

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

**Proiectarea, implementarea, testarea și optimizarea sistemului de evaluare a
gradului de ocupare a spectrului RF și dezvoltarea de algoritmi optimizați de
detecție spectrală**

Sinteză – etapă de execuție UNICĂ nr. 2 / 2019

Perioada ianuarie – decembrie 2019

Obiectivele care au fost urmărite pentru etapa pe 2019 a proiectului sunt legate de proiectarea, implementarea, testarea și optimizarea sistemului de evaluare a gradului de ocupare a spectrului RF, precum și de dezvoltarea unor algoritmi optimizați de detecție spectrală. Activitățile prevăzute în planul de realizare al proiectului corespunzător celei de-a doua etape de execuție, corespunzătoare anului 2019, au cuprins:

- o a doua etapă de selectare și achiziție a elementelor hardware necesare;
- proiectarea arhitecturii generale pentru sistemul de evaluare a gradului de ocupare a spectrului RF;
- implementarea sistemului de evaluare a gradului de ocupare a spectrului RF;
- testarea sistemului implementat în condiții de laborator;
- dezvoltarea și implementarea unor algoritmi de detecție spectrală optimizați pentru semnale colectate din mediul înconjurător.

1. Implementarea sistemului de evaluare a gradului de ocupare a spectrului RF și testarea în condiții de laborator

Pe parcursul anului 2019, echipa de cercetare a proiectului a derulat activități legate de proiectarea și implementarea sistemului de evaluare a gradului de ocupare a spectrului RF. În figura 1.1 este prezentată arhitectura finală a sistemului.

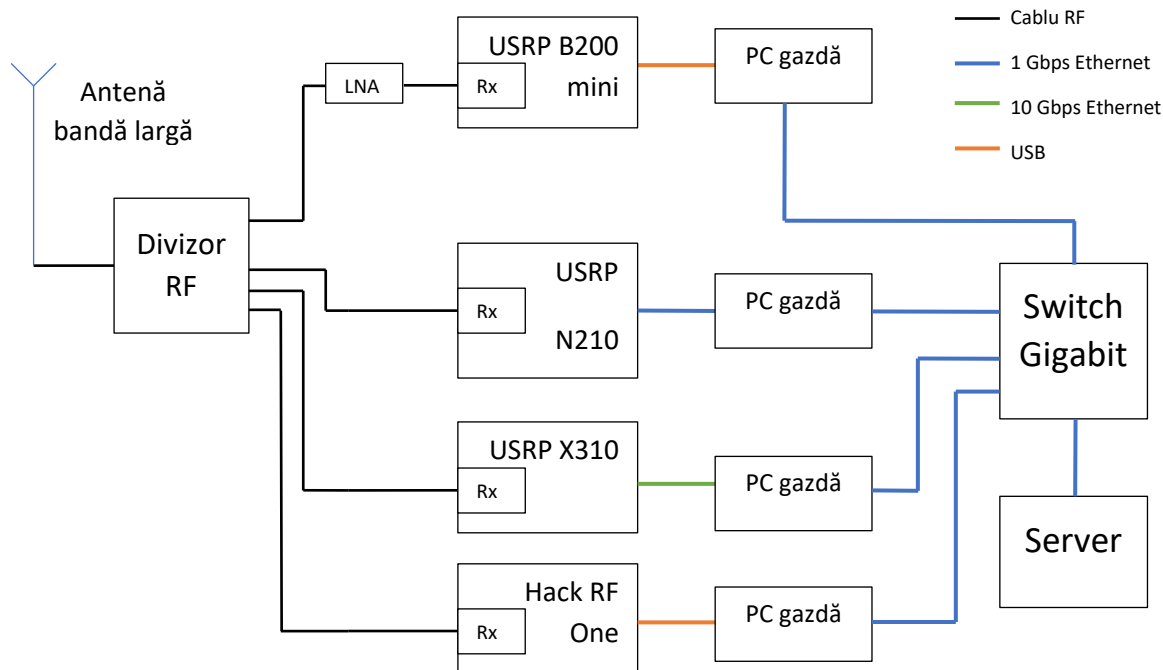


Fig. 1.1. Arhitectura finală a sistemului de evaluare a gradului de ocupare a spectrului RF

Față de arhitectura preliminară a sistemului, prezentată în cadrul raportului științific și tehnic pentru etapa 2018 de derulare a proiectului, se pot observa o serie de diferențe.

O primă diferență este legată de prezența în cadrul arhitecturii finale a sistemului a câte unui PC gazdă pentru fiecare dintre platformele radio definit prin software (SDR) folosite pentru captarea semnalelor RF corespunzătoare diferitelor benzi de frecvență. În arhitectura preliminară, toate platformele SDR erau conectate direct la Serverul existent în cadrul sistemului. Introducerea PC-urilor gazdă a avut ca motiv limitările legate de rata de transfer a datelor care ar fi existat în momentul în care diferite platforme SDR ar fi fost conectate la un același calculator gazdă. De exemplu, pentru platformele USRP B200 mini și Hack RF One, ambele folosind o interfață de tip USB, rata de transfer totală ar fi fost partajată, având în vedere prezența unui singur controller pentru toate porturile USB situate pe calculatorul gazdă. Introducerea acestor PC-uri gazdă nu afectează performanțele sistemului proiectat, având în vedere că nu este avută în vedere obținerea unui sistem de evaluare în timp real al gradului de ocupare spectrală, caz în care prezența acestor PC-uri intermediare ar fi putut crește latența sistemului.

De asemenea, în urma testelor realizate în condiții de laborator s-a constatat că elementele de filtrare care erau prevăzute în arhitectura preliminară, prezentată în raportul etapei pe anul 2018, nu aduc beneficii din punct de vedere al performanței sistemului implementat, astfel încât ele nu mai apar în arhitectura finală.

În figura 1.2 este prezentată o imagine a sistemului de evaluare a spectrului RF în condiții de laborator. Dintre elementele prezentate, platforma SDR USRP B200mini, antena de bandă largă, divizorul de putere și amplificatorul de zgomot redus au fost achiziționate în cadrul prezentului contract (reprezentate cu culoarea verde în figura 1.2).

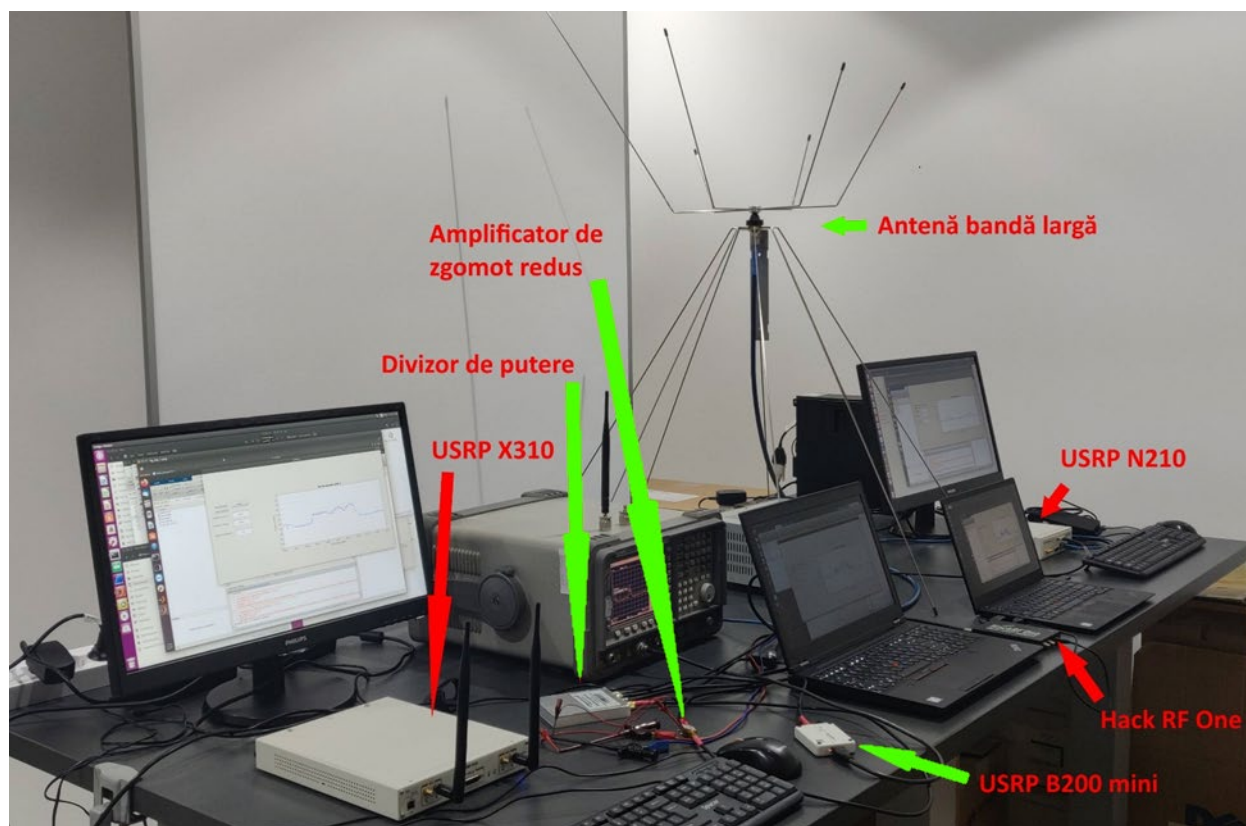


Fig. 1.2. Sistemul de evaluare a gradului de ocupare a spectrului RF în condiții de laborator

Antena de bandă largă achiziționată și folosită pentru captarea semnalului RF este o antenă *M-Series Ultra Base Station* produsă de firma *MP Antenna* (SUA), proiectată pentru aplicații de scanare a spectrului RF, și prezintă următoarele specificații:

- Gamă de frecvență: 25 MHz – 6 GHz
- Câștig: 3 dBi
- Multi-polarizare
- Omnidirecțională în plan orizontal
- Conector N
- Impedanță 50 Ohm.

Semnalul preluat de la antenă este distribuit către diferitele platforme SDR utilizate în cadrul sistemului de evaluare a gradului de ocupare a spectrului prin intermediul unui divizor de putere cu 4 ieșiri *MiniCircuits ZN4PD1-63HP-S+* (gamă de frecvență 250 MHz până la 6 GHz, atenuare de inserție 1 dB). Pentru amplificarea semnalelor recepționate, în special pentru benzile de frecvență de peste 1 GHz, a fost utilizat un amplificator de zgomot redus (LNA) *MiniCircuits ZX60-V63+* (gamă de frecvență 0,05 până la 6 GHz, câștig de 21,9 dB la 0,05 GHz, câștig de 15.4 dB la 6 GHz).

Un aspect care prezintă o deosebită importanță pentru recepția corectă a semnalelor de RF este cel al alegerii unora dintre parametrii caracteristici platformelor SDR utilizate: dimensiunea transformatei FFT, rata de decimare.

Influența pe care alegerea acestei rate de decimare o poate avea este ilustrată prin capturile prezentate în figura 1.3, realizate cu ajutorul platformei SDR USRP N210 pentru gama de frecvență 900 MHz- 1 GHz. Se poate observa că pentru banda exemplificată, caracteristica cea mai plată este obținută în situația prezentată în figura 1.3 c), alegând o valoare multiplu de 4 pentru rata de decimare.

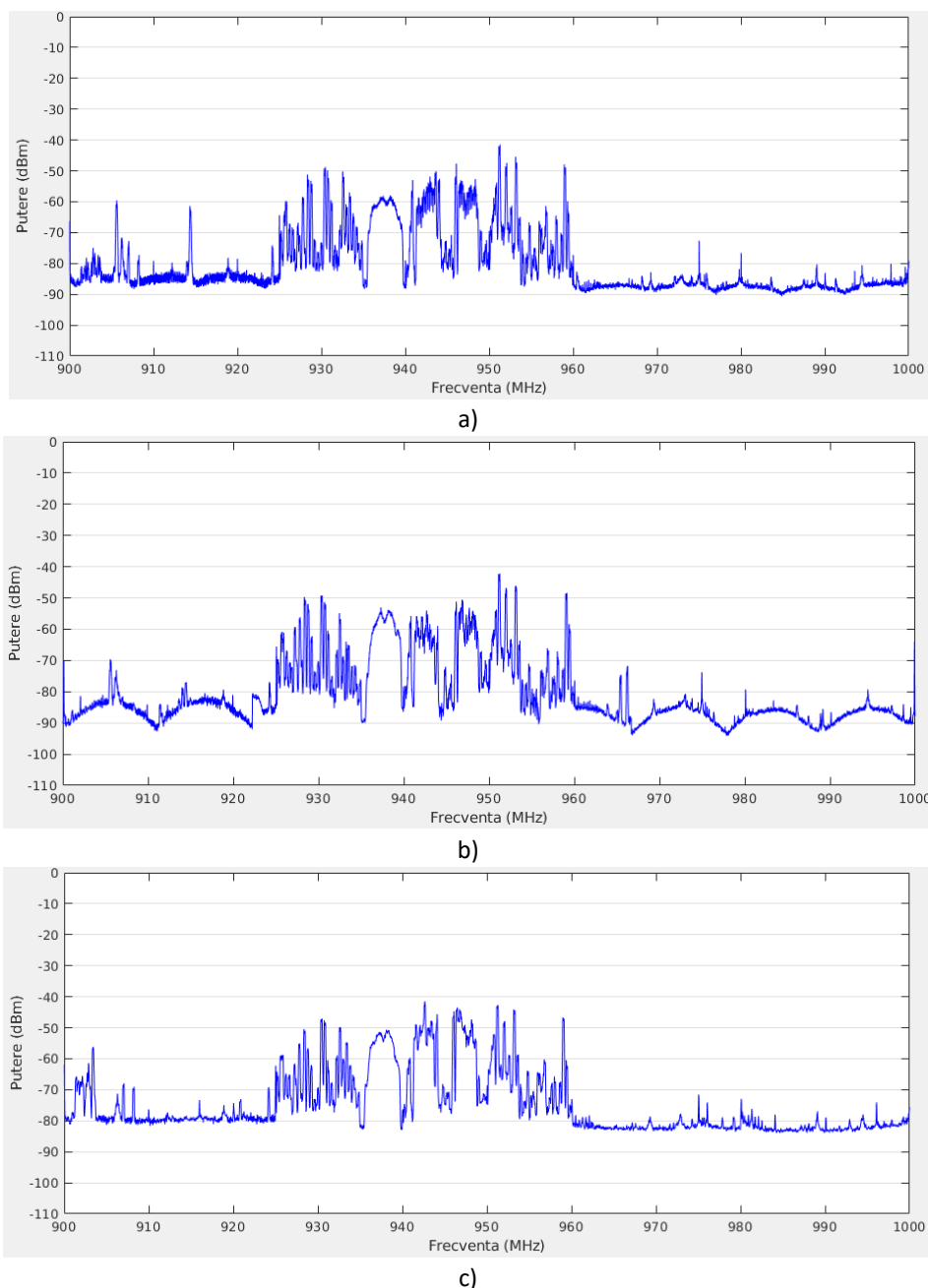


Fig. 1.3. Gama de frecvență 900-1000 MHz recepționată folosind platforma SDR USRP N210 folosind o rată de decimare: a) multiplu de 2; b) impară; c) multiplu de 4.

În figura 1.4 este ilustrată contribuția pe care amplificatorul de zgomot redus folosit o aduce, în special pentru benzile de frecvență de peste 1 GHz. În figurile 1.4 a) și c) putem observa semnalul recepționat pentru gamele 5.480-5.520 GHz, respectiv 2.1-2.3 GHz în absența LNA-ului, iar în figurile 1.4 b) și d) putem observa semnalul recepționat pentru aceleași game, dar amplificat de către LNA.

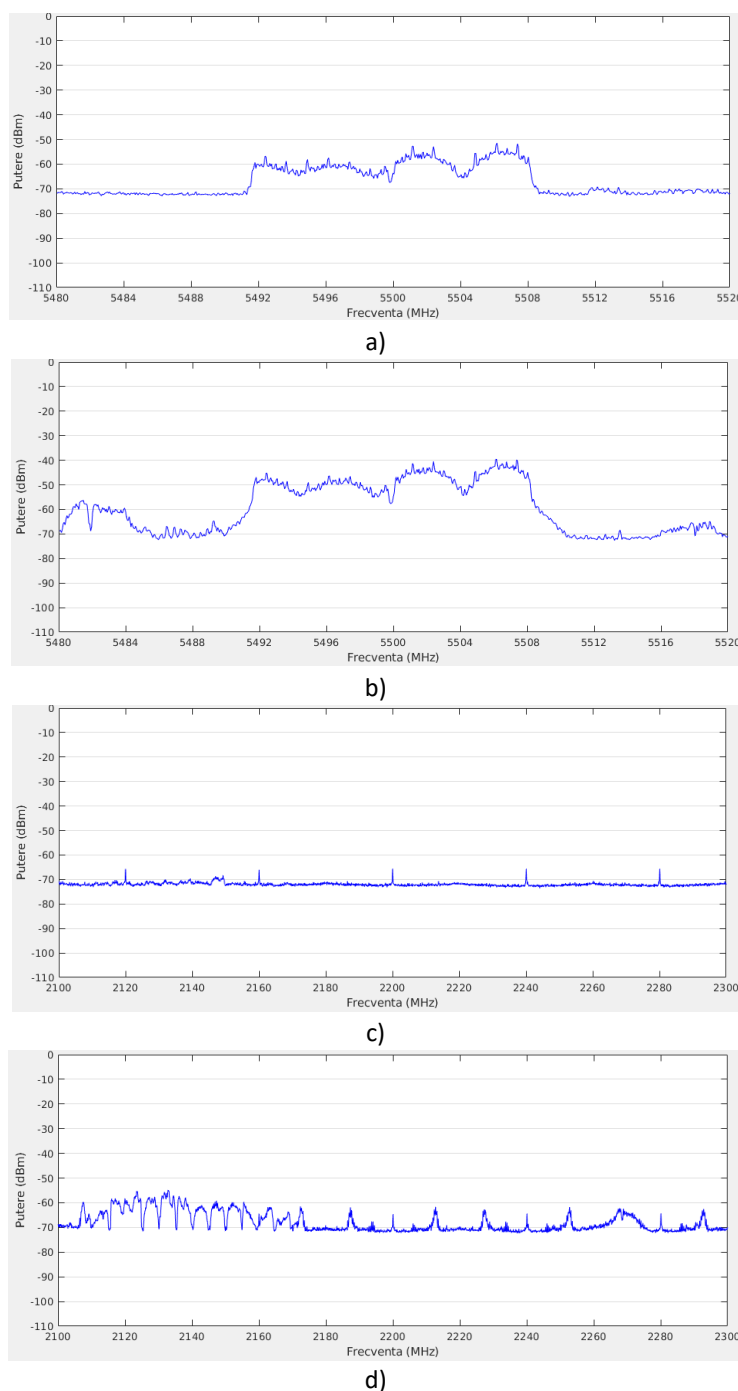


Fig. 1.4. Semnalul recepționat folosind platforma SDR USRP B200mini pentru gamele de frecvență 5.480-5.520 GHz, respectiv 2.1-2.3 GHz în absența (a și c) și în prezența (b și d) amplificatorului de zgomot redus.

Pentru evaluarea gradului de ocupare a spectrului RF, în cadrul sistemului implementat sunt utilizați diferiți algoritmi de detecție spectrală bazați pe metoda detecției de energie, o serie dintre aceștia fiind dezvoltati chiar de către membrii echipei de cercetare. Performanțele acestor algoritmi sunt superioare celor ale algoritmului clasic de detecție a energiei (probabilitate de detecție mai mare, probabilitate de alarmă falsă mai mică). În figura 1.5 este reprezentat spectrul RF pentru banda de frecvență 1700 - 1900 MHz, captat prin intermediul platformei SDR USRP B200 mini. Poate fi observat, reprezentat cu roșu, pragul de detecție stabilit pentru evaluarea gradului de ocupare a spectrului.

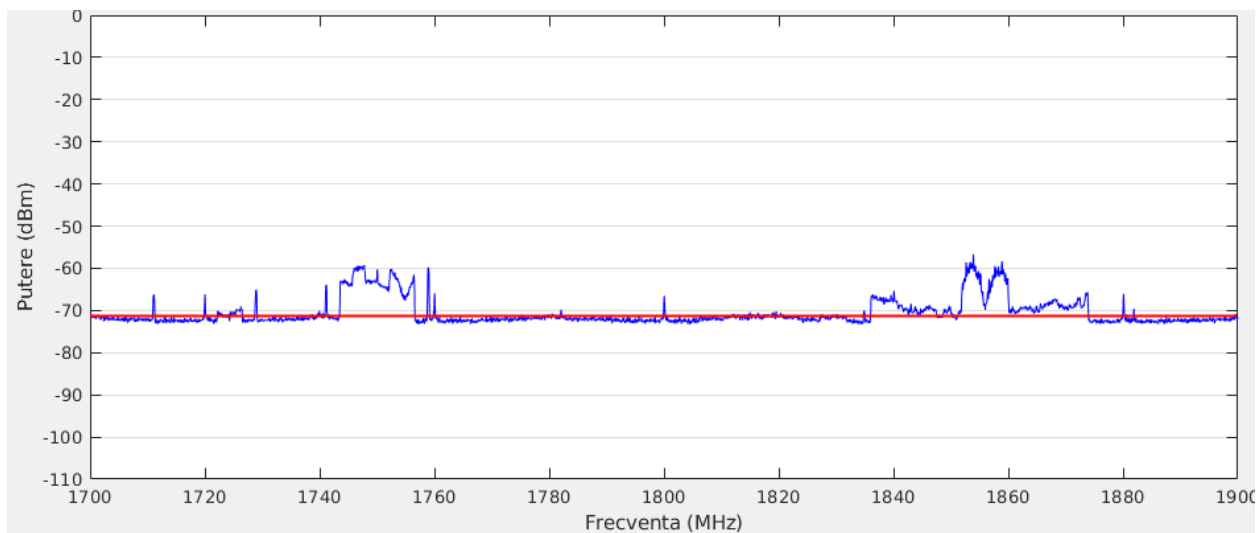


Fig. 1.5. Semnalul recepționat folosind platforma SDR USRP B200mini pentru gama de frecvență 1700 - 1800 MHz

Dintre componentele necesare pentru implementarea sistemului care au fost achiziționate pe parcursul anului 2019 se pot menționa:

- O antenă de bandă largă (gamă de frecvență 0,05 până la 6 GHz, câștig de 21,9 dB la 0,05 GHz, câștig de 15.4 dB la 6 GHz);
- O antenă de bandă largă (gamă de frecvență 250 MHz până la 6 GHz, atenuare de inserție 1 dB);
- Cabluri de radiofrecvență cu pierderi reduse;
- O platformă radio definit prin software USRP B200mini (gamă de frecvență)
- Laptop Lenovo P51 (procesor Intel i7, 3 TB SSD, 64 GB RAM).

De asemenea, pe parcursul anului 2019 echipa de cercetare a dezvoltat un nou algoritm de detecție spectrală cooperativă bazat pe folosirea a trei utilizatori secundari.

2. Algoritm de detecție spectrală cooperativă bazat pe folosirea a trei utilizatori secundari

Dezvoltarea exponențială a sistemelor de comunicații fără fir în ultimele decenii a condus la necesitatea reconsiderării unor aspecte privind gestionarea resurselor de frecvență limitată disponibile. În mod tradițional, alocarea spectrului de frecvență se face în mod static, ceea ce presupune acordarea de licențe pentru accesul la diferite sisteme de comunicații fără fir la anumite benzi de frecvență.

Pe baza campaniilor de măsurare desfășurate la nivel mondial [1] [2], s-a observat că gradul de ocupare a spectrului este în prezent extrem de scăzut, mergând până la valori de sub 10%. O soluție pentru soluționarea acestei probleme este folosirea unui acces dinamic la spectru (Dynamic Spectrum Access - DSA), care presupune „împrumutul” resurselor de frecvență din sistemele licențiate, atunci când aceste resurse nu sunt utilizate efectiv. Pentru a putea funcționa folosind o astfel de abordare, este necesar să se dezvolte echipamente care sunt foarte flexibile din punctul de vedere al benzii de frecvență utilizate. Echipamentele radio definite prin software (Software Defined Radio - SDR) [3] sunt astfel de echipamente radio, pentru care componentele care au fost implementate în mod tradițional folosind elemente hardware sunt implementate folosind module software. O evoluție naturală a echipamentelor SDR a dus la apariția conceptului de radio cognitiv (Cognitive Radio - CR) [4]. Un echipament CR își poate modifica automat proprii parametri de transmisie și recepție, pentru a evita interferența cu alte dispozitive licențiate sau fără licență. Un element fundamental care permite funcționarea unui echipament CR este capacitatea sa de a detecta mediul radio pentru a identifica benzile de frecvență disponibile, proces cunoscut sub denumirea de detecție spectrală.

Dintre diferitele metode de detecție spectrală propuse în literatura de specialitate [5], detecția de energie (ED) [6] este cea mai răspândită, datorită complexității sale de calcul scăzute și aplicabilității la o gamă largă de semnale. Pentru cazurile în care un singur senzor nu poate evalua corect spectrul de frecvență disponibil, în literatura de specialitate au fost propuse scheme de detecție spectrală cooperativă [7], care implică colectarea și procesarea datelor provenind de la mai mulți senzori de detecție spectrală. Pot fi construite diferite tipuri de scheme de detecție spectrală cooperativă, în funcție de topologia rețelei utilizate: centralizate [8], distribuite [9] sau bazate pe relee [10].

În cadrul acestui capitol, am extins un algoritm de detecție cooperativă de tip *Amplify and Forward (AF)*, propus anterior în [10], prin creșterea numărului de utilizatori secundari (SU), și am analizat performanțele algoritmului, atât teoretic cât și prin intermediul simulărilor realizate folosind mediul MATLAB.

2.1 Algoritmul de detecție spectrală cooperativă bazat pe prezența a trei utilizatori secundari

În sistemele CR, utilizatorii secundari transmit atunci când utilizatorii primari sunt inactivi. Într-un sistem CR cooperativ, SU schimbă informații despre prezența PU pentru a îmbunătăți detecția corectă a acestora.

Să presupunem un sistem CR în care trei SU, notați cu S1, S2 și S3, transmit folosind un acces multiplu cu diviziune în timp (TDMA), pentru a trimite date unui receptor comun pentru detecția PU, notat cu P, așa cum se arată în Fig. 2.1. Când PU începe să transmită, cei trei SU trebuie să înceteze transmisia cât mai repede posibil. Aspectul de interes pentru noi legat de SU este probabilitatea de detecție, care scade odată cu distanța până la P: de exemplu, dacă unul dintre SU (S1) se află la o distanță mare față de P, semnalul primit de S1 de la utilizatorul licențiat este slab, făcând greu pentru S1 să-i detecteze prezența. Prin urmare, cooperarea între utilizatorii nelicențiați poate crește probabilitatea de detecție a utilizatorului mai slab, îmbunătățindu-se în acest sens modul în care detecția globală este realizată în rețeaua CR. Vom considera scenariul în care utilizatorii S2 și S3 funcționează ca și relee pentru S1. Cei trei SU transmit datele unui receptor comun, într-o anumită bandă de frecvență, așa cum se arată în Fig. 2.1.

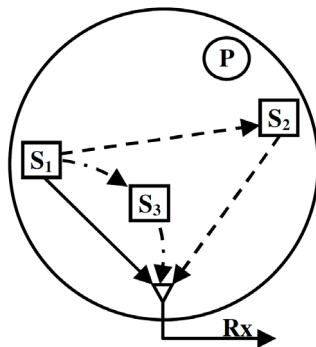


Fig. 2.1. Cooperarea în rețelele radio cognitiv [22].

Se utilizează un model de transmisie TDMA, iar semnalele sunt transmise succesiv, folosind un protocol AF (vezi Fig. 2.2). Acest sistem este o extensie a sistemului propus în [10] prin creșterea numărului de SU de la doi la trei.

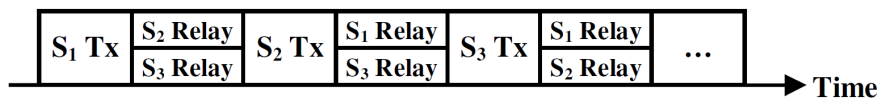


Fig.2.2. Cadrul TDMA pentru protocolul de transmisie a datelor de la SU

Să presupunem că transmisia TDMA are loc astfel: în primul slot, S1 transmite și S2 și S3 ascultă; în al doilea interval de timp, S2 și S3 transmit informațiile primite în intervalul anterior. Trebuie să menționăm că releul SU suplimentar, comparativ cu sistemul din [10], nu va crește timpul de detecție, deoarece ambele relee funcționează simultan. Cu toate acestea, este de așteptat ca releul SU suplimentar să îmbunătățească detecția PU. Pe lângă cele 3 SU-uri, există

un PU care are o prioritate mai mare de a ocupa canalul. În acest moment, cea mai importantă acțiune este detecția corectă a acestui utilizator licențiat. Prin urmare, în primul slot, semnalele primite de la S1 de la releele S2 și S3 sunt date de [10]:

$$y_i = \theta h_{pi} + ah_{1i} + w_i, \quad i \in \{2, 3\} \quad (2.1)$$

unde h_{pi} este câștigul instantaneu între PU și S_i , h_{1i} este câștigul instantaneu între S_1 și S_i , a este semnalul transmis de S_1 , θ este indicatorul prezenței semnalului PU ($\theta=1$ indică prezența PU și $\theta=0$ indică absența semnalului PU), și w_i este zgomotul gaussian aditiv recepționat de S_i , $i \in \{2, 3\}$.

Se fac de asemenea următoarele presupuneri: h_{p2} , h_{p3} , h_{12} , h_{13} , w_2 și w_3 sunt variabile aleatoare gaussiene de medie zero și varianță 1, și canalele sunt reciproce ($h_{1i} = h_{i1}$).

Dacă restricția de putere de emisie pentru S_1 este P , atunci:

$$E\{|ah_{1i}|^2\} = PG_{1i}, \quad i \in \{2, 3\} \quad (2.2)$$

unde $G_{1i} = E\{|h_{1i}|^2\}$ sunt câștigurile canalelor dintre utilizatorii S_1 și S_2 , respectiv S_1 și S_3 . Având în vedere că h_{p2} , h_{p3} , h_{12} , h_{13} , w_2 și w_3 sunt considerate independente, din (2.1) și (2.2) rezultă:

$$E\{|y_i|^2\} = \theta^2 P_i + PG_{1i} + 1, \quad i \in \{2, 3\} \quad (2.3)$$

unde $P_i = E\{|h_{pi}|^2\}$ este puterea semnalului recepționat la S_i de la PU. În al doilea slot temporal, releele S_2 și S_3 transmit mesajul provenit de la S_1 către receptorul cognitive comun. Se presupune un scenariu cu constrângeri, unde utilizatorii care retransmit au o constrângere de putere maxim folosită egal cu $\tilde{P}$ [10]. Pentru demonstrația ulterioară, puterea medie recepționată este măsurată și scalată la această valoare, notată cu $\tilde{P}$. În al doilea slot temporal, în timp ce S_2 și S_3 retransmit mesajul provenit de la S_1 către receptorul comun, S_1 ascultă o replică a propriului mesaj. Astfel, semnalul recepționat de S_1 de la S_2 și S_3 este dat de:

$$\begin{aligned} y_1 &= \sqrt{\beta_2} y_2 h_{12} + \sqrt{\beta_3} y_3 h_{13} + \theta h_{p1} + w_1 \\ &= \sum_{i=2}^3 \sqrt{\beta_i} h_{1i} (\theta h_{pi} + ah_{1i} + w_i) + \theta h_{p1} + w_1 \end{aligned} \quad (2.4)$$

unde h_{p1} este canalul instantaneu dintre PU și S_1 , w_1 este zgomotul aditiv gaussian recepționat de S_1 , și β_2 și β_3 sunt factorii de scalare utilizați de S_2 și S_3 pentru a retransmite mesajul releu către receptorul comun. Presupunând scenariul cu constrângeri, β_2 și β_3 sunt date de [10]:

$$\beta_i = \tilde{P} / E\{|y_i|^2\} = \tilde{P} / (\theta^2 P_i + PG_{1i} + 1), \quad i \in \{2, 3\} \quad (2.5)$$

După ce componenta mesaj este eliminată, semnalul de la S_1 este:

$$Y = \theta H + W \quad (2.6)$$

unde $H = h_{p1} + \sqrt{\beta_2} h_{12} h_{p2} + \sqrt{\beta_3} h_{13} h_{p3}$ și $W = w_1 + \sqrt{\beta_2} h_{12} w_2 + \sqrt{\beta_3} h_{13} w_3$. În consecință, problema de detecție poate fi formulată astfel: ținând cont de observația Y din (2.6), detectorul decide dacă: $H_1: \vartheta=1$ sau $H_0: \vartheta=0$.

Afirmația de mai sus este o problemă standard de detecție, care va fi rezolvată folosind metoda detecției de energie. Principalul motiv pentru care a fost această metodă de detecție

este de a arăta avantajele cooperării în sistemele CR, unde semnalul este modelat ca o variabilă aleatoare cu o putere cunoscută [10].

Putem demonstra că variabilele aleatoare H și W din (2.6) sunt variabile gaussiene complexe de medie zero și varianță:

$$\begin{aligned}\sigma_H^2 &= P_1 + \tilde{\beta}_2 P_2 h_2 + \tilde{\beta}_3 P_3 h_3 \\ \sigma_W^2 &= 1 + \tilde{\beta}_2 h_2 + \tilde{\beta}_3 h_3\end{aligned}\quad (2.7)$$

$$\text{unde } h_i = \frac{|h_{1i}|^2}{E\{|h_{1i}|^2\}} = \frac{|h_{1i}|^2}{G_{1i}}, \quad \tilde{\beta}_i = \frac{\tilde{P}G_{1i}}{\theta^2 P_i + PG_{1i} + 1} = \beta_i G_{1i}.$$

Am presupus că S_1 are acces la starea canalelor h_{12} și h_{13} , ținând cont de permisiunea de a transmite simboluri pilot la intervale regulate de timp. Având în vedere că h_{1i} sunt variabile gaussiene complexe, $h_i, i \in \{2, 3\}$ au funcțiile densitate de probabilitate (PDF) date de:

$$f(h_i) = \begin{cases} e^{-h_i}, & h_i \geq 0 \\ 0, & h_i < 0 \end{cases}, \quad i \in \{2, 3\} \quad (2.8)$$

Detectorul de energie utilizează statistica $T(Y) = |Y|^2$ și o compară cu un prag λ , care este determinat de probabilitatea de alarmă falsă (PFA) de valoare α .

Se definește

$$\varphi(t; a, b, c) = \int_0^\infty \int_0^\infty e^{-(h_2 + h_3) - \frac{t}{a + bh_2 + ch_3}} dh_2 dh_3 \quad (2.9)$$

pentru valori pozitive ale t, a, b și c .

Din ecuațiile anterioare, pentru ipoteza H_0 (cu $\theta = 0$), se obține:

$$T(Y) = |W|^2 \sim \exp\left[1 + \tilde{\beta}_2^0 h_2 + \tilde{\beta}_3^0 h_3; \left(1 + \tilde{\beta}_2^0 h_2 + \tilde{\beta}_3^0 h_3\right)^2\right] \quad (2.10)$$

$$\text{unde } \tilde{\beta}_i^0 = \tilde{P}G_{1i} / (PG_{1i} + 1).$$

Presupunem că $F_j(t)$ este funcția de densitate cumulativă (CDF) pentru variabilă aleatoare $T(Y)$, într-una dintre ipotezele H_j , unde $j=0$ și $j=1$. Așadar, pentru H_0 , CDF a $T(Y)$ este dată de:

$$\begin{aligned}F_0(t) &= P(T(Y) > t | H_0) \\ &= \int_0^\infty \int_0^\infty P(T(Y) > t | H_0, h_2, h_3) f(h_2) f(h_3) dh_2 dh_3 \quad (2.11) \\ &= \int_0^\infty \int_0^\infty e^{-\frac{t}{1 + \tilde{\beta}_2^0 h_2 + \tilde{\beta}_3^0 h_3}} e^{-(h_2 + h_3)} dh_2 dh_3 = \varphi(t; 1, \tilde{\beta}_2^0, \tilde{\beta}_3^0)\end{aligned}$$

Similar, pentru cealaltă ipoteză H_1 ($\theta = 1$), putem scrie:

$$F_1(t) = \varphi\left[t; P_1 + 1, \tilde{\beta}_2(P_2 + 1), \tilde{\beta}_3(P_3 + 1)\right] \quad (2.12)$$

unde $\tilde{\beta}_2$ și $\tilde{\beta}_3$ au fost introduse în (2.7). Pentru o PFA egală cu α , trebuie identificată λ limită pentru care:

$$\varphi(\lambda; 1, \tilde{\beta}_2^0, \tilde{\beta}_3^0) = \alpha \quad (2.13)$$

Din (2.13), observăm că λ poate fi determinate atât timp cât φ în (2.9) este strict descrescătoare cu t . În consecință, probabilitatea de detecție a lui S_1 , în cooperare cu S_2 și S_3 este:

$$p_c^{(1)}(t) = \varphi[\lambda; P_1 + 1, \tilde{\beta}_2(P_2 + 1), \tilde{\beta}_3(P_3 + 1)] \quad (2.14)$$

Când nu există cooperare între S_1 , S_2 și S_3 , în (2.4) avem $\theta_2 = \theta_3 = 0$, având în vedere că ϑ este 0. Pentru acest caz, vom nota cu $p_n^{(1)}$, $p_n^{(2)}$ și $p_n^{(3)}$ probabilitățile individuale de detecție pentru utilizatorii secundari, în condiții de *necooperare*. Poate fi dovedit că [22]:

$$p_n^{(i)}(t) = \alpha^{1/(P_i+1)}, i \in \{1, 2, 3\} \quad (2.15)$$

În următoarea secțiune, va fi introdus un model simplificat de canal, care ne permite evaluarea atenuării introduce de canal la o anumită distanță între utilizatori.

2.2 Modelul de canal simplificat

Modelul considerat în definirea canalului utilizat pentru transmisia CR, ținând cont de distanța dintre sisteme, este modelul *Power-law*. Prin urmare, este considerată atenuarea cu distanța, ceea ce înseamnă că puterea la receptor este invers proporțională cu distanța dintre emițător și receptor. Prin urmare, să luăm în considerare modelul de propagare la distanțe mari, care este definit de ecuația [11]:

$$L = 10n \log_{10}(d) = 10 \log_{10}(d^n) \quad (2.16)$$

unde L este pierderea de cale măsurată în decibeli (dB), n este exponentul pierderii de cale (adimensional) și d este distanța dintre emițător și receptor (metri). În (2.16), definim d_n ca fiind egală cu $l = d_n$, unde l este factorul de pierdere a căii.

De asemenea, introducem factorul de atenuare, notat cu h , ca fiind egal cu:

$$h^2 = l^{-1} = d^n \quad (2.17)$$

Folosind relația (2.17), putem scrie semnalul recepționat y ca:

$$y = hx = x/\sqrt{d^n} \quad (2.18)$$

unde x este semnalul transmis.

Din punct de vedere statistic, acest model se referă la $P_y = E\{|y|^2\}E\{|r|^2\}$ ca putere recepționată și $P_x = E\{|x|^2\}$ ca putere emisă $E\{|s|^2\}$. Ecuația echivalentă pentru puteri, derivată din (2.18) este:

$$P_y = d^{-n} P_x \quad (2.19)$$

unde $d^{-n} = E\{|h|^2\}$ este câștigul canalului, care depinde doar de distanța dintre emițător și receptor.

În cazul nostru, transmisia are loc într-un scenariu similar cu cel din figura 2.3. Această configurație a rezultat din scenariul conținând cei trei SU cooperativi, descris în subcapitolul anterior și în figura 2.1. În aceste condiții, vom face următoarele presupuneri. În primul rând, presupunem că S_1 este staționar, iar ceilalți doi SU, S_2 și S_3 , se mișcă pe o traiectorie liniară cu PU. În al doilea rând, unghiurile γ_2 și γ_3 , dintre direcțiile utilizatorilor nelicențiați S_2 , S_3 , și S_1 , sunt

constante. De asemenea, utilizatorul S_1 recepționează de la PU un semnal cu puterea $P_1=1W$, iar utilizatorul primar P este de asemenea într-o poziție fixă.

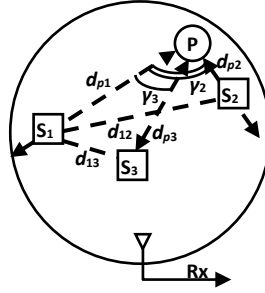


Fig. 2.3. Cei trei utilizatori secundari care colaborează pentru detectarea utilizatorului primar

În acest caz, cunoscând valorile distanțelor dintre utilizatorul primar și cei trei utilizatori secundari și valorile unghiurilor γ_2 și γ_3 , putem calcula, utilizând teorema lui Pitagora generalizată, valorile distanțelor dintre S_1 și S_2 (d_{12}) și dintre S_1 și S_3 (d_{13}), ca

$$d_{p1}^2 + d_{pi}^2 - 2d_{p1}d_{pi} \cos \gamma_i = d_{li}^2, \quad i \in \{2, 3\} \quad (2.20)$$

Cunoscând (2.19) și faptul că utilizatorul primar emite un semnal cu o putere de 1W ($P_x=P_p=1W$), putem concluziona că distanța dintre oricare SU și PU devine:

$$d_{pi} = P_i^{-1/n}, \quad i \in \{2, 3\} \quad (2.21)$$

Folosind (2.17), (2.2) poate fi rescrisă ca:

$$G_{li} = E\{|h_{li}|^2\} = d_{li}^{-n}, \quad i \in \{2, 3\} \quad (2.22)$$

Asta înseamnă că:

$$d_{li} = G_{li}^{-1/n}, \quad i \in \{2, 3\} \quad (2.23)$$

Înlocuind rezultatele din (2.21) - (2.23) în (2.20), obținem:

$$G_{li} = \left(P_1^{-2/n} + P_i^{-2/n} - 2P_1^{-1/n}P_i^{-1/n} \cos \gamma_i \right)^{-n/2}, \quad i \in \{2, 3\} \quad (2.24)$$

Pentru a concluziona, pot fi făcute următoarele observații. Având în vedere că P și S_1 nu se mișcă, în timp ce S_2 și S_3 se mișcă, rezultă că, dacă S_i $i \in \{2, 3\}$ se apropie de P, puterea recepționată de S_i va crește. De asemenea, dacă S_i se apropie de S_1 , distanța d_{1i} scade, iar din (2.22) rezultă că va crește câștigul G_{1i} al canalului.

2.3. Analiza performanțelor de detecție

În această secțiune, evaluăm probabilitatea de detecție a primului SU, adică S_1 , care folosește celelalte două SU (S_2 și S_3) ca relee. Acest algoritm de detecție cooperativă a fost prezentat în subcapitolul 2.1 și am luat în considerare modelul de canal propus în secțiunea 2.2. Probabilitatea de detecție a S_1 este estimată atât teoretic folosind expresia (2.14) cât și prin simulare. Valorile alese ale parametrilor sistemului pentru a efectua testarea sunt: $P_1 = \tilde{P} = P = 1W$, $\alpha = 0.1$, exponentul pierderii de cale $n = 3.5$, $\gamma_2 = \pi / 6$, $\gamma_3 = \pi / 8$, $P_2, P_3 \in [0, 50]$ dB.

Figura 2.4 prezintă probabilitatea de detecție cooperativă p_c (2.1) obținută folosind (2.14) în comparație cu probabilitatea de detectare non-cooperativă p_n (2.1) (dată de (2.15)) pentru cele trei SU, luând în considerare valori variabile pentru P_2 și P_3 . Așa cum se poate observa în Fig. 2.4, scenariul cooperativ îl întrece pe cel non-cooperativ ($p_c^{(1)} > p_n^{(1)}$) pentru majoritatea valorilor P_2 și P_3 . Unele situații, în care algoritmul cooperativ eșuează, sunt observate pentru valori mici și, respectiv, pentru valori foarte mari ale P_2 și P_3 . De asemenea, valoarea maximă a probabilității de detecție cooperativă se găsește în jurul $P_2 = P_3 = 10$ dB. Mai mult, graficul este simetric în jurul planului $P_2 = P_3$.

Rezultatele de simulare pentru $p_c^{(1)}$ se suprapun în totalitate rezultatelor teoretice din Fig. 2.4. Pentru a arăta acest lucru, în figura 3.5 sunt reprezentate $p_c^{(1)}$ și $p_n^{(1)}$ pentru $P_3 = 10$ dB și P_2 variabilă. După cum se vede în figura 2.5, valorile de simulare ale $p_c^{(1)}$ se potrivesc perfect cu cele teoretice.

Să analizăm rezultatele din figurile 2.4 și 2.5. În scenariul din figura 2.5, S_3 este imobil și are poziția optimă față de PU, în timp ce S_2 se deplasează spre PU. Valoarea maximă a $p_c^{(1)}$ este atinsă pentru $P_2 = P_3 = 10$ dB, ceea ce oferă o creștere a probabilității de detecție față de scenariul non-cooperativ de $(47,2 - 31,6)\% \approx 15,6\%$. Conform figurii 2.5, creșterea probabilității minime este de aproximativ 7,7%. Pentru valori diferite ale unghiurilor γ_2 și γ_3 am obținut rezultate similare.

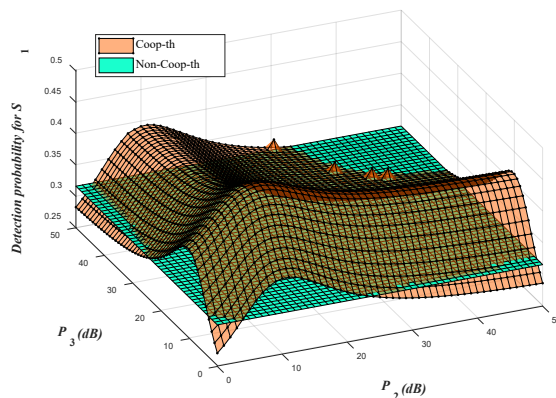


Fig. 2.4. Probabilitatea de detecție teoretică, cooperativă și non-cooperativă, pentru S_1 ca funcție de P_2 și P_3

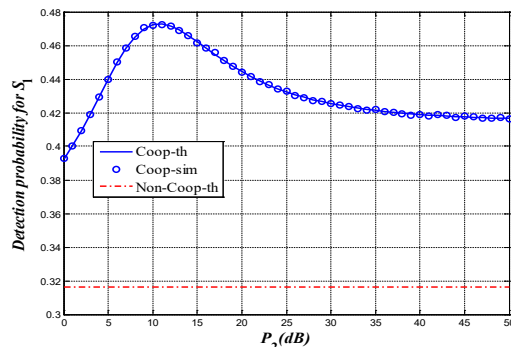


Fig. 2.5. Detecția cooperativă și non-cooperativă pentru S_1 versus P_2 , $P_3=10$ dB.

De asemenea, în cadrul etapei pe anul 2019 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 a fost concretizată prin publicarea a două articole în volumele unor conferințe internaționale în curs de indexare ISI:

- A. Marțian, C. Vlădeanu și M.J. Ahmad Al Sammarraie, "On the introduction of 5G networks in Romania", în Proc. 14th International Conference on Digital Telecommunications ICDT 2019, ISBN: 978-1-61208-693-4, Valencia, Spania, Martie 2019, pp 8-11. (*Premiul Best Paper*)
- C. Vlădeanu, M. J. Ahmad A. Sammarraie și A. Marțian, "Amplify-and-Forward Cooperative Spectrum Sensing Using Three Secondary Users for Cognitive Radio," în Proc. 2019 International Symposium on Signals, Circuits and Systems (ISSCS), Iasi, Romania, 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/ISSCS.2019.8801814.

Dintre articolele care au fost publicate pe parcursul anului 2019, articolul prezentat în cadrul conferinței 14th International Conference on Digital Telecommunications (ICDT 2019) și publicat în volumul aceleiași conferințe a fost distins cu premiul "*Best Paper*".

Articolul publicat în volumul conferinței ISETC 2018 și menționat în cadrul raportului științific și tehnic corespunzător etapei pe anul 2018 a proiectului a fost între timp indexat în baza de date ISI:

- M. J. A. A. Sammarraie, A. Marțian and C. Vlădeanu, "A Modified 3EED Spectrum Sensing Algorithm Using an Adaptive Decision Threshold," 2018 International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC), Timisoara, 2018, pp. 1-4, doi: 10.1109/ISETC.2018.8583880, WOS:000463031500058.

În concluzie, putem afirma că toate obiectivele etapei pe 2019 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] 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.
- [2] 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.
- [3] J. Mitola III, "The Software Radio," in Proc. IEEE National Telesystems Conference, Digital Object Identifier 10.1109/NTC.1992.267870, 1992.
- [4] J. Mitola III, "Cognitive Radio for Flexible Mobile Multimedia Communications," in Proc. IEEE International Workshop on Mobile Multimedia Communications, pp. 3-10, 1999.
- [5] 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.
- [6] H. Urkowitz, "Energy detection of unknown deterministic signals," in Proceedings of the IEEE, vol.55, no.4, pp. 523- 531, April 1967.
- [7] 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.
- [8] D.A. Guimaraes și R.A.A. de Souza, "Implementation-Oriented Model for Centralized Data-Fusion Cooperative Spectrum Sensing," in IEEE Communications Letters, vol.16, no.11, pp.1804-1807, November 2012.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] T. S. Rappaport, Wireless Communications. Principles and Practice, 2nd edition, Prentice Hall, 2002.

26.11.2019

Director de proiect

Conf. dr. ing. Alexandru MARȚIAN