

Raport științific și tehnic privind implementarea proiectului

# **Sistem de evaluare a gradului de utilizare a spectrului RF în vederea introducerii rețelelor 5G (Spectrum-5G)**

Contract PN-III-P1-1.1-PD-2016-1696 nr. PD\_154/10.10.2018

## **Campanii de măsurători pentru evaluarea gradului de ocupare a spectrului RF, procesarea și analiza datelor RF colectate și dezvoltarea unor modele pentru gradul de ocupare a spectrului**

Sinteză – etapă de execuție UNICĂ nr. 3 / 2020

Perioada ianuarie – octombrie 2020

Obiectivele care au fost urmărite pentru etapa pe anul 2020 a proiectului sunt legate de utilizarea sistemului de evaluare a gradului de ocupare a spectrului RF proiectat și optimizat în etapele anterioare ale proiectului pentru derularea unor campanii de măsurători pentru evaluarea gradului de ocupare a spectrului RF în zone urbane și rurale, precum și de dezvoltarea unor modele pentru gradul de ocupare a spectrului bazate pe măsurătorile colectate și analiza perspectivelor de îmbunătățire a eficienței de utilizare a spectrului odată cu introducerea rețelelor 5G.

Activitățile prevăzute în planul de realizare al proiectului corespunzător celei de-a treia etape de execuție, corespunzătoare anului 2020, au cuprins:

- derularea de campanii de măsurători pentru evaluarea gradului de ocupare a spectrului RF în zone urbane
- derularea de campanii de măsurători pentru evaluarea gradului de ocupare a spectrului RF în zone rurale;
- procesarea datelor RF colectate utilizând algoritmi optimizați de detecție spectrală;
- dezvoltarea unor modele pentru gradul de ocupare a spectrului bazate pe măsurătorile colectate;
- analiza perspectivelor de îmbunătățire a eficienței de utilizare a spectrului odată cu introducerea rețelelor 5G.

## 1. Campanii de măsurători pentru evaluarea gradului de ocupare a spectrului RF

Dezvoltarea unui număr mare de standarde de comunicații fără fir care a avut loc în ultimii ani a pus presiune pe una dintre resursele limitate necesare pentru toate aceste legături radio, și anume spectrul de frecvență. Mai mult, cerințele rețelelor mobile 5G, cum ar fi ratele de date de peste un Gbps în cazul aplicațiilor de tip *enhanced mobile broadband* (eMBB) va necesita benzi de frecvență semnificative [1].

Cu toate acestea, mai multe campanii de măsurare a ocupării spectrului care au fost efectuate în diferite zone din întreaga lume [2] au concluzionat că eficiența cu care se utilizează în prezent cea mai mare parte a spectrului de frecvențe este de fapt foarte scăzută. Acest lucru este cauzat de abordarea actuală a alocării spectrului, una statică. Astfel de măsurători au fost efectuate în trecut de către echipa de cercetare a proiectului și în România, folosind un analizor de spectru ca dispozitiv de captură [3].

Accesul la spectru dinamic (DSA) [4] este o soluție posibilă pentru creșterea eficienței utilizării spectrului, permițând utilizatorilor secundari (fără licență) (SU) să acceseze benzi de frecvență licențiate, în timp ce acestea nu sunt utilizate în mod activ de către utilizatorii primari (licențiați). Procesul de detecție spectrală (SS) este o funcție necesară a unui dispozitiv capabil de DSA, oferind capacitatea de a recunoaște în timp real prezența PU. Au fost propuse mai multe metode de detecție spectrală [5], dintre care cea mai populară rămâne detecția de energie (ED) [6], datorită simplității sale și aplicabilității aproape universale.

Dispozitivele radio definite prin software (SDR) [7] sunt elemente cheie pentru implementarea sistemelor capabile de DSA, deoarece oferă flexibilitatea necesară pentru a putea ajusta banda de frecvență și tehnologia de acces radio pentru a profita de cea mai bună oportunitate disponibilă.

Majoritatea campaniilor menționate în [2] au folosit analizoare de spectru pentru efectuarea măsurătorilor. Cu toate acestea, în ultimii ani mai mulți cercetători au implementat aplicații de detecție spectrală utilizând platforme SDR. În [8], o aplicație mobilă de detecție spectrală în timp real este implementată folosind platforma SDR HackRF One și un telefon mobil. Autorii lucrării [9] folosesc platforme SDR de cost redus din familia RTL-SDR pentru a realiza un prototip de rețea de detecție spectrală distribuită, folosind Raspberry Pi ca PC gazdă. Deoarece platformele RTL-SDR sunt capabile să transmită eșantioane la mai puțin de 2 MS / s, sunt însă necesare foarte multe capturi de semnal pentru efectuarea detecției spectrului de bandă largă.

O schemă bloc a sistemului de evaluare a gradului de ocupare spectrală bazat pe platforme SDR care a fost utilizat pentru efectuarea măsurătorilor de ocupare a spectrului este prezentată în figura 1.1. Principalele avantaje ale utilizării platformelor SDR pentru măsurători ale spectrului, în loc de soluția clasică a utilizării unui analizor de spectru, sunt legate de prețul redus, dimensiunea mai mică și o flexibilitate mai mare.

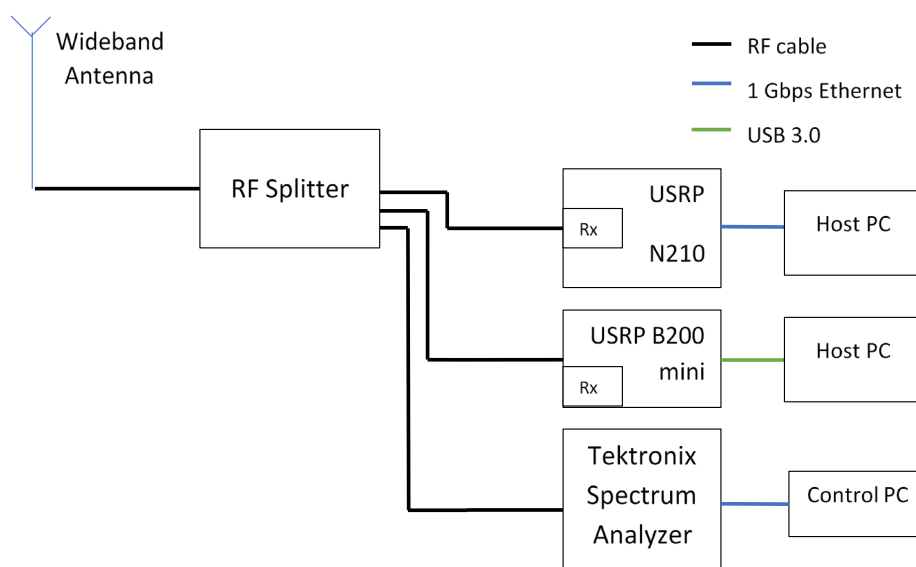


Fig. 1.1. Schemă bloc a sistemului de evaluare a gradului de ocupare a spectrului de radiofrecvență.

Diferite platforme SDR sunt disponibile în prezent în comerț, cu prețuri începând de la 25 \$ și mergând până la peste 10000 \$. Platforme SDR care au fost folosite, USRP N210 (cu modulul RF WBX) [10] [11] și USRP B200mini [12], oferă un compromis bun între preț și performanță. Tabelul 1.1 rezumă specificațiile tehnice ale celor două platforme SDR.

Tabelul 1.1. Specificații tehnice ale platformelor SDR utilizate.

| Parametru                                          | Platformă SDR          |                       |
|----------------------------------------------------|------------------------|-----------------------|
|                                                    | <i>USRP N210 w WBX</i> | <i>USRP B200 mini</i> |
| Tip de interfață                                   | Gigabit Ethernet       | USB 3.0               |
| Gamă de frecvență                                  | 50 – 2200 MHz          | 70 - 6000 MHz         |
| Bandă instantanee maximă                           | 25 MHz                 | 56 MHz                |
| Gama de variație a câștigului pe calea de recepție | 0 - 31.5 dB            | 0 – 76 dB             |

Analizorul de spectru în timp real Tektronix RSA3308B [13] a fost utilizat ca dispozitiv de referință pentru validarea acurateții capturilor efectuate cu platformele SDR. Semnalul RF a fost captat folosind antene de bandă ultra-largă. Pentru locația urbană, s-a folosit antena MP Antenna 08-ANT-0861 [14], în timp ce pentru locațiile suburbană și rurale, semnalele au fost captate folosind antena MP Antenna 08-ANT-0860 [15]. Ambele antene, prezentate în figura 1.2, au specificații similare: interval de frecvență de 25 MHz până la 6 GHz, câștig de 3 dBi, model de radiație omnidirecțională în plan orizontal, multi-polarizare.

Pentru a distribui semnalul RF atât celor două platforme SDR, cât și analizorului de spectru, a fost utilizat un splitter RF de bandă largă cu 4 porturi (Mini-Circuits ZN4PD1-63HP-S [16]).

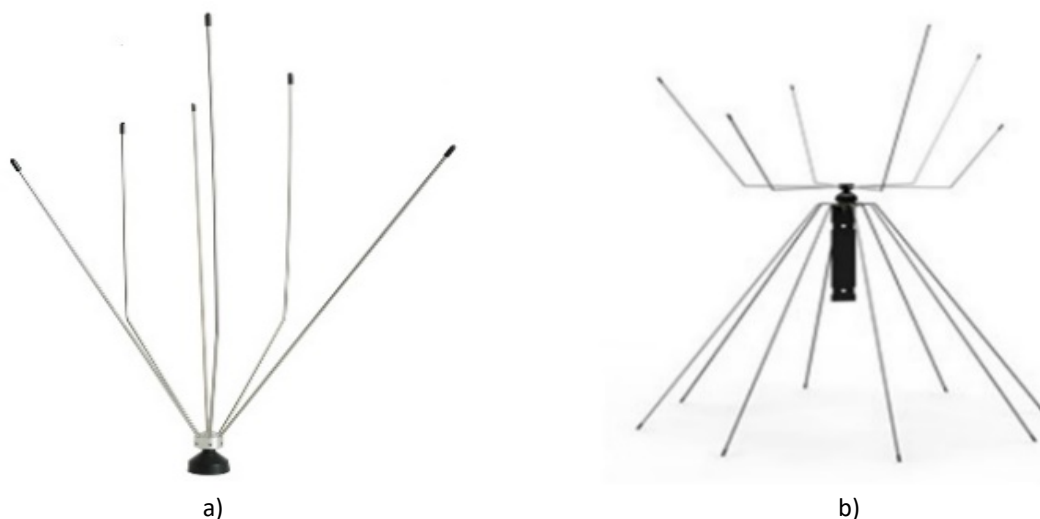


Fig. 1.2 Antenele utilizate pentru efectuarea măsurătorilor: MP Antenna 08-ANT-0860 (a) și MP Antenna 08-ANT-0861 (b).

Pentru efectuarea măsurătorilor, întreaga gamă de frecvență de până la 6 GHz a fost împărțită în sub-benzi de 100 MHz fiecare. După cum se poate vedea din Tabelul 1.1, niciuna dintre platformele SDR utilizate nu este capabilă să capteze o lățime de bandă instantanee de 100 MHz. Din această cauză, au fost folosite scripturi GNU Radio pentru comanda platformelor SDR pentru a capta benzi de frecvență adiacente și pentru a le concatena pentru a obține gama de frecvență dorită. Tabelul 1.2 conține o listă cu cele mai importante setări de captură care au fost utilizate pentru platformele SDR. Frecvența de eșantionare este cel mai important parametru, deoarece determină filtrele care sunt utilizate în partea de conversie descendentă a frecvenței în cadrul lanțului de recepție RF al platformelor SDR. Gradul de planeitate a spectrului captat, care este vital pentru aplicațiile de detecție a spectrului, depinde puternic de setul de filtre utilizate pentru decimarea semnalului.

Tabelul 1.2. Parametrii de captură pentru platformele SDR utilizate.

| Parametru          | Platformă SDR          |                        |
|--------------------|------------------------|------------------------|
|                    | USRP N210 w WBX        | USRP B200 mini         |
| Decimation Rate    | 8                      | 2                      |
| Sampling Frequency | 12.5 MHz               | 30.72 MHz              |
| FFT Size           | 1024                   | 2048                   |
| Receive Gain       | 5 dB ( $f < 500$ MHz)  | 30 dB ( $f < 500$ MHz) |
|                    | 10 dB ( $f > 500$ MHz) | 40 dB ( $f > 500$ MHz) |

Pentru platforma USRP N210, a fost aleasă o rată de decimare de 8, pentru obținerea căreia sunt utilizate două filtre HB și un filtru CIC. Pentru USRP B200mini, trasceiverul integrat RF Analog Devices AD9364 este utilizat în *front-end-ul* RF, folosind ca filtre de decimare filtre HB și un filtru FIR. Mai mult, pentru a evita zonele de frecvență în care caracteristica filtrelor de

decimare nu era suficient de plană, a fost păstrată doar o regiune centrală care conține 30% din banda capturată, restul fiind nefolosit. Rezultă că pentru captura unui interval de frecvență de 100 MHz, trebuie folosite 27 de benzi secundare în cazul USRP N210 și 11 în cazul USRP B200mini. Analizorul de spectru a fost controlat de la distanță de la un computer de control folosind API-ul TekVISA printr-o interfață de tip ethernet.

Pe parcursul anului 2020, echipa de cercetare a proiectului a derulat mai multe campanii de măsurători pentru evaluarea gradului de ocupare a spectrului RF în zone urbane, suburbane și rurale folosind sistemul de evaluare bazat pe platforme SDR proiectat și descris anterior. În figura 1.3 sunt prezentate cele patru locații care au fost folosite pentru efectuarea măsurătorilor.

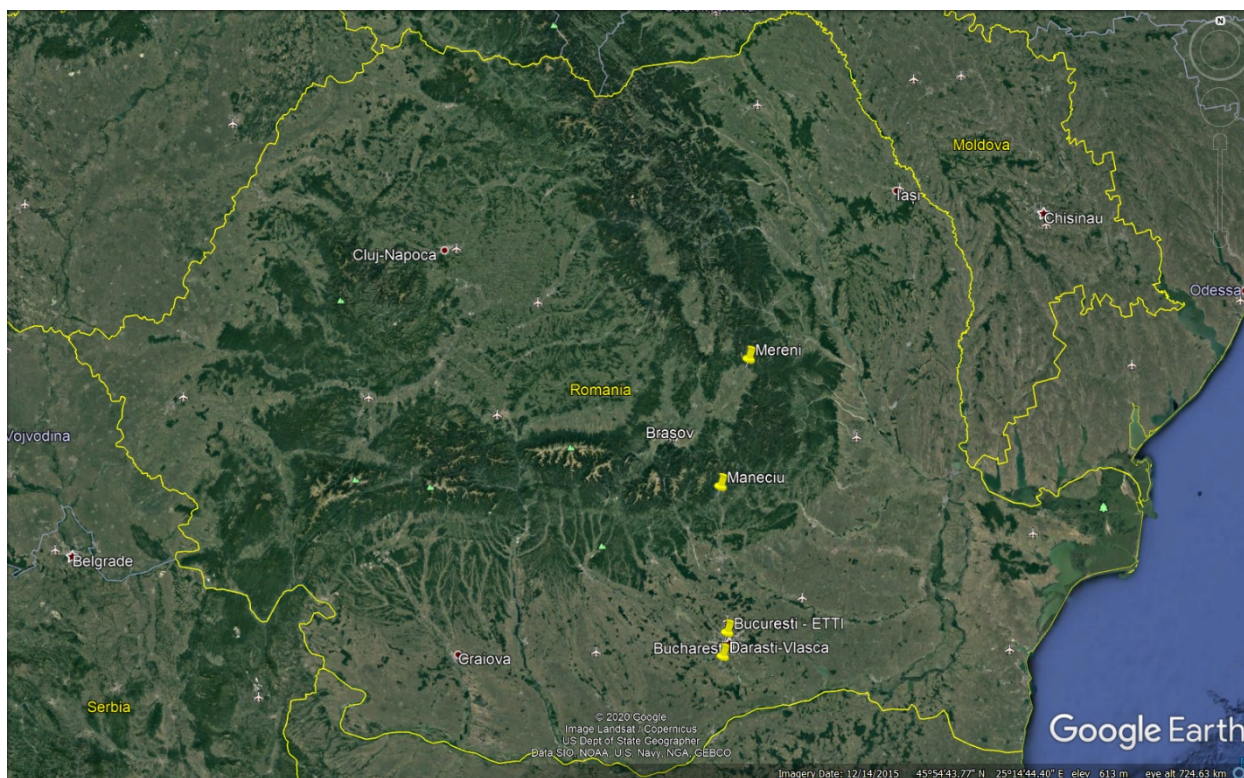


Fig. 1.3. Locațiile folosite pentru derularea campaniilor de măsurători pentru evaluarea gradului de ocupare a spectrului RF

Se observă că măsurătorile au fost derulate într-o locație urbană (București, terasa facultății de Electronică, Telecomunicații și Tehnologia Informației, Universitatea Politehnica din București), într-o locație suburbană (localitatea Dărăști-Vlașca, județul Giurgiu, situată la aproximativ 20 km de București) și în două localități situate în zone rurale (localitatea Mereni din județul Covasna și localitatea Măneciu-Ungureni din județul Prahova).

În tabelul 1.3 sunt prezentate detalii legate de coordonatele geografice ale celor patru locații.

