



UNIVERSITATEA "POLITEHNICA" BUCUREȘTI  
ȘCOALA DOCTORALĂ ETTI-B

# Contribuții la dezvoltarea tehnicilor de navigație și comunicație pentru constelații de sateliți

Rezumat

Drd. Ing. Alexandru Mihai Crișan  
Coordonator Prof. Dr. Ing. Daniela Colțuc

București 2020

# Cuprins

<b>1</b>	<b>Introducere</b>	<b>3</b>
<b>2</b>	<b>Zborul în formație - stadiul actual al tehnologiei</b>	<b>4</b>
2.1	TanDEM-X . . . . .	4
2.2	GRACE . . . . .	5
2.3	PRISMA . . . . .	5
2.4	PROBA-3 . . . . .	6
<b>3</b>	<b>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</b>	<b>7</b>
3.1	Conceptul OFDM . . . . .	7
3.1.1	Efectele dezaclinierii în timp și frecvență . . . . .	8
3.2	Propagarea multicanală și estimarea de canal . . . . .	8
3.3	Scintilația ionosferică . . . . .	10
<b>4</b>	<b>Sincronizarea în timp și frecvență a sistemelor OFDM</b>	<b>11</b>
4.1	Estimarea timing-ului și a FFO . . . . .	11
4.1.1	Rezultatele simulărilor . . . . .	12
4.2	Un nou algoritm de sincronizare timp-frecvență . . . . .	14
4.2.1	Rezultatele simulărilor . . . . .	15
<b>5</b>	<b>Bancul de test pentru implementarea ISL</b>	<b>17</b>
5.1	Proiectarea bancului de test . . . . .	18

5.1.1	Protocolul de comunicație . . . . .	19
<b>6</b>	<b>Estimarea unghiului de sosire a ISL</b>	<b>21</b>
6.1	Modelul sistemului pentru măsurarea US . . . . .	22
6.1.1	Estimarea diferenței de drum prin corelație . . . . .	23
6.1.2	Rezolvarea ambiguității de fază . . . . .	23
6.2	Alte surse de erori . . . . .	24
6.3	Rezultate experimentale . . . . .	25
6.3.1	Montajul pentru ISL . . . . .	25
6.3.2	Rezultate folosind datele măsurate . . . . .	26
<b>7</b>	<b>Estimarea distanței inter-satelitare</b>	<b>28</b>
7.1	Metoda repetorului . . . . .	29
7.2	Metoda corelației în frecvență . . . . .	29
7.3	Îmbunătățiri aduse metodei corelației în frecvență . . . . .	30
7.3.1	Rezultatele obținute în cazul regresiei liniare . . . . .	30
7.4	Metoda Enhanced Wide-Lane . . . . .	31
7.4.1	Efectele reflexiilor și a dezalinierei în frecvență . . . . .	34
7.4.2	Rezultate experimentale . . . . .	34
<b>8</b>	<b>Concluzii</b>	<b>37</b>
8.1	Contribuții originale . . . . .	38
8.2	Lista lucrărilor publicate . . . . .	39
8.2.1	Articole în reviste . . . . .	39
8.2.2	Articole în conferințe . . . . .	39
8.2.3	Perspective . . . . .	41
	<b>Bibliografie</b>	<b>42</b>

# Lista abrevierilor

**CFO** - Carrier Frequency Offset

**CLS** - Coarse Lateral Sensor

**CP** - Cyclic Prefix

**DDC** - Digital Downconverter

**DL** - Downlink

**DOWR** - Dual One-Way Ranging

**DUC** - Digital Upconverter

**EWL** - Enhanced Wide-lane

**FFO** - Fractional Frequency Offset

**FFRF** - Formation Flying Radio Frequency

**FIFO** - First In First Out

**FLLS** - Fine Lateral and Longitudinal Sensor

**FPGA** - Field-programmable Gate Array

**GNSS** - Global Navigation Satellite System

**GPS** - Global Positioning System

**HCR** - Half-Cycle Rounding

**I/Q** - In-phase and Quadrature

**IFO** - Integer Frequency Offset

**IIS** - Interferență Inter-Simbol

**ISL** - Inter-Satellite Link

**KBR** - K-Band Ranging  
**LMMSE** - Linear Minimum Mean Squared Error  
**LS** - Least Squares  
**LTE** - Long Term Evolution  
**MSE** - Mean Squared Error  
**OFDM** - Orthogonal Frequency-Division Multiplexing  
**PAPR** - Peak-to-Average Power Ratio  
**QPSK** - Quaternary Phase-Shift Keying  
**RF** - Radio Frecvență  
**RFO** - Residual Frequency Offset  
**RSZ** - Raport Semnal-Zgomot  
**SFO** - Sampling Frequency Offset  
**SM** - Satelitul Master  
**SS** - Satelitul Slave  
**TDD** - Time Division Duplexing  
**TDX** - TanDEM-X  
**TFD** - Transformarea Fourier Discretă  
**TFR** - Transformarea Fourier Rapidă  
**TFRI** - Transformarea Fourier Rapidă Inversă  
**TSX** - TerraSAR-X  
**UL** - Uplink  
**US** - Unghe de Sosire  
**USRP** - Universal Software Radio Peripheral  
**ZAAG** - Zgomot Alb Aditiv Gaussian  
**ZAF** - Zborul Autonom în Formație  
**ZC** - Zadoff-Chu

# Capitolul 1

## Introducere

Viitoare misiuni satelitare necesită dispunerea de instrumente științifice distribuite pe mai multe vehicule spațiale. Abordarea practică pentru implementarea acestei tehnologii este zborul autonom în formație (ZAF). În ZAF, sateliții din formație cooperează folosind legături inter-satelitare (ISL) pentru a-și îndeplini obiectivele. Pentru a crea structura distribuită a instrumentului științific sunt esențiale informații precise legate de poziționarea relativă a sateliților (distanță și orientare). Pentru misiuni care nu se pot folosi de acoperirea GPS, trebuie dezvoltate sisteme de metrologie optice sau radiofrecvență (RF) de înaltă precizie, care pot acomoda sateliți multipli. Deși sistemele optice sunt mai precise, cele RF au avantajul de a nu necesita hardware dedicat întrucât ISL-ul poate fi folosit pentru măsurători. Această teză se axează pe sisteme RF pentru comunicații inter-satelitare în care metrologia se efectuează folosind ISL-ul. Contribuțiile originale, care constă în noi tehnici dezvoltate atât pentru sincronizarea ISL, cât și pentru metrologie, sunt prezentate în contextul unei formații compuse din doi sateliți. Noile tehnici pot fi ușor scalate pentru a acomoda mai multe platforme satelitare.

## Capitolul 2

# Zborul în formație - stadiul actual al tehnologiei

Acest capitol descrie o serie de misiuni, fie deja lansate, fie în curs de dezvoltare, care utilizează zborul în formație. Misiunile prezentate folosesc tehnici RF, soluții optice sau combinații ale acestora pentru metrologie, constituind exemple relevante pentru poziționarea și navigația relativă.

### 2.1 TanDEM-X

Printre primele misiuni în care s-a folosit zborul în formație se numără TanDEM-X (TDX). Aceasta este o misiune de observare a Pământului bazată pe doi sateliți similari, TerraSAR-X (TSX) și TanDEM-X, care zboară în formație pentru a crea linii de bază interferometrice într-o constelație reconfigurabilă [1]. Obiectivele misiunii sunt generarea unui model digital global de elevație de înaltă precizie și furnizarea unei platforme interferometrice configurabile pentru radare cu apertură sintetică. Fiecare satelit este echipat cu două receptoare GPS: receptorul IGOR GPS are doar scopuri științifice, iar receptorul MosaicGNSS este folosit de sistemul de zbor în formație [2].

Pe sateliți sunt implementate două ISL-uri. Unul este în banda X și este folosit ca referință de fază între TSX și TDX. Cel de-al doilea este în banda S și este proiectat să funcționeze până la distanțe de 5 km și este folosit pentru a transmite date GPS de la TSX la TDX. Receptorul în banda S de pe TDX creează o legătură unidirecțională pentru a primi date de poziționare și viteză în timp real de la TSX.

## 2.2 GRACE

Gravity Recovery And Climate Experiment (GRACE) este o misiune spațială al cărei obiectiv este maparea câmpului gravitațional al Terrei. Misiunea este implementată printr-o formație de doi sateliți identici, ale căror orbite sunt afectate în mod diferit de accelerații gravitaționale și non-gravitaționale, de unde rezultă schimbări ale distanței inter-satelitare. Schimbările sunt monitorizate cu sistemul de urmărire K-Band Ranging (KBR) și sunt folosite pentru a modela câmpul gravitațional [3].

KBR este un instrument Dual One-Way Ranging (DOWR) [4] dezvoltat de Jet Propulsion Laboratory care realizează măsurători de fază ale purtătoarelor în benzile K (26 GHz) și Ka (32 GHz). Fiecare satelit transmite câte o purtătoare în benzile respective către celălalt vehicul. Apoi, fiecare satelit măsoară fazele purtătoarelor recepționate folosind bucle calate în fază, atribuie o etichetă temporală data de receptorul GPS de la bord și transmite măsurătorile către stația de la sol.

## 2.3 PRISMA

Prototype Research Instruments and Space Mission technology Advancement (PRISMA) este o misiune cu zbor autonom în formație cu doi sateliți: satelitul primar, denumit MAIN, are posibilități de manevrare; satelitul secundar, TARGET, este referința de poziționare pentru MAIN și urmărește traiectoria prestabilită. Obiectivul principal al misiunii este de a demonstra tehnologii de zbor în formație.



Pentru aceasta s-au folosit mai mulți senzori: un sistem GPS, Vision Based Sensor și senzorul Formation Flying Radio Frequency (FFRF). Satelitul MAIN își ajustează traiectoria în funcție de cel de-al doilea satelit pe baza informațiilor primite de la senzori. ISL-ul bidirecțional funcționează în banda de 450 MHz cu debit simetric de 19.2 kbps și este proiectat pentru distanțe până la 10 km [5].

FFRF este un senzor RF care poate furniza informații de distanță, orientare și viteză relativă pentru cel mult patru sateliți care zboară în formație [6]. Sistemul operează în banda S și sateliții pot comunica folosind o schemă de acces multiplu cu diviziune în timp. Poate fi furnizat și un ISL cu debit de maxim 12 kbps.

## 2.4 PROBA-3

Project for On-Board Autonomy-3 (PROBA-3) este prima misiune ZAF a Agenției Spațiale Europene. PROBA-3 va fi lansată în 2020 cu scopul de a demonstra tehnologii de zbor în formație, în contextul unui experiment științific pe scară largă. Misiunea este implementată folosind doi sateliți care vor menține o configurație fixă pentru a forma un coronograf solar cu lungime de 150 m.

Sistemul RF comisionat este GAMALINK, o platformă de comunicație de tip radio definit software. Platforma poate decoda mesaje GPS și poate realiza măsurători de distanță [7]. Gama de frecvențe suportate este 0.3-3 GHz cu bandă instantanee de maxim 40 MHz. Debitul maxim este de 80 Mbps, iar precizia poziționării prin GPS este 5 m. Alte instrumente dedicate de metrologie sunt Coarse Lateral Sensor (CLS) și Fine Lateral and Longitudinal Sensor (FLLS).

# Capitolul 3

## Orthogonal Frequency-Division Multiplexing

Acest capitol este dedicat analizei sistemului de comunicație Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM), văzut ca soluție pentru implementarea ISL. Sunt analizate și evaluate două tehnici de estimare a canalului prin simulări MATLAB. De asemenea, se discută impactul scintilației ionosferice asupra modelului canalului de comunicație.

### 3.1 Conceptul OFDM

În OFDM datele sunt transmise pe mai multe frecvențe purtătoare ortogonale, denumite sub-purtătoare. OFDM este folosit în comunicații digitale de bandă largă, precum televiziunea digitală, rețele wireless și Long Term Evolution (LTE, a 4-a generație de comunicații mobile). Avantajele care fac OFDM un bun candidat pentru ISL sunt eficiența spectrală ridicată, robustețea la efectele de bandă îngustă, la interferența inter-simbol (IIS) și egalizarea simplă a canalului.

### 3.1.1 Efectele dezechilibrului în timp și frecvență

La recepție trebuie identificat începutul simbolului OFDM sau a cadrului radio care conține multiple simboluri pentru a poziționa corect fereastra Transformării Fourier Discrete (TFD) în vederea demodulării corecte a datelor. Deși există niște toleranțe prin implementarea prefixului ciclic (*Cyclic Prefix* - CP), o eroare de timing conduce la interferență între sub-purtătoare (*inter-carrier interference* - ICI) și la IIS.

În comunicațiile inter-satelitare, diferențele între oscilatoarele locale ale emițătoarelor și receptoarelor, precum și efectul Doppler cauzează o translație în frecvență, numită *carrier frequency offset* (CFO). CFO este împărțit în *fractional frequency offset* (FFO) și *integer frequency offset* (IFO). În OFDM, demodularea unui semnal cu CFO conduce la pierderea ortogonalității, la ICI și la valori crescute ale ratei erorii de bit.

Un alt efect nedorit este dezechilibrul între ceasurile de eșantionare ale sateliților. În domeniul timp, *sampling frequency offset* (SFO) duce la o alunecare a simbolurilor. Deși este un efect pe termen lung, trebuie să existe proceduri pentru compensarea acestuia. În domeniul frecvență SFO cauzează ICI și o rotație de fază a constelațiilor recepționate. ICI poate fi tratat ca zgomot suplimentar, deci numai rotația de fază trebuie compensată.

SFO poate fi estimat cu tehnici precum corelația în frecvență a două simboluri consecutive identice [8] sau estimarea drift-ului de fază a sub-purtătoarelor pilot [9].

## 3.2 Propagarea multicanală și estimarea de canal

Obiectele cu proprietăți de reflexie și de împrăștiere din canal conduc la un mediu de propagare schimbător care cauzează variații ale amplitudinii, fazei și întârzierii semnalului. Cele mai semnificative efecte ale propagării multicanale sunt variații rapide ale

puterii semnalului, modulație în frecvență cauzată de deviații Doppler ale diferitelor replici și dispersia temporală datorată întârzierilor relative ale ecourilor.

Folosirea CP permite modelarea convoluției dintre semnalul transmis  $x[n]$  și răspunsul la impuls al canalului  $h[n]$  printr-o convoluție circulară. Aceasta este echivalentă cu înmulțirea punct-cu-punct în domeniul frecvență [10]:

$$Y_{mp}[k] = X[k]H[k] \quad (3.1)$$

unde  $Y_{mp}[k]$  este TFD a semnalului recepționat și  $H[k]$  este funcția de transfer a canalului.

Am analizat performanțele a două metode de estimare a canalului, metoda celor mai mici pătrate (Least Squares - LS) și linear minimum mean-squared error (LMMSE) prin simulări MATLAB. Dimensiunea Transformării Fourier Rapide (TFR) este  $N = 512$ , lungimea CP este  $N_{CP} = 36$  eșantioane și sunt considerate trei ecouri. Pentru a estima canalul este transmis un preambol format dintr-un simbol de antrenare cu 300 de sub-purtătoare active. Raportul semnal-zgomot (RSZ) este variat de la 0 la 35 dB și se fac 2500 de rulări pentru fiecare RSZ. Eroarea medie pătratică a estimărilor canalului este reprezentată în Figura 3.3. Se observă că estimatorul LMMSE are performanțe mai bune decât LS. La un RSZ de 10 dB, eroarea pentru LS este 0.19, față de  $3 \cdot 10^{-4}$  pentru LMMSE.

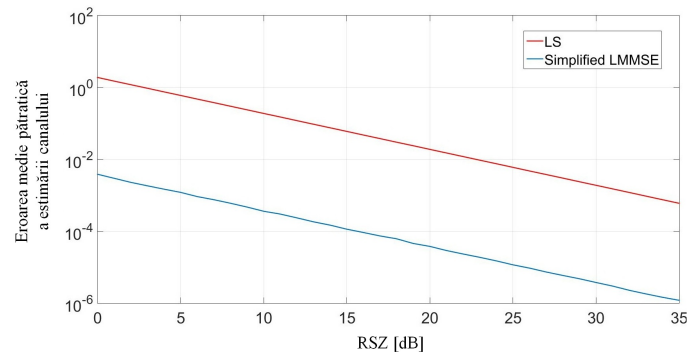


Figura 3.3: Valorile erorii medii pătratice a estimărilor canalului vs. SNR obținute prin simulări.

### 3.3 Scintilația ionosferică

Scintilația ionosferică se referă la fluctuații rapide ale amplitudinii și fazei semnalului RF atunci când trece prin ionosferă. Instabilitatea neregularităților și ionizarea mediului generează turbulențe în ionosferă, care influențează propagarea undelor radio [11]. Printre efectele scintilației se numără rotația Faraday, creșterea întârzierii de grup, dispersia în timp și schimbarea unghiului de sosire (US) al semnalului.

Intensitatea scintilației este modelată prin coeficientul  $S_4$  [11] și poate fi clasificată în trei categorii: slabă ( $S_4 < 0.3$ ), moderată ( $0.3 \leq S_4 \leq 0.6$ ) și puternică ( $S_4 > 0.6$ ).

Tabela 3.2 indică valorile maxime estimate ale efectelor scintilației la frecvența de 2 GHz[12].  $P_{fluc}$  reprezintă fluctuația vârf-la-vârf a puterii semnalului recepționat în dB, iar  $\sigma_\varphi$  este deviația standard a variațiilor de fază. Valorile corespund propagării într-un singur sens.

Tabela 3.2: Valorile maxime ale efectelor ionosferei pentru un semnal de 2 GHz

Efect	Rotație Faraday	Întârziere de grup	Refracție	Variația US	Absorbție	Dispersie	$P_{fluc}$	$\sigma_\varphi$
Valoare	0.02°	< 500 ps	0.04 mrad	0.04 min	0.01 dB	1 ns/MHz	6 dB	0.3 rad

# Capitolul 4

## Sincronizarea în timp și frecvență a sistemelor OFDM

Acest capitol se concentrează asupra tehnicilor de sincronizare a sistemelor OFDM. Capitolul începe cu prezentarea mai multor tehnici de estimare a offset-ului de timp și a FFO, apoi este prezentat algoritmul dezvoltat în cadrul tezei pentru sincronizarea ISL. Contribuțiile originale în ceea ce privește sincronizarea sunt:

- Analiza a trei tehnici de estimare a offset-ului de timp și a FFO pentru a identifica o abordare potrivită pentru ISL (rezultate publicate în [13]);
- Dezvoltarea unui nou algoritm de sincronizare a ISL-ului care estimează timing-ul foarte precis și care nu necesită un estimator pentru IFO [14].

### 4.1 Estimarea timing-ului și a FFO

Eșantioanele în banda de bază ale unui simbol OFDM pot fi scrise astfel [15]:

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-N/2}^{N/2+1} d[k] e^{j2\pi nk/N} \quad (4.1)$$

unde  $N$  este lungimea TFDI. Pentru un simbol de antrenare, o secvență Zadoff-Chu (ZC) poate fi folosită pentru a genera valorile complexe  $d[k]$ . Secvențele ZC au

amplitudine constantă și secvențele translatate ciclic nu sunt corelate. Dacă lungimea secvenței este număr prim, TFD a unei secvențe ZC este tot o secvență ZC.

Transmisia semnalului printr-un canal cu zgomot alb aditiv gaussian (ZAAG) conduce la următoarea expresie a semnalului recepționat [16]:

$$y[n] = x[n - \Delta n]e^{j2\pi n \frac{\Delta F_c}{F_s}} \quad (4.2)$$

unde  $\Delta n$  este offset-ul de timp,  $F_s$  este frecvența de eșantionare și FFO este modelat prin fazorul  $e^{j2\pi n \frac{\Delta F_c}{F_s}}$ .

### 4.1.1 Rezultatele simulărilor

Performanțele a trei tehnici de estimare a timing-ului și FFO, mai exact Schmidl-Cox [15], autocorelația CP [16] și cross-corelația, sunt evaluate prin simulări MATLAB. Rezultatele acestei analize au fost publicate în [13]. Sunt considerați următorii parametri de simulare:  $N = 64$ ,  $F_s = 0.5$  MHz,  $\Delta n = 100$  și  $\Delta F_c = 524$  Hz. Sunt generate patru reflexii atenuate cu 3 dB, poziționate în jurul începutului preambului. Se rulează 2500 de iterații la fiecare RSZ.

Valorile medii ale estimărilor offset-ului de timing sunt reprezentate în Figura 4.3. Valorile corecte corespunzătoare fiecărei metode sunt scrise între paranteze. Se observă că autocorelația CP oferă estimări precise și bias-ul este de un eșantion. Metoda cross-corelației realizează estimări fine (datorită faptului că nu este afectată

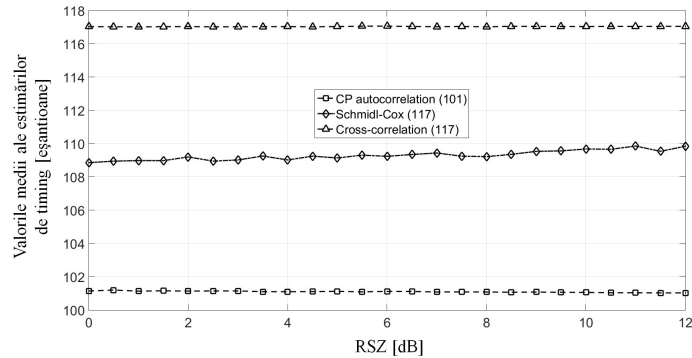


Figura 4.3: Valorile medii ale estimărilor de timing vs. RSZ obținute prin simulări. Valorile corecte sunt trecute între paranteze.

de valorile FFO reduse) și bias-ul este egal cu  $N_{CP} + 1$ , unde  $N_{CP}$  este durata CP. Pentru Schmidl-Cox, media este aproximativ 109 eşantioane, deci bias-ul este de 9. Acest fapt sugerează că indexul corect de 117 poate fi obținut dacă se avansează valorile estimate cu  $N_{CP}/2$  eşantioane.

Deviațiile standard ale estimărilor de timing apar în Figura 4.4. Valorile sunt practic constante cu RSZ în cazul cross-corelației. Pentru autocorelația CP, deviația scade cu creșterea RSZ. Valorile deviației sunt mari pentru metoda Schmidl-Cox din cauza platoului din metrica de estimare.

Valorile FFO depind de precizia cu care a fost estimat timing-ul în etapa precedentă, deci erori de timing conduc la erori de estimare a FFO. Din graficul valorilor medii (Figura 4.5) se observă faptul că apar bias-uri din cauza propagării multicale. În cazul autocorelației CP acesta este de aproximativ 16 Hz.

Deviațiile standard sunt reprezentate în Figura 4.6 și arată faptul că metoda Schmidl-Cox are cele mai mari erori din cauza incertitudinii de timing. Cross-corelația și autocorelația CP au precizii similare. La un RSZ de 3 dB, deviația standard este de 50 Hz pentru ambele metode.

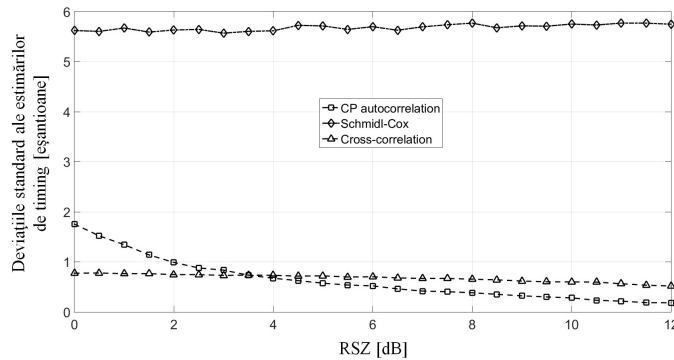


Figura 4.4: Deviațiile standard ale estimărilor de timing vs. RSZ obținute prin simulări.



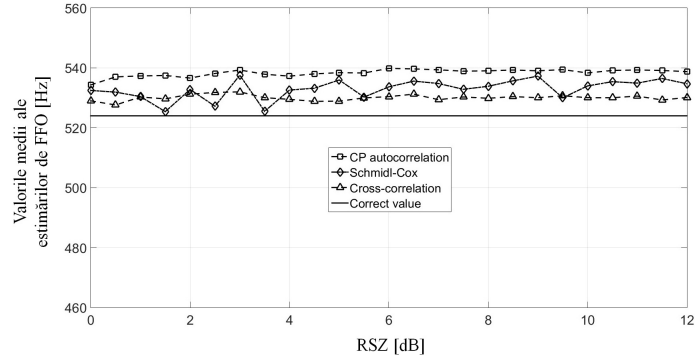


Figura 4.5: Valorile medii ale estimărilor de FFO vs. RSZ obținute prin simulări. Valoarea corectă este marcată prin linia continuă.

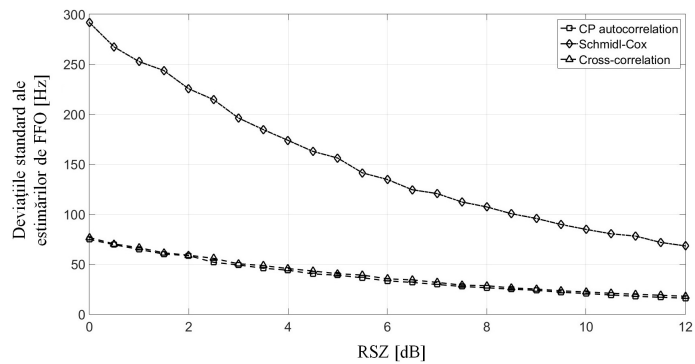


Figura 4.6: Deviațiile standard ale estimărilor de FFO vs. RSZ obținute prin simulări.

## 4.2 Un nou algoritm de sincronizare timp-frecvență

În această secțiune este prezentată metoda de sincronizare timp-frecvență care a fost dezvoltată pentru unul dintre proiectele la care am participat pe parcursul studiilor (Hybrid-ISL) [14]. Avantajele principale ale metodei față de schemele de sincronizare obișnuite sunt faptul că timing-ul poate fi estimat precis fără să fie nevoie de o estimare grosieră inițială, iar estimarea IFO nu mai este necesară.

Tehnica dezvoltată se bazează pe cross-corelație. Abordarea pentru a depăși sensibilitatea la CFO este de a calcula cross-corelația între semnalul recepționat  $y[n]$  și mai multe replici ale simbolului de antrenare  $x_i[n]$  care înglobează diferite valori ale CFO ținând cont de deviația maximă între oscilatoarele sateliților. Calculul se repetă

până când maximul corelației depășește un prag prestabilit. Această abordare duce la sincronizare în timp fină și la o estimare grosieră a CFO.

Datorită faptului că nu este garantat că valoarea adevărată a CFO se potrivește cu una dintre valorile discrete înglobate în  $x_i[n]$ , pentru a estima offset-ul rămas se transmit două simboluri de antrenare identice în preambul. Astfel, metrica de timing va da două maxime corespunzând celor două simboluri pe pozițiile  $\Delta n_1$  și  $\Delta n_2 = \Delta n_1 + N + N_{cp}$ . Presupunând o variație lentă a canalului, este folosită autocorelația preambulului recepționat pentru a îmbunătăți estimarea CFO în condiții de multicale.

Fie  $\Delta f_c^r$  offset-ul rămas după calculul corelației. După sincronizarea în timp și compensarea grosieră a CFO, simbolurile din preambul vor fi sub următoarea formă:

$$y_l[n] = (x[n] * h[n])e^{j2\pi \frac{\Delta f_c^r}{F_s} [n+(l-1)(N+N_{cp})]} + w_l[n] \quad (4.3)$$

unde  $l = 1, 2$  este indexul simbolului și  $h[n]$  sunt coeficienții canalului lent-variabil.

$\Delta f_c^r$  poate fi estimat măsurând faza autocorelației:

$$\widehat{\Delta f_c^r} = \frac{F_s}{2\pi(N + N_{cp})} \text{angle} \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} y_1^*[n] \cdot y_2[n] \right\} \quad (4.4)$$

### 4.2.1 Rezultatele simulărilor

În această secțiune metoda de sincronizare propusă este evaluată prin simulări MATLAB și este comparată cu tehnica Schmidl-Cox și cu autocorelația CP din perspectiva preciziei estimării CFO. Parametrii semnalelor sunt aleși conform cu semnalul LTE cu banda de 10 MHz. Offset-ul de timing este setat la  $10^5$  eșantioane și CFO este 21 kHz. Se realizează 5000 de iterații pentru fiecare RSZ.

Valorile erorii medii pătratice (*Mean Squared Error* - MSE) ale estimărilor CFO pentru cele trei metode sunt reprezentate în Figura 4.12. Se observă faptul că la valori mici ale RSZ autocorelația CP are cele mai slabe rezultate. Aceasta se datorează faptului că estimarea de timing este grosieră, conducând la erori mai mari în estimarea CFO (mai exact în estimarea FFO). La valori mari ale RSZ precizia autocorelației CP este similară cu cea a metodei Schmidl-Cox. Rezultatele arată că metoda propusă are

erorile cele mai mici. Acest lucru se datorează estimării precise a offset-ului de timing prin cross-corelație. De exemplu, la RSZ de 0 dB, MSE pentru metoda propusă este 85 Hz, comparativ cu 267 Hz pentru Schmidl-Cox.

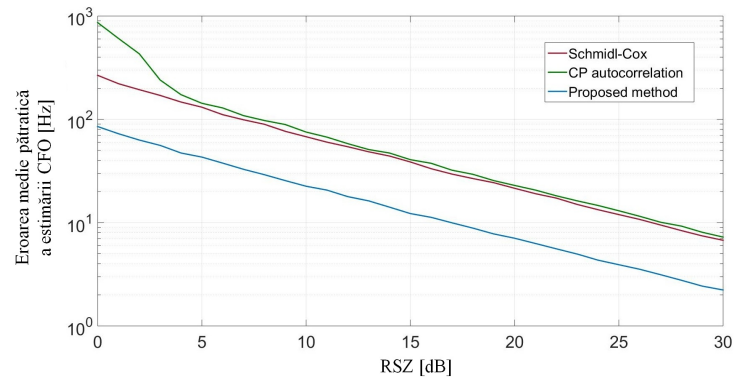


Figura 4.12: Valorile MSE ale estimărilor CFO în canal ZAAG obținute prin simulări.

# Capitolul 5

## Bancul de test pentru implementarea ISL

În acest capitol este prezentat bancul de test care a fost dezvoltat pe parcursul studiilor. Acesta a reprezentat o modalitate de implementare practică a ISL și a contribuit la validarea tehnicilor pe care le-am dezvoltat în teză.

Principalele elemente hardware ale bancului de test sunt platformele Universal Software Radio Peripheral (USRP) 2952R [17]. ISL-ul este implementat programând rețelele de porți (FPGA - *Field-Programmable Gate Array*) ale USRP-urilor și o aplicație pentru un PC gazdă. Contribuțiile mele la dezvoltarea bancului de test sunt:

- Generarea preambulului și asamblarea cadrului radio;
- Implementarea sincronizării timp-frecvență a ISL;
- Implementarea tehnicilor de metrologie;
- Dezvoltarea mai multor experimente pentru validarea algoritmilor.

## 5.1 Proiectarea bancului de test

Proiectarea sistemului s-a făcut în contextul unei formații compuse din doi sateliți, satelitul Master (SM) și satelitul Slave (SS) (Figura 5.3). SM are rolul de a coordona legătura de date, iar SS funcționează ca o referință pentru poziționarea relativă. Măsurătorile necesare pentru estimarea poziționării (distanță și orientare) sunt realizate la SM. De asemenea, SM furnizează baza de timp pentru ISL, prin urmare sincronizarea se face la SS.

Schema bloc simplificată a ISL-ului implementat este reprezentată în Figura 5.4. Culorile verde și portocaliu ilustrează procesări făcute doar la Master sau la Slave.

Întregul sistem ISL este programat în mediul LabVIEW Communications. Pe calea de emisie, PC-ul gazdă generează eșantioanele în banda de bază pentru un cadru radio și le trimite printr-un First In First Out (FIFO) prin interfața PCIe către FPGA. Pe FPGA, se calculează TFRI pentru fiecare simbol și apoi se adaugă CP. Apoi, eșantioanele în domeniul timp sunt transferate la DUC printr-un alt FIFO.

Pe calea de recepție, eșantioanele digitale I/Q sunt mai întâi transferate pe PC. La SS, aceste eșantioane sunt folosite pentru a estima offset-ul de timing și CFO. Valorile estimate sunt trimise în FPGA pentru a face corecția de timing și de fază a

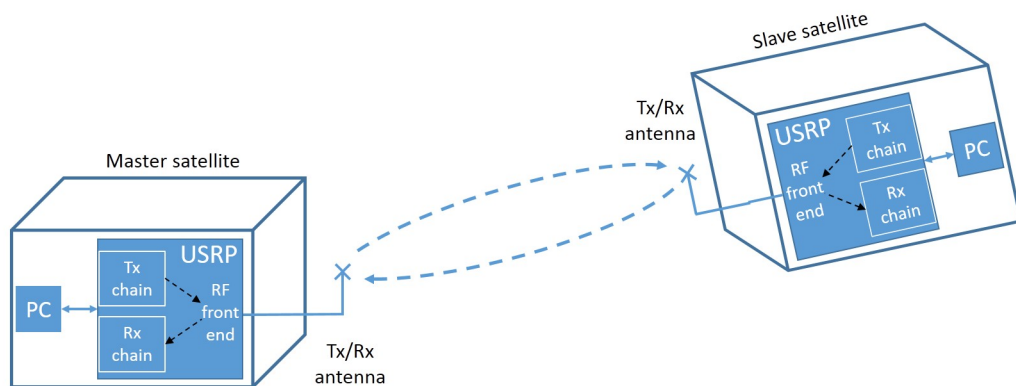


Figura 5.3: Reprezentarea formației satelitare pentru bancul de test ISL. Satelitul Master are rol de coordonator, iar satelitul Slave este referința de poziționare.

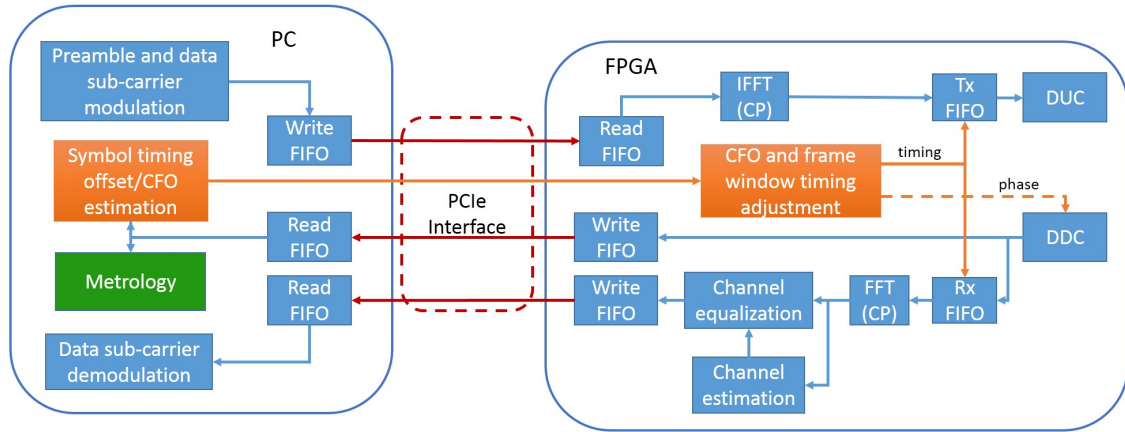


Figura 5.4: Schema bloc simplificată a implementării ISL.

semnalului recepționat. Frecvența oscilatorului local de pe USRP nu poate fi ajustată software, se poate face doar o corecție digitală de fază în DDC. După sincronizare, simbolurile recepționate sunt procesate în FPGA prin eliminarea CP și calculul TFR, urmând estimarea și egalizarea de canal. Sub-purtătoarele egalizate sunt transferate pe PC pentru demodulare. La satelitul Master, eşantioanele preambulului sunt folosite pentru măsurătorile de metrologie. A doua ramură a lanțului de recepție (eliminarea CP, TFR, estimare și egalizare de canal) este identică pentru ambii sateliți, cu excepția ajustării de fază de la satelitul Slave.

### 5.1.1 Protocolul de comunicație

Comunicația este implementată folosind duplexarea cu diviziune în timp (*Time Division Duplexing* - TDD) cu o structură a cadrului de 10 ms, așa cum se vede în Figura 5.5. Cadrul este împărțit în două sub-cadre cu aceeași durată. Primul este Downlink (DL), folosit pentru a transmite date de la Master la Slave, iar cel de-al doilea este Uplink (UL), unde datele sunt transmise în sens invers. Intervalele Transmit/Receive Transition Gap și Receive/Transmit Transition Gap sunt setate la 5.2  $\mu$ s, suficient pentru a acomoda întârzierea dus-întors.

Dimensiunea TFR pentru semnalul OFDM este de 512, iar durata CP este de 36

eșantioane, rezultând o lungime totală de simbol de 548 eșantioane. Fiecare simbol este format prin modularea a 300 de sub-purtătoare plasate simetric față de componenta continuă. Benzile de gardă sunt formate din cele 106 sub-purtătoare inferioare și cele 105 superioare rămase nemodulate. Sub-purtătoarele de date sunt modulate QPSK. Frecvența de eșantionare este 7.68 MHz, rezultând 70 de simboluri într-un cadru. Sub-cadrele încep cu câte doua simboluri de preambul identice. DL și UL folosesc simboluri diferite.

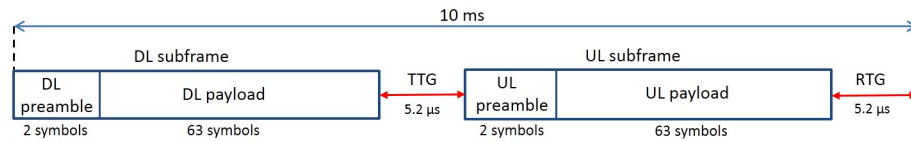


Figura 5.5: Structura cadrului radio folosit pentru implementarea ISL.

# Capitolul 6

## Estimarea unghiului de sosire a ISL

Ideea folosirii ISL pentru metrologie a fost baza unuia dintre proiectele în care am fost implicat (HybridNAVCOM). Proiectarea sistemului hibrid navigație-comunicație a fost adresată de echipa de cercetare prima dată în [18], unde se prezintă rezultate preliminare ale implementării ISL.

Acest capitol prezintă tehnica de estimare a US pe care am dezvoltat-o în timpul studiilor. Metoda propusă reprezintă una dintre contribuțiile principale ale tezei și este dedicată ISL-urilor de tip OFDM. În abordarea propusă, preambulul utilizat pentru sincronizarea ISL și pentru estimarea canalului este folosit și pentru a obține US. US este estimat prin măsurarea corelației simbolurilor recepționate de două antene.

Ideea folosirii preambulului pentru măsurarea US a fost publicată în articolul nostru [20], în care este prezentată o expresie analitică a US, precum și metoda de bază pentru estimarea acestuia. Articolul nostru de revistă [21] extinde contribuțiile precedente prin îmbunătățirea preciziei de estimare a US cu un ordin de mărime și prin analiza impactului mai multor factori asupra preciziei: frecvența de eșantionare, zgomotul receptorului, dimensiunea TFR, CFO și propagarea multicanal.



## 6.1 Modelul sistemului pentru măsurarea US

Modelul simplificat pentru măsurarea US necesită o antenă de emisie la satelitul Slave și două antene de recepție la satelitul Master. Pentru un front de undă plan (Figura 6.2), se poate obține o ecuație simplificată pentru unghiul de sosire  $\alpha$ :

$$\alpha = \arcsin \frac{d_2 - d_1}{2r} \quad (6.1)$$

Orientarea relativă necesită estimarea US în mai multe planuri. O soluție ar putea fi metoda tripletei, care presupune folosirea a două șiruri ortogonale, fiecare având câte două antene (Fig. 6.4) [19]. Un șir este folosit pentru a estima unghiul de tangaj, iar celălalt pentru unghiul de rotație.

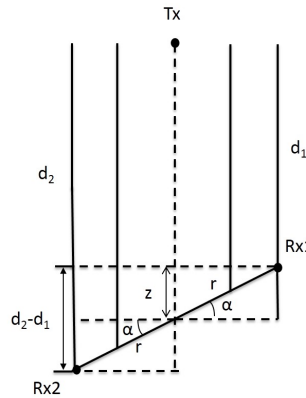


Figura 6.2: Geometria zborului în formație pentru un front de undă plan.

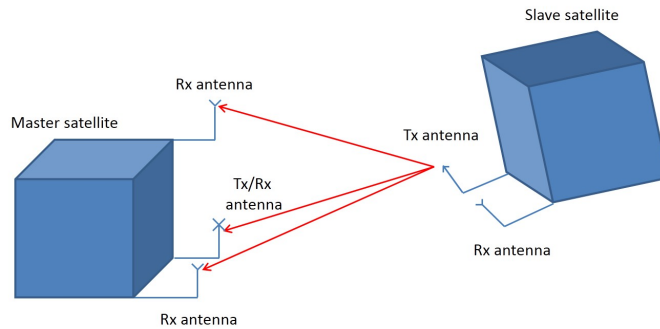


Figura 6.4: Reprezentarea tripletei de antene. Satelitul Master estimează orientarea relativă folosind semnalele recepționate de cele trei antene.

### 6.1.1 Estimarea diferenței de drum prin corelație

Diferența de drum  $d_2 - d_1$  poate fi estimată măsurând corelația între semnalele recepționate de cele două antene Rx1 și Rx2. În această secțiune se arată cum diferența de drum este estimată folosind un preambol compus dintr-un singur simbol OFDM.

Atunci când sunt perfect suprapuse ( $\tau = 0$ ), din corelația în domeniul timp a semnalelor recepționate rezultă:

$$R(\tau) = |X|^2 e^{j2\pi(d_2-d_1)\frac{F_c}{c}} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{k=\frac{N}{2}-1} e^{j2\pi\frac{k}{N}[\frac{d_2-d_1}{c}F_s + \frac{\tau}{T}]} \quad (6.2)$$

unde  $F_c$  este frecvența purtătoare,  $F_s$  este frecvența de eșantionare și  $T = 1/F_s$ . Faza corelației este dată doar de exponențiala din fața sumei:

$$\phi_{max} = 2\pi(d_2 - d_1)\frac{F_c}{c} \quad (6.3)$$

și se poate face următoarea aproximare pentru  $\alpha$ :

$$\alpha \approx \arcsin\left(\frac{\lambda_c}{4\pi r}\phi_{max}\right) \quad (6.4)$$

### 6.1.2 Rezolvarea ambiguității de fază

Dacă nu este îndeplinită condiția lungimii de undă [22], diferența de drum măsurată este afectată de ambiguitate. O soluție pentru a rezolva această problemă este să se transmită două semnale OFDM cu frecvențele centrale  $F_{c1}$  și  $F_{c2}$ . În această situație, în loc să se considere faza  $\phi_{max}$  pe o singură frecvență, se măsoară faza *wide-lane*:  $\phi_{max, wl} = \phi_{max, F_{c2}} - \phi_{max, F_{c1}}$  [23].

Dezavantajul tehnicii wide-lane este sensibilitatea la zgomot. Pentru a îmbunătăți precizia estimării a fost dezvoltată soluția Half-Cycle Rounding (HCR). HCR se bazează pe observația că diferența de drum adevărată este formată dintr-un număr fracționar de jumătăți de cicluri măsurate din faza cross-corelației și un număr întreg de jumătăți de cicluri  $M$  necunoscut. Deoarece măsurătoarea wide-lane nu este afec-

tată de ambiguitate, se poate scrie:

$$(\widehat{d_2 - d_1})_{F_{wl}} = M_2 \frac{\lambda_2}{2} + (\widehat{d_2 - d_1})_{F_{c2,a}} \quad (6.5)$$

În metoda HCR, întregul  $M_2$  se estimează din (6.5) după cum urmează:

$$\widehat{M}_2 = \text{round} \left[ \frac{(\widehat{d_2 - d_1})_{F_{wl}} - (\widehat{d_2 - d_1})_{F_{c2,a}}}{\frac{\lambda_2}{2}} \right] \quad (6.6)$$

și adevărata diferență de drum poate fi obținută:

$$(\widehat{d_2 - d_1})_{F_{c2}} = M_2 \frac{\lambda_2}{2} + (\widehat{d_2 - d_1})_{F_{c2,a}} \quad (6.7)$$

Tabela 6.2 arată varianța lui  $M_2$  calculată pentru  $F_{c1} = 1.1$  GHz,  $F_{c2} = 1.2$  GHz,  $r = 18.75$  cm și  $\sigma^2$  corespunzând unui RSZ de 10 dB. Se remarcă faptul că după aplicarea HCR, varianța lui  $M_2$  devine practic 0. Prin urmare, datorită HCR estimarea diferenței de drum devine la fel de precisă ca estimarea ambiguă pe o singură frecvență.

## 6.2 Alte surse de erori

În afară de ZAAG, celelalte surse de erori în estimarea US sunt CFO, zgomotul de fază al oscilatoarelor și propagarea multicanal. Simulările au demonstrat că CFO rezidual și zgomotul de fază introduc erori neglijabile. Întârzierea suplimentară produsă de ionosferă nu afectează tehnica propusă deoarece măsurarea US se bazează pe diferența de drum a semnalelor recepționate. În plus, schimbarea US datorită scintilației este neglijabilă [11].

Tabela 6.2: Varianțele estimărilor la 10 dB

$\sigma^2$	$\sigma_{F_{c2}}^2$	$\sigma_{wl}^2$	$\sigma_{M_2}^2$	$\sigma_{[M_2]}^2$	$\sigma_\alpha [^\circ]$
$2.1e - 4$	$3.3e - 7$	$9.5e - 5$	$5.6e - 3$	$\approx 0$	0.088

În cazul ISL, multicalea apare ca urmare a reflexiilor semnalului de RF pe structura din jurul antenelor. Eroarea estimării diferenței de drum poate fi până la câțiva cm și ar putea conduce la rezolvarea greșită a ambiguității și la scăderea preciziei [24].

## 6.3 Rezultate experimentale

În această secțiune o parte din considerațiile teoretice ale estimării US sunt validate prin teste cu ISL-ul implementat în timp real pe platformele USRP 2952R.

### 6.3.1 Montajul pentru ISL

Montajul experimental constă în trei platforme USRP, așa cum se vede în Figura 6.12. USRP 1 și USRP 2 sunt folosite pentru satelitul Master și USRP 3 pentru satelitul Slave. Cablurile folosite pentru a conecta antenele la USRP-uri sunt de lungime egală. ISL-ul este implementat folosind structura de cadru TDD descrisă în Capitolul 5. Frecvențele purtătoare sunt  $F_{c1} = 1.1$  GHz și  $F_{c2} = 1.2$  GHz, a căror combinație conduce la  $\lambda_{wl} = 3$  m.

Pentru măsurătorile în timp real frecvența de referință este generată extern de un dispozitiv Octoclock [25] și este folosit de toate cele trei platforme.

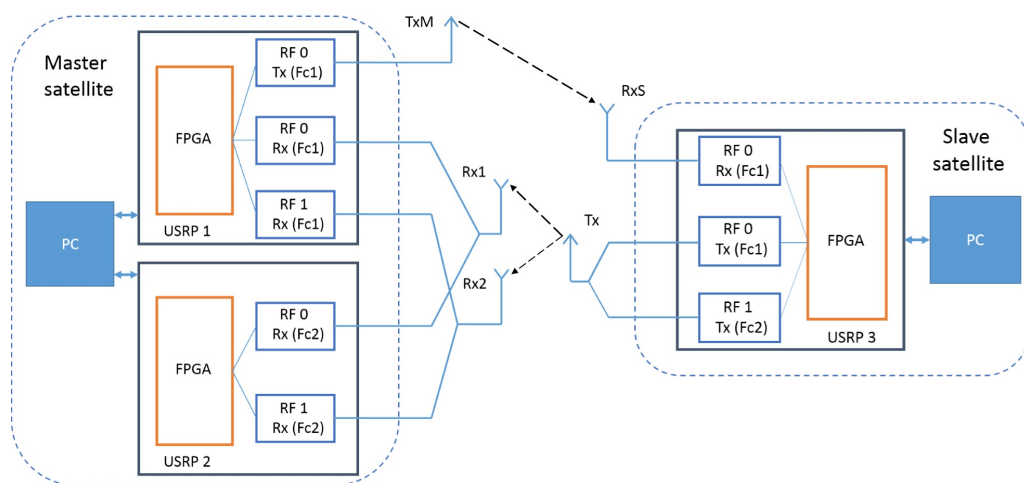


Figura 6.12: Diagrama montajului experimental folosit pentru măsurarea US.

Antenele satelitului Master sunt montate pe un trepied care are o suprafață rotativă. Rotația poate fi realizată cu pas de  $2^\circ$  în gama  $[-30^\circ, +30^\circ]$ . Distanța dintre Rx1 și Rx2 este 37.5 cm, ceea ce înseamnă că  $\lambda_{wl}$  îndeplinește condiția lungimii de undă. Toate antenele sunt plasate la aceeași înălțime.

### 6.3.2 Rezultate folosind datele măsurate

Figura 6.15 ilustrează unghiurile estimate cu metoda wide-lane la un RSZ de 26 dB. Pentru aceleași măsurători, unghiurile estimate prin HCR sunt reprezentate în Figura 6.16. În cel de-al doilea grafic valorile punctate sunt mult mai aproape de linia continuă ideală, demonstrând o estimare mai precisă.

În al doilea experiment, cu  $\alpha$  fixat la  $10^\circ$ , puterea de emisie la Slave este variată pentru a obține 10 valori diferite ale RSZ și se înregistrează 5000 de măsurători pentru fiecare valoare. Deviațiile standard, ilustrate în Figura 6.17, arată faptul că rezultatele sunt similare cu valorile obținute din simulări, validând metoda propusă. Prin HCR se obține o îmbunătățire a preciziei de peste un ordin de mărime comparativ cu metoda wide-lane. La un RSZ de 30 dB precizia este îmbunătățită de la  $0.193^\circ$  la  $0.013^\circ$ .

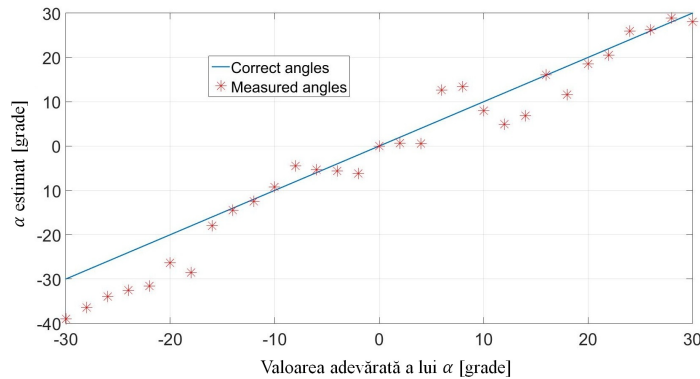


Figura 6.15: Estimarea US cu metoda wide-lane din măsurătorile în timp real la un RSZ de 26 dB. Valorile corecte ale unghiurilor sunt marcate cu linia continuă.

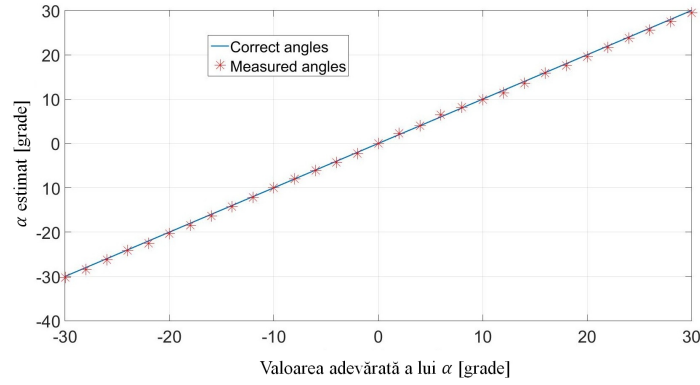


Figura 6.16: Estimarea US cu HCR din măsurătorile în timp real la un RSZ de 26 dB. Valorile corecte ale unghiurilor sunt marcate cu linia continuă.

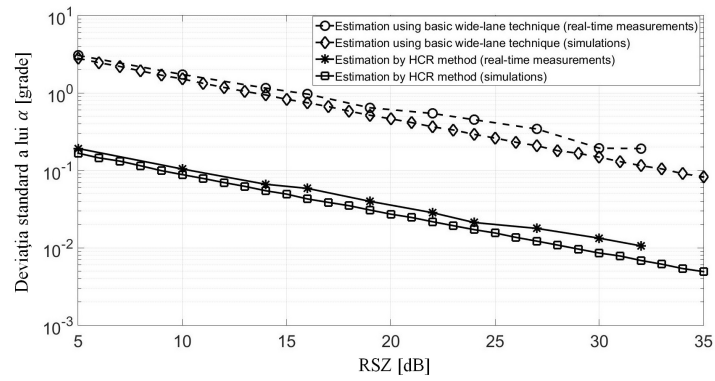


Figura 6.17: Deviațiile standard ale estimărilor US pentru datele măsurate (linii punctate) și datele simulate (linii continue).

# Capitolul 7

## Estimarea distanței inter-satelitare

În cazul semnalelor OFDM, estimarea distanței se poate realiza atât în domeniul frecvență, cât și în domeniul timp. Contribuțiile mele pentru estimarea distanței în domeniul frecvență sunt următoarele:

1. Realizarea unei comparații între două tehnici de estimare a distanței specifice OFDM, și anume metoda repetoarelor și metoda corelației în frecvență, cu scopul de a identifica o abordare potrivită pentru viitoare misiuni satelitare [26]. Metodele investigate se bazează pe transmisia unui simbol de antrenare și exploatează proprietățile OFDM din domeniul frecvență pentru a estima distanța.
2. Propunerea unei îmbunătățiri a metodei corelației în frecvență, care mărește precizia de aproape două ori pentru valori mici ale RSZ [27]. Îmbunătățirea se bazează pe procesarea mai multor simboluri care sunt recepționate simultan de antenele sistemului de orientare prezentat în Capitolul 6.

Contribuția majoră a tezei pentru estimarea distanței este reprezentată de dezvoltarea metodei Enhanced Wide-Lane (EWL). EWL este asociată cu sincronizarea în timp a ISL și se bazează pe obținerea unei estimări grosiere a distanței care este îmbunătățită prin măsurători de fază. EWL a fost dezvoltată în cadrul proiectului HybridNAVCOM și a fost publicată în articolul de revistă [28].

## 7.1 Metoda repetorului

În metoda repetorului [29] satelitul Slave primește un simbol de antrenare de la Master și se comportă ca un repetor: după o întârziere de procesare fixă, acesta retransmite simbolul de antrenare înapoi la Master. Atunci când simbolul ajunge la Master, întârzierea dus-întors a semnalului poate fi estimată. Mai întâi se calculează o întârziere grosieră prin corelația în domeniul timp. Estimarea grosieră este rafinată în domeniul frecvență folosind fazele sub-purtătoarelor recepționate [29].

## 7.2 Metoda corelației în frecvență

În metoda corelației în frecvență, distanța  $d$  este estimată în întregime din variațiile de fază ale sub-purtătoarelor recepționate. Simbolul recepționat este reprezentat în domeniul frecvență, apoi se calculează autocorelația urmată de o secvență diferențială care are rolul de a elimina ambiguitățile de fază [30].

Banda semnalului influențează semnificativ precizia metodei (mai exact prin ecartul dintre sub-purtătoare  $F_s/N$ ), împreună cu numărul de sub-purtătoare modulate în simbolul de antrenare. Tabela 7.1 arată valorile deviației standard a estimărilor de distanță pentru mai multe lărgimi de bandă corespunzând unor semnale de tip LTE la un RSZ de 20 dB. Rezultatele arată faptul că precizia este mai bună de 1 cm atunci când banda este de 20 MHz.

Tabela 7.1: Deviația standard [cm] la RSZ de 20 dB

Lărgimea de bandă [MHz]	3	5	10	20
Corelația în frecvență	38.09	14.34	5.01	1.81
Regresie pe 1 simbol	35.66	11.64	4.11	1.48
Regresie pe 3 simboluri	20.97	6.91	2.41	0.87



## 7.3 Îmbunătățiri aduse metodei corelației în frecvență

Valorile din Tabela 7.1 arată că o bandă redusă a semnalului conduce la scăderi semnificative ale preciziei. Îmbunătățirea propusă se bazează pe calculul regresiei liniare a fazelor sub-purtătoarelor recepționate după *unwrapping*. Folosind această abordare distanța adevărată poate fi estimată cu precizie mai mare. Rezultatele din Tabela 7.1 arată că pentru o bandă de 5 MHz precizia este îmbunătățită de la 14.3 la 11.6 cm după regresia liniară. Mai mult decât atât, regresia calculată folosind cele trei simboluri recepționate simultan de ansamblul de antene al sub-sistemului de orientare aduce îmbunătățiri suplimentare ale preciziei. Conform Tabelei 7.1, atunci când se folosesc cele trei simboluri pentru regresie precizia se îmbunătățește de la 11.6 la 6.9 cm.

### 7.3.1 Rezultatele obținute în cazul regresiei liniare

În această secțiune impactul folosirii regresiei asupra preciziei estimărilor de distanță este analizat folosind măsurători cu bancul de testare cu platformele USRP 2952R. Parametrii sistemului sunt echivalenți unui semnal LTE cu banda de 5 MHz. Sateliții sunt aliniați în frecvență, frecvența purtătoare este  $F_c = 1.2$  GHz, iar distanța este  $d = 4.6$  m.

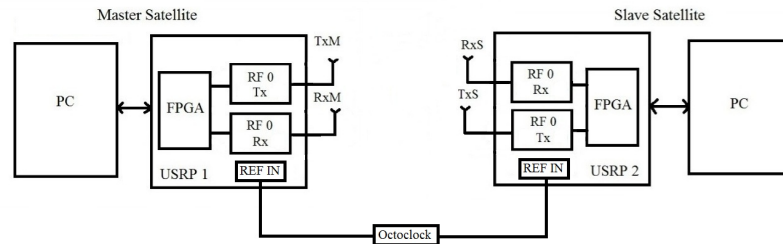


Figura 7.9: Schema bloc a montajului experimental: satelitul Master este implementat pe USRP 1, iar satelitul Slave pe USRP 2.

Diagrama bloc a montajului folosind platformele USRP pentru măsurătorile în timp real este ilustrată în Figura 7.9. Fiecare platformă folosește canalul RF0 și este acordată pe  $F_c = 1.2$  GHz. Satelitul Master este implementat pe USRP 1 și realizează estimările de distanță, iar satelitul Slave este implementat pe USRP 2. Același Octoclock este folosit pentru a furniza frecvența de referință ambelor platforme. Din cauza faptului că s-a putut folosi doar o antenă de recepție la Master, regresia a fost făcută pe un singur simbol. Distanța estimată a fost de la antena  $TxS$  la  $RxM$ .

Figura 7.10 arată valorile medii ale estimărilor. Se observă că acestea nu prezintă bias. Deviațiile standard ale metodei de bază și ale estimărilor prin regresie sunt reprezentate în Figura 7.11. Măsurătorile realizate cu bancul de test arată că folosirea regresiei liniare conduce la îmbunătățirea preciziei cu care se estimează distanța. De exemplu, la 28 dB, prin regresie liniară precizia este îmbunătățită de la 7.1 cm la 5.2 cm.

## 7.4 Metoda Enhanced Wide-Lane

În această secțiune este propusă o metodă de estimare a distanței bazată pe cross-corelație, denumită Enhanced Wide-lane Method (EWL) [28]. Tehnica este asociată cu sincronizarea în timp a ISL-ului și se bazează pe obținerea unei estimări grosiere

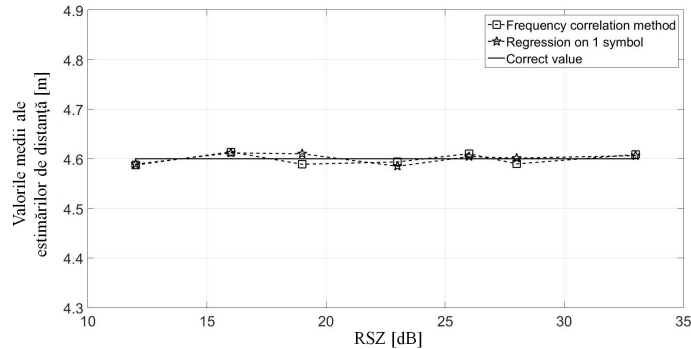


Figura 7.10: Valorile medii ale estimărilor de distanță vs. RSZ obținute din măsurători în timp real pentru metoda corelației în frecvență și pentru regresia pe un simbol.

