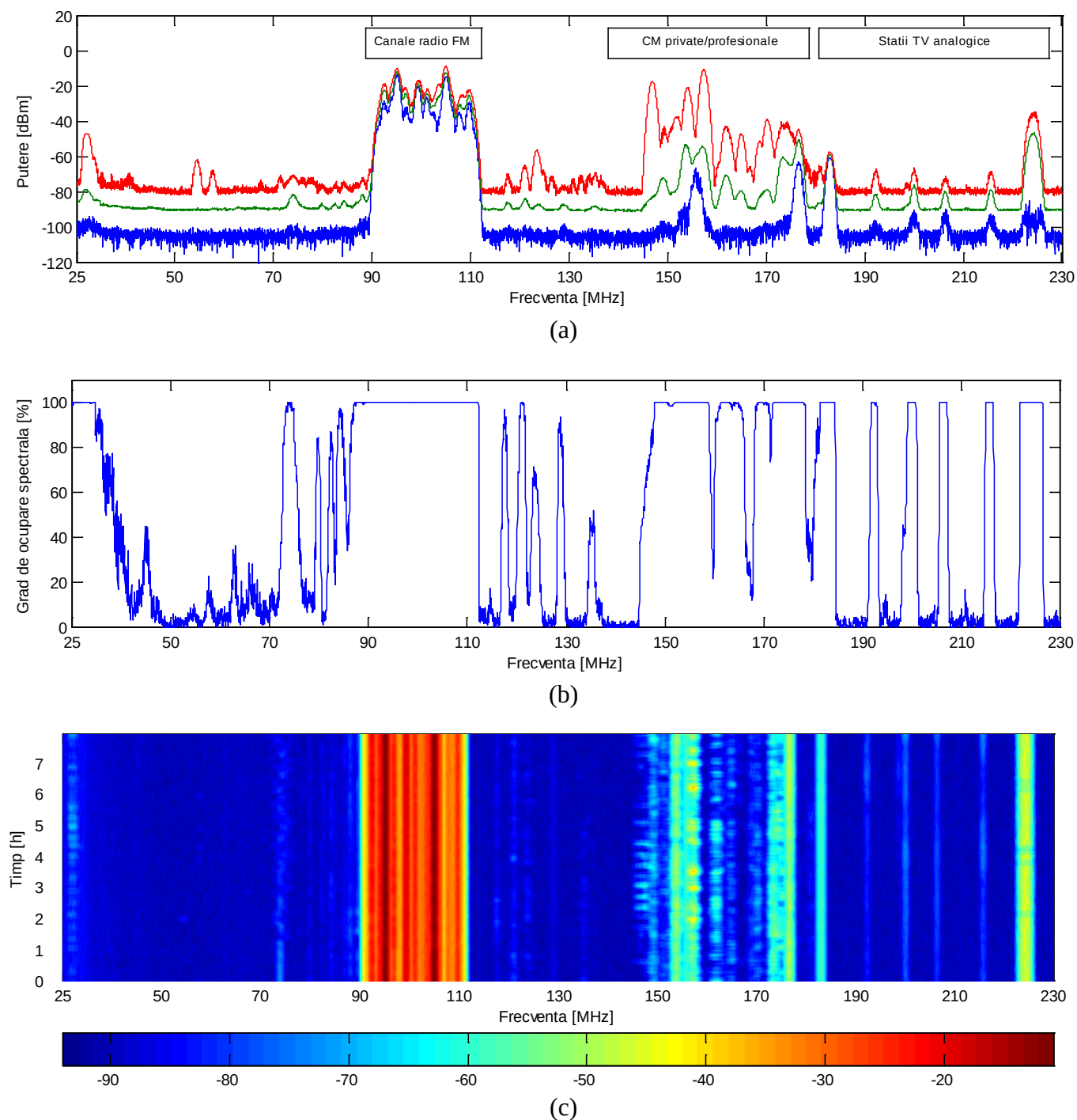


Fig. 4.5 - Gradul de ocupare spectrală în banda de frecvență 25 MHz - 230 MHz folosind diferite metrice (București, 14:00-22:00, zi de lucru)

- (a) Valorile **medie**, **minimă** și **maximă** ale semnalului
- (b) Gradul de ocupare spectrală
- (c) Harta ocupării spectrale instantanee

Se observă, de asemenea, chiar și pentru semnalele care sunt prezente și în zona rurală, nivele mult mai mici ale nivelului de semnal recepționat.

Această bandă este una dintre puținele benzi pentru care gradul de ocupare spectrală măsurat a prezentat variații semnificative (peste 3% pentru zona urbană) în funcție de

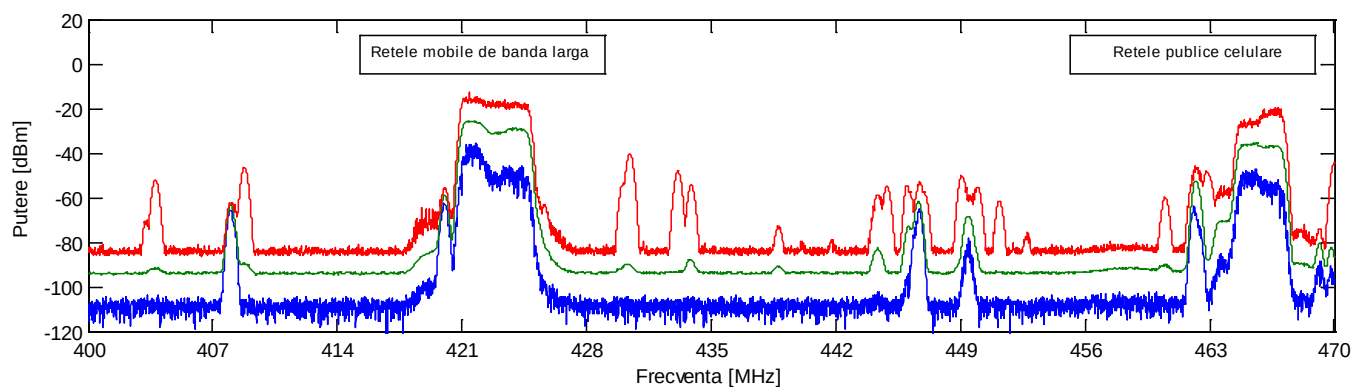
intervalul de timp în care au fost realizate măsurătorile (în special diferența zi/noapte). În tabelul 4.4 sunt prezentate valorile obținute pentru gradul de ocupare spectrală în această bandă pentru fiecare dintre cele 2 zile pe parcursul cărora au fost realizate măsurătorile, fiecare dintre cele două zile fiind divizate în 3 intervale de câte 8 ore.

Tabelul 4.4 - Influența intervalului de observație și a tipului zilei asupra gradului de ocupare spectrală măsurat în București pentru banda de frecvență 25 - 230 MHz

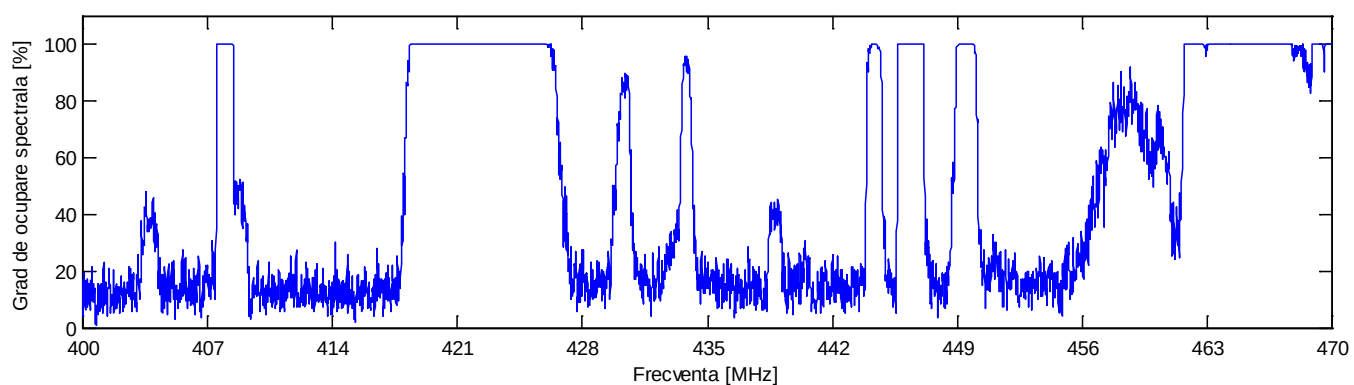
Intervalul de observație (ore : minute)	Gradul de ocupare spectrală măsurat (%)
06:00 – 14:00 (zi lucrătoare)	47,68
14:00 – 22:00 (zi lucrătoare)	47,39
22:00 – 06:00 (zi lucrătoare)	47,27
06:00 – 14:00 (zi de week-end)	51,06
14:00 – 22:00 (zi de week-end)	50,22
22:00 – 06:00 (zi de week-end)	48,25

Pentru banda de frecvență 400 – 470 MHz, reprezentată în figura 4.6, gradul de ocupare este aproape dublu pentru zona urbană comparativ cu zona rurală (42,83% față de 23,43%). Gradul destul de mare de ocupare măsurat în București este datorat în special rețelelor de comunicații mobile cu spectru împrăștiat care operează în această zonă în benzile de 410 – 415 MHz (legătura ascendentă) și 420 – 425 MHz (legătura descendentă). Atât în zona urbană, cât și în zona rurală, se observă prezența permanentă a semnalelor în banda 453-467,5 MHz, alocată pentru rețele publice celulare.

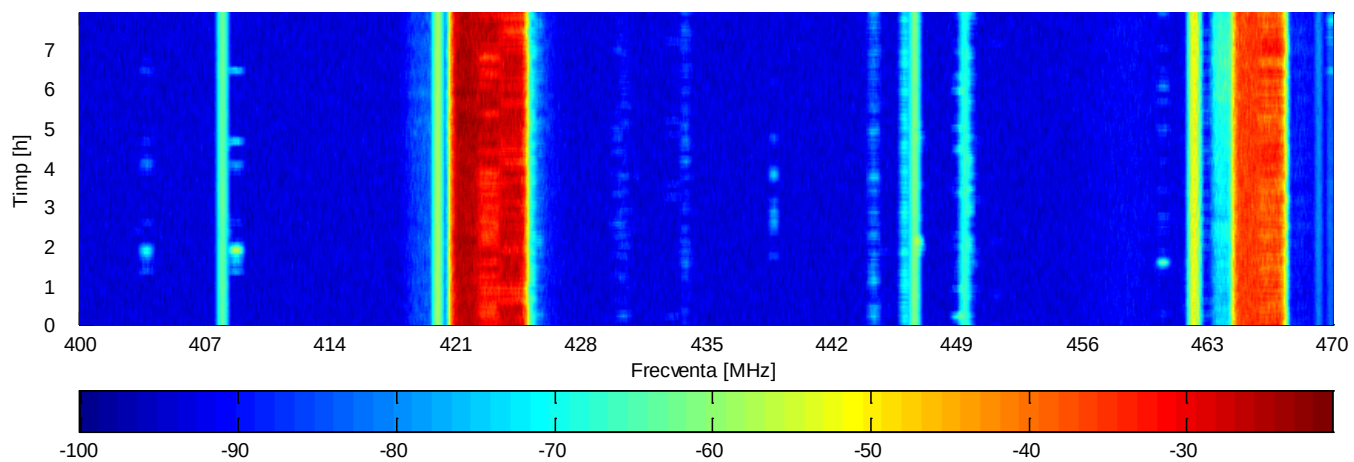
Banda de frecvență 470 – 766 MHz este în prezent folosită în special pentru emisia posturilor de televiziune în format analogic. Mai multe stații de emisie pentru posturi TV pot fi observate în figura 4.7 (pentru măsurătorile în zona urbană, nivelul semnalului pentru stația care emite pe frecvența de 506 MHz este mai ridicat decât nivelul celorlalte posturi, având în vedere faptul că antena de emisie este situată chiar pe clădirea de unde au fost realizate măsurătorile). Valoarea obținută în prezent pentru gradul de ocupare spectrală în această bandă este destul de mare numai în cazul zonei urbane (43,06%), pentru zona rurală gradul de ocupare măsurat fiind extrem de redus (11,42%), cu doar mai puțin de 2 procente peste valoarea probabilității de alarmă falsă. Situația s-ar putea schimba semnificativ în viitorul apropiat, odată cu introducerea emițătoarelor de televiziune digitală DVB-T. Emisii DVB-T experimentale sunt deja efectuate în zona Bucureștiului, semnalele corespunzătoare putând fi observate în figura 4.7 pe frecvențele de 564 MHz (canalul 30), respectiv 738 MHz (canalul 54). În momentul în care emisia digitală TV în format DVB-T va înlocui complet emisia posturilor TV analogice existente în prezent (emisia acestora în România fiind permisă conform normativelor europene numai până la data de 1 Ianuarie 2012), vor trebui efectuate noi măsurători pentru această bandă de frecvență.



(a)



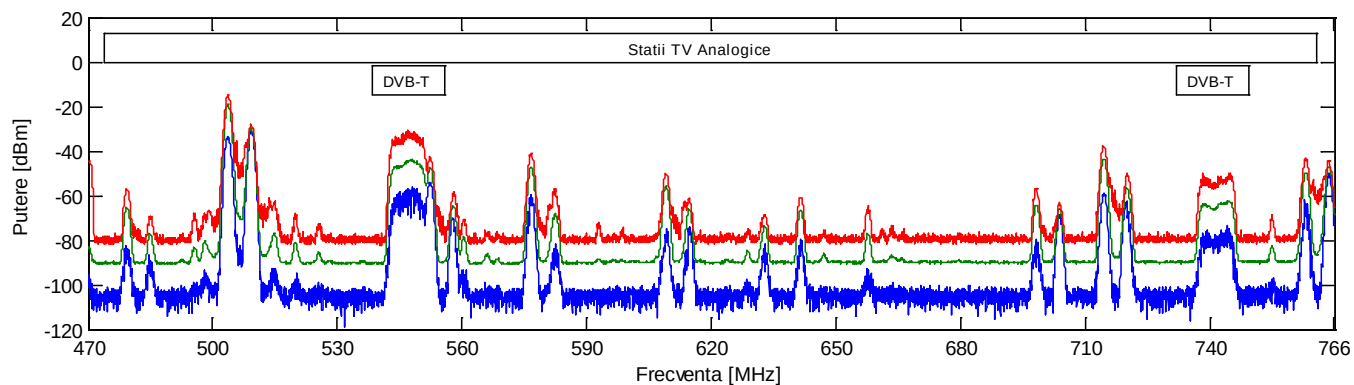
(b)



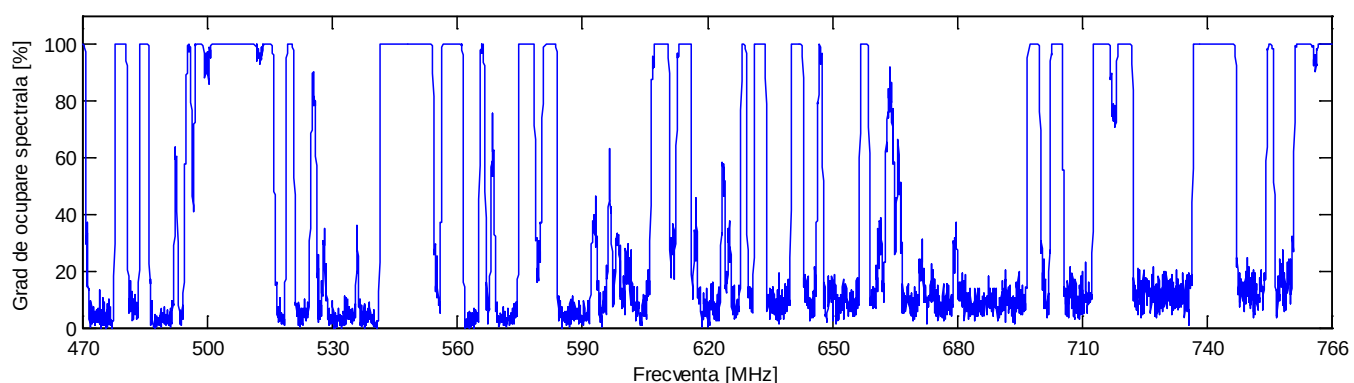
(c)

Fig. 4.6 - Gradul de ocupare spectrală în banda de frecvență 400 MHz - 470 MHz folosind diferite metrice (București, 14:00-22:00, zi de lucru)

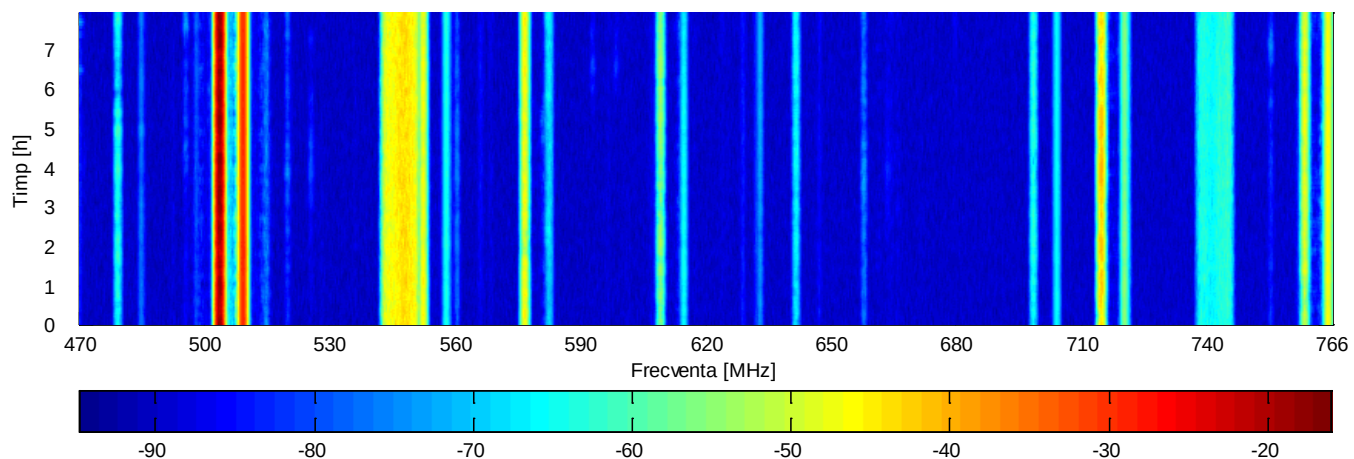
- (a) Valorile **medie**, **minimă** și **maximă** ale semnalului
- (b) Gradul de ocupare spectrală
- (c) Harta ocupării spectrale instantanee



(a)



(b)

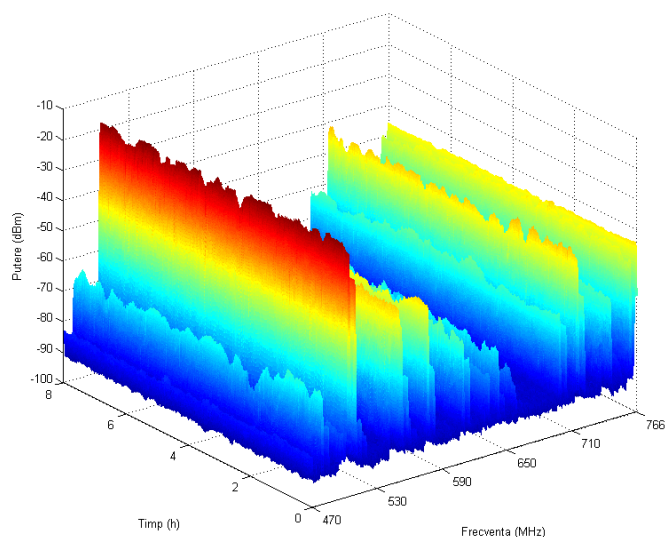


(c)

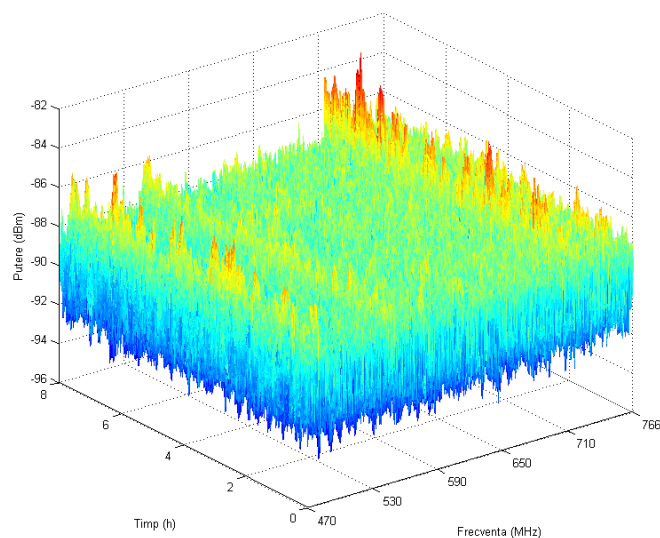
Fig. 4.7 - Gradul de ocupare spectrală în banda de frecvență 470 MHz - 766 MHz folosind diferite metrice (București, 14:00-22:00, zi de lucru)

- (a) Valorile **medie**, **minimă** și **maximă** ale semnalului
- (b) Gradul de ocupare spectrală
- (c) Harta ocupării spectrale instantanee

Diferența semnificativă între situația ocupării spectrale pentru această bandă de frecvență poate fi observată și din figura 4.8, care conține o reprezentare tridimensională a densității spectrale de putere a semnalului recepționat pentru banda 470 – 766 MHz în cele două tipuri de zone, într-un interval de timp de 8 ore. Diferența de peste 30% este datorată numărului mult mai mic de posturi TV analogice care emit în cazul zonei rurale, precum și absenței emisiilor DVB-T, care acoperă doar o zonă de ordinul zecilor de kilometri în jurul Bucureștiului.



(a)



(b)

Fig. 4.8 - Reprezentare tridimensională a densității spectrale de putere pentru banda de frecvență 470-766 MHz pentru măsurători efectuate în (a) zonă urbană, respectiv (b) zonă rurală (corespunzător unui interval de timp de 8 ore)

Gradul cel mai redus de ocupare spectrală pentru zona de frecvență de sub 1 GHz a fost obținut pentru banda de frecvență 766 – 880 MHz (figura 4.9), însă marea majoritate a acestei benzi este licențiată momentan pentru aplicații militare. Cu toate că în Tabelul Național de Alocare a Benzilor de Frecvență (TNABF) [90] și în Tabelul European de Alocare a Benzilor de Frecvență [91] există și alte sisteme care ar avea drept de emisie în această bandă, singurul semnal care a fost identificat în zona urbană este un al treilea emițător experimental DVB-T (pe frecvența de 778 MHz, canalul 59).

Cele mai ridicate valori pentru gradul de ocupare spectrală dintre cele 14 sub-benzi analizate (50,85% pentru zona urbană, respectiv 44,19% pentru zona rurală) au fost obținute pentru banda de frecvență 880 – 960 MHz, reprezentată în figura 4.10 și licențiată pentru sistemele de comunicații mobile GSM-900. În banda de frecvență corespunzătoare legăturii descendente (925 – 960 MHz) au fost recepționate semnale cu un nivel crescut de putere pe parcursul întregului interval de timp în care au fost realizate măsurătorile. Explicația poate fi dată de prezența în imediata apropiere a locației de unde au fost realizate măsurătorile a unor stații de bază GSM și de faptul că puterea de emisie folosită de acestea este mai mare decât cea folosită de către stațiile mobile. De asemenea, stațiile de bază emit în permanență, spre deosebire de stațiile mobile, care emit doar intermitent în cazul în care nu au o convorbire activă în desfășurare.

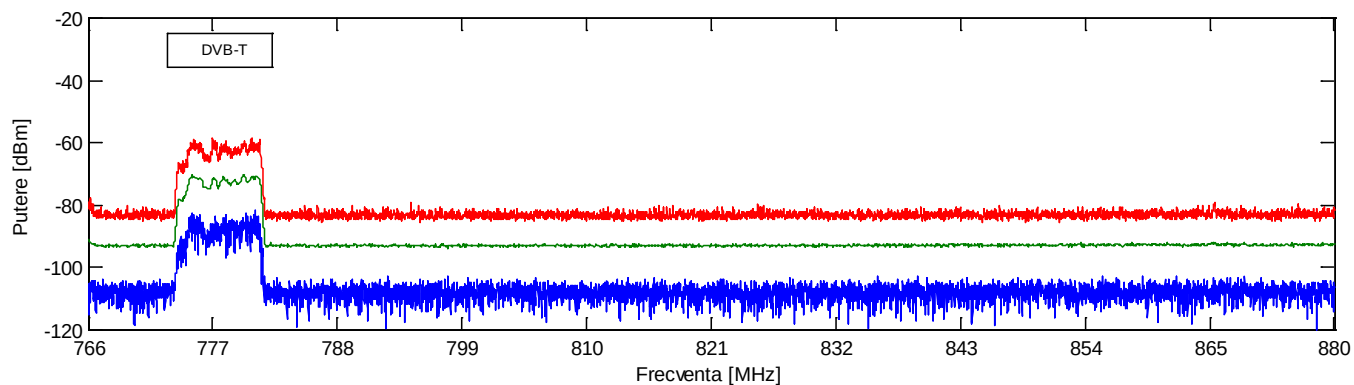
Pentru banda de frecvență corespunzătoare legăturii ascendente (880 – 915 MHz) gradul mediu de ocupare spectrală măsurat a fost extrem de scăzut. Cu toate acestea, trebuie remarcat că datorită locației de unde au fost realizate măsurătorile, precum și a puterii reduse de emisie folosită de către stațiile mobile, gradul de ocupare spectrală în cazul acestor benzi poate fi subestimat. În figura 4.10 se poate observa că, în ciuda faptului că valoarea medie a densității spectrale de putere este practic constantă pentru întreaga bandă corespunzătoare legăturii ascendente, valorile maxime înregistrate pentru această bandă pot fi chiar și cu peste 30 dB mai ridicate decât valoarea medie, pentru situațiile în care o stație mobilă activă emite în apropierea locației de măsură. Echipamentele de tip radio cognitiv care ar putea activa în aceste benzi de frecvență ar trebui să fie capabile să detecteze semnale de putere redusă, al căror nivel este apropiat de cel al zgomotului, astfel încât să evite interferențele cu utilizatori ai sistemelor licențiate, în momentul în care aceștia devin activi.

Se pot remarca diferențele mici între gradul de măsurare spectrală măsurat în cele două zone în cazul acestor benzi (în jur de 5%), cu toate că puterea recepționată în cazul legăturii descendente pentru zona rurală este mai redusă decât în cazul zonei urbane.

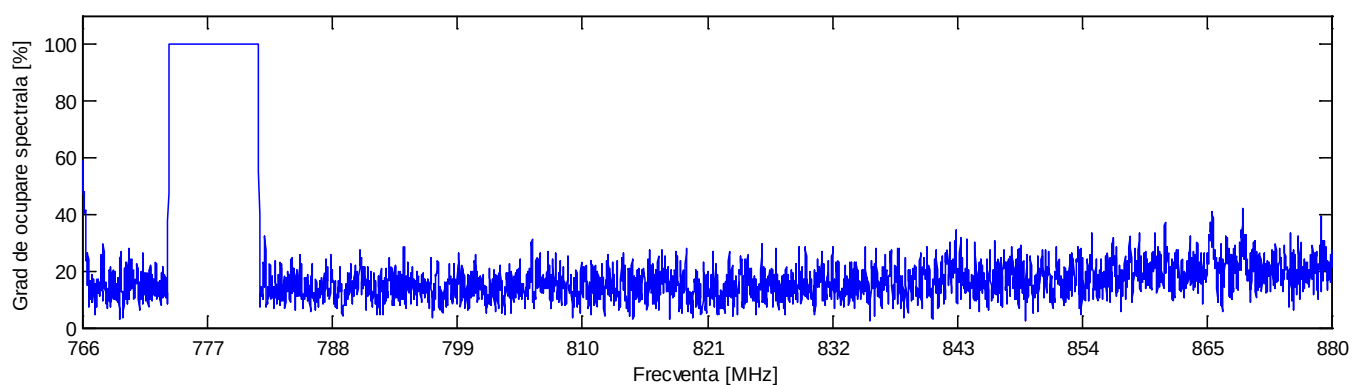
Pentru măsurătorile realizate în zona rurală a fost remarcată o variație semnificativă a gradului de ocupare spectrală măsurat (peste 6%), în funcție de intervalul de observație, după cum se observă din tabelul 4.5.

