

MINISTERUL EDUCAȚIEI ȘI CERCETĂRII ȘTIINȚIFICE



UNIVERSITATEA TEHNICĂ
DIN CLUJ-NAPOCA

Aplicatii ale sistemelor automatizate pentru monitorizarea in timp real a campului electromagnetic

- Teza de abilitare -

Paul BECHET
ACADEMIA FORTELOR TERESTRE "NICOLAE BALCESCU" din SIBIU

- 2016 -

CUPRINS

Lista de abrevieri	2
Capitolul 1: Introducere	3
1.1. Evolutie profesionala	3
1.2. Contributii si impact	4
Capitolul 2: Rezultate semnificative ale activitatii de cercetare	8
2.1. Proceduri pentru evaluarea realista a expunerii umane la radiatia electromagnetica	11
2.1.1. Procedura pentru evaluarea cu acuratete a expunerii umane la radiatia emisa de dispozitivele wireless din structura retelelor locale (WLAN)	11
2.1.1.1. <i>Aspecte generale cu privire la evaluarea expunerii umane la radiatia dispozitivelor WLAN</i>	11
2.1.1.2. <i>Prezentarea procedurii de evaluarea a expunerii umane la radiatia dispozitivelor WLAN</i>	13
2.1.1.3. <i>Scenarii experimentale si rezultate masuratori</i>	18
2.1.2. Procedura pentru evaluarea cu acuratete a expunerii umane la campurile electromagnetice emise de statii de baza GSM	23
2.1.2.1. <i>Prezentarea procedurii de evaluarea a expunerii umane la radiatia statiilor de baza GSM900</i>	23
2.1.2.2. <i>Validarea si testarea procedurii de evaluarea a expunerii umane la radiatia statiilor de baza GSM900</i>	28
2.2. Detectia prezentei umane prin masurarea semnalelor biometrice folosind metode non-contact	34
2.2.1. Principiul de masurare a pulsului folosind radarul cu unda continua de tip Doppler	35
2.2.2. Evaluarea variabilitatii frecventei pulsului folosind estimarea spectrala de tip MUSIC	36
2.3. Detectia si evaluarea caracteristicilor semnalului in cazul unor forme de unda de banda larga si de banda ingusta	40
2.3.1. Evaluarea formelor de unda specifice standardului TETRA	40
2.4. Proiectarea si implementarea unor platforme SDR pentru predictii ionosferice si pentru comunicatii de date in gama HF	43
2.4.1. Evaluarea canalelor radio HF de tip NVIS	43
2.4.2. Implementarea si testarea unei forme de unda OFDM pentru comunicatii de date in conditii NVIS	51
Capitolul 3: Concluzii si directii de cercetare viitoare	57

LISTA DE ABREVIERI

GSM	Global System for Mobile Communications
WLAN	Wireless Local Area Network
PLL	Phase Locked Loop
DDS	Direct Digital Synthesis
HF	High Frequency
SDR	Software Defined Radio
NB	Narrow Band
WB	Wide Band
SNR	Signal to Noise Ratio
RBW	Resolution Bandwidth
RTBW	Real Time Bandwidth
SWT	Sweep Time
ACK	Acknowledgement
NVIS	Near Vertical Incident Skywave
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
AP	Access Point
RTS/CTS	Request to Send/ Clear to Send
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance
SIFS	Short Inter-Frame Spacing
DIFS	Distributed Inter-Frame Space
ICNIRP	International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection
FCC	Federal Communication Commission
RF	RadioFrequency
TCH	Traffic Channel
BCCH	Broadcast Control Channel
DANL	Display Average Noise Level
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
TETRA	Terrestrial Trunked Radio Standard
TEDS	TETRA Enhanced Data Service
FDD	Frequency Division Duplex
FDMA	Frequency Division Multiple Access
TDMA	Time Division Multiple Access
MUSIC	Multiple Signal Classification
CW	Continuously Wave
CCH	Control Channel
DSSS	Digital Sequence Spread Spectrum
ACI	Adjacent Channel Interference
CCI	Co-Channel Interference
EVM	Error vector Magnitude
BER	Bit Error Rate
GPS	Global Positioning System
TEC	Total Electron Content
VNA	Vector Network Analyzer
USRP	Universal Software Radio Peripheral
ZC	Zadoff-Chu

Capitolul 1: Introducere

Aceasta teza de abilitare evidenziază rezultatele principale pe linia cercetării științifice obținute de către candidat după susținerea tezei de doctorat în anul 2001 la Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca, domeniul Inginerie Electrică, cu tema *“Cercetări privind dezvoltarea fiabilă a structurilor de sintetizoare de frecvență pentru aplicații speciale”*, conducător prof. univ. dr. ing. Radu Ioan MUNTEANU.

1.1. Evoluție profesională

Autorul tezei de abilitare a absolvit în anul 1989 Academia Militară, Facultatea Tehnică Militară, Specialitatea Transmisiuni, și a început în același an cariera didactică la Institutul Militar de Transmisiuni din Sibiu.

Principalele repere care evidenziază activitatea didactică și de cercetare sunt:

- ✓ Între 1992 și 1996 - asistent universitar la Institutul Militar de Transmisiuni “Decebal” din Sibiu.
- ✓ Între 1996 și 2000 - asistent universitar în Academia Forțelor Terestre „Nicolae Bălcescu” din Sibiu.
- ✓ Între 2000 și 2003 - șef de lucrări în Academia Forțelor Terestre „Nicolae Bălcescu” din Sibiu.
- ✓ Între 2003 și 2005 - ofițer 2 în departamentul cercetare, studii, experimentări și interoperabilitate din Centrul de Pregătire pentru Comunicații și Informatică “Decebal” din Sibiu.
- ✓ Între 2005 și 2007 – șef al compartimentului instrucție și educație din Centrul de Pregătire pentru Comunicații și Informatică “Decebal” din Sibiu.
- ✓ Între 2007 și 2015 - conferențiar universitar în Academia Forțelor Terestre „Nicolae Bălcescu” din Sibiu.
- ✓ Începând cu martie 2015 – profesor universitar la Academia Forțelor Terestre „Nicolae Bălcescu” din Sibiu.
- ✓ Cadru didactic asociat la:
 - Universitatea “Lucian Blaga” din Sibiu, Facultatea de Inginerie, fiind titular la cursurile “Comunicații wireless” și “Compatibilitate electromagnetică” începând cu anul 2009.
 - Universitatea Tehnică din Cluj Napoca, Facultatea de Telecomunicații și Tehnologia Informației, unde desfășoară activități didactice la cursul de “Interferențe și compatibilitate electromagnetică în medii de comunicații radio” la programul de masterat “Sisteme integrate de comunicații cu aplicații speciale”, începând cu anul 2005.

Autorul a fost preocupat permanent de ridicarea nivelului științific și de actualizarea conținutului materialelor predate în conformitate cu ultimele realizări pe plan internațional, de expunerea acestora într-o manieră modernă și accesibilă studenților. Machetele didactice, platformele de măsură și aparatele de măsură și control sunt realizări proprii, părți practice ale lucrărilor de diplomă ale studenților sau rezultate în urma desfășurării activităților de cercetare din cadrul unor granturi sau proiecte de cercetare. Candidatul a inițiat în cadrul Academiei Forțelor Terestre „Nicolae Bălcescu”

programul de studii de licență “Managementul sistemelor de comunicații militare”. Programul se înscrie în tendința actuală de specializare a resursei umane din arma comunicații și informatica și răspunde cerințelor de integrare a personalului armatei noastre în aplicații complexe în medii de acțiune în care se cere un grad ridicat de interoperabilitate.

Autorul tezei de abilitare a condus mai multe proiecte de cercetare în calitate de director de proiect sau de responsabil de proiect la partener, în care au fost îndeplinite cu succes obiectivele asumate. Împreună cu colegi din Academia Forțelor Terestre a realizat un nucleu de cercetare care a reușit promovarea unor teme și proiecte de cercetare ce au fost finanțate prin diferite programe. Infrastructura de cercetare din laboratorul de “Compatibilitate electromagnetică” din Academia Forțelor Terestre a atras studenți, masteranzi și doctoranzi, atât din perspectiva finalizării lucrărilor de licență, dizertație sau teze de doctorat, cât și din perspectiva asigurării sprijinului în desfășurarea unor experimente în scopul publicării unor lucrări la manifestări științifice sau în reviste de prestigiu, cum sunt cele cotate ISI.

1.2. Contributii si impact

Contributiile pe linia cercetării științifice au constat în:

A. Implementarea unor sisteme automate pentru măsurarea câmpului electromagnetic din perspectiva îmbunătățirii evaluării expunerii la radiația electromagnetică

Metoda de măsurare se bazează pe medierea câmpului electromagnetic atât în timp cât și în amplitudine. Sistemul de măsură este automat și are în componență antena cu caracteristică izotropă, analizor spectral și aplicație software pentru achiziția și prelucrarea datelor. Metoda a fost aplicată în evaluarea expunerii în cazul unor surse de radiație specifice standardelor GSM și IEEE 802.11. În urma rezultatelor obținute au fost publicate mai multe lucrări, dintre care pot fi enumerate articolele publicate în reviste cotate ISI:

✓ **P. Bechet**, S. Miclaus, A.C. Bechet, *Improving the Accuracy of Exposure Assessment to Stochastic-like Radiofrequency Signals*, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY Volume: 54 Issue: 5 Pages: 1169-1177 DOI: 10.1109/TEMC.2012.2191290 Published: OCT 2012.

Lucrarea a fost premiata de UEFISCDI în cadrul Programului Resurse Umane, Competiție 2012, Cod PN-II-RU- PRECISI-2012-6- 120.

✓ **P. Bechet**, S. Miclaus, A.C. Bechet, *An analysis of the dependence of the electromagnetic exposure level in indoor environment on traffic direction, instantaneous data rate and position of the devices in a WLAN network*, MEASUREMENT, doi:10.1016/j.measurement.2015.02.035, Volume 67, May 2015, Pages 34–41.

Lucrarea a fost premiata de UEFISCDI în cadrul Programului Resurse Umane, Competiție 2015, Cod PN-II-RU-PRECISI- 2015-9-8718.

✓ S. Miclaus, **P. Bechet**, *Electromagnetic field strength in the proximity of WLAN devices during data and video files transmission*, ELECTRONICS LETTERS, Volume 50, Issue 19, 11 September 2014, p. 1397 – 1399, DOI: 10.1049/el.2014.0834.

✓ S. Miclaus, **P. Bechet**, M. Gheorghevici, *Long-term exposure to mobile communication radiation: an analysis of time-variability of electric field level in GSM900*

Downlink channels, RADIATION PROTECTION DOSIMETRY, Volume: 154 Issue: 2 Pages: 164-173 DOI: 10.1093/rpd/ncs169 Published: APR 2013.

✓ S. Miclaus, **P. Bechet**, C. Iftode, *The application of a channel-individualized method for assessing long-term, realistic exposure to radiofrequency radiation emitted by mobile communication base station antennas*, MEASUREMENT Volume: 46 Issue: 3 Pages: 1355-1362 DOI: 10.1016/j.measurement.2012.11.040 Published: APR 2013.

Lucrarea a fost premiata de UEFISCDI in cadrul Programului Resurse Umane, Competitie 2013, Cod PN-II-RU- PRECISI- 2013-7- 2583.

✓ S. Miclaus, **P. Bechet**, D. Stratakis, *Exposure levels due to WLAN devices in indoor environments corrected by the time-amplitude distribution factor of the quasi-stochastic signals*, RADIATION PROTECTION DOSIMETRY first published online March 2, 2014 doi:10.1093/rpd/ncu038.

✓ **P. Bechet**, S. Miclaus, *An improved procedure to accurately assess the variability of exposure to electromagnetic radiation emitted by GSM base station antennas*, MEASUREMENT SCIENCE & TECHNOLOGY Volume: 24 Issue: 1 Article Number: 015003 DOI: 10.1088/0957-0233/24/1/015003 Published: JAN 2013.

Lucrarea a fost premiata de UEFISCDI in cadrul Programului Resurse Umane, Competitie 2013, Cod PN-II-RU- PRECISI- 2013-7- 2472.

B. Implementarea si testarea unei metode non-contact pentru detectia umana

Metoda se bazeaza pe efectul Doppler ce se obtine in cazul unui radar cu unda continua. In cadrul modelului experimental a fost testata capacitatea algoritmului de procesare MUSIC in scopul detectiei batailor inimii in cazul unor perioade de timp de observare scurte. Prin dimensionarea adaptiva a subspatiului semnalului din algoritmul MUSIC au fost obtinute valori pentru timpul de detectie a batailor inimii cuprinse intre 8 si 28s. Rezultatele experimentale au fost publicate in articolul cotate ISI:

✓ **P. Bechet**, R. Mitran, and M. Munteanu, *A non-contact method based on multiple signal classification algorithm to reduce the measurement time for accurately heart rate detection*, REVIEW OF SCIENTIFIC INSTRUMENTS, 84, 084707 (2013).

Lucrarea a fost premiata de UEFISCDI in cadrul Programului Resurse Umane, Competitie 2013, Cod PN-II-RU- PRECISI- 2013-7- 2777.

C. Detectia semnalului in cazul unor forme de unda de banda larga si de banda ingusta

Au fost analizate metode de detectie a semnalelor prin masurarea energiei cat si prin masurarea puterii semnalelor. Pentru diferite forme de unda, de banda larga sau de banda ingusta, au fost estimate probabilitatile de detectie si de alarma falsa. In fiecare caz au fost implementate si testate sisteme de detectie in cazul unor forme de unda reprezentative pentru diferite standarde de comunicatii (TETRA, GSM etc.). O parte dintre rezultatele experimentale au fost publicate in articolul cotate ISI:

✓ R. Mitran, **P. Bechet**, *Measurement settings influence upon energy detection of TETRA signals*, Advances in Electrical and Computer Engineering, ISSN 1582-7445, vol. 10, no.3, 2010.

D. Analiza compatibilitatii electromagnetice in retelele radio de banda larga

Retelele radio de banda larga, in particular cele bazate pe metoda de imprastiere a spectrului prin saltul de frecventa, impun un comportament diferit al canalului de transmisie in scopul indeplinirii indicatorilor de calitate pentru serviciul de comunicatie. Au fost studiate resursele retelelor radio si dimensionate in functie de caracteristicile canalului radio in cazul transmisiei numerice a informatiei. In acest scop s-a implementat un sistem de achizitie de banda larga in timp real care a permis achizitia si prelucrarea timp-frecventa a semnalelor achizitionate.

O parte dintre rezultatele au fost publicate in articole prezentate la manifestari stiintifice indexate ISI Proceedings:

✓ **Bechet P.**, Mitran R., Pop O., Bouleanu I., *Measuring Adjacent Channel Power for tactical networks*, The XVII International Conference on Electromagnetic Disturbances EMD 2007, ISBN 978-83-60200-37-7, Bialystok, 19-21 september 2007, 42-46, Poland.

✓ **Bechet P.**, Mitran R., Miclaus S., *An analysis of frequency hopping radio networks*, The XVI International Conference on Electromagnetic Disturbances EMD 2005, Bialystok, september 2005, Poland.

De asemenea in anul 2010 împreună cu alți specialiști autorul tezei de abilitare a publicat (este prim autor) în Editura Academiei Române cartea "*Compatibilitatea electromagnetica în medii de comunicații radio*", care aduce contribuții atât în plan teoretic, prin extragerea și selecția unor date relevante cu privire la compatibilitatea electromagnetica în mediile radio, cât mai ales în plan practic, prin propunerea unor proceduri de măsură și îmbunătățirea preciziei în măsurare a nivelului intensității câmpului electromagnetic în cazul unor surse de emisie de bandă largă. Lucrarea sintetizează rezultatele cercetărilor desfășurate în comun sau de fiecare dintre autori în granturi de cercetare, proiecte, teze de doctorat sau articole publicate în țară sau în străinătate, și a obținut premiul "*Gheorghe Cartianu*" al Academiei Române pe anul 2010.

E. Proiectarea si implementarea unor senzori SDR (Software Defined Radio) pentru predictii ionosferice si pentru comunicatii de date in gama HF (High Frequency)

Rezultatele obtinute fac parte din cadrul proiectului de cercetare, programul Parteneriate in domenii prioritare, competitia PCCA 2013, cu tema "*Predictii de propagare ionosferica și comunicatii de bandă largă folosind senzori SDR în gama HF pentru suportul informațional în situații de urgență pe teritoriul României*", in care candidatul este director de proiect. Senzorii SDR ofera suportul tehnic pentru transmisia, achizitia si procesarea unor forme de unda atat de banda ingusta (Narrow Band – NB) cat si de banda larga (Wide Band – WB). Au fost implementate si testate forme de unda de sondare de tip Ortogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) cu largimi de banda variabile (2-16kHz). Algoritmii software de prelucrare au condus la evaluarea principalelor caracteristici ale canalului ionosferic: raport semnal/(zgomot+interferenta) – SNIR, banda de coerenta, frecventa critica a stratului F2 – foF2. Valorificarea proprietatilor statistice ale codului Zadoof-Chu a permis determinarea la receptie a numarului cailor de propagare si a intarzierii intre acestea, iar prin modificarea ecartului intre subpurtatoarele OFDM a fost posibila evaluarea canalelor ionosferice cu largimi de banda variabile. Achizitia in timp real a esantionelor de semnal IQ cu ajutorul platformei SDR si prelucrarea lor ulterioara

conduc la caracterizarea cu acuratețe a variației raportului semnal zgomot, ceea ce facilitează analiza fadingului rapid în gama HF. În particular, pentru comunicațiile de date de tip NVIS (Near Vertical Incident Skywave) în gama HF, prin controlul adaptiv al lărgimii de bandă (între 3 kHz și 24 kHz), au fost testate forme de undă de tip OFDM în scopul creșterii ratei de transfer a datelor.

Demersurile întreprinse de către candidat pe linia cercetării științifice s-au concretizat atât în consolidarea unei infrastructuri de cercetare competitive care să permită dezvoltarea unei baze informaționale și materiale consistente în scopul colaborării cu alte universități și centre de cercetare, cât și în valorificarea rezultatelor cercetării, prin participarea la manifestări științifice și publicarea în reviste de prestigiu, în mod special cotate ISI, cu factor de impact (de exemplu: IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Measurement, Electronics Letters, Measurement Science & Technology, Review of Scientific Instruments).

Sintetic, activitatea didactică și de cercetare a autorului tezei de abilitare este evidențiată de publicarea, după cum urmează: 12 articole în reviste cotate ISI (factor de impact cumulativ 12.28); 17 articole în volumele unor manifestări științifice indexate ISI Proceedings; 8 cărți de specialitate; 8 lucrări didactice (material didactic); 32 de lucrări în reviste și volume ale unor manifestări științifice indexate BDI. Ca urmare a scorului de relevanță și a factorului de impact a revistelor în care au fost publicate, 6 lucrări au fost premiate de către UEFISCDI în cadrul "Programului Resurse Umane, Premiul Rezultatelor Cercetării", *5 lucrări fiind poziționate în zonele Q1/Q2.*

Impactul rezultatelor științifice poate fi evidențiat și de citările, în mod special, în lucrări publicate în reviste cotate ISI cu factor de impact (de exemplu: Measurement, Neural Computing and Applications, Health Physics, Environmental Research, Radiation Protection Dosimetry, Environmental Monitoring and Assessment). Sintetic, pot fi enumerate: 40 citări în reviste cotate ISI sau indexate ISI Proceedings și 62 de citări în reviste și volume ale unor manifestări științifice indexate BDI. Ca urmare a rezultatelor obținute în plan didactic, cât și în activitatea de cercetare științifică, candidatul a obținut în anul 2013 premiul I în competiția - Omul anului 2013 în Forțele Terestre - secțiunea "Învățământ, știință și artă militară".

Capitolul 2: Rezultate semnificative ale activitatii de cercetare

În anul 2001 candidatul a susținut teza de doctorat cu titlul “*Cercetări privind dezvoltarea fiabilă a structurilor de sintetizoare de frecvență pentru aplicații speciale*” la Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca, conducător prof. univ. dr. ing. Radu Ioan MUNTEANU, în cadrul căreia a fost realizat un studiu asupra unor fundamente care stau la baza modelării și analizei structurilor sintetizoarelor de frecvență, în particular abordându-se: principalele metode de sinteză de frecvență, unele metode de îmbunătățire pentru caracteristicile sintezei (viteză de comutare, rezoluție în frecvență, atenuare componente perturbatoare și zgomote) în condițiile menținerii stabilității sistemului, comportarea sintetizoarelor la acțiunea perturbațiilor precum și arhitecturi de sintetizoare de frecvență în diferite aplicații.

Rezultatele obținute în cazul tezei de doctorat au fost utilizate în grantul ANSTI tip C, “*Contribuții la studiul sintezei de frecvență în aplicații*”, contract nr. 7062/05.11.2001, continuat în anul 2002 ca grant CNCSIS tip A și în cartea “*Sintetizoare de frecvență*”, Editura Academiei Forțelor Terestre, Sibiu, 2001.

Pot fi evidențiate următoarele contribuții:

- ✓ reducerea timpului de comutare în sinteza indirectă de frecvență prin creșterea numărului de comparații a comparatorului de fază;
- ✓ reducerea timpului de comutare în sinteza indirectă de frecvență prin creșterea frecvenței de referință;
- ✓ implementarea unei structuri hibride PLL-DDS de sintetizor de frecvență în gama [30,108] MHz cu performanțe îmbunătățite;
- ✓ implementarea unei structuri hibride PLL-DDS de sintetizor de frecvență în gama [30,108] MHz cu două bucle de sincronizare cu performanțe îmbunătățite.

În figura 2.1.1 se prezintă structura unui sintetizor de frecvență în care reducerea timpului de sincronizare are loc prin creșterea frecvenței de referință în etapa de achiziție a semnalului de referință. Practic sintetizorul va funcționa cu două frecvențe de referință, prima de valoare mare, pe timpul sincronizării și cea de a doua de valoare mică, pe timpul funcționării stabile.

În figura 2.1.2 este prezentat un comparator de fază care pe o perioadă a semnalului de referință permite două comparații, ceea ce va reduce la jumătate timpul de sincronizare.

În figura 2.1.3 se prezintă o structură hibridă PLL-DDS cu două bucle de sincronizare. Sinteza directă asigură un ecart redus pentru sintetizorul de frecvență iar faptul că cea de a doua buclă PLL are o frecvență de referință mare (între 5.25 și 5 MHz) acest lucru asigură o sincronizare rapidă.

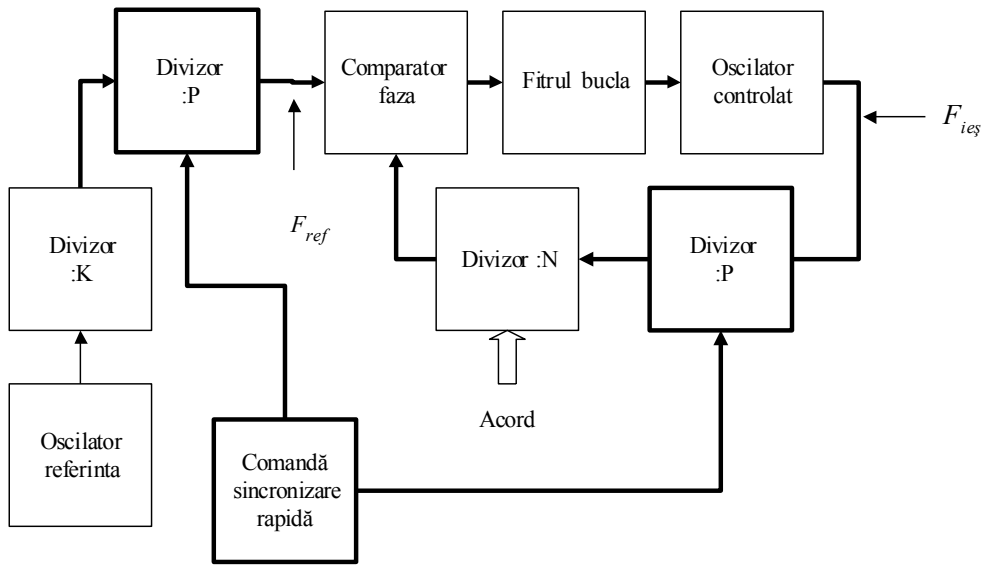


Figura 2.1.1. Schema bloc a sintetizorului de frecvență prin care se obține creșterea frecvenței de referință în etapa de sincronizare

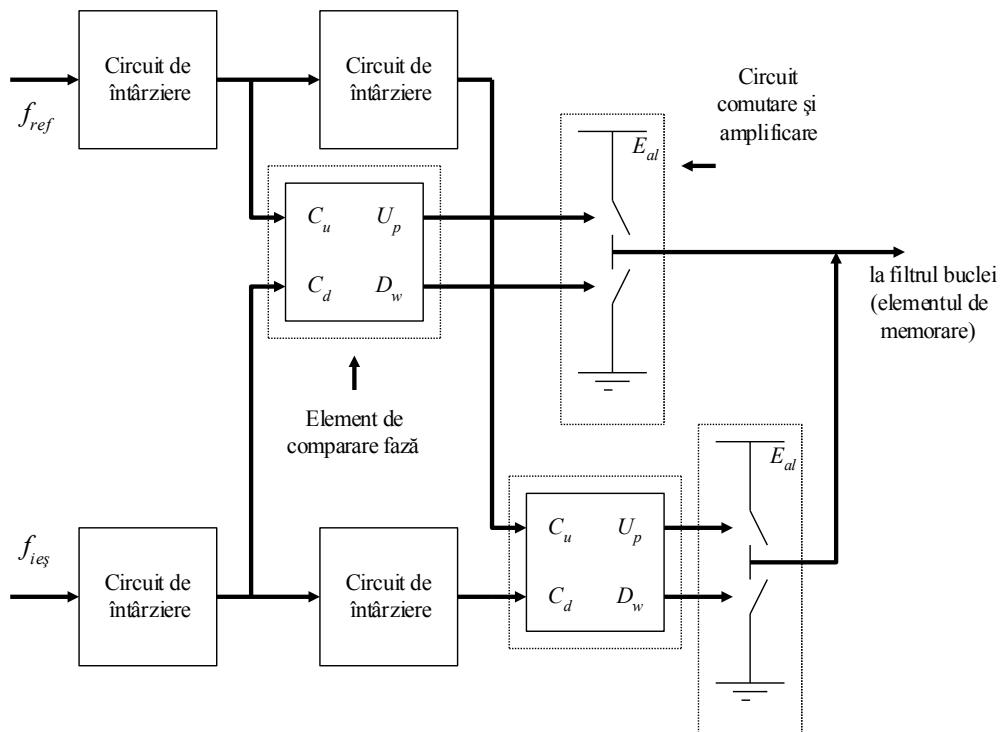


Figura 2.1.2. Schema bloc a sintetizorului de frecvență prin care se obține creșterea numărului de comparații a comparatorului de fază pe o perioadă a semnalului de referință

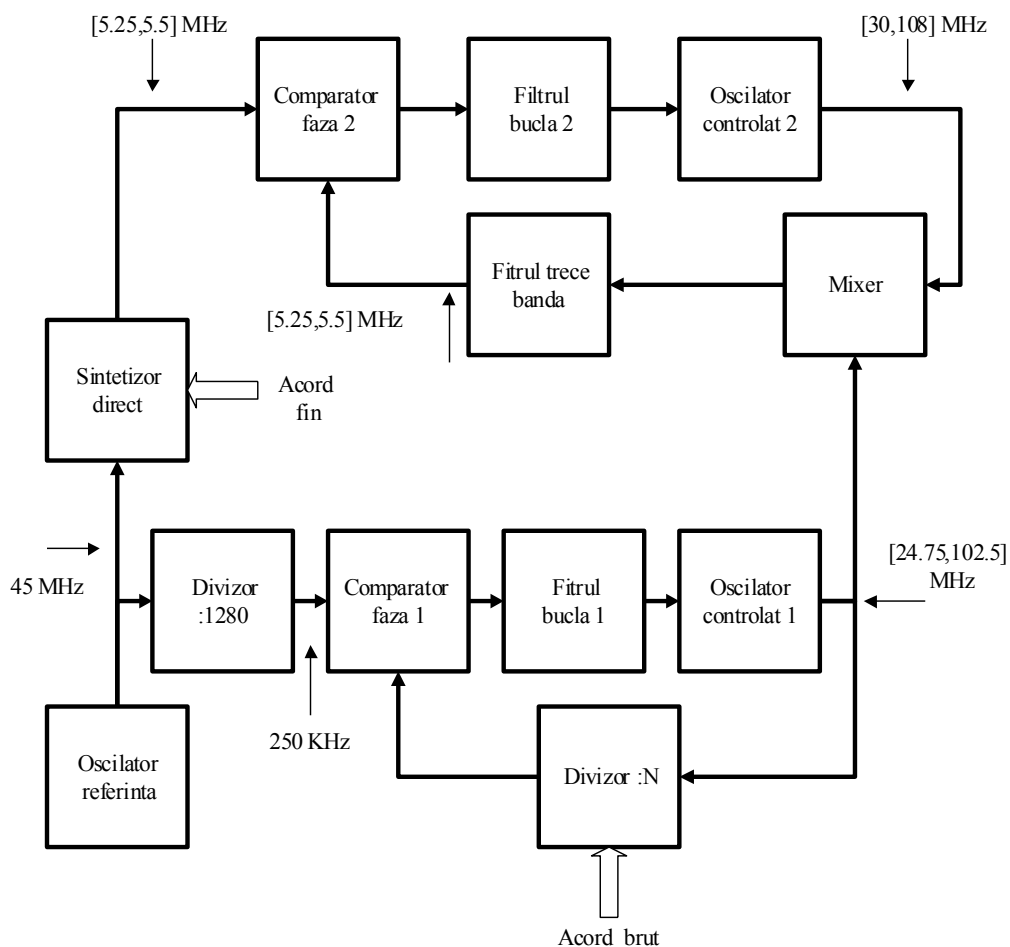


Figura 2.1.3. Structura hibrida de sintetizor de frecventa PLL-DDS cu doua bucle de sincronizare

Incepand cu anul 2001 candidatul a participat in calitate de director sau de membru in echipa de cercetare la desfasurarea activitatilor in cadrul mai multor proiecte de cercetare.

Un moment important a fost anul 2011, in care odata cu aparitia Legii 1/2011 a educatiei, candidatul a pus accent pe valorificarea rezultatelor cercetarii prin elaborarea si publicarea unor lucrari in reviste de prestigiu, in mod special cotate ISI, cu factor de impact. O parte dintre aceste cercetari vor fi prezentate in continuare.

2.1. Proceduri pentru evaluarea realista a expunerii umane la radiatia electromagnetica

2.1.1. Procedura pentru evaluarea cu acuratete a expunerii umane la radiatia emisa de dispozitivele wireless din structura retelelor locale (WLAN)

Asa cum a fost aratat si in capitolul 1, procedura cat si analize in detaliu asupra expunerii in proximitatea dispozitivelor WLAN au constituit subiectul unor lucrari publicate in reviste cotate ISI (IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, Volume 54, Issue 5, 2012; MEASUREMENT, Volume 67, May 2015; ELECTRONICS LETTERS, Volume 50, Issue 19, September 2014).

2.1.1.1. Aspecte generale cu privire la evaluarea expunerii umane la radiatia dispozitivelor WLAN

Cresterea popularitatii dispozitivelor wireless ca mijloc de comunicare a condus la preocupari consistente in randul specialistilor cu privire la evaluarea gradului de expunere la radiatia electromagnetica emisa de astfel de dispozitive wireless [Foster, 2007], [Schimd, 2007], [Barbiroli, 2011], [Viel, 2009], [Miclaus, 2009].

Evaluarea cu precizie a expunerii trebuie sa tina seama de caracterul stochastic al semnalelor WLAN, iar configurarea sistemului de masura trebuie sa aiba in vedere statistica semnalului WLAN. Un sistem minimal de evaluare a campului electromagnetic trebuie sa realizeze urmatoarele functii: detectia si captarea campului electromagnetic; selectia si inregistrarea campului electromagnetic de interes; stocarea, analiza si prelucrarea datelor rezultate in urma masuratorilor. Prima operatie se obtine prin utilizarea unor antene cu caracteristica izotropica daca pozitia sursei de emisie nu este cunoscuta sau daca se urmareste monitorizarea mai multor surse de emisie aflate in diferite puncte in spatiu, si a unor antene directive daca se monitorizeaza o sursa de radiatie electromagnetica a carui pozitionare este cunoscuta.

Daca se urmareste evidentierea surselor de emisie in diferite domenii de frecventa de interes pentru evaluarea expunerii cu precizie se recomanda utilizarea sistemelor de masura de banda ingusta (selective in frecventa). Elementul central al unui asemenea sistem de masura este analizorul spectral, care poate fi de doua categorii, analizor spectral cu baleiere sau analizor spectral vectorial, cu capabilitati de analiza in timp real. Un analizor cu spectral in timp real are performante ridicate dar are insa un cost ridicat si de aceea este mai putin folosit in evaluarea expunerii la radiatia electromagnetica. Chiar si in aceste conditii, in lucrarea [A. Peyman, 2010] se propune folosirea unui analizor spectral vectorial performant in scopul evaluarii cu acuratete a expunerii la radiatia emisa de surse WLAN. O analiza comparativa a acuratetei masuratorii intre un sistem cu baleiere si un sistem in timp real in cazul unor surse de semnal WLAN este data in [Bechet, 2011].

Problema principala in evaluarea campului electromagnetic in cazul WLAN consta in aceea ca semnalele emise sunt in impulsuri de scurta durata, intr-o banda larga de frecventa. Schimdt [2007] arata ca timpul de baleiere trebuie sa fie suficient de mare pentru a inregistra aceste variatii rapide ale semnalului WLAN.

Cel mai important parametru care influenteaza expunerea in cazul surselor de emisie de tip WLAN este factorul de umplere al transmisiei [Foster, 2007]. Pentru semnale WLAN valoarea minima a acestui factor este in modul de operare "idle" in care un punct de acces (AP) transmite doar semnalele beacon (durata 1ms cu o perioada de repetitie de 100 ms), ceea ce corespunde unui factor de umplere de 1%. In timpul traficului valoarea factorului de umplere creste si depinde de rata de transmitere, de calitatea semnalului, de numarul statiilor client care sunt afiliate la un AP, de numarul de AP care folosesc acelasi canal, de capacitatea retelei cablate in modul de operare Infrastructura si de protocolul de transmitere. Pentru o evaluare cu acuratete a nivelului de expunere este necesara ponderarea valorii maxime a puterii masurate cu un factor care depinde de calitatea semnalului WLAN, rata de transmisie si diferitele activitati ale dispozitivelor wireless, conform protocolului de transmisie CSMA/CA.

Verloock si altii [2010] prezinta in detaliu o procedura care calculeaza expunerea in functie de valoarea factorului de transmisie. Timpul de baleiere (Sweep Time) al analizorului spectral este determinat in functie de durata activa minima a semnalului.

Amplitudinile semnalelor WLAN sunt variabile si depind de dispunerea spatiala a diferitelor dispozitive wireless, de activitatile acestora in cadrul retelei si de calitatea legaturii. O solutie empirica in aprecierea factorului de ponderare al transmisiei care are in vedere pe langa evolutia temporala si variatia amplitudinii semnalelor WLAN este propusa in [Trincheru, 2008]. Ca si in [Verloock, 2010] valoarea efectiva a puterii semnalului se obtine prin ponderarea puterii maxime masurate, factorul de ponderare fiind dat de raportul dintre puterea medie si puterea maxima masurate in domeniul timp.

Procedura propusa de catre colectivul condus de candidat pleaca de la aceasta idee si investigheaza posibilitatea imbunatatirii acuratetei evaluarii expunerii folosind sistemele de masura cu baleiere, in cazul unor scenarii de operare a dispozitivelor wireless WLAN reprezentative pentru calitatea semnalului. Parametru critic pentru un analizor spectral cu baleiere in monitorizarea unor semnale variabile de tip burst, cum sunt si semnalele WLAN, este timpul de baleiere. Valoarea timpului de baleiere trebuie sa ia in considerare durata minima activa a semnalului. Un SWT mai mic decat durata activa a semnalului va supraestima valoarea masurata, in timp ce un SWT mai mare va subestima valoarea masurata. In cazul semnalelor WLAN dificultatea setarii SWT consta in faptul ca durata activa a semnalului nu este fixa ci variabila. Verloock si altii [2010] propun setarea SWT in cazul cel mai defavorabil, cand se obtine nivelul maxim al expunerii, ceea ce corespunde duratei minime active a semnalului WLAN. Durata minima activa a cadrului de date este variabila, si depinde de foarte multi factori, de aceea este foarte dificil de apreciat.

Procedura propune luarea in considerare pentru durata minima a semnalului, pe langa cea a cadrului de date, a doua cazuri: durata minima data de semnalul cu cea mai mare amplitudine care este semnalul de beacon si **durata minima a semnalizarilor care este a cadrelor ACK**. Avantajul luarii in considerare a duratei minime in acest mod este ca atat cadrele ACK cat si semnalul beacon au durate fixe, ceea ce va conduce la o valoare precisa pentru SWT in orice conditii de trafic. In scopul determinarii factorului de ponderare a puterii maxime s-a avut in vedere o analiza comparativa intre cei doi algoritmi propusi in [Verloock, 2010] si in [Trincheru, 2008]. Validarea rezultatelor masuratorilor atat in domeniul frecventa cat si in domeniul timp s-a facut prin comparatie cu un analizor spectral vectorial cu capacitate de raspuns in timp real. In scopul achizitiei marimilor masurate, prelucrarii datelor si controlului sistemului de masura au fost realizate aplicatii software in mediul MATLAB.

2.1.1.2. Prezentarea procedurii de evaluarea a expunerii umane la radiatia dispozitivelor WLAN

Elementul esential al sistemului de masura este analizorul spectral care poate fi analizor cu baleiere sau analizor vectorial in timp real. Analizorul cu baleiere se prezinta ca un filtru cu banda de trecere data de rezolutia de frecventa (RBW) care „aluneca” si monitorizeaza „serial” (secvential) domeniul de frecventa de interes (SPAN), cu o viteza de baleiere egala cu raportul dintre SPAN si timpul de baleiere (SWT).

Analizorul vectorial in timp real se prezinta ca un banc de filtre cu frecvente centrale egal distantate, banda fiecarui filtru fiind data de RBW, care monitorizeaza in „paralel” (in acelasi timp) domeniul de frecventa de interes. Spre deosebire de analizoarele spectrale cu baleiere care au dificultati in a monitoriza corect variatiile rapide ale semnalelor, analizoarele spectrale in timp real prezinta performante deosebite fiind capabile sa monitorizeze orice modificare a caracteristicilor de semnal in interiorul benzii de captura in care poate realiza analiza in timp real.

Pentru standardul IEEE 802.11g sunt posibile 13 canale, fiecare canal avand o largime de banda de 22MHz, iar frecventa centrala a unui canal k ($k=0, 1, \dots, 12$) este data de expresia:

$$F_k(\text{GHz}) = 2.412 + k \cdot 0.005 \quad (2.1.1.1)$$

Aceasta inseamna ca un analizor spectral vectorial in timp real, pentru a monitoriza toate cele 13 canale, trebuie sa aiba o banda de captura reala (RTBW – real time bandwidth) mai mare de 82 MHz.

Caracteristicile relevante ale unui analizor spectral cu baleiere din perspectiva evaluarii expunerii sunt: rezolutia de banda (RBW), banda filtrului de videofrecventa (VBW), domeniul de frecventa de interes (SPAN), modul de baleiere (Trace Mode), tipul detectorului, timpul de baleiere (SWT) sau viteza de baleiere (Sweep rate), Numarul de puncte de afisare M (Number of points), Nivelul de amplitudine de referinta (Reference Level).

Ca urmare a caracterului stochastic a semnalului WLAN sunt recomandate detectorul RMS (Root Mean Square) si modul de baleiere MaxHold, pentru a evita subestimarea nivelului de camp [Verloock, 2010], [Schmid, 2007]. Pentru a masura corect puterea semnalului, rezolutia de banda RBW trebuie sa fie mai mare decat pasul Δf in frecventa, dintre doua puncte de afisare consecutive. In acelasi timp pentru a asigura atenuarea suficienta a atenuarii interferentei produsa de canalul adiacent se recomanda ca RBW sa fie 1%–3% din largimea de banda a canalului [Rausher, 2001]. In cazul semnalelor in impuls banda filtrului de videofrecventa VBW este de obicei $(3 \div 10) \times$ RBW [Rausher, 2001]. In concluzie, marimile SPAN, RBW si numarul de puncte de afisare M sunt selectate astfel incat sa fie respectata relatia:

$$\Delta f = \frac{\text{SPAN}}{M} < \text{RBW} < 0.03 \cdot \text{Channel BW} \quad (2.1.1.2)$$

Parametrul critic in cazul folosirii analizoarelor cu baleiere pentru masurarea semnalelor WLAN este **timpul de baleiere SWT**. Daca se urmareste cazul cel mai defavorabil al expunerii atunci valoarea optima pentru SWT trebuie sa fie determinata in

functie de durata minima activa t_{amin} a semnalului WLAN in conformitate cu relatia [Verloock, 2010]:

$$SWT_{optim} = t_{amin} \cdot M \quad (2.1.1.3)$$

Durata activa minima a semnalului in cazul WLAN poate fi determinata daca se analizeaza activitatile desfasurate in domeniul timp de dispozitivele unei retele wireless, in conformitate cu protocolul CSMA/CA. Figura 2.1.1.1 ilustreaza diagrama de timp la transmisia datelor de catre un dispozitiv [P. Frei, 2010]. Ciclul CSMA/CA cuprinde cel putin secventele de timp corespunzatoare cadrului de date (DATA frame), de confirmare a receptiei datelor de catre statia destinatie ACK (Acknowledgment) si secventele de timp de asteptare, SIFS (Short Inter-Frame Spacing) si DIFS (Distributed Inter-Frame Space), dupa transmisia datelor si respectiv dupa receptia semnalului de confirmare ACK. Pentru a face posibila functionarea simultana a unor dispozitive wireless ce functioneaza conform unor standarde diferite (802.11g si 802.11b de exemplu) a fost introdus mecanismul de protectie RTS/CTS (Request to Send/ Clear to Send) care va modifica suplimentar diagrama de timp in realizarea transmiterii datelor.

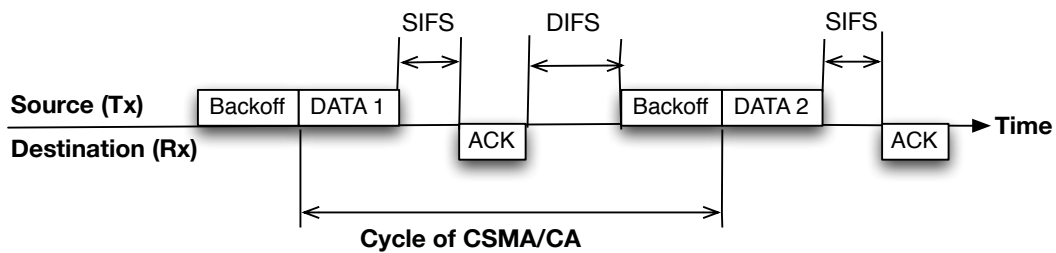


Figura 2.1.1.1. Diagrama de timp pentru transmisia datelor conform ciclului CSMA/CA

Pentru standardul 802.11g identificam patru cadre in diagrama de timp: DATA, ACK, CTS si RTS. Duratele de timp a celor patru cadre depind de rata de transmitere, iar pentru cadrul DATA si de marimea pachetului transmis. Durata cadrului DATA cea mai mica se obtine in cazul ratei de transfer cea mai mare. Indiferent inasa de marimea pachetului de date, tot timpul pachetul de date are o durata mai mare decat celelalte cadre CTS, RTS sau ACK [P. Frei, 2010]. De exemplu, pentru un pachet de date de marime 4000 bytes transmis cu o rata de 54Mbps, durata cadrului DATA este de 180 μ s. Daca avem in vedere cazul cel mai defavorabil al expunerii, durata minima activa a semnalului corespunde cadrului ACK pentru rata de transmitere cea mai mare, ceea ce inseamna 30 μ s [P. Frei, 2010].

O retea wireless isi va adapta permanent rata de transmisie si marimea pachetului de date in functie de calitatea legaturii, numarul de clienti care solicita accesul in acelasi timp, astfel incat factorul de umplere al transmisiei (Duty cycle) va fi variabil. Pentru a permite afilierea statiilor de lucru (clientilor) la reseaua wireless, un AP transmite periodic semnale de identificare a clientilor, cunoscute sub denumirea de "beacon signal" care au amplitudinea cea mai mare, durata de 1ms si perioada de repetitie de 100ms. Ceea ce se intampla intre doua semnale beacon depinde de factorul de umplere al transmisiei. Acest lucru poate fi observat in figura 2.1.1.2 (a) pentru modul de operare idle al unui AP, in care indentificam doar semnalul beacon. In modul de operare trafic al AP, regasim intre doua semnale beacon si celelalte cadre ale ciclului CSMA/CA. Masuratorile au fost efectuate cu ajutorul analizorului spectral vectorial Agilent V2820 in modul SPAN Zero si

prelucrate cu ajutorul unei aplicatii in mediul MATLAB. In figura 2.1.1.2b se prezinta factorul de umplere in cazul unor conditii de propagare bune (statia de lucru si AP in aceeasi incapere). Pot fi observate cele doua varfuri de putere care corespund semnalului beacon si ca factorul de umplere este mare, ceea ce arata un trafic bun.

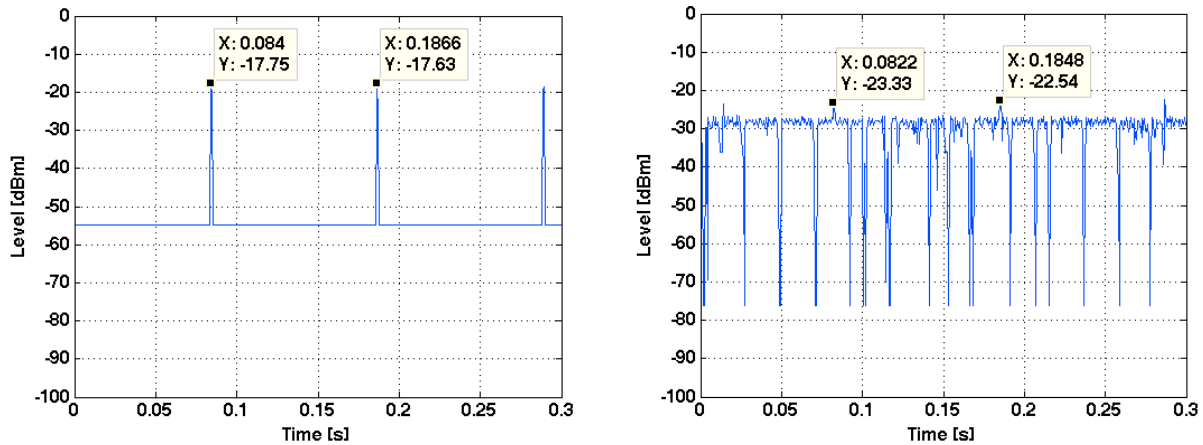


Figura 2.1.1.2. Diagrama de timp pentru AP: **a) Stanga** - in modul idle; **b) Dreapta** - in modul trafic

Pe parcursul transmisiei factorul de umplere este variabil, si de aceea valoarea maxima masurata a intensitatii campului trebuie ponderata cu un factor care depinde de calitatea transmisiei intre dispozitivele wireless. Procedura prin care acest factor se determina va influenta acuratetea evaluarii expunerii in cazul surselor WLAN. In [Verloock, 2010] factorul de ponderare ce se propune este dat de factorul de umplere al transmisiei, asa cum arata in expresia:

$$FP_1 = \frac{t_{active}}{t_{total}} \tag{2.1.1.4}$$

Pe langa distributia temporala, in calculul factorului de ponderare este importanta si amplitudinea diferitelor semnale din ciclul CSMA/CA, in functie de pozitia punctului de masura si de activitatea dispozitivelor wireless care sunt monitorizate. Pentru a evidentia acest lucru vom analiza cadrele ACK si DATA in domeniul timp intr-un punct de masura la mijlocul distantei dintre dispozitivele wireless, folosind o antena directiva (antenna horn), intr-un un caz simplificat, in care se face trafic unidirectional, de la statia de lucru catre AP. In figura 2.1.1.3a se prezinta situatia in care antena sistemului de masura este orientata pe directia statiei de lucru. Se poate observa ca amplitudinea cadrului DATA este mai mare cu aproximativ 35 dB fata de cadrul ACK. Orientarea antenei pe directia AP a condus la rezultatele din figura 2.1.1.3b, in care cadrul ACK este mai mare cu 15dB. Acest lucru evidentiaza faptul ca factorul de ponderare trebuie sa ia in calcul si variatia amplitudinii semnalului.

Solutia empirica propusa in [Trincherio, 2008] in scopul aprecierii factorului de ponderare, tine seama si de variatia amplitudinii semnalelor WLAN, si este aplicabila in doi pasi, ca si cea propusa in [Verloock, 2010]. In primul pas se masoara intensitatea maxima a campului in domeniul frecventa, cu analizorul in modul "Max Hold". In cel de al doilea pas, masuratoarea se face in domeniul timp cu analizorul spectral in modul "Span zero". Sunt evaluate valoarea maxima a puterii campului $P_{timeMax}$ si valoarea medie

$P_{timeAverage}$ pe o perioada de timp sufficient de mare (6 min conform recomandarilor standardelor – [ICNIRP, 2009]).

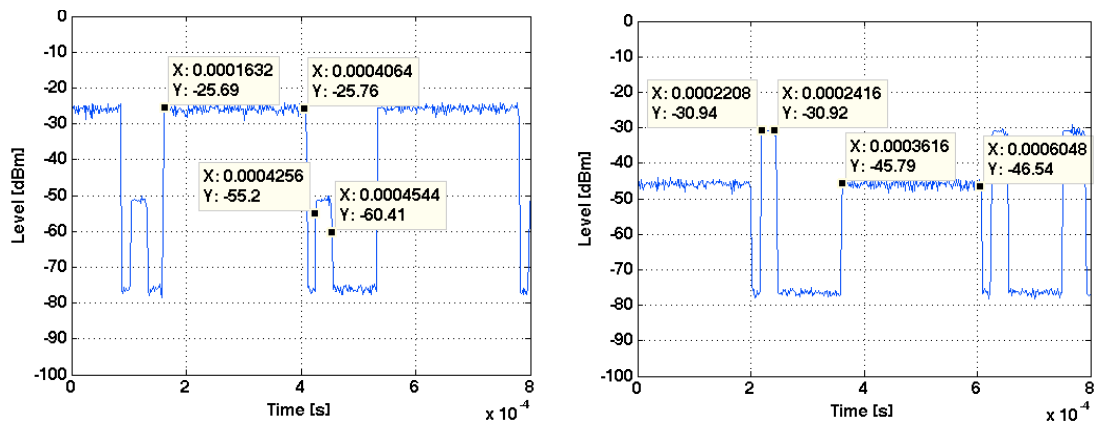


Figura 2.1.1.3. Campurile ACK si DATA: **a) Stanga** - campul DATA de amplitudine mai mare; **b) Dreapta** - campul ACK de amplitudine mai mare

Valoarea efectiva a factorului de ponderare se apreciaza ca fiind raportul dintre puterile medie si maxima, masurate in domeniul timp, asa cum se arata in relatia:

$$FP_2 = \frac{P_{timeaverage}}{P_{timeMax}} \quad (2.1.1.5)$$

Calculul factorului de ponderare al transmisiei in acest mod are in vedere pe langa variatia in timp si amplitudinile diferite ale cadrelor din ciclul CSMA/CA. Dispozitive wireless pot avea locatii diferite in spatiu in care este realizata reseaua wireless, ca atare este necesara medierea spatiala si in cazul factorului de ponderare al transmisiei, ceea ce inseamna determinarea valorii acestuia pe fiecare dintre cele trei directii ortogonale O_x , O_y si O_z a unei antene cu caracteristici izotropice. Daca E^{meas} este intensitatea maxima masurata a campului electromagnetic pe o anumita directie si FP reprezinta factorul de ponderare pe acea directie, atunci intensitatile campului pe cele trei directii ortogonale O_x , O_y si O_z vor fi:

$$\begin{cases} E_x = E_x^{meas} \cdot \sqrt{FP_x} \\ E_y = E_y^{meas} \cdot \sqrt{FP_y} \\ E_z = E_z^{meas} \cdot \sqrt{FP_z} \end{cases} \quad (2.1.1.6)$$

In urma medierii campului pe cele trei directii ortogonale O_x , O_y si O_z , rezulta intensitatea campului electromagnetic, asa cum se arata in expresia [Verloock, 2010]:

$$E_{meas}^{cor} = \sqrt{E_x^2 + E_y^2 + E_z^2} \quad (2.1.1.7)$$

Procedura de evaluare cuprinde urmatoorii pasi:

1. Determinarea timpului de baleiere optim SWT_{optim} in functie de duratele minime ale campurilor DATA, ACK sau beacon.

Dintre cele trei campuri, ACK are durata cea mai mica, ceea ce inseamna ca setarea SWT in functie de durata ACK este acoperitoare pentru cel mai defavorabil caz al expunerii, indiferent de conditiile de functionare ale retelei wireless.

2. Pozitionarea antenei pentru directia de masurare E_x .

Antena utilizata a fost ARC Seibersdorf Precision Conical Dipole Antenna PCD8250 (gama de frecventa de la 80 MHz la 2.5 GHz).

3. Setarea analizorului spectral in modul de lucru "Channel Power"

(ChBand=22Mhz): Trace Mode=MaxHold; RBW=300Khz; VBW=3Mhz; SWT=SWT_{optim}; RefLevel=RefLevel_{optim}; SPAN=20Mhz; Frecventa centrala=Frecventa canalului WLAN; tipul detectorului=RMS.

4. Masurarea puterii campului pe directia O_x .

Masuratorile au fost efectuate pe durata a 6min in modul MaxHold. Conversia puterii exprimata in dBm in intensitatea campului exprimata in (V/m) se face tinand seama de factorul de castig al antenei (AF), factorul de pierderi al cablului de RF (A_{RF}) si de impedanta Z de 50 Ω a cablului de RF, astfel:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{(W)} = 10^{\left[-3 + \frac{P_{(dBm)}}{10} \right]} \\ U_{(V)} = \sqrt{P_{(W)} \cdot Z} \\ U_{(dB\mu V)} = 20 \cdot \lg \left[U_{(V)} \cdot 10^6 \right] \\ E_{(dB\mu V/m)} = U_{(dB\mu V)} + AF_{(dB/m)} + A_{RF(dB)} \\ E_{(V/m)} = 10^{\left[-6 + \frac{E_{(dB\mu V/m)}}{20} \right]} \end{array} \right. \quad (2.1.1.8)$$

5. Determinarea pentru directia O_x a factorului de ponderare.

Masuratorile au fost efectuate pe durata a 6min. Setarile analizorului spectral: Modul de lucru SpanZero; Trace Mode: MaxHold sau Average; RBW = 22 MHz sau maxima permisa de analizor (pentru Agilent V2820: RBW=22MHz iar pentru FSH8: RBW=3MHz); Tipul detectorului=RMS; Frecventa centrala=Frecventa canalului WLAN; SWT=0.1 s pentru o rezolutie suficienta corespunzatoare a unui interval beacon.

6. Calculul intensitatii campului pentru directia O_x prin ponderarea corespunzatoare, in conformitate cu relatia (2.1.1.6).

7. Reluarea pasilor 2, 3, 4, 5 si 6 pentru directiile O_y si O_z .

8. Calculul intensitatii campului electromagnetic mediate spatial, asa cum se arata in relatia (2.1.1.7).

9. Prelucrarea si analiza datelor rezultate in urma masuratorilor.

Atat pentru controlul instrumentelor de masura, cat si pentru prelucrarea datelor au fost realizate aplicatii software in mediul MATLAB. Analizorul spectral cu baleiere utilizat este Rohde&Schwarz FSH8. Analizorul vectorial spectral în timp real este Agilent V2820. In figura 2.1.1.4 sunt prezentate cele doua analizoare spectrale si antenna PCD 8250.

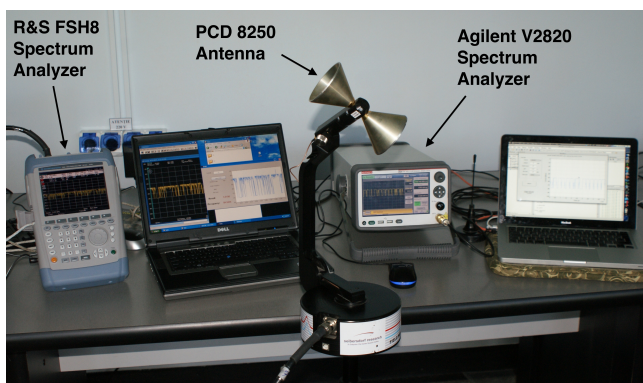


Figura 2.1.1.4. Elementele sistemului de masura

2.1.1.3. Scenarii experimentale si rezultate masuratori

A. Validarea in conditii de laborator a procedurii

Pentru validarea procedurii a fost utilizat cu generatorul vectorial R&S SM 300, formarea IQ a semnalului WLAN in banda de baza realizandu-se cu ajutorul generatorului R&S AM 300 prin intermediul pachetului software WinIQ. In figura 2.1.1.5a se prezinta diagrama de timp a semnalului, durata activa a acestuia fiind de 625 μ s. Pentru analizorul spectral R&S FSH8 numarul de puncte de afisare este 631, ceea ce inseamna ca, in conformitatea cu relatia (2.1.1.3), timpul de baleiere optim in acest caz este $SWT_{optim}=394$ ms.

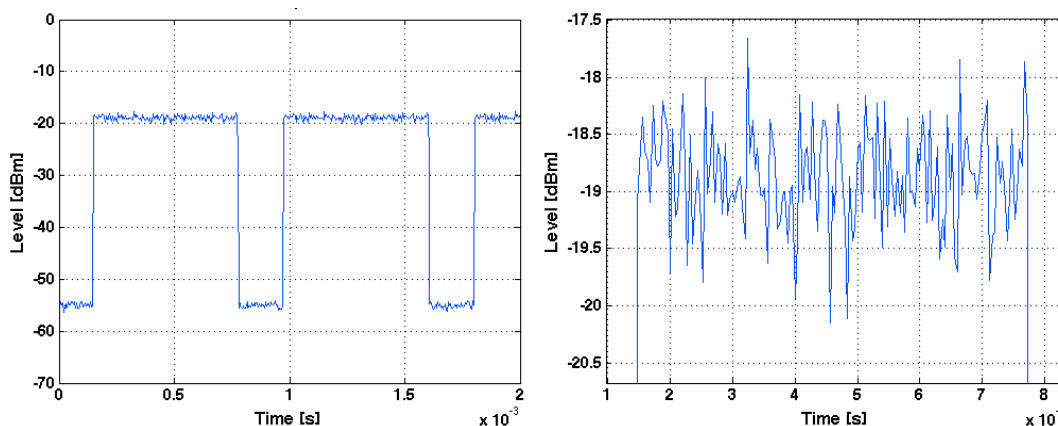


Figura 2.1.1.5. a) Stanga - Diagrama de timp a semnalului WLAN in cazul generatorului vectorial R&S SM300; b) Dreapta - Vedere in detaliu asupra duratei active a semnalul WLAN in cazul generatorului vectorial R&S SM300

Rezultatele masuratorilor cu cele doua analizoare, R&S FSH8 si Agilent V2820, si a datelor prelucrate referitoare la intensitatea campului electromagnetic si la factorul de ponderare al transmisiei sunt date in tabelul 2.1.1.1. Valorile E_{calc1} si E_{calc2} reprezinta intensitatile campului electromagnetic calculate, in urma ponderarii cu factorii masurati FP_1 si FP_2 si medierii spatiale, asa cum se arata in relatiile (2.1.1.6) si respectiv (2.1.1.7).

Table 2.1.1.1. Intensitatea campului electromagnetic in cazul: sursa WLAN generator vectorial R&S SM300

Analizor spectral	E_{meas} (V/m)	FP		E_{calc1} (V/m)	E_{calc2} (V/m)
		FP_1 (%)	FP_2 (%)		
FSH8	23.69	76.28	40.65	20.69	15.10
V2820	23.15	76.31	57.58	20.22	17.56

Intensitatea campului electromagnetic masurata este aproximativ aceeași in cazul celor doua analizoare, ceea ce arata ca setarea timpului de baleiere (SWT) cu relatia (2.1.1.3), asa cum se propune in [Verloock, 2010], conduce la evaluarea cu acuratete a campului electromagnetic.

Daca se vizualizeaza in detaliu semnalul WLAN pe durata activa a acestuia (figura 2.1.1.5b) se poate observa ca nu este constant si ca exista diferente de amplitudine (valoarea maxima este -17.65 dBm iar valoarea minima este -20.14 dBm). Acest lucru explica diferenta care apare intre rezultatele obtinute prin ponderare cu cele doua metode, factorul de ponderare FP_2 (raportul dintre valorile medie si maxima ale puterii in domeniul timp) fiind mai mic decat FP_1 (raportul dintre duratele activa si totala ale semnalului WLAN). Metoda de ponderare cu factorul FP_2 este mai realista din acest punct de vedere, deoarece tine seama de variatiile de amplitudine pe durata activa a semnalului.

B. Masuratori experimentale in conditii reale de operare a dispozitivelor WLAN

Procedura de evaluare a expunerii la radiatia unor dispozitive wireless din structura retelelor locale a fost aplicata in mai multe situatii de operare. Au fost avute in vedere mai multe caracteristici: distanta fata de dispozitivul wireless, rata de transfer a datelor, sensul de transfer a datelor (upload sau download), tipul informatiilor de transmise (data file, video file, etc), conditii de propagare, numarul statiilor de lucru, etc. Asa cum s-a aratat si in capitolul 1 au fost publicate mai multe lucrari, o parte dintre aceste rezultate urmand a fi prezentate in continuare.

In figura 2.1.1.6 se observa intensitatea campului electromagnetic in functie de distanta in cazul transferului unui fisier de date in conditii bune de propagare (punctul de acces – AP si statia de lucru in aceeasi incapere): a) in apropierea punctului de acces (AP); b) in apropierea statiei de lucru. Se remarca faptul ca, asa cum era de asteptat, intensitatea campului scade cu distanta dar ca sunt si alte aspecte care ar trebui luate in calcul cum este sensul de transmitere a datelor (upload sau download). De asemenea se observa ca intensitatea campului este mai mare in preajma punctului de acces fata de masuratorile in apropierea statiei de lucru.

In figura 2.1.1.7 poate fi observata intensitatea campului electromagnetic in functie de distanta, de data aceasta in cazul transferului unui fisier video. In ambele cazuri (in apropiere statiei de lucru sau in apropierea punctului de acces) se remarca faptul ca

intensitatea campului este mult mai mica fata de situatia in care transferul a vizat un fisier de date si ca apar diferente semnificative fata de valoare maxima a campului. Acest subliniaza importanta ponderarii campului in functie de variatia amplitudinii in timp asa cum se propune si de catre procedura de evaluare a expunerii implementata. Aceste rezultate subliniaza faptul ca in evaluarea cu precizie a expunerii la radiatia dispozitivelor wireless din structura retelelor locale este necesar sa fie luate in calcul si alte variabile, cum sunt: directia de trafic, rata de transfer, numarul de statii de lucru, pozitia fata de dispozitivul wireless cel mai apropiat, etc.

In figura 2.1.1.8 se arata ca prin cresterea ratei de transfer a datelor nu se obtine in mod obligatoriu si cresterea intensitatii campului electromagnetic, conditiile de propagare si sensul de transfer a datelor ("upload" sau "download") pot influenta de asemenea expunerea.

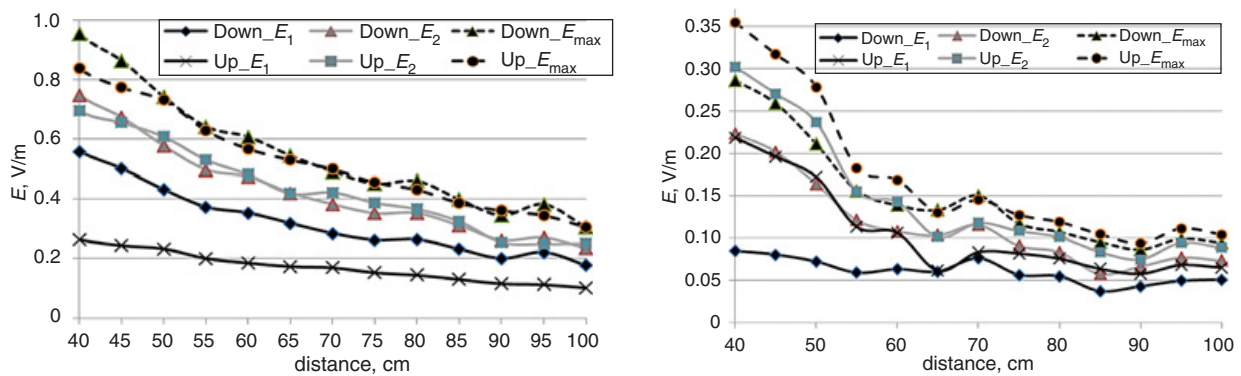


Figura 2.1.1.6. Intensitatea campului electromagnetic in functie de distanta in cazul transferului unui fisier de date: **a) Stanga** – in proximitatea punctului de acces (AP); **b) Dreapta** – in proximitatea statiei de lucru

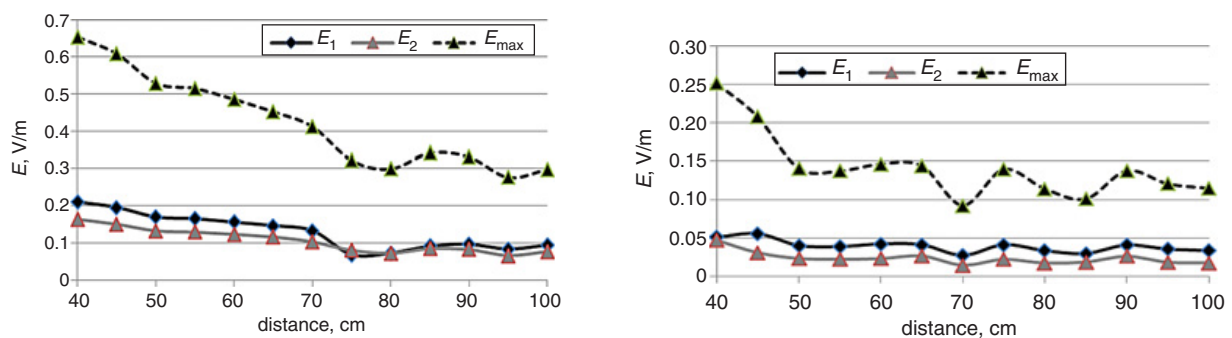


Figura 2.1.1.7. Intensitatea campului electromagnetic in functie de distanta in cazul transferului unui fisier video: **a) Stanga** – in proximitatea punctului de acces (AP); **b) Dreapta** – in proximitatea statiei de lucru

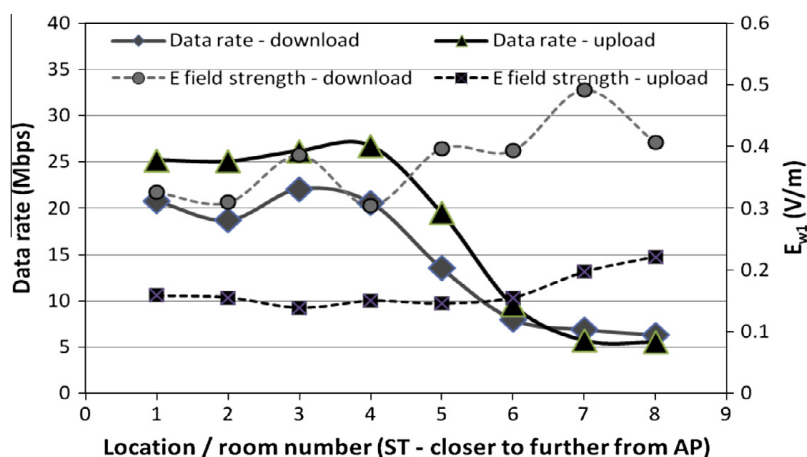


Figura 2.1.1.8. Intensitatea campului electromagnetic in functie de distanta in cazul transferului unui fisier video: **a) Stanga** – in proximitatea punctului de acces (AP); **b) Dreapta** – in proximitatea statiei de lucru

Bibliografie selectiva:

1. K. R. Foster, 2007, "Radiofrequency exposure from wireless LANS utilizing Wi-Fi technology", *Health Physics*, 92(3), pp. 280–289, March.
2. G. Schmid, P. Preiner, D. Lager, R. Uberbacher, R. George, 2007, "Exposure of general public due to wireless LAN applications in public places", *Radiat. Protect Dosim.*, 124, pp. 48–52.
3. M. Barbiroli, C. Carciofi, D. Guiducci, 2011, "Assesment of Population and Occupational Exposure to Wi-Fi Systems: Measurements and Simulations", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 53, No.1, pp. 219-228, February.
4. J. F. Viel, E. Cardis, M. Moissonnier, René de Seze, M. Hours, 2009, "Radiofrequency exposure in the French general population: Band, time, location and activity variability", *Environment International*, vol. 35, pp 1150-1154, November.
5. S. Miclaus, P. Bechet, I. Bouleanu, R. Helbet, 2009, "Radiofrequency field distribution assessment in indoor areas covered by wireless local area networks," *Advances in Electrical and Computer Engineering*, No. 1, pp. 52-55, February.
6. S. Mann, 2010, "Assessing personal exposures to environmental radiofrequency electromagnetic fields", *Comptes Rendus Physique*, Volume 11, Issues 9-10, pp 541-555, November-December.
7. O. Lauer, G. Neubauer, M. Rösli, M. Riederer, J. Fröhlich, 2010, "Measurement Accuracy of Band – Selective Personal Exposure Meters", *The Bioelectromagnetics Society 32nd Annual Meeting Seoul South Korea*, June.
8. A. Peyman, M. Khalid, C. Calderon, D. Addison, T. Mee, M. Maslanyj, S. Mann, 2011, "Assesment of exposure to electromagnetic fields from wireless computer networks (Wi-Fi) in schools; results of laboratory measurements", *Health Physics*, 100(6), pp. 594-612, June.
9. ICNIRP 16/2009, Exposure to high frequency electromagnetic fields, biological effects and health consequences (100 kHz-300 GHz).
10. P. Frei, 2010, "Personal exposure to radio frequency electromagnetic fields and implications for health", *PhD Thesis*, University of Basel, Swiss.
11. P. Bechet, S. Miclaus, 2011, "Swept Versus Real-time Spectrum Analyzer Ability to Accurately Asses Electromagnetic Exposure due to Wireless Communications Signals in the Environment: An Analysis", *PIERS Online*, Vol. 7, No. 3, pp. 276-280.
12. C. Olivier, L. Martens, 2005, "Optimal settings for narrow band signal measurements used for exposure assessment around GSM base station antennas," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 54, no. 1, pp. 311–317, February.

13. C. Olivier, L. Martens, 2007, "Optimal Settings for Frequency-Selective Measurements Used for the Exposure Assessment Around UMTS Base Stations", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 56, no. 5, pp. 1901–1909, October.
14. L. Verlook, W. Joseph, G. Vermeeren, L. Martens, 2010, "Procedure for assessment of general public exposure from WLAN in offices and in wireless sensor network testbed", *Health Physics*, 98, pp. 628–638.
15. D. Trincherò, B. Fiorelli, R. Stefanelli, L. Anglesio, A. Benedetto, S. Trincherò, G. d'Amore, M. Borsero, and G. Vizio, 2008, "Electromagnetic field measurement in presence of radiofrequency wideband digital signals," in *Proc. 2008 URSI Gen. Assem.*, Chicago, IL, pp. 7–16, August.
16. C. Rauscher, 2001, "Fundamentals of Spectrum Analysis", München, Germany: Rohde and Schwarz.

2.1.2. Procedura pentru evaluarea cu acuratete a expunerii umane la campurile electromagnetice emise de statii de baza GSM

Evaluarea expunerii la radiatia surselor specifice standardelor de comunicatii mobile continua sa ramana de interes in randul specialistilor si vizeaza pe de o parte variabilitatea expunerii ca urmare a diversitatii spatiale, temporale si in frecventa a campului electromagnetic emis, prin introducerea tehnologiilor de banda larga specifice generatiilor 3G si 4G, iar pe de alta parte, imbunatatirea procedurilor de masura, in scopul cresterii acuratetei evaluarii expunerii reale.

In mod uzual caracterizarea expunerii la radiatia statiilor de baza GSM (Global System for Mobile Communications) a fost realizata prin masuratori pe perioade scurte de timp (mai putin de 6min sau 30min) in concordanta cu liniile directe recomandate de standarde cum sunt cele elaborate de ICNIRP si FCC. Proceduri in vederea evaluarii expunerii si analize cu privire la distributia campului electromagnetic in vecinatatea statiilor de baza GSM au fost dezvoltate de mai multi autori [Joseph, 2009], [Joseph, 2010], [Zaher Mahfouz, 2012]. Un colectiv condus de candidat a propus o procedura care imbunateste precizia evaluarii expunerii la radiatia electromagnetica produsa de statiile de baza GSM. Procedura a fost publicata de catre candidat in revista cotata ISI "MEASUREMENT SCIENCE & TECHNOLOGY, Volume: 24, Issue: 1", iar studii statistice asupra expunerii umane la radiatia emisa de statiile de baza GSM au fost realizate in lucrarile publicate in revistele cotate ISI: MEASUREMENT, Volume: 46, Issue: 3, APR 2013; RADIATION PROTECTION DOSIMETRY, Volume: 154, Issue: 2, APR 2013.

Originalitatea procedurii consta in aceea ca studiul distributiei temporale a traficului nu se face in acelasi timp pe intreg spectrul GSM downlink ci identifica traficul separat pe fiecare din cele 124 de canale GSM. Evaluarea pe intreg spectrul GSM downlink se realizeaza prin integrarea rezultatelor pe fiecare canal GSM. In acest mod intr-o locatie in care se face evaluarea expunerii se poate identifica distinct activitatea fiecarui canal GSM.

Traficul pentru fiecare statie de baza a unui anume operator este independent iar analiza expunerii individualizata pe fiecare canal GSM contribuie astfel la o acuratete mai buna a evaluarii. In acelasi timp, procedura analizeaza distributiile campului electromagnetic pe fiecare din cele doua tipuri de canale reprezentative standardului GSM, de control BCCH si de trafic (TCH - Traffic Channel) si nu necesita informatii suplimentare de trafic, de exemplu de la operatori. Validarea procedurii a fost facuta cu ajutorul unui analizor spectral cu capabilitati de analiza in timp real, controlat de o aplicatie software in mediul MATLAB, special realizata in acest scop.

2.1.2.1. Prezentarea procedurii de evaluarea a expunerii umane la radiatia statiilor de baza GSM900

Sistemele GSM opereaza in gamele 900MHz si 1800MHz, fiind cunoscute ca GSM900 si respectiv GSM1800. Pentru a permite accesul la resursele canalului de comunicatie, standardul de comunicatie GSM utilizeaza o combinatie FDD/FDMA/TDMA. Din considerente de compatibilitate electromagnetica, o statie de baza GSM900 poate folosi o parte din cele 124 purtatoare din banda GSM downlink, fiecare purtatoare fiind capabila sa sustina 8 conexiuni separate temporal (8 sloturi de timp), un slot avand durata de 577 μ s.

Din punct de vedere al canalelor unei statii de baza pot fi identificate canale fizice si canale logice. Canalele fizice reprezinta totalitatea sloturilor temporale ce sunt alocate unei statii de baza. De exemplu, daca o statie de baza are alocate 6 purtatoare, din punct de vedere fizic pot fi obtinute 48 de canale de comunicatie. Canalele logice se refera la sarcinile ce trebuie indeplinite in cadrul unui canal fizic si din acest punct de vedere sunt doua tipuri de canale, de trafic (TCH) si de control CCH (Control Channel). Din perspectiva temporala a evaluarii expunerii un canal logic de control special este canalul pilot BCCH, care este emis continuu, cu nivelul de putere cel mai mare, de catre statiile de baza, pentru semnalizarea si controlul eventualelor statii mobile din aria de acoperie. Un canal BCCH alocat unei purtatoare va ocupa toate cele 8 sloturi temporale (in total 4.615ms). Din aceasta cauza pentru a nu se pierde din vedere cazul cel mai defavorabil, evaluarile de expunere se fac prin raportarea la acest canal. Canalele de trafic (TCH) au nivele de putere mai mici decat canalul BCCH si depind de cerintele de trafic ale statiilor mobile. Aceasta inseamna ca o purtatoare destinata traficului in functie de solicitari poate alocata mai multe sloturi temporale in cazul unui trafic ridicat sau mai putine sloturi pentru un trafic mai scazut. In concluzie, o statie de baza produce expunerea maxima si continua pe canalul BCCH si expunere mai mica, variabila in timp si amplitudine, in functie de traffic, pe canalele TCH. In tabelul 2.1.2.1 sunt prezentate sintetic principalele caracteristici ale GSM900 downlink cu relevanta asupra evaluarii expunerii.

Tabel 2.1.2.1. Caracteristici ale GSM900 downlink

Parametru	Valoare
Banda de frecventa	25 MHz (935-970MHz)
Numar de purtatoare	124
Largimea de banda a canalului	200 kHz
Metoda de acces	FDMA/TDMA
Numar de sloturi temporale	8
Durata unui slot	577µs
Modulatia	GMSK
Nivele de putere ale statie de baza GSM	class 2 - 39 dBm/8W; class 3 - 37 dBm/5W; class 4 - 33 dBm/2W; class 5 - 29 dBm/800mW.

Problema evaluarii cu acuratete a expunerii in cazul statiilor de baza GSM consta in aceea ca o parte dintre canale, cum sunt canalele TCH sunt variabile in functie de cerinta de trafic. Pe durata unui cadru de 4,615 ms alocarea celor 8 sloturi temporale este variabila, asa cum se prezinta in figura 2.1.2.1a, in care sunt ocupate doar 2 sloturi. Masurarea nivelului de camp pe intreaga banda GSM downlink, prin evidentierea numai a valorilor maxime, in modul de operare a sistemului de masura Max Hold, fara a tine seama de activitatea de trafic pe fiecare din cele 124 de canale, va supraestima considerabil expunerea la radiatia statiilor de baza.

Procedura ia in considerare acest lucru si propune evaluarea expunerii in doi pasi, in primul pas se masoara valoarea maxima pentru fiecare canal GSM, iar in cel de al doilea se determina un factor de ponderare pentru fiecare canal, pe baza variatiei in timp a nivelului de camp. Pentru un canal BCCH in care transmisia este continua factorul de ponderare este 100%, in timp ce pentru un canal TCH factorul de ponderare va depinde de gradul de ocupare al canalului in functie de trafic. De exemplu, daca din cele 8 sloturi temporale sunt ocupate numai 4, factorul de ponderare va fi 50%.

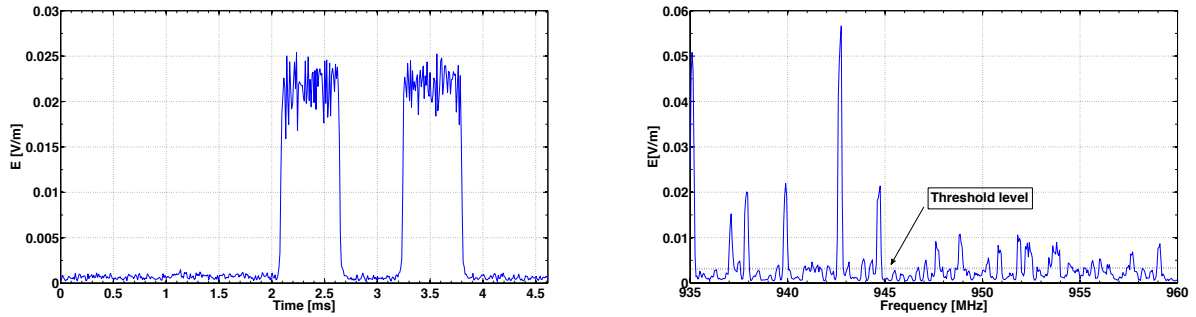


Figura 2.1.2.1. a) Stanga - Cadru unui canal GSM de tip TCH; **b) Dreapta** - Stabilirea pragului in functie de DANL si nivelul minim din canalele GSM

Factorul de ponderare contribuie la evidentiarea cu acuratete a variatiei puterii pe durata celor 8 sloturi temporale, si este determinat cu expresia [Trinichero, 2008]:

$$WP = \frac{P_{time_average}}{P_{time_Max}} \quad (2.1.2.1)$$

Originalitatea procedurii consta in aceea ca determinarea factorului de ponderare prin masurarea celor doua valori, puterea medie ($P_{time_average}$) si puterea maxima (P_{time_Max}), se face nu pentru toate cele 124 de canale GSM downlink ci numai pentru canalele prezente si relevante in locatia de masurare. Decizia de calcul sau nu pentru un canal GSM din cele 124, se va lua prin comparare cu un nivel minim de prag, asa cum se prezinta in figura 2.1.2.1b. In acest mod, timpul in care se face o evaluare a factorilor de ponderare pe intreg spectrul GSM downlink va fi alocat eficient doar acelor canale relevante pentru locatia in care se face evaluarea expunerii. Stabilirea nivelului de prag depinde de valoarea nivelului de zgomot afisat al analizorului spectral (DANL) si de masura in care canalele de nivele mici contribuie la nivelul total al expunerii.

Intensitatea campului pe intreg spectru GSM downlink se obtine prin medierea spatiala pe baza valorilor calculate si masurate pe cele 3 directii ortogonale, O_x , O_y si O_z , astfel:

$$E_{total} = \sqrt{E_x^2 + E_y^2 + E_z^2} \quad (2.1.2.2)$$

Pentru fiecare din cele trei directii, intensitatea este reprezentata de nivelurile maxime masurate pentru toate canalele GSM prezente in locatia evaluata ($E_{i_max_meas}$, i reprezinta canalul masurat, $i=1,2,\dots,124$), ponderate cu factorul (WP_i), dupa cum urmeaza:

$$\begin{cases} E_x = \sqrt{\sum_i E_{i_max_meas_x}^2 \cdot WP_{xi}} \\ E_y = \sqrt{\sum_i E_{i_max_meas_y}^2 \cdot WP_{yi}} \\ E_z = \sqrt{\sum_i E_{i_max_meas_z}^2 \cdot WP_{zi}} \end{cases} \quad (2.1.2.3)$$

Inregistrarea datelor din zona de interes a unui canal GSM se realizeaza prin intermediul analizorului spectral care poate fi analizor spectral cu baleiere sau analizor spectral vectorial (cu capabilitati de analiza in timp real). Un analizor vectorial este mai performant si poate monitoriza cu usurinta variatiile rapide ale campului electromagnetic din banda de interes a unui canal GSM de tip TCH, dar are si un pret de cost mai mare. In anumite conditii si un analizor spectral cu baleiere poate inregistra cu acuratete variatiile temporale rapide ale canalelor GSM.

Indiferent de tipul analizorului, ca urmare a variatiilor canalelor TCH, asa cum se arata si in [Olivier, 2005], tipul de detector recomandat este RMS (Root Mean Square). Rezolutia de banda a analizorului spectral (RBW) este determinata astfel incat sa se asigure atenuarea a interferentei canalului adiacent ceea ce inseamna ca pentru un canal GSM de largime 200kHz, o valoare RBW<200kHz este suficienta. In [Olivier, 2005] se arata ca o rezolutie de banda mai mica de 50kHz permite distinctia cu o eroare de 2 dB a doua canale GSM adiacente, a caror diferenta de putere relativa este de 10dB.

In tabelul 2.1.2.2 sunt prezentate sintetic setarile sistemului de masura in cele doua moduri de operare, "Channel Power" pentru evaluarea nivelului maxim in canalul GSM si "Zero Span" pentru determinarea factorului de ponderare WP.

Tabel 2.1.2.2. Setari recomandate pentru analizorul spectral in cazul evaluarii expunerii pentru GSM downlink

Metoda de masura	Parametru	Valoare
Max-Hold measurement (Channel Power)	Frecventa centrala	947.5 MHz
	RBW	30 kHz
	VBW	300 kHz
	Detector	RMS
	Span	25 MHz
	Max-Hold time	1min
Measurement in time domain (Zero Span)	Frecventa centrala	Frecventa canalului 935+k*0.2 MHz, k=0,1...123
	RBW	150 kHz
	SWT	4.165 ms
	Detector	RMS
	Span	0

Pentru fiecare din cele 3 directii ortogonale, in scopul determinarii campului total in conformitate cu relatia (2.1.2.2), aplicarea procedurii de masura presupune parcurgerea urmatoarelor pasi:

- 1. Evaluarea nivelului maxim pe intreg spectrul GSM downlink si determinarea puterii maxime pe fiecare canal din cele 124 de canale de largime de banda 200kHz prin masuratori in modul de operare a analizorului spectral Max Hold.** Timpul de observare, asa cum se recomanda in standarde este de 6min [ICNIRP, 2009]. Conversia puterii exprimata in dBm in intensitatea campului exprimata in (V/m) se face tinand seama de factorul de castig al antenei (AF), factorul de pierderi al cablului de RF (A_{RF}) si de impedanta Z de 50 Ω a cablului de RF, astfel:

$$\begin{cases} P_{(W)} = 10^{\left[-3 + \frac{P_{(dBm)}}{10}\right]} \\ U_{(V)} = \sqrt{P_{(W)} \cdot Z} \\ U_{(dB\mu V)} = 20 \cdot \lg[U_{(V)} \cdot 10^6] \\ E_{(dB\mu V/m)} = U_{(dB\mu V)} + AF_{(dB/m)} + A_{RF(dB)} \\ E_{(V/m)} = 10^{\left[-6 + \frac{E_{(dB\mu V/m)}}{20}\right]} \end{cases} \quad (2.1.2.5)$$

Pentru toate canalele GSM prezente in locatia evaluata se va determina intensitatea maxima a campului ($E_{i_max_meas}$, i reprezinta canalul masurat, i=1,2...124).

- 2. Determinarea canalelor relevante asupra expunerii prin compararea cu pragul minim de decizie stabilit.** Canalele GSM care depasesc nivelul de prag vor fi luate in calculul campului total, contributia celorlalte canale fiind considerata neglijabila.
- 3. Determinarea factorului de ponderare WP prin aplicarea relatiei (2.1.2.1), pentru fiecare canal pentru care se depaseste nivelul de prag.** Masuratorile in scopul evaluarii puterilor medii ($P_{time_average}$) si puterii maxime (P_{time_Max}), sunt realizate in domeniul timp, prin operarea analizorului spectral in modul Zero Span. Timpul de baleiere cuprinde un cadru GSM de durata 4.615ms (8 sloturi temporale) iar timpul de monitorizare va fi dat de numarul de baleieri (Sweep Numbers), prin luarea in considerare a evolutiei traficului pe un canal TCH. Analiza statistica pentru o statie de baza GSM [Junqiang Guo, 2007] arata ca 78% dintre apelurile de scurta durata (mai mici de 100s) ocupa 40% din trafic, in timp ce aproximativ 90% din numarul apelurilor au durata pana la 200s si ocupa peste 70% din traficul total. Aceasta inseamna ca un timp de observare de ordinul a 3min asigura monitorizarea evenimentelor canalelor TCH. In urma masuratorilor se vor calcula factorii de ponderare WP_i pentru toate canalele GSM care depasesc nivelul de prag.
- 4. Intensitatea campului electromagnetic pe fiecare directie se determina prin aplicarea relatiei (2.1.2.3).**

Medierea spatiala a campului electromagnetic a fost realizata cu ajutorul antenei ARC Seibersdorf Precision Conical Dipole Antenna PCD8250 (gama de frecventa de la 80MHz la 2.5GHz) prin rotatia pe cele trei directii ortogonale.

In scopul controlului in timp real a analizorului spectral si a inregistrarii automate a datelor masurate a fost realizata o aplicatie software in mediul Matlab. In figura 2.1.2.3

este prezentat sistemul de masura bazat pe analizorul spectral vectorial Agilent V2820 si antenna PCD 8250.

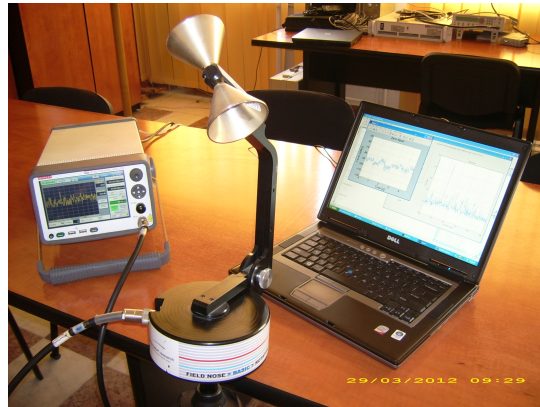


Figure 2.1.2.3. Elementele sistemului de masura

2.1.2.2. Validarea si testarea procedurii de evaluarea a expunerii umane la radiatia statiilor de baza GSM900

Testarea procedurii de masura a fost realizata intr-o locatie indoor specifica unei zone urbane. A fost aleasa o zona urbana pentru a avea suficiente canale prezente si relevante pentru intreaga banda GSM downlink. In functie de pozitia locatiei in care se face evaluarea si distantele fata de diferite statii de baza, numarul de canale relevante poate fi mai mare sau mai mic.

Din perspectiva aplicarii procedurii, aprecierea numarului de canale relevante asupra expunerii prezinta interes atat sub aspectul cazului cel mai defavorabil al expunerii, prin evidentierea nivelului de camp maxim, cat si sub aspectul expunerii reale, prin evaluarea evolutiei temporale a campului electromagnetic a canalelor TCH in functie de traficul realizat.

A. Stabilirea nivelului de prag in scopul determinarii numarului de canale GSM relevante pentru evaluarea cu acuratete a expunerii reale

In aplicarea procedurii este important sa fie stabilit un nivel de prag fata de care se decide care canale vor fi luate in considerare in calculul expunerii.

Nivelul de prag este limitat inferior de nivelul minim de semnal ce poate fi masurat de analizorul spectral. Aceasta valoare minima este data de nivelul mediu al zgomotului afisat (DANL), care pentru marea majoritate a analizoarelor spectrale este suficient de scazut (mai mic de -100dBm) si de aceea aceasta limitare nu reprezinta o restrictie semnificativa in aplicarea procedurii.

Daca se pleaca de la cazul cel mai defavorabil al expunerii, nivelul de prag optim este reprezentat de valoarea cea mai mica pentru care pot fi ignorate acele canale fara contributie relevanta la nivelul total al expunerii.

Pentru o statie de baza, nivelul cel mai puternic este al canalului BCCH, care are emisie permanenta, de aceea, nivelul de prag trebuie stabilit in functie de acest canal. Sa analizam cazul extrem in care o statie de baza are un canal BCCH de nivel cel mai mare si 123 de canale de trafic, din care unul este peste nivelul de prag si celelalte sunt mai

mici sau egale cu nivelul de prag. Intensitatea campului pe intreaga banda GSM downlink, pentru un trafic continuu (cazul limita in care factorii de ponderare WP_i au valoarea 1 pentru toate canalele), este:

$$E_{total} = \sqrt{E_{BCCH}^2 + E_{TCH_1}^2 + \dots + E_{TCH_123}^2} \quad (2.1.2.6)$$

Daca stabilim nivelul de prag 1% din canalul BCCH, iar canalul TCH cel mai mare este 2% din BCCH, atunci campul total, daca sunt luate in considerare toate canalele este $1.0062E_{BCCH}$ si $1.0002E_{BCCH}$ daca sunt luate in calcul numai canalele peste nivelul de prag. Diferenta intre cele doua situatii este de $0.006E_{BCCH}$ sau 0.6% variatie relativa raportata la nivelul total maxim. Daca nivelul canalului TCH cel mai mare este acelasi cu al canalului BCCH atunci diferenta relativa este si mai mica (numai 0.3%). De exemplu, daca nivelul canalului BCCH este 1V/m atunci prin neglijarea canalelor TCH sub nivelul de prag in loc de intensitatea pentru toate canalele GSM de 1.4185V/m se va lua in calcul 1.4142V/m.

In realitate, din considerente de compatibilitate electromagnetica, numarul de canale alocate unei statii de baza este intotdeauna mai mic de 124, ceea ce inseamna ca nivelul de prag stabilit sub 1% din canalul BCCH reprezinta o valoare care pastreaza acuratetea evaluarii maxime si in acelasi timp ofera o buna monitorizare in timp a traficului pentru canalele TCH mai mari.

In figura 2.1.2.4 sunt prezentate intensitatile medii ale canalelor GSM masurate pentru directia O_x pe durata a 24 de ore folosind 2 valori ale nivelului de prag (1% din nivelul canalului BCCH si 0.5% din nivelul canalului BCCH). Se poate observa ca numarul de canale inregistrate este 16 pentru nivel de prag 3%, 32 canale pentru nivel de prag 1% si 68 de canale pentru nivel de prag 0.5%. Sunt doua canale reprezentative comparabile ca intensitate a campului, canalul 39 care este de tip BCCH si canalul 1 de tip TCH. Reducerea numarului de canale prin cresterea nivelului de prag de la 0.5% la 1% asigura dublarea timpului de monitorizare pentru canalele GSM reprezentative, care se observa ca sunt mai mari de 10% din puterea canalului BCCH. Asadar, nivelul de prag stabilit la 1% din intensitatea canalului BCCH maxim asigura atat rezolutia in frecventa necesara evaluarii cazului cel mai defavorabil, al intensitatii maxime a campului electromagnetic, cat si rezolutia in timp necesara monitorizarii canalelor TCH pentru a realiza o evaluare cu acuratete a expunerii reale.

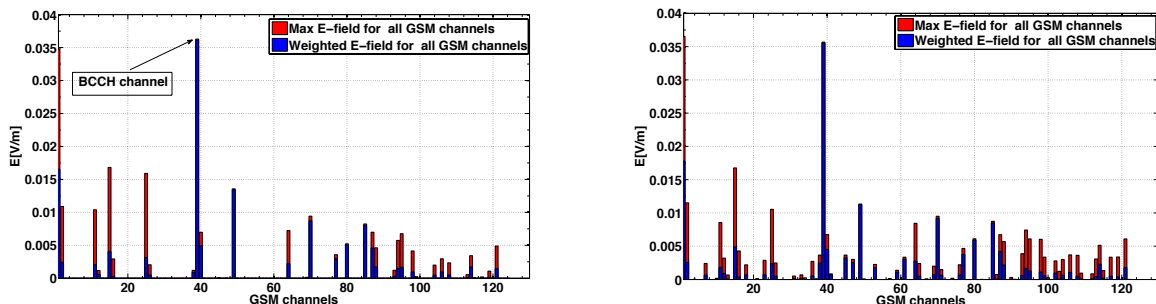


Figura 2.1.2.4. Canale GSM masurate in cazul: **a) Stanga** - nivel de prag 1% din puterea canalului BCCH; **b) Dreapta** - nivel de prag 0.5% din puterea canalului BCCH

In situatia in care nivelul de prag de 1% din puterea canalului BCCH maxim se gaseste sub sensibilitatea analizorului spectral (mai mic decat nivelul minim dat de DANL) atunci stabilirea nivelului de prag se face astfel incat sa se asigure o functionare corecta a analizorului la semnale mici. De regula, un analizor spectral realizeaza masuratori de precizie daca nivelul de intrare a semnalului este mai mare cu 10 dB fata de DANL [Raushner, 2001]. Asadar, daca nivelul de prag nu poate fi 1% din puterea canalului BCCH, atunci o solutie este sa fie cu cel putin 10 dB mai mare decat DANL al analizorului spectral folosit. Oricum, pentru astfel de situatii nivelul expunerii este foarte scazut, fiind la limita sensibilitatii sistemului de masura.

B. Testarea procedurii prin efectuarea de masuratori pe termen lung

Procedura a fost aplicata prin efectuarea de masuratori in mai multe seturi (10 seturi), fiecare set avand durata de 24 ore. O masuratoare se realizeaza in 2 pasi, in primul pas se masoara intreg spectru GSM downlink in modul de operarea Max Hold a analizorului spectral si se calculeaza puterea maxima a fiecarui canal de latime de banda 200kHz, iar in cel de al doilea se masoara puterea medie ($P_{\text{time_average}}$) si puterea maxima ($P_{\text{time_Max}}$) in scopul determinarii factorului de ponderare pentru fiecare canal mai mare decat un nivel de prag, prin operarea analizorului spectral in modul Zero Span.

Durata medie pentru o masuratoare este 4min (1min pentru puterea maxima a canalului si 3min pentru operarea in Zero Span) astfel ca pe durata a 24 de ore se realizeaza in medie 360 de masuratori. Aplicatia software realizata in mediul Matlab a permis atat controlul automat al sistemului de masura cat si inregistrarea si prelucrarea datelor masurate.

In figura 2.1.2.5a sunt prezentate intensitatile campului electromagnetic pentru toate canalele GSM downlink, pe durata a 24 de ore, in cele doua cazuri reprezentative, al expunerii maxime si al expunerii reale, care tine seama de ponderarea in functie de evolutia temporala a traficului in canalele TCH. Pentru ambele curbe se remarca aproximativ aceeasi tendinta de evolutie temporala, cu specificatia ca intensitatea campului ponderat este intotdeauna mai mica decat intensitatea maxima, ceea ce arata importanta analizei expunerii reale in functie de conditiile de propagare si de traficul din canalele GSM.

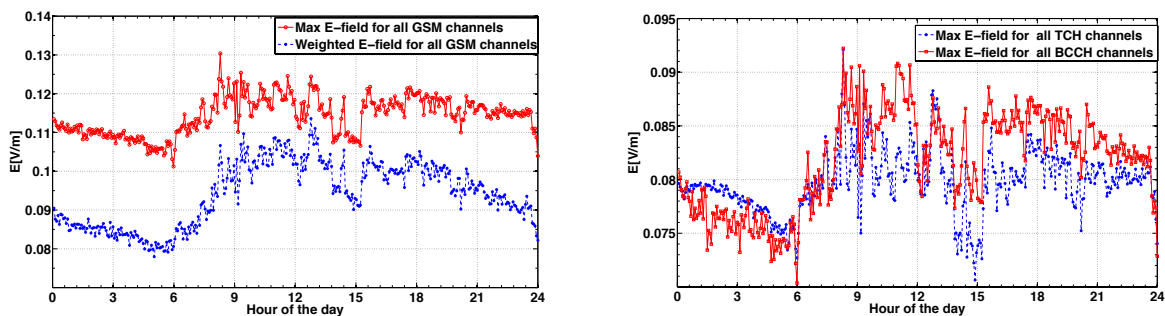


Figura 2.1.2.5. Intensitatile maxime si ponderate ale campului electromagnetic: **a) Stanga** - pentru toate canalele GSM pe durata a 24 ore; **b) Dreapta** - pentru canalele toate BCCH si toate canalele TCH

Pentru a evidenția contribuția celor două tipuri de canale BCCH și TCH, au fost prelucrate separat aceste canale în cele două situații, câmpul electromagnetic maxim și ponderat, pe durata a 24 de ore. În figura 2.1.2.5b sunt prezentate rezultatele măsurătorilor pentru cazul cel mai defavorabil, cel al expunerii maxime, pentru cele două tipuri de canale, BCCH și TCH. Se observă că nivelul canalelor BCCH este mai mare, dar și contribuția maximă a canalelor TCH este semnificativă. Cu privire la evoluția temporală pe durata a 24 de ore, ambele canale prezintă valori mai mici pe timpul nopții și valori mai mari pe timpul zilei. Pe timpul zilei se remarcă variații semnificative, ca urmare a propagării undelor electromagnetice specifică zonei urbane (efecte ale clădirilor, obiecte și oameni în mișcare etc).

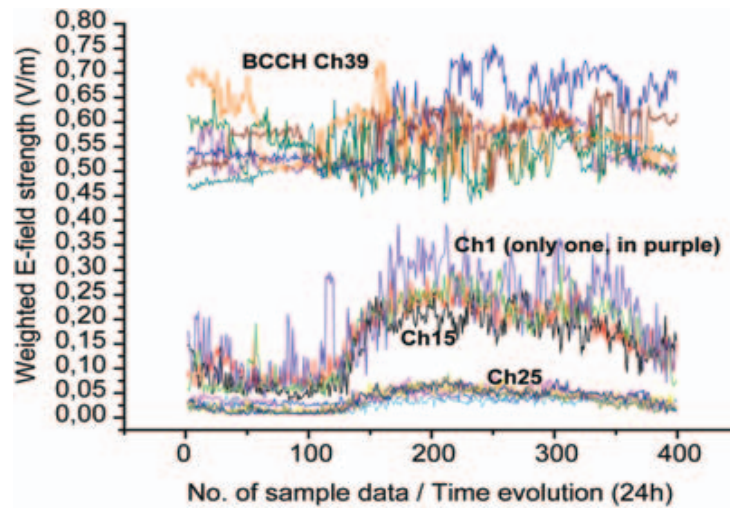


Figura 2.1.2.6. Variația intensității câmpului electromagnetic în cazul canale de trafic (ch1, ch15 și ch25) și a canalului BCCH pe durata a 24h.

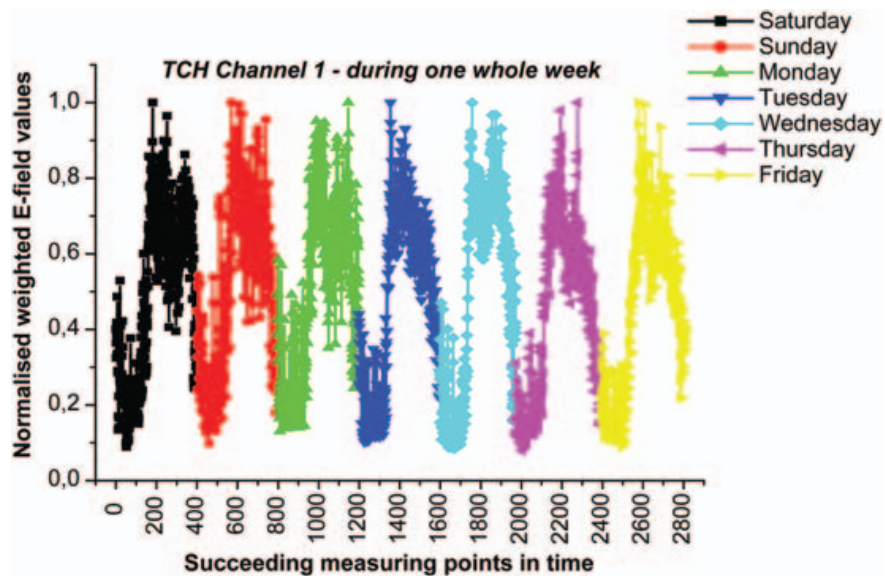


Figura 2.1.2.7. Variația intensității normate a câmpului electromagnetic în cazul unui canal de trafic pe o săptămână.

Bibliografie selectiva:

1. ICNIRP Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz), *Health Physics*, Vol.74, No. 4, pp. 494-522, April 1998.
2. Federal Communications Commission. Evaluating compliance with FCC guidelines for human exposure to radiofrequency electromagnetic fields. Washington, DC: FCC; Tech. Rep. Suppl. C to OET Bulletin 65; 2001.
3. Comité Européen de Normalisation Electrotechnique. European Committee for Electrotechnical Standardisation TC 106x WG1 EN 50492 in situ. Basic standard for the in-situ measurement of electromagnetic field strength related to human exposure in the vicinity of base stations. Brussels: CENELEC, 2008.
4. Electronic Communications Committee, European Conference of Postal and Telecommunications Administrations. Measuring non-ionising electromagnetic radiation 99kHz-300GHz). Copenhagen: ECC. FCC Recommendation 02(04), 2004.
5. Standard for safety levels with respect to human exposure to radiofrequency electromagnetic fields, 3 kHz to 300 GHz. IEEE Standard C95.1.1999. New York, NY: IEEE, 1999.
6. S. Miclaus, P. Bechet 2007. "Estimated and measured values of the radiofrequency radiation power density around cellular base stations", *Romanian Journal of Physics*, 52(3-4), pp. 399– 409.
7. W. Joseph, L. Verloock, L. Martens, 2003, "An accurate low cost measurement technique for occupational exposure assessment of base station antennas", *Electron. Lett.*, vol. 39, no. 12, pp. 886–887.
8. J. F. Viel, M. Tiv, M. Moissonnier, E. Cardis, M. Hours, 2011, "Variability of radiofrequency exposure across days of the week: A population-based study", *Environmental Research* 111 (2011) 510–513.
9. W. Joseph, L. Verloock, E. Tanghe, L. Martens, 2009, "In-situ measurement procedures for temporal RF electromagnetic field exposure of the general public", *Health Phys* 96:529–542.
10. W. Joseph, L. Verloock, 2010, "Influence of mobile phone traffic on base station exposure of general public", *Health Physics*, November, Volume 99, Number 5.
11. Gati A., Conil E., Man-Fai Wong, Wiart J., 2010, "Duality Between Uplink Local and Downlink Whole-Body Exposures in Operating Networks", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol.52, no. 4, pp. 829-836.
12. Mahfouz Z., Gati A., Lautru D., Man-Fai Wong, Wiart J., Hanna V. F., 2011, "Influence of Traffic Variations on Exposure to Wireless Signals in Realistic Environments", *Bioelectromagnetics*, Sep 29, doi: 10.1002/bem.20705.
13. C. Olivier, L. Martens, 2005, "Optimal settings for narrow band signal measurements used for exposure assessment around GSM base station antennas", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 54, no. 1, pp. 311–317.
14. C. Olivier, L. Martens, 2007, "Optimal Settings for Frequency-Selective Measurements Used for the Exposure Assessment Around UMTS Base Stations", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 56, no. 5, pp. 1901–1909.
15. P. Bechet, S. Miclaus, 2011, "Swept Versus Real-time Spectrum Analyzer Ability to Accurately Asses Electromagnetic Exposure due to Wireless Communications Signals in the Environment: An Analysis", *PIERS Online*, Vol. 7, No. 3, pp. 276-280.
16. D. Trinichero, B. Fiorelli, R. Stefanelli, L. Anglesio, A. Benedetto, S. Trinichero, G. d'Amore, M. Borsero, G. Vizio, 2008, "Electromagnetic field measurement in presence of radiofrequency wideband digital signals", in *Proc. 2008 URSI Gen. Assem.*, Chicago, IL, pp. 7–16.

17. L. Verlook, W. Joseph, G. Vermeeren, L. Martens, 2010, " Procedure for assessment of general public exposure from WLAN in offices and in wireless sensor network testbed", *Health Physics*, 98, pp. 628–638.
18. Junqiang Guo, Fasheng Liu, Zhiqiang Zhu, 2007, "Estimate the Call Duration Distribution Parameters in GSM System Based on K-L Divergence Method", *International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, WICOM 2007, 25-27 sept., Shanghai*.
19. N. Neskovic, M. Koprivica, A. Neskovic, G. Paunovic, 2011, "Improving the efficiency of measurement procedures for assessing human exposure in the vicinity of mobile phone (GSM/DCS/UMTS) base", *Radiation Protection Dosimetry*, pp. 1–7 doi: 10.1093/rpd/ncr248.
20. C. Rauscher, 2001, *Fundamentals of Spectrum Analysis*, München, Germany: Rohde and Schwarz.

2.2. Detectia prezentei umane prin masurarea semnalelor biometrice folosind metode non-contact

Beneficiile metodelor non-contact de monitorizare a biosemnalelor fata de metodele conventionale, care necesita senzori in contact direct cu persoana investigata, sunt numeroase, si constau, pe de o parte in posibilitatea efectuarii unor investigatii asupra unor pacienti cu probleme speciale (de exemplu, victime ale unor arsuri), cat si in extinderea monitorizarii semnalelor vitale pe perioade mai mari de timp (de exemplu, in timpul somnului).

Studiile recente vizeaza metode non-contact de măsurare de la distanță a semnele vitale, prin investigarea unor algoritmi performanti de prelucrare a semnalelor rezultate in urma efectului Doppler, in cazul unor arhitecturi care au la baza in mod special radarul cu undă continuă (CW Doppler Radar) [Dennis R. Morgan, 2009], [W. Jianqi, 2007], [C. Li, 2008]. Un astfel de radar exploatează mișcările periodice ale corpului datorate respirației și inimii, și produce la emisie, modulatia în faza a semnalului radio reflectat, conform principiului Doppler, in timp ce la recepție, prin extragerea parametrilor modulației de faza, face posibila evaluarea pulsului și respirației.

Preocuparile specialistilor cu privire la utilizarea radarului cu unda continua in masurarea pulsului sau respiratiei au vizat atat implementarea unor arhitecturi de radiofrecventa eficiente cat si imbunatatirea algoritmilor in prelucrarea semnalelor receptionate in banda de baza. Arhitecturile de radiofrecventa care s-au consacrat sunt cele bazate pe receptia in quadratura, dar pentru care apare necesitatea compensarii imperfectiunilor intre cele doua componente de semnal I si Q, ca urmare a prezentei pe langa semnalul util a DC offset si a reflexiilor suplimentare date de clutter. Solutii pentru a compensa aceste efecte nedorite sunt prezentate in [Park, 2007], [Changzhan Gu, 2012], [Daisuke Nagae, 2010]. Alte lucrari propun evaluarea pulsului sau respiratiei prin masurarea variatiei fazei parametrilor s_{11} sau s_{21} folosind sisteme experimentale de masurare bazate pe analizoare vectoriale de retea (VNA) [Obeid, 2012].

In cadrul lucrarii publicata de catre candidat in calitate de prim autor in revista cotata ISI "REVIEW OF SCIENTIFIC INSTRUMENTS, 84, 084707, 2013" este investigata posibilitatea implementarii unui algoritm de prelucrare numerică care foloseste estimarea spectrala parametrica de tip MUSIC, in scopul evaluarii cu acuratete a frecvenței pulsului, în urma realizării unor măsurători cu durata cât mai scurtă. In cele ce urmeaza sunt prezentate o parte dintre rezultatele acestei cercetari.

Sistemul de testare utilizeaza masurarea fazei parametrului s_{21} cu ajutorul unui analizor vectorial de retea (VNA), iar algoritmul a fost optimizat pentru durate de achiziție în intervalul 8-30 s. Validarea performantei algoritmului de prelucrare a fost realizata prin minimizarea erorii medii a frecventei pulsului in urma masuratorilor simultane comparative realizate pe mai multi subiecti, atat prin metoda non-contact, cat si cu ajutorul unui sistem de masura clasic, in contact direct cu subiectul supus investigatiei.

Originalitatea procedurii consta in aceea ca, prin algoritmul propus, se obtin estimari cu acuratete ridicata a pulsului pentru durate de achizitii scurte si in conditiile unui raport semnal/zgomot redus.

Pentru măsurarea pulsului a fost utilizat un radar Doppler cu undă continuă implementat cu ajutorul unui analizor de rețea R&S ZNB4. Măsurătorile au fost realizate pentru frecvența de 2.4GHz prin evaluarea variatiei fazei parametrului s_{21} . Estimarea frecvenței pulsului a fost realizată prin prelucrarea numerică în mediul MATLAB a semnalului obținut la ieșirea radarului. Pentru validarea rezultatelor a fost utilizat sistemul

Vernier de masurare a pulsului in contact direct cu subiectul supus investigatiei. In figura 2.2.1 pot fi observate elementele sistemului de masura.



Figura 2.2.1. Elementele sistemului de testarea cu unda continua

2.2.1. Principiul de masurare a pulsului folosind radarul cu unda continua de tip Doppler

Funcționarea radarului cu undă continuă de tip Doppler are la bază estimarea de faza a semnalului reflectat de o țintă. La emisie semnalul este nemodulat și are expresia în domeniul timp:

$$s_T(t) = A \cos[2\pi f_p t + \theta(t)] \quad (2.2.1)$$

Ținând cont de oscilațiile periodice existente la nivelul corpului uman, la ieșirea unui radar Doppler cu undă continuă, așa cum se observa și în figura 2.2.2, vor fi prezente trei tipuri de semnale, după cum urmează [J. Jang, 2008]:

- ✓ componenta datorată respirației:

$$R_H(t) = A_H \cos \left[2\pi f_p t - \theta_H - \frac{4\pi y(t)}{\lambda} + \Phi(t - \Delta t_H) \right] \quad (2.2.2)$$

- ✓ componenta datorată bătăilor inimii:

$$R_B(t) = A_B \cos \left[2\pi f_p t - \theta_B - \frac{4\pi x(t)}{\lambda} + \Phi(t - \Delta t_B) \right] \quad (2.2.3)$$

- ✓ o sumă de componente datorate reflexiilor din alte zone ale corpului sau datorate mediului ambiantal:

$$R_C(t) = \sum_{i=1}^N A_i \cos[2\pi f_p t - \theta_i + \Phi(t - \Delta t_i)] \quad (2.2.4)$$

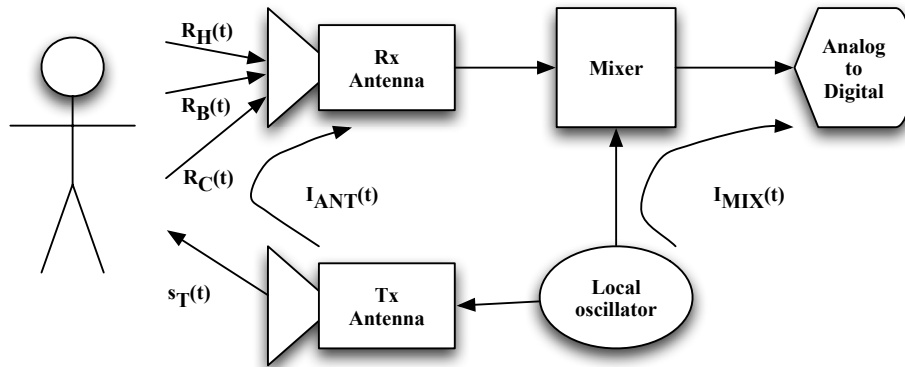


Figura 2.2.2. Prelucrarea semnalelor reflectate în secțiunea de RF a radarului CW Doppler

Considerând că $\theta(t)$ reprezintă suma tuturor componentelor perturbatoare, atunci semnalul recepționat va avea expresia [J. Jang, 2008]:

$$R_{BB}(t) = A_H \cos\left[\frac{4\pi y(t)}{\lambda} + \theta_H + \theta_1(t)\right] + A_B \cos\left[\frac{4\pi x(t)}{\lambda} + \theta_B + \theta_2(t)\right] + \theta(t) \quad (2.2.5)$$

În urma conversiei în format digital pentru arhitecturile în cuadratură, semnalul este descompus în componente I și Q, pe baza cărora este extrasă faza semnalului, așa cum se arată în relația [J. Jang, 2008]:

$$\Phi(t) = \arctan \frac{R_{BB}(t)_I}{R_{BB}(t)_Q} \quad (2.2.6)$$

Semnalul $\Phi(t)$ de la ieșirea radarului Doppler CW, eșantionat cu frecvența de 100 Hz (valoare suficientă pentru frecvența maximă a pulsului), a fost transferat pentru prelucrare ulterioară în mediul MATLAB. Pe baza acestui semnal, utilizând estimarea spectrală de tip MUSIC, s-a urmărit estimarea frecvenței pulsației $x(t)$.

2.2.2. Evaluarea variabilității frecvenței pulsului folosind estimarea spectrală de tip MUSIC

Estimarea spectrală parametrică de tip MUSIC presupune descompunerea semnalului recepționat în două subspații, unul al semnalului util și cel de al doilea al zgomotului [Manolakis, 2005]. Acesta estimare utilizează un model teoretic conform căruia semnalul

reprezintă o suma (P) de sinusoide de frecvențe f_p peste care se adaugă un zgomot $w(n)$ care are distribuția Gaussiană, așa cum se arată în expresia [Manolakis, 2005]:

$$x(n) = \sum_{p=1}^P \alpha_p e^{j2\pi n f_p} + w(n) \quad (2.2.7)$$

Expresia (2.2.5) arată că la ieșirea radarului CW Doppler vor exista cel puțin două componente armonice utile, una corespunzătoare respirației și cealaltă corespunzătoare pulsului, peste care se vor suprapune componentele de zgomot și perturbațiile. Dacă suma $\theta(t)$ a semnalelor de interferență și zgomot are o distribuție Gaussiană, se poate considera că modelul semnalului asumat în cadrul analizei MUSIC este respectat.

Implementarea algoritmului MUSIC pentru prelucrarea semnalului $\theta[n]$ rezultat la ieșirea radarului a fost realizată în mediul MATLAB, așa cum se prezintă în figura 2.2.3. În faza de preprocesare a semnalului a fost eliminată componenta continuă prin mediere. Măsurătorile au fost realizate pentru durate fixe de 30s. Prin segmentarea măsurătorilor au fost obținute segmente cu durate între 8 și 29s iar suprapunerea între segmente adiacente a fost stabilită la 1s.

Principalul parametru al estimării spectrale de tip MUSIC este dimensiunea subspațiului semnalelor P. Alegerea unei valori prea mari poate determina apariția unor vârfuri false iar alegerea unei valori prea mici duce la netezirea spectrului și implicit la pierderea unor componente spectrale.

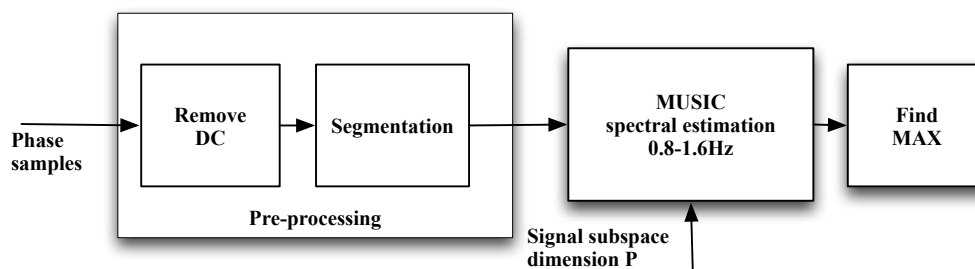


Figura 2.2.3. Schema bloc a algoritmului de estimare a frecvenței pulsului

În validarea și testarea algoritmului durata de măsurare a fost stabilită la valoarea de 30s pentru toate măsurătorile, iar performanța algoritmului a fost apreciată pe baza erorii medii de estimare a frecvenței pulsului. Frecvența de referință a pulsului a fost măsurată cu un senzor de tip VERNIER și înregistrată cu ajutorul unei aplicații software. Eroarea a fost calculată ca modulul diferenței între valoarea estimată prin algoritmul MUSIC și frecvența de referință.

Componentele respirației și clutterului depind de suprafața de reflexie și au amplitudini mult mai mari decât cea a pulsului. În cazul în care subiectul este poziționat cu spatele față de sistemul de măsură, componenta datorată respirației se reduce considerabil. Inima poate fi aproximată cu o sferă, astfel ca amplitudinea mișcării datorate pulsului este aproximativ egală pe orice direcție, de aceea se poate considera că amplitudinea componentei asociată pulsului se menține aproximativ constantă indiferent de poziția subiectului.

Pozitia subiectului cu spatele la antenele sistemului de masura modifica semnificativ raportul semnal/zgomot în favoarea pulsului, astfel ca performanța algoritmului in evaluarea acestei componente crește. Rezultatele din figura 2.2.3 indică îmbunătățirea semnificativă a performanțelor algoritmului MUSIC pentru măsurătorile realizate in conditiile in care pozitia subiectului era cu spatele la sistemul de masura. Eroarea medie de estimare a frecvenței pulsului pentru subiectul analizat este de 1.78 bpm.

Pentru a determina modul în care durata de procesare influențează performanța algoritmului privind estimarea frecvenței pulsului, a fost calculată eroarea medie de estimare pentru diferite valori ale duratei de procesare. În figura 2.2.4 sunt prezentate rezultatele masuratorilor obținute pentru un subiect pozitionat cu fata la sistemul de masurare in doua cazuri, cu filtrare și fără filtrare.

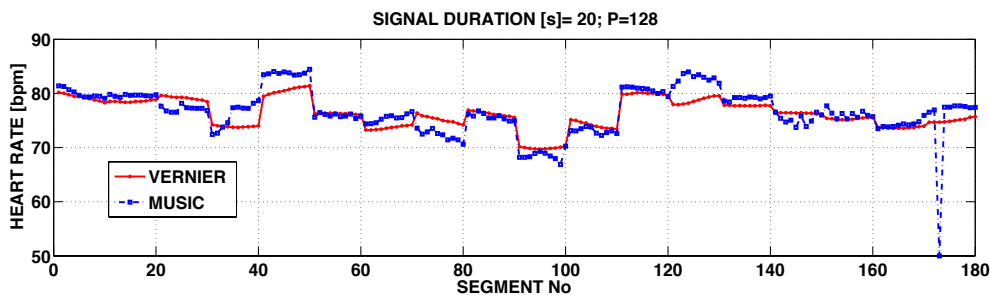


Figura 2.2.3. Estimarea frecvenței pulsului prin algoritmul MUSIC in cazul in care subiectul a fost pozitionat cu spatele la sistemul de masura

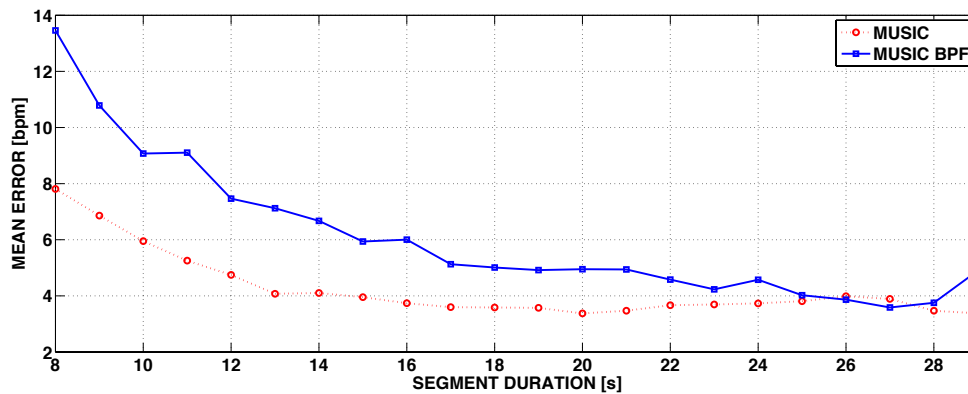


Figura 2.2.4. Eroarea medie de estimare a frecvenței pulsului în funcție de durata procesării, pentru doi subiecți pozitionati cu fata la sistemul de masura

Se observă o scăderea accentuată a erorii medii pentru intervalul 8-16s, după care eroarea medie se menține aproximativ constantă. Eroarea medie de estimare poate fi îmbunătățită prin mărirea duratei de procesare până la o valoare de prag (aproximativ 16s in cazul de fata), creșterea duratei de procesare peste această valoare avand efecte reduse în îmbunătățirea performanței algoritmului. Apreciem că valoarea de prag a duratei depinde de nivelul raportului semnal/zgomot, acest lucru fiind confirmat si de

masuratorile efectuate pentru cele doua pozitii ale subiectilor fata de sistemul de masura, cu fata si respectiv cu spatele la cele doua antene ale sistemului de masura.

Bibliografie selectiva:

1. Daisuke Nagae, Atsushi Mase, 2010, "Measurement of heart rate variability and stress evaluation by using microwave reflectometric vital signal sensing", *Rev. Sci. Instrum.* 81 (2010) 094301; doi: 10.1063/1.3478017
2. C. Li, Y. Xiao, and J. Lin, 2006, "Experiment and spectral analysis of a low- power K a-band heartbeat detector measuring from four sides of a human body", *IEEE Trans Microwave Theory Tech* 54, 4464–4471.
3. D. Obeid, G. Zaharia, S. Sadek, and G. El Zein, 2012, "Microwave Doppler Radar for Heartbeat Detection vs Electrocardiogram", *Microwave and Optical Technology Letters* 54, 11, 2610-2617.
4. Park B.K., Boric-Lubecke O., and Lubecke V. M., 2007, "Arctangent Demodulation with DC Offset Compensation in Quadrature Doppler radar Receiver Systems", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 55, 5, 1073-1079.
5. Changzhan Gu, Ruijiang L, Hualiang Zhang, Albert Y. C. Fung, Carlos Torres, Steve B Jiang, and Changzhi Li, 2012, "Accurate Respiration Measurement Using DC-Coupled Continuous-Wave Radar Sensor for Motion-Adaptive Cancer Radiotherapy", *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 59, 11, 3117 – 3123.
6. Dennis R. Morgan, Michael G. Zierdt, 2009, "Novel signal processing techniques for Doppler radar cardiopulmonary sensing", *Signal Processing* 89 (2009), 45–66.
7. D. Devis et al., 2009, "Non-Contact Detection of Breathing Using a Microwave Sensor", *Sensors*, 9, 2574-2585, doi:10.3390/s90402574
8. W. Z. Li, Z. Li, H. Lv, G. Lu, Y. Zhang, X. Jing, S. Li, and J. Wang, 2013, "A new method for non-line-of-sight vital sign monitoring based on developed adaptive line enhancer using low centre frequency UWB radar", *Progress In Electromagnetics Research*, 133, 535-554, doi:10.2528/PIER12093002
9. A. D. Droitcour, O. Boric-Lubecke, V. M. Lubecke, J. Lin, and G. T. A. Kovac, 2004, "Range correlation and I/Q performance benefits in single-chip silicon doppler radars for non-contact cardiopulmonary monitoring", *IEEE Transactions on Microwave Theory Technique*, 52, 838-848, doi:10.1109/TMTT.2004.823552
10. Dimitris G. Manolakis, Vinay K. Ingle, Stephen M. Kogon, 2005, "Statistical and Adaptive Signal Processing", Artech House.
11. B.J. Jang, S.H. Wi, J.G. Yook, M.Q. Lee, and K.J. Lee, 2008, "Wireless bio-radar sensor for heartbeat and respiration detection", *Progress In Electromagnetics Research C*, 5, 149-168.
12. Y. Jia, L. Kong, and X. Yang, 2011, "A novel approach to target localization through unknown walls for through-the-wall radar imaging", *Progress In Electromagnetics Research*, 119, 107-132, doi:10.2528/PIER11052402
13. W. Jianqi, Zheng Chongxun, Lu Guohua, and Jing Xijing, 2007, "A New Method for Identifying the Life Parameters via Radar", *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 031415, doi:10.1155/2007/31415.
14. M. Ascione, A. Buonanno, M. D'Urso, L. Angrisani, R. Schiano Lo Moriello, 2013, "A New Measurement Method Based on Music Algorithm for Through-the-Wall Detection of Life Signs", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 62, 1, 13-26.
15. C. Li and J. Lin, 2008, "Random body movement cancellation in Doppler radar vital sign detection", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 56, 12.

2.3. Detectia si evaluarea caracteristicilor semnalului in cazul unor forme de unda de banda larga si de banda ingusta

2.3.1. Evaluarea formelor de unda specifice standardului TETRA

Detectia semnalelor TETRA implica utilizarea unui sistem de masura adecvat acestui scop si aplicarea unor setari corespunzatoare sistemului de masura in conformitate cu caracteristicile semnalului ce urmeaza a fi detectat. Standardul Terrestrial Trunked Radio standard (TETRA) a fost produs de catre European Telecommunications Standards Institute (ETSI) cu aplicatii in zona sistemelor de comunicatii folosite de catre agentii guvernamentale. TETRA ofera in mod special servicii de voce dar si servicii de date cu rate de transfer scazute in prima varianta (<12Kbps), si apoi, in varianta imbunatatita a standardului – TETRA Enhanced Data Service (TEDS) la rate de transfer mai ridicate (512Kbps).

In cadrul lucrarii publicata de catre candidat, in calitate de coautor, in revista cotata ISI “ADVANCES IN ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING, vol. 10, no.3, 2010” este investigata detectia semnalelor TETRA utilizand drept criterii probabilitatile de detectie si de alarma falsa in scopul estimarii distributiei de putere.

Sistemul de masura ce se propune are in vedere indeplinirea functiunilor unui radiometru digital de catre un analizor spectral cu baleiere (figura 2.3.1). Parametri principali a unui radiometru (W – largimea de banda de analiza; T – durata de integrare) pot fi asimilati prin intermediul parametrilor analizorului spectral, astfel: W – corespunde rezolutiei in frecventa a analizorului (RBW) iar T poate fi determinat cu relatia:

$$T = \frac{SWT}{N} \quad (2.3.1)$$

In relatia (2.3.1) SWT reprezinta timpul de baleiere al analizorului iar N este numarul de pixeli utilizati de catre analizor pentru afisare.

Datele masurate cu ajutorul analizorului spectral (in cadrul experimentului a fost folosit un analizor R&S FSH3) sunt preluate si procesate automat cu ajutorul unei aplicatii software scrisa in mediul MATLAB. Daca x_i reprezinta esantioanele de semnal masurate atunci aplicand metoda Parzen poate fi determinat un estimat al puterii semnalului. O parte dintre rezultatele rezultate in urma aplicarii algoritmului sunt prezentate in continuare.

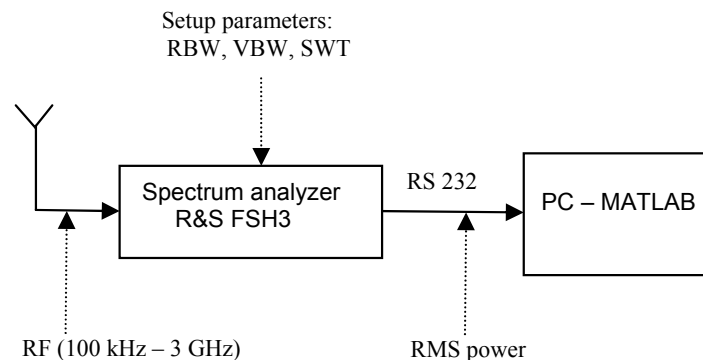


Figura 2.3.1. Elementele sistemului de masura

In figura 2.3.2 este prezentata functia densitate de probabilitate (PDF) a puterii semnalului in doua cazuri: a) pentru diferite valori ale duratei de observare; b) pentru doua valori (1kHz si 3kHz) ale rezolutiei in frecventa a analizorului spectral (RBW).

Probabilitatea de detectie poate fi determinata astfel incat pentru un raport semnal zgomot dat (SNR) setarile analizorului (rezolutie de frecventa, timp de observare) sa fie optimizate.

In figura 2.3.3 este prezentata probabilitatea de detectie in doua situatii:

- a) in functie de probabilitatea de alarma falsa pentru doua valori ale rezolutie de frecventa;
- b) in functie de durata de observare pentru trei valori ale probabilitatii de alarma falsa.

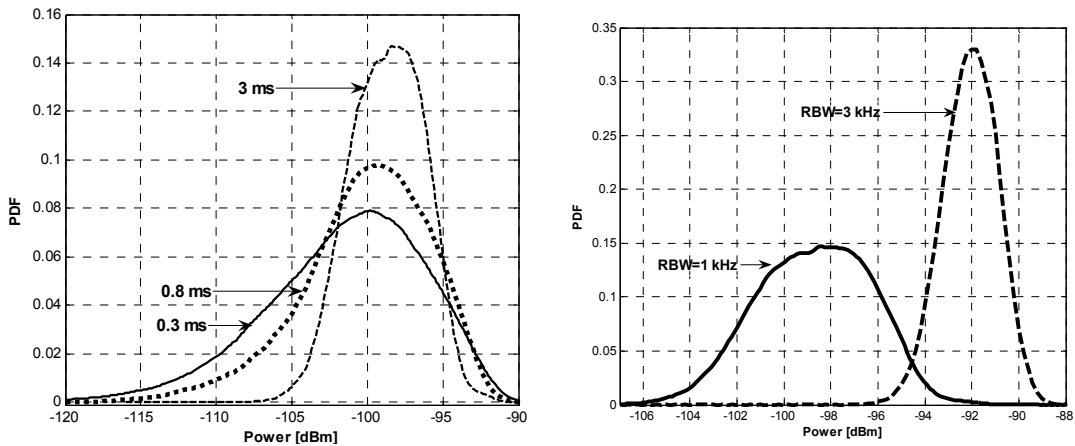


Figura 2.3.2. Functia densitate de probabilitate (PDF) a puterii semnalului in cazurile: **a) Stanga** – in functie de durata de obsevare; **b) Dreapta** – in functie de rezolutia in frecventa (RBW)

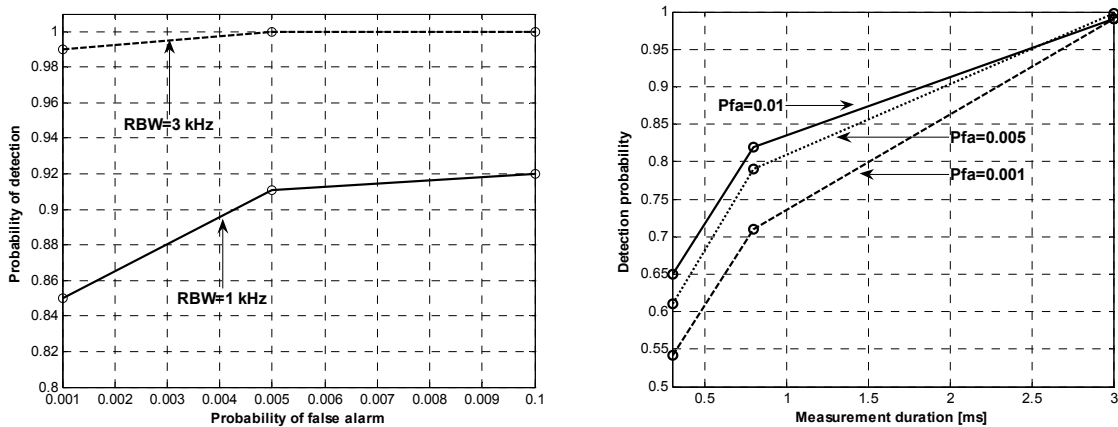


Figura 2.3.3. Probabilitatea de detectie in cazurile: **a) Stanga** – in functie probabilitate de alarma falsa; **b) Dreapta** – in functie de durata de observare.

Bibliografie selectiva:

1. ETSI EN 300 392-2 V3.2.1, 2007, Terrestrial Trunked Radio (TETRA); *Air Interface*.

2. Stavroulakis P., 2007, "Terrestrial Trunked Radio – TETRA", *Springer*, Berlin.
3. Poisson R., 2004, "Target Acquisition in Communication Electronic Warfare Systems", *Artech House*, Boston, 2004.
4. Torrieri D., 2005, "Principles of spread spectrum systems", *Springer*, 2005.

2.4. Proiectarea si implementarea unor platforme SDR (Software Defined Radio) pentru predictii ionosferice si pentru comunicatii de date in gama HF (High Frequency)

2.4.1. Evaluarea canalelor radio HF de tip NVIS (Near Vertical Incident Skywave)

Managementul frecvențelor în gama HF implică utilizarea unor modele ionosferice prin intermediul carora sa poata fi determinate frecvențele optime de lucru. Adaptarea formelor de undă la starea canalului radio implică măsurarea în timp real a unor parametri ai canalului (SNR, bandă de coerență, intarzierea de propagare, etc). Cresterea ratei de transfer a datelor presupune utilizarea unor astfel de forme de unda eficiente si adaptata comportamentului canalului ionosferic (modulație, rata de transfer, tipul de codare).

În cele ce urmeaza este prezentat un algoritm de evaluare a canalului HF bazat pe o forma de unda de tip Ortogonal Frequency Division Multiplex (OFDM). Algoritmul a fost proiectat si implementat în cadrul proiectului de cercetare „*Predictii de propagare ionosferică și comunicații de bandă largă folosind senzori SDR în gama HF pentru suportul informațional în situații de urgență pe teritoriul ROMÂNIEI*” (proiect – SIRIUS).

Dinamica SNR la recepție este datorată atât variațiilor nivelului semnalului util cât și interferențelor care afectează banda HF. Datorită aglomerării benzii HF și capacității de propagare la mii de km, interferențele canal adiacent (ACI) și co-canal (CCI) reprezintă în general principalul factor care limitează raportul semnal/zgomot (Signal Noise Ratio – SNR).

În general, pentru evaluarea SNR în cadrul sistemelor de sondare este utilizat o purtătoare nemonulată [P. Bergada, 2014], [R. Aquile, 2006] transmisă înaintea formei de undă pentru sondare. Banda de evaluarea a SNR este în acest caz de câteva zeci de Hz, mult mai mică decât banda ocupată de forma de undă pentru sondare. Această metodă de evaluarea prezintă avantajul complexității reduse și al maximizării SNR prin utilizarea unei benzi minime. Datorită transiterii inasa a unei singure sinusoid, aceasta poate fi coruptă relativ ușor de către semnale de interferențe ACI sau CCI.

Algoritmul propus pentru estimarea SNIR în cadrul sistemului de sondare se bazează pe evaluarea SNIR utilizând forma de undă OFDM. Această tehnică permite evaluarea simultană a SNIR și a celorlalți parametri ai canalului pe tot parcursul realizării măsurătorilor. Principalele avantaje obținute prin utilizarea aceste tehnici sunt următoare:

- ✓ Datorită utilizării unei forme de undă OFDM cu 64 subpurtătoare aceasta permite extragerea semnalului util din zgomot sau interferențe, pe baza analizei spectrale;
- ✓ Prin modificarea ecartului între subpurtătoarele OFDM pot fi realizate evaluări ale SNIR pentru canale cu diferite benzi ocupate;
- ✓ Forma de undă OFDM permite evaluarea SNIR pentru fiecare subcanal, astfel încât este posibilă identificarea subcanalelor afectate de interferențe.

Principalul dezavantaj constă în reducerea puterii semnalului util pe fiecare subbandă prin împărțirea puterii la numărul de subpurtătoare. Comparativ cu un sistem de evaluarea SNIR cu o singură purtătoare nemonulată, pentru o formă de undă OFDM, SNIR va fi mai mic cu un factor egal cu numărul de subpurtătoare utilizate (aceasta daca se pastreaza puterea la emisie). Evaluarea SNR necesită izolarea semnalului util de semnalul de zgomot și interferență. Având în vedere că pentru un semnal OFDM, forma spectrală a semnalului util este cunoscută și constă într-un număr fix de subpurtătoare dispuse la un ecart constant rezultă că prin analiză spectrală, utilizând o rezoluție suficient de bună, puterea semnalului util poate fi evaluată prin extragerea componentelor

spectrale corespunzătoare semnalului OFDM. Algoritmul utilizat pentru estimarea SNIR este prezentat în figura 2.4.1.1.

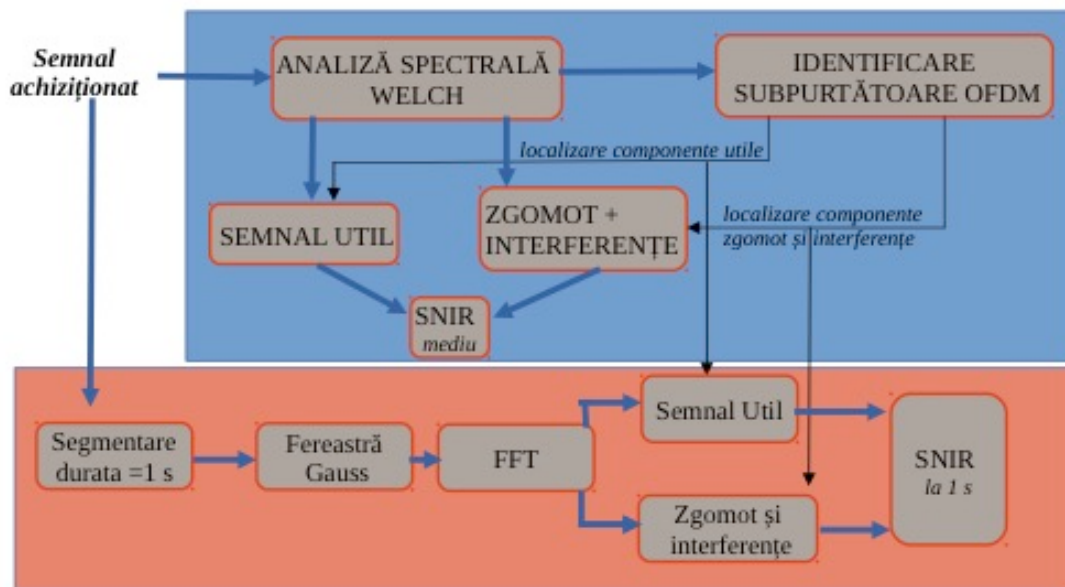


Figura 2.4.1.1. Schema bloc a algoritmului utilizat pentru calcularea SNR pe baza formei de undă OFDM

Algoritmul propus utilizează următoarele etape de procesare a semnalului:

a. Analiza spectrală de tip WELCH pentru a calcula densitatea spectrală de putere a semnalului recepționat.

Semnalul recepționat este segmentat în segmente cu durată între 1 s și 2 s, astfel încât să conțină un număr de eșantioane egal cu o putere a lui 2. Practic s-a utilizat prima putere a lui 2 mai mare decât frecvența de eșantionare. Alegerea acestei valori asigură o durată a semnalului analizat între 1 și 2 s, astfel ca rezoluția în frecvență va fi cuprinsă între 0.5 Hz și 1 Hz. După segmentare a fost aplicată o fereastră de tip Gaussian care prezintă un compromis bun între rezoluția în frecvență și rezoluția în timp. Având în vedere că durată totală a semnalului analizat este de câteva zeci de s, în urma analizei spectrale realizate se va obține un spectru prin medierea a zeci de spectre astfel ca nivelul componentelor spectrale corespunzătoare zgomotului va fi minimizat. Totodată, nivelul componentelor spectrale corespunzătoare interferențelor radio care apar aleator va fi redus prin mediere. Medierea spectrală va favoriza componentele spectrale constante pe toată durata procesării. Cu cât durată semnalului analizat este mai mare cu atât spectrul obținut va fi mai stabil.

b. Identificarea componentelor spectrale corespunzătoare subpurtătoarelor OFDM.

Spectrul obținut anterior va fi împărțit în subbenzi de frecvență egale cu ecartul semnalului OFDM analizat. Subbenzile vor fi centrate pe frecvența centrală a subpurtătoarelor OFDM calculată pe baza parametrilor semnalului. Pentru fiecare subbandă va fi identificată poziția componentei cu amplitudinea cea mai mare. În cazul în care nivelul semnalului OFDM este suficient de mare și nu sunt prezente interferențe puternice, componenta maximă în fiecare subbandă va fi componenta

corespunzătoare subpurtătoarei OFDM. Poziția acestei componente pentru fiecare subbandă este salvată într-o serie care este prelucrată ulterior statistic. Pe baza calculului empiric a distribuției acestei serii este stabilită poziția ("indexul bin frecvență") cu cele mai multe apariții. Numarul de apariții ale acestei valori este raportată la numarul total de subpurtătoare iar dacă procentul obținut depășește un prag fixat anterior se consideră că semnalul OFDM a fost detectat. Algoritmul propus are posibilitatea de a elimina componentele spectrale datorate interferenței în situația în care acestea nu se suprapun perfect peste cele datorate semnalului OFDM. Cu cât banda semnalului OFDM este mai mare sau numarul de subpurtătoare este mai mare cu atât probabilitatea suprapunerii spectrale cu componentele spectrale datorate interferenței este mai redusă.

c. Calculul puterii semnalului util și a puterii de zgomot.

Componentele spectrale corespunzătoare semnalului util sunt extrase pe baza datelor obținute în etapa anterioară și sunt integrate pentru a calcula puterea corespunzătoare semnalului util. Componentele spectrale neutilizate în această etapă corespund zgomotului și interferențelor radio. Aceste componente sunt integrate separat pentru a obține puterea zgomotului și a interferențelor.

d. Calculul SNR mediu.

Pe baza valorilor obținute anterior este posibilă determinarea valorii SNR mediu pentru durata semnalului analizat (câteva zeci de secunde).

e. Calculul SNR instantaneu.

Pentru a urmări evoluția în timp a condițiilor canalului s-a optat pentru calcularea SNR pentru durate de aproximativ 1 s. Pentru aceasta s-a utilizat algoritmul anterior pentru stabilirea componentelor spectrale corespunzătoare semnalului OFDM cu utilizarea analizei spectrale de tip WELCH pe toată durata semnalului (zeci de s). Etapa 3, calcularea puterii semnalului util și a zgomotului și interferențelor s-a realizat pe baza unui spectru calculat cu ajutorul FFT pe o durată egală cu durata unui segment de semnal din analiza WELCH. Astfel rezoluția spectrală s-a păstrat iar poziția componentelor spectrale obținute anterior rămâne valabilă și pentru această reprezentare spectrală.

În figura 2.4.1.2 este reprezentată grafic funcționarea algoritmului. Se observă că toate cele 64 subpurtătoare OFDM au fost corect detectate (marcate cu roșu în reprezentarea spectrală) în domeniul frecvență. Componentele spectrale asociate zgomotului și interferențelor radio prezente în canalul radio evaluat sunt marcate cu verde. Statistic toate cele 64 de subpurtătoare reprezintă maxime locale în subcanalele OFDM iar poziția acestora ("bin de frecvență") este fixă în cadrul celor 64 de sub-canale OFDM. Decizia privind detecția semnalului OFDM este evaluată pe baza histogramei (grafic stânga jos) poziției componente spectrale cu amplitudine maximă pentru fiecare sub-canal OFDM. În condiții normale de propagare, subpurtătoarea OFDM ar trebui să fie componenta spectrală dominantă din subcanal iar poziția acesteia ar trebui să fie exact în mijlocul subcanalului. Datorită prezenței interferențelor radio, în practică apar deseori situații în care în unul sau mai multe subcanale OFDM, componenta spectrală dominantă nu este subpurtătoare OFDM. Probabilitatea ca toate cele 64 subcanale OFDM să fie simultan afectate de interferențe radio este redusă. Din aceste considerente, decizia privind detecția semnalului OFDM este luată pe baza calculării histogramei. Algoritmul consideră că semnalul OFDM este prezent în canal și evaluarea SNR poate fi realizată

dacă sunt detectate cel puțin 10 din cele 64 purtătoare transmise. Acest prag poate fi adaptat în funcție de lărgimea de bandă a canalului evaluat. Pentru canale de bandă îngustă acest prag ar trebui setat la o valoare mai mare deoarece probabilitatea apariției unei interferențe radio care să acopere tot canalul radio este mai mare decât pentru un canal radio cu bandă ocupată mai mare.

Forme de undă OFDM cu diferite valori ale benzii ocupate și a lungimii codului transmis au fost testate în cadrul unor transmisii punct la punct în gama HF pe teritoriul României (între Sibiu și Salonta, așa cum se arată în figura 2.4.1.2). Au fost transmise forme de undă OFDM pe baza codurilor Zadoff-Chu cu diferite lungimi ale codului și benzi ocupate de 2 kHz, 4 kHz și 8 kHz. Rezultatele (Tabel 2.4.1.1) au indicat că toate formele de undă proiectate pot fi recepționate în condiții foarte bune și permit detecția pe baza vârfului de corelație.

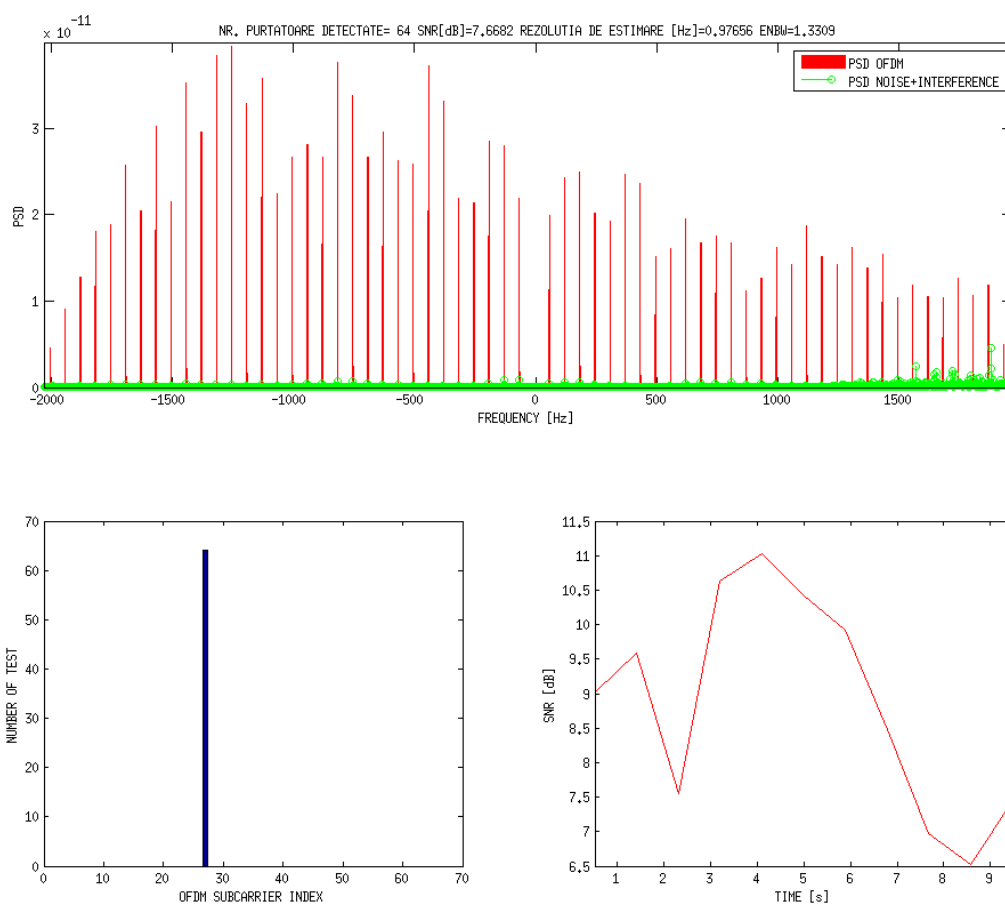


Figura 2.4.1.2. Funcționarea algoritmului pentru evaluarea SNR folosind forme de unda OFDM

Table 2.4.1.1. Rezultate ale evaluării canalului NVIS pe teritoriul României

Banda ocupată [kHz]	Cod ZC	Coefficient corelație [%]	Nr cai de propagare
4	63,31	76,7	2
8	63,31	85,6	2
4	1023,31	70%	2

Canalele radio HF NVIS asociate teritoriului României sunt caracterizate de variații semnificative ale SNR (0 – 20 dB). Totodată la recepție sunt prezente de regulă două unde (ordinară și extraordinară) cu întârzieri variabile între acestea.

Variațiile SNR și ale împrăștierii în domeniul timp depind de frecvența de lucru și momentul realizării legăturii. Forma de undă pentru sondare de tip OFDM, construită pe baza codurilor Zadoff-Chu (ZC), are capacitatea de a evalua raportul SNR, numărul și întârzierea căilor de propagare la recepție. Capacitatea formei de undă în evaluarea întârzierii de grup este limitată de rezoluția în domeniul timp și implicit de banda ocupată de forma de undă.

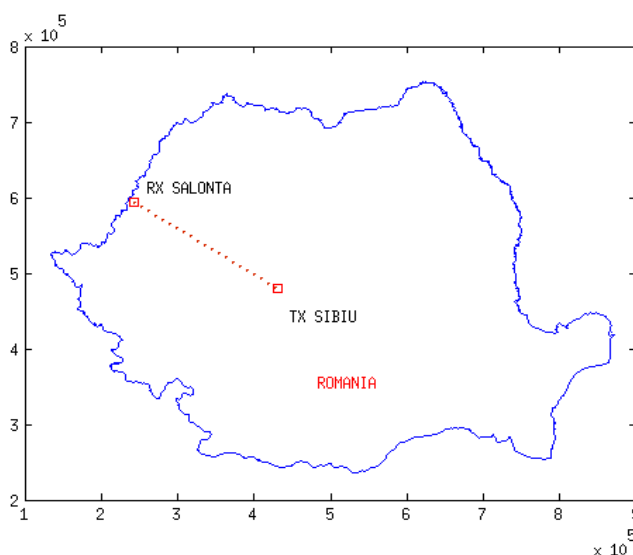


Figura 2.4.1.3. Dispunerea geografică a instalațiilor de emisie/recepție în cadrul testelor pe teritoriul României

Utilizarea codului ZC cu lungime de 63 la o bandă de 8 kHz sau 16 kHz poate detecta propagarea pe cele două unde O (ordinară) și X (extraordinară). Formele de undă cu bandă mai mică de 8 kHz nu asigură o rezoluție în domeniul timp suficient de bună pentru a detecta cele două căi diferite de propagare. O parte dintre rezultate sunt prezentate în figurile 2.4.1.4 și 2.4.1.5.

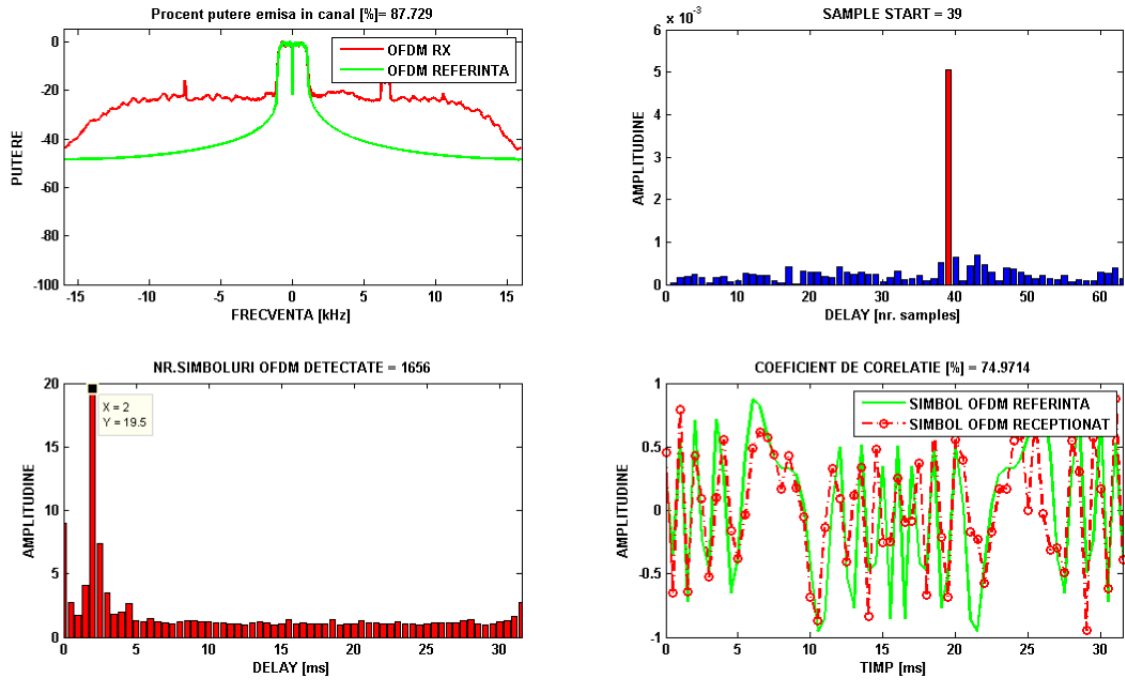


Figura 2.4.1.4. Semnal recepționat in cazul: Cod ZC(63,31), Bandă ocupată= 2kHz

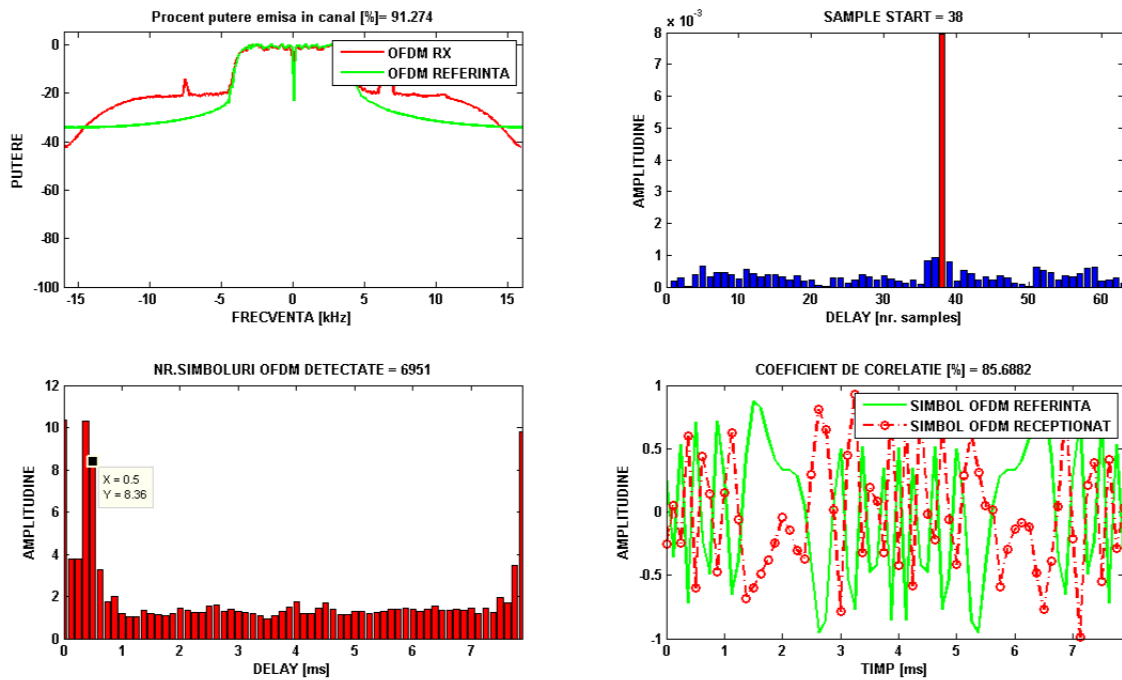


Figura 2.4.1.5. Semnal recepționat in cazul: Cod ZC(63,31), Bandă ocupată= 8kHz

Masuratorile efectuate au permis validarea unui model de predicție de propagare în gama HF. În acest scop a fost realizată o aplicație care folosește modelul IRI-2016 pentru modelarea ionosferei și utilizează un algoritm analitic pentru determinarea traseului undelor radio HF prin ionosferă. Aplicația a fost adaptată la condițiile de propagare NVIS. Algoritmii de propagare utilizați nu ia în calcul influența câmpului magnetic al Pământului. Modul de relaționare a modelului IRI-2016 cu modelul analitic este descris grafic în figura 2.4.1.6. Diagrama prezintă și principalii parametri de intrare ai aplicației software.

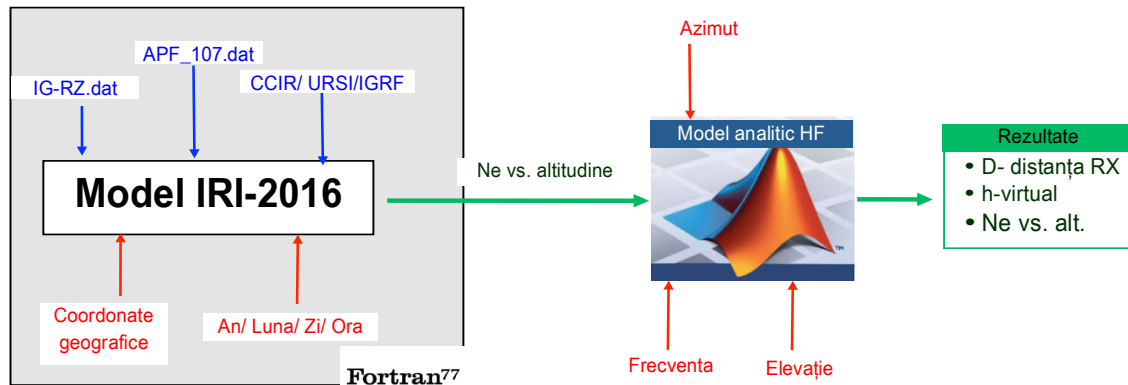


Figura 2.4.1.6. Integrarea modelului IRI-2016 și a modelului analitic în cadrul aplicației software pentru predicții ionosferice.

Aplicația calculează poziția punctului de recepție pentru fiecare unghi de elevație situat într-un interval stabilit de către utilizator pe o direcție de emisie (azimut) fixată.

Rezultatele obținute sunt afișate grafic (Figura 2.4.1.7) astfel:

- ✓ distribuția concentrației de electroni Ne în funcție de altitudine la momentul de timp stabilit, pentru punctul de emisie. Acest grafic permite identificarea rapidă a straturilor ionosferice active la momentul simulării. De regulă, stratul E apare pe timpul zilei și determină recepția la distanțe mari a undelor radio în gama HF. Prezența acestui strat poate fi identificată grafic în distribuția concentrației de electroni;
- ✓ distanța de recepție vs. altitudinea virtuală de reflexie pentru fiecare unghi de elevație. Acest grafic permite identificarea zonelor fără recepție („skip zone”), a tipurilor de reflexii prezente și a distanței de recepție pentru fiecare unghi de elevație. Pe baza acestui grafic pot fi obținute evaluările ale acoperirii radio HF pentru anumite tipuri de antene. Utilizatorul poate modifica intervalul de unghiuri de elevație selectat pentru a lua în calcul diagrama de directivitate în elevație a antenei utilizate;
- ✓ zona acoperită este afișată pe o hartă a ROMÂNIEI prin marcarea pe hartă a punctului de emisie și a celor de recepție pentru scenariul calculat. Acest grafic permite identificarea rapidă a eventualelor zone fără acoperire și a celor care

asigură recepția prin reflexie atât pe stratul F cât și pe stratul E. Pozițiile punctelor de recepție sunt calculate pe baza coordonatelor punctului de emisie, a azimutului stabilit și a distanțelor de recepție calculate. Deoarece aplicația este adaptată la cerințele proiectului SIRIUS, zona afișată pe hartă include teritoriul ROMÂNIEI și zonele din proximitate în limita a 43°N – 49°N și 20°E – 30°E (punctual de emisie aflat în Sibiu). Datorită limitării zonei de afișare, pe hartă nu sunt afișate punctele de recepție asociate unor distanțe mari chiar dacă acestea au fost calculate și sunt afișate în graficul distanță vs. altitudine.

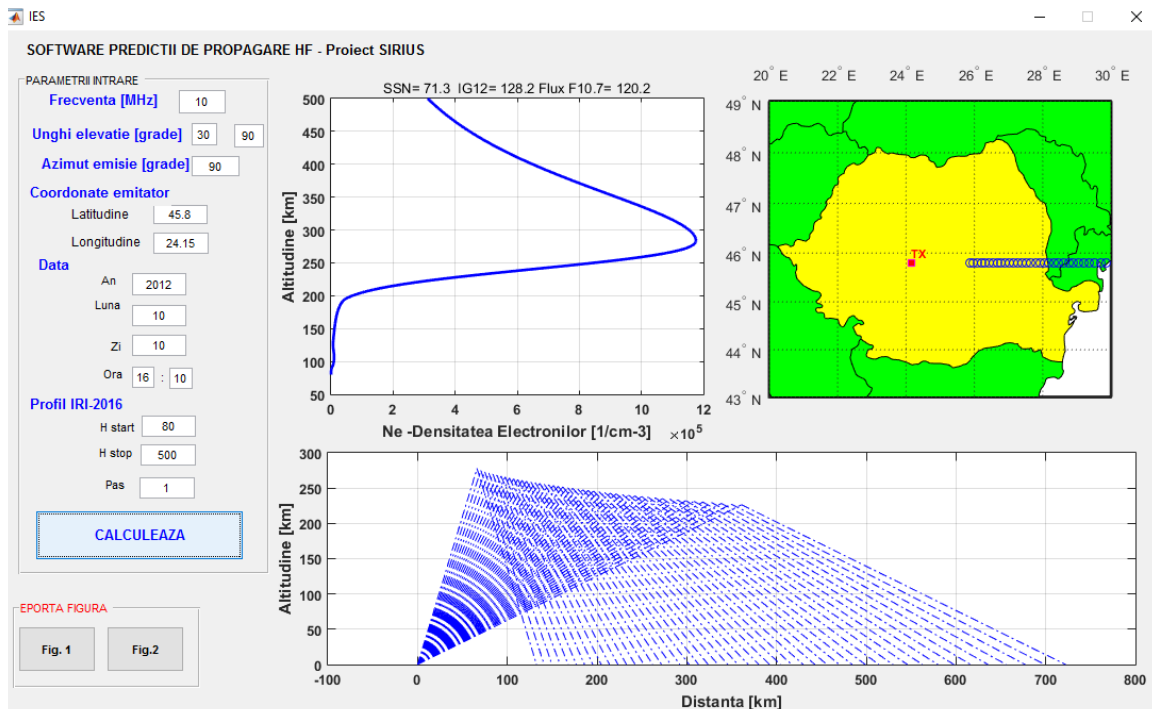


Figura 2.4.1.7. Interfața aplicației pentru predicții de propagare HF

Bibliografie selectiva:

1. P. Bergada Carames, 2014, "Oblique Sounding and HF Communication Techniques for Very Long Haul Ionospheric Links", *Thesis for the degree of Doctor of Philosophy*, Universitat Ramon Llull, Barcelona.
2. R. Aquile, P. Bergada, I. Gutierrez, J.L. Pijoan, 2006, "Channel estimation for long distance HF communications based on OFDM pilot symbols", *Proceedings of the IRST*.
3. R. Mitran, M. Stanic, "Delay spread evaluation of HF channels based on ray tracing," *IEEE Black Sea Communications*, Varna, 2016.
4. <ftp://ftp.swpc.noaa.gov/pub/warehouse/2015/WeeklyPDF/>.
5. <http://iri.gsfc.nasa.gov/>.
6. Cesidio Bianchi, Alessandro Settimi, Adriano Azzorone, Angelo Lozito, A method to test HF ray tracing algorithm in the ionosphere by means of the virtual time delay, *Advances in Space Research*, Vol. 48, Issue 10, 15 November 2011, p. 1600 – 1605.
7. R.J. Norman, Two-Dimensional Analytic HF Ray Tracing in the Ionosphere, *Radar Conference*, 3-5 September, 2003, Adelaide, Australia;

2.4.2. Implementarea si testarea unei forme de unda OFDM pentru comunicatii de date in conditii NVIS (Near Vertical Incident Skywave)

Implementarea si testarea unei forme de unda de tip OFDM pentru comunicatii de date in gama HF a fost realizata in cadrul proiectului de cercetare cu tema *“Predicții de propagare ionosferică și comunicații de bandă largă folosind senzori SDR în gama HF pentru suportul informațional în situații de urgență pe teritoriul ROMÂNIEI”*.

In cele ce urmeaza vom face referire numai asupra testarii comunicatiilor de date folosind forma de unda de tip OFDM pe un canal standard din gama HF de largime de banda 3 kHz. Rezultatele testelor au fost prezentate in lucrarea: *„Experimental Analysis of Noise Level and Channels Availability for High Frequency OFDM data transmission in NVIS propagation conditions”*, Int. Symposium on Electromagnetic Compatibility, Sept. 2016, Wroclaw, Poland.

Profilul canalului HF din perspectiva valorii raportului semnal zgomot (SNR) va limita rata de transfer in cazul comunicatiilor de date in gama HF. In [P. Bregada, 2014] sunt investigate doua tehnici digitale de transmisiie, DSSS (Digital Sequence Spread Spectrum) si OFDM (Ortogonal Frequency Division Multiplexing) in cazul unei legaturi de date in gama HF intre Antarctica si Spania. Se arata ca in conditii mai putin bune ale canalului (“poor channel”) folosind tehnica DSSS s-au obtinut rate de bit de 15,87 bps in timp ce in conditii bune (“good channel”) in care SNR este cel putin 8 dB, folosind tehnica OFDM, s-au obtinut rate de bit de 125 bps.

In [Antoniou, 2006] se subliniaza faptul ca pentru a obtine rate de transfer ridicate la rate de eroare acceptabile, chiar si in conditii NVIS cu valori ale SNR ridicate, este necesara o analiza in detaliu a canalului HF. Rezultatele masuratorilor asupra unui canal NVIS pe frecventa de 7,08806 MHz in data de 19 octombrie 2012 [Daniels, 2013] evidentiaza faptul ca intre diferitele cai de receptie SNR poate avea variatii intre 0.4 dB si 18.4 dB. Implementarea unui sistem HF OFDM in cazul unui canal standard de largime de banda 3 kHz este prezentata in [Zhenyu Zhang, 2012] marimea propusa pentru FFT fiind 64, utilizandu-se 38 de subpurtatoare si 20 ms pentru durata simbolului OFDM.

Parametrii pentru semnalul OFDM utilizat in experimente sunt prezentati in tabelul 2.4.2.1.

Tabel 2.4.2.1. Parametrii semnalului OFDM

Parametru	Valoare
Rata de esantionare	4 kHz
Marimea IFFT/FFT	64
Ecartul intre doua subpurtatoare	62,5 Hz
Numarul de subpurtatoare ocupate	48
Numarul de subpurtatoare pilot	4
Cyclic Prefix (CP)	16
OFDM Subcarrier Period	16ms
Guard Period	4ms
Durata simbolului	20ms
Numarul de simboluri	50
Symbol Mapping	BPSK
Largimea de banda a canalului	3 kHz

Atat la receptie cat si la emisie au fost folosite platforme Software Defined Radio (SDR) NI USRP (Universal Software Radio Peripheral) comandate cu ajutorul unei aplicatii software implementata in mediul GNU Radio, dupa modelele propuse in [Braun, 2014] si [Tomaz, 2016]. Achizitia, calculul raportului semnal zgomot si receptia pachetelor

de date au fost realizate in mediul GNU Radio, iar durata de monitorizare in fiecare caz a fost de 1 min (215 pachete transmise). Analiza statistica a masuratorilor a fost realizata in mediul MATLAB. Experimentele au fost realizate in conditii NVIS in cadrul unui scenariu cu punctul de emisie la Sibiu si punctual de receptie la Timisoara. In figura 2.4.2.1 sunt prezentate elementele sistemului de emisie care asigura indeplinirea urmatoarele functii: generarea formei de undă pentru sondare; amplificarea semnalului generat la nivelul corespunzător; acordul cu antena de emisie; sincronizarea cu sistemul de recepție.

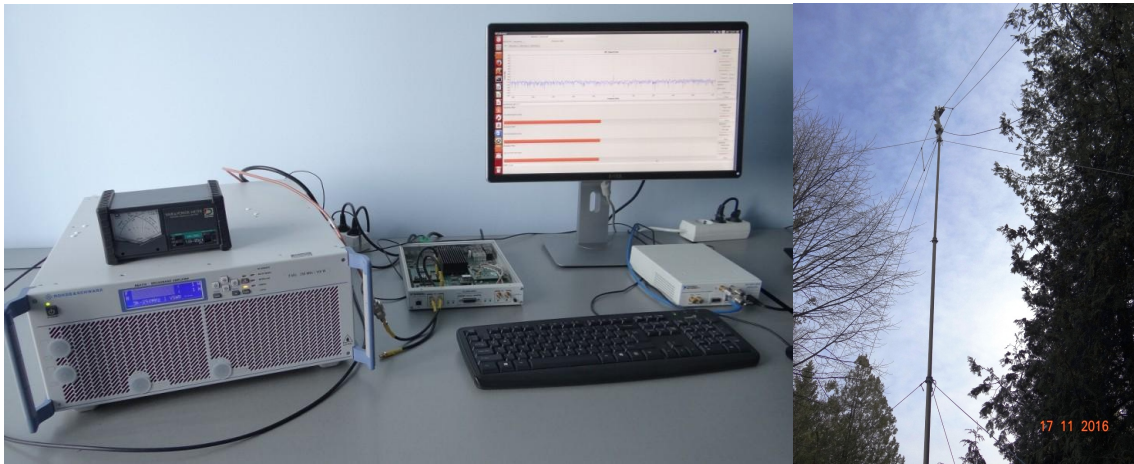


Figura 2.4.2.1. Elementele sistemului de emisie:

- a) Stanga** - Amplificator de putere R&S BBA150, platforma SDR NI USRP 2950 (2930) si statia de lucru;
b) Dreapta - Antena de banda larga Diamond WD330

Utilizarea platformei SDR NI USRP 2950 permite generarea în timp real a semnalelor în banda 0-30 MHz. Folosirea unui receptor GPS intern (OCXO) crește stabilitatea în frecvență și realizează sincronizarea între emisie și recepție prin menținerea unei referințe de timp dată de către receptorul GPS. Rularea unei funcții de sincronizare a ceasului intern al platformei SDR cu referința de timp dată de către receptorul GPS face posibilă ca atât la emisie cât și la recepție să fie folosită aceeași referință de timp.

Generarea formei de undă a fost realizată prin intermediul unei aplicații software special destinată acestui scop. Aplicația software realizată în Python, prin adaptarea unor module de interconectare realizate în GnuRadio, permite generarea și controlul automat al semnalului de sondare. În figura 2.4.2.2 se prezintă interfața grafică a aplicației GnuRadio. În generarea formei de undă se deosebesc doi pași: 1. selecția formei de undă – semnal sinusoidal sau orice formă de undă, stocată inițial în format IQ și special construită în acest scop; 2. emisia formei de undă – acesta poate fi realizat pe o bandă (listă) de frecvențe, timpii de emisie fiind controlați automat. Momentele de start și stop ale generării formei de undă pot fi stabiliți inițial.

Amplificarea semnalului generat trebuie să țină seama de caracteristicile formei de undă. În cazul în care semnalul generat este un semnal complex (de exemplu, un semnal OFDM) devine important comportamentul amplificatorului din perspectiva răspunsului la variații rapide ale amplitudinii semnalului, raportul dintre valoarea de vârf și valoarea medie fiind o mărime de interes în această situație. În acest scop a fost folosit amplificatorul de putere R&S BBA150 (banda 9kHz-250MHz, putere 160W) care prezintă un răspuns liniar pentru diferite forme de undă complexe date de diferite modulații digitale.

Pentru a se obține un acord rapid cu antena, în cazul testelor a fost folosită o antena de bandă largă în gama HF NVIS 2-12 MHz de tip WD330. În figura 2.4.2.3 este

reprezentat factorul de unda stationara (VSWR) al sistemului de emisie pentru domeniul de frecventa 3-9 MHz. Se poate observa ca pentru domeniul de frecventa de interes pentru comunicatiile NVIS intre 4 si 8 MHz valorile factorului de unda stationara sunt acceptabile (<1.8).

Semnalul de sincronizare de 10 MHz este utilizat ca referință pentru oscilatorul local al generatorului de semnal. Aceeași operațiune este realizată la recepție. Astfel frecvența de emisie va fi egală cu frecvența de recepție. Semnalul de sincronizare 1 PPS asigură alinierea bazei de timp de la emisie cu cea de la recepție. Conform estimărilor realizate pe baza modelului de propagare IRI, durata de propagare între două puncte aflate pe teritoriul României va fi mai mică de 10 ms. Asadar utilizarea semnalului de sincronizare de 1 PPS (rezoluție de 1 s) va permite estimarea fără ambiguitate a duratei de propagare.

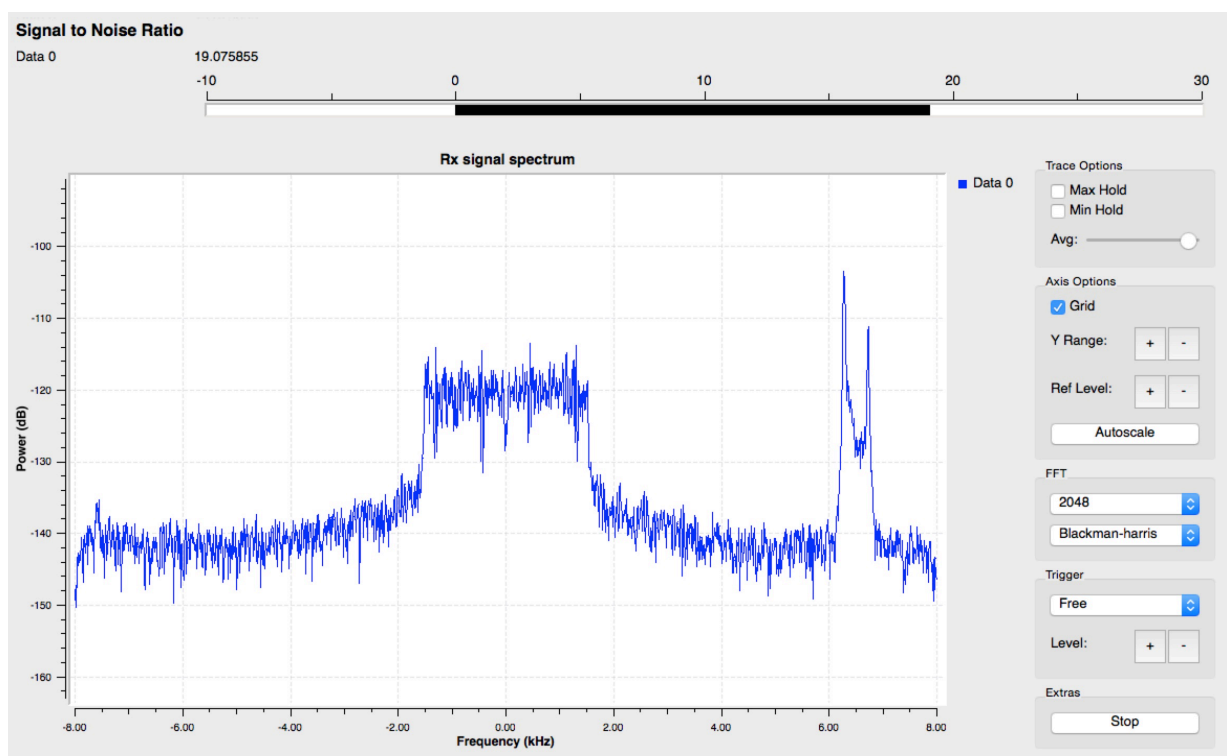


Figura 2.4.2.2 Interfata grafica a aplicatiei GnuRadio

Achizitia a fost facuta in timp real pentru o largime de banda de 16 kHz iar calcul SNR a fost realizat prin diferenta intre puterea masurata in canalul de interes de largime de banda 4 kHz si puterea zgomotului masurata in canalul adiacent de aceeasi largime de 4 kHz. Inainte de evaluarea SNR pentru fiecare masuratoare a fost verificata starea celor doua canale astfel incat sa nu existe alte emisii care sa influenteze acuratetea masuratorii. In cazul in care au aparut astfel de interferente aceste situatii au fost eliminate din analiza. In comportamentul canalului ionosferic din perspectiva SNR s-a urmarit evidentierea celor doua situatii limita, prima in care prin cresterea SNR se face trecerea de la pachet pierdut la pachet receptionat, si cea de a doua, in care prin scaderea SNR se face trecerea inversa, de la pachet receptionat la pachet pierdut. Pentru fiecare din cele doua situatii intereseaza valorile limita ale SNR pentru care pachetul de date a fost receptionat corect. Daca in figura 2.4.2.4 este evidentiata cazul unui canal HF

bun, in care din cele 215 pachete transmise sunt receptionate 183 (PER=14,8%), in figura 2.4.2.5 este prezentata variatia SNR pentru un canal HF mai putin bun, in care sunt receptionate numai 5 pachete (PER=97,6%).

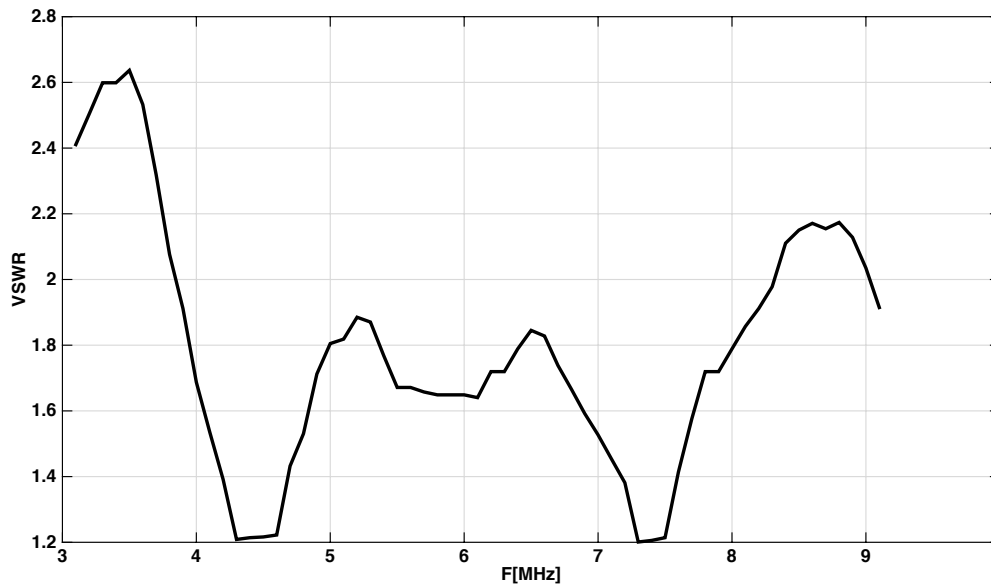


Figura 2.4.1.3. Variatia factorului de unda stationara (VSWR) al sistemului experimental de emisie

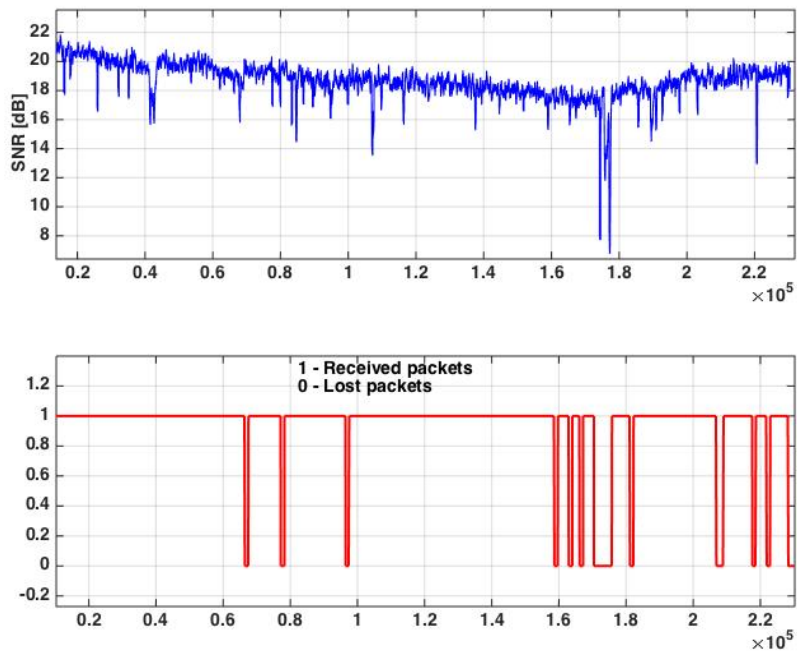


Figura 2.4.2.4. Variatia SNR si distributia pachetelor receptionate in cazul: durata de achizitie 1min; pachete transmise 215; pachete receptionate 183 (PER=14,8%)

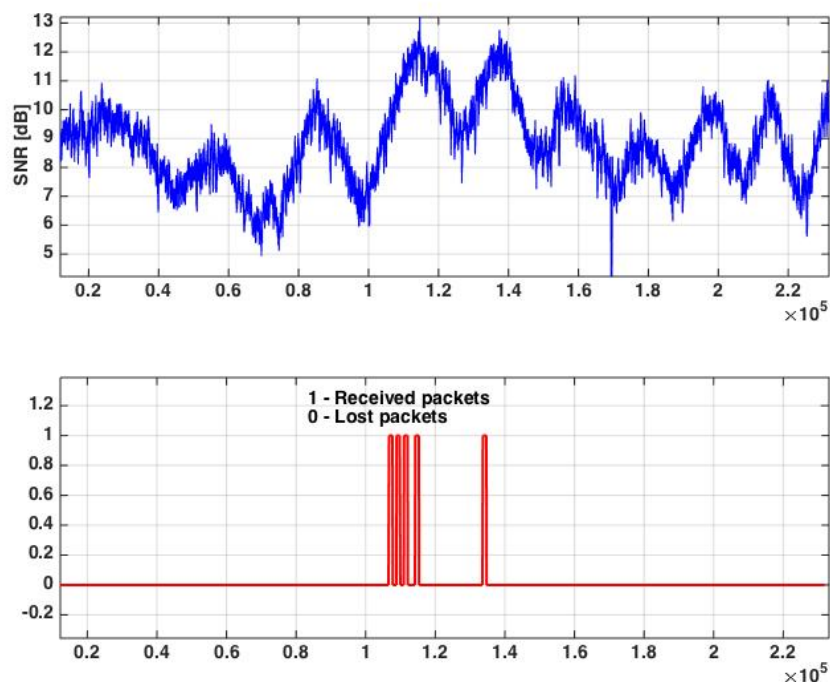


Figura 2.4.1.5. Variatia SNR si distributia pachetelor receptionate in cazul: durata de achizitie 1min; pachete transmise 215; pachete receptionate 5 (PER=97,6).

In tabelul 2.4.2.2 sunt prezentate valorile numarului de pachete receptionate, PER si SNR in mai multe cazuri. SNR a fost calculat ca valoarea mediana a marimilor rapoartelor semnal zgomot corespunzatoare pachetului receptionat in cele doua situatii limita, trecere de la pachet pierdut la pachet receptionat si invers, de la pachet receptionat la pachet pierdut. Se observa ca scaderea SNR sub 10 dB, in cazul transmiterii folosind tehnica OFDM pe un canalul standard HF de 3 kHz, compromite total comunicatia de date.

Tabel 2.4.2.2. Numarul pachetelor receptionate si rata erorii pachetelor in functie de SNR

Numar pachete receptionate	PER [%]	SNR [dB]
186	13,4	16,94
183	14,8	16,23
156	27,4	14,48
131	38,8	13,15
5	97,6	10,79

Bibliografie selectiva:

1. A. Hazza, M. Shoaib, A. Saleh, and A. Fahd, 2011, "Robustness of digitally modulated signal features against variation in HF noise model", *EURASIP J. Wireless Comm. Networking* (1): 1-12.
2. Martin Braun, 2014, "OFDM Packet Receivers in GNU Radio", FOSDEM 2014.
3. Tomaž Šolc, "Signal power in GNU Radio", *Avian's Blog, Electronics and Free Software*, accessed in January 2016.
4. P. Bergada, R.M Alsina-Pages, J.L. Pijoan, M. Salvador, J.R. D. Badia and S. Graells, 2014, "Digital transmission techniques for a long haul HF links: DSSS versus OFDM", *Radio Science*, Vol. 49, 1-13.

5. S. Antoniu, L. Christofi, P.R. Green, and G.F. Gott, 2006, "High rate data transmission in the mid-latitude NVIS HF channel", *IEE Proc. Communications*, Vol. 153, No. 2.
6. Robert C. Daniels, Steven W. Peters, Robert W. Health, 2013, "HF MIMO NVIS Measurements with Co-located Dipoles for Future Tactical Communications", *IEEE Military Communications Conference*.
7. Zhenyu Zhang, Fanxin Zeng, Lijia Ge, Shaorong Chen, Bo Yang, Guixin Xuan, 2012, "Design and Implementation of Novel HF OFDM Communication Systems", *The 14th International Conference on Communication Technology*.
8. P. Bechet, Simona Miclaus, A. Miclaus, C. Balint, „Experimental Analysis of Noise Level and Channels Availability for High Frequency OFDM data transmission in NVIS propagation conditions”, *Int. Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Sept. 2016, Wroclaw, Poland.

Capitolul 3: Concluzii si directii de cercetare viitoare

Cu privire la activitatea autorului tezei de abilitare pot fi formulate urmatoarele concluzii:

- ✓ A condus mai multe proiecte de cercetare în calitate de director de proiect sau de responsabil de proiect la partener, în care au fost îndeplinite cu succes obiectivele asumate. Împreună cu colegi din Academia Forțelor Terestre a format o echipa de cercetare competitiva care a reușit promovarea unor teme și proiecte de cercetare finanțate prin diferite programe.
- ✓ A contribuit la consolidarea infrastructurii de cercetare din Academia Forțelor Terestre. În acest scop a colaborat atât cu firme importante furnizoare de echipamente de comunicații moderne cât și cu alte compartimente din cadrul academiei. Este relevanta colaborarea cu reprezentanța firmei Rohde & Schwartz din Romania, pe de o parte în implementarea unor sisteme automate de măsură și control, iar pe de altă parte, în organizarea unor evenimente pe linia echipamentelor de măsură și control de radiofrecvență. Beneficiile au fost multiple, cum sunt: prezentarea unor echipamente de măsură și testare de ultimă generație; identificarea unor teme de interes de colaborare, în mod special pe linia cercetării științifice; susținerea desfășurării unor activități didactice și de cercetare cu aparatură de măsură și control modernă; atragerea studenților către mediul economic și susținerea acestora în finalizarea diferitelor lucrări (de licență, dizertație sau teze de doctorat). În multe cazuri reprezentanța Rohde & Schwartz a asigurat echipamente de măsură performante în desfășurarea unor experimente în urma cărora au fost publicate lucrări, în mod special în reviste cotate ISI. O altă colaborare ce poate fi evidențiată este cea cu "Interactive Systems & Business Consulting" care este un furnizor de renume de echipamente și servicii de comunicații în domeniul securității și apărării. Au fost identificate mai multe forme de colaborare, un exemplu este parteneriatul în cadrul proiectului de cercetare din Programul Parteneriate în domenii în prioritate, competiția 2013, în care Interactive Systems & Business Consulting asigură cofinanțarea proiectului.
- ✓ A colaborat cu alte universități atât pe linie didactică cât și pe linia cercetării științifice. Un exemplu este reprezentat de programul de masterat "Sisteme integrate de comunicații cu aplicații speciale" inițiat și dezvoltat împreună cu specialiști din Universitatea Tehnică din Cluj Napoca. Cel de al doilea exemplu este cartea "*Compatibilitatea electromagnetică în medii de comunicații radio*" publicată în Editura Academiei Române și care a obținut premiul "Gheorghe Cartianu" al Academiei Române pe anul 2010.
- ✓ A participat și a condus cu succes diferite aplicații pe linia comunicațiilor militare, multe dintre acestea, prin testele efectuate, au avut caracter de pionerat pentru România.
- ✓ În calitate de șef al compartimentului instrucție și educație din Centrul de Pregătire pentru Comunicații și Informatică a inițiat programe de instruire noi, la

unele dintre ele participând și cursanți din străinătate. Prin strategia abordată aceste programe au constituit baza în schimbarea pe termen lung a învățământului militar din arma Comunicații și Informatică.

- ✓ A încurajat și susținut de-a lungul timpului mai mulți studenți în diferite acțiuni cum sunt cele de finalizare a lucrărilor de disertație sau a tezelor de doctorat. Cu o parte dintre ei a format echipe de cercetare în cadrul unor proiecte de cercetare desfășurate cu succes.
- ✓ A colaborat cu specialiști din alte instituții pe diferite teme, în mod special în elaborarea și publicarea unor lucrări științifice sau în desfășurarea unor proiecte de cercetare. Relevant pentru tematica tezei de abilitare este colaborarea cu "Technological Educational Institute of Crete", Grecia, în cadrul proiectului "Archimedes III", în urma căreia a fost implementat un sistem automat de măsură a câmpului electromagnetic (partenerii din Grecia au rezolvat problema comenzii și controlului antenei iar în Academia Fortelor Terestre a fost rezolvată problema interfațării analizorului spectral și a procesării datelor măsurate). De asemenea, au fost elaborate și publicate 3 lucrări, una dintre ele fiind publicată în revistă cotate ISI cu factor de impact.

Sprijinirea și încurajarea studenților, ridicarea nivelului științific, actualizarea materialelor prezentate în conformitate cu ultimele realizări din domeniu și expunerea acestora într-o manieră modernă și accesibilă studenților vor fi priorități în ceea ce privește activitatea didactică viitoare a candidatului.

Finalizarea activităților de cercetare în cadrul proiectului cu tema "*Predicții de propagare ionosferică și comunicații de bandă largă folosind senzori Software Defined Radio (SDR) în gama High Frequency (HF) pentru suportul informațional în situații de urgență pe teritoriul României*" va reprezenta o prioritate imediată pe linia cercetării științifice. Sistemul de monitorizare a ionosferei propus în cadrul proiectului include inovații la nivel științific și integrează trei metode de sondare a ionosferei (sondarea oblică, sondarea pasivă și măsurare TEC pe baza semnalelor GPS). Din punct de vedere al soluției tehnice, sistemul de măsurare a ionosferei este implementat pe suportul oferit de platforme SDR reconfigurabile. Rezultatele furnizate în timp real oferă informații despre parametrii ionosferei (foF2, foF1, hmF, hmE, foE) precum și date privind calitatea semnalelor recepționate (atenuare, Bit Error Rate - BER, Error vector Magnitude - EVM etc.).

În ultima etapă a proiectului, va fi investigată capacitatea unor forme de undă de bandă largă de a asigura rate de transfer constante pe canale cu reflexie ionosferică, la unghiuri mari de elevație. În acest scop, vor fi studiate forme de undă cu banda între 3 și 24 kHz, iar adaptarea formei de undă la mediul de comunicații va urma modelele utilizate în comunicațiile 4G, prin utilizarea unor criterii de comutare bazate pe parametrii semnalului recepționat (nivel semnal, Signal Noise Ratio - SNR, Bit Error Rate - BER, Error Vector Magnitude - EVM etc.). Formele de undă candidate vor fi testate în condiții de laborator în faza de modelare-simulare dar și în condiții reale, prin efectuarea de măsurători experimentale, cu ajutorul senzorilor HF instalați pe teritoriul României.

Din perspectiva resursei umane, proiectul asigură cadru adecvat pentru valorificarea experienței unor cercetători cu rezultate semnificative în domeniu, dar și

pentru perfecționarea și susținerea unor tineri cercetători cu abilități reale pentru cercetarea științifică. Proiectul vizează o cercetare complexă prin integrarea și aprofundarea unor elemente de noutate specifice mai multor discipline științifice, și de aceea proiectul va contribui la dezvoltarea carierei pe linia cercetării științifice pentru fiecare membru din echipa de cercetare. Soluțiile tehnice vizate propun integrarea unor aspecte de modelare matematică, simulare, analiză și testare în timp real, identificarea unor algoritmi adaptivi de prelucrare a semnalelor și implementarea unor platforme specifice tehnologiei „cognitive radio”.

Achiziția unor sisteme de emisie-recepție de bandă largă profesionale în gama HF și a unor sisteme performante de achiziție și prelucrare a datelor în timp real va permite consolidarea și dezvoltarea unei baze materiale moderne din perspectiva alinierii la cerințele cercetării pe plan european, pentru a deveni parteneri credibili și cu un real potențial în proiecte internaționale de cercetare în domeniul comunicațiilor speciale folosind tehnici și echipamente din generația 4G. Utilizarea platformelor de tip SDR, va permite portarea algoritmilor introducând noi capabilități la nivelul unei echipamentului radio. De exemplu, în cazul stației radio HF, algoritmul de sondare ionosferică poate utiliza tehnici de căutare de tip „cooperative spectrum sensing” în scopul maximizării probabilității de descoperire și de sincronizare cu semnalele radio emise de către ionosondele de interes. Platformele și echipamentele SDR se pot constitui în soluții flexibile de fiecare dată când se pune problema adaptării la variațiile caracteristicilor canalului de transmisie în scopul îmbunătățirii serviciului de comunicație.

Dezvoltarea sistemelor de monitorizare a campului electromagnetic va continua să rămână o preocupare. Realizarea unui sistem de monitorizare în timp real a campului electromagnetic folosind tehnologia SDR ce va fi utilizată cu precădere pentru evaluarea expunerii umane la radiația electromagnetică emisă de dispozitive wireless specifice standardelor 3G și 4G va reprezenta o preocupare viitoare a candidatului.

Fata de studiile actuale de expunere la radiația electromagnetică în care este vizată mai ales intensitatea campului electromagnetic în diferite game de frecvență, realizarea senzorilor pe baza tehnologiei SDR creează oportunități de diversificare a analizei expunerii. Colectarea în timp real a datelor și analiza ulterioară a acestora poate să conducă la analize ale expunerii și din alte perspective ale parametrilor tehnici ai semnalului (tehnologia de comunicație - 3G, 4G, 5G; caracteristicile locației în care se face evaluarea - densitatea traficului, momentul de timp în care se face măsurătoarea, sursele principale de radiație care se găsesc în zona; tipul serviciului de comunicație – voce, date, video; caracteristici tehnice ale datelor - rata de transfer a datelor; caracteristici de modulație; etc). În acest mod devin posibile diferite studii statistice ale expunerii și identificarea reală a unor profile particulare electromagnetice reprezentative pentru expunerea la radiația electromagnetică.

Utilizarea unor platforme SDR cu mai multe canale de recepție paralele va permite implementarea software a unor algoritmi de recepție mult mai bine adaptați la variațiile rapide ale mediului electromagnetic. Fata de soluțiile existente avantajele unui sistem SDR sunt multiple și constau în primul rând în: analiză în timp real, portabilitate, precizie și mobilitate în condițiile unui cost redus.

În ceea ce privește resursa umană, cercetări în direcția platformelor SDR va reprezenta cadrul ideal în care masteranzi și doctoranzi vor fi implicați și sprijiniți în a

participa la activitatile de cercetare si in finalizarea tezelor de dizertatie si a tezelor de doctorat.

Acest lucru reprezinta o motivatie suplimentara a candidatului pentru a sustine teza de abilitare, consolidarea unui grup de cercetare prin implicarea unor tineri cercetatori, fiind o preocupare pentru perioada imediat urmatoare.