Tabelul 1.3. Coordonatele locațiilor unde au fost realizate măsurătorile

| Locația               | Tipul de zonă | Latitudine    | Longitudine   | Altitudine (față de nivelul mării) | Înălțimea antenei (față de nivelul solului) |
|-----------------------|---------------|---------------|---------------|------------------------------------|---------------------------------------------|
| București             | urbană        | 44 26 01 23 N | 26 03 28 96 E | 87m                                | 42m                                         |
| Dărăști-Vlașca (GR)   | suburbană     | 44 17 20 69 N | 26 01 17 64 E | 66m                                | 6m                                          |
| Mereni (CV)           | rurală        | 46 04 49 26 N | 26 14 13 58 E | 620m                               | 10m                                         |
| Măneciu-Ungureni (PH) | rurală        | 45 18 50 01 N | 25 59 42 52 E | 581m                               | 10m                                         |

Având în vedere că în locația urbană nivelul unora dintre stațiile de radiodifuziune FM a fost foarte ridicat din cauza distanței mici dintre o stație de radiodifuziune FM și în locația de măsurare (în jur de 0 dBm, care a fost mai mare decât nivelul maxim admis de intrarea RF pentru platformele SDR), un atenuator de 30 dB a fost inserat între antenă și *splitter* numai pentru locația urbană. Figura 1.4 prezintă echipamentul utilizat pentru efectuarea măsurătorilor, așa cum a fost conectat în locația urbană.

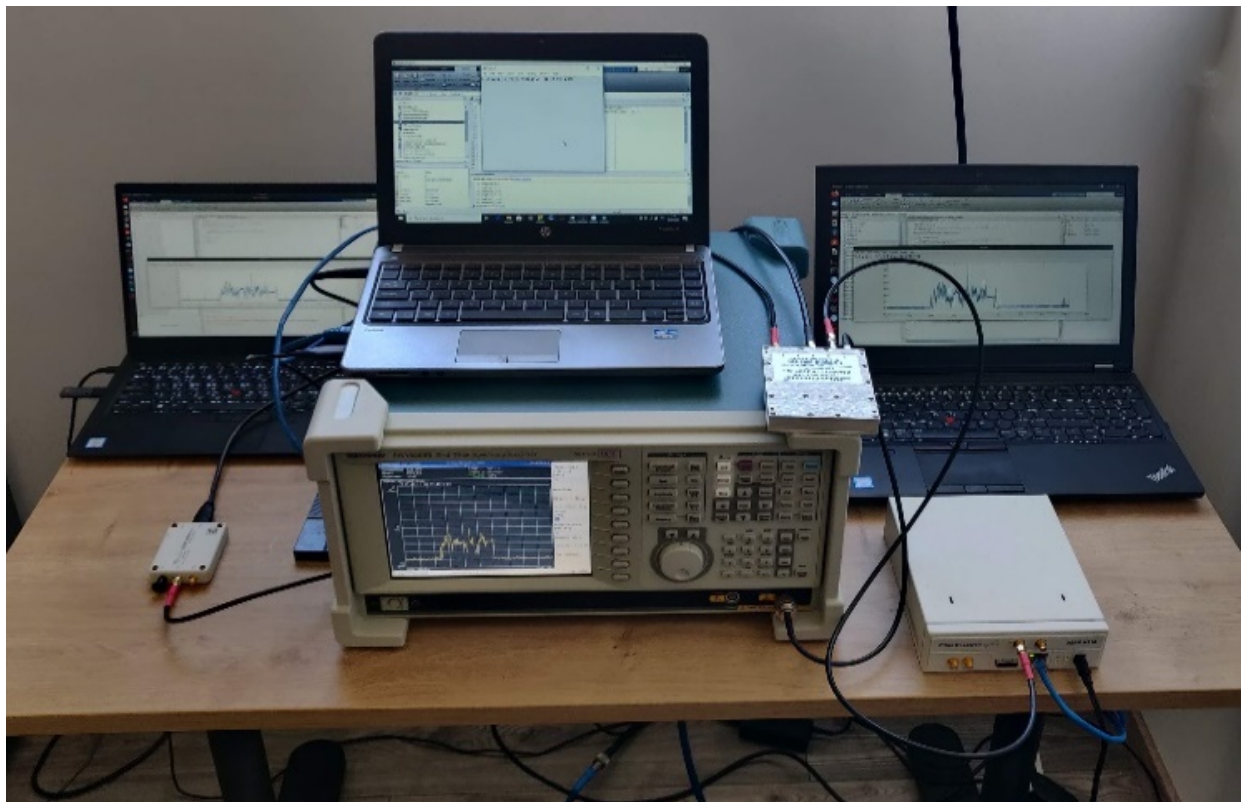


Fig. 1.4. Echipamentul utilizat pentru realizarea măsurătorilor așa cum a fost conectat în locația urbană (facultatea ETTI, UPB, București, România)

Măsurătorile de ocupare a spectrului s-au concentrat pe un interval de frecvență de la 80 MHz până la 6 GHz. În figurile 1.5-1.8 sunt reprezentate semnalele RF recepționate în intervale de timp de 24 de ore în patru benzi de frecvență diferite: 500-600 MHz, 900-1000 MHz, 1,8-1,9 GHz și 2,1-2,2 GHz. Prin utilizarea procedurii descrise anterior, ratele de *refresh* pentru fiecare

bandă de frecvență de 100 MHz și fiecare dispozitiv de captură au rezultat în 2 minute 40 secunde pentru URSP N210, 2 minute pentru USRP B200mini și 1 minut pentru analizorul de spectru. Pentru a calcula gradul de ocupare a spectrului pentru fiecare bandă de frecvență, a fost utilizată metoda detecției de energie. Tabelul 1.4 conține rezultatele medii de ocupare a spectrului pentru fiecare dintre cele patru benzi de frecvență, calculate utilizând datele RF capturate utilizând platforma USRP N210 w WBX SDR, platforma USRP B200mini SDR și analizorul de spectru Tektronix RSA3308B. Rezultatele sunt obținute pe date RF capturate în intervale de timp de 24 de ore.

Tabelul 1.4. Valori medii de ocupare spectrală pentru diferite benzi de frecvență

| Banda de<br>frecvență<br>(MHz) | Grad mediu de ocupare spectrală (%) |          |                 |                  |                |          |                 |                  |                    |          |
|--------------------------------|-------------------------------------|----------|-----------------|------------------|----------------|----------|-----------------|------------------|--------------------|----------|
|                                | USRP N210 w WBX                     |          |                 |                  | USRP B200 mini |          |                 |                  | Tektronix RSA3308B |          |
|                                | Urban                               | Suburban | Rural<br>Mereni | Rural<br>Măneciu | Urban          | Suburban | Rural<br>Mereni | Rural<br>Măneciu | Urban              | Suburban |
| 80-2200                        | 21.2                                | 17.4     | 11.1            | 20.1             | 21.3           | 17.1     | 12.1            | 18.4             | 18.1               | 16.9     |
| 80-6000                        | -                                   | -        | -               | -                | 8.2            | 6.4      | 4.3             | 7.0              | 6.8                | 6.4      |
| 500-600                        | 17.5                                | 18.3     | 26.7            | 28.1             | 42.0           | 29.2     | 15.9            | 29.1             | 23.9               | 15.7     |
| 900-1000                       | 39.1                                | 38.6     | 37.2            | 42.2             | 37.5           | 36.0     | 44.1            | 38.4             | 39.1               | 35.3     |
| 1800-1900                      | 75.1                                | 69.9     | 20.8            | 65.6             | 80.4           | 70.4     | 27.3            | 69.1             | 77.2               | 70.9     |
| 2100-2200                      | 58.7                                | 35.3     | 17.0            | 46.9             | 61.6           | 46.4     | 43.5            | 46.8             | 57.4               | 30.9     |

Se poate observa că, în special pentru locația suburbană, diferențele dintre valorile globale de ocupare a spectrului calculate folosind datele captate folosind cele două platforme SDR și analizorul de spectru sunt foarte mici (diferență relativă mai mică de 3%). Așa cum era de așteptat, ocuparea generală pentru banda de frecvență 80-2200 MHz în locația suburbană este mai mică decât în cea urbană, dar diferența de aproximativ 4% nu este semnificativă, din cauza distanței relativ mici (mai puțin de 20 km) între cele două locații.

Figura 1.5 prezintă banda de frecvență 500-600 MHz, alocată, conform autorității naționale de reglementare din România, ANCOM, pentru emisia de televiziune digitală terestră DVB-T2 [17]. Canalul 30 (546 MHz) este utilizat pentru difuzarea în zona Bucureștiului, care este clar vizibilă în ambele locații de măsură.

Banda de frecvență 694-790 MHz, care este prevăzută a fi licitată în România la sfârșitul anului 2020 pentru implementarea rețelelor de comunicații mobile 5G [18] prezintă în prezent un grad de ocupare de 35% în zona urbană și 33% în suburbană.

În Figura 1.6, este prezentată banda de frecvență 900-1000 MHz, conținând semnalele transmise pe legătura descendentă (*downlink*) de către operatorii de telefonie mobilă. Deoarece figura prezintă doar un nivel mediu de semnal și zonele în care au fost efectuate măsurătorile nu au fost zone aglomerate, gama de frecvență corespunzătoare direcției de legătură ascendentă (*uplink*) apare ca fiind complet liberă, deși sporadic unele semnale sunt prezente și acolo.

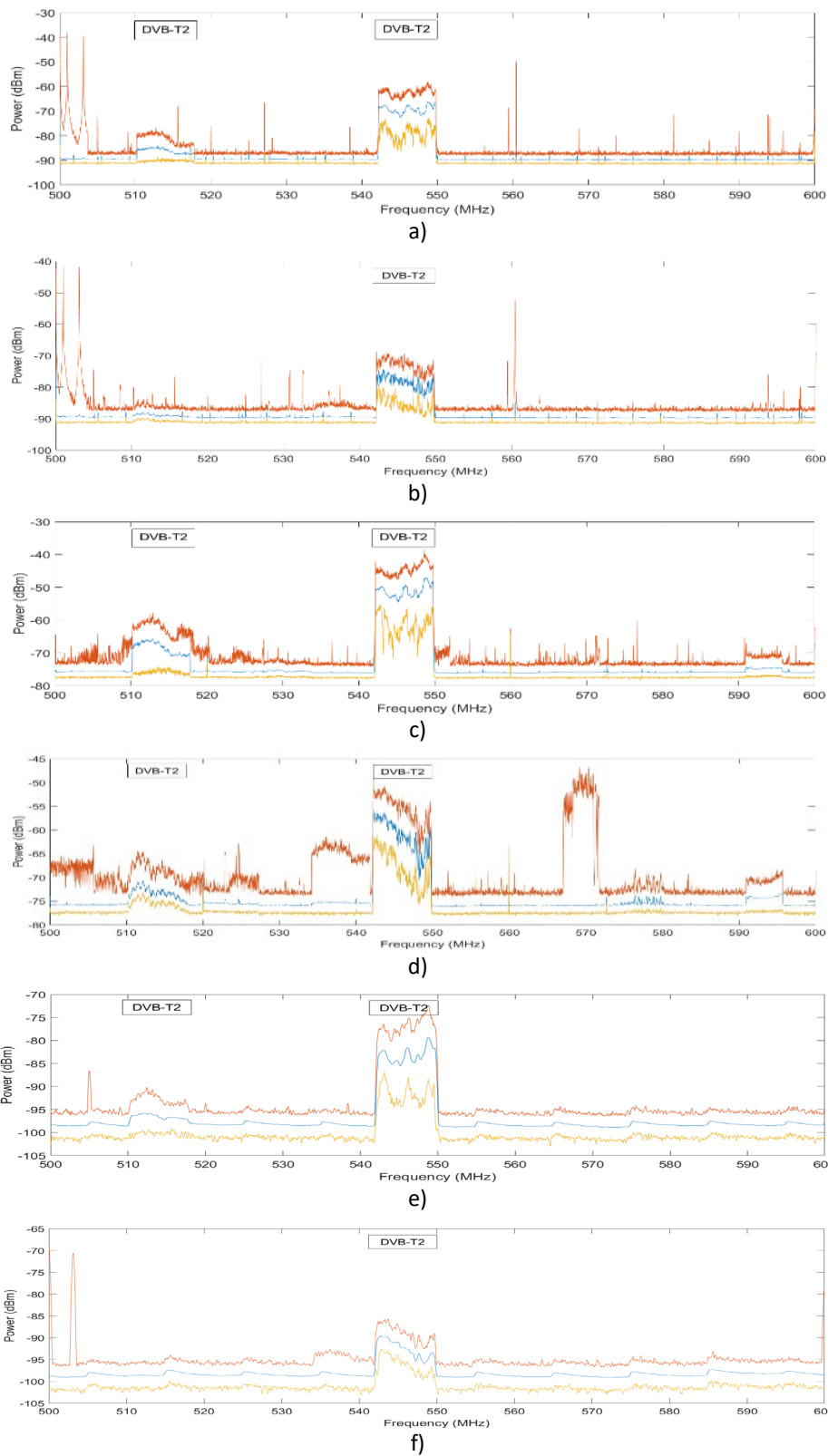


Fig. 1.5. Nivelele mediu, absolut minim și absolut maxim ale semnalului recepționat pentru un interval de timp de 24 ore, în locația suburbană, banda de frecvență 500-600 MHz, captat cu USRP N210 SDR w. WBX (a-suburban, b-urban), USRP B200mini SDR (c-suburban, d-urban) și Tektronix RSA3308B Spectrum Analyzer (e-suburban, f-urban)

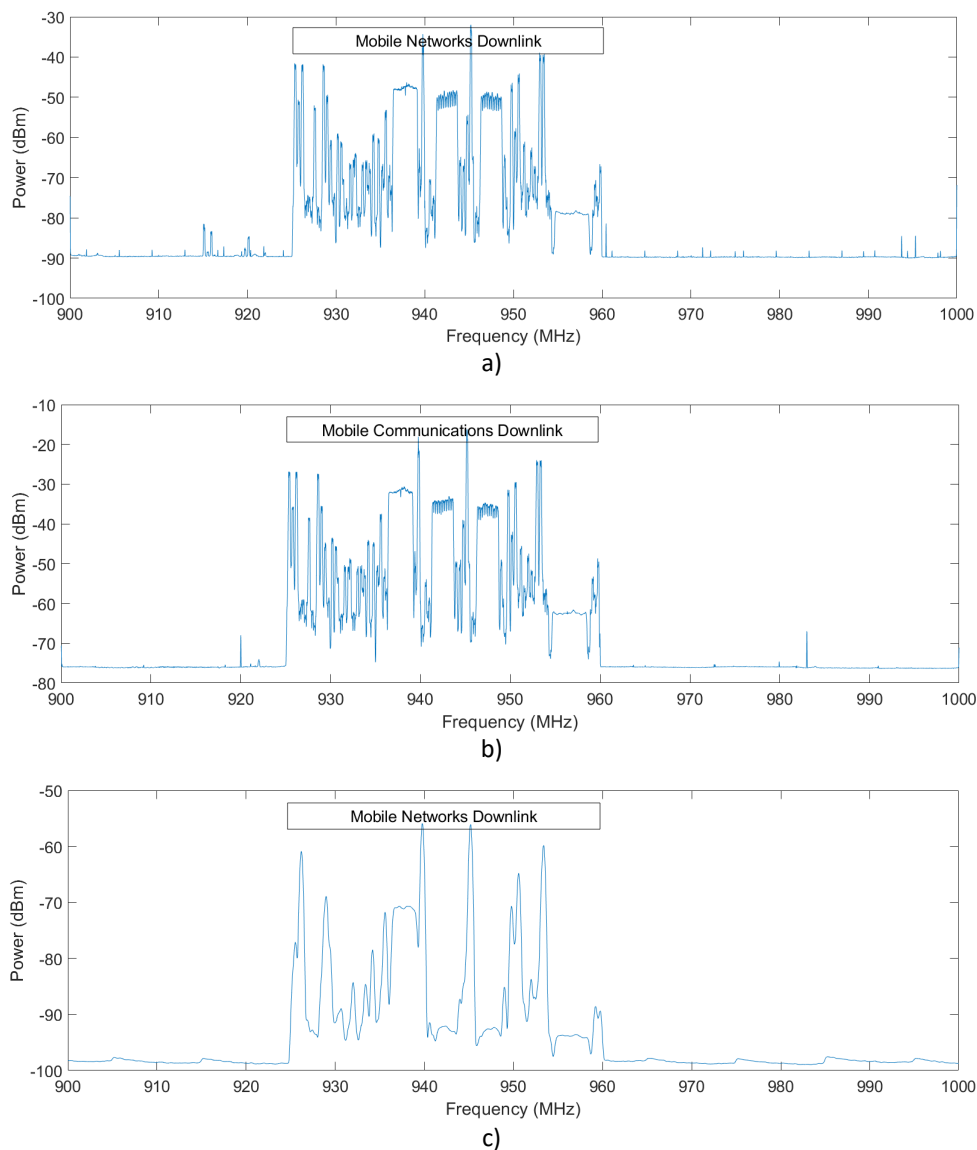


Fig. 1.6. Nivele medii ale semnalului recepționat, pentru un interval de 24 de ore, locația suburbană, banda de frecvență 900-1000 MHz, captate cu USRP N210 SDR cu WBX (a), USRP B200mini SDR (b) și Tektronix RSA3308B Spectrum Analyzer (c)

Atât banda 1800-1900 MHz (Figura 1.7), cât și 2100-2200 MHz (Figura 1.8) sunt, de asemenea, licențiate operatorilor de rețele mobile. În prezent, sunt transmise semnale pe legătura descendentă corespunzătoare 4G (Figura 1.7) și 3G (Figura 1.8). Din această cauză, aceste două benzi de frecvență prezintă cele mai ridicate rate de ocupare a spectrului (aproximativ 70% pentru în ambele zone pentru prima bandă, respectiv aproximativ 60% în zona urbană și 35% în zona suburbană pentru a doua bandă).

Deoarece gradul general de ocupare a spectrului pentru gama de frecvență 80-2200 MHz este mai mic de 25% în toate locațiile de măsură (20,2% în zona urbană, 17,1% în cea suburbană, 19,1% în zona rurală Măneciu și 11,5% în zona rurală Mereni), este clar că alocarea curentă a spectrului static nu este una eficientă și alternativele, precum DSA, devin o necesitate.

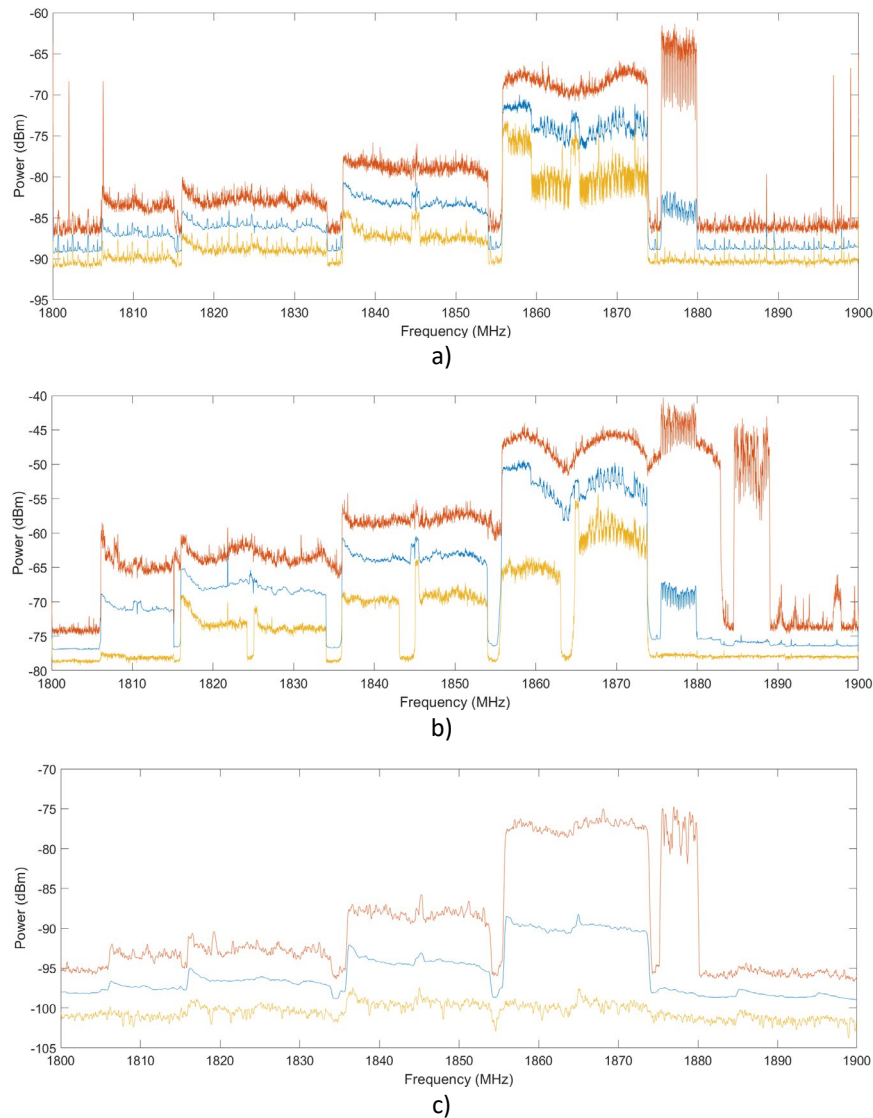


Fig.1.7. Nivelele mediu, absolut minim și absolut maxim ale semnalului recepționat pentru un interval de 24 ore, locație urbană, banda de frecvență 1800-1900 MHz, captate cu USRP N210 SDR cu WBX (a), USRP B200mini SDR (b) și Tektronix RSA3308B Spectrum Analyzer (c)

Spectrul peste frecvența de 3GHz este practic aproape complet neutilizat, cu excepția benzii 3600-3700 MHz, unde în zona rurală Măneciu s-a măsurat un grad de ocupare spectrală de 9,36%. Pentru întreaga gamă de frecvență 80-6000 MHz, gradele de ocupare spectrală măsurate cu platforma SDR USRP B200mini au fost: 8,19% pentru zona urbană, 6,46% pentru zona suburbană, 7,05% pentru zona rurală Măneciu și doar 4,36% pentru zona rurală Mereni.

Banda 3400-3800 MHz, care este prevăzută a fi licitată în România la sfârșitul anului 2020 pentru implementarea rețelelor de comunicații mobile 5G [18], este deci practic neocupată, cu excepția menționată anterior în zona rurală Măneciu.

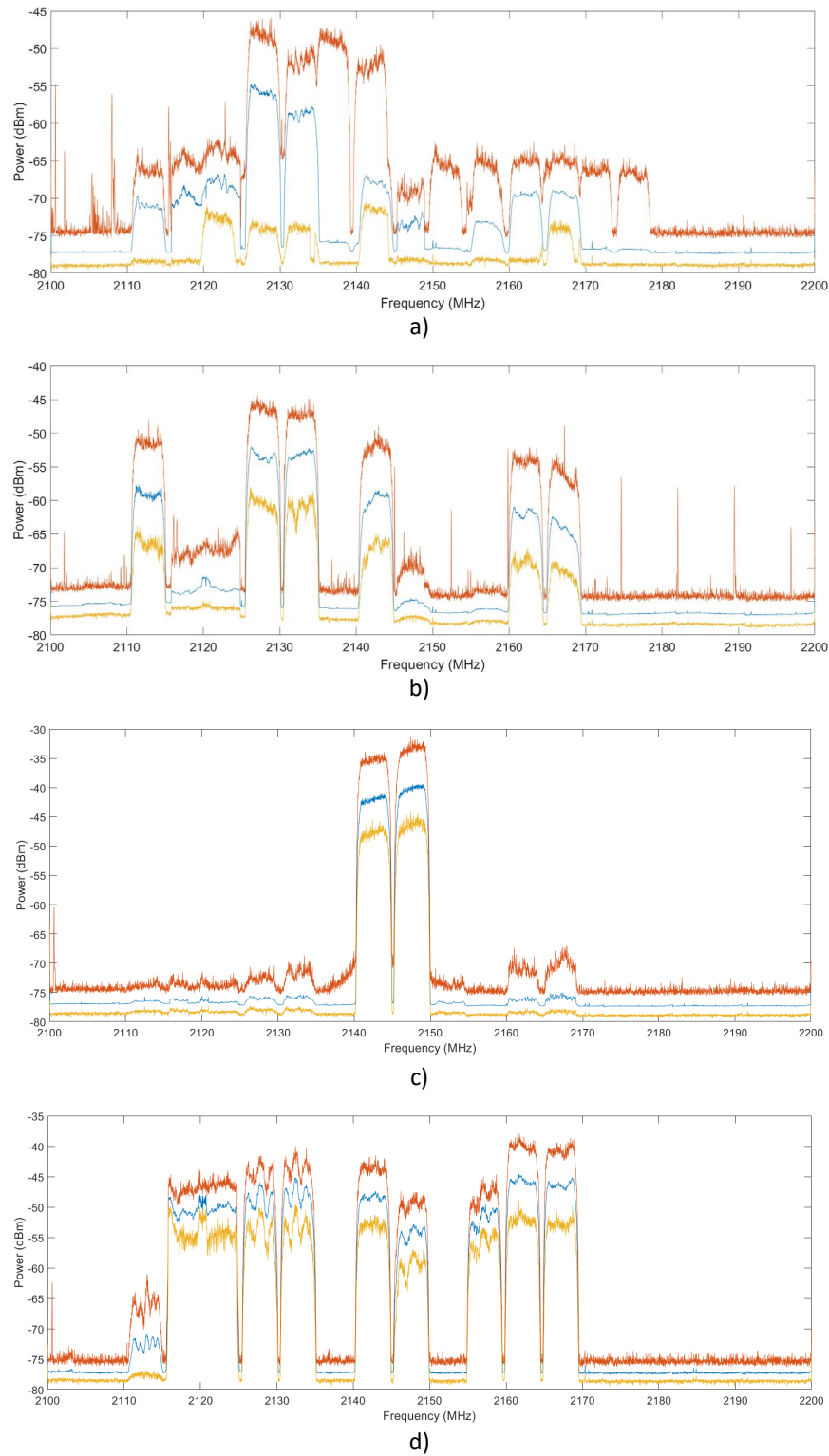


Fig. 1.8. Nivelele mediu, absolut minim și absolut maxim ale semnalului recepționat pentru un interval de timp de 24 de ore, banda de frecvență 2100-2200 MHz, captat cu platforma SDR USRP B200mini în locația urbană (a), suburbană (b), rurală Mereni (c) și rurală Măneciu (d)

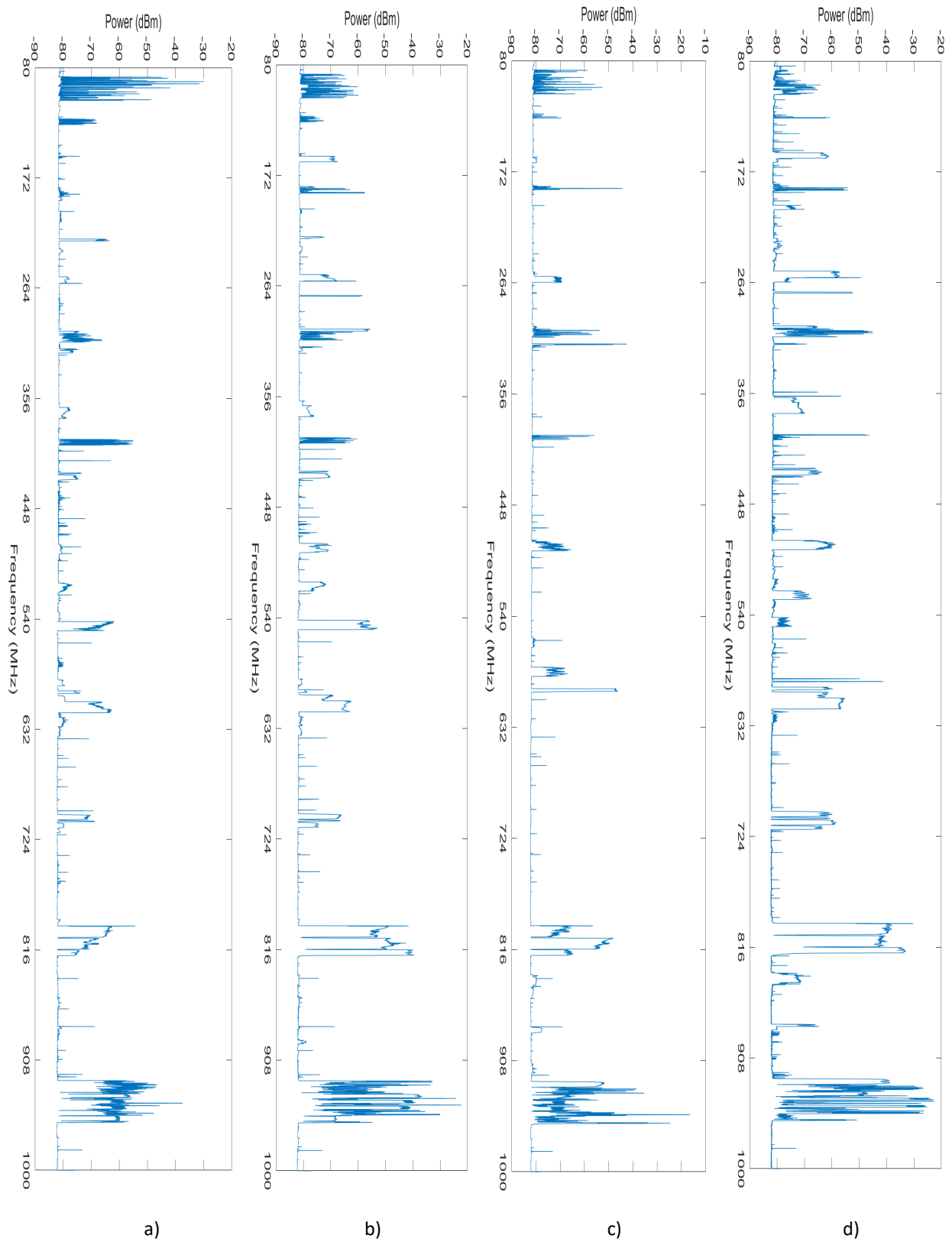


Fig. 1.9. Nivelele medii ale semnalului recepționat pentru un interval de timp de 24 de ore, banda de frecvență 80-1000 MHz, captat cu platforma SDR USRP B200mini în locația urbană (a), suburbană (b), rurală Mereni (c) și rurală Măneciu (d)

Pe parcursul anului 2020, echipa de cercetare a proiectului a realizat o analiză comparativă a mai multor platforme radio definit prin software din perspectiva utilizării lor pentru implementarea unor aplicații de detecție spectrală.

## **2. Analiză comparativă a platformelor radio definit prin software pentru aplicații de detecție spectrală**

Spectrul de frecvență limitat a devenit o problemă critică în contextul numărului mare de sisteme de comunicații fără fir care au fost dezvoltate în ultimii ani. Abordarea tradițională de alocare a frecvenței, bazată pe un model de licențiere statică, nu este un mod eficient de gestionare a acestei resurse importante pentru un sistem de comunicații radio. Acest aspect a fost evidențiat de mai multe campanii de măsurători care au fost efectuate la nivel mondial [2] [3] și care au indicat o eficiență foarte scăzută a utilizării spectrului pentru majoritatea benzilor de frecvență.

Dezvoltarea echipamentelor hardware de tip SDR [19], care oferă un *frontend* RF flexibil pentru a putea folosi diferite benzi de frecvență și diferite tehnologii de acces radio, a oferit o soluție pentru implementarea echipamentelor care pot accesa spectrul de frecvențe într-o manieră dinamică. O astfel de soluție, cunoscută sub numele de DSA [20], presupune că un echipament fără licență (secundar) poate accesa o bandă de frecvență licențiat, atâta timp cât niciun echipament (primar) licențiat nu funcționează activ în acea bandă de frecvență.

Pentru a recunoaște activitatea unui echipament primar, orice echipament DSA ar trebui să efectueze un proces de detecție spectrală în timp real. Sunt disponibile diferite metode de detecție spectrală care pot fi utilizate în acest context [21].

Pe piață sunt disponibile mai multe platforme SDR, cea mai populară fiind familia Universal Software Radio Peripheral (USRP), dezvoltată de Ettus Research. Pentru aplicațiile de bandă îngustă cu restricții din punct de vedere al costului sunt disponibile dispozitive cu costuri reduse precum cele din familia RTL-SDR, cu prețuri de până la 25 USD.

Performanța diferitelor platforme SDR a fost analizată în unele lucrări anterioare. Autorii [22] au comparat trei module RF care pot fi utilizate împreună cu platformele SDR din familia USRP. Performanța de detecție, evaluată prin intermediul curbelor caracteristice de funcționare a receptorului (ROC), a fost comparată atunci când se utilizează metoda de detecție a energiei. În [23] se realizează o comparație a 6 platforme SDR diferite de cost redus, din perspectiva consumatorului final. Performanța platformelor SDR bazate pe procesoare de uz general (GPP) pentru implementarea stivei complete de protocol a standardului LTE este analizată în [24].

În acest capitol se compară performanțele secțiunii de recepție a patru platforme SDR diferite. Trei dintre platforme aparțin familiei USRP (USRP N210 [10] utilizând modulul RF WBX [11], USRP X310 [26] utilizând modulul RF CBX [27] și USRP B200 mini [12]), iar a patra platformă este HackRF One [28], produsă de Great Scott Gadgets. Se realizează o descriere detaliată a fiecărui *frontend-ului* RF pentru fiecare platformă, împreună cu un calcul teoretic al figurii globale de zgomot (NF) pentru fiecare caz, luând în considerare parametrii de performanță ai componentelor utilizate. O analiză experimentală a performanței se face folosind rezultatele

măsurătorilor care au fost efectuate în patru benzi de frecvență diferite, folosind un analizor de spectru ca dispozitiv de referință.

## 2.1 Descrierea platformelor SDR

Această secțiune conține o descriere a diferitelor platforme SDR care sunt discutate în continuare. Pentru fiecare dintre platforme accentul se va pune pe parametrii de performanță ai lanțului de recepție, deoarece aceștia influențează puternic performanțele unei aplicații de detecție spectrală implementată utilizând platforma respectivă.

Pentru fiecare dintre platformele SDR, va fi dată o diagramă bloc pentru partea de recepție a *frontend-ului* RF, împreună cu un tabel cu datele de performanță pentru toate blocurile utilizate. Pentru a calcula factorul global de zgomot pentru o platformă SDR conținând  $n$  etaje, s-a folosit formula Friis pentru factorul de zgomot [25]:

$$F_{total} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (2.1)$$

unde  $F_n$  și  $G_n$  sunt factorul de zgomot și câștigul etajului  $n$  (numărând de la antena de recepție). Figura de zgomot (NF) poate fi obținută din factorul de zgomot folosind:

$$NF[dB] = 10 \log_{10} F \quad (2.2)$$

Trebuie menționat faptul că toate valorile sunt date pentru un nivel maxim al câștigului de recepție. În fiecare caz, NF total al lanțului de recepție corespunzător este calculat folosind ecuațiile (2.1) și (2.2).

### A) Platforma SDR USRP N210 echipată cu modulul RF WBX

Platforma SDR USRP N210 [10] face parte din familia de produse cu interfață ethernet din familia USRP. Platforma N210 este ideală pentru aplicațiile care necesită performanțe RF ridicate și lățime de bandă mare. Astfel de aplicații includ prototiparea nivelului fizic, implementarea de echipamente DSA și radio cognitiv, precum și monitorizarea spectrului.

La această platformă pot fi conectate module RF de emisie/recepție în funcție de scopul aplicației. Pentru acest caz, a fost utilizat modulul WBX [11]. Modulul RF WBX este un modul full-duplex, care oferă o lățime de bandă instantanee maximă de 40 MHz și acoperă un interval de frecvență de la 50 la 2200 MHz. Poate fi utilizat într-o gamă largă de aplicații, cum ar fi: comunicații terestre-mobile, radio maritim și aerian, radio GSM multi-bandă, radare multi-statice coerente, rețele de senzori fără fir.

Figura 2.1 prezintă o schemă bloc a părții de recepție pentru modulul RF WBX. În Tabelul 2.1 sunt indicați parametrii de performanță pentru fiecare dintre blocurile de procesare a semnalului, iar figura globală de zgomot este calculată folosind ecuațiile (2.1) și (2.2).

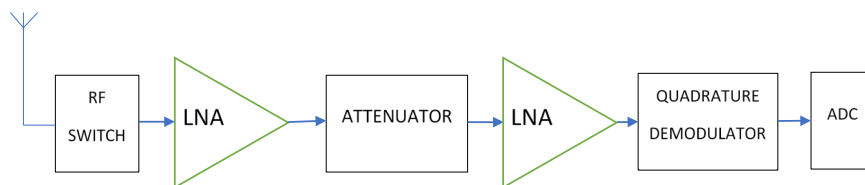


Fig. 2.1. Schemă bloc a frontend-ului RF al modulului WBX (secțiunea de recepție).

Tabelul 2.1. Performanțele de zgomot ale modulului RF WBX

| Tipul de bloc | Model        | NF (dB)     |             |             | Gain (dB) |      |        |
|---------------|--------------|-------------|-------------|-------------|-----------|------|--------|
|               |              | 100 MHz     | 1GHz        | 2.2GHz      | 100 MHz   | 1GHz | 2.2GHz |
| RF Switch     | HMC174MS8    | 0.5         | 0.5         | 0.5         | -0.5      | -0.5 | -0.5   |
| LNA           | MGA62563     | 1.1         | 0.9         | 1.3         | 23.5      | 20   | 14     |
| Atten-uator   | HMC624LP4E   | 1.5         | 1.5         | 1.5         | 1.5       | 1.5  | 1.5    |
| LNA           | MGA82563     | 2.3         | 2.2         | 2.2         | 14.7      | 14.5 | 12.8   |
| Quad. Demod.  | ADL5380ACPZ  | 10.9        | 10.9        | 12.3        | 6.9       | 6.9  | 7.4    |
| ADC Driver    | ADA493X      | 15.8        | 15.8        | 15.8        | 1         | 1    | 1      |
|               | <b>Total</b> | <b>1.62</b> | <b>1.45</b> | <b>2.01</b> |           |      |        |

## B) Platforma SDR USRP X310 echipată cu modulul RF CBX

USRP X310 [26] este o platformă SDR scalabilă de înaltă performanță pentru proiectarea și implementarea sistemelor de comunicații fără fir de generație următoare. Arhitectura hardware combină două sloturi pentru o lățime de bandă extinsă care acoperă domenii de frecvență de până la 6 GHz cu lățime de bandă de bază de până la 120 MHz, opțiuni multiple de interfață de mare viteză (PCIe, Dual 1/10 GigE) și un FPGA Xilinx Kintex-7.

Modulul RF CBX [27] care a fost utilizat pe platforma SDR USRP X310 este un modul full-duplex, capabil să ofere o lățime de bandă instantanee maximă de 40 MHz și acoperă un interval de frecvență de la 1200 MHz până la 6000 MHz.

Figura 2.2 conține o schemă bloc a secțiunii de recepție a modulului CBX. În Tabelul 2.2 sunt indicați parametrii de performanță pentru fiecare dintre blocurile de procesare a semnalului, iar figură globală de zgomot este calculată folosind ecuațiile (2.1) și (2.2).

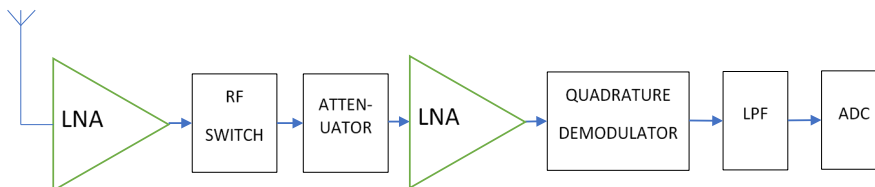


Fig. 2.2. Schemă bloc a frontend-ului RF al modulului CBX (secțiunea de recepție).

Tabelul 2.2. Performanțele de zgomot ale modului RF CBX

| Tipul de bloc | Model         | NF (dB)     | Gain (dB) |
|---------------|---------------|-------------|-----------|
|               |               | 2.5GHz      | 2.5GHz    |
| LNA           | VMMK-3603     | 1.5         | 16.4      |
| RF Switch     | AS225-313LF   | 0.35        | -0.35     |
| Attenuator    | HMC624LP4E    | 1.5         | -1.5      |
| LNA           | MGA82563      | 2.2         | 12.8      |
| Quad. Demod.  | ADL5380ACPZ   | 12.3        | 7.4       |
| LPF           | LFCN-1200+    | 0.35        | -0.35     |
| ADC Driver    | ADA4927_2YCPZ | 15.8        | 1         |
|               | <b>Total</b>  | <b>1.73</b> |           |

### C) Platforma SDR USRP B200mini

USRP B200 mini [12] este o platformă SDR având o dimensiune foarte compactă, proiectat și produs de Ettus Research. USRP B200 mini este potrivită pentru un set larg de aplicații și poate acoperi o gamă extinsă de frecvență, utilizând un design hardware bazat pe un FPGA Xilinx Spartan-6, programabil de către utilizator.

*Frontend-ul* RF al platformei USRP B200mini acoperă o gamă de frecvență de la 70 la 6000 MHz și folosește circuitul integrat RF Analog Devices AD9364, care asigură o lățime de bandă instantanee de până la 56 MHz. Platforma este alimentată printr-o conexiune USB 3.0, care asigură de asemenea un transfer de mare viteză al datelor către computerul gazdă.

Figura 2.3 conține o schemă bloc a părții de recepție pentru *frontend-ul* platformei USRP B200mini, atunci când se utilizează intrarea de antenă RX2. În Tabelul 2.3 sunt furnizați parametrii de performanță pentru fiecare dintre blocurile de procesare a semnalului, iar figura globală de zgomot este calculată utilizând ecuațiile (2.1) și (2.2).

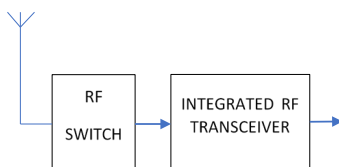


Fig. 2.3. Schemă bloc a frontend-ului RF al platformei SDR USRP B200mini (secțiunea de recepție).

Tabelul 2.3. Performanțele de zgomot ale platformei SDR USRP B200mini

| Tipul blocului            | Model        | NF (dB)     |             |             | Gain (dB) |       |        |
|---------------------------|--------------|-------------|-------------|-------------|-----------|-------|--------|
|                           |              | 100 MHz     | 1GHz        | 2.5GHz      | 100 MHz   | 1GHz  | 2.5GHz |
| RF Switch                 | SKY13350     | 0.35        | 0.35        | 0.35        | -0.35     | -0.35 | -0.35  |
| Integrated RF Transceiver | MGA62563     | 2           | 2           | 3           | 74.5      | 74.5  | 72     |
|                           | <b>Total</b> | <b>2.35</b> | <b>2.35</b> | <b>3.35</b> |           |       |        |

#### D) Platforma SDR HackRF One

Platforma SDR HackRF One [28], dezvoltată de Grand Scott Gadgets, este un modul SDR capabil să transmită sau să recepționeze semnale radio de la 1 MHz la 6 GHz. Conceput pentru a permite testarea și dezvoltarea tehnologiilor radio moderne și de generație următoare, HackRF One este o platformă hardware *open-source* care poate fi utilizată ca periferic USB sau programată pentru funcționare autonomă. Deși această platformă este capabilă să funcționeze doar în modul semi-duplex, are avantajul unui preț mult mai mic comparativ cu platformele USRP.

Figura 4 conține o schemă bloc a părții de recepție pentru *frontend-ul* RF a platformei SDR HackRF One. În Tabelul 2.4, sunt prezentați parametrii de performanță pentru fiecare dintre blocurile de procesare a semnalului, iar figura globală de zgomotul este calculată utilizând ecuațiile (2.1) și (2.2).

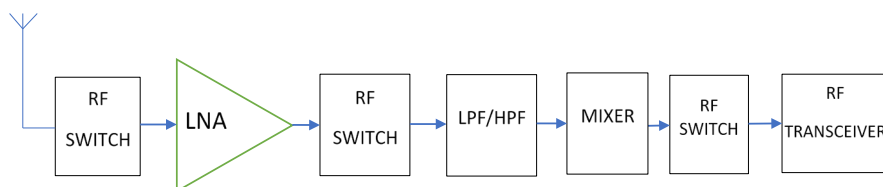


Fig. 2.4. Schemă bloc a frontend-ului RF al platformei SDR HackRF One (secțiunea de recepție).

Tabelul 2.4. Performanțele de zgomot ale platformei SDR HackRF One

| Tipul blocului | Model        | NF (dB)     |             | Gain (dB) |        |
|----------------|--------------|-------------|-------------|-----------|--------|
|                |              | Sub 1GHz    | 2.5GHz      | Sub 1 GHz | 2.5GHz |
| RF Switch      | SKY13317     | 0.4         | 0.6         | -0.4      | -0.6   |
| LNA            | MGA81563     | 3           | 2.7         | 12.5      | 12     |
| RF Switch      | SKY13317     | 0.4         | 0.6         | -0.4      | -0.6   |
| Mixer          | RFFC5072     | 13          | 13          | -2        | -2     |
| RF Switch      | SKY13350     | 0.35        | 0.35        | -0.35     | -0.35  |
| RF Transceiver | MAX2837      | 2.3         | 2.3         | 65        | 65     |
|                | <b>Total</b> | <b>5.52</b> | <b>5.84</b> |           |        |

## 2.2 Descrierea configurației de măsură

Configurația utilizată pentru efectuarea măsurărilor prezentate în secțiunea următoare cuprinde cele patru platforme SDR care au fost prezentate în secțiunea anterioară, împreună cu un analizor de spectru Agilent E4402B (9kHz-3GHz) care a fost folosit ca echipament de referință.

Diferitele benzi de frecvență care au fost luate în considerare pentru efectuarea măsurărilor sunt prezentate în Tabelul 2.5. Tabelul include informații cu privire la posibilele aplicații (sisteme) care sunt autorizate să funcționeze în acea bandă de frecvență și cu privire la platformele SDR care au fost utilizate pentru efectuarea măsurărilor care vor fi discutate în secțiunea 2.3. Două dintre aceste benzi de frecvență (benzile 2 și 4) au fost alese deoarece sunt prevăzute a fi luate în viitorul apropiat pentru viitoarele rețele 5G care vor fi operate în România [18].

În Figurile 2.5 și 2.6 putem vedea schema bloc a sistemului utilizat pentru efectuarea măsurărilor pentru benzile de frecvență 1,2 și 3 (Figura 2.5) și 4 (Figura 2.6).

Tabelul 2.5. Benzile de frecvență în care au fost efectuate măsurătorile

| Nr. | Banda de frecvență | Aplicații posibile               | Platforme SDR utilizate                     |
|-----|--------------------|----------------------------------|---------------------------------------------|
| 1   | 90-100 MHz         | Radio difuziune                  | HackRF One, USRP B200 mini, USRP N210 w WBX |
| 2   | 790-860 MHz        | Difuziune TV, Comunicații mobile | HackRF One, USRP B200 mini, USRP N210 w WBX |
| 3   | 900-1000 MHz       | Comunicații mobile               | HackRF One, USRP B200 mini, USRP N210 w WBX |
| 4   | 2500-2690 MHz      | Comunicații mobile               | HackRF One, USRP B200 mini, USRP X310 w CBX |

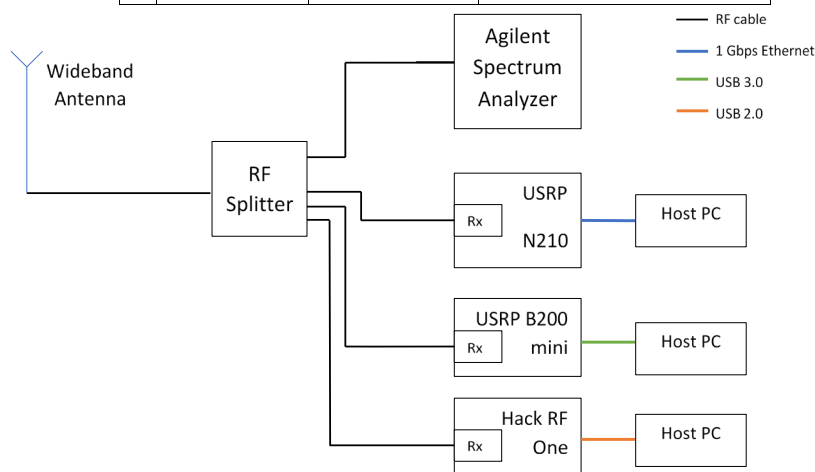


Fig. 2.5. Schemă bloc a sistemului experimental utilizat pentru măsurători la frecvențe sub 1 GHz.

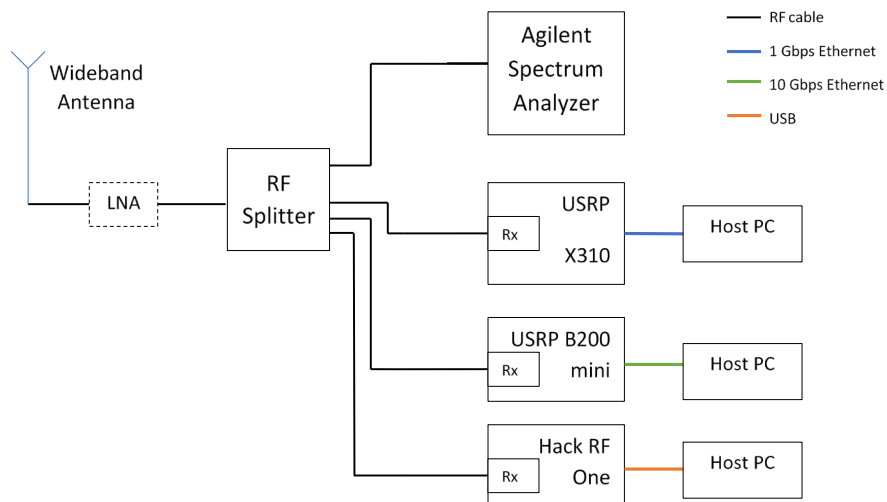


Fig. 2.6. Schemă bloc a sistemului eperimental utilizat pentru măsurători la frecvențe peste 1 GHz.

Se poate observa că pentru toate măsurătorile a fost utilizată o singură antenă de bandă largă (MP 08-ANT-0861, 25MHz-6GHz), conectată la intrările RF ale platformelor SDR utilizând un *splitter* RF cu 4 porturi (Mini-Circuits ZN4PD1- 63HP-S). Fiecare dintre platformele SDR a fost conectată la un computer gazdă prin intermediul căruia am controlat platforma și am colectat datele obținute.

Scripturi GNU Radio au fost utilizate ca software pentru îndeplinirea funcțiilor menționate mai sus. Amplificatorul de zgomot redus (LNA, Mini-Circuits ZX60-V63 +) a fost utilizat numai pentru captarea datelor RF pentru analizorul de spectru, în cazul benzii de frecvență 2500-2690 MHz. Pentru fiecare dintre benzile de frecvență și fiecare dintre platformele SDR, s-au efectuat un număr de 300 de măsurători, ceea ce corespunde unui timp de măsurare de aproximativ 5 minute. Aceleași operații de procesare a semnalului digital au fost utilizate pentru toate dispozitivele testate. Echipamentele utilizate pentru efectuarea măsurătorilor de laborator este prezentat în Figura 2.7.

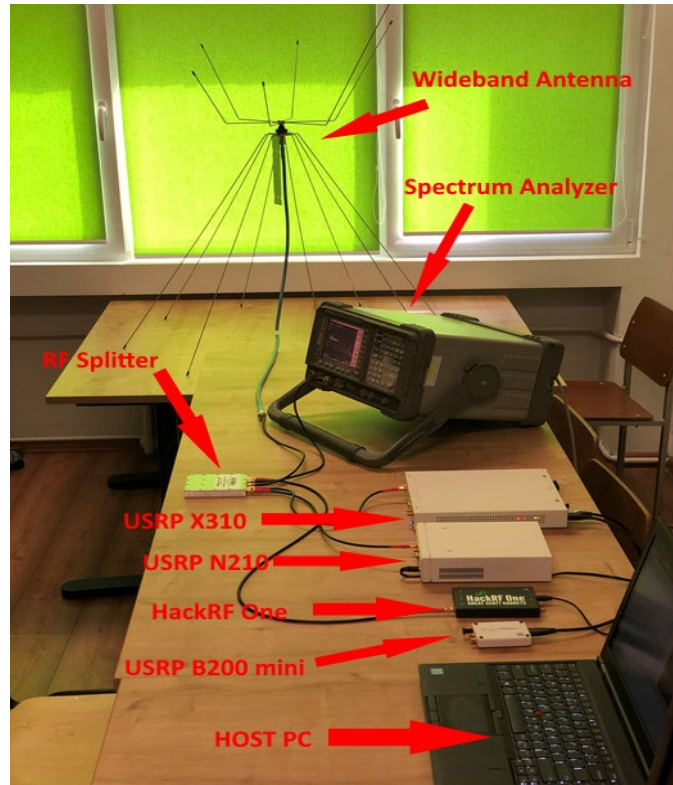


Fig. 2.7. Echipamentele utilizate pentru efectuarea măsurătorilor.

### 2.3 Rezultatele măsurătorilor și analiza lor

Configurația experimentală care a fost descrisă în secțiunea anterioară a fost utilizată pentru a efectua măsurători în mai multe benzi de frecvență, așa cum au fost menționate în tabelul 2.5. Figurile 2.8-2.11 conțin rezultatele măsurătorilor care au fost efectuate folosind configurația și procedura descrise în secțiunea anterioară. Pentru fiecare dintre platformele SDR, lățimea de bandă instantanee de captare RF este limitată, fie din cauza *frontend-ului* RF, fie din cauza interfeței dintre platformă și computerul gazdă, așa cum se arată în Tabelul 2.6.

Tabelul 2.6. Benzile de frecvență în care au fost efectuate măsurătorile

| <b>Nr.</b> | <b>Platforma SDR</b> | <b>Motivul limitării</b>                         | <b>Bandă maximă (MHz)</b> |
|------------|----------------------|--------------------------------------------------|---------------------------|
| 1          | USRP N210 with WBX   | Interfața Gigabit Ethernet cu calculatorul gazdă | 25 MHz                    |
| 2          | USRP X310 with CBX   | Modulul RF                                       | 40 MHz                    |
| 3          | USRP B200 mini       | Transceiverul din frontend-ul RF                 | 56 MHz                    |
| 4          | HackRF One           | Interfața USB 2.0 cu calculatorul gazdă          | 20 MHz                    |

Dintre cele patru benzi menționate în tabelul 2.5, numai banda nr. 1 (90-100 MHz) este suficient de îngustă pentru a fi captată într-un singur pas. Pentru toate celelalte benzi, scripturile

GNU Radio au colectat informațiile necesare pentru întreaga lățime de bandă prin concatenarea unor sub-benzi de frecvență de 10 MHz fiecare.

Deși măsurătorile au fost efectuate utilizând aceeași antenă, computerele gazdă conectate la diferite platforme SDR nu au fost sincronizate, ceea ce înseamnă că rezultatele obținute nu corespund aceluiași moment de timp. Acest lucru explică diferențele care pot fi observate în capturile făcute cu diferite platforme (Figurile 2.10 și 2.11), în special în benzile corespunzătoare direcției de legătură ascendentă (*uplink*) a sistemelor de comunicații mobile, unde pot apărea transmisii de scurtă durată.

Pentru toate măsurătorile, câștigul de recepție a fost setat la 0 dB. Deoarece valorile teoretice pentru NF-ul global al fiecărei platforme descrise în secțiunea 2.1 au fost calculate pentru o valoare maximă a câștigului de recepție, se pot observa diferențe semnificative în rezultatele măsurătorilor, în special pentru platforma USRP B200mini, pentru care câștigul maxim este peste 70 dB. Mai mult, trebuie menționat faptul că pentru toate platformele SDR comparate, ar trebui utilizată o metodă de calibrare precum cea utilizată în [29] pentru certificarea nivelurilor de putere de recepție absolute. Din această cauză, comparația dintre platformele efectuate în această secțiune se va concentra numai pe nivelurile relative de putere.

Pentru benzile de frecvență 2, 3 și 4, pentru unele dintre platformele SDR, în mijlocul fiecărei benzi individuale de frecvență de 10 MHz necesare pentru obținerea gamei de frecvențe totale necesare se poate observa un vârf. Acest lucru se datorează *offset-ului* DC, care este o problemă tipică pentru receptoarele radio care utilizează arhitectura de conversie directă. Pentru unele dintre platformele SDR (de exemplu USRP N210), soluția utilizată pentru eliminarea acestui vârf este introducerea unui *offset* pentru oscilatorul local de pe modulul RF, astfel încât vârful să fie deplasat în afara benzii de interes.

Deoarece performanța de detecție spectrală (probabilitățile de detecție și alarmă falsă) depind puternic de raportul semnal/zgomot, analizând valorile NF obținute și prezentate în secțiunea 2.1 se poate concluziona că cea mai bună performanță pentru astfel de aplicații va fi obținută folosind platforma USRP N210 cu modulul RF WBX, deoarece prezintă un NF global între 1,45 și 1,62 dB pentru benzile de frecvență 1-3 (vezi Tabelul 2.5) (banda de frecvență 4 a depășit intervalul suportat de modulul WBX și nu a fost măsurată cu această platformă SDR).

Platforma USRP B200mini acoperă o gamă largă de frecvențe (70-6000MHz) și este cea mai compactă din toate cele patru platforme. Ca atare, această platformă a fost utilizată în toate cele patru benzi de frecvență. NF variază între 2,35 și 3,35 dB. De asemenea, merită menționat faptul că, deoarece *front-end-ul* RF este implementat pentru acest caz folosind doar un singur transceiver RF integrat, nivelul de zgomot măsurat este cea mai constant dintre cele patru platforme, având aproape aceeași valoare pentru toate cele patru benzi de frecvență.

Platforma USRP X310 cu modulul RF CBX a fost utilizată doar pentru măsurarea benzii de frecvență 4, deoarece gama de frecvență disponibilă începe la 1200 MHz. NF-ul modulului CBX este cel mai mic dintre cele trei platforme utilizate pentru acea bandă de frecvență (1,73 dB).

Platforma HackRF One oferă cea mai largă gamă de frecvențe din cele patru platforme SDR incluse în comparație (1 MHz - 6000 MHz) și a fost de asemenea utilizat pentru toate cele patru benzi de frecvență. Cu toate acestea, întrucât este, de asemenea, cel mai ieftin dintre toate

platformele (mai puțin de jumătate din prețul celei mai ieftine platforme USRP), comportamentul său de zgomot este cel mai slab, având cel mai mare NF, cu valori cuprinse între 5,52 și 5,84 dB.

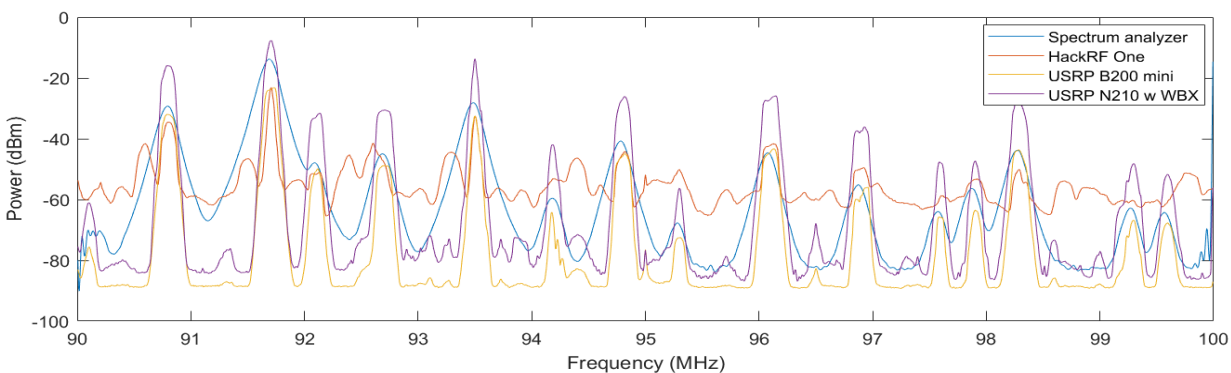


Fig. 2.8. Măsurători obținute cu analizorul de spectru și trei dintre platformele SDR pentru banda de frecvențe 90-100 MHz

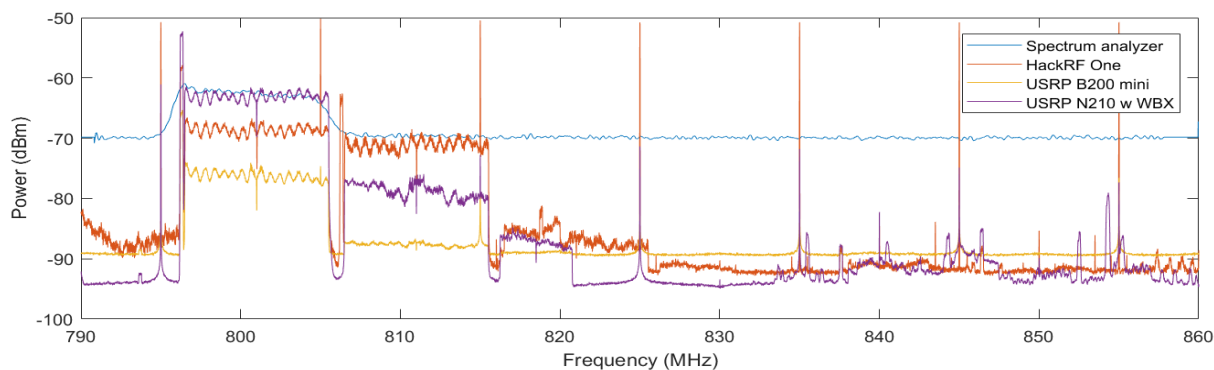


Fig. 2.9. Măsurători obținute cu analizorul de spectru și trei dintre platformele SDR pentru banda de frecvențe 790-860 MHz

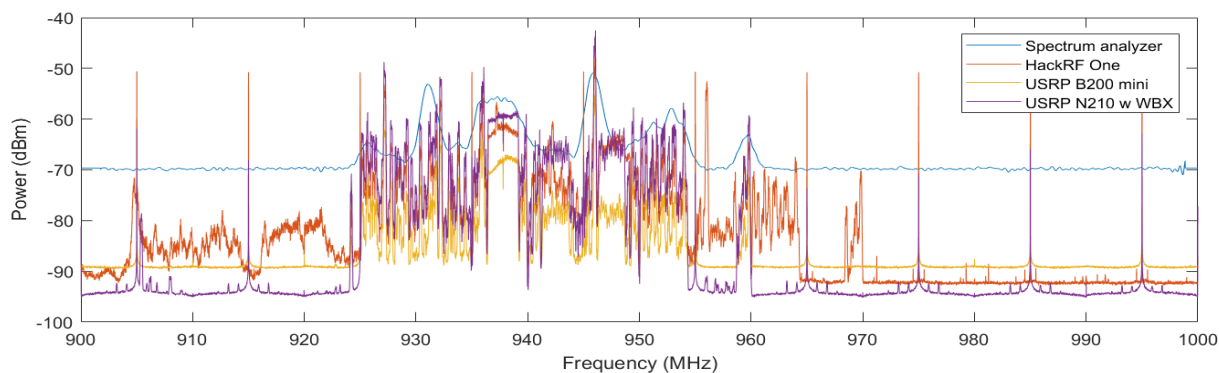


Fig. 2.10. Măsurători obținute cu analizorul de spectru și trei dintre platformele SDR pentru banda de frecvențe 900-1000 MHz

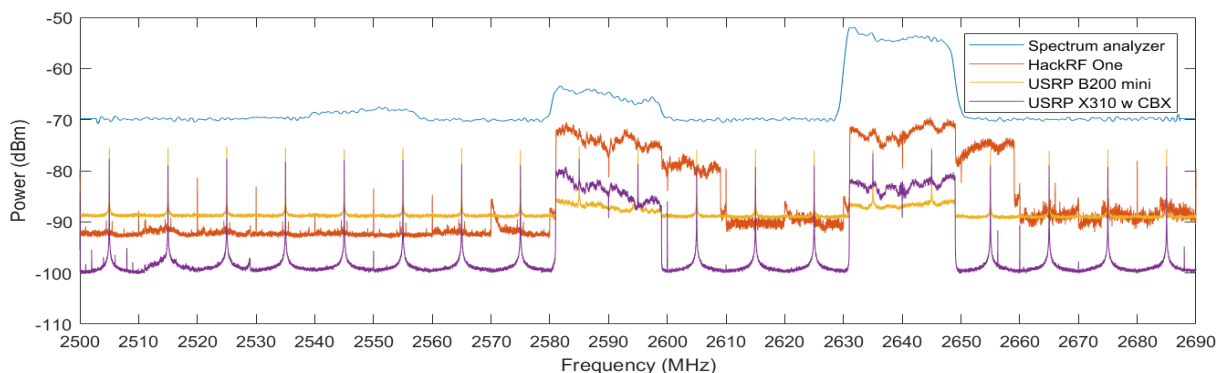


Fig. 2.11. Măsurători obținute cu analizorul de spectru și trei dintre platformele SDR pentru banda de frecvențe 2500-2690 MHz

De asemenea, pe parcursul anului 2020 echipa de cercetare a dezvoltat doi noi algoritmi de detecție spectrală, care vor fi utilizați în vederea obținerii unei estimări cât mai exacte a gradului de ocupare a spectrului RF: un algoritm de detecție spectrală cooperativă bazat pe folosirea a trei utilizatori secundari cu releu secvențial și algoritmul 3EED adaptiv.

### 3. Algoritm de detecție spectrală cooperativă bazat pe folosirea a trei utilizatori secundari cu releu secvențial

Generațiile anterioare de sisteme de comunicații mobile asigură alocarea statică a spectrului pentru utilizatori. În acest context, utilizatorii licențiați au acces la resursele de rețea oricând și într-o manieră uniformă. Cu toate acestea, în ultimele decenii, s-a observat și apoi măsurat cu atenție faptul că, de cele mai multe ori, raportul de utilizare a spectrului este surprinzător de scăzut, mergând uneori sub 10% [2] [3].

Accesul la dinamic spectru (DSA) a fost propus ca o soluție pentru creșterea gradului de eficiență în utilizarea spectrului. Tehnicile DSA permit unor utilizatori fără licență să caute zonele libere de spectru din traficul licențiat și să le utilizeze eficient, fără a provoca interferențe utilizatorilor licențiați. Pentru a implementa astfel de terminale hardware versatile, care se pot adapta dinamic la schimbările de rețea, au fost dezvoltate echipamentele radio definit prin software (SDR) [30], care permit ajustarea parametrilor hardware utilizând metode software.

Sistemele radio cognitiv (CR) [31], implementate în echipamentele utilizatorilor fără licență sau secundari (SU), au fost concepute ca o extensie a sistemelor SDR, care pot decide singure să ajusteze parametrii de transmisie și recepție pentru a detecta prezența semnalelor licențiate sau a utilizatorilor primari (PU) și pentru a utiliza zonele libere din spectru fără a provoca interferențe cu PU. Printre procedurile utilizate de terminalul CR, cel care identifică zonele libere din spectru disponibile în timp real este denumit detecție spectrală (SS). Mai multe metode SS au fost dezvoltate și studiate în ultima vreme, iar unele dintre ele se bazează pe un singur SU, în timp ce altele folosesc mai multe SU [21]. Complexitatea unei metode SS bazată pe un singur SU depinde de informațiile necesare a-priori despre semnalul PU. De exemplu, metoda

unică SS de complexitate minimă este detecția de energie (ED) [7], care necesită doar cunoașterea nivelului de putere a zgomotului. Pe de altă parte, mai multe metode SS presupun cooperarea între mai multe SU pentru a detecta mai bine prezența PU [32]. Există diferite tipuri de scheme SS cooperative, care implementează colectarea și procesarea semnalului PU într-un mod diferit: centralizat [33], distribuit [34] sau bazat pe releu [35].

În această secțiune, este modificată o metodă de detecție cooperativă bazată pe releu Amplify and Forward (AF) care a fost introdusă în [35]. De fapt, această lucrare este o continuare a unei cercetări anterioare efectuate în [36], unde am extins numărul SU de la doi (în [35]) la trei. Cu toate acestea, în [36], am adăugat pur și simplu un SU, care funcționează independent și în paralel cu SU-urile originale. Chiar și faptul că în [36] am demonstrat că SU suplimentar crește performanța de detecție prin exploatarea diversității spațiale, există unele poziții spațiale ale SU pentru care performanța schemei de cooperare este mai mică decât schema necooperativă corespunzătoare. Acesta este motivul pentru care am decis să modificăm schema cu trei SU pentru a efectua o detecție secvențială, unde semnalul original transmis de un SU este retransmis consecutiv de alți doi SU. Bineînțeles, acest releu secvențial necesită mai mult timp de detecție, dar performanța rezultată este mai bună în comparație cu schemele anterioare [35] [36]. Performanța de detecție a acestei scheme este analizată teoretic și prin intermediul simulărilor.

### 3.1 Detecția spectrală cooperativă cu releu secvențial

#### A) Detecția spectrală cooperativă cu releu secvențial pentru cazul a trei SU

Considerăm un scenariu CR cu trei SU, denumiți S1, S2 și S3, așa cum este ilustrat în Fig. 3.1. Schema include, de asemenea, un receptor CR comun și cele trei SU au scopul de a detecta semnalul unui PU notat cu P. Principalul motiv al cooperării dintre SU este creșterea probabilității de detecție pentru utilizatorul mai slab, îmbunătățind astfel performanța rețelei CR. Considerăm o strategie de cooperare, în care S2 și S3 transmit semnalul de la S1. În comparație cu schema din [36], unde S2 și S3 transmit simultan (ambele transmițând același semnal, transmis de S1), schema curentă presupune că S2 transmite semnalul primit de la S1, în timp ce S3 transmite semnalul primit de la S2 într-un mod secvențial (vezi căile de semnal din Fig. 3.1).

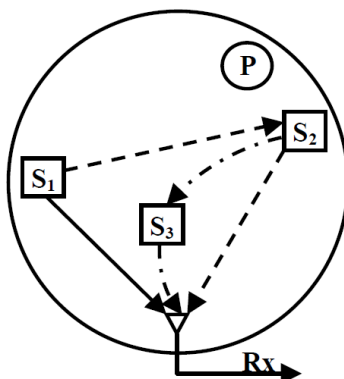


Fig. 3.1. Cooperarea cu releu secvențial în rețelele radio cognitiv [35][36].

Ca și în [35] [36], folosim un model de transmisie cu acces multiplu în timp (TDMA), ilustrat în Fig. 3.2, conform căruia semnalele SU sunt transmise în intervale de timp succesive, utilizând un protocol AF.

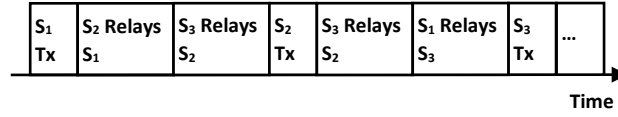


Fig. 3.2. Cadru TDMA pentru protocolul cu releu secvențial în cazul a trei SU

Transmisia TDMA prezentată în Fig. 3.2 presupune următorul scenariu: în primul interval de timp, S1 transmite și S2 ascultă; în al doilea interval de timp, S2 transmite semnalul primit în intervalul de timp anterior de la S1 și S1 înregistrează acest semnal primit; de asemenea, în acest al doilea slot, există un al treilea SU, adică S3 care ascultă și înregistrează semnalul transmis de S2; în cele din urmă, în al treilea interval de timp, S3 transmite semnalul înregistrat în timpul celui de-al doilea slot, primit de la S2, iar primul utilizator S1 ascultă și înregistrează semnalul. În afară de cei trei SU care transmit folosind cadrul TDMA cu trei sloturi din Fig. 3.2, actorul principal este PU (notat cu P în Fig. 3.1) și toți cei trei SU colaborează pentru detectarea prezenței lui P. Aici, presupunem că PU transmite cel puțin pe durata cadrului TDMA.

De fapt, S3 reprezintă un releu suplimentar, care retransmite un semnal care a fost deja reluat de S2. Prin urmare, schema de colaborare presupune că primul SU (S1) profită de două replici suplimentare ale semnalului său transmis, adică semnalul transmis în al doilea slot (prin S2) și semnalul transmis în al doilea și al treilea slot (prin S2 și S3). De fapt, calea de releu mai lungă (în ultimele două intervale de timp) constă într-o amplificare dublă, care este de așteptat să crească performanța de detecție a PU, în comparație cu AF cu un singur nivel prezentat în [35] [36]. Cu toate acestea, trebuie să menționăm că retransmiterea S3 va crește durata cadrului TDMA (și respectiv timpul de detecție) de la două sloturi la trei, comparativ cu sistemele de la [35] [36].

În continuare, vom analiza toate semnalele transmise de cei trei SU și performanța acestei schemei AF cooperative de detecție a spectrului.

În primul interval de timp (notat T1), S1 transmite, iar semnalul primit de S2 include semnalul de la S1, semnalul PU și zgomotul și este dat de [35] [36]:

$$y_2 = \theta h_{p2} + ah_{12} + w_2 \quad (3.1)$$

unde  $h_{pi}$  este câștigul instantaneu dintre PU și Si,  $h_{ij}$  este câștigul instantaneu dintre Si și Sj,  $\forall i, j \in \{1, 2, 3\}$ ,  $i \neq j$ ,  $a$  este semnalul de test transmis de S1,  $\theta$  este indicatorul semnalului PU ( $\theta = 1$  indică prezența PU și  $\theta = 0$  absența acestuia), iar  $w_i$  este zgomotul aditiv gaussian primit de Si,  $\forall i \in \{1, 2, 3\}$ . Aici, presupunem că  $h_{pi}$ ,  $h_{ij}$  și  $w_i$  sunt variabile aleatorii gaussiene cu medie zero și varianță 1, iar canalele sunt reciproce ( $h_{ij} = h_{ji}$ ).

Dacă constrângerea puterii de transmisie a lui S1 este P, atunci:

$$E\{|ah_{12}|^2\} = PG_{12} \quad (3.2)$$

unde  $G_{ij} = E\{|h_{ij}|^2\}$  reprezintă câștigul canalului dintre Si și Sj,  $\forall i, j \in \{1, 2, 3\}$ ,  $i \neq j$ . Deoarece  $h_{pi}$ ,  $h_{ij}$  și  $w_i$  sunt considerați independenți, din (3.1) și (3.2), rezultă:

$$E\{|y_2|^2\} = \theta^2 P_2 + PG_{12} + 1 \quad (3.3)$$

unde  $P_i = E \{ |h_{pi}|^2 \}$  este puterea semnalului primit la  $S_i$  de la PU.

În al doilea interval de timp (notat ca  $T_2$ ), numai utilizatorul  $S_2$  transmite mesajul de la  $S_1$  către receptorul cognitiv comun. Să luăm în considerare scenariul constrâns [35] [36], în care utilizatorul releu are o constrângere de putere maximă  $\tilde{P}$ . De la acest pas înainte, în orice interval de timp și pentru orice SU recepționat, puterea medie a semnalului primit este măsurată și scalată la o valoare fixă dată de constrângerea de putere  $\tilde{P}$ . În acest al doilea interval de timp, în timp ce  $S_2$  retransmite mesajul de la  $S_1$  la receptor,  $S_3$  ascultă și primește următorul semnal:

$$\begin{aligned} y_3 &= \theta h_{p3} + \sqrt{\beta_2} y_2 h_{23} + w_3 \\ &= \theta h_{p3} + \theta \sqrt{\beta_2} h_{23} h_{p2} + a \sqrt{\beta_2} h_{23} h_{12} + \sqrt{\beta_2} h_{23} w_2 + w_3 \end{aligned} \quad (3.4)$$

unde  $\beta_2$  este factorul de scalare utilizat de  $S_2$  pentru a retransmite mesajul de releu către receptorul comun. Presupunând scenariul constrâns,  $\beta_2$  este dat de [35]:

$$\beta_2 = \tilde{P} / E \{ |y_2|^2 \} = \tilde{P} / (\theta^2 P_2 + P_{G_{12}} + 1) \quad (3.5)$$

În același interval de timp, pe lângă  $S_3$ , primul utilizator  $S_1$  poate asculta și primi semnalul transmis de  $S_2$ :

$$y_1^{T_2} = \theta h_{p1} + \sqrt{\beta_2} y_2 h_{21} + w_1^{T_2} \quad (3.6)$$

În cele din urmă, în al treilea interval de timp (notat ca  $T_3$ ), numai utilizatorul  $S_3$  transmite semnalul primit de la  $S_2$  (dat de (3.4)) și utilizatorul  $S_1$  primește următorul semnal:

$$\begin{aligned} y_1^{T_3} &= \theta h_{p1} + \sqrt{\beta_3} y_3 h_{13} + w_1^{T_3} \\ &= \theta h_{p1} + \theta \sqrt{\beta_2} \sqrt{\beta_3} h_{13} h_{23} h_{p2} + \theta \sqrt{\beta_3} h_{13} h_{p3} \\ &\quad + a \sqrt{\beta_2} \sqrt{\beta_3} h_{13} h_{12} h_{23} \\ &\quad + w_1^{T_3} + \sqrt{\beta_2} \sqrt{\beta_3} h_{13} h_{23} w_2 + \sqrt{\beta_3} h_{13} w_3 \end{aligned} \quad (3.7)$$

unde  $\beta_3$  este factorul de scalare utilizat de  $S_3$  pentru retransmiterea mesajului de releu în scenariul constrâns [35]:

$$\begin{aligned} \beta_3 &= \tilde{P} / E \{ |y_3|^2 \} = \tilde{P} / (\theta^2 P_3 + 1 + \beta_2 E \{ |h_{23}|^2 \} E \{ |y_2|^2 \}) \\ &= \tilde{P} / [\theta^2 P_3 + 1 + \beta_2 G_{23} (\theta^2 P_2 + P_{G_{12}} + 1)] \\ &= \tilde{P} / [\theta^2 P_3 + \tilde{P} G_{23} + 1] \end{aligned} \quad (3.8)$$

Acum, utilizatorul  $S_1$  care a transmis primul (în cele din urmă,  $S_1$  detectează semnalul PU și este singurul SU care nu transmite semnalele) poate, de asemenea, să însumeze toate replicile primite (în timpul sloturilor  $T_2$  și  $T_3$ ), iar semnalul de detecție este dat de:

$$\begin{aligned} y_1 &= y_1^{T_2} + y_1^{T_3} \\ &= \theta \left[ 2h_{p1} + \sqrt{\beta_2} (h_{12} + \sqrt{\beta_3} h_{13} h_{23}) h_{p2} + \sqrt{\beta_3} h_{13} h_{p3} \right] \\ &\quad + a \sqrt{\beta_2} (h_{12} + \sqrt{\beta_3} h_{13} h_{23}) h_{12} \\ &\quad + w_1^{T_2} + w_1^{T_3} + \sqrt{\beta_2} (h_{12} + \sqrt{\beta_3} h_{13} h_{23}) w_2 + \sqrt{\beta_3} h_{13} w_3 \end{aligned} \quad (3.9)$$

După eliminarea componentei de mesaj, semnalul primit de S1 de la (3.9) este dat de ecuația generală de forma:

$$Y = \theta H + W \quad (3.10)$$

unde componenta de ponderare a canalului este dată de

$$H = 2h_{p1} + \sqrt{\beta_2} (h_{12} + \sqrt{\beta_3} h_{13} h_{23}) h_{p2} + \sqrt{\beta_3} h_{13} h_{p3} \quad (3.11)$$

iar termenul de zgomot are următoarea expresie:

$$W = w_1^{T_2} + w_1^{T_3} + \sqrt{\beta_2} (h_{12} + \sqrt{\beta_3} h_{13} h_{23}) w_2 + \sqrt{\beta_3} h_{13} w_3 \quad (3.12)$$

Prin urmare, problema detecției semnalului PU poate fi formulată după cum urmează: având în vedere observația Y din (3.10), detectorul decide dacă  $H_1: \theta = 1$  sau  $H_0: \theta = 0$ . Aceasta este o problemă de standard detecție pentru care considerăm metoda ED în acest scenariu de cooperare AF, unde semnalul este modelat ca o variabilă aleatorie cu putere cunoscută [35] [36].

Așa cum s-a arătat în [35] [36], variabilele aleatoare H și W din (3.10) sunt gaussiene complexe cu medie și varianță zero:

$$\begin{aligned} \sigma_H^2 &= 4P_1 + \beta_2 G_{12} P_2 h_3 + \tilde{\beta}_3 P_3 h_1 + \tilde{\beta}_2 \tilde{\beta}_3 P_2 h_1 h_2 \\ \sigma_W^2 &= 2 + \beta_2^0 G_{12} h_3 + \tilde{\beta}_3^0 h_1 + \tilde{\beta}_2^0 \tilde{\beta}_3^0 h_1 h_2 \end{aligned} \quad (3.13)$$

unde am notat cu  $h_i = \frac{|h_{i3}|^2}{E\{|h_{i3}|^2\}} = \frac{|h_{i3}|^2}{G_{i3}}$  cu  $i \in \{1, 2\}$ ,  $h_3 = \frac{|h_{12}|^2}{E\{|h_{12}|^2\}} = \frac{|h_{12}|^2}{G_{12}}$ ,  $\beta_2^0 = \beta_{2,\theta=0} = \tilde{P}/(PG_{12} + 1)$ ,  $\beta_3^0 = \tilde{P}/[\tilde{P}G_{23} + 1]$  și  $\tilde{\beta}_j = \beta_j G_{j3}$ ,  $j \in \{2, 3\}$ .

Acum, presupunem că S1 are acces la starea canalelor  $h_{12}$ ,  $h_{13}$  și  $h_{23}$ , dat fiind că toți SU au permisiunea de a transmite simboluri pilot la intervale regulate de timp. Deoarece  $h_{12}$ ,  $h_{13}$  și  $h_{23}$  sunt complexe, rezultă că variabilele introduse mai sus, adică  $h_i$ ,  $i \in \{1, 2, 3\}$ , au funcția de densitate de probabilitate (pdf) dată de:

$$pdf(h_i) = \begin{cases} e^{-h_i}, & h_i \geq 0 \\ 0, & h_i < 0 \end{cases}, \quad i \in \{1, 2, 3\} \quad (3.14)$$

Cu toate acestea, chiar dacă avem trei variabile  $h_i$ , care depind de câștigurile canalelor dintre cei trei utilizatori, oricare dintre aceste variabile poate fi exprimată în funcție de celelalte două. După cum se va demonstra în secțiunea B), având în vedere că drumurile dintre cele trei SU formează un triunghi și folosind trigonometria simplă, câștigul canalului unui canal poate fi exprimat în funcție de celelalte două. Prin urmare, putem scrie  $|h_{12}|^2 = f(|h_{23}|^2, |h_{13}|^2)$  și folosind notațiile pentru variabilele  $h_i$  introduse în (3.13), putem rescrie această relație ca  $G_{12}h_3 = f(h_1, h_2)$ . Având în vedere această modificare a variabilei, valorile varianței din (3.13) pot fi rescrise ca:

$$\begin{aligned} \sigma_H^2 &= 4P_1 + \tilde{\beta}_3 P_3 h_1 + \beta_2 P_2 f(h_1, h_2) + \tilde{\beta}_2 \tilde{\beta}_3 P_2 h_1 h_2 \\ \sigma_W^2 &= 2 + \tilde{\beta}_3^0 h_1 + \beta_2^0 f(h_1, h_2) + \tilde{\beta}_2^0 \tilde{\beta}_3^0 h_1 h_2 \end{aligned} \quad (3.15)$$

Pentru semnalul recepționat Y din (3.10), detectorul de energie formează  $T(Y) = |Y|^2$  și îl compară cu un prag  $\lambda$ , care este fixat prin impunerea unei valori  $\alpha$  pentru probabilitatea de alarmă falsă (PFA). Știind că Y dat  $h_i$ ,  $i \in \{1, 2, 3\}$  este gaussian complex, rezultă că  $T(Y)$ , dat  $h_i$ , este exponențial [35], [36]. Folosind (3.12) și (3.13), pentru ipoteza  $H_0$  (cu  $\theta = 0$ ), obținem:

$$T(Y) = |W|^2 \sim \exp\left[\sigma_W^2; (\sigma_W^2)^2\right] \quad (3.16)$$

Să definim următoarea integrală [10]:

$$\varphi(t; a, b, c) = \int_0^\infty \int_0^\infty e^{-\frac{(h_1+h_2)t}{a+bh_1+cf(h_1, h_2)+dh_1h_2}} dh_1 dh_2 \quad (3.17)$$

pentru valorile pozitive ale  $t$ ,  $a$ ,  $b$ ,  $c$  și  $d$ .

Să considerăm  $F_k(t)$  ca funcția de densitate cumulativă (CDF) pentru o variabilă aleatoare  $T(Y)$ , într-una din ipotezele  $H_k$ , unde  $k = 0$  sau  $k = 1$ . Prin urmare, CDF pentru  $T(Y)$  pentru  $H_0$  este dat de:

$$\begin{aligned} F_0(t) &= P(T(Y) > t | H_0) \\ &= \int_0^\infty \int_0^\infty P(T(Y) > t | H_0, h_1, h_2) pdf(h_1) pdf(h_2) dh_1 dh_2 \\ &= \int_0^\infty \int_0^\infty e^{-\frac{t}{2+\tilde{\beta}_3^0 h_1 + \beta_2^0 f(h_1, h_2) + \tilde{\beta}_2^0 \tilde{\beta}_3^0 h_1 h_2}} e^{-(h_1+h_2)} dh_1 dh_2 \\ &= \varphi(t; 2, \tilde{\beta}_3^0, \beta_2^0, \tilde{\beta}_2^0 \tilde{\beta}_3^0) \end{aligned} \quad (3.18)$$

În mod similar, pentru ipoteza  $H_1$  ( $\theta = 1$ ), putem scrie:

$$F_1(t) = \varphi\left[t; 4P_1 + 2, \tilde{\beta}_3(P_3 + 1), \beta_2^0(P_2 + 1), \tilde{\beta}_2 \tilde{\beta}_3(P_2 + 1)\right] \quad (3.19)$$

unde și au fost introduse în (3.13). Pentru un PFA egal cu  $\alpha$ , trebuie să determinăm valoarea lui  $\lambda$  pentru care:

$$\varphi(\lambda; 2, \tilde{\beta}_3^0, \beta_2^0, \tilde{\beta}_2^0 \tilde{\beta}_3^0) = \alpha \quad (3.20)$$

Din (3.20), observăm că  $\lambda$  poate fi determinat atâta timp cât  $\varphi$  în (3.17) scade strict cu  $t$ . În consecință, probabilitatea de detecție a S1, în cooperare cu S2 și S3 este:

$$p_c^{(1)}(t) = \varphi\left[\lambda; 4P_1 + 2, \tilde{\beta}_3(P_3 + 1), \beta_2^0(P_2 + 1), \tilde{\beta}_2 \tilde{\beta}_3(P_2 + 1)\right] \quad (3.21)$$

Când nu există nicio cooperare între S1, S2 și S3, în (3.4) și (3.7) avem  $\beta_2 = \beta_3 = 0$ . Pentru acest caz, să notăm prin  $p_n^{(1)}$ ,  $p_n^{(2)}$  și  $p_n^{(3)}$  probabilitățile individuale de detecție pentru SU în condiții de non-cooperare. Se poate dovedi că [35]:

$$p_n^{(i)}(t) = \alpha^{1/(P_i+1)}, i \in \{1, 2, 3\} \quad (3.22)$$

În continuare, vom introduce un model de canal simplificat care ne permite să exprimăm factorii de atenuare ai canalului în funcție de distanțele dintre utilizatori.

## B) Modelul canalului și relația dintre câștigurile de canal ale SU

Ca și în [36], vom considera pierderea de tip *power-law* ca model de canal în sistemul nostru cooperativ CR. Prin urmare, puterea la receptor este invers proporțională cu distanța dintre emițător și receptor. Prin urmare, semnalul primit  $y$  poate fi scris ca:

$$y = hx = x/\sqrt{d^n} \quad (3.23)$$

unde  $x$  este semnalul transmis,  $E\{|h|^2\}=d^{-n}$  este câștigul canalului, care depinde în totalitate de distanța dintre emițător și receptor  $d$  (în metri) și de  $n$  care este exponentul de pierdere a căii (adimensional).

Așa cum a fost introdus în [36], topologia utilizată de schema cooperativă din Fig. 3.1 este specificată în totalitate de distanțele dintre toți utilizatorii (PU și trei SU). Această topologie și toți parametrii de configurare sunt descriși în Fig. 3.3. Pentru acest scenariu, sunt făcute câteva ipoteze simplificatoare. În primul rând, presupunem că SU  $S_1$  și PU  $P$  sunt staționare, iar celelalte două SU, adică  $S_2$  și  $S_3$ , se mișcă pe o traiectorie liniară față de PU. În al doilea rând, unghiurile  $\gamma_2$  și  $\gamma_3$ , între direcțiile utilizatorilor nelicențiați  $S_2$ ,  $S_3$  și  $S_1$ , sunt constante. Mai mult,  $S_1$  este setat într-o poziție fixă și recepționează semnalul primit de la PU cu o putere de  $P_1 = 1W$ .

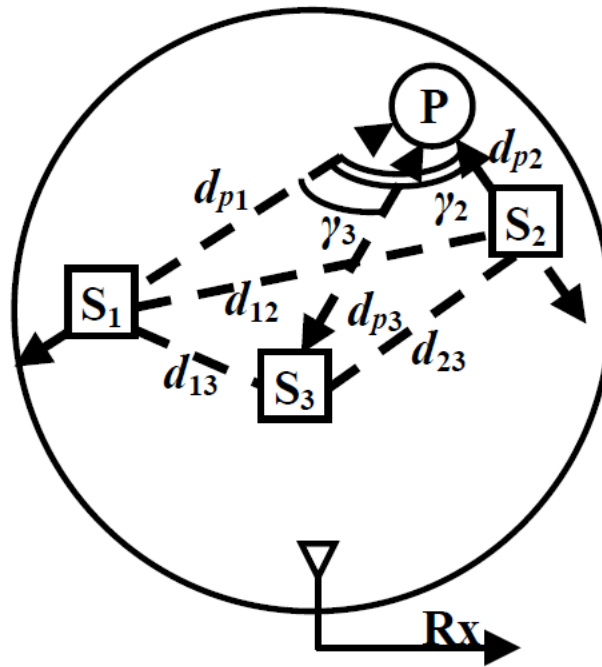


Fig. 3.3. Topologia rețelei de SU pentru scenariul de detecție spectrală cooperativă

În acest caz, cunoscând valorile distanțelor dintre PU și cele trei SU și valoarea unghiurilor  $\gamma_2$  și  $\gamma_3$ , putem calcula, folosind teorema Pitagora generalizată, valoarea distanțelor dintre  $S_1$  și  $S_2$  ( $d_{12}$ ) și  $S_1$  și  $S_3$  ( $d_{13}$ ), respectiv, ca [36]

$$\begin{aligned} d_{p1}^2 + d_{p1}^2 - 2d_{p1}d_{pi} \cos \gamma_i &= d_{1i}^2, \quad i \in \{2, 3\} \\ d_{p2}^2 + d_{p3}^2 - 2d_{p2}d_{p3} \cos(\gamma_2 - \gamma_3) &= d_{23}^2, \end{aligned} \quad (3.24)$$

Folosind (3.23), (3.24) și știind că PU trimite un semnal având puterea corespunzătoare de 1W, putem concluziona că distanța dintre orice SU și PU devine:

$$d_{pi} = P_i^{-1/n}, \quad i \in \{1, 2, 3\} \quad (3.25)$$

În mod similar, câștigul canalul între utilizatorii  $S_i$  și  $S_j$  devine:

$$d_{ij} = G_{ij}^{-1/n}, \quad \forall i, j \in \{1, 2, 3\}, i \neq j. \quad (3.26)$$

Combinând (3.24) - (3.26), obținem:

$$G_{li} = \left( P_1^{-2/n} + P_i^{-2/n} - 2P_1^{-1/n} P_i^{-1/n} \cos \gamma_i \right)^{-n/2}, \quad i \in \{2, 3\} \quad (3.27)$$

Așa cum este explicat în secțiunea A), factorii de atenuare (coeficienții de estompare) ai căilor dintre SU, adică  $h_{12}$ ,  $h_{13}$  și  $h_{23}$  (și distanțele corespunzătoare dintre ei, adică  $d_{12}$ ,  $d_{13}$  și  $d_{23}$ ) controlează variabilele  $h_1$ ,  $h_2$  și  $h_3$  care sunt utilizate pentru estimarea performanței de detecție din (3.13) - (3.15). În acest context, observăm în Fig. 3.3 că distanțele dintre SU formează un triunghi și folosind trigonometria, putem obține următoarea relație între ele:

$$d_{12}^2 = d_{23}^2 + d_{13}^2 - 2d_{p1}d_{p2} \cos(\gamma_2) + 2d_{p3} \left[ d_{p1} \cos(\gamma_3) + d_{p2} \cos(\gamma_2 - \gamma_3) - d_{p3} \right] \quad (3.28)$$

Folosind (3.25), (3.26) și notațiile din (3.13), relația anterioară (3.28) dintre distanțe poate fi rescrisă ca următoarea relație între variabilele de câștig ale canalului:

$$\begin{aligned} G_{12}h_3 &= \left\{ (G_{13}h_1)^{-2/n} + (G_{23}h_2)^{-2/n} \right. \\ &\quad \left. + 2P_3^{-1/n} \left[ P_1^{-1/n} \cos(\gamma_3) + P_2^{-1/n} \cos(\gamma_2 - \gamma_3) - P_3^{-1/n} \right] \right. \\ &\quad \left. - 2P_1^{-1/n} P_2^{-1/n} \cos(\gamma_2) \right\}^{-n/2} \\ &\stackrel{\text{notation}}{=} f(h_1, h_2) \end{aligned} \quad (3.29)$$

unde  $f$  denotă funcția variabilelor  $h_1$  și  $h_2$ , care a fost introdusă în (3.15).

### 3.2 Analiza de performanță a rețelei de detecție cooperativă

În această secțiune sunt evaluate probabilitatea de detecție pentru  $S_1$ , care folosește ceilalți doi SU ( $S_2$  și  $S_3$ ) ca relee. Acest algoritm de detecție cooperativă a fost prezentat în secțiunea 3.1 A) și considerăm modelul de canal propus în secțiunea 3.1 B). Probabilitatea de detecție la  $S_1$  în cooperare cu  $S_2$  și  $S_3$  este estimată atât teoretic folosind expresia (3.21), cât și prin intermediul simulărilor Monte-Carlo. Pentru a avea o comparație corectă cu schema propusă în [36], folosim aceleași valori ale parametrilor sistemului pentru testarea performanței:  $n = 3.5$ ,  $\gamma_2 = \pi / 6$ ,  $\gamma_3 = \pi / 8$ ,  $P_2, P_3 \in [0, 50]$  dB.

În Fig. 4, ilustrăm probabilitatea de detecție cooperativă a  $S_1$   $p_c^{(1)}$ , obținută folosind (3.21), comparativ cu probabilitatea de detecție necooperativă  $p_n^{(1)}$  (dată de (3.22)) pentru cei trei SU, având în vedere valori variabile pentru  $P_2$  și  $P_3$ . După cum se poate observa în acest grafic 3D, probabilitatea de detecție necooperativă nu depinde de puterea recepționată a semnalului PU la  $S_2$  și  $S_3$  (se poate observa planul verde cu valoare verticală constantă de  $p_n^{(1)} = \sqrt{0.1} \approx 0.316$ ). Cu toate acestea, scenariul cooperativ îl depășește pe cel necooperativ ( $p_c^{(1)} > p_n^{(1)}$ ) pentru majoritatea valorilor  $P_2$  și  $P_3$ . Trebuie să menționăm că  $p_c^{(1)}$  determinat pentru schema curentă este asimetric (în timp ce în [36], graficul 3D este simetric) oferind o performanță mai bună cu  $P_3$  (puterea lui  $S_3$ ) decât cu  $P_2$ . Prin urmare, pentru valori scăzute ale  $P_3$  (adică  $S_3$  departe de PU,

$P_3 < 10$  dB), sistemul cooperativ are o performanță mai slabă decât schema necooperativă. Pe de altă parte, dacă  $P_2$  este scăzut ( $P_2 < 10$  dB), performanța schemei cooperative este încă mai bună decât performanța celei necooperative. Această asimetrie a performanței de detecție se explică prin faptul că S3 transmite semnalul lui S2, în timp ce S2 detectează direct semnalul de la PU. Deci releul secvențial (S2 urmat de S3) oferă o replică mai puternică (amplificată) a semnalului PU.

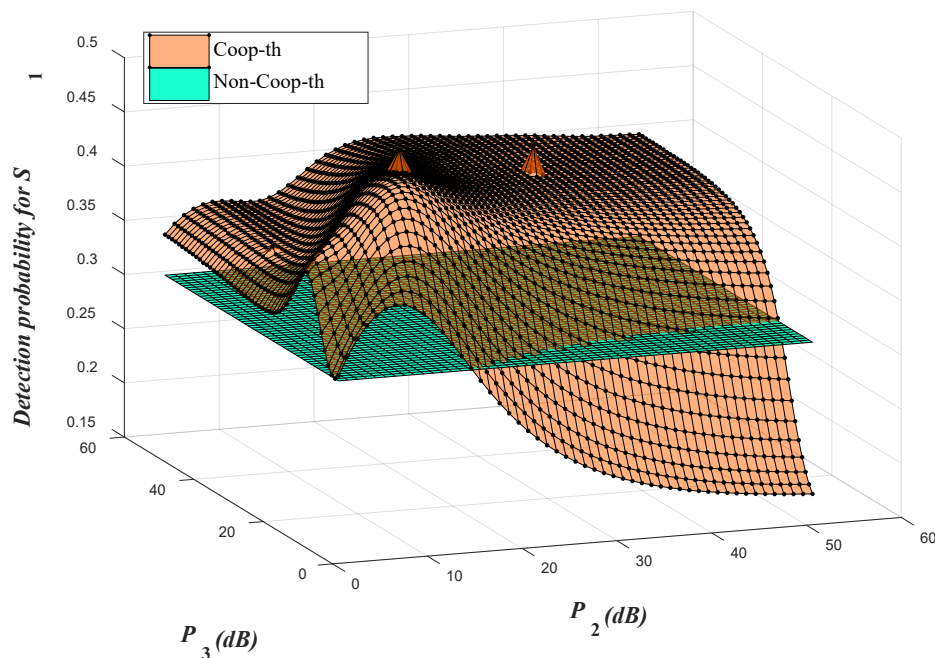


Fig. 3.4. Probabilitatea de detecție teoretică, cooperativă și non-cooperativă, pentru S1 ca funcție de  $P_2$  și  $P_3$

În comparație cu algoritmul propus în [36], unde pentru valori ridicate atât ale  $P_2$  cât și ale  $P_3$ , detecția cooperativă arată performanțe mai scăzute în comparație cu cea necooperativă, principalul avantaj al schemei propuse în această secțiune este că pentru valori ridicate ale  $P_2$  și  $P_3$ , depășește întotdeauna schema necooperativă. Acest lucru se explică prin faptul că, în [36], SU S2 și S3 nu cooperează între ei, adică ei funcționează ca releu doar independent pentru S1.

Pentru a sublinia trăsăturile asimetrice ale caracteristicii de performanță de detecție cooperativă, trasăm în Fig. 3.5-3.8 valorile  $p_c^{(1)}$  and  $p_n^{(1)}$  pentru diferite valori ale  $P_2$  și  $P_3$ . Prin urmare, vom lua în considerare două cazuri extreme pentru puterea recepționată de fiecare SU releu. Pentru toate scenariile, vom compara noua schemă cu cea din [36] și vom prezenta rezultatele simulării pentru ambele scheme.

În Fig. 3.5 și 3.6, am reprezentat  $p_c^{(1)}$  ca o funcție de  $P_2$  pentru două valori fixe ale lui  $P_3$ , 10dB și respectiv 40dB. Pentru o valoare scăzută a  $P_3$ , care denotă o putere slabă recepționată de nodul principal de releu S3, schema propusă are o performanță mai slabă decât schema din [36], așa cum este descris în Fig. 3.5. Aici, valoarea maximă a  $p_c^{(1)}$  pentru ambele scheme (schema propusă și schema din [36]) este atinsă pentru  $P_2 = P_3 = 10$  dB. Pe de altă parte, atunci când valoarea  $P_3$  este mare (vezi Fig. 3.6), schema propusă depășește schema din [36]. Pe lângă faptul

că schema propusă depășește și schema necooperativă, aceasta prezintă și o valoare a probabilității de detecție mai mare decât valoarea maximă pentru schema din [36], pentru orice valoare a  $P_2$ .

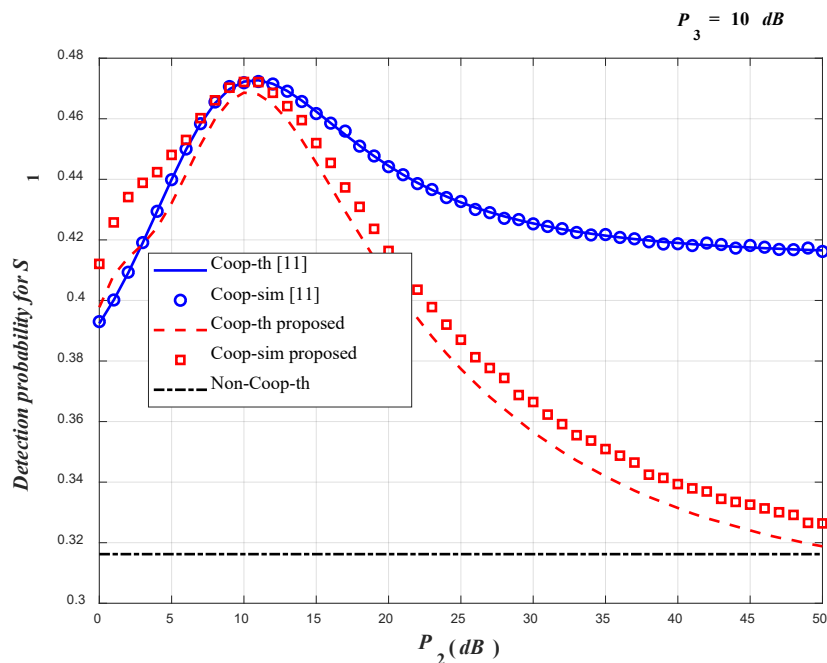


Fig. 3.5. Detecția cooperativă și non-cooperativă pentru  $S_1$  versus  $P_2$ ,  $P_3=10\text{dB}$ .

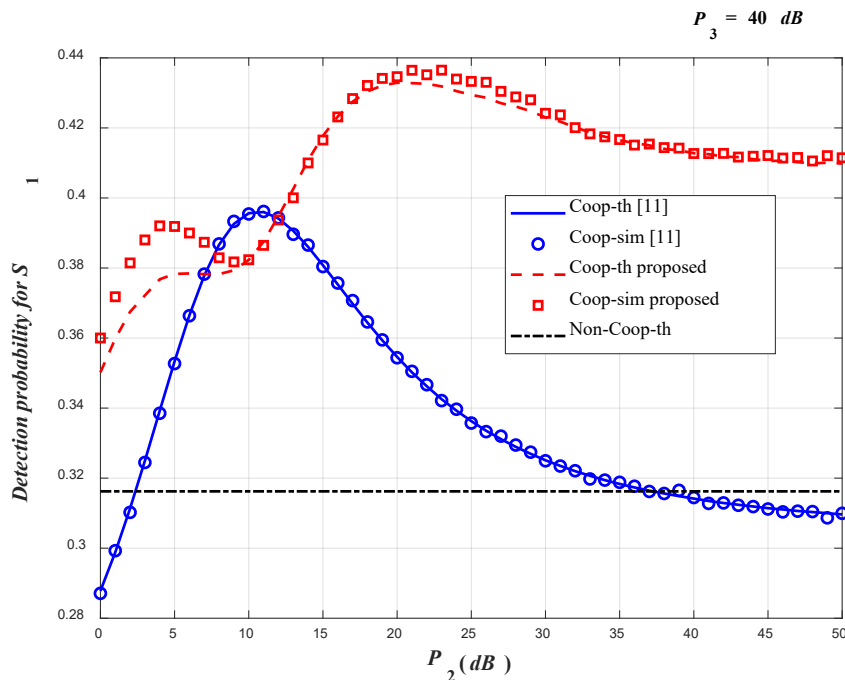


Fig. 3.6. Detecția cooperativă și non-cooperativă pentru  $S_1$  versus  $P_2$ ,  $P_3=40\text{dB}$ .

În mod similar, în Fig. 3.7 și 3.8, am trasat  $p_c^{(1)}$  în funcție de  $P_3$  pentru  $P_2 = 10\text{dB}$  și, respectiv,  $P_2 = 40\text{dB}$ . În Fig. 3.7, observăm că, chiar și pentru puterea redusă recepționată de

nodul de releu S2, schema propusă funcționează aproape la fel ca schema din [36]. Așa cum s-a explicat mai sus și comparând rezultatele din Fig. 3.5 și 3.7, rezultă că schema propusă depinde mai mult de nodul de releu S3 decât de S2. În Fig. 3.8, se arată că atunci când valoarea lui  $P_2$  este mare și, de asemenea,  $P_3 > 15\text{dB}$ , schema propusă depășește în mod clar schema din [36]. Mai mult, pentru  $P_3 > 15\text{dB}$ , probabilitatea de detecție a noii scheme se aplatizează.

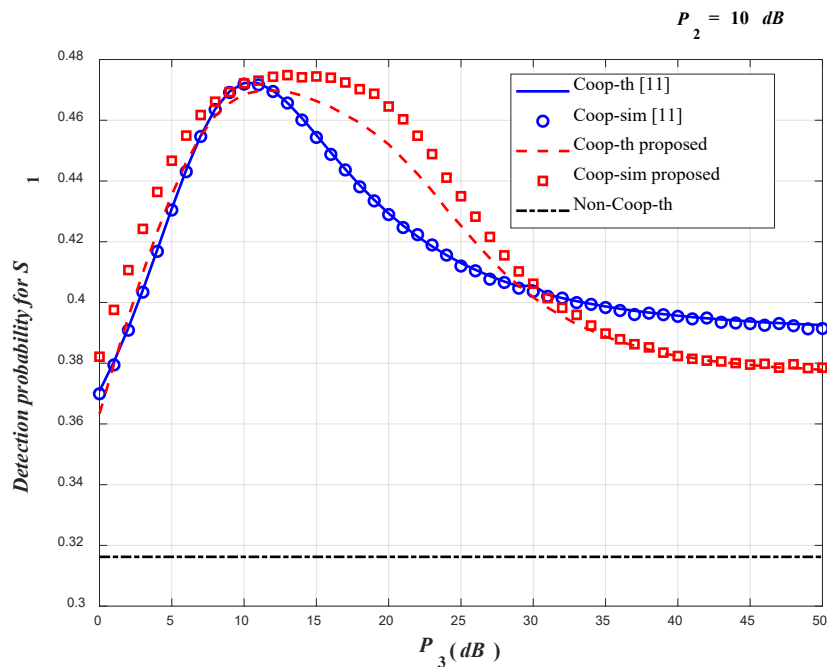


Fig. 3.7. Detecția cooperativă și non-cooperativă pentru  $S_1$  versus  $P_3$ ,  $P_2=10\text{dB}$ .

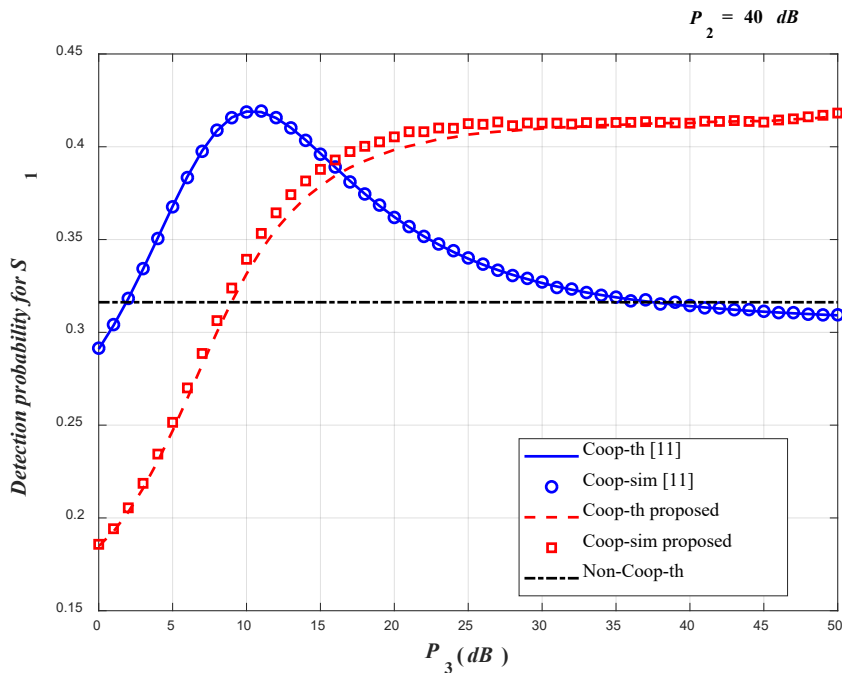


Fig. 3.8. Detecția cooperativă și non-cooperativă pentru  $S_1$  versus  $P_3$ ,  $P_2=40\text{dB}$

De asemenea, pentru schema propusă am observat în Fig. 3.5-3.8 o ușoară diferență între valorile probabilității de detecție estimate teoretic și, respectiv, prin simulare; cu toate acestea, rezultatele simulării sunt întotdeauna mai bune decât cele teoretice corespunzătoare.

În cele din urmă, trebuie să menționăm că am obținut rezultate similare pentru diferite valori ale unghiurilor  $\gamma_2$  și  $\gamma_3$ .

De asemenea, în cadrul etapei pe anul 2020 a fost actualizată și completată pagina web care conține informații la zi legate de desfășurarea proiectului, care poate fi accesată la adresa: <http://spectrum5g.radio.pub.ro>.

## Publicații:

Activitatea de cercetare științifică derulată pe parcursul anului 2019 și pe parcursul anului 2020 a fost concretizată prin publicarea unui articol în revista MDPI Sensors (revistă Q1, factor de impact 3.275) și a două articole în volumele unor conferințe internaționale în curs de indexare ISI. De asemenea, au fost submise spre publicare a unui articol către o revistă cu un factor de impact ridicat (IEEE Wireless Communications Letters, Factor de Impact, revistă Q1):

- A. Martian, M.J.A. Al Sammarraie, C. Vlădeanu, and D.C. Popescu, "Three-Event Energy Detection with Adaptive Threshold for Spectrum Sensing in Cognitive Radio Systems", in Sensors, Vol. 20, Issue 13, p.3614, 2020. (ISI Thompson, WOS:000553143100001, PubMed ID: 32605003, eISSN: 1424-8220)
- A. Martian, F. Lucian Chiper, O. Mohammed Khodayer Al-Dulaimi, M. Jalal Ahmad Al Sammarraie, C. Vlădeanu and I. Marghescu, "Comparative Analysis of Software Defined Radio Platforms for Spectrum Sensing Applications," 2020 13th International Conference on Communications (COMM), Bucharest, Romania, 2020, pp. 369-374, doi: 10.1109/COMM48946.2020.9142024 (IEEEXplore).
- O. M. Khodayer Al-Dulaimi, M. Jalal Ahmad Al Sammarraie, C. Vlădeanu, A. Marțian and D. C. Popescu, "Cooperative Spectrum Sensing for Three Secondary Users with Sequential Relaying for Cognitive Radio," 2020 13th International Conference on Communications (COMM), Bucharest, Romania, 2020, pp. 221-226, doi: 10.1109/COMM48946.2020.9141968 (IEEEXplore).

Articolul publicat în volumul conferinței ISSCS 2019 și menționat în cadrul raportului științific și tehnic corespunzător etapei pe anul 2019 a proiectului a fost între timp indexat în baza de date ISI:

- C. Vlădeanu, M. J. Ahmad Al Sammarraie, A. Marțian, "An Amplify-and-Forward Cooperative Spectrum Sensing Algorithm Using Three Secondary Users for Cognitive Radio", in Proc. 14-th International Symposium on Signals, Circuits and Systems. (ISSCS

2019), Iași, România, pp. 1-4, July 2019. (Accession Number WOS:000503459500084, IEEEExplore).

În concluzie, putem afirma că toate obiectivele etapei pe 2020 a proiectului de cercetare "Sistem de evaluare a gradului de utilizare a spectrului RF în vederea introducerii rețelelor 5G" au fost îndeplinite cu succes.

## Bibliografie:

- [1] D. Jiang and G. Liu, "An overview of 5G requirements," in 5G Mobile Communications (pp. 3-26). Springer, Cham, 2017.
- [2] M. Höyhtyä et al., "Spectrum occupancy measurements: a survey and use of interference maps," in IEEE Comm. Surveys & Tutorials, vol. 18, no. 4, pp. 2386-2414, Fourth quarter 2016.
- [3] A. Marțian, "Evaluation of Spectrum Occupancy in Urban and Rural Environments of Romania", in Revue Roumaine des Sciences Techniques - Serie Electrotechnique et Energetique, no. 1, pp 87-96, Jan.-Mar. 2014.
- [4] Q. Zhao and B. M. Sadler, "A survey of dynamic spectrum access," in IEEE Signal Processing Magazine, vol. 24, no. 3, pp. 79-89, May 2007.
- [5] T. Ulversoy, "Software defined radio: challenges and opportunities," in IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 12, no. 4, pp. 531-550, Fourth Quarter 2010.
- [6] H. Urkowitz, "Energy detection of unknown deterministic signals," in Proceedings of the IEEE, vol.55, no.4, pp. 523-531, April 1967.
- [7] T. Yucek and H. Arslan, "A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications," in IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 11, no. 1, pp. 116-130, First Quarter 2009.
- [8] S. Grönroos, K. Nybom, J. Björkqvist, J. Hallio, J. Auranen and R. Ekman, "Distributed spectrum sensing using low cost hardware," Journal of Signal Processing Systems, Springer, 83(1), pp.5-17, 2016.
- [9] W. Liu, S. Chang, H. Zhu, Y. Liu, "S3: Low cost real-time spectrum sensing using SDR," Proceedings of the ACM Turing Celebration Conference (ACM TURC '19), art. 14, China, 2019, pp. 1-5.
- [10] Platforma SDR Ettus Research USRP N210, disponibil online la: <https://www.ettus.com/un210-kit/>, accesat în August 2020.
- [11] Modul RF Ettus Research WBX, disponibil online la: <https://www.ettus.com/all-products/wbx/>, accesat în August 2020.
- [12] Platforma SDR Ettus Research USRP B200mini, disponibil online la: <https://www.ettus.com/usrp-b200mini/>, accesat în August 2020.
- [13] Analizor de spectru Tektronix RSA3308B, disponibil online la: <https://www.tek.com/datasheet/rsa3000b-series>, accesat în August 2020.

- [14] Antena MP Antenna UHF VHF 08-ANT-0861, disponibil online la: <https://www.mpantenna.com/product/uhf-vhf-antenna-08-ant-0861/>, accesat în August 2020.
- [15] Antena MP Antenna UHF VHF 08-ANT-0860, disponibil online la: <https://www.mpantenna.com/product/uhf-vhf-antenna-08-ant-0860/>, accesat în August 2020.
- [16] Splitter RF Mini Circuits ZN4PD1-63HP-S+, disponibil online la: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=ZN4PD1-63HP-S%2B>, accesat în August 2020.
- [17] Tabelul național de alocare a benzilor de frecvență, disponibil online la: [https://www.ancom.ro/en/tnabf\\_3998](https://www.ancom.ro/en/tnabf_3998), accesat în August 2020.
- [18] Strategia 5G pentru Romania, disponibilă online la: [https://www.ancom.ro/en/strategia-5g-pentru-romania-\\_6167](https://www.ancom.ro/en/strategia-5g-pentru-romania-_6167), accesat în August 2020.
- [19] J. Mitola, "Software radios-survey, critical evaluation and future directions," [Proceedings] NTC-92: National Telesystems Conference, Washington, DC, USA, 1992, pp. 13/15-13/23.
- [20] IEEE 1900.1-2019, "IEEE standard definitions and concepts for dynamic spectrum access: Terminology relating to emerging wireless networks, system functionality, and spectrum management," Tech. Rep., Apr. 2019.
- [21] T. Yucek and H. Arslan, "A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications," in IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 11, no. 1, pp. 116-130, First Quarter 2009.
- [22] D. Lekomtcev, R. Marsalek, M. Pospisil and T. Kratochvil, "Experimental evaluation of the impact of receiver front-end on spectrum sensing," 2015 International Conference on Systems, Signals and Image Processing (IWSSIP), London, 2015, pp. 220-223.
- [23] R. Aguilar-Gonzalez, A. Prieto-Guerrero, V. Ramos, E. Santos-Luna and M. Lopez-Benitez, "A Comparative Study of RTL-SDR Dongles from the Perspective of the Final Consumer," in Proc. IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE 2020), pp. 1-5.
- [24] Z. Geng, X. Wei, H. Liu, R. Xu and K. Zheng, "Performance analysis and comparison of GPP-based SDR systems," 2017 7th IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies (MAPE), Xi'an, 2017, pp. 124-129.
- [25] H. T. Friis, "Noise Figures of Radio Receivers," in Proceedings of the IRE, vol. 32, no. 7, pp. 419-422, July 1944.
- [26] Platforma SDR Ettus Research USRP X310, disponibil online la: <https://www.ettus.com/all-products/x310-kit/>, accesat în Septembrie 2020.
- [27] Modulul RF Ettus Research CBX, disponibil online la: <https://www.ettus.com/all-products/cbx/>, accesat în Septembrie 2020.
- [28] Platforma SDR Great Scott Gadgets HackRF One, disponibil online la: <https://greatscottgadgets.com/hackrf/one/>, accesat în Septembrie 2020.
- [29] E. Dobre, A. Marțian and C. Vlădeanu, "USRP-based experimental platform for energy detection in cognitive radio systems," 2016 International Conference on Communications (COMM), Bucharest, 2016, pp. 185-188.

- [30] J. Mitola III, "The Software Radio," in Proc. IEEE National Telesystems Conference, Digital Object Identifier 10.1109/NTC.1992.267870, 1992.
- [31] J. Mitola III, "Cognitive Radio for Flexible Mobile Multimedia Communications," in Proc. IEEE International Workshop on Mobile Multimedia Communications, 1999, pp. 3-10.
- [32] I. F. Akyildiz, B. F. Lo and R. Balakrishnan, "Cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks: A survey," in Physical Communication Journal, Volume 4, Issue 1, Mar. 2011, pp 40-62.
- [33] D. Treeumnuk and D. C. Popescu, "Using hidden Markov models to evaluate performance of cooperative spectrum sensing," in IET Communications, vol. 7, no. 17, pp. 1969-1973, 26 Nov. 2013.
- [34] L. Zhiqiang, F.R. Yu and H. Minyi, "A Distributed Consensus-Based Cooperative Spectrum-Sensing Scheme in Cognitive Radios," in IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol.59, no.1, pp.383-393, Jan. 2010.
- [35] G. Ganesan and Y. Li, "Cooperative Spectrum Sensing in Cognitive Radio, Part I: Two User Networks," in IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 6, no. 6, pp. 2204-2213, June 2007.
- [36] C. Vlădeanu, M. J. A. A. Sammarraie and A. Marțian, "Amplify-and-Forward Cooperative Spectrum Sensing Using Three Secondary Users for Cognitive Radio," 2019 International Symposium on Signals, Circuits and Systems (ISSCS), Iasi, Romania, 11-12 July 2019, pp. 1-4.
- [37] T. S. Rappaport, Wireless Communications. Principles and Practice, 2nd edition, Prentice Hall, 2002.

01.10.2020

Director de proiect

Conf. dr. ing. Alexandru MARȚIAN