Tabelul 4.5 - Influența intervalului de observație asupra gradului de ocupare spectrală măsurat în zona rurală pentru banda de frecvență 880 - 960 MHz

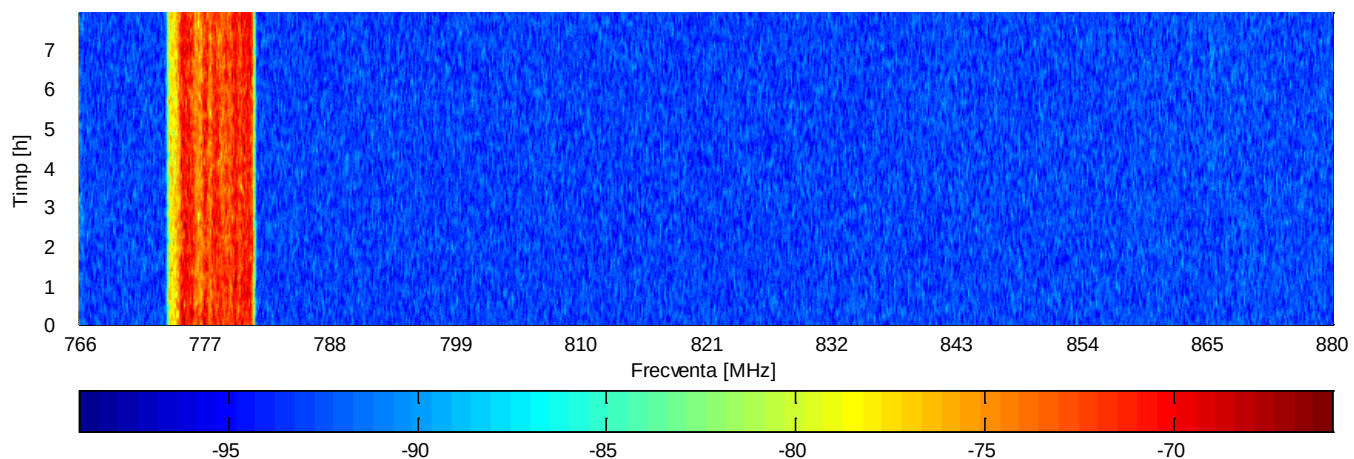
Intervalul de observație (ore : minute)	Gradul de ocupare spectrală măsurat (%)
06:00 – 14:00 (zi de week-end)	47,22
14:00 – 22:00 (zi de week-end)	43,98
22:00 – 06:00 (zi de week-end)	40,60



(a)



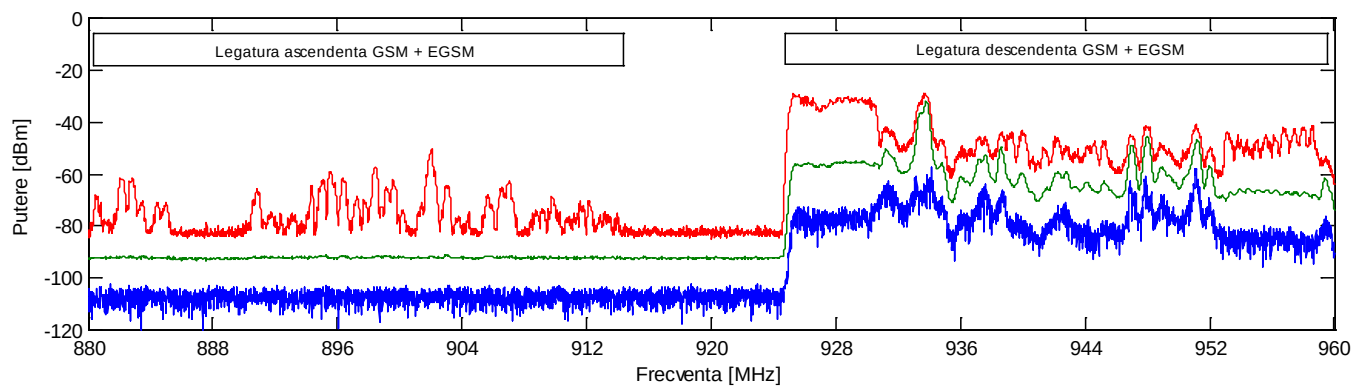
(b)



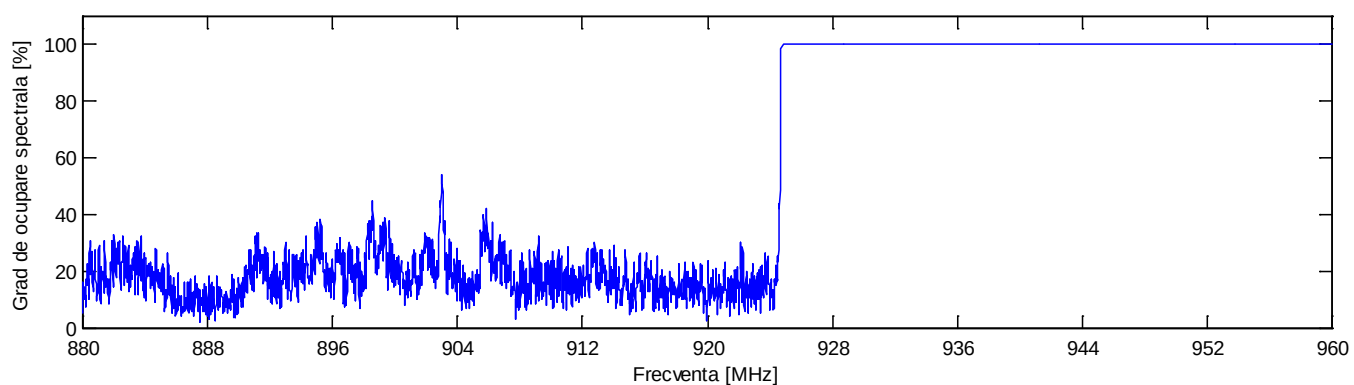
(c)

Fig. 4.9 - Gradul de ocupare spectrală în banda de frecvență 766 MHz - 880 MHz folosind diferite metrice (București, 14:00-22:00, zi de lucru)

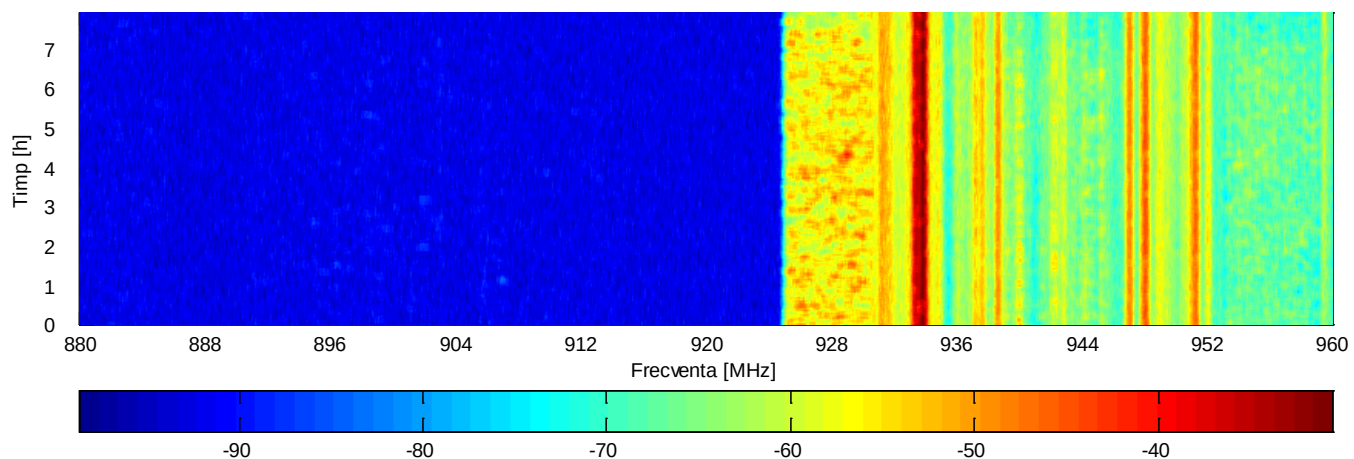
- (a) Valorile **medie**, **minimă** și **maximă** ale semnalului
- (b) Gradul de ocupare spectrală
- (c) Harta ocupării spectrale instantanee



(a)



(b)



(c)

Fig. 4.10 - Gradul de ocupare spectrală în banda de frecvență 880 MHz - 960 MHz folosind diferite metrice (București, 14:00-22:00, zi de lucru)

- (a) Valorile **medie**, **minimă** și **maximă** ale semnalului
- (b) Gradul de ocupare spectrală
- (c) Harta ocupării spectrale instantanee

După cum se observă din figura 4.11, explicația acestor variații constă în faptul că anumite ARFCN-uri dintre cele folosite în zona în care au fost realizate măsurătorile sunt active doar în intervalul de timp aproximativ 04-18, corespunzător perioadei în care necesitățile pentru trafic sunt mai ridicate. În consecință, pentru intervalele de timp 14-22 și 22-06 valorile obținute pentru gradul de ocupare spectrală au fost mai scăzute.

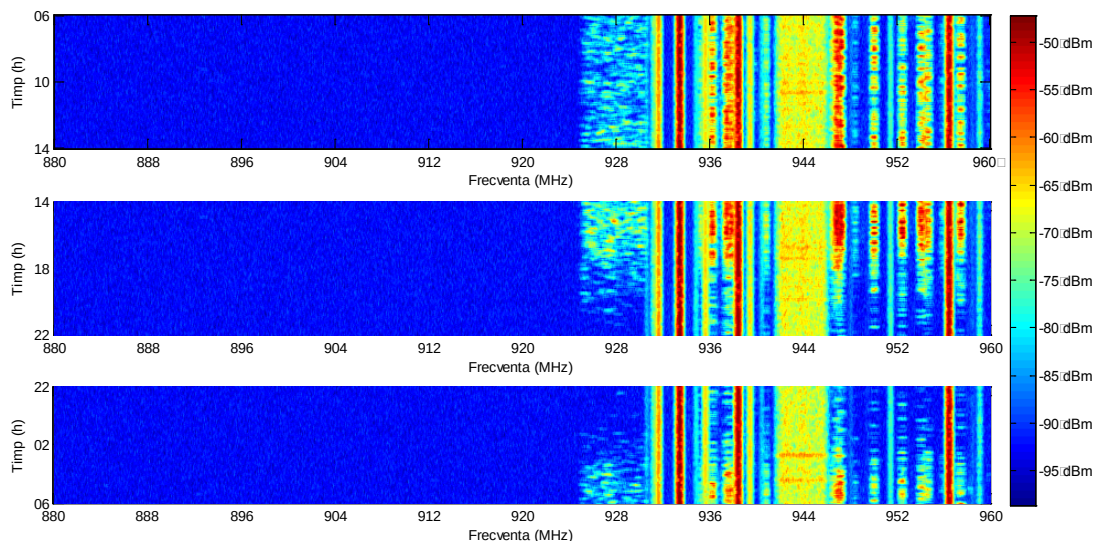
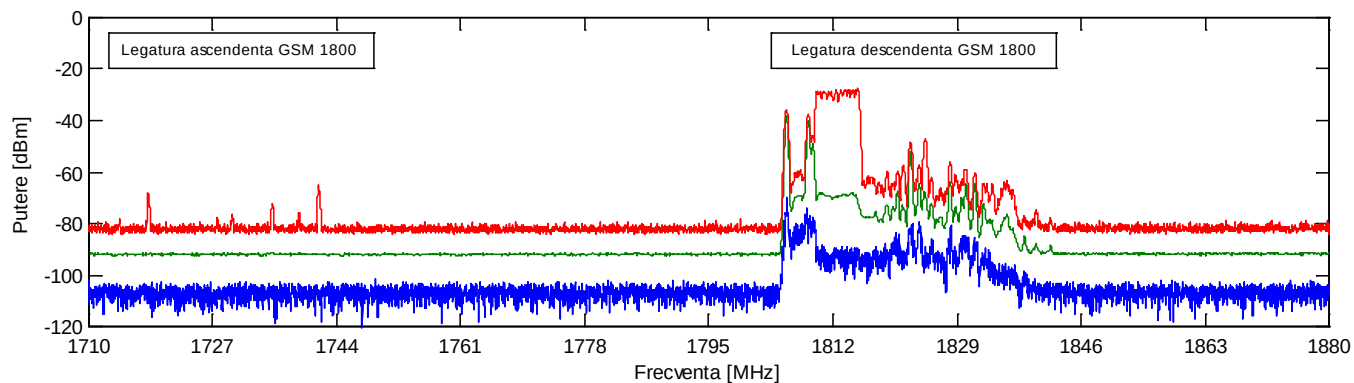


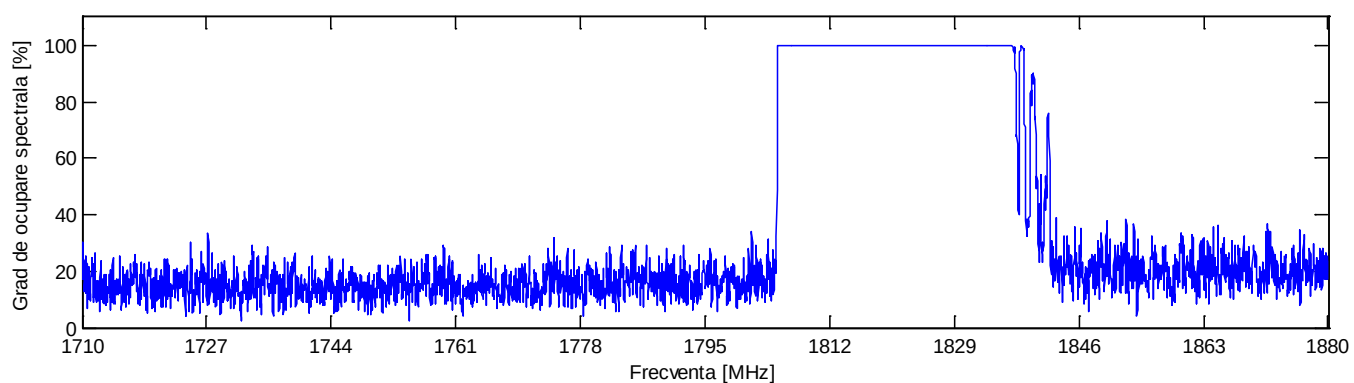
Fig. 4.11 - Reprezentarea densității spectrale de putere măsurate în Măneciu pentru banda de frecvență 880-960 MHz, pentru 3 intervale de timp a câte 8 ore

Dacă pentru intervalul de frecvență de până la 1 GHz valoarea medie obținută pentru gradul de ocupare spectrală a fost de aproape 30 % (29,04 %), pentru intervalul de frecvență de peste 1 GHz valoarea acestuia este cu mult mai mică (sub 15 %), existând chiar și benzi pentru care valoarea este de sub 10 %. Având în vedere aceste aspecte, marea majoritate dintre aceste benzi de frecvență reprezintă soluții pentru aplicații folosind echipamente de tip radio cognitiv.

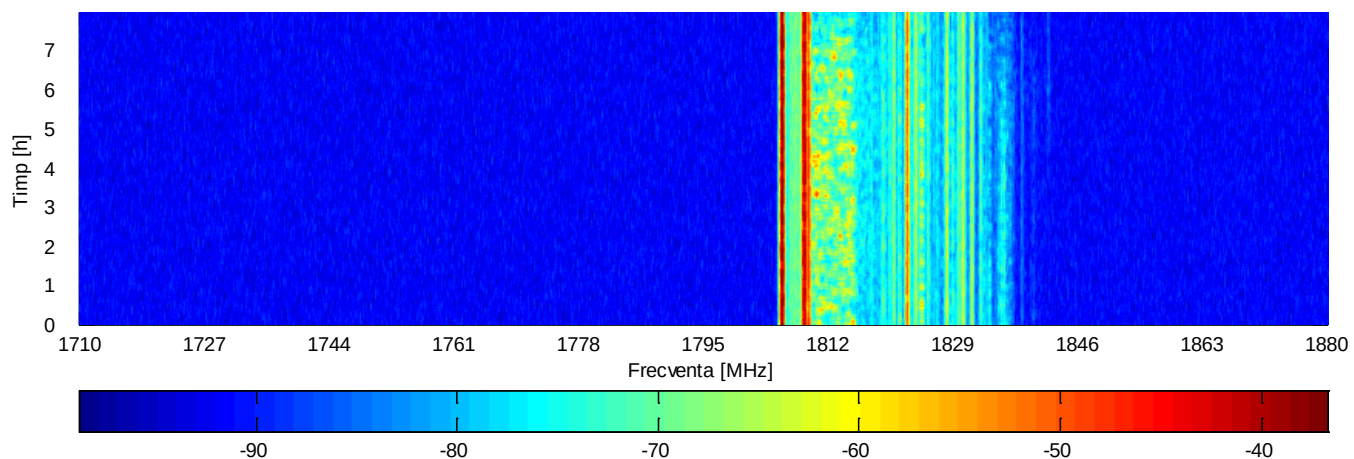
Observațiile care au fost făcute în cazul benzii de frecvență 880 – 960 MHz sunt valabile și pentru banda de frecvență 1710 – 1880 MHz, bandă prezentată în figura 4.12 și licențiată pentru sisteme de comunicații mobile GSM-1800. Diferența constatată în cazul acestei benzi între gradul de ocupare spectrală măsurat în cele două zone este mai mare decât în cazul benzii corespunzătoare sistemului GSM-900 (28,58% pentru zona urbană, respectiv 14,64% pentru zona rurală). Explicația este dată de faptul că în cazul zonei rurale traficul estimat de către operatorii de telefonie mobilă este mai redus, din această cauză pentru această zonă sunt folosite mai puține frecvențe decât în cazul zonei urbane. Ca și în cazul sistemului GSM-900, gradul de ocupare măsurat este extrem de redus în cazul benzii corespunzătoare legăturii ascendente (1710 – 1785 MHz) și ridicat în cazul benzii corespunzătoare legăturii descendente (1805–1880 MHz).



(a)



(b)



(c)

Fig. 4.12 - Gradul de ocupare spectrală în banda de frecvență 1710 MHz - 1880 MHz folosind diferite metrice (București, 14:00-22:00, zi de lucru)

- (a) Valorile **medie**, **minimă** și **maximă** ale semnalului
- (b) Gradul de ocupare spectrală
- (c) Harta ocupării spectrale instantanee

Cel mai mare grad de ocupare spectrală pentru benzile situate peste 1 GHz, cu excepția benzii licențiate pentru GSM-1800, este regăsit pentru banda de frecvență 1880 – 2200 MHz (figura 4.13). În această bandă sunt licențiate sistemele de comunicații mobile din generația a 3-a (UMTS), sisteme care folosesc principiul comunicațiilor cu spectru împrăștiat (W-CDMA). Se observă din această cauză că, spre deosebire de cazul benzilor descendente corespunzătoare sistemelor de tip GSM, unde nivelul semnalului recepționat era diferit în funcție de frecvențele (ARFCN) care erau folosite de către stațiile de bază situate în apropiere, nivelul semnalului recepționat este constant pentru întreaga bandă de frecvență corespunzătoare legăturii descendente pentru sisteme de tip UMTS.

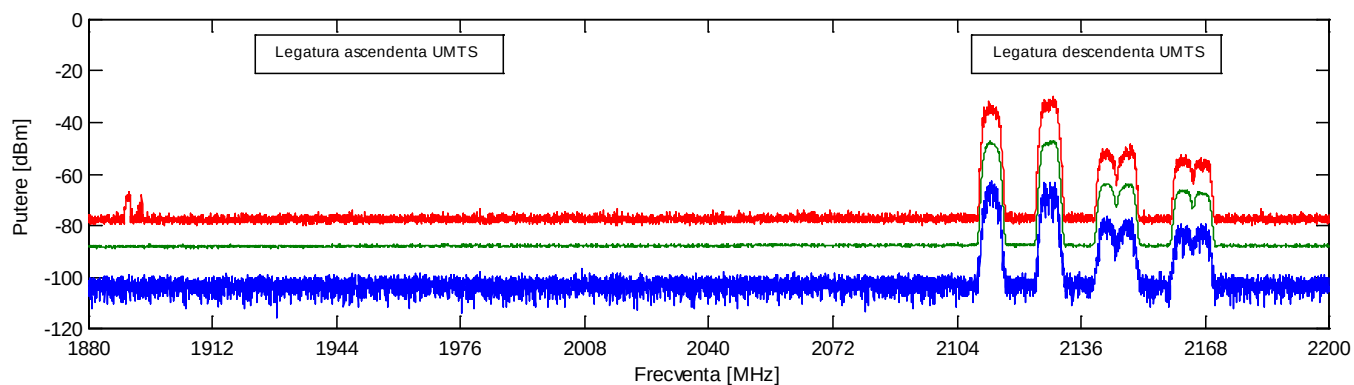
În cazul benzilor corespunzătoare legăturii ascendente pentru astfel de sisteme, datorită folosirii comunicației cu spectru împrăștiat și a puterii reduse de emisie folosite de către stațiile mobile, gradul de ocupare spectrală măsurat este aproape nul. În [PR4] au fost discutate posibile strategii care să permită folosirea acestor benzi de frecvență de către echipamentele de tip radio cognitiv.

O altă bandă de frecvență care prezintă un interes deosebit este banda 2400 – 2500 MHz (ISM), având în vedere că în această bandă este permis accesul diferitelor echipamente, fără a exista nevoia licențierii (figura 4.14). Gradul de ocupare spectrală măsurat a fost suficient de redus pentru ambele zone analizate (17,66% pentru zona urbană, respectiv 15,90% pentru zona rurală) și datorită locațiilor folosite pentru realizarea măsurătorilor. Datorită faptului că această bandă de frecvență este una care permite accesul utilizatorilor nelicențiați, se observă în figura 4.14 c) o diferență fundamentală față de celelalte benzi de frecvență în care accesul este reglementat prin legislație. Diferența constă în distribuția relativ uniformă în ambele domenii, timp și frecvență, a momentelor de timp și a benzilor de frecvență utilizate.

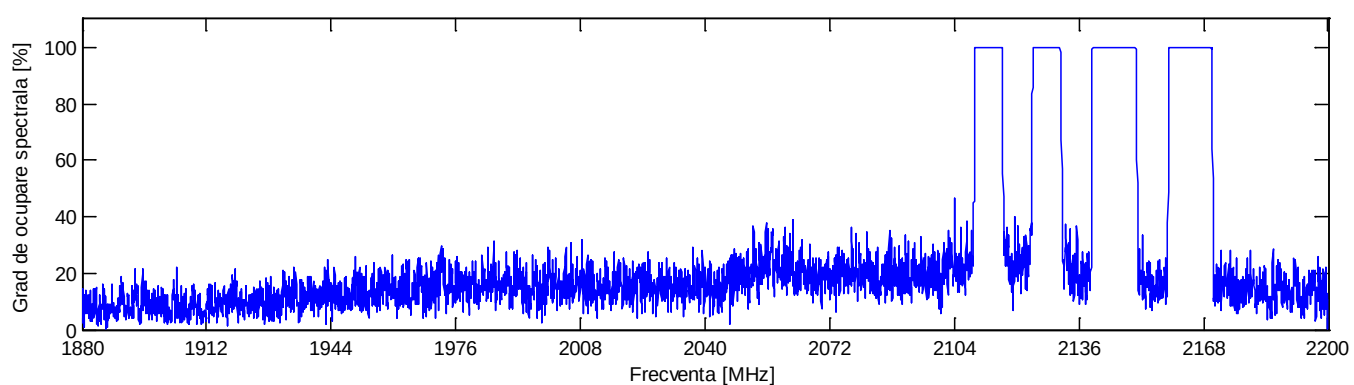
Principalul avantaj oferit de această bandă de frecvență consta în multitudinea de echipamente existente pe piață care operează în această bandă, ceea ce permite o dezvoltare mai rapidă a echipamentelor prototip de tip radio cognitiv.

4.5 CONCLUZII ȘI PERSPECTIVE DE CONTINUARE A MĂSURĂTORILOR

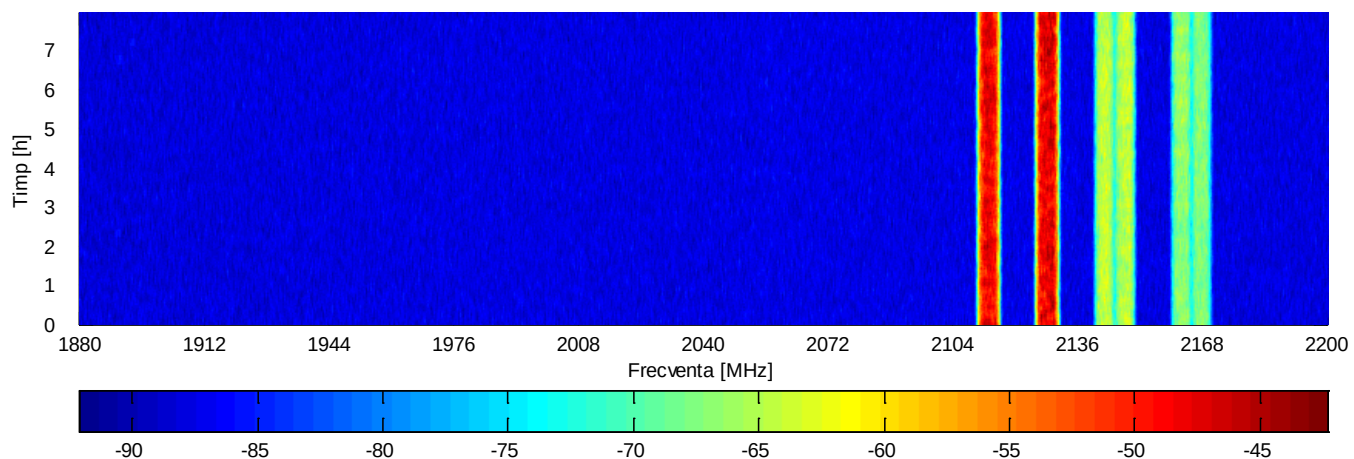
Rezultatele obținute prin prelucrarea măsurătorilor efectuate pe parcursul campaniei au arătat că gradul de utilizare a spectrului de radiofrecvență pentru benzile de frecvență analizate este de cele mai multe ori extrem de redus. Valorile medii obținute pentru gradul de ocupare spectrală măsurat pentru întregul interval de frecvență în care au fost realizate măsurătorile (25 MHz – 3.4 GHz) în cele două zone a fost de 21,00% pentru zona urbană, respectiv 14,19% pentru zona rurală. Pentru o creștere a eficienței de folosire a spectrului de radiofrecvență, una dintre soluțiile cele mai promițătoare este accesul dinamic la spectru, folosind echipamente de tip radio cognitiv care să acceseze pe baze oportunistice benzile de frecvență licențiate pentru alte tipuri de sisteme, atunci când acestea nu sunt active într-o anumită zonă geografică.



(a)



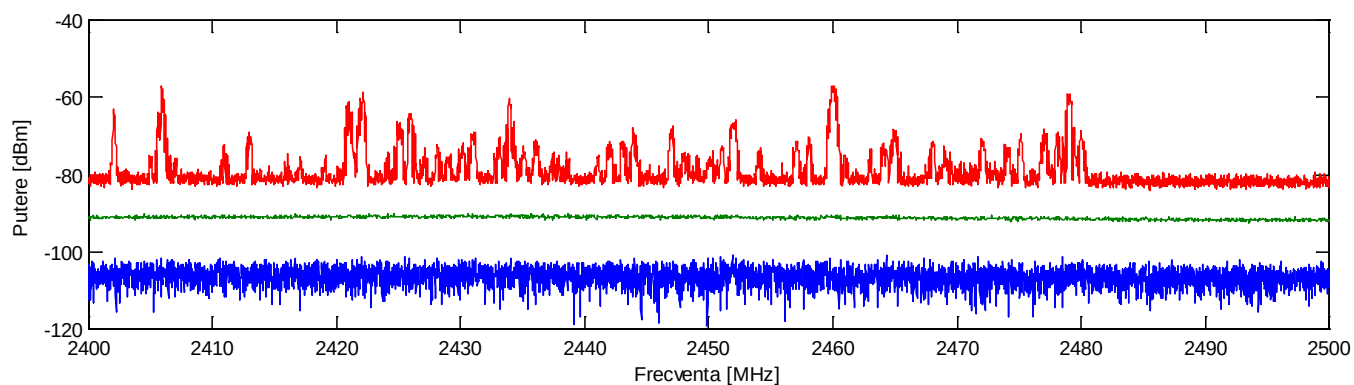
(b)



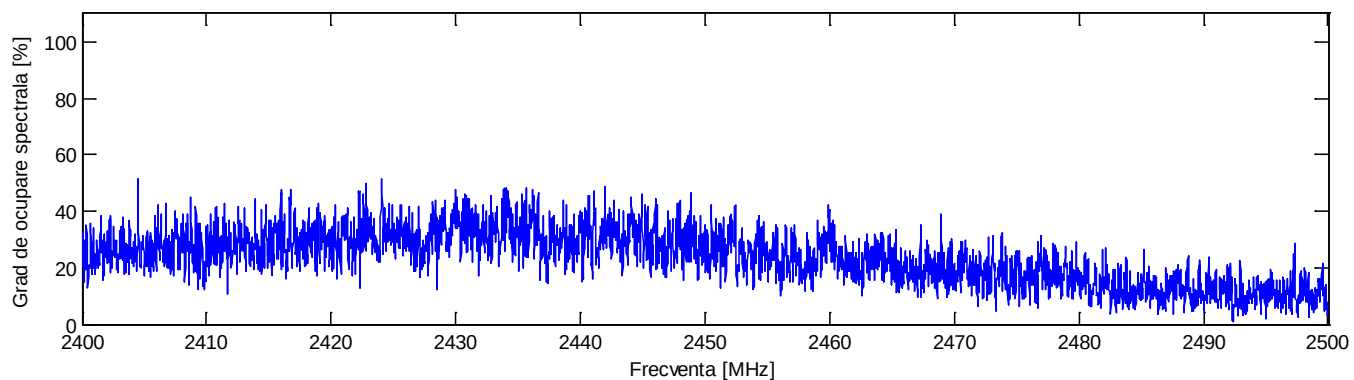
(c)

Fig. 4.13 - Gradul de ocupare spectrală în banda de frecvență 1880 MHz - 2200 MHz folosind diferite metrice (București, 14:00-22:00, zi de lucru)

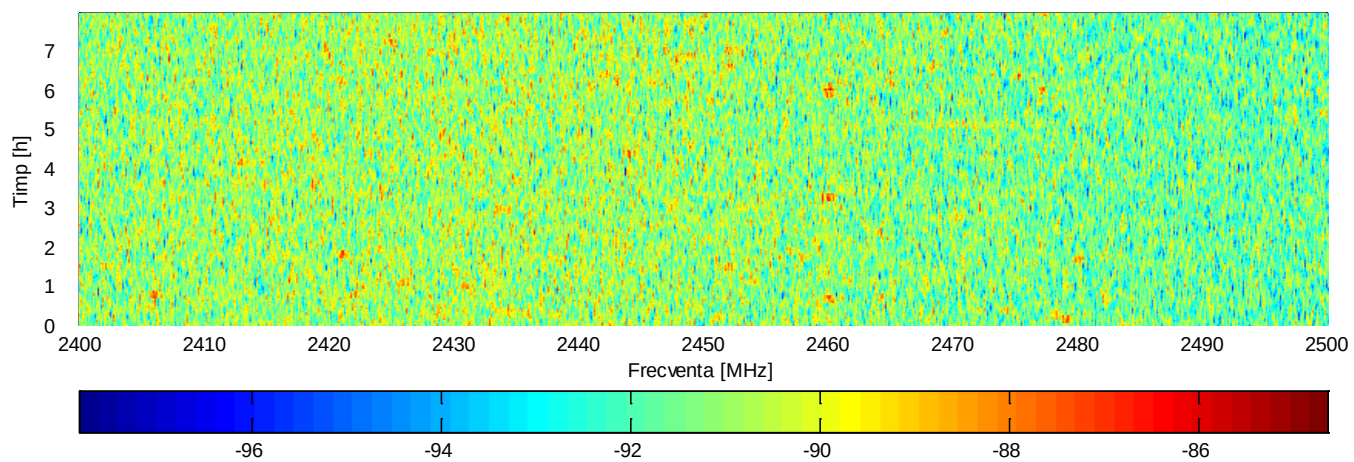
- (a) Valorile **medie**, **minimă** și **maximă** ale semnalului
- (b) Gradul de ocupare spectrală
- (c) Harta ocupării spectrale instantanee



(a)



(b)



(c)

Fig. 4.14 - Gradul de ocupare spectrală în banda de frecvență 2400 MHz – 2500 MHz folosind diferite metrice (București, 14:00-22:00, zi de lucru)

- (a) Valorile **medie**, **minimă** și **maximă** ale semnalului
- (b) Gradul de ocupare spectrală
- (c) Harta ocupării spectrale instantanee

Cu toate că pentru anumite benzi de frecvență gradul de ocupare spectrală pare la prima vedere extrem de redus (cazul benzilor corespunzătoare legăturilor ascendente pentru sistemele de tip GSM-900 și GSM-1800), trebuie să existe o deosebită atenție la proiectarea echipamentelor de tip radio cognitiv care ar putea să opereze în aceste benzi de frecvență, pentru a evita producerea de interferențe cu sistemele de comunicații mobile licențiate.

Pentru benzile de frecvență în care sunt încă prezente emițătoare pentru distribuția posturilor de televiziune în format analogic va fi necesară o reevaluare a gradului de ocupare spectrală în momentul în care aceste emițătoare vor înceta să funcționeze, fiind înlocuite prin emițătoare de televiziune digitală DVB-T.

Pentru a obține o imagine mai completă legată de gradul de utilizare a spectrului de radiofrecvență pentru teritoriul României, vor fi efectuate măsurători și în alte locații, pentru intervale mai lungi de timp și în benzi mai largi de frecvență.

Capitolul 5. ALEGEREA UNEI PLATFORME EXPERIMENTALE PENTRU IMPLEMENTAREA UNUI SENZOR DE DETECȚIE SPECTRALĂ

În cadrul acestui capitol sunt prezentate o serie de platforme de tip SDR care au fost considerate în momentul alegerii unei platforme pentru implementarea unui senzor de detecție spectrală. În vederea alegerii au fost stabilite o serie de criterii de performanță necesar a fi îndeplinite pentru o permite dezvoltarea unei astfel de aplicații.

5.1 SCOPUL URMĂRIT ȘI CERINȚELE IMPUSE PLATFORMEI EXPERIMENTALE

Pentru a putea fi folosită pentru implementarea unui sistem de detecție spectrală, o astfel de platformă trebuie să satisfacă o serie de criterii de performanță, care sunt enumerate în cele ce urmează:

- Acoperirea, prin intermediul unuia sau mai multor module de radiofrecvență, unei *game cât mai largi de frecvență*, astfel fiind posibilă analiza unui interval spectral care să includă o gamă cât mai largă de sisteme de comunicații;
- Capacitatea de a capta și prelucra o *bandă cât mai largă de frecvență*, astfel încât latența în momentul implementării algoritmilor de detecție spectrală să fie cât mai mică;
- Existența unui *mediu de dezvoltare cât mai flexibil*, care să permită adaptarea platformei la necesitățile impuse de sistemul de detecție proiectat;
- *Preț suficient de mic* pentru a putea achiziționa un număr suficient de platforme.

5.2 DESCRIEREA COMPARATIVĂ A VARIANTELOR CONSIDERATE

În acest paragraf sunt prezentate diferitele platforme de dezvoltare de tip SDR care au fost luate în considerare în momentul alegerii unei platforme pentru dezvoltarea sistemului de detecție spectrală avut ca obiectiv.

Microsoft Research Software Radio Platform for Academic Use (SORA)

Platforma SDR SORA a fost dezvoltată de echipa de cercetare de la divizia de Wireless & Networking a Microsoft Asia, în încercarea de a beneficia atât de puterea de procesare oferită de circuitele programabile (FPGA), precum și de avantajele legate de dezvoltarea de software folosind calculatoare de uz general [92].

Modulul hardware SORA este prezentat în figura 5.1. Soluția propusă reprezintă un modul de control radio conținând un front-end legat la memoria disponibilă în cadrul calculatorului prin intermediul interfeței PCI-E, care oferă viteză sporită și latență redusă. Modul de lucru x8 al interfeței poate suporta o rată de transfer de până la 16,7 Gbps cu o latență de sub o microsecundă, performanțe care permit implementarea protocoalelor necesare în cadrul sistemelor moderne de comunicații (IEEE 802.11a/b/g).

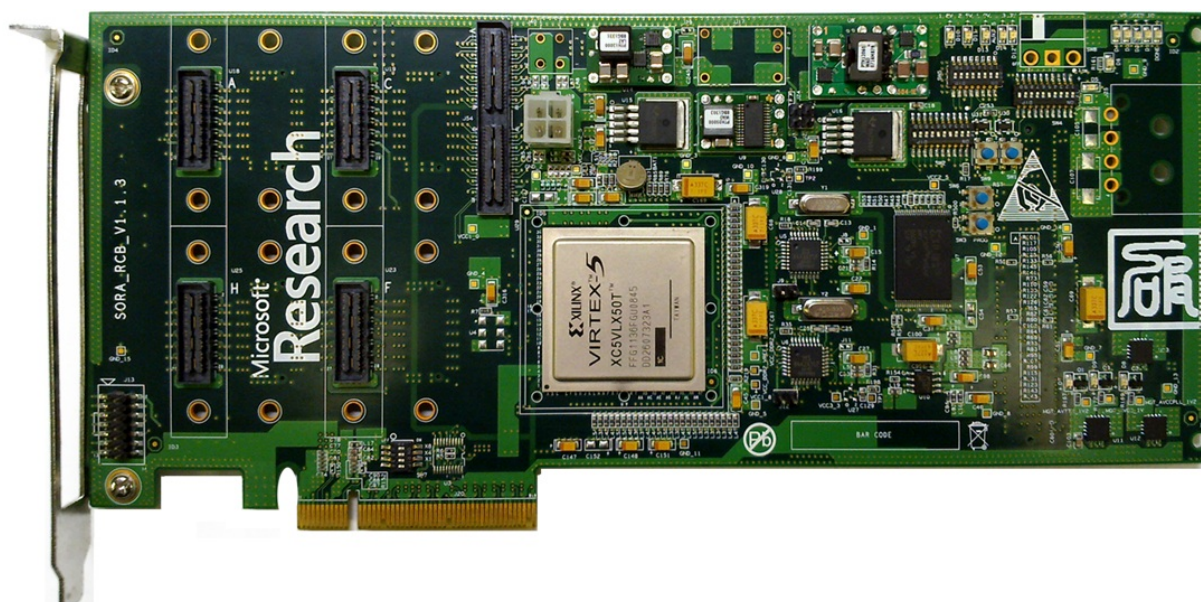


Fig. 5.1 - Platforma SDR Microsoft SORA

Principalele dezavantaje prezentate de soluția dezvoltată de Microsoft sunt lipsa unei platforme software de dezvoltare de tip open-source, cerințele foarte exigente impuse din punctul de vedere al puterii de procesare, precum și prețul relativ ridicat (în jur de 5000 \$ pentru modulul de control radio, modulul frontal de radiofrecvență, software și un calculator multi-nucleu).

Datasoft Thunder SDR

Modulul Thunder SDR produs de firma Datasoft reprezintă un transceiver full-duplex care poate opera, în funcție de opțiunea aleasă, în două intervale distincte de frecvență, 400 MHz – 4 GHz sau 30 MHz – 1,6 GHz [93]. Bazat pe un FPGA Xilinx Spartan-6 și un DSP Texas Instruments C64x, precum și un procesor de uz general OMAP 37x, platforma este

capabilă să proceseze semnale a căror lăţime de bandă poate să varieze între 50 kHz şi 20 MHz.

Din punctul de vedere al arhitecturii software, platforma este compatibilă cu mediul de dezvoltare open-source GNU Radio. Principalul dezavantaj al platformei este reprezentat de preţul ridicat (aproximativ 10000\$).

Lyrtech Small Form Factor SDR

Platforma SFF SDR oferită de firma canadiana Lyrtech reprezintă o variantă extrem de puternică din punctul de vedere al puterii de procesare, prezentând, de asemenea, avantajele din punctul de vedere al modularităţii [94].

Platforma este alcătuită din trei module diferite, unul pentru procesare în banda de bază, un modul de conversie analog-digital şi digital-analog, precum şi un modul de radiofrecvenţă.

Din punctul de vedere al resurselor de calcul disponibile, modulul pentru procesare în banda de bază dispune de un procesor de tip sistem-în-chip Texas Instruments DM6446, care include un DSP şi un nucleu de uz general ARM, precum şi un FPGA Xilinx Virtex-4 SX35.

Dezavantajele sunt lipsa unui mediu de dezvoltare open-source, precum şi preţul extrem de ridicat (aproximativ 14000\$).

CRC-Coral WIFI CR Networking KIT

Sistemul dezvoltat de centrul de cercetare în comunicaţii al guvernului canadian CRC poate opera în cele două benzi ISM, 2.4 Ghz (varianta standard), precum şi 5.8 GHz (varianta opţională), suportând o lăţime maximă de bandă de 20 MHz şi o rată maximă brută de transfer de 54 Mbps [95]. Echipamentele sunt compatibile cu standardele IEEE 802.11g/a şi permit prin intermediul unui set de funcţii API dezvoltarea unui motor cognitiv cu ajutorul căruia să poată fi testaţi algoritmi specifici reţelelor de tip radio cognitiv.

Preţul unui astfel de kit este unul moderat (6000\$), principalul dezavantaj fiind reprezentat de banda limitată de frecvenţă în care această platformă poate opera.

Sundance SMT8036E

Platforma SMT8036E oferită de firma Sundance reprezintă o soluţie pentru dezvoltarea de aplicaţii de tip SDR [96].

Platforma conţine o serie de module conectate la un calculator gazdă prin intermediul unei plăci de bază PCI (SMT310Q). Cele trei module conectate pe placa de bază sunt:

- SMT365 – modul DSP pentru procesări efectuate în banda de bază. Conţine un DSP Texas Instruments C6416 şi un FPGA Xilinx Virtex-II XC2V6000;
- SMT370 – modul de conversie digital-analog şi analog-digital, bazat pe 2 convertoare AD Analog Devices AD6645 (105 Msps) şi un convertor DA dual AD9777 (400 Msps);
- SMT349 – modul de radiofrecvenţă pentru banda ISM 2,4-2,5 GHz, două frecvenţe intermediare, 70 MHz, respectiv 374 MHz.

Platforma oferă o putere de procesare suficientă pentru semnale de tipul celor din sistemele de comunicații 3G. Principalul dezavantaj este reprezentat de lipsa unui mediu de dezvoltare open-source, documentația și suportul oferit fiind extrem de limitate. De asemenea, prețul platformei este relativ ridicat.

Ettus Research USRP

Familia de produse Universal Software Radio Peripheral (USRP) este dezvoltată de firma americană Ettus Research (achiziționată de National Instruments) [97]. Platformele sunt concepute astfel încât să poată fi folosite conectate la un calculator (familiile *Networked* și *Bus*) sau de sine stătătoare (familia *Embedded*).

Principalele avantaje ale produselor din familia USRP în comparație cu celelalte platforme SDR existente pe piață sunt reprezentate de prețul redus și de accesibilitatea oferită datorită faptului că majoritatea elementelor software necesare pentru dezvoltarea de aplicații sunt produse open-source. Sunt, de asemenea, disponibile și o serie întreagă de module de radiofrecvență, ceea ce permite operarea în funcție de necesități în aproape orice interval de frecvență până la o frecvență de 6 GHz.

În tabelul 5.1 sunt prezentate caracteristicile diferitelor modele din familia USRP.

Tabelul 5.1 - Caracteristicile diferitelor modele USRP produse de Ettus Research

Familia de produse	<i>Networked</i>		<i>Embedded</i>		<i>Bus</i>	
Model	N200	N210	E100	E110	USRP1	B100
Interfața	Gigabit Ethernet	Gigabit Ethernet	Embedded	Embedded	USB 2.0	USB 2.0
Lățimea maxima de bandă (MSPS 16b/8b)	50/100	50/100	8/16	8/16	8/-	8/16
Sloturi pentru module RF	1	1	1	1	2	1
Rezoluție ADC (biți)	14	14	12	12	12	12
Rată ADC (MSPS)	100	100	64	64	64	64
Rezoluție DAC (biți)	16	16	14	14	14	14
Rată DAC (MSPS)	400	400	128	128	128	128
Circuit FPGA folosit	Xilinx Spartan 3A DSP SD1800A	Xilinx Spartan 3A DSP SD3400A	Xilinx Spartan 3A DSP SD1800A	Xilinx Spartan 3A DSP SD3400A	Altera Cyclone	Xilinx Spartan 3A S1400A
Capabilitate MIMO	Da	Da	Nu	Nu	Da	Nu
Oscilator GPS intern (opțional)	Da	Da	Da	Da	Nu	Nu
Intrare referință 1 PPS	Da	Da	Da	Da	Nu	Da

O prezentare detaliată a platformei USRP N210, platforma aleasă pentru implementarea sistemului de detecție spectrală, este realizată în cadrul capitolului 6.

În tabelul 5.2 sunt prezentate comparativ caracteristicile diferitelor platforme SDR care au fost discutate anterior.

Tabelul 5.2 - Parametri ai diferitelor platforme SDR considerate pentru implementarea unui sistem de detecție spectrală

Platforma SDR	<i>Microsoft Research SORA</i>	<i>Datasoft Thunder SDR</i>	<i>Lyrtech SFF SDR</i>	<i>CRC-Coral WIFI CR Networking Kit</i>	<i>Sundance SMT 8036E</i>	<i>Ettus Research USRP-N210</i>
Gama de frecvență suportată	2,4 GHz; 5 GHz	400 MHz – 4 GHz	200 MHz – 1 GHz; 1,6 – 2,7 GHz; 3,3 – 3,8 GHz	2,4 GHz; 5,8 GHz	2,4 – 2,5 GHz	50 MHz – 2,2 GHz; 2,4 – 2,5 GHz; 4,9 – 5,9 GHz
Resurse de calcul	GPP (toate procesările realizate de un calculator multi-nucleu)	Xilinx Spartan-6 FPGA; OMAP 37x; TI C64x DSP	Virtex-4 SX35 FPGA; DM6446 DSP	FPGA	TI C6416 DSP; Xilinx Virtex-II FPGAs	FPGA Xilinx Spartan 3A-DSP3400
Lățimea de bandă maximă suportată	20 MHz	20 MHz	22 MHz	20 MHz		50 MHz (8 bit) 25 MHz (16 bit)
Sisteme de operare suportate	Windows XP	Linux; VxWorks; Android	Linux	Linux Fedora Core or equivalent	Windows	Linux; Windows; MAC OS X
Platforme software suportate	SORA SDK	GNU Radio	MATLAB; Simulink; Real-Time Workshop	Linux-OpenWRT cu driver MadWIFI personalizat	3L Diamond IDE; TI CCS	GNU Radio; Simulink; LabView
Preț	\$5000	\$10000	\$14000	\$6000	\$10000	\$2000

5.3 JUSTIFICAREA ALEGERII PLATFORMEI USRP N210

Motivele care au dus la alegerea modelului USRP N210, produs de Ettus Research, ca platformă experimentală se suprapun în mare parte peste cerințele care au fost enumerate în paragraful 5.1.

După cum se observă și din tabelul 5.2 prezentat în paragraful anterior, din punctul de vedere al performanțelor care sunt de interes pentru aplicația de detecție spectrală (în principal

lăţimea de bandă maximă care poate fi suportată şi gama de frecvenţă care poate fi acoperită), platforma USRP N210 are caracteristicile cele mai bune. Mai mult, domeniul de frecvenţă care apare trecut în tabel poate fi extins în funcţie de necesităţi, fiind disponibile module de RF care pot acoperi şi alte domenii de frecvenţă.

Din punctul de vedere al sistemelor de operare suportate, se observă că există suport pentru toate cele trei mari familii de produse existente pe piaţă (Linux, Windows şi Mac OSX), cu observaţia că în special pentru aplicaţiile care presupun un nivel ridicat de flexibilitate, sistemul de operare Linux rămâne alegerea optimă.

Platformele software care pot fi folosite pentru dezvoltarea de aplicaţii folosind modulele USRP sunt, de asemenea, extrem de diverse. Mediul de dezvoltare GNU Radio prezintă avantajele gratuităţii şi a multitudinii de blocuri de procesare de semnal disponibile, ceea ce permite dezvoltarea rapidă a aplicaţiilor. Există şi posibilitatea interfaţării cu mediile de dezvoltare Mathworks Simulink şi National Instruments LabView.

Din punctul de vedere al preţului de achiziţie se observă din nou avantajul oferit de seria de produse USRP faţă de toate celelalte platforme analizate, practic preţul fiind mai mic de jumătate faţă de oricare dintre celelalte platforme.

Nu în ultimul rând, produsele din seria USRP sunt de departe cele mai populare platforme de dezvoltare SDR, atât în mediul academic de cercetare, cât şi în cadrul comunităţilor de entuziaşti, ceea ce a dus la existenţa unui număr însemnat de resurse de informaţie legate de acestea.

5.4 CONCLUZII

În vederea implementării unui senzor de detecţie spectrală în timp real este necesară o platformă hardware care să permită acoperirea unei game cât mai largi de frecvenţă, să aibă capacitatea de a capta şi prelucra o bandă cât mai largă de frecvenţă, să fie cât mai flexibilă din punctul de vedere al platformelor software suportate şi să aibă un preţ suficient de mic.

În cadrul capitolului au fost trecute în revistă o serie de platforme pentru dezvoltarea de aplicaţii SDR, fiind prezentate comparativ avantajele şi dezavantajele fiecărei variante.

Analizând prin prisma criteriilor specificate anterior platformele considerate, a fost aleasă pentru implementarea aplicaţiei de detecţie spectrală o platformă din familia de produse USRP, dezvoltate de firma Ettus Research, şi anume USRP-N210.

Platforma USRP-N210 poate acoperi, având în vedere gama largă de module de radiofrecvenţă compatibile, aproape orice domeniu de frecvenţă din intervalul 0 - 6 GHz. Interfaţa gigabit ethernet prin care este conectat modulul la calculatorul gazdă permite transmiterea unei benzi maxime de frecvenţă de 50 MHz (pentru eşantioane 8 biţi) sau 25 MHz (pentru eşantioane pe 16 biţi).

Mediul de dezvoltare GNU Radio, compatibil cu familia de produse USRP, reprezintă una dintre cele mai populare variante de platforme software pentru dezvoltarea de echipamente SDR. Avantajele oferite de GNU Radio sunt date de faptul că este un produs open-source şi de multitudinea de blocuri de procesare de semnal disponibile. Există, de asemenea, posibilitatea de a interfaţa modul USRP cu mediile de dezvoltare Mathworks Simulink şi National Instruments LabView.

Prețul de aproximativ 2000 \$ pentru platforma USRP-N210, incluzând un modul de radiofrecvență, este suficient de scăzut pentru a permite achiziționarea a mai multe platforme, în vederea dezvoltării viitoare a unui sistem cooperativ de detecție spectrală.

Capitolul 6. PLATFORMA SDR USRP-N210

Pentru implementarea aplicației de detecție spectrală a fost aleasă o platformă din cadrul seriei *Networked* a familiei de produse USRP, și anume USRP-N210. În cadrul acestui capitol vor fi prezentate principalele caracteristici și aspecte legate de arhitectura hardware a acestui modul.

6.1 STRUCTURA MODULULUI USRP-N210

Platforma USRP-N210 reprezintă modulul cu caracteristicile cele mai performante dintre modulele din seria *Networked* a familiei USRP, circuitul FPGA prezent pe acest modul (Xilinx Spartan 3SD3400A) având suficiente resurse libere pentru a permite utilizatorului implementarea de funcții suplimentare. În cazul în care circuitul FPGA este programat folosind versiunea standard oferită de producător, care asigură o serie de funcții necesare, cum ar fi blocurile DDC/DUC, driverul UHD și un nucleu de procesor RISC pe 32 de biți, rămân disponibile pentru utilizator 63% din resursele de logică generală, 66% din resursele de memorie și 88% din resursele de procesare digitală de semnal.

În figura 6.1 este prezentat panoul frontal al platformei USRP-N210, fiind vizibile diferitele porturi care permit conectarea modulului, o serie de leduri de stare, precum și conectorul pentru alimentare.



Fig. 6.1 - Panoul frontal al platformei SDR Ettus Research USRP-N210

Porturile prezente pe panoul frontal asigură următoarele funcții:

- *Portul de gigabit ethernet* – permite conectarea modulului USRP la un calculator gazdă și transmiterea datelor sub forma unor pachete folosind protocoalele IP/UDP;

- *Portul de radiofrecvență RF1* – conector SMA care permite accesul la unul dintre cele două porturi de RF ale modulului de radiofrecvență, în cazul folosirii modulului RF WBX la acest port este conectat portul RX2 al modulului WBX;
- *Portul de radiofrecvență RF2* – conector SMA care permite accesul la unul dintre cele două porturi de RF ale modulului de radiofrecvență, în cazul folosirii modulului RF WBX la acest port este conectat portul TX/RX al modulului WBX;
- *Portul de extensie MIMO* – permite conectarea a două module USRP pentru a forma o configurație MIMO 2x2, prin intermediul unui cablu MIMO care permite transferul de date la o rată de până la 2Gbps;
- *Portul pentru semnalul de referință de ceas* – conector SMA care permite folosirea unui semnal de ceas extern cu frecvența de 10 MHz pentru sincronizare;
- *Portul pentru semnalul PPS* – conector SMA care permite sincronizarea modulului USRP folosind un semnal extern de un puls pe secundă.

În figura 6.2 este prezentată o schemă bloc a platformei USRP-N210.

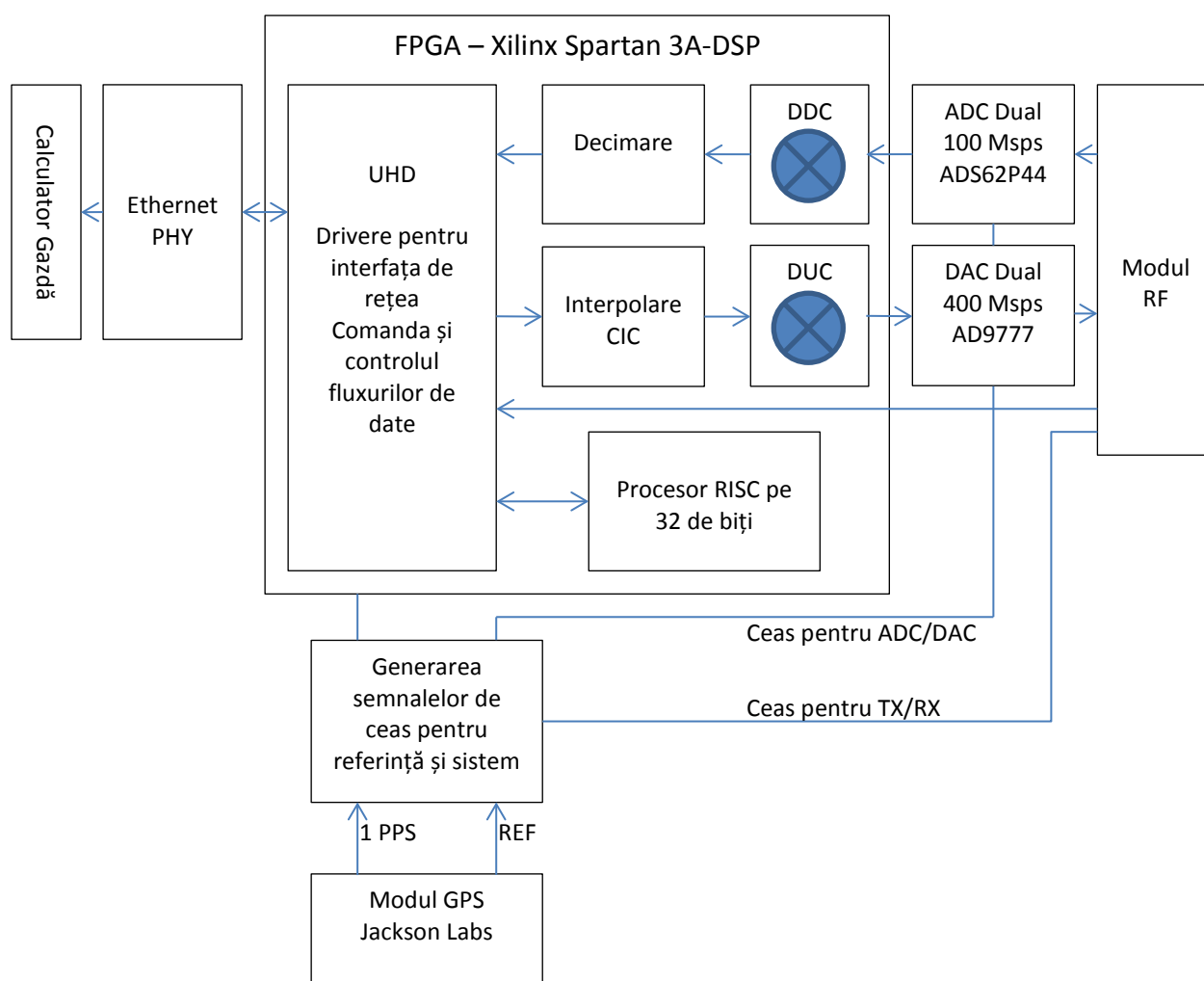


Fig. 6.2 - Schema bloc a platformei USRP-N210

Pe panoul frontal sunt prezente, de asemenea, șase leduri care permit obținerea de informații legate de starea de funcționare a diverselor module din cadrul USRP-ului, după cum urmează:

- *Led A* – modulul activ din punctul de vedere al căii de emisie;
- *Led B* – legătură activă pe portul de extensie MIMO;
- *Led C* – modulul activ din punctul de vedere al căii de recepție;
- *Led D* – conținutul firmware încărcat;
- *Led E* – semnalul de referință stabil;
- *Led F* – conținutul circuitului CPLD încărcat.

6.2 MODULE DE RADIOFRECVENȚĂ DISPONIBILE

Firma Ettus Research produce o gamă largă de module de radiofrecvență, ceea ce permite acoperirea, în funcție de necesități, a majorității benzilor de frecvență în care operează sistemele moderne de comunicații, până la valori de frecvență de 6 GHz.

În tabelul 6.1 sunt prezentate caracteristicile diferitelor module de radiofrecvență existente în oferta Ettus Research. În cadrul aplicației de detecție spectrală prezentată în cadrul capitolului 7 a fost utilizat modulul WBX, care este prezentat detaliat în cadrul subparagrafului următor.

Tabelul 6.1 - Caracteristicile diferitelor module de radiofrecvență produse de Ettus Research

Modul de radiofrecvență	Gamă de frecvență	Mod de funcționare	Mod duplex	Lățime de bandă procesată
BasicTX	1 – 250 MHz	Emisie, 2xIF sau 1xIQ	-	100 MHz / canal
BasicRX	1 – 250 MHz	Recepție, 2xIF sau 1xIQ	-	100 MHz / canal
LFTX	0 – 30 MHz	Emisie, 2xIF sau 1xIQ	-	30 MHz / canal
LFRX	0 – 30 MHz	Recepție, 2xIF sau 1xIQ	-	30 MHz / canal
TVRX2	50 – 860 MHz	Recepție x 2	-	10 MHz
DBSRX2	800 – 2300 MHz	Recepție	-	1 – 60 MHz
WBX	50 – 2200 MHz	Emisie/Recepție, 1 Tx IQ, 1 Rx IQ	Full Duplex	40 MHz
SBX	400 – 4400 MHz	Emisie/Recepție, 1 Tx IQ, 1 Rx IQ	Full Duplex	40 MHz
XCVR2450	2,4 – 2,5 GHz, 4,9 – 5,9 GHz	Emisie/Recepție, 1 Tx IQ, 1 Rx IQ	Half Duplex	Tx: 24,36,48 MHz Rx: 15,19,28,36 MHz
RFX900	750 – 1050 MHz	Emisie/Recepție, 1 Tx IQ, 1 Rx IQ	Full Duplex	40 MHz
RFX1200	1,15 – 1,45 GHz	Emisie/Recepție, 1 Tx IQ, 1 Rx IQ	Full Duplex	40 MHz
RFX1800	1,5 – 2,1 GHz	Emisie/Recepție, 1 Tx IQ, 1 Rx IQ	Full Duplex	40 MHz
RFX2400	2,3 – 2,9 GHz	Emisie/Recepție, 1 Tx IQ, 1 Rx IQ	Full Duplex	40 MHz

6.2.1 Modulul WBX

Modulul de radiofrecvență care a fost folosit pentru implementarea aplicației de detecție spectrală discutată în cadrul capitolului 7 este modulul de bandă largă WBX, produs de către Ettus Research și prezentat în figura 6.3.

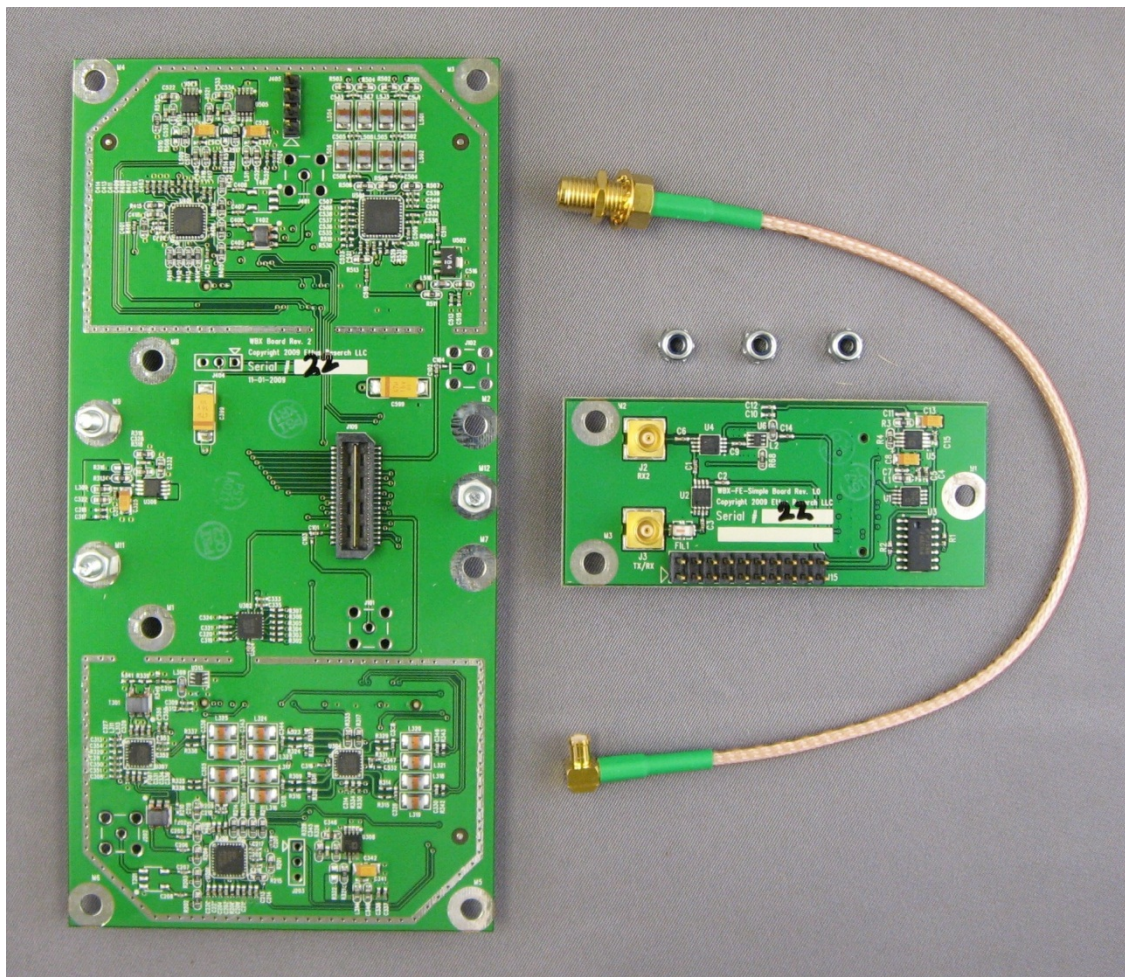


Fig. 6.3 - Modulul de radiofrecvență WBX produs de Ettus Research

Modulul WBX este un transceiver full-duplex care acoperă o bandă de frecvență între 50 MHz și 2.2 GHz. În tabelul 6.2 sunt prezentate specificațiile tehnice ale acestui modul.

Tabelul 6.2 - Performanțele modulului de radiofrecvență WBX

Frecvență	50 MHz – 2,2 GHz
Factor de zgomot	5-6 dB
Sensibilitate	-130 dBm
Punct de interceptie de ordin doi (IIP2)	40-55 dBm
Punct de interceptie de ordin trei (IIP3)	5-10 dBm
Gama de variație a controlului automat al câștigului (AGC)	70 dB[6]
Porturi pentru antenă	TX/RX și RX2

Pentru aplicația de detecție prezentată în cadrul tezei a fost necesară doar calea de recepție din cadrul modulului WBX. În figura 6.4 este prezentată o schemă bloc a acesteia.

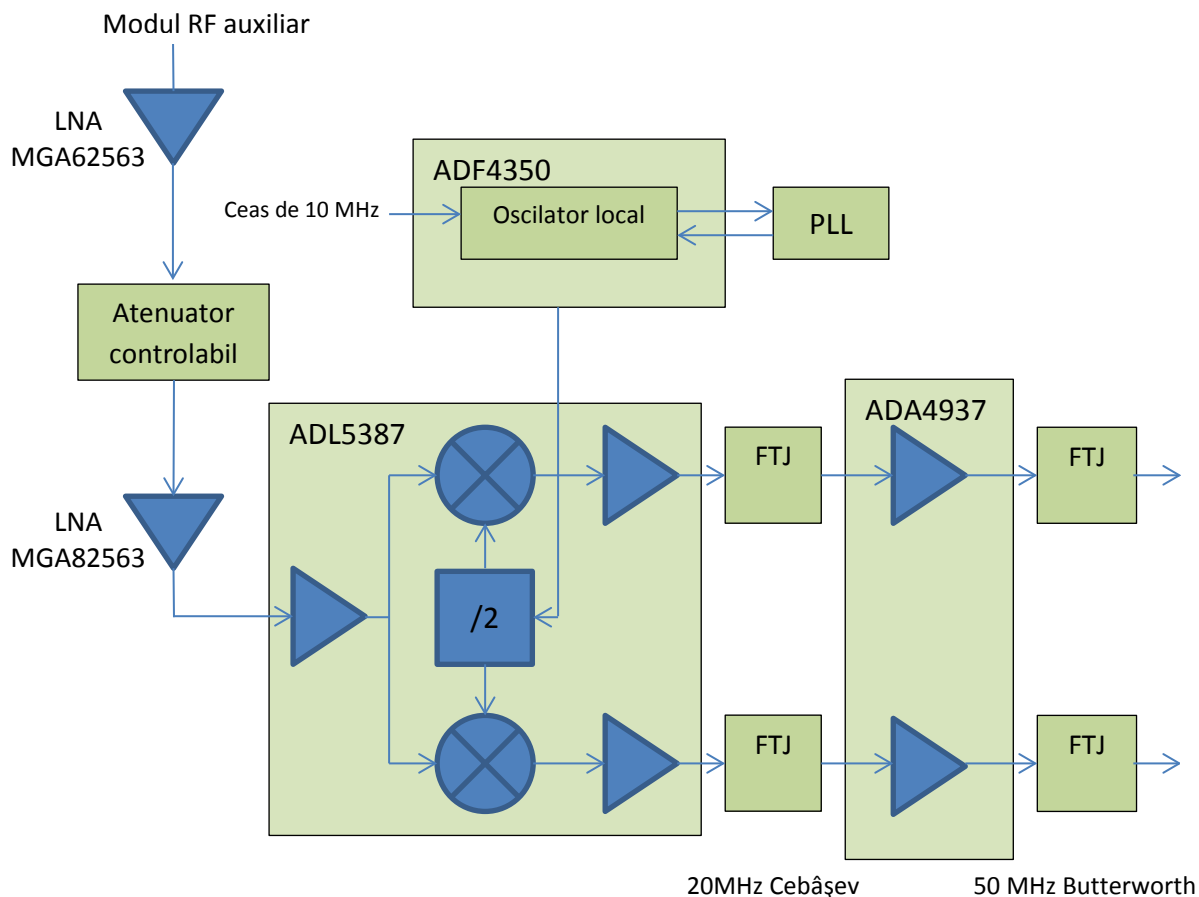


Fig. 6.4 - Calea de recepție din cadrul modului de radiofrecvență WBX

Semnalul de radiofrecvență poate fi recepționat prin oricare dintre cele două porturi ale modului WBX, TX/RX sau RX2. Semnalul provenit de la antenă este preluat de un modul RF auxiliar (poate fi observat în cadrul figurii 6.3), modulul WBX fiind singurul dintre modulele de RF produse de Ettus Research care beneficiază de un astfel de modul auxiliar. Pentru a separa căile de emisie și recepție și a asigura legătura între conectorii de antenă și blocurile de emisie/recepție, în cadrul acestui modul auxiliar sunt folosite două switch-uri MMIC T/R HMC174MS8. Dacă recepția se face prin portul TX/RX, semnalul va parcurge ambele switch-uri, dacă este folosit portul RX2, semnalul va parcurge un singur switch. Având în vedere că pe parcursul măsurătorilor a fost folosit doar portul RX2, a fost necesar un singur switch, ceea ce a condus la o îmbunătățire de aproximativ 0.5 dB față de cazul în care ar fi fost folosit celălalt port.

Avantajul existenței unui astfel de modul auxiliar, care mai conține pe lângă cele două switch-uri un filtru trece-jos și un prim amplificator de zgomot redus (MGA-62563) este că asigură o protecție suplimentară modului RF principal, existând de asemenea și posibilitatea de a proiecta un modul RF auxiliar cu performanțe superioare, în cazul aplicațiilor pentru care performanțele oferite de modulul standard nu sunt suficiente.

Arhitectura implicită folosită în cadrul modului RF WBX este o arhitectură de conversie directă, care presupune o translatare a semnalelor din domeniul de radiofrecvență direct în banda de bază. Cu toate acestea este posibilă și folosirea unei arhitecturi cu frecvență

intermediară de valoare foarte joasă prin fixarea unui offset de frecvență pentru oscilatorul local din cadrul modului. Acest aspect va fi discutat în detaliu în cadrul capitolului 8, paragraful 8.4.

Semnalul recepționat este amplificat într-o primă etapă cu ajutorul unui amplificator de zgomot redus (MGA-62563), care asigură un câștig de 22 dB pentru semnale situate în banda de frecvență 100 MHz - 3GHz, având un factor de zgomot de 0,9 dB. Semnalul este în continuare prelucrat prin intermediul unui atenuator digital programabil de bandă largă (HMC472LP4), care poate asigura o atenuare între -31,5 și -0,5 dB, în pași de 0,5 dB. După trecerea printr-un al doilea amplificator (MGA-82563, amplificare 13dB, factor de zgomot 2,2 dB, bandă de frecvență 100MHz - 6GHz), semnalul este aplicat unui demodulator de bandă largă în cuadratură (ADL5387), care aduce semnalul complex de radiofrecvență în banda de bază. Semnalul de oscilator local necesar demodulatorului în cuadratură este asigurat de către un sintetizor de bandă largă (ADF4350), care poate asigura semnale de ceas cu frecvențe între 137,5 MHz și 4,4 GHz. Semnalul obținut la ieșirea demodulatorului în cuadratură este filtrat trece jos și trecut printr-un amplificator diferențial înainte de a fi aplicat convertorului analog-digital, situat pe placa de bază USRP.

6.2.2 Modulul XCVR2450

Modulul XCVR2450, prezentat în figura 6.5, este un transceiver half-duplex care poate acoperi benzile ISM de 2,4 GHz și 5 GHz.

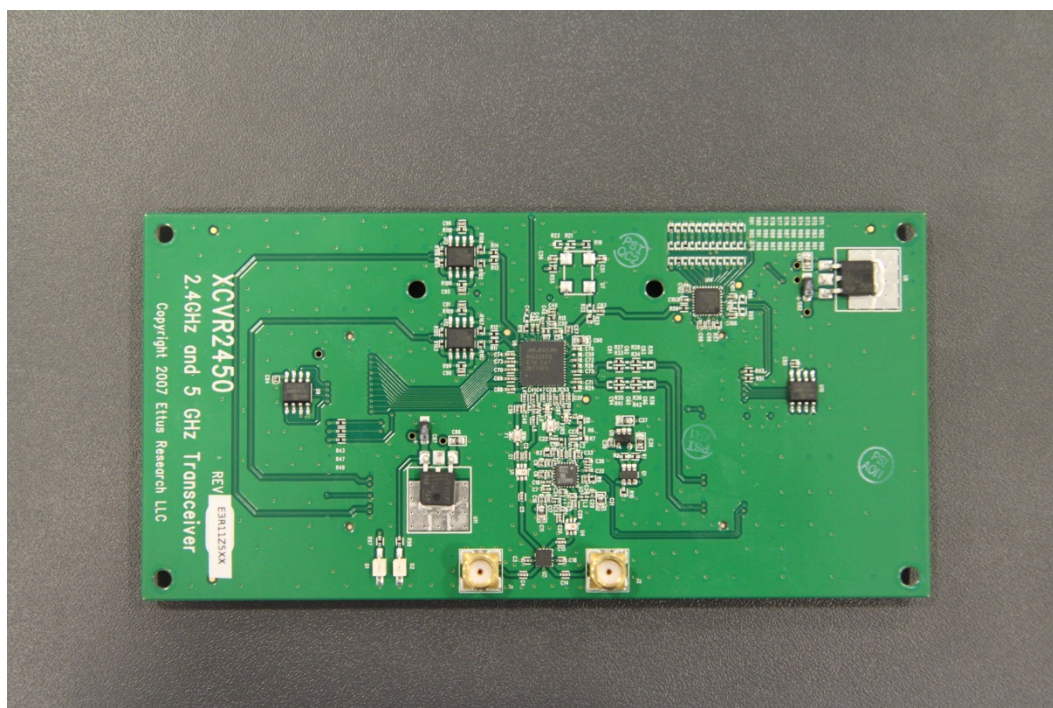


Fig. 6.5 - Modul de radiofrecvență XCVR2450 produs de Ettus Research

Avantajul folosirii acestor benzi în contextul rețelelor de tip radio cognitiv este dat de existența pe piață a unei multitudini de echipamente care pot opera în aceste benzi de frecvență și implicit posibilitatea testării de scenarii care să implice multiple terminale.

Ca și în cazul modulului WBX, arhitectura implicită folosită în cadrul modulului RF XCVR2450 este o arhitectură de conversie directă. Este posibilă, de asemenea, și folosirea unei arhitecturi cu frecvență intermediară de valoare foarte joasă prin fixarea unui offset de frecvență pentru oscilatorul local din cadrul modulului. Acest aspect va fi discutat în detaliu în cadrul paragrafului 8.4.

În figura 6.6 este prezentată o schemă bloc a modulului XCVR2450, fiind prezentate atât calea de emisie, cât și calea de recepție.

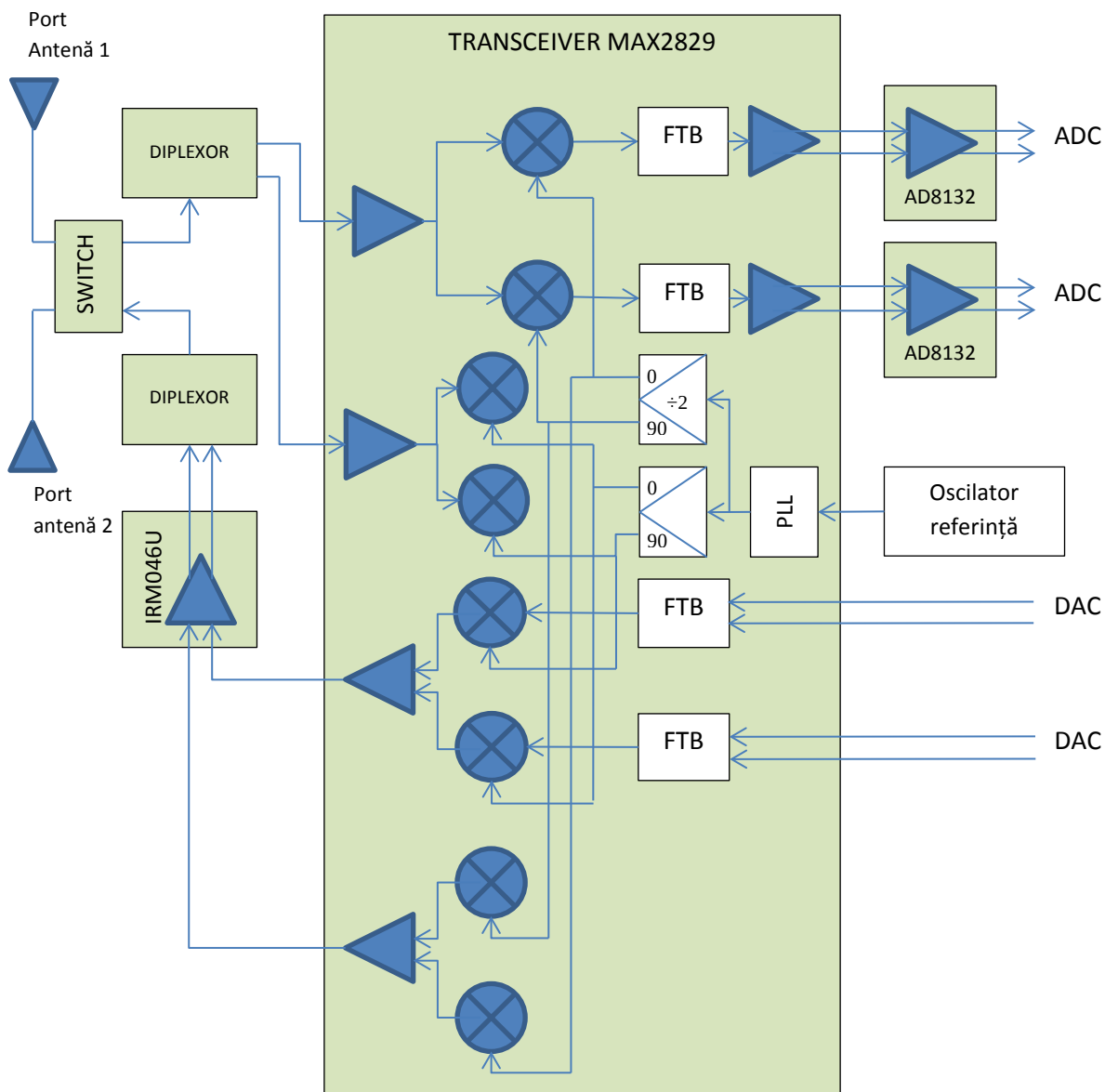


Fig. 6.6 - Schema bloc a modulului de radiofrecvență XCVR2450

Accesul la cele două porturi de antenă este realizat prin intermediul unui switch de radiofrecvență în tehnologie GaAs (HWS383, DC - 6 GHz), care permite atât configurații emisie/recepție (fiecare dintre sensurile de comunicație are acces la câte un port), cât și configurații cu diversitate de antenă (ambele porturi folosite pentru emisie sau pentru recepție). Circuitul asigură o pierdere de inserție suficient de mică (0,8 dB la 2,5 GHz,

respectiv 1 dB la 5,85 GHz) și o izolare de 29,5 dB la 2,5 GHz, respectiv 20,5 dB la 5,85 GHz.

Având în vedere faptul că gama de frecvență acoperită de modulul XCVR2450 nu este una continuă, separarea între semnalele din banda de frecvență 4,9 – 6,0 GHz și semnalele din banda de frecvență 2,4 – 2,5 GHz este realizată cu ajutorul unor circuite ceramice de tip diplexor, care asigură o filtrare corespunzătoare.

Pentru calea de emisie, semnalul în banda de bază provenit de la convertorul digital-analog este translatat în frecvență cu ajutorul unui transceiver dual-band (MAX2829), fiind ulterior amplificat cu ajutorul unui amplificator de putere (IRM046U), care poate asigura un câștig de până la 30 dB. Modulul XCVR2450 poate asigura un nivel al semnalului emis de maxim 100 mW.

Pentru calea de recepție, semnalul provenit de la diplexor este adus în banda de bază prin intermediul aceluiași transceiver, fiind ulterior amplificat pentru a asigura un nivel optim pentru convertorul analog-digital de pe placa de bază a modulului USRP.

Suplimentar față de celelalte module de radiofrecvență produse de Ettus Research, transceiverul folosit în cadrul acestui modul dispune de un senzor care permite transmiterea de informații legate de nivelul semnalului de radiofrecvență recepționat (RSSI), măsurat în dBm.

De remarcat că în cadrul modulului XCVR2450 este folosit un singur oscilator local atât pentru emisie, cât și pentru recepție. Cu toate că funcțiile API permit modificări individuale pentru oscilatorul local atât pentru emisie, cât și pentru recepție, odată realizată o modificare pentru unul dintre sensurile de desfășurare ale comunicațiilor, această modificare va fi reflectată și pentru celălalt sens.

Având în vedere că modulul XCVR2450 este unul half-duplex, la o încercare de a folosi modulul în mod full-duplex acesta va opera doar în mod de emisie.

Lățimile de bandă care pot fi selectate în cadrul modulului pentru cele două sensuri de desfășurare a comunicației sunt:

- pentru recepție: 15 MHz, 19 MHz, 28 MHz, 36 MHz;
- pentru emisie: 24 MHz, 36 MHz, 48 MHz.

6.3 PLACA DE BAZĂ

În figura 6.7 este prezentată placa de bază a modulului USRP-N210, fiind specificate elementele esențiale din punctul de vedere al lanțului de procesare de semnal.

Semnalul în banda de bază provenit de la modulul de radiofrecvență este pentru început transformat în domeniul digital prin intermediul unui convertor analog-digital dual (Texas Instruments ADS62P44), care realizează o eșantionare a semnalului la o rată de 100 Msps, cu o precizie de 14 biți. Semnalul provenit de la modulul de radiofrecvență este unul complex, astfel încât convertorul analog digital dual va realiza atât conversia semnalului în fază (I), cât și conversia semnalului în cuadratură (Q). Semnalul digital (I și Q) obținut la ieșirea convertorului analog-digital este prelucrat în continuare prin intermediul circuitului FPGA existent pe placa de bază USRP (Xilinx Spartan 3SD3400A), în cadrul căruia sunt realizate operații de filtrare și decimare.

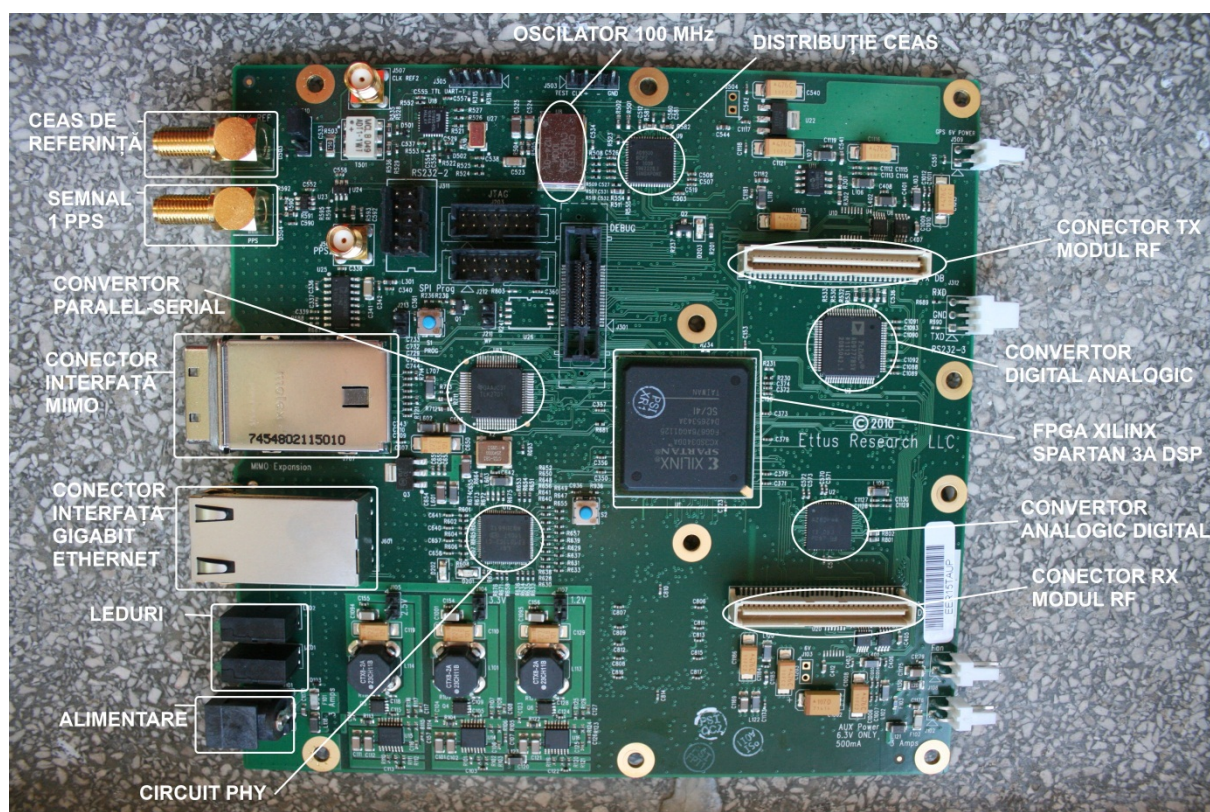


Fig. 6.7 - Placa de bază a modulului USRP-N210

În cadrul circuitului FPGA există posibilitatea de a elimina și erorile de frecvență folosind un algoritm CORDIC, în cazul în care frecvența dorită nu este egală cu un multiplu al pasului sintetizorului PLL folosit în cadrul modulului de RF.

Filtrarea și decimarea sunt realizate folosind o succesiune de trei filtre cascade, un filtru CIC (Cascaded Integrator-Comb) și două filtre HB (Half-Band). Printre avantajele oferite de filtrele de tip CIC se numără simplitatea structurii, necesitând doar operații de adunare și scădere și nefiind necesare multiplicările, ceea ce le fac extrem de populare în cazul implementării în circuite de tip FPGA. De asemenea, cu ajutorul lor pot fi obținute valori ridicate ale ratei de decimare, modificarea ratei fiind foarte simplu de realizat, fără a implica modificări din punctul de vedere al structurii filtrului. Pentru cazul filtrului CIC folosit în cadrul platformei USRP, acesta poate realiza decimarea cu o rată între 1 și 128, și fiecare dintre cele două filtre HB pot realiza decimarea cu o rată de 2. În total, prin punerea în cascadă a tuturor celor trei filtre poate fi realizată operația de decimare cu o rată de minim 4 și de maxim 512.

Rata de decimare minimă de 4 este impusă de rata maximă de transfer de care este capabilă interfața gigabit ethernet dintre modulul USRP și calculatorul gazdă, interfață care limitează cantitatea de date care poate fi transferată. În cazul în care nu este realizată nici o decimare în cadrul circuitului FPGA, semnalul care ar urma să fie transmis prin interfața USRP-calculator ar necesita o rata de transfer de 2.8 Gbps, conform calculelor din ecuația 6.1.

$$2 \times 100 \text{ Msps} \times 14 \text{ bps} = 2,8 \text{ Gbps} \quad (6.1)$$

Având în vedere că rata maximă de transfer suportată de interfața gigabit ethernet este de 1Gbps, rezultă că o decimare de minim 4 este necesară, ceea ce ar conduce la o rată netă de:

$$1/4 \times 2 \times 100 \text{ Msps} \times 14 \text{ bps} = 700 \text{ Mbps} \quad (6.2)$$

Semnalul decimat în cadrul circuitului FPGA va fi transmis prin interfața ethernet către calculator folosind protocolul UDP/IP, de unde rezultă că la rata netă de 700 Mbps calculată anterior se va adăuga o cantitate suplimentară de date datorată protocoalelor de rețea folosite. Încapsularea datelor și implementarea stivelor de protocol pentru nivelele legătură de date, rețea și transport sunt realizate de asemenea în circuitul FPGA situat pe placa de bază a modului USRP. Procesările necesare în cadrul nivelului fizic sunt realizate cu ajutorul unui circuit PHY extern (LSI ET1011C).

6.4 MODULUL GPS

În figura 6.8 este prezentat modulul GPSDO (GPS Disciplined Oscillator) Jackson Labs Firefly-1A, care poate fi asamblat în interiorul platformei USRP-N210.

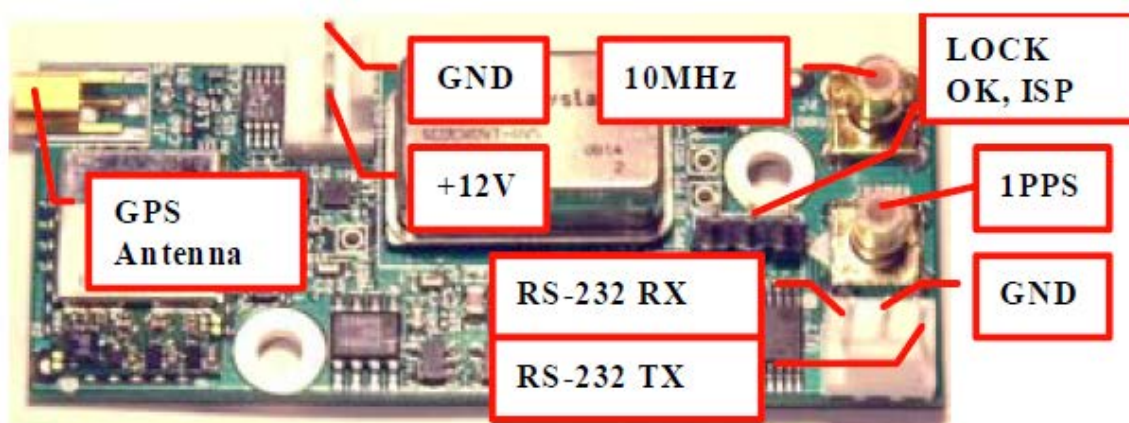


Fig. 6.8 - Modulul GPSDO Jackson Labs Firefly-1A [98]

Modulul se conectează la placa de bază a platformei USRP și permite sincronizarea acestuia folosind semnalul de un plus pe secundă (1 PPS) și semnalul de ceas de referință de 10 MHz, ambele semnale oferind performanțe extrem de bune din punctul de vedere al stabilității (semnalul 1 PPS prezintă o diferență de fază de mai puțin de 100 ns rms față de semnalul standard UTC, semnalul de ceas de 10 MHz prezintă o eroare de frecvență de mai puțin de 1 ppb în momentul în care semnalul de GPS este stabil).

Sunt disponibile, de asemenea, un conector MMCX pentru conectarea unei antene externe pentru recepția semnalelor GPS, precum și un port serial RS-232 (115200 baud, 8N1) care permite controlul și monitorizarea modului prin folosirea de comenzi SCPI. Prin intermediul acestor comenzi pot fi obținute informații cum ar fi latitudine, longitudine, înălțime, viteză, informații care pot fi utile în cazul aplicațiilor care necesită informații despre locația modului.

În tabelul 6.3 sunt prezentate caracteristicile esențiale ale modului GPSDO Jackson Labs Firefly-1A.

Tabelul 6.3 - Caracteristicile modului GPSDO Jackson Labs Firefly-1A

Stabilitatea semnalului 1 PPS	± 50 ns relativ la UTC RMS când semnalul GPS este stabilit
Stabilitate în modul de așteptare	$< \pm 11$ μ s pentru o perioadă de 3 ore la o temperatură de +25°C
Frecvență GPS	L1, C/A 1574 MHz
Antenă GPS	Activă sau pasivă
Receptor GPS	50 canale, suportă WAAS, EGNOS, MSAS
Sensibilitate	-144 dBm pentru achiziție -160 dBm pentru urmărire
Controlul pe interfața RS-232	Comenzi de control NMEA și SCPI-99, integrate în driverul UHD
Timp de încălzire / Timp de stabilizare	< 5 minute la o temperatură de +25°C pentru o precizie de $1e-8$
Timpul până la prima fixare (TTFF)	Cold Start: < 45 s Warm Start: 1 s Hot Start: 1 s

6.5 MEDIUL DE DEZVOLTARE GNURADIO ȘI DRIVERUL UHD

Odată cu evoluția echipamentelor de tip radio definit prin software și radio cognitiv, una dintre principalele provocări din punctul de vedere al software-ului a fost dezvoltarea unui mediu de dezvoltare suficient de flexibil pentru a permite compatibilitatea cu multiple platforme hardware. GNU Radio [99] reprezintă un mediu de dezvoltare open-source care poate fi folosit sub diferite sisteme de operare și care permite proiectarea blocurilor de procesare de semnal necesare pentru implementarea echipamentelor radio definite prin software.

În paragrafele acestui capitol sunt trecute în revistă principalele aspecte arhitecturale ale mediului de dezvoltare GNU Radio și sunt prezentate caracteristicile driverului UHD, care permite comunicația între platforma USRP și calculatorul gazdă.

6.5.1 GNU Radio

GNU Radio, una dintre cele mai populare soluții software de implementare pentru echipamente de tip radio definit prin software, permite dezvoltarea unor astfel de echipamente având ca suport hardware procesoare de uz general (GPP) [100]. Prin prisma faptului că proiectul GNU Radio este unul open-source, licențiat GPL, el se pretează a fi folosit atât pentru cercetare cât și pentru dezvoltare în medii extrem de diverse, de la laboratoare de cercetare academice și radioamatori până la aplicații guvernamentale și aplicații dezvoltate de firme din domeniul radiocomunicațiilor.

Mediul de dezvoltare GNU Radio reprezintă un pachet software care asigură *blocuri de procesare de semnal*, ce pot fi văzute sub forma unor componente discrete necesare pentru realizarea unor anumite sarcini. Fiecare dintre aceste componente reprezintă o clasă C++ care poate fi conectată de către dezvoltatorul unei aplicații la alte blocuri pentru a crea un *graf de semnal*.

Un astfel de bloc poate fi un bloc de tip sursă, caz în care blocul nu va avea decât porturi de ieșire, de tip destinație, caz în care blocul nu va avea decât porturi de intrare, sau de tip general, cu porturi atât de intrare, cât și de ieșire.

Fiecare dintre aceste blocuri individuale de procesare de semnal care presupun de cele mai multe ori elemente critice din punctul de vedere al performanței sunt implementate folosind limbajul C++ și sunt grupate într-o librărie. Limbajul de programare de nivel înalt Python [101] este folosit ulterior ca limbaj de legătură pentru a conecta între ele blocurile de procesare de semnal din librăria C++. Acest proces este realizat prin împachetarea librăriei C++ într-un modul Python astfel încât funcțiile existente în librăria C++ să poată fi apelate din cadrul aplicației Python. Blocurile sunt conectate între ele pentru a forma un graf de semnal, concept arhitectural care reprezintă traseul parcurs de fluxul de eșantioane în cadrul echipamentului radio.

Această structură prezintă similarități din anumite puncte de vedere cu modelul de referință OSI, nivelul inferior asigurând servicii nivelului superior, pentru acesta din urmă nefiind de interes modalitățile de implementare de la nivelul inferior, ci numai interfețele necesare precum și apelurile de funcții. În GNU Radio, această transparență între nivele există în mod similar. Din punctul de vedere al aplicației Python, este suficientă selectarea surselor de semnal și a blocurilor de procesare, setarea parametrilor și conectarea acestor blocuri pentru a forma aplicația finală. De fapt, toate aceste blocuri sunt implementate în C++ și presupun clase și metode din cele mai complexe, care sunt însă total invizibile din punctul de vedere al aplicației Python.

În figura 6.9 este prezentată structura generică a unui graf de semnal în GNU Radio.

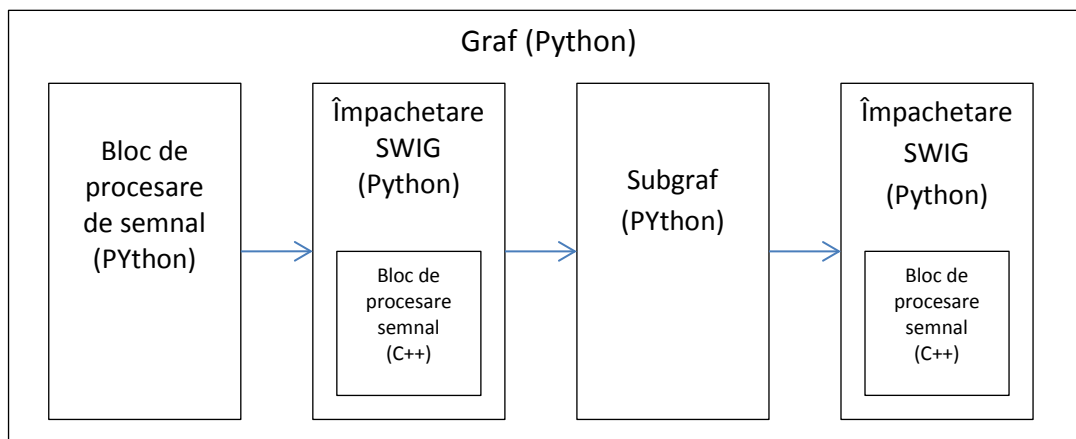


Fig. 6.9 - Structura unui graf de semnal în GNU Radio [10]

Blocurile pot fi concepute și conectate și într-o manieră ierarhică, ceea ce permite construirea unor blocuri mai complexe care să permită efectuarea unor funcții avansate prin conectarea unor blocuri mai simple, de uz general.

6.5.1.1 Componente GNU Radio

În GNU Radio sunt disponibile la momentul actual un număr însemnat de blocuri de procesare de semnal și forme de undă, utilizatorii având, de asemenea, posibilitatea să construiască noi componente în funcție de necesități.

În tabelul 6.4 sunt enumerate cele mai importante categorii de componente disponibile la ora actuală în GNU Radio, fiind prezentate câteva exemple relevante din fiecare categorie.

Tabelul 6.4 - Componente disponibile în mediul de dezvoltare GNU Radio

Categoria	Tipuri de componente disponibile
<i>Sursă</i>	Zgomot/Fișier/Rețea/Pachet/Video/Audio USRP1/USRP2
<i>Destinație</i>	FFT/Osciloscop USRP1/USRP2
<i>Filtre</i>	FIR/ FIR cu translatare în frecvență IIR (cu un singur pol) FFT/IFFT Radical din cosinus ridicat
<i>Codare</i>	Diferențială Trellis Viterbi BCJR Reed Solomon
<i>Modulație</i>	Modulație de frecvență de bandă largă/îngustă Modulație de amplitudine/fază/bandă laterală unică Modulație digitală FSK/PSK/QAM Modulație digitală GMSK/OFDM
<i>Matematică</i>	Adunare Scădere Înmulțire Împărțire Logaritmare
<i>Conversie de tip</i>	Complex – Mag/Arg Float – Complex/Char/UChar Conjugare complexă Vector – Stream
<i>Diverse</i>	Bucă Costas Recuperare de ceas de tip M&M PLL Control automat al câștigului (AGC) Egalizare adaptivă

6.5.1.2 Grafuri de semnal

Construirea aplicațiilor GNU Radio pe baza grafurilor de semnal reprezintă o abordare care permite o bună abstractizare, precum și un mod simplu de vizualizare a structurii acestora. Odată instanțiat, un bloc de procesare de semnal devine un obiect, sau nod, în cadrul

grafului. Din punctul de vedere al teoriei grafurilor, grafurile de semnal GNU Radio sunt grafuri simple, liniare, fără bucle, având cel puțin o sursă și o destinație. Informația pornește de la sursă și parcurge secvențial celelalte blocuri ale grafului până la punctul final, constituit de destinație. În cadrul unui graf de semnal pot exista oricât de multe căi, blocuri sursă și destinație, atâta timp cât nu există bucle și fiecare port de ieșire, respectiv intrare, este conectat.

În figura 6.10 este prezentat un exemplu simplu de graf de semnal, în cadrul căruia este citit un semnal dintr-un fișier, semnalul este filtrat, mixat cu un semnal sinusoidal, rezultatul fiind transmis către un modul USRP și simultan salvat într-un alt fișier.

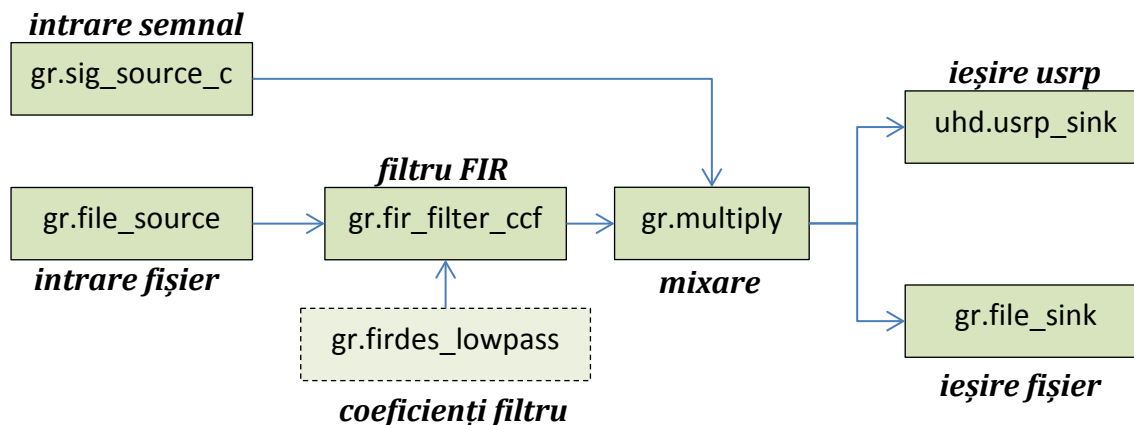


Fig. 6.10 - Exemplu de graf de semnal în GNU Radio

6.5.1.3 Programarea paralelă în GNU Radio

În cazul aplicațiilor în cadrul cărora se realizează procesări complexe de semnal sau pentru care fluxurile de date de intrare/ieșire sunt de rată extrem de ridicată, este extrem de important ca aplicația GNU Radio să beneficieze de avantajele oferite de procesoarele cu nuclee multiple disponibile în calculatoarele actuale.

Planificatorul original pentru grafurile de semnal GNU Radio alocă un singur fir de execuție pentru fiecare graf de semnal. Blocurile de procesare de semnal din cadrul grafului de semnal erau înlănțuite în acest graf uni-dimensional și erau rulate în mod secvențial, începând cu sursa și terminând cu destinația.

Blocurile GNU Radio operează în mod uzual asupra unor cantități mari de date care trebuie să fie deplasate la diverse locații în memorie. Din această cauză este important să fie redusă cât mai mult latența introdusă de accesul la magistrale și la memorie. Având această condiție impusă, pentru a putea permite diferitelor blocuri din cadrul unui graf de semnal să ruleze simultan este necesar ca fiecare dintre ele să acționeze asupra unor pachete diferite de date.

În versiunea curentă de GNU Radio (3.6.3) este disponibil un planificator capabil de a administra mai multe fire de execuție, care este implementat după un modelul un fir de execuție pentru fiecare bloc. Dacă sunt suficiente resurse disponibile, fiecare fir de execuție va fi alocat pe câte un nucleu al procesorului. Având în vedere latența introdusă de comutarea de context în momentul în care mai multe fire de execuție sunt rulate pe același procesor, precum și la transmiterea datelor pe o magistrală între procesoare, fiecare bloc trebuie să

proceseze o cantitate suficientă de date care să îi permită să compenseze această latență. Diferitele fire de execuție trebuie, de asemenea, să petreacă aproximativ același interval de timp pentru procesarea datelor, astfel încât să nu se ajungă în situația în care să fie nevoie să aștepte ca alte blocuri din cadrul grafului să își termine execuția.

6.5.1.4 Interfața grafică GRC (GNU Radio Companion)

Interfața grafică GRC permite crearea de aplicații care să beneficieze de componentele de procesare de semnal specifice GNU Radio folosind o abordare mai prietenoasă pentru utilizator, cea grafică.

În figura 6.11 este prezentat un exemplu de aplicație construită folosind interfața grafică GRC, un receptor radio pentru semnale modulate în frecvență.

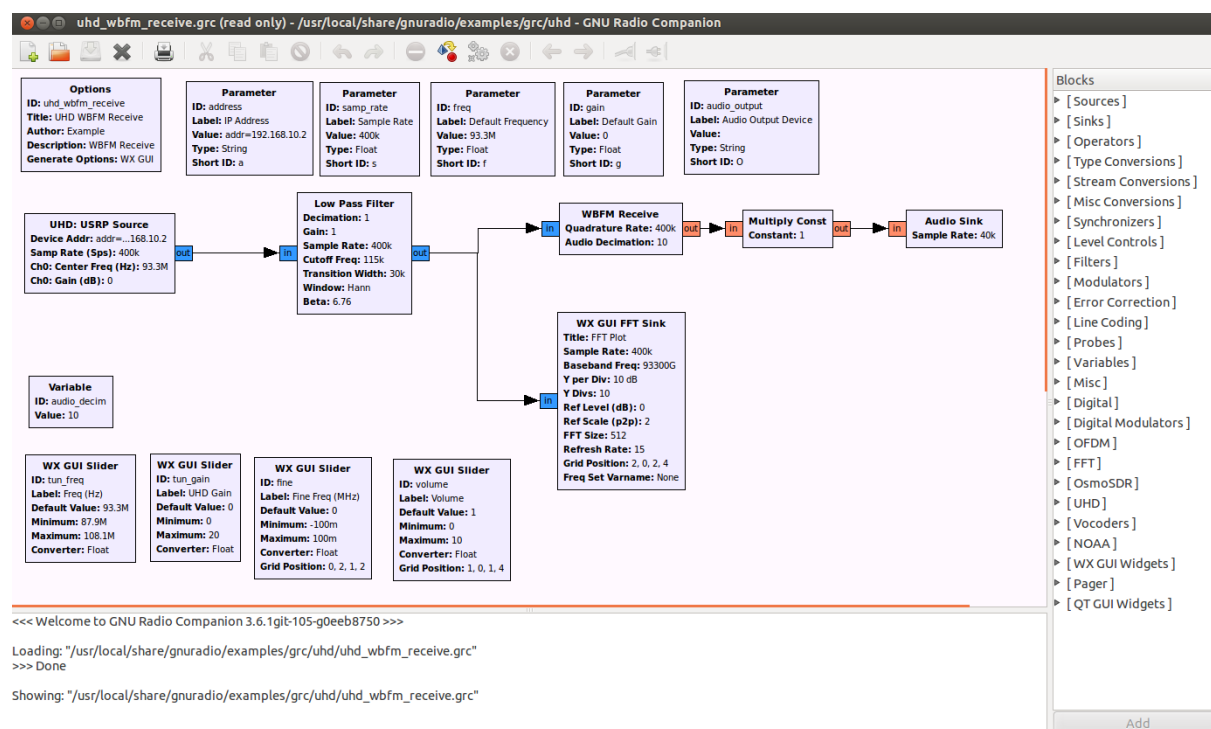


Fig. 6.11 - Receptor radio pentru semnale modulate în frecvență implementat folosind interfața grafică GRC

O aplicație construită folosind interfața grafică GRC va cuprinde următoarele elemente:

- *Graf de semnal* – reprezintă schema rezultată prin interconectarea blocurilor de procesare de semnal;
- *Blocuri de semnal* (filtre, surse de semnal, blocuri de vizualizare). Fiecare dintre blocuri conține o etichetă care indică numele blocului și o listă a parametrilor;
- *Parametri* – influențează funcționarea unui bloc de semnal (de exemplu rată de eșantionare, câștig, etc.);
- *Socket-uri* – reprezintă intrările și ieșirile unui bloc de semnal. Socket-urile sunt marcate folosind etichetele IN, respectiv OUT, precum și o culoare corespunzătoare

tipului de date (albastru pentru complex, roșu pentru float, verde pentru int, galben pentru short, respectiv violet pentru byte);

- *Conexiuni* – legătura existentă între un socket de ieșire și un socket de intrare;
- *Variabile* – conțin valori care sunt disponibile tuturor elementelor prin intermediul cărora este construit graful de semnal. Modificând o anumită variabilă (de exemplu rata de eșantionare) se va modifica parametrul respectiv pentru întreg graful de semnal. Variabilele pot, de asemenea, avea asociate domenii de variație a valorilor, caz în care valoarea poate fi modificată în mod dinamic pe parcursul rulării grafului de semnal.

6.5.2 Driverul hardware pentru USRP (UHD)

Unul dintre principalele aspecte luate în considerare în momentul alegerii unei platforme SDR a fost posibilitatea de a utiliza o gamă cât mai largă de sisteme de operare și medii de dezvoltare software. Familia USRP satisface o astfel de cerință prin intermediul *driverului hardware pentru USRP (UHD)*, dezvoltat de firma Ettus Research [102].

Driverul UHD permite comunicația între platforma USRP și calculatorul gazdă prin intermediul unei interfețe care poate diferi în funcție de familia de produse (Gigabit Ethernet pentru familia *Networked*, USB 2.0 pentru familia *Bus*).

Înainte de introducerea driverului UHD, comunicația între modulele USRP1 sau USRP2 și calculatorul gazdă era realizată prin intermediul a două librării C++ diferite, *libusrp.so* respectiv *libusrp2.so*. Ambele librării erau distribuite sub licență GPL, iar în cazul librăriei *libusrp2.so* erau folosite socket-uri de tip raw pentru transportul informației prin interfața Gigabit ethernet între USRP2 și calculatorul gazdă.

Problemele care erau ridicate de o astfel de abordare erau seturile diferite de interfețe API pentru cele două modele de USRP și suportul exclusiv pentru sistemul de operare Linux pe calculatorul gazdă. Folosirea socket-urilor de tip raw presupune drepturi de administrator pe calculatorul care rulează sistemul de operare Linux, iar absența nivelelor OSI de transport și de rețea implică imposibilitatea rutării pachetelor transmise între USRP2 și calculator.

Odată cu introducerea driverului UHD, majoritatea problemelor semnalate anterior au fost soluționate. Driverul UHD constituie o singură librărie, deci un singur set de API, ceea ce înseamnă că a porta codul sursă între diferitele modele din familia USRP este extrem de ușor de realizat. Folosind driverul UHD sunt suportate toate cele trei familii majore de sisteme de operare, Linux, Windows și Mac OSX. De asemenea, în cadrul driverului este implementată întreaga stivă de rețea (nivelele OSI fizic, legătură de date, transport și rețea), ceea ce permite rutarea pachetelor schimbate între USRP și calculator.

Driverul este scris folosind limbajul C++, printre cele mai importante clase disponibile numărându-se:

- *uhd::usrp::multi_usrp* – clasă care asigură o interfață de nivel înalt către unul sau mai multe USRP-uri, fiind folosită pentru manipularea diferiților parametri de radiofrecvență ai acestuia, cum ar fi frecvența centrală, lățimea de bandă, câștigul, antena, etc. De asemenea, această clasă este folosită pentru pornirea fluxurilor de emisie sau recepție a datelor schimbate cu USRP-ul;

- *uhd::device* – clasă care asigură o interfață de nivel inferior cu USRP-ul, folosită pentru a descoperi dispozitive USRP, pentru citirea și scrierea parametrilor pentru USRP, precum și pentru transmiterea fluxurilor de date.

Pe baza driverului UHD pot fi proiectate aplicații care să acceseze o platformă USRP folosind diferite medii de dezvoltare, cum ar fi GNU Radio, Mathworks MATLAB și Simulink sau National Instruments LabView.

6.6 CONCLUZII

Platforma USRP-N210 care a fost aleasă pentru implementarea unui nod de detecție spectrală face parte din seria *Networked* a familiei de module USRP, produse de firma Ettus Research. Platforma aleasă dispune de un FPGA Xilinx Spartan 3SD3400A, care în configurație standard pune la dispoziția utilizatorului 63% din resursele de logică generală, 66% din resursele de memorie și 88% din resursele de procesare digitală de semnal pentru implementarea de noi aplicații sau pentru optimizarea celor existente.

Interfața gigabit ethernet prin intermediul cărei sunt schimbate informații între platforma USRP-N210 și calculatorul gazdă limitează banda de frecvență care poate fi captată la 50 MHz (pentru eșantioane pe 8 biți) sau 25 MHz (pentru eșantioane pe 16 biți).

Există o gamă numeroasă de module de radiofrecvență compatibile cu modulele USRP, ceea ce permite acoperirea aproape oricărei benzi de frecvență din intervalul 0 – 6 GHz.

Modulul de radiofrecvență WBX asigură acoperirea unei benzi largi de frecvență (50 MHz – 2,2 GHz), iar modulul XCVR2450 acoperă cele două benzi de ISM (2,4 – 2,5 GHz, 4,9 – 5,9 GHz), permițând astfel construirea de scenarii folosind și echipamente disponibile pe piață care pot opera în aceste benzi.

Modulul GPSDO Firefly-1A produs de firma Jackson Labs permite obținerea de performanțe superioare în ceea ce privește stabilitatea semnalelor de ceas și sincronizarea între mai multe echipamente USRP.

Unul dintre principalele avantaje ale produselor din familia USRP este suportul deosebit de bogat din punctul de vedere al platformelor software compatibile.

Principala opțiune disponibilă este reprezentată de GNU Radio, mediu de dezvoltare open-source care poate fi folosit sub diferite sisteme de operare și care permite proiectarea blocurilor de procesare de semnal necesare pentru implementarea unor echipamente SDR. GNU Radio este una dintre cele mai populare soluții, fiind folosit atât pentru cercetare cât și pentru dezvoltare în medii extrem de diverse, de la laboratoare de cercetare academice și radioamatori până la aplicații guvernamentale și aplicații dezvoltate de firme din domeniul radiocomunicațiilor.

Dezvoltarea unei aplicații în GNU Radio presupune construirea unui graf de semnal folosind blocuri de procesare de semnal disponibile sau noi blocuri dezvoltate de către utilizator. Blocurile individuale de procesare de semnal sunt implementate folosind limbajul C++, pentru legătura dintre ele fiind folosit limbajul de programare de nivel înalt Python.

În afară de varianta dezvoltării de aplicații folosind mediul GNU Radio există, de asemenea, posibilitatea accesării modulului USRP folosind mediile de dezvoltare Mathworks Simulink și National Instruments LabView.

Driverul UHD compatibil cu toate platformele USRP asigură posibilitatea de a conecta aceste platforme la calculatoare rulând oricare dintre cele mai populare trei sisteme de operare, Linux, Microsoft Windows sau Apple Mac OS X.

Capitolul 7. IMPLEMENTAREA UNUI SENZOR DE DETECȚIE SPECTRALĂ FOLOSIND PLATFORMA USRP N210

În cadrul acestui capitol va fi prezentat modul de implementare a unui senzor de detecție spectrală folosind ca suport hardware platforma USRP N210 și ca suport software mediul de dezvoltare GNU Radio și Mathworks MATLAB.

7.1 DESCRIREA SOLUȚIEI UTILIZATE

În figura 7.1 este prezentată schema de principiu folosită pentru implementarea unui senzor de detecție spectrală cu ajutorul platformei USRP-N210.

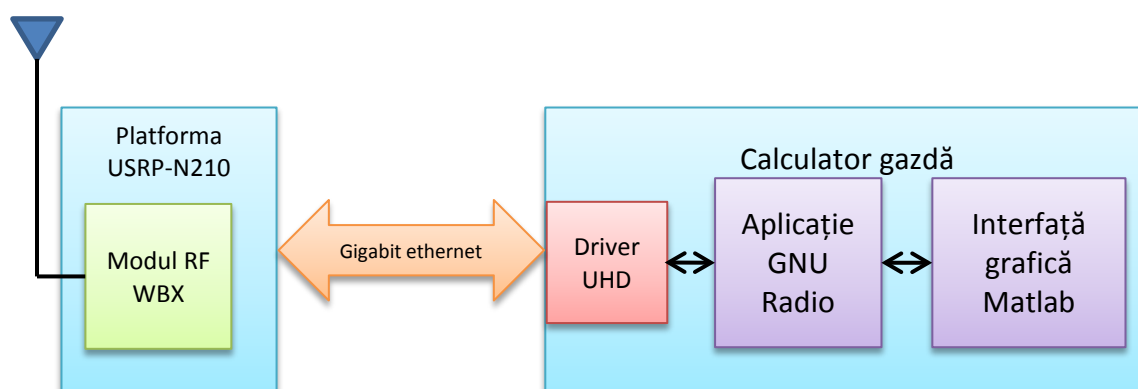


Fig. 7.1 - Schema de principiu folosită pentru implementarea unui nod de detecție spectrală

Pentru achiziția semnalului de radiofrecvență a fost conectată o antenă de bandă largă de tip *discone* (Sirio SD-3000N) la intrarea RF2 a modulului USRP-N210. Antena prezintă o caracteristică omnidirecțională în plan orizontal în cazul unei montări verticale și este utilizată în mod uzual pentru aplicații de monitorizare spectrală, fiind capabilă să acopere o bandă de frecvență de la 300 MHz până la 3 GHz.

Modulul de radiofrecvență folosit în cadrul platformei USRP a fost modulul WBX (50 MHz – 2,2 GHz), ale cărui caracteristici au fost prezentate în cadrul subcapitolului 3.2.1. Folosind o schemă cu conversie directă, în cadrul modulului de radiofrecvență se realizează translatarea semnalului de radiofrecvență recepționat direct în banda de bază sau pe o

frecvență intermediară cu o valoare extrem de scăzută, detalii legate de alegerea valorii pentru această frecvență fiind prezentate ulterior în cadrul subcapitolului 5.4.

Semnalul astfel obținut este transformat din domeniul analogic în domeniul digital prin intermediul unui convertor analogic-digital de mare viteză (Texas Instruments ADS62P44, Dual 100Msps, 14 biți), situat pe placa de bază a modului USRP-N210.

Pentru a aduce semnalul în banda de bază și a realiza o adaptare a ratei de eșantionare astfel încât semnalul să poată fi transmis prin interfața gigabit ethernet către calculatorul gazdă, în circuitul FPGA (Xilinx Spartan 3A-DSP) este implementat un bloc de conversie a frecvenței care realizează operațiile descrise anterior. Detalii legate de adaptarea ratei de eșantionare sunt prezentate în subcapitolul 5.3, iar o schemă bloc și detalii legate de implementarea blocului DDC sunt prezentate ulterior în subcapitolul 7.5.

Semnalul furnizat de blocul DDC este împachetat ulterior folosind driverul UHD în pachete folosind protocoalele UDP și IP, această operație fiind, de asemenea, efectuată în cadrul circuitului FPGA de pe placa de bază a modului USRP. Pachetele astfel obținute sunt transmise prin interfața gigabit ethernet către calculatorul gazdă pentru a fi prelucrate ulterior în vederea determinării gradului de ocupare spectrală.

Calculatorul gazdă folosit în cadrul aplicației rulează sistemul de operare Linux (Ubuntu 12.04, 32-biți) și prin intermediul driverului UHD va recepționa pachetele furnizate de modulul USRP și recepționate prin interfața gigabit ethernet.

În figura 7.2 este prezentată o imagine în care poate fi observată configurația echipamentelor descrise anterior.

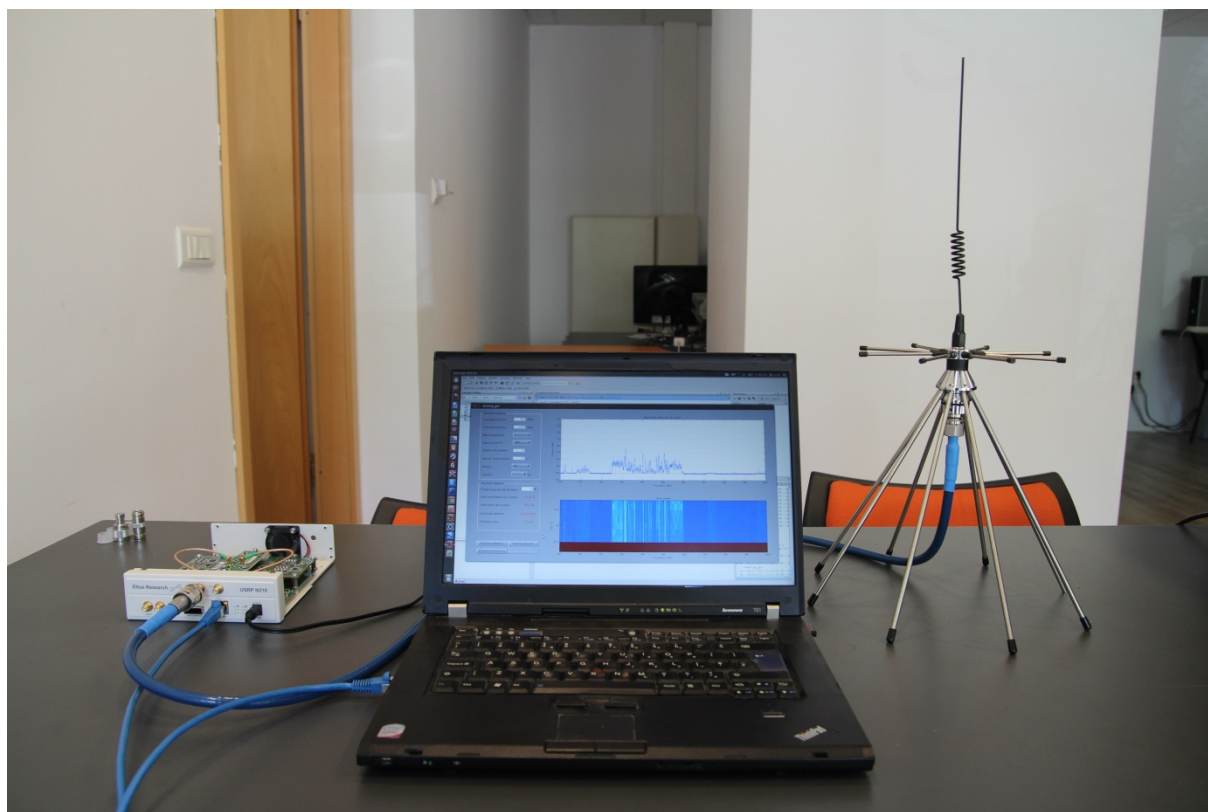


Fig. 7.2 - Configurația echipamentelor folosite pentru implementarea aplicației

Schema bloc a aplicației de detecție spectrală care este descrisă detaliat în paragrafele următoare este prezentată în figura 7.3.

Aplicația presupune folosirea metodei de detecție de energie pentru a analiza datele furnizate de USRP.

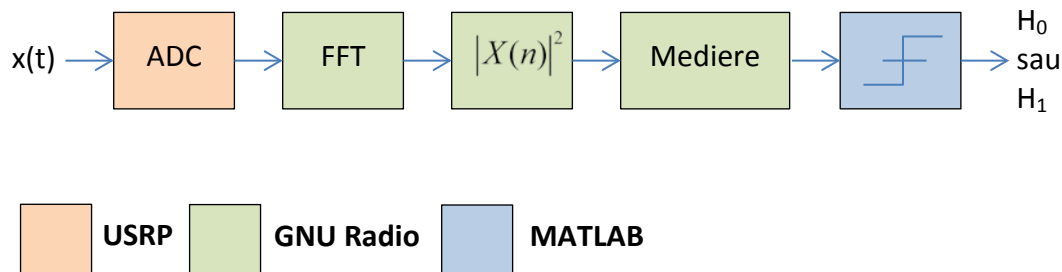


Fig. 7.3 - Schema bloc a unui detector folosind metoda detecției de energie și modalitatea de implementare în cadrul aplicației prezentate

În cadrul modulului USRP se realizează translatarea semnalului de radiofrecvență în banda de bază și conversia semnalului din domeniul analogic în domeniul digital. Semnalul astfel obținut este prelucrat prin intermediul unei aplicații GNU Radio, descrisă în detaliu în paragraful următor, iar calculul gradului de acoperire spectrală și prezentarea rezultatelor obținute sunt realizate cu ajutorul unei interfețe grafice MATLAB, descrisă detaliat în paragraful 7.3.

7.2 APLICAȚIA GNU RADIO FOLOSITĂ PENTRU ACHIZIȚIA DATELOR

Aplicația GNU Radio folosește datele furnizate de USRP și recepționate prin intermediul driver-ului UHD cu scopul de a oferi informații despre spectrul de radiofrecvență pentru o bandă de frecvență specificată de utilizator. În Anexa 3 este prezentat codul sursă al acestei aplicații. Având în vedere că, după cum a fost discutat în capitolul 6, interfața dintre USRP și calculator limitează lățimea de bandă maximă a semnalului analizat la 25 MHz (I și Q), rezultă că dacă se dorește analiza unei benzi mai largi de frecvență acesta trebuie segmentat în intervale de maxim 25 MHz.

În figura 7.4 este prezentată structura aplicației GNU Radio utilizată pentru achiziția datelor, fiind menționate obiectele care intervin pe parcursul lanțului de procesare a semnalului.

La baza aplicației a stat scriptul *usrp_spectrum_sense.py*, disponibil în cadrul programelor utilitare furnizate la instalarea mediului GNU Radio.

Driverul UHD furnizează fluxul de date în format serial prin intermediul obiectului *uhd.usrp_source*, obiect care permite configurarea modulului USRP, stabilind valorile unor parametri esențiali pentru realizarea capturii, cum ar fi:

- Rata de eșantionare;
- Frecvența centrală de acord;
- Câștigul pentru lanțul de recepție;
- Antena selecționată pentru recepție.

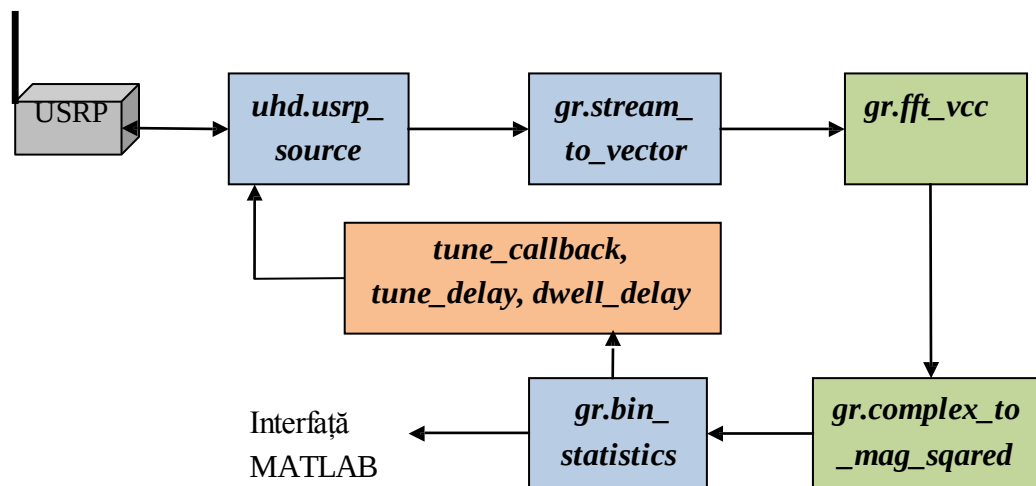


Fig. 7.4 - Structura aplicației GNU Radio folosită pentru captura și prelucrarea semnalului de radiofrecvență

Având în vedere că datele furnizate vor fi prelucrate folosind transformata Fourier rapidă (FFT), este necesară crearea unor vectori care să conțină eșantioanele semnalului, vectori a căror lungime trebuie să fie egală cu dimensiunea aleasă pentru FFT (în cazul interfeței MATLAB care va fi prezentată în paragraful următor, dimensiunea implicită care a fost aleasă pentru FFT este de 2048 puncte). Obiectul care realizează conversia fluxului de date de intrare în vectori de valori complexe este *gr.stream_to_vector*.

Următorul obiect din lanțul de procesare de semnal este *gr.fft_vcc*, obiect prin intermediul căruia este extrasă din vectorul de eșantioane ale semnalului în domeniul timp informația referitoare la spectrul de frecvență al acestuia. Pentru implementarea transformatei Fourier rapide în GNU Radio a fost folosită librăria C FFTW (Fastest Fourier Transform in the West) [103], dezvoltată de un grup de cercetători de la Massachusetts Institute of Technology (MIT). Avantajele oferite de FFTW, cea mai rapidă soluție gratuită de calcul pentru transformata Fourier rapidă, sunt legate de capacitatea de a își optimiza rutinele de calcul în mod automat în funcție de platforma hardware pe care rulează, obținându-se astfel performanțe deosebite pe o varietate foarte largă de arhitecturi hardware. Pentru a minimiza efectele de scurgere spectrală la realizarea transformatei Fourier semnalul este prelucrat folosind o fereastră de tip Blackman-Harris.

Pentru a determina amplitudinea semnalului obținut la ieșirea blocului FFT este folosit obiectul *gr.complex_to_mag_squared*, obiect prin intermediul căruia este obținut modulul pătrat pentru fiecare dintre elementele complexe ale vectorului furnizat la ieșirea blocului FFT.

Obiectul *gr.bin_statistics* are rolul de a colecta rezultatele furnizate de blocul menționat anterior și de a stoca aceste rezultate în vederea prelucrării lor ulterioare în aplicații externe mediului GNU Radio. În cazul aplicației descrise în teză, stocarea datelor este realizată într-un fișier text, fișier care conține un vector de valori reale a cărui lungime variază în funcție de parametri care vor fi discutați în paragraful următor.

În vederea obținerii unor valori corecte pentru semnalele analizate, în cadrul acestui bloc sunt folosite două intervale de timp de întârziere, *tune_delay* și *dwell_delay*. Intervalul de timp *tune_delay* reprezintă intervalul de timp în care valorile obținute la ieșire vor fi ignorate

după schimbarea frecvenței centrale de acord a platformei USRP. Acest interval de timp de întârziere este necesar pentru ca diferitele circuite situate pe parcursul lanțului de recepție, cum ar fi circuitele de tip PLL, să intre într-un regim de funcționare stabil. Intervalul de timp *dwell_delay* reprezintă intervalul cât modulul USRP va rămâne acordat pe o anumită frecvență înainte de a fi reacordat.

În momentul în care intervalul de timp *dwell_delay* este scurs, obiectul *gr.bin_statistics* trimite o comandă *tune_callback* pentru a reacorda modulul USRP pe următoarea frecvență.

Pentru realizarea operațiilor aritmetice a fost folosită librăria NumPy (Numerical Python) [104], avantajele oferite fiind o viteză de execuție sporită la operațiile asupra vectorilor și matricelor de dimensiuni mari, precum și în cazul calculelor logaritmice.

Pentru a permite o monitorizare continuă a spectrului, rutina principală a aplicației este conținută într-o buclă infinită. Lățimea de bandă maximă care poate fi capturată într-o singură iterație depinde de rata de decimare și este dată de relația:

$$B_{\max} = 0.8 \cdot 100 / R_{\text{dec}} \quad (7.1)$$

Această valoare este obținută pornind de la frecvența de 100 de MHz la care operează convertor analogic digital de pe placa de bază a modului USRP, divizată la rata de decimare folosită în cadrul circuitului FPGA. Având în vedere caracteristica filtrelor cu care este realizată decimarea, care nu este perfect plată în cadrul benzii de interes, va fi folosit doar un procent de 80% din această bandă, marginile de câte 10% în fiecare parte fiind ignorate. Detalii legate de caracteristicile filtrelor cu care este realizată decimare sunt prezentate în cadrul paragrafului 5.5.

Dacă banda care se dorește a fi monitorizată are o lățime de bandă mai mare decât $B_{\max}$, atunci monitorizarea va fi făcută concatenând informațiile obținute secvențial folosind mai multe benzi de frecvență adiacente, de lățime egală cu $B_{\max}$. Pentru a reduce probabilitatea de alarmă falsă, captura semnalului pentru întreaga bandă de frecvență este realizată de N_{baleieri} ori, rezultatul final reprezentând o mediere a acestor măsurători.

Un exemplu concret pentru cazul în care banda care se dorește a fi monitorizată este banda 900 MHz – 1 GHz și rata de decimare este egală cu 8 este:

$$N_{\text{subbenzi}} = B_{\text{totala}} / B_{\max} = B_{\text{totala}} / 0.8 \cdot 100 / R_{\text{dec}} = 10 \quad (7.2)$$

deci pentru acoperirea întregii benzi este necesară împărțirea în 10 sub-benzi.

În figura 7.5 este prezentată o schema logică a aplicației GNU Radio care a fost descrisă anterior.

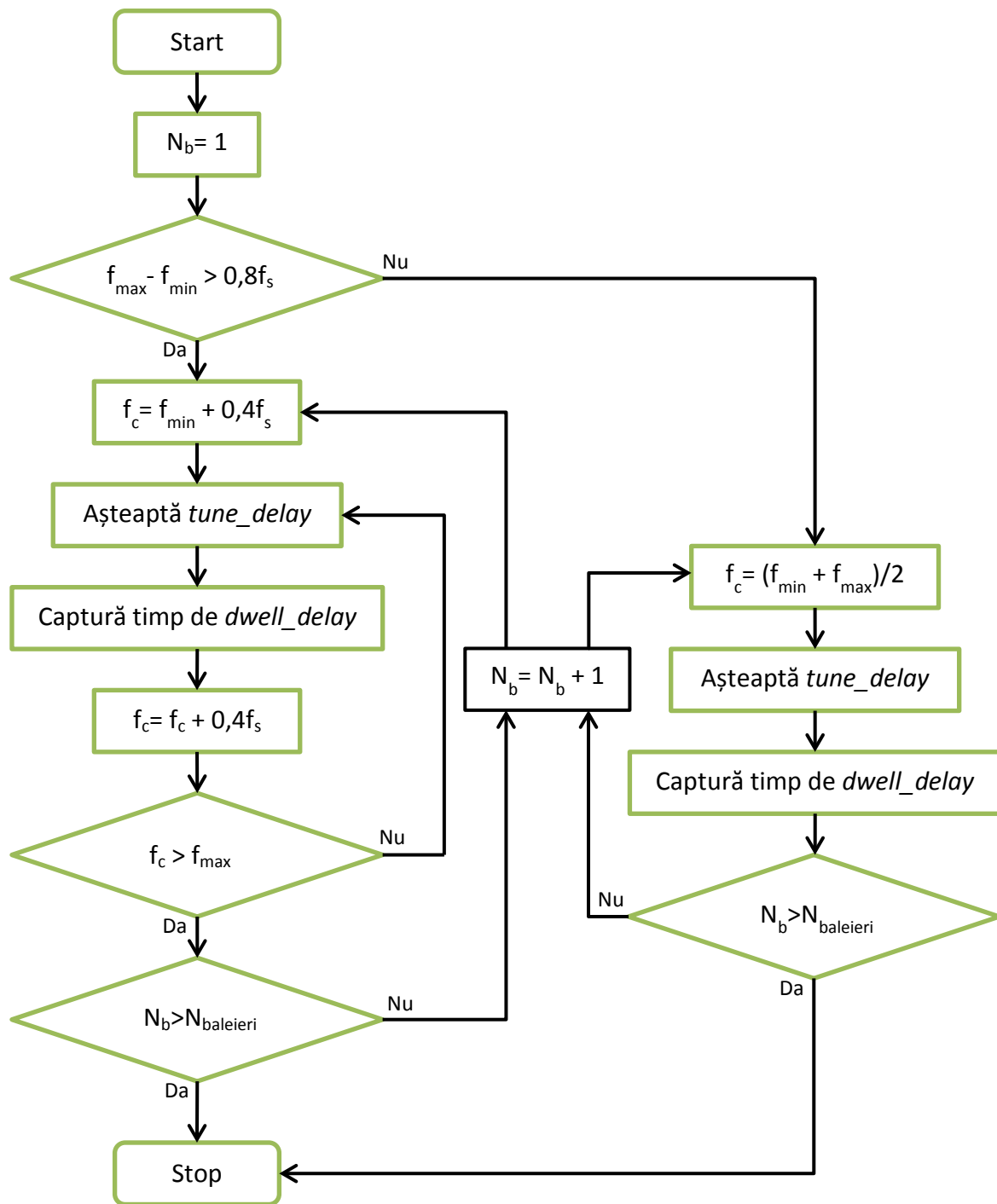


Fig. 7.5 - Schema logică a aplicației GNU Radio folosită pentru achiziția datelor

7.3 INTERFAȚA GRAFICĂ MATLAB

Pentru calculul gradului de ocupare spectrală și pentru afișarea informațiilor către utilizator, rezultatele furnizate de aplicația GNU Radio au fost utilizate folosind mediul MATLAB.

În figura 7.6 este prezentată o captură a interfeței grafice MATLAB folosită pentru afișarea informațiilor furnizate de modulul USRP-N210.

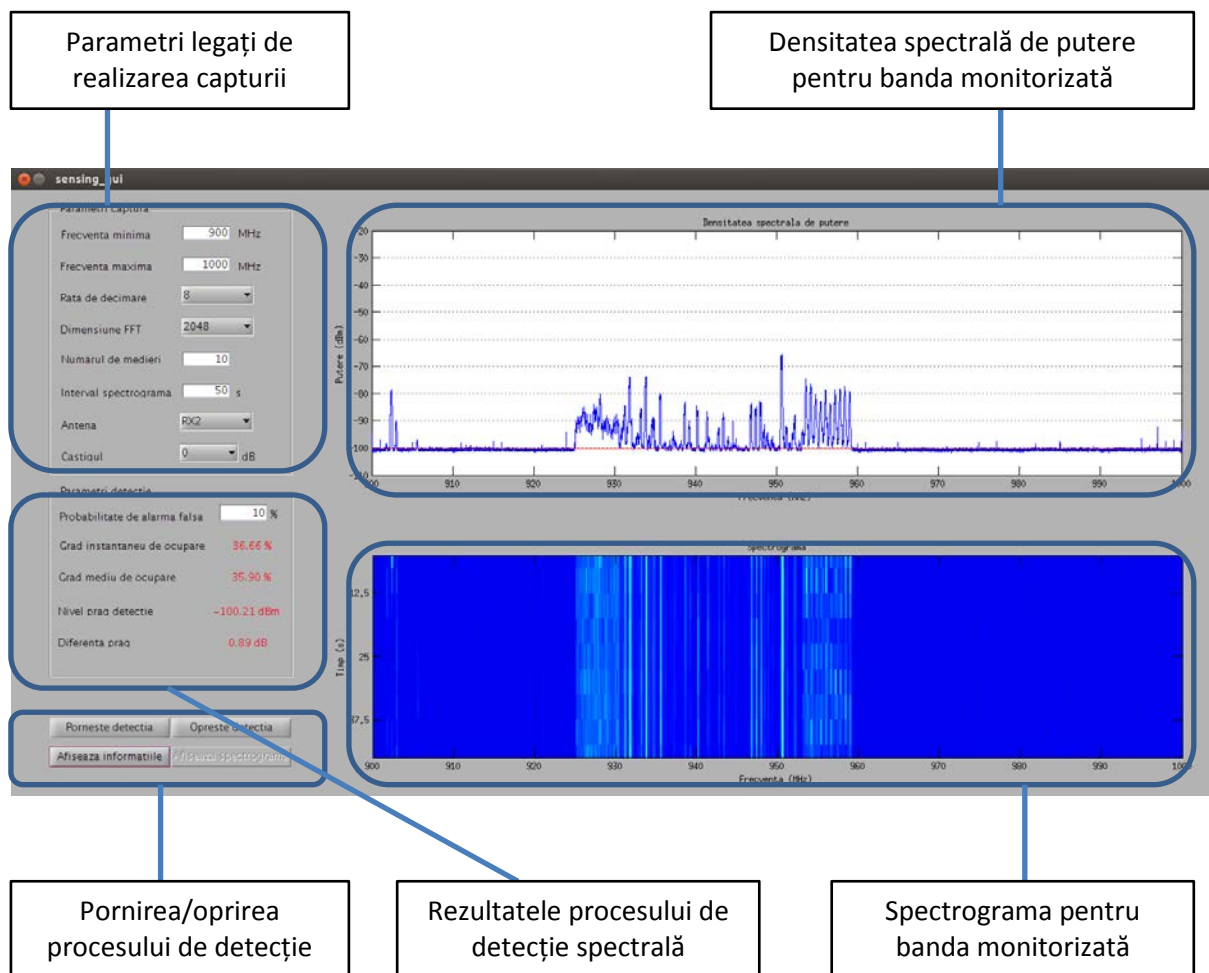


Fig. 7.6 - Interfața grafică MATLAB pentru vizualizarea informațiilor furnizate de modulul USRP-N210

În partea stângă a ferestrei se regăsesc două grupuri de informații, unul care conține parametri legați de realizarea capturii, care pot fi introduși de către utilizator, și unul care conține parametri legați de procesul de detecție spectrală obținuți în urma calculelor efectuate asupra datelor primite de la aplicația GNU Radio.

Parametrii legați de captura semnalului, care urmează a fi comunicați aplicației GNU Radio și mai departe modulului USRP, sunt:

- *Frecvența minimă* și *frecvența maximă*; reprezintă capetele intervalului de frecvență care se dorește a fi monitorizat. În cazul folosirii modulului de radiofrecvență WBX, frecvența minimă trebuie să fie mai mare de 50 MHz, iar frecvența maximă trebuie să fie cel mult 2,2 GHz;

- *Câștigul*, reprezintă valoarea câștigului în decibeli setată pentru ramura de recepție din cadrul modului de radiofrecvență WBX. Valorile care pot fi alese variază între 0 dB și 38 dB, valoarea implicită fiind de 0 dB;
- *Antena*, reprezintă portul din cadrul modului de radiofrecvență WBX care este folosit pentru conectarea antenei de recepție. Ambele porturi din cadrul modului WBX, RX2, respectiv TX/RX pot fi folosite ca porturi de recepție, valoarea implicită fiind portul RX2;
- *Rata de decimare*, valoare care este transmisă modului USRP și stabilește cu cât va fi decimat în cadrul circuitului FPGA de pe placa de bază a modului semnalul provenit de la ADC. Valorile care pot fi alese pentru rata de decimare sunt de minim 4 și de maxim 10, valoarea implicită fiind de 8;
- *Dimensiunea FFT*, reprezintă numărul de puncte în care va fi calculată transformata Fourier în cadrul aplicației GNU Radio, stabilind implicit și rezoluția în frecvență. Valorile care pot fi alese sunt de minim 128 și de maxim 2048, valoarea implicită fiind de 2048;
- *Numărul de capturi* mediate pentru calculul densității spectrale de putere, reprezintă numărul de măsurători care vor fi efectuate în cadrul aplicației GNU Radio pentru întreaga bandă de frecvență specificată;
- *Intervalul de timp folosit pentru afișarea spectrogramei*, reprezintă intervalul de timp dorit pentru afișată spectrograma pentru banda de frecvență specificată.

În momentul în care utilizatorul a fixat toți parametrii legați de captură la valorile dorite, prin apăsarea butonului *Pornește detecția* este declanșată captura prin apelarea aplicației GNU Radio folosind comanda Unix:

```
./detectie.py -s %fe6 -N %d -L %de6 -F %d %dM %dM
```

Odată cu rularea aplicației GNU Radio, aceasta va furniza periodic informațiile legate de spectrul semnalului solicitat prin generarea unui fișier text *Y_dB.txt* care conține un vector a cărui lungime poate fi calculată ca:

$$\lfloor N_{FFT} * 0,8 * N_{subbenzi} \rfloor \quad (7.3)$$

Aplicația GNU Radio semnalează interfeței grafice MATLAB existența unor rezultate prin generarea unui al doilea fișier text *flag.txt*, fișier șters de aplicația MATLAB după preluarea datelor.

Utilizatorul are posibilitatea de a introduce valoarea probabilității de alarmă falsă impusă în momentul determinării gradului de ocupare spectrală.

Rezultatele procesului de detecția spectrală care sunt afișate în partea de stânga jos a interfeței grafice sunt:

- *Gradul instantaneu de ocupare spectrală*, reprezintă procentajul din banda de frecvență monitorizată în care au fost sesizate semnale active;
- *Gradul mediu de ocupare spectrală*, reprezintă valoare medie a gradului de ocupare spectrală, măsurată din momentul în care procesul de detecție a fost declanșat;
- *Nivelul pragului de detecție*, reprezintă nivelul în dBm la care a fost fixat pragul de detecție pe baza căruia a fost estimat gradul de ocupare spectrală. Valoarea pragului

este influențată atât de valoarea semnalelor recepționate, cât și de valoarea probabilității de alarmă falsă, impusă de utilizator;

- *Valoarea diferenței de prag*, reprezintă diferența în dB între nivelul pragului de detecție și nivelul mediu al zgomotului pentru banda de frecvență monitorizată.

7.4 ELIMINAREA SEMNALELOR PARAZITE INTRODUSE DE MODULUL RF

Alegerea unei arhitecturi de conversie directă pentru modulele de radiofrecvență oferă avantajul unei flexibilități sporite, importantă în cazul sistemelor reconfigurabile cum sunt cele SDR. Cu toate acestea, există și dezavantaje introduse de acest tip de schemă, unul dintre cele mai importante fiind reprezentat de apariția unei componente continue parazite, datorată scurgerii semnalului din oscilatorul local prezent în cadrul modulului de radiofrecvență și implicit mixarea acestui semnal parazit ajuns la intrarea receptorului cu un semnal pe aceeași frecvență.

În figura 7.7 a) se poate observa acest efect nedorit în jurul fiecăreia dintre cele zece frecvențe pe care a fost acordat receptorul pentru a obține banda de frecvență 900 MHz – 1 GHz (905 MHz, 915 MHz, etc.), pentru cazul în care pentru oscilatorul local din cadrul modulului WBX nu este folosit un offset de frecvență.

Aceste componente nedorite pot fi eliminate prin intermediul modului avansat de acord disponibil în cadrul platformei USRP.

În cadrul modulului USRP există două etaje cu ajutorul cărora este realizat acordul, după cum urmează:

- Mixerul existent în circuitul de demodulare (ADL5387) din cadrul modului de radiofrecvență WBX, care realizează translatarea semnalului din domeniul de radiofrecvență pe o frecvență intermediară;
- Un al doilea mixer implementat în cadrul circuitului FPGA situat pe placa de bază a modulului USRP, care realizează translatarea semnalului de pe frecvența intermediară în banda de bază.

În mod uzual, utilizatorul specifică doar frecvența centrală care urmează a fi recepționată, folosind funcția *set_rx_freq(valoarea_frecvenței_în_hz)*. Modulul de radiofrecvență va fi acordat în acest caz cât mai aproape posibil de frecvența specificată, rămânând ca mixerul din cadrul circuitului FPGA să corecteze eventuala eroare de acord a mixerului din cadrul modulului de radiofrecvență.

Pentru a evita apariția componentelor continue parazite poate fi folosit modul avansat de acord, care presupune apelarea funcției *set_rx_freq* folosind ca argument parametrul *tune_request_t(valoarea_frecvenței_în_hz, valoarea_offsetului_ol)*, parametru care permite atât specificarea frecvenței de acord, cât și specificarea unui offset de frecvență pentru oscilatorul local din cadrul modulului de radiofrecvență. Prin stabilirea unei valori convenabile pentru acest offset se poate transla componenta continuă parazită în afara benzii de interes.

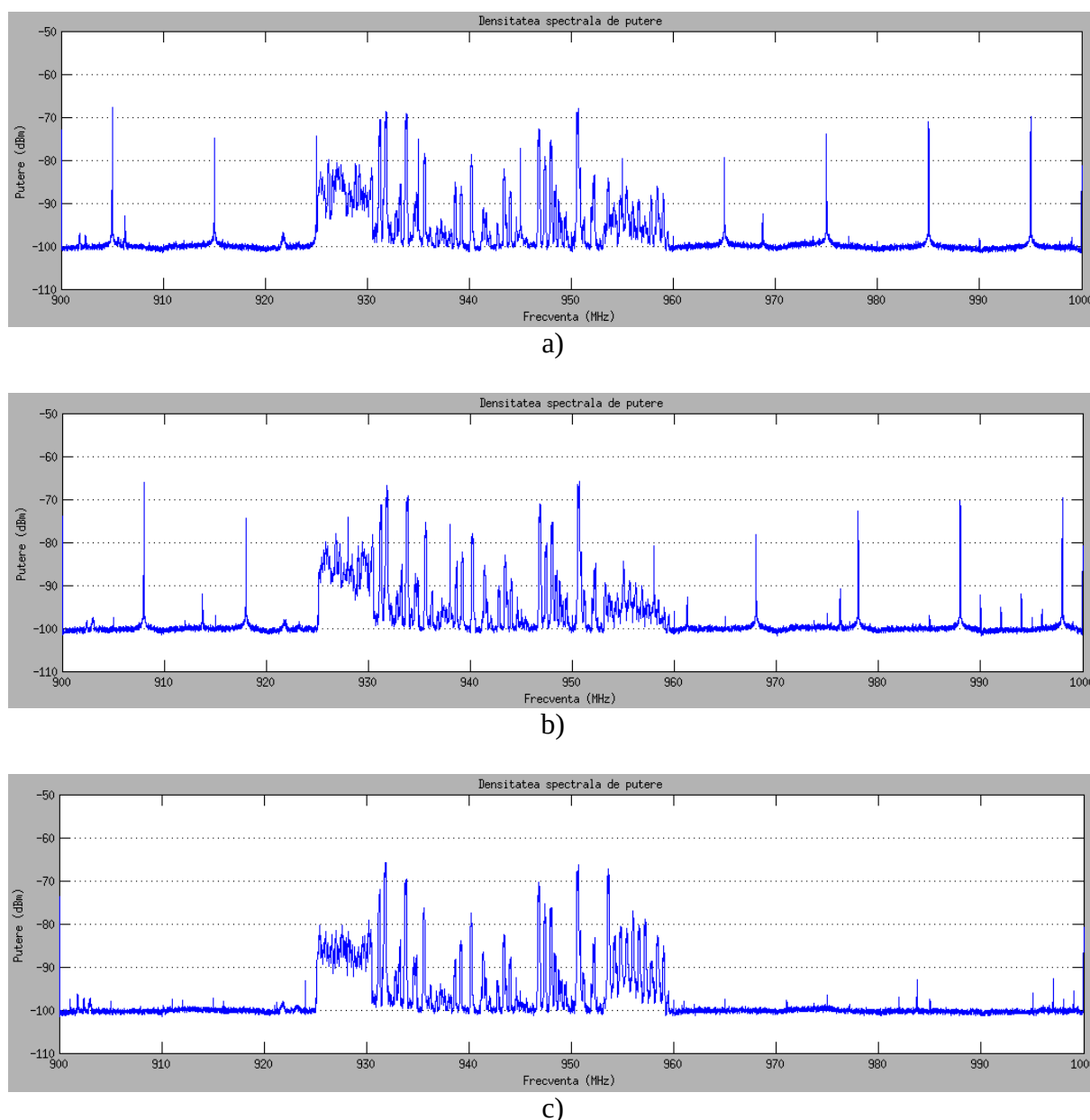


Fig. 7.7 - Banda de frecvență 900 MHz – 1 GHz recepționată folosind trei valori diferite ale offset-ului pentru oscilatorul local: a) 0 MHz ; b) 3 MHz ; c) 6 MHz

Un exemplu de situație întâlnită în cazul aplicației de detecție spectrală prezentată în cadrul paragrafelor anterioare, este cea în care este folosit un factor de decimare egal cu 8, rezultând o bandă recepționată de 12,5 MHz. Având în vedere că banda utilă folosită este egală cu doar 80% din banda recepționată, deci 10 MHz, rezultă că orice valoare a offset-ului de frecvență de peste 5 MHz va transla componentele perturbatoare în afara benzii utile.

În figura 7.7 b) se observă efectul asupra benzii de frecvență monitorizate pentru cazul în care pentru offset-ul de frecvență al oscilatorului local a fost aleasă o valoare de 3 MHz, mai mică decât limita de 5 MHz. Se observă o translație a componentelor nedorite față de poziția centrală pe care erau plasate în cazul unei valori zero a offset-ului, însă ele sunt în continuare vizibile și influențează gradul de ocupare spectrală calculat pentru banda monitorizată.

În figura 7.7 c) este prezentată aceeași bandă de frecvență (900 MHz – 1 GHz) pentru cazul în care pentru offset-ul de frecvență al oscilatorului local a fost folosită o valoare de 6 MHz, mai mare decât limita de 5 MHz calculată anterior. Se observă dispariția componentelor perturbatoare datorită translatării acestora în afara benzii de interes.

În cazul aplicației de detecție spectrală prezentată în paragrafele anterioare, valoarea offset-ului de frecvență folosit pentru oscilatorul local din cadrul modulului de radiofrecvență a fost reglată automat în funcție de valoarea aleasă pentru rata de decimare, folosind relația de calcul:

$$f_{\text{offset_LO}} = \lfloor (100 * 0,4 / R_{\text{dec}}) + 1 \rfloor \text{ MHz} \quad (7.4)$$

7.5 ALEGEREA RATEI DE DECIMARE

Pentru aplicația de detecție spectrală care este urmărită în cadrul tezei, alegerea ratei de decimare prezintă o importanță deosebită datorită structurii blocului DDC, implementat în circuitul FPGA din cadrul plăcii de bază a modulului USRP N210. În figura 7.8 este prezentată o schemă funcțională a blocului de conversie a frecvenței.

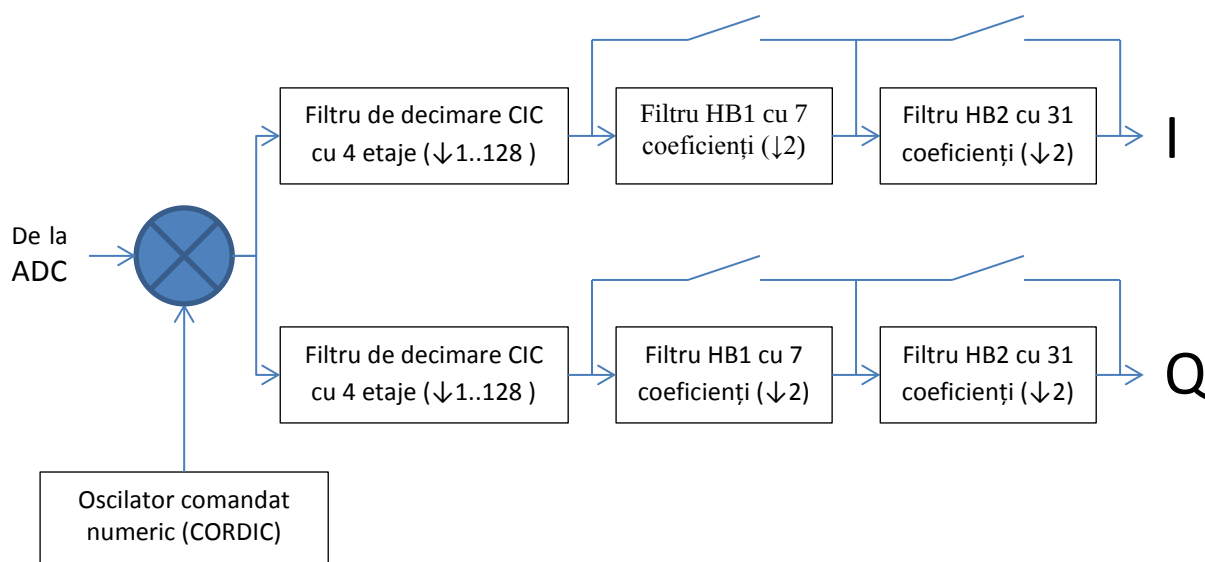


Fig. 7.8 - Blocul de conversie a frecvenței implementat în cadrul circuitului FPGA din cadrul modulului USRP N210

Semnalul complex provenit de la convertorul analog-digital și eșantionat la o rată de 100 Msps este aplicat la intrarea unui multiplicator complex, necesar în eventualitatea în care există eventuale erori de frecvență datorate sintetizorului PLL folosit în cadrul modulului de radiofrecvență. Ulterior, pentru fiecare dintre cele două ramuri (I și Q) semnalul este aplicat unei succesiuni de trei filtre prin intermediul cărora este realizată decimarea efectivă, un filtru decimator de tip CIC (care poate decima cu factor de decimare între 1 și 128) și două filtre de tip HB (fiecare dintre ele realizând o decimare cu un factor egal cu 2).

Cu toate că rata totală de decimare poate varia între 4 și 512 din considerentele prezentate anterior, există trei situații distincte în funcție de valoarea aleasă pentru această rată, după cum urmează:

- Dacă valoarea aleasă pentru rata de decimare este un număr întreg impar, atunci decimarea este realizată numai prin intermediul filtrului CIC. Având în vedere gama de variație a ratei de decimare pentru filtrul CIC, rezultă că cea mai mare rată de decimare impară care poate fi folosită este de 127;

- Dacă valoarea aleasă pentru rata de decimare este un număr întreg multiplu de 2, atunci decimarea este realizată prin intermediul filtrului CIC și a filtrului HB1. În această situație, cea mai mare rată de decimare care poate fi obținută este de $128 \times 2 = 256$;

- Dacă valoarea aleasă pentru rata de decimare este un număr întreg multiplu de 4, atunci decimarea este realizată prin intermediul filtrului CIC și a celorlalte 2 filtre HB1 și HB2. În această situație, cea mai mare rată de decimare care poate fi obținută este de $128 \times 2 \times 2 = 512$;

În tabelul 7.1 este prezentată structura blocului de conversie a frecvenței pentru 7 rate de decimare diferite, cu valori între 4 și 10, variante posibil a fi luate în considerare în cazul aplicației implementate.

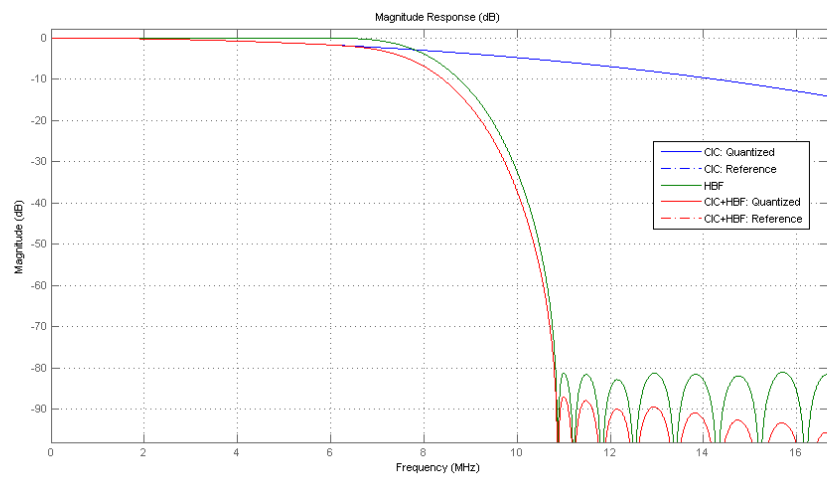
Tabelul 7.1 - Filtrele utilizate în blocul DDC pentru diferite valori ale ratei de decimare

Rata de decimare	Rata de eșantionare obținută	Filtre utilizate în cadrul blocului DDC
4	25,00 MHz	CIC + HBF1 + HBF2
5	20,00 MHz	CIC
6	16,66 MHz	CIC + HBF1
7	14,28 MHz	CIC
8	12,50 MHz	CIC + HBF1 + HBF2
9	11,11 MHz	CIC
10	10,00 MHz	CIC + HBF1

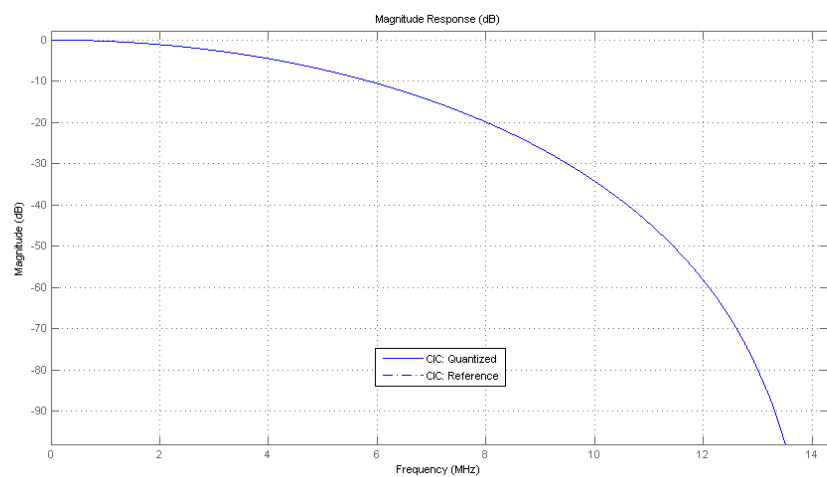
În figura 7.9 este prezentată caracteristica globală a blocului de conversie a frecvenței pentru trei rate de decimare diferite (6, 7 și 8), fiecare corespunzând câte uneia dintre cele trei categorii prezentate anterior. Graficele au fost obținute folosind o implementare în MATLAB a celor trei filtre care compun blocul de conversie a frecvenței.

În figura 7.9 a) este prezentat cazul în care a fost aleasă o rată de decimare egală cu 6 (rezultând o frecvență de eșantionare de 16,66 MHz), caz în care blocul în blocul de conversie a frecvenței este prezent filtrul CIC și doar unul dintre filtrele halfband, filtrul HB1. Se observă că atenuările obținute în banda utilă până la o distanță de aproximativ 7 MHz față de frecvența de acord sunt acceptabile, la o distanță egală cu $f_s / 2$ măsurând o atenuare de aproximativ 9,3 dB.

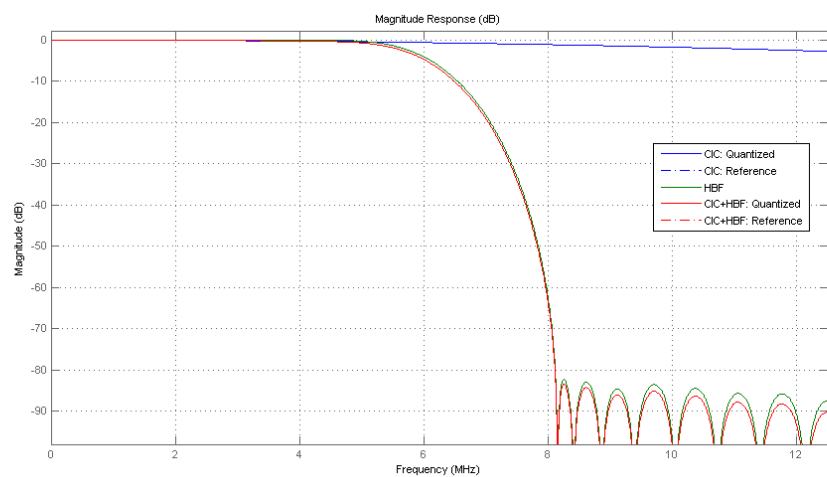
După cum se poate observa și din tabelul 7.1, în cazul ratei de decimare impare, egală cu 7 (caracteristica din figura 7.9 b)), în blocul de conversie a frecvenței este folosit exclusiv filtrul CIC, ceea ce duce la atenuări semnificative în banda utilă (peste 10 dB la 6 MHz distanță de frecvența de acord și aproximativ -15,4 dB la o distanță egală cu $f_s / 2$).



a)



b)



c)

Fig. 7.9 - Caracteristica globală a blocului DDC pentru cazul în care factorul de decimare ales este a) 6 b) 7, respectiv c) 8.

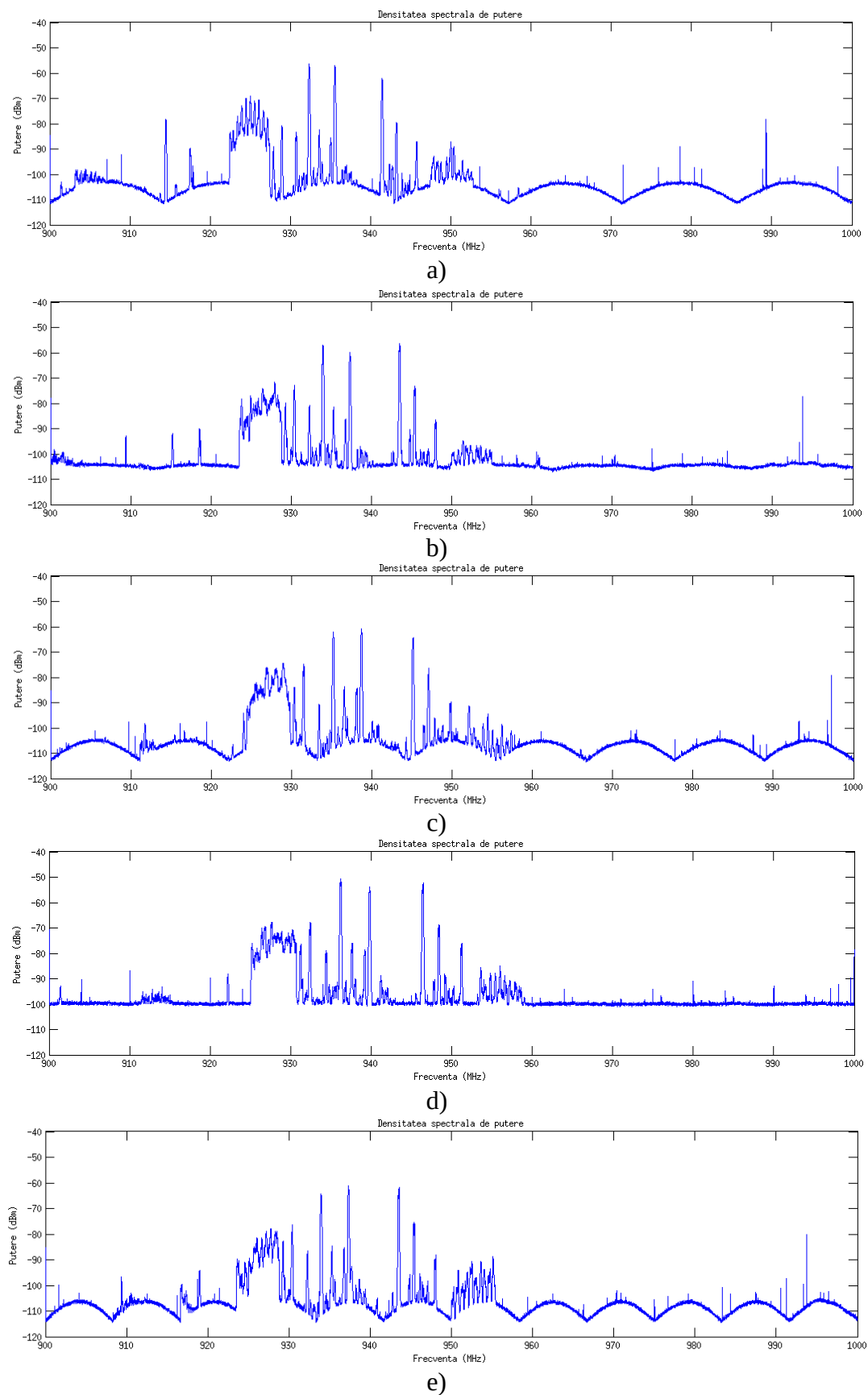


Fig. 7.10 - Banda de frecvență 900 MHz – 1 GHz, recepționată pentru diferite rate de decimare folosite: a) 5 ; b) 6 ; c) 7 ; d) 8 ; e) 9.

Acest fenomen poate fi explicat prin prisma faptului că în circuitul blocului DDC nu este prevăzut nici un filtru de compensare a caracteristicii filtrului CIC. Având în vedere acest aspect, alegerea unei rate de decimare impare pentru aplicații de detecție spectrală este contraindicată, spectrul recepționat în acest caz în banda de interes prezentând variații inacceptabile.

Caracteristica cea mai plată în banda de interes va fi obținută pentru situațiile în care rata de decimare aleasă este un multiplu de 4, mai exact 8 în cazul caracteristicii prezentate în figura 7.9 c). În această situație, toate cele trei filtre (CIC + HB1 + HB2) din cadrul blocului DDC sunt folosite, ceea ce duce la o atenuare de numai aproximativ 7 dB la o distanță egală cu $f_s / 2$ de frecvența de acord.

În figura 7.10 sunt prezentate capturi cu spectrul de frecvență recepționat pentru intervalul de frecvență 900 MHz – 1 GHz, pentru cinci rate de decimare, de la 5 până la 9.

Se poate observa că în cazul ratei de decimare multiplu de 4 (8, figura 7.10 d)) caracteristica recepționată este cel mai puțin deformată, iar situația cea mai defavorabilă este întâlnită în cazul ratelor de decimare impare (5, 7 și 9, figura 7.10 a), c) și e)), caz în care datorită caracteristicii filtrului CIC deformarea suferită este evidentă.

Având în vedere aspectele discutate mai sus, pentru aplicația de detecție spectrală prezentată anterior este indicată alegerea unei rate de decimare egală cu un multiplu de 4, cele două valori care asigură o lățime de bandă maximă fiind 4, respectiv 8.

7.6 CONCLUZII

Pentru implementarea unui nod de detecție spectrală, modulul USRP-N210 a fost echipat cu modulul de radiofrecvență WBX, care permite acoperirea unei benzi de frecvență între 50 de MHz și 2,2 GHz. La intrarea RF2 a modulului WBX a fost conectată o antenă de bandă largă de tip discone (Sirio SD-300N), iar modulul USRP a fost conectat prin intermediul interfeței gigabit ethernet la un calculator gazdă rulând sistemul de operare Linux (Ubuntu 12.04, 32 biți).

Fluxul de date provenit de la USRP este preluat de calculator prin intermediul driverului UHD și este furnizat unei aplicații GNU Radio care are rolul de a realiza prelucrarea semnalului în vederea estimării gradului de ocupare spectrală folosind metoda detecției de energie. Având în vedere că lățimea maximă de bandă care poate fi transmisă prin interfața USRP-calculator este de 25 MHz, din care doar 80% este utilizată pentru a evita efectele de deformare spectrală introduse în cadrul prelucrărilor realizate în cadrul modulului USRP, dacă se dorește monitorizarea unei zone mai largi de spectru aplicația GNU Radio va concatena mai multe sub-benzi de frecvență adiacente pentru a obține întreaga bandă.

Datele prelucrate de aplicația GNU Radio sunt furnizate unei aplicații MATLAB care determină gradul de ocupare spectrală și asigură prin intermediul unei interfețe grafice prezentarea informațiilor către utilizator.

Capitolul 8. **CONCLUZII, CONTRIBUȚII PERSONALE ȘI PERSPECTIVE DE CONTINUARE A CERCETĂRII**

8.1 **CONCLUZII GENERALE**

În cadrul tezei de doctorat a fost tratată problema folosirii eficiente a spectrului de radiofrecvență, cu accent pe tehnologia radio cognitiv și beneficiile pe care accesul dinamic la spectru le-ar putea aduce în acest domeniu. Procesul de detecție spectrală, element necesar în vederea accesului la benzi de frecvență nefolosite de sistemele de comunicații licențiate, este discutat în detaliu, fiind prezentate din punct de vedere teoretic diferite metode de detecție, precum și rezultate experimentale.

În cadrul primului capitol au fost expuse motivele care au dus la apariția echipamentelor radio reconfigurabile și au fost trecute în revistă proiectele care au avut ca scop dezvoltarea de echipamente radio definite prin software (SDR). A fost prezentată arhitectura generică a unui astfel de echipament, atât din punct de vedere hardware, cât și din punct de vedere software. Având în vedere complexitatea sporită a sistemelor moderne de comunicații, cerințele impuse unui echipament de tip SDR conduc la necesitatea folosirii unui număr însemnat de resurse de calcul, în finalul capitolului fiind discutată problema alocării acestor resurse în cadrul unei astfel de platforme.

În capitolul 2 a fost definită noțiunea de echipament radio cognitiv (CR), acest tip de echipamente fiind capabile să se reconfigureze în mod automat în vederea optimizării parametrilor de comunicație. Este prezentată o arhitectură generică a unui astfel de echipament și fost schițată evoluția echipamentelor CR, punându-se accentul pe exemple concrete de astfel de platforme dezvoltate până în prezent în diverse centre de cercetare din domeniul academic și din industrie. A fost realizată, de asemenea, o sinteză a standardelor în care sunt înglobate elemente specifice tehnologiei radio cognitiv, cu accentul pus pe procesul de detecție spectrală, care va fi detaliat în următorul capitol. În final sunt prezentate o serie de aplicații din diverse domenii de activitate în care astfel de echipamente ar putea fi utilizate.

Diferitele metode de detecție spectrală au fost analizate pe larg în cadrul capitolului 3. Pentru fiecare dintre metodele enumerate au fost detaliate: elementele teoretice care stau la baza respectivei metode, o schemă de principiu a unui detector bazat pe respectiva metodă, precum și avantajele și dezavantajele metodei. Pentru metoda detecției de energie au fost discutați și parametrii de performanță pentru cazul unui canal afectat de zgomot aditiv

gaussian alb și pentru cazul canalelor afectate de fading. În cazul metodei de detecție pe baza caracteristicilor de ciclostacionaritate au fost implementate diferite variante de detecție și au fost realizate simulări care să evidențieze proprietățile distincte ale diferitelor tipuri de semnale modulate (BPSK,QPSK,MSK), precum și comportarea detectorului în condiții de raport semnal-zgomot scăzut. În finalul capitolului au fost discutate metode mixte de detecție, care încearcă să profite de avantajele oferite de mai multe metode clasice, pentru a oferi performanțe superioare, necesitând în același timp un număr redus de resurse de calcul.

Pe parcursul capitolului 4 au fost prezentate rezultatele unor campanii de măsurători efectuate de autor în vederea evaluării gradului de ocupare a spectrului de radiofrecvență în România, folosind metoda detecției de energie. Măsurătorile au fost realizate atât într-un mediu urban (București), cât și într-un mediu rural (Măneciu), pentru intervale de timp de 48 ore, atât în zile lucrătoare, cât și în zile de sfârșit de săptămână. A fost descrisă configurația de măsură folosită, precum și metodologia utilizată pentru obținerea rezultatelor, acestea fiind analizate din perspectiva utilizării spectrului disponibil de către echipamente radio cognitiv. Pentru determinarea nivelului de zgomot a fost folosit o metodă originală, care permite o evaluare dinamică a acestuia în scopul îmbunătățirii performanțelor procesului de detecție. Gradul de ocupare a spectrului de radiofrecvență este evaluat atât din punct de vedere numeric, cât și grafic folosind diferite metrici relevante. Sunt prezentate, de asemenea, rezultate obținute de diferite alte campanii de măsurători realizate în diverse zone geografice. S-a ajuns la concluzia că gradul de ocupare al spectrului este extrem de redus în condițiile folosirii unei abordări clasice (statice) de alocare a spectrului, atât în zone urbane (valoare medie de 21%) cât și în zone rurale (valoare medie 14,19%). În aceste condiții, o alocare dinamică a spectrului propusă în cadrul tehnologiei radio cognitiv ar putea crește semnificativ gradul de eficiență în folosirea acestei resurse fundamentale care este spectrul de radiofrecvență.

În capitolul 5 au fost trecute în revistă o serie de platforme SDR care au fost luate în considerare în momentul alegerii unei platforme pentru implementarea aplicației de detecție spectrală. Au fost analizate și prezentate avantajele și dezavantajele fiecărei variante din punctul de vedere al implementării aplicației menționate anterior, fiind realizat și un tabel comparativ cu caracteristicile acestora. Având în vedere alegerea unei platforme din familia USRP produsă de Ettus Research, este realizată o descriere detaliată a produselor din cele trei serii ale familiei. În final este justificată alegerea platformei USRP-N210 prin prisma satisfacerii criteriilor de performanță necesare pentru aplicația specificată.

O prezentare detaliată a platformei USRP-N210 din punct de vedere hardware și software a fost realizată în capitolul 6. Descrierea a fost efectuată la nivel de schemă bloc, fiind analizată arhitectura folosită pentru implementarea diferitelor elemente ale modulului și fiind enumerate diferitele posibilități de interconectare ale modulului. Au fost trecute în revistă diferitele module de radiofrecvență compatibile cu modulul USRP folosit, iar pentru modulele WBX și XCRV2450 au fost date detalii legate de arhitectură și performanțe. A fost prezentată modalitatea de prelucrare a semnalului recepționat în interiorul plăcii de bază din cadrul platformei, fiind specificate limitările introduse de interfața cu calculatorul gazdă. Având în vedere că un aspect deosebit de important în momentul alegerii unei anumite platforme de dezvoltare SDR este suportul existent din punctul de vedere al software-ului, a fost analizat în continuare suportul existent din acest punct de vedere pentru platforma USRP.

A fost realizată o prezentare a mediului de dezvoltare GNU Radio, unul dintre cele mai populare instrumente disponibile pentru implementarea de soluții SDR. Au fost enumerate diferitele categorii de componente de procesare de semnal disponibile, a fost descrisă structura unui graf de semnal, precum și interfața grafică GNU Radio Companion (GRC). Au fost expuse, de asemenea, principalele caracteristici ale driverului universal folosit pentru modulele USRP (UHD).

Pe parcursul capitolului 8 a fost realizată o descriere implementării a unui senzor de detecție spectrală cu ajutorul platformei USRP-N210. A fost prezentată o schemă de principiu a elementelor hardware și software care au fost folosite, fiind detaliată structura diferitelor module cu ajutorul cărora a fost construită aplicația. În cazul modulului GNU Radio folosit pentru captura și prelucrarea informațiilor legate de spectrul de radiofrecvență a fost prezentată o schemă logică și au fost enumerate blocurile necesare pentru obținerea datelor necesare. În continuare a fost prezentată interfața grafică MATLAB utilizată pentru determinarea gradului de ocupare spectrală folosind metoda detecției de energie, precum și pentru afișarea rezultatelor obținute. În final au fost discutate aspecte legate de optimizarea implementării, cum ar fi eliminarea componentelor parazite introduse de modulul de radiofrecvență și alegerea unei valori optime pentru rata de decimare.

8.2 CONTRIBUȚII PERSONALE

1. O primă contribuție personală constă în realizarea în capitolul 2 a unei *sinteze amănunțite cu privire la diferitele standarde care includ elemente specifice tehnologiei radio cognitiv legate de accesul dinamic la spectru*, aspect care poate conduce la o îmbunătățire a eficienței de utilizare a spectrului de radiofrecvență. Au fost studiate atât standardele elaborate de diferitele organizații atât din Europa, cât și din restul lumii, precum și numeroase lucrări de specialitate. Din fiecare standard au fost extrase cu precădere aspectele referitoare la procesul de detecție spectrală, subiect tratat în detaliu pe parcursul tezei, fiind evidențiate mecanismele propuse pentru detectarea benzilor de frecvențe nefolosite și pentru utilizarea acestora.

2. În capitolul 3 a fost realizată o *sinteză a metodelor de detecție spectrală* care pot fi utilizate în vederea identificării benzilor de frecvență neutilizate și implicit a oportunităților pe care echipamente de tip radio cognitiv le pot avea pentru acces în spectrul de radiofrecvență. Subiectul fiind unul de mare interes și actualitate, există în literatura de specialitate numeroase lucrări care îl tratează. În urma studiului unui număr însemnat de cărți și articole au putut fi trase concluzii legate de situațiile în care se pretează folosirea unei anumite metode particulare de detecție. A fost realizată și o *comparație între diferitele metode, fiind evidențiate avantajele și dezavantajele fiecărei metode*. Au fost, de asemenea, prezentate variante hibride de realizare a procesului de detecție spectrală, variante prin care pot fi aduse îmbunătățiri din punctul de vedere al performanțelor care pot fi obținute.

3. În vederea demonstrării performanțelor care pot fi obținute prin folosirea metodei de detecție pe baza caracteristicilor de ciclostacionaritate a fost realizată *testarea în mediul de simulare MATLAB a unui număr de variante ale acestei metode*. Prin aplicarea la

intrarea detectorului a diferitelor tipuri de semnale modulate (BPSK; QPSK; MSK) au fost evidențiate principalele avantaje pe care această metodă de detecție le aduce: posibilitatea de a diferenția pe parcursul procesului de detecție spectrală diferite tipuri semnalele în funcție de modulația folosită, precum și performanțele deosebite în situații în care raportul semnal-zgomot are valori scăzute. A fost, de asemenea, *implementată o metodă eficientă de calcul a funcției de corelație spectrală (FAM)*, metodă care datorită volumului redus de calcul permite folosirea unui astfel de detector și în cazul echipamentelor radio cognitiv în care este necesară o detecție spectrală în timp real.

4. A fost *studiat un număr însemnat (28) de campanii de măsurători* efectuate în vederea evaluării gradului de ocupare a spectrului de radiofrecvență, în capitolul 4 fiind realizată o *sinteză a rezultatelor obținute*. Concluzia comună este că modalitatea clasică (statică) de alocare a resurselor de frecvență este una extrem de ineficientă, gradul de ocupare spectrală fiind pentru cele mai multe benzi de frecvență și în cele mai multe zone geografice unul extrem de scăzut.

5. Autorul a desfășurat *două campanii proprii de măsurători*, pentru evaluarea gradului de ocupare a spectrului de radiofrecvență din România, în banda de frecvență 25 MHz – 3400 MHz. Măsurătorile au fost realizate într-un interval de timp de 48 de ore atât într-un mediu urban (București), cât și într-un mediu rural (Măneciu), pentru a obține o imagine cât mai completă a fenomenului. Măsurătorile au fost efectuate folosind un analizor spectral de înaltă performanță și antene de bandă largă, datele capturate fiind prelucrate ulterior folosind mediul de calcul MATLAB, folosind metoda detecției de energie. Gradul mediu de ocupare spectrală pentru întreaga bandă de frecvență rezultat în urma măsurătorilor a fost unul extrem de scăzut, 21% pentru cazul mediului urban și doar 14,19% pentru cazul mediului rural. Au fost prezentate rezultatele sub formă grafică folosind mai multe metrice, fiind analizate diferențele obținute în funcție de perioada de timp analizată.

6. Un element deosebit de important în detecției spectrale folosind metoda detecției de energie îl reprezintă alegerea valorii pentru pragul de detecție, această alegere influențând în mod direct performanțele detectorului (valorile probabilității de detecție P_d și probabilității de alarmă falsă P_{fa}). În campaniile de măsurători menționate anterior a fost folosită o *metodă originală pentru determinarea în mod dinamic a nivelului de zgomot* prin folosirea unei ferestre glisante în domeniul frecvență. În acest mod este combătut unul dintre principalele dezavantaje ale acestei metode de detecție, și anume degradarea performanței datorită incertitudinii legate de determinarea exactă a nivelului de zgomot.

7. În vederea implementării unui senzor de detecție în timp real, autorul a analizat diferite variante de platforme de dezvoltare de tip radio definit prin software (SDR). În capitolul 5 a fost realizată o *comparație a diferitelor variante considerând multiple aspecte*

legate atât de performanță, cât și de suport din punct de vedere software, flexibilitate sau preț. A fost stabilită o listă de criterii pe care o astfel de platformă este necesar să le îndeplinească în vederea folosirii acesteia pentru aplicația menționată anterior, concluzia trasă fiind că la momentul la care a fost luată decizia cea mai potrivită platformă pentru implementarea unui senzor de detecție spectrală a fost o platformă din familia USRP (Universal Software Radio Peripheral), produsă de firma Ettus Research, și anume USRP N210.

8. *Implementarea unei aplicații GNU Radio pentru captarea și prelucrarea informațiilor legate de spectrul de radiofrecvență.* Având în vedere banda de frecvență limitată care poate fi transmisă între modulul USRP și calculator datorită capacității limitate a interfeței de rețea, în aplicație este divizată banda de frecvență care se dorește a fi monitorizată în mai multe sub-benzi care sunt ulterior concatenate. Este prezentată o schemă logică a aplicației și sunt descrise blocurile GNU Radio care au fost folosite pentru implementarea acesteia.

9. *Implementarea unei aplicații MATLAB prin intermediul căreia a fost determinat în timp real gradul de ocupare a spectrului de radiofrecvență pentru o bandă de frecvență stabilită de către utilizator.* Aplicația permite utilizatorului să selecteze diferiți parametri de care depinde procesul de detecție, cum ar fi factorul de decimare, câștigul global pe calea de recepție a modulului USRP, dimensiunea transformatei FFT folosită pentru captarea informațiilor spectrale, numărul de medieri în domeniul timp folosite pentru determinarea gradului de ocupare spectrală. Informațiile procesului de detecție depind de probabilitatea de alarmă falsă impusă, valoare care poate fi, de asemenea, aleasă de către utilizator. Rezultatele procesului de detecție sunt prezentate și sub formă grafică, prin intermediul unei reprezentări a densității spectrale de putere instantanee a semnalului pentru banda de frecvență selectată, precum și prin intermediul unei spectrograme care prezintă evoluția în timp a nivelului de semnal pentru un interval de timp selectat de către utilizator.

10. A fost propus și implementat un *mecanism de sincronizare între aplicația GNU Radio și aplicația MATLAB*, mecanism care permite obținerea unei latențe reduse a procesului de detecție.

11. Eliminarea semnalelor parazite introduse de către modul de radiofrecvență folosit (WBX). Datorită arhitecturii cu conversie directă folosită în acest modul, se constată apariția unei componente continue parazite, datorată scurgerii semnalului din oscilatorul local prezent în cadrul modulului de radiofrecvență. Autorul a propus o *soluție automată de rezolvare a acestui neajuns prin introducerea unui offset de frecvență a cărui valoare este ajustată în mod dinamic pe parcursul rulării aplicației*, în funcție de banda de frecvență care urmează a fi monitorizată și de factorul de decimare ales.

12. A fost studiat efectul pe care îl are alegerea unei anumite valori pentru rata de decimare folosită în blocul de conversie al frecvenței din cadrul platformei USRP. A fost demonstrat că este esențială o alegere convenabilă a acestei rate, a fost implementată o structură similară celei existente în circuitul FPGA de pe placa de bază a modului USRP folosind mediul de simulare MATLAB și au fost evidențiate efectele nedorite care apar pentru valori inconvenient alese ale acestei rate.

Preocupările autorului în domeniul tehnologiei radio cognitiv și în mod special legat de procesul de detecție spectrală și de accesul dinamic la spectrul de radiofrecvență sunt ilustrate și prin publicarea unui număr de 11 articole în jurnale sau volume ale unor conferințe naționale și internaționale [PR1]-[PR11].

Activitatea de cercetare care a condus la elaborarea acestei teze a fost ghidată și de participarea autorului la câteva proiecte aflate în strânsă legătură cu acest domeniu:

- I. Marghescu, O. Fratu, S. Halunga, C. Vlădeanu, I. Marcu, **A. Marțian**, “Tehnologia radio cognitiv si utilizarea eficienta a spectrului RF,” proiect de cercetare CNCSIS-UEFISCSU, PN-II-IDEI, nr. 116/01.10.2007.
- O. Fratu, **A. Marțian** și alții, “Evoluția, modalitățile de implementare și de tranziție pentru radiodifuziunea digitală DVB în condițiile de utilizare eficientă a spectrului de frecvențe (DVB),” contract tip “Termeni de referință” nr. 106/08.08.2011.
- O. Fratu, **A. Marțian** și alții, “Sisteme de detecție pentru radiația cosmică folosind noi tehnologii (DETCOS),” contract UEFISCDI PNCDI II nr. 82-104/01.10.2008.
- C. Vlădeanu, **A. Marțian**, Ș.G. Obreja, A.F. Păun, “Noi scheme de codare convoluțională de complexitate redusă operând în câmpuri Galois de ordin superior pentru corecția erorilor de canal,” proiect de cercetare CNCSIS-UEFISCSU, PN-II-RU-TE, nr. 18/12.08.2010.

8.3 PERSPECTIVE DE CONTINUARE A CERCETĂRII

- Având în vedere limitările pe care metoda detecției de energie le introduce, se va folosi modulului USRP pentru implementarea unei platforme de detecție spectrală care să combine mai multe metode de detecție spectrală, în vederea obținerii unor performanțe superioare, chiar și în condiții de raport semnal-zgomot scăzut.
- Pe parcursul tezei au fost discutate doar metodele clasice de detecție, care presupun colectarea de informații dintr-o singură sursă. În continuarea activității de cercetare se va urmări implementarea unui sistem cooperativ de detecție spectrală folosind ca noduri de detecție mai multe module USRP. Prin colectarea și prelucrarea informațiilor provenite de la mai multe astfel de surse pe baza unor algoritmi de fuziune va fi posibilă creșterea performanțelor obținute în cadrul procesului de detecție.

- Campania de măsurători prezentată în capitolul 4 a fost limitată la doar 2 locații și la un interval de frecvență de până la 3400 MHz. Pentru obținerea unei imagini cât mai exactă asupra gradului de utilizare al spectrului de radiofrecvență, vor fi efectuate măsurători în locații cât mai diverse și pentru intervale de frecvență extinse până la 6 GHz. În cazul benzilor de frecvență ocupate în prezent prin emisia posturilor de televiziune în format analogic, care conform unor directive europene vor trebui sistate în viitorul apropiat, va fi necesară o reevaluare a gradului de ocupare spectrală.
- În majoritatea standardelor care conțin elemente specifice tehnologiei radio cognitiv, în speță accesul dinamic la spectrul de radiofrecvență, este menționat un mecanism dual de detecție spectrală, folosind atât informații furnizate local de către echipament pe baza unei metode de detecție, cât și informații obținute prin accesul la o bază de date de geolocație. Construirea unei astfel de baze de date de geolocație cu informații legate de benzile de frecvență disponibile pentru zona orașului București este unul dintre obiectivele propuse pentru viitor.
- În referința [42] este prezentat un algoritm îmbunătățit pentru implementarea metodei detecției de energie, cu ajutorul căruia au fost obținute performanțe superioare față de cazul variantei clasice. Va fi avută în vedere adăugarea unor îmbunătățiri suplimentare, pentru creșterea performanțelor acestui algoritm.

PUBLICAȚII PROPRII

- [PR1] **A. Marțian**, I. Marcu, I. Marghescu, “Analysis of Frequency Spectrum Usage from a Cognitive Radio Perspective” în Proc. 6th Advanced International Conference on Telecommunications, AICT 2010, ISBN 978-1-4244-6748-8, Barcelona, Spania, Mai 2010, pp 25-29.
- [PR2] **A. Marțian**, C. Vlădeanu, I. Marcu, I. Marghescu, “Evaluation of Spectrum Occupancy in an Urban Environment in a Cognitive Radio Context”, în International Journal On Advances in Telecommunications, ISSN 1942-2601, vol 3 nr 3&4, 2010, pp 172-181.
- [PR3] **A. Marțian**, A. Achim, O. Fratu, I. Marghescu, “Spectrum Occupancy in an Urban Environment: A Cognitive Radio Approach”, la 3rd International Workshop on Cognitive Radio and Advanced Spectrum Management, COGART 2010, ISBN 978-1-4244-8131-6, Roma, Italia, Noiembrie 2010.
- [PR4] O. Fratu, S. Halunga, C. Perju, **A. Marțian**, I. M. Marcu, “On the Availability of CDMA Channels for Secondary Users”, la 3rd International Workshop on Cognitive Radio and Advanced Spectrum Management, COGART 2010, ISBN 978-1-4244-8131-6, Roma, Italia, Noiembrie 2010.
- [PR5] A.F. Păun, C. Vlădeanu, I. Marghescu, S. El Assad, **A. Marțian**, “On the QAM Parallel Turbo-TCM Schemes using Recursive Convolutional GF(2N) Encoders”, la 18th European Signal Proc. Conf., EUSIPCO 2010, Aalborg, Danemarca, August 2010.
- [PR6] **A. Marțian**, C. Vlădeanu, I. Marghescu, “RF Transceiver Architecture in Cognitive Radio Systems”, la 7th International Conference COMMUNICATIONS 2008, Cognitive Radio Technology and Reconfigurable Communication Systems Workshop, București, Iunie 2008, pp. 17-20.
- [PR7] C. Vlădeanu, **A. Marțian**, “Spectrum Sensing Algorithms Used in Cognitive Radio Systems – An Overview”, la 7th International Conference COMMUNICATIONS 2008, Cognitive Radio Technology and Reconfigurable Communication Systems Workshop, București, Iunie 2008, pp. 21-26.
- [PR8] I. Marcu, S. Halunga, I. Pirnog, **A. Marțian**, C. Oprea, “Convolutional Turbo Encoding Improvements For Different Multiuser Detection Algorithms In Unperfert Reception Conditions”, Scientific Bulletin UPB, Seria C, vol.4, 2011, ISSN 1454-234x.
- [PR9] C. Vlădeanu, **A. Marțian**, S. El Assad, “EXIT Charts Analysis for Turbo-TCM Schemes Using Non-Binary RSC Encoders”, The 8th Advanced International Conference on Telecommunications (AICT 2012), Stuttgart, Germania, May 2012, pp. 150-155, ISBN: 978-1-61208-199-1.

- [PR10] *C. Vlădeanu, A. Marțian, A.F. Păun, S. El Assad*, “A New ML Detector for Trellis-Coded Spatial Modulation Using Hard and Soft Estimates”, 10th International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC12), Timișoara, Noiembrie 2012, pp. 143-147, ISBN: 978-1-4673-1175-5.
- [PR11] *E. Zainea, A. Marțian, I. Marcu, O. Fratu*, “Transition from Analog to Digital Broadcasting: A spectral efficiency review”, 10th International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC12), Timișoara, Noiembrie 2012, pp. 171-175, ISBN: 978-1-4673-1175-5.

BIBLIOGRAFIE

- [1] *P. Johnson*, “New Research Lab Leads to Unique Radio Receiver,” E-Systems Team, May 1985, Vol. 5, No. 4, pp 6-7.
- [2] *J. Mitola III*, “The Software Radio,” IEEE National Telesystems Conference, Digital Object Identifier 10.1109/NTC.1992.267870, 1992.
- [3] *J. Mitola III*, “Cognitive Radio for Flexible Mobile Multimedia Communications,” in Proc. IEEE International Workshop on Mobile Multimedia Communications, pp. 3-10, 1999.
- [4] *P. G. Cook, W. Bonser*, “Architectural Overview of the SPEAKeasy System”, IEEE Communications Magazine, April 1999.
- [5] *R. Lackey and D. Upmal*, “Speakeasy: the military software radio,” IEEE Communications Magazine, vol. 33, no. 5, pp. 56–61, Mai 1995.
- [6] *W. Tuttlebee*, “Software defined radio: origins, drivers and international perspectives,” John Wiley & Sons Ltd., 2002.
- [7] *B. Fette*, “Cognitive Radio Technology,” Second Edition, Academic Press, 2009.
- [8] *S. Haykin*, “Cognitive radio: brain-empowered wireless communications, ” IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.23, no.2, pp. 201- 220, February 2005.
- [9] *K. G. Ray Liu*, “Cognitive Radio Networking and Security: A Game-Theoretic View,” Cambridge University Press, 2010.
- [10] *A.M. Wyglinski, M. Nekovee, T. Hou*, “Cognitive Radio Communications and Networks,” Academic Press, 2009.
- [11] *S. M. Mishra, D. Cabric, C. Chang et al.*, “A real time cognitive radio testbed for physical and link layer experiments, ” in First IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN '05), pp. 562–567, 2005.
- [12] *D. Cabric, A. Tkachenko, and R.W. Brodersen*, “Experimental study of spectrum sensing based on energy detection and network cooperation,” in Proceedings of the First International Workshop on Technology and Policy for Accessing Spectrum, 2006.

- [13] *A. Tkachenko, D. Cabric, and R.W. Brodersen*, “Cognitive radio experiments using reconfigurable BEE2,” in *Fortieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ACSSC)*, pp. 2041–2045, 2006.
- [14] *C. J. Rieser, T. W. Rondeau, C. W. Bostian, and T. M. Gallagher*, “Cognitive radio testbed: further details and testing of a distributed genetic algorithm based cognitive engine for programmable radios,” in *IEEE Military Communications Conference (MILCOM)*, volume 3.
- [15] *T.W. Rondeau, C. J. Rieser, B. Le, and C.W. Bostian*, “Cognitive radios with genetic algorithms: intelligent control of software defined radios,” in *Software Defined Radio Forum Technical Conference*, 2004.
- [16] *D. Maldonado, B. Le, A. Hugine, T.W. Rondeau, and C.W. Bostian*, “Cognitive radio applications to dynamic spectrum allocation: a discussion and an illustrative example,” in *First IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN '05)*, pp. 597–600, 2005.
- [17] *K. E. Nolan, P. D. Sutton, L. E. Doyle et al.*, “Dynamic spectrum access and coexistence experiences involving two independently developed cognitive radio testbeds,” in *2nd International IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN '07)*, 2007.
- [18] *D. Raychaudhuri, I. Seskar, M. Ott et al.*, “Overview of the ORBIT radio grid testbed for evaluation of next-generation wireless network protocols,” in *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, volume 3, 2005.
- [19] *D. Raychaudhuri, N. B. Mandayam, J. B. Evans et al.*, “CogNet: an architectural foundation for experimental cognitive radio networks within the future internet,” in *Proceedings of the First ACM/IEEE International Workshop on Mobility in the Evolving Internet Architecture*, pp. 11–16, 2006.
- [20] *C. Raman, J. Kalyanam, I. Seskar, and N. Mandayam*, “Distributed spatio-temporal spectrum sensing: an experimental study,” in *Proceedings of the Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, 2007.
- [21] *K. G. Shin, H. Kim, C. Cordeiro, and K. Challapali*, “An experimental approach to spectrum sensing in cognitive radio networks with off-the-shelf IEEE 802.11 devices,” in *4th IEEE Consumer Communications and Networking Conference*, pp. 1154–1158, 2007.
- [22] *H.Arslan*, “Cognitive Radio, Software Defined Radio and Adaptive Wireless Systems,” Springer, 2007.
- [23] “IEEE 802.22-2011 Standard for Cognitive Wireless Regional Area Networks (RAN) for Operation in TV Bands,” IEEE, July 2011.
- [24] *Y.-C. Liang, T. H. Hoang and H.-H. Chen*, “Cognitive Radio on TV Bands: A New Approach to Provide Wireless Connectivity for Rural Areas,” in *IEEE Wireless Communications Magazine*, pp. 16-22, June 2008.
- [25] *C. R. Stevenson, C. Cordeiro, E. Sofer, and G. Chouinard*, “Functional Requirements for the 802.22 WRAN Standard,” IEEE 802.22-05/0007r46, September 2005.

- [26] “IEEE 802.11h, Amendment to Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: Spectrum and Transmit Power Management extensions in the 5 GHz band in Europe,” IEEE Std 802.11h-2003, October 2003.
- [27] “IEEE 802.11a, Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band, Supplement to IEEE 802.11 Standard,” September 1999.
- [28] ETSI EN 301 893 (v1.5.1), “Broadband Radio Access Networks (BRAN); 5 GHz high performance RLAN; Harmonized EN covering the essential requirements of article 3.2 of the R&TTE Directive,” December 2008.
- [29] “IEEE 802.15 WG, Liaison Statement on the Compatibility between IEEE 802.11a and Radars in the Radio Location and Radio Navigation Service in the 5250-5350 MHz and 5470-5725 MHz Bands,” IEEE 802.15-01/072, January 2001.
- [30] “IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 16: Air Interface for Broadband Wireless Access Systems Amendment 2: Improved Coexistence Mechanisms for License-Exempt Operation,” IEEE Std 802.16h-2010 (Amendment to IEEE Std 802.16-2009), pp.1-223, July 2010.
- [31] IEEE DySPAN-SC: <http://www.dyspan-sc.org>.
- [32] *M. Murrioni, R.V. Prasad, P. Marques, et al.*, “IEEE 1900.6: spectrum sensing interfaces and data structures for dynamic spectrum access and other advanced radio communication systems standard: technical aspects and future outlook,” IEEE Communications Magazine, vol.49, no.12, pp.118-127, December 2011.
- [33] Ecma/TC48-TG1/2009/129, Ecma/TC48/2009/061, “Final Draft Standard ECMA-392 — MAC and PHY for Operation in TV White Space,” ECMA, 2009: <http://www.ecmainternational.org/publications/files/drafts/tc48-2009-061.doc>.
- [34] “IEEE P802.11af/D1.02 Draft Standard for Information Technology - Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks - Specific requirements – Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications Amendment 3: TV White Spaces Operation U.S., ” June 2011.
- [35] *K. Hyunduk, L. Donghun, J. Byung-Jang, A.C. Kim*, "Coexistence between 802.22 and 802.11af over TV white space," 2011 International Conference on ICT Convergence (ICTC), pp.533-536, September 2011.
- [36] *J. Mitola,*, “Cognitive Radio Architecture: The Engineering Foundations of Radio XML,” John Wiley & Sons Ltd., 2006.
- [37] *J. Mitola III*, “Cognitive INFOSEC,” în Proceedings IEEE Int. Microwave Symp. Digest (MTT-S), vol. 2, Philadelphia, SUA, June 2003, pp. 1051–1054.
- [38] *Y. Zhang, J. Zheng, H.-H. Chen*, “Cognitive Radio Networks: Architectures, Protocols and Standards,” CRC Press, 2010.
- [39] *C. Yunfei*, “Improved energy detector for random signals in gaussian noise,” IEEE Transactions on Wireless Communications, vol.9, no.2, pp.558-563, February 2010.

- [40] *N.C. Beaulieu, C. Yunfei*, "Improved Energy Detectors for Cognitive Radios With Randomly Arriving or Departing Primary Users," *IEEE Signal Processing Letters*, vol.17, no.10, pp.867-870, October 2010.
- [41] *A. Gorcin, K.A. Qaraqe, H. Celebi, H. Arslan*, "An adaptive threshold method for spectrum sensing in multi-channel cognitive radio networks, " 2010 IEEE 17th International Conference on Telecommunications (ICT), pp.425-429, April 2010.
- [42] *M. López-Benítez, F. Casadevall*, "Improved energy detection spectrum sensing for cognitive radio, " *IET Communications*, vol.6, no.8, pp.785-796, May 2012.
- [43] *H. Urkowitz*, "Energy detection of unknown deterministic signals," *Proceedings of the IEEE* , vol.55, no.4, pp. 523- 531, April 1967.
- [44] *R. Tandra, A. Sahai*, "Fundamental limits on detection in low SNR under noise uncertainty," in *International Conference on Wireless Networks*, Maui, 2005.
- [45] *V.I. Kostylev*, "Energy detection of a signal with random amplitude," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC'02)*, Vol. 3, New York, April–May 2002.
- [46] *F.F. Digham, M.S. Alouini, M.K. Simon*, "On the energy detection of unknown signals over fading channels," In *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC'03)*, Vol. 5, Anchorage, AK, May 2003.
- [47] *K.C. Chen, R. Prasad*, "Cognitive Radio Networks," John Wiley & Sons Ltd., 2009.
- [48] *Z. Tian, G. Giannakis*, "A Wavelet Approach to Wideband Spectrum Sensing for Cognitive Radios," în *IEEE 1st Int. Conf. on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CROWNCOM)*, pp. 1-5, 2006.
- [49] *E.P.L. de Almeida, P.H.P. de Carvalho, P.A.B. Cordeiro, R.D. Vieira*, "Experimental study of a Wavelet-based spectrum sensing technique, " 2008 42nd Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, pp.1552-1556, 26-29 October 2008.
- [50] *W. A. Gardner*, "The spectral correlation theory of cyclostationary time-series," *Signal Processing*, Volume 11, Issue 1, Pages 13-36, July 1986.
- [51] *W. A. Gardner*, "Statistical Spectral Analysis," Prentice-Hall, 1987.
- [52] *W. A. Gardner*, "Exploitation of spectral redundancy in cyclostationary signals," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol.8, no.2, pp.14-36, April 1991.
- [53] *W. A. Brown, H. H. Loomis Jr.*, "Digital Implementations of Spectral Correlation Analyzers," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol 41(2), pp.703–720, 1993.
- [54] *R. S. Roberts, W. A. Brown, H. H. Loomis, Jr.*, "Computationally Efficient Algorithms for Cyclic Spectral Analysis," *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 38–49, Aprilie 1991.
- [55] *Y. Zeng, Y.-C. Liang*, "Maximum-Minimum Eigenvalue Detection for Cognitive Radio," *IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC 2007*, pp.1-5, 3-7 September 2007.
- [56] *Y. Zeng, Y.-C. Liang*, "Spectrum-Sensing Algorithms for Cognitive Radio Based on Statistical Covariances," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol.58, no.4, pp.1804-1815, May 2009.

- [57] *P. Weili, W. Haiquan, S. Lei*, "Covariance matrix based spectrum sensing for OFDM based cognitive radio," 2012 International Conference on Systems and Informatics (ICSAI), pp.1426-1430, 19-20 May 2012.
- [58] *Z. Khalaf, A. Nafkha, J. Palicot, M. Ghazzi*, "Hybrid Spectrum Sensing Architecture for Cognitive Radio Equipment," în Proc. 6th Advanced International Conference on Telecommunications, AICT 2010 , ISBN 978-1-4244-6748-8, Barcelona, Spain, May 2010, pp 46-51.
- [59] *Z. Khalaf, A. Nafkha, J. Palicot*, "Enhanced hybrid spectrum sensing architecture for cognitive radio equipment, " 2011 XXXth URSI General Assembly and Scientific Symposium, pp.1-4, 13-20 August 2011.
- [60] *T. Dhope, D. Simunic and R.Prasad*, "Hybrid Detection Method for Cognitive Radio," 13th International conference on SoftCOM SoftCOM2011, Split-Hvar-Dubrovnik, SS1-78741-1609, September 2011.
- [61] *M. Fadda, M. Murroni, V. Popescu*, "A cognitive radio indoor HDTV multi-vision system in the TV white spaces," IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol.58, no.2, pp.302-310, May 2012.
- [62] *M.A. McHenry*, "NSF Spectrum Occupancy Measurements Project Summary," Shared Spectrum Company Report, August 2005.
- [63] *M. A. McHenry, P. A. Tenhula, D. McCloskey, D. A. Roberson, C. S. Hood*, "Chicago spectrum occupancy measurements & analysis and a long-term studies proposal," in Proc. of Workshop on Technology and Policy for Accessing Spectrum (TAPAS), Boston, MA, USA, August 2006.
- [64] *S. D. Jones, E. Jung, X. Liu, N. Merheb, I.-J. Wang*, "Characterization of spectrum activities in the U.S. public safety band for opportunistic spectrum access," in Proc. 2nd IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN 2007), April 2007, pp. 137–146.
- [65] *M. H. Islam, C. L. Koh, S. W. Oh, X. Qing, Y. Y. Lai, C. Wang et al.*, "Spectrum Survey in Singapore: Occupancy Measurements and Analyses," in Proc. 3rd International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CrownCom 2008), May 2008, pp. 1–7.
- [66] *M. Wellens, J. Wu, and P. Mähönen*, "Evaluation of spectrum occupancy in indoor and outdoor scenario in the context of cognitive radio," in Proc. Second International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CrowCom 2007), August 2007.
- [67] *R. I. C. Chiang, G. B. Rowe, and K. W. Sowerby*, "A quantitative analysis of spectral occupancy measurements for cognitive radio," in Proc. IEEE 65th Vehicular Technology Conference (VTC 2007 Spring), April 2007, pp. 3016–3020.
- [68] *V. Valenta, Z. Fedra, R. Marsalek, G. Baudoin, and M. Villegas*, "Towards Cognitive Radio Networks: Spectrum Utilization Measurements in Suburb Environment," in IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS'09), San Diego, California, January 2009.

- [69] *Y. Han, Y. Wen, W. Tang, and S. Li*, "Spectrum Occupancy Measurement: Focus on the TV Frequency," 2nd International Conference on Signal Processing System (ICSPS 2010), Dalian, China, July 2010.
- [70] *R. de Francisco and A. Pandharipande*, "Spectrum Occupancy in the 2.36-2.4 GHz Band: Measurements and Analysis," 2010 European Wireless Conference (EW), Lucca, Italy, April 2010.
- [71] *R.B. Bacchus, A.J. Fertner, C.S. Hood, and D.A. Roberson*, "Long-term, Wide-band Spectral Monitoring in Support of Dynamic Spectrum Access Networks at the IIT Spectrum Observatory," 3rd IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN 2008), Chicago, Illinois, October 2008.
- [72] *R. Bacchus, T. Taher, K. Zdunek, and D. Roberson*, "Spectrum Utilization Study in Support of Dynamic Spectrum Access for Public Safety," 2010 IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN 2010), Singapore, Singapore, April 2010.
- [73] *O. Holland, P. Cordier, M. Muck, L. Mazet, C. Klock, and T. Renk*, "Spectrum Power Measurements in 2G and 3G Cellular Phone Bands During the 2006 Football World Cup in Germany," 2nd IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN 2007), Dublin, Ireland, April 2007.
- [74] *T. Renk, C. Kloeck, F.K. Jondral, P. Cordier, O. Holland, and F. Negredo*, "Spectrum Measurements Supporting Reconfiguration in Heterogeneous Networks," 16th IST Mobile and Wireless Communications Summit, Budapest, Hungary, July 2007.
- [75] *R.I.C. Chiang, G.B. Rowe, and K.W. Sowerby*, "A Quantitative Analysis of Spectral Occupancy Measurements for Cognitive Radio," IEEE 65th Vehicular Technology Conference (VTC Spring 2007), Dublin, Ireland, April 2007.
- [76] *V. Blaschke, H. Jaekel, T. Renk, C. Kloeck, and F.K. Jondral*, "Occupation Measurements Supporting Dynamic Spectrum Allocation for Cognitive Radio Design," 2nd International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CrownCom 2007), Orlando, Florida, July 2007.
- [77] *M. Wellens, J. Riihijarvi, M. Gordziel, and P. Mahonen*, "Spatial Statistics of Spectrum Usage: From Measurements to Spectrum Models," IEEE International Conference on Communications (ICC '09), Dresden, Germany, June 2009.
- [78] *M. Biggs, A. Henley, and T. Clarkson*, "Occupancy Analysis of the 2.4 GHz ISM band," IEE Proc. Communications, Vol. 151, Issue 5, pp. 481-488, October 2004.
- [79] *A. Petrin and P.G. Steffes*, "Analysis and Comparison of Spectrum Measurements Performed in Urban and Rural Areas to Determine the Total Amount of Spectrum Usage," 2005 International Symposium on Advanced Radio Technologies, Boulder, Colorado, March 2005.
- [80] *S. Pagadarai, A.M. Wyglinski, and R. Vuyyuru*, "Characterization of Vacant UHF TV Channels for Vehicular Dynamic Spectrum Access," First IEEE Vehicular Networking Conference (VNC 2009), Tokyo, Japan, October 2009.

- [81] Y. Li, T.T. Quang, Y. Kawahara, T. Asami, and M. Kusunoki, "Building a Spectrum Map for Future Cognitive Radio Technology," ACM Workshop on Cognitive Radio Networks (CoRoNet 2009), Beijing, China, September 2009.
- [82] K.A. Qaraqe, H. Celebi, A. Gorcin, A. El-Saigh, H. Arslan, and M.-s. Alouini, "Empirical Results for Wideband Multidimensional Spectrum Usage," IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2009), Tokyo, Japan, July 2009.
- [83] J. Riihijarvi, P. Mahonen, M. Wellens, and M. Gordziel, "Characterization and Modelling of Spectrum for Dynamic Spectrum Access with Spatial Statistics and Random Fields," IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2008), Cannes, France, September 2008.
- [84] D. Chen, S. Yin, Q. Zhang, M. Liu, and S. Li, "Mining Spectrum Usage Data: a Large-scale Spectrum Measurement Study," ACM 15th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom 2009), Beijing, China, September 2009.
- [85] S.W. Ellingson, "Spectral Occupancy at VHF: Implications for Frequency-agile Cognitive Radios," IEEE 62nd Vehicular Technology Conference (VTC Fall 2005), Dallas, Texas, September 2005.
- [86] D. Datla, A.M. Wyglinski, and G.J. Minden, "A Spectrum Surveying Framework for Dynamic Spectrum Access Networks," IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 58, Issue 8, pp. 4158-4168, October 2009.
- [87] F. Weidling, D. Datla, V. Petty, P. Krishnan, and G.J. Minden, "A Framework for R.F. Spectrum Measurements and Analysis," First IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN 2005), Baltimore, Maryland, November 2005.
- [88] A. Iyer, K. Chintalapudi, V. Navda, R. Ramjee, V.N. Padmanabhan, and C.R. Murthy, "SpecNet: Spectrum Sensing Sans Frontieres," 8th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation (NSDI '11), Boston, Massachusetts, April 2011.
- [89] M. Lopez-Benitez, A. Umbert, and F. Casadevall, "Evaluation of Spectrum Occpancy in Spain for Cognitive Radio Applications," in Proc. IEEE 69th Vehicular Technology Conference (VTC 2009 Spring), Barcelona, April 2009.
- [90] *Autoritatea Națională pentru Administrare și Reglementare în Comunicații*, "Tabelul Național de Atribuire a Benzilor de Frecvență, ediția 2009," disponibil online la: http://www.ancom.org.ro/uploads/links_files/TNABF_2009+modif-2010_2011.pdf, Februarie 2012.
- [91] *Electronic Communications Committee (ECC) within the European Conference of Postal and Telecommunications Administrations (CEPT)*, "The European Table of Frequency Allocations and Utilisations," disponibil online la www.erodocdb.dk/Docs/doc98/official/pdf/ERCREP025.PDF, Februarie 2012.
- [92] *Microsoft Research SORA*, disponibil online la: <http://research.microsoft.com/en-us/projects/sora/#Kit>, accesat în August 2012.

- [93] *Datasoft Thunder SDR*, disponibil online la: http://www.datasoft.com/whitepapers/Whitepaper_thunder_sdr.pdf, accesat în August 2012.
- [94] *Lyrtech Small Form Factor SDR*, disponibil online la: <http://lyrtechrd.com/en/products/view/+small-form-factor-sdr-development-platforms/#>, accesat în August 2012.
- [95] *CRC-Coral WIFI CR Networking Kit*, disponibil online la: <http://www.crc-coral.com/products3.php>, accesat în August 2012.
- [96] *Sundance 8036E Software Defined Radio Development Kit*, disponibil online la: http://www.sundance.com/prod_info.php?board=SMT8036E, accesat în August 2012.
- [97] *Familia de produse USRP*, disponibil online la: <https://www.ettus.com/product>, accesat în August 2012.
- [98] *Jackson Labs Firefly-1A GPSDO*, disponibil online la: http://www.jackson-labs.com/index.php/products/firefly_1a, accesat în August 2012.
- [99] *Free Software Foundation, GNU Radio*, disponibil online la: <http://gnuradio.org/redmine/projects/gnuradio/wiki>, accesat în August 2012.
- [100] *T.W. Rondeau, C.W. Bostian, Artificial Intelligence in Wireless Communications*, Artech House, 2009.
- [101] *Limbajul de programare Python*, disponibil online la: <http://python.org>, accesat în August 2012.
- [102] *Driverul UHD*, disponibil online la: <http://code.ettus.com/redmine/ettus/projects/uhd/wiki>, accesat în August 2012.
- [103] *Fastest Fourier Transform in the West (FFTW)*, disponibil online la: <http://www.fftw.org>, accesat în August 2012.
- [104] *Numerical Python package (NumPy)*, disponibil online la: <http://numpy.scipy.org>, accesat în August 2012.

Anexa 1. Programul folosit pentru comanda analizorului de spectru Anritsu MS2690A

```

start_freq=[25,230,400,470,766,880,960,1525,1710,1880,2200,2400,2500,2690];
stop_freq=[230,400,470,766,880,960,1525,1710,1880,2200,2400,2500,2690,3400]
;
ipaddress = '192.168.221.3';
msInstr= visa('ni', ['TCPIP::' ipaddress '::INSTR']);
fopen(msInstr);
fprintf(msInstr, 'INST SPECT');
i1=1;
i2=1;
breakkey='5';
while(1)
t=tic;
    while toc(t)<5
        end
    fprintf(msInstr, ['FREQ:STAR ' int2str(start_freq(i1)) 'MHZ']);
    fprintf(msInstr, ['FREQ:STOP ' int2str(stop_freq(i1)) 'MHZ']);
    c=clock;
    fprintf(msInstr, ['MMEM:STOR:TRAC TRAC1,'' int2str(i1) '_' int2str(i2)
    ''']);
    i1=i1+1;
    if i1 == 15
        i1=1;
        i2=i2+1;
    end
    drawnow;
    %pause(0.5);
    if strcmp(get(gcf, 'currentkey'), breakkey)
        fclose(msInstr);
        break
    end
end
end

```

Anexa 2. Programul folosit pentru a prelucra datele achiziționate de analizorul de spectru în vederea detecției spectrale

```

function[dutym] = process4(mfile)
clear a,b,c,e,f,g,h,k,s;
clear duty;
clear dutym;
clear prag_detectie;
clear fmin;
clear fmax;
clear fminabs;
clear fmaxabs;
clear size(fmax,2);

%fmin=zeros(407,100);
%fmax=zeros(407,100);
mfilem=zeros(408,9995);
fmin=zeros(408,9995);
fmax=zeros(408,9995);
prag_detectie=zeros(408,1);
duty=zeros(9995);
%dutym=zeros(407);
f=zeros(408,1);
c=zeros(408,9995);
d=1;
signal=0;
%probabilitatea de alarma falsa impusa
pfa=0.1;

%fereastra glisanta pentru eliminarea esantioanelor de zgomot de putere
mare
for l=1:408
    for j=1:9995
        mfilem(l,j)=mean(mfile(l,j:j+4));
    end
    %a(l)=min(mfile2m(l,:));
    %a(l,:)=sort(mfile2m(l,:));
    %g(l) = mean(a(l,1:100));
end

%mediere temporală a 10 realizari consecutive
for l=1:398
    for j=1:9995
        mfilemm(l,j)=mean(mfilem(l:l+9,j));
    end
end

```

```

end
a(l,:)=sort(mfilemm(l,:));
g(l) = mean(a(l,1:100));
end

%s=mean(g);
%determinarea tuturor intervalelor de frecventa fara semnale receptionate
for l=1:398
    k=1;
    fmin(l,1)=1;
    while mfilemm(l,k)>g(l)+5
        fmin(l,1)=k;
        k=k+1;
    end
    signal=0;
    for j=k:9975
        c(l,j)=mean(mfilemm(l,j:j+20));
        if(c(l,j)>g(l)+5)
            if signal == 0
                fmax(l,d)=j;
                d=d+1;
            end
            signal=1;
        else
            if signal == 1
                fmin(l,d)=j+1;
            end
            signal=0;
        end
    end
    if signal == 0
        fmax(l,d)=9975;
    end
    d=1;
end

%determinarea celui mai larg interval de frecventa fara semnale
receptionate
for l=1:398
    e(l)=max(fmax(l,1:size(fmax,2)-1)-fmin(l,1:size(fmax,2)-1));
end

%stabilirea pozitiei in frecventa a acestui interval
for l=1:398
    e(l)=max(fmax(l,1:size(fmax,2)-1)-fmin(l,1:size(fmax,2)-1));
    for j=1:size(fmax,2)-1
        if(fmax(l,j)-fmin(l,j) == e(l))
            f(l)=j;
            break;
        end
    end
end
%daca nu a fost identificat nici un semnal, determina nivelul de zgomot
%folosind intreg intervalul
if fmax(l,1) == 0
    fmin(l,1)=1;
    fmax(l,1)=9975;
    f(l)=1;
end
end
end

```

```

%calculul pragului de detectie in functie de probabilitatea de alarma falsa
impusa
for l=1:398
    clear h;
    h=sort(mfilemm(l,fmin(l,f(l)):fmax(l,f(l))));
    prag_detectie(l)=h(round((1-pfa)*length(h)));
end

%estimarea gradului de ocupare spectrala
for l=1:398
    clear duty;
    for j=1:9995
        if mfilemm(l,j)>prag_detectie(l)
            duty(j)=1;
        else
            duty(j)=0;
        end
    end
    dutym(l)=mean(duty);
end

```

Anexa 3. Aplicația GNU Radio folosită pentru captura și prelucrarea informațiilor legate de spectrul de radiofrecvență

```
#!/usr/bin/env python
#
# Copyright 2005,2007,2011 Free Software Foundation, Inc.
#
# This file is part of GNU Radio
# edited by Alexandru Martian
#
# GNU Radio is free software; you can redistribute it and/or modify
# it under the terms of the GNU General Public License as published
by
# the Free Software Foundation; either version 3, or (at your option)
# any later version.
#
# GNU Radio is distributed in the hope that it will be useful,
# but WITHOUT ANY WARRANTY; without even the implied warranty of
# MERCHANTABILITY or FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE. See the
# GNU General Public License for more details.
#
# You should have received a copy of the GNU General Public License
# along with GNU Radio; see the file COPYING. If not, write to
# the Free Software Foundation, Inc., 51 Franklin Street,
# Boston, MA 02110-1301, USA.
#

from gnuradio import gr, eng_notation, window
from gnuradio import audio
from gnuradio import uhd
from gnuradio.eng_option import eng_option
from optparse import OptionParser
import sys
import math
import struct
import threading
import numpy
from datetime import datetime

sys.stderr.write("Warning: this may have issues on some
machines+Python version combinations to seg fault due to the callback in
bin_statistics.\n\n")

class ThreadClass(threading.Thread):
    def run(self):
```



```

        return

class tune(gr.feval_dd):
    """
    This class allows C++ code to callback into python.
    """
    def __init__(self, tb):
        gr.feval_dd.__init__(self)
        self.tb = tb

    def eval(self, ignore):
        try:
            new_freq = self.tb.set_next_freq()
            return new_freq

        except Exception, e:
            print "tune: Exception: ", e

class parse_msg(object):
    def __init__(self, msg):
        self.center_freq = msg.arg1()
        self.vlen = int(msg.arg2())
        assert(msg.length() == self.vlen * gr.sizeof_float)
        t = msg.to_string()
        self.raw_data = t
        self.data = numpy.fromstring(t, numpy.float32)

class my_top_block(gr.top_block):

    def __init__(self):
        gr.top_block.__init__(self)

        usage = "usage: %prog [options] min_freq max_freq"
        parser = OptionParser(option_class=eng_option, usage=usage)
        parser.add_option("-a", "--args", type="string", default="",
                           help="UHD device device address args
[default=%default]")
        parser.add_option("", "--spec", type="string", default=None,
                           help="Subdevice of UHD device where
appropriate")
        parser.add_option("-A", "--antenna", type="string",
                           default=None,
                           help="select Rx Antenna where appropriate")
        parser.add_option("-s", "--samp-rate", type="eng_float",
                           default=12.5e6,
                           help="set sample rate [default=%default]")
        parser.add_option("-g", "--gain", type="eng_float",
                           default=None,
                           help="set gain in dB (default is
midpoint)")
        parser.add_option("-T", "--tune-delay", type="eng_float",
                           default=25e-3, metavar="SECS",
                           help="time to delay (in seconds) after
changing frequency [default=%default]")
        parser.add_option("-D", "--dwell-delay", type="eng_float",
                           default=25e-3, metavar="SECS",
                           help="time to dwell (in seconds) at a given
frequency [default=%default]")
        parser.add_option("-F", "--fft-size", type="int",
                           default=2048,

```

```

                                help="specify number of FFT bins
[default=%default]")
                                parser.add_option("-N", "--nsweeps", type="int", default=1,
                                help="specify number of bandwidth sweeps
[default=%default]")
                                parser.add_option("-L", "--loffset", type="eng_float",
default=0,
                                help="set local oscillator offset
[default=%default]")
                                parser.add_option("", "--real-time", action="store_true",
default=False,
                                help="Attempt to enable real-time
scheduling")

                                (options, args) = parser.parse_args()
                                if len(args) != 2:
                                    parser.print_help()
                                    sys.exit(1)

                                self.min_freq = eng_notation.str_to_num(args[0])
                                self.max_freq = eng_notation.str_to_num(args[1])

                                if self.min_freq > self.max_freq:
                                    self.min_freq, self.max_freq = self.max_freq,
self.min_freq

                                self.fft_size = options.fft_size

                                if not options.real_time:
                                    realtime = False
                                else:
                                    r = gr.enable_realtime_scheduling()
                                    if r == gr.RT_OK:
                                        realtime = True
                                    else:
                                        realtime = False
                                        print "Note: failed to enable realtime scheduling"

                                self.u = uhd.usrp_source(device_addr=options.args,
                                                            stream_args=uhd.stream_args('fc32'))

                                if(options.spec):
                                    self.u.set_subdev_spec(options.spec, 0)

                                if(options.antenna):
                                    self.u.set_antenna(options.antenna, 0)

                                usrp_rate = options.samp_rate
                                self.u.set_samp_rate(usrp_rate)
                                dev_rate = self.u.get_samp_rate()
                                self.sweeps = options.nsweeps
                                self.offset = options.loffset
                                self.channels = (self.max_freq-self.min_freq)/usrp_rate
                                s2v = gr.stream_to_vector(gr.sizeof_gr_complex, self.fft_size)

                                mywindow = window.blackmanharris(self.fft_size)
                                fft = gr.fft_vcc(self.fft_size, True, mywindow)
                                power = 0
                                for tap in mywindow:
                                    power += tap*tap
                                self.power = power

```

```

        c2mag = gr.complex_to_mag_squared(self.fft_size)
        self.freq_step = 0.8 * usrp_rate
        self.used_bins = int(0.8 * self.fft_size)
        self.discarded_bins = int(0.1 * self.fft_size)
        self.min_center_freq = self.min_freq + self.freq_step/2
        self.nsteps = math.ceil((self.max_freq - self.min_freq) /
self.freq_step)
        self.max_center_freq = self.min_center_freq + (self.nsteps *
self.freq_step)
        self.next_freq = self.min_center_freq

        tune_delay = max(0, int(round(options.tune_delay * usrp_rate
/ self.fft_size)))
        dwell_delay = max(1, int(round(options.dwell_delay *
usrp_rate / self.fft_size)))

        self.msgq = gr.msg_queue(16)
        self._tune_callback = tune(self)
        stats = gr.bin_statistics_f(self.fft_size, self.msgq,
                                   self._tune_callback, tune_delay,
                                   dwell_delay)

        self.connect(self.u, s2v, fft, c2mag, stats)

        if options.gain is None:
            g = self.u.get_gain_range()
            options.gain = float(g.start()+g.stop())/2.0

        self.set_gain(options.gain)
        print "gain =", options.gain

    def set_next_freq(self):
        target_freq = self.next_freq
        self.next_freq = self.next_freq + self.freq_step
        if self.next_freq >= self.max_center_freq:
            self.next_freq = self.min_center_freq

        if not self.set_freq(target_freq):
            print "Failed to set frequency to", target_freq
            sys.exit(1)

        return target_freq

    def set_freq(self, target_freq):
        r =
self.u.set_center_freq(uhd.tune_request(target_freq,self.offset))
        if r:
            return True

        return False

    def set_gain(self, gain):
        self.u.set_gain(gain)

def main_loop(tb):
    a = numpy.ndarray((tb.sweeps,int(tb.nsteps*tb.used_bins)),float)
    while True:
        for i in range(0,tb.sweeps):
            b = numpy.array([])
            for j in range(0,int(tb.nsteps)):
                m = parse_msg(tb.msgq.delete_head())

```

```

        #print m.center_freq
        #print tb.nsteps
        #print i
        c = 10*numpy.log10(m.data)-
20*numpy.log10(tb.fft_size)-10*numpy.log10(tb.power/tb.fft_size)
        bins = numpy.fft.fftshift(c)
        bins =
bins[tb.discarded_bins:tb.discarded_bins+tb.used_bins]
        b = numpy.append(b, bins)
        b=b[0:int(tb.nsteps*tb.used_bins)]
        a[i,:]=b
        b=a.sum(axis=0)
        b=b/tb.sweeps
        f = open('./Y_dB.txt', 'w+')
        for x in b:
            f.write('%g\n'%x)
        f = open('flag.txt', 'w+')

if __name__ == '__main__':
    t = ThreadClass()
    t.start()

    tb = my_top_block()
    try:
        tb.start()
        main_loop(tb)
        tb.stop()
        print "sensing finished"
    except KeyboardInterrupt:
        print "sensing interrupted"
        pass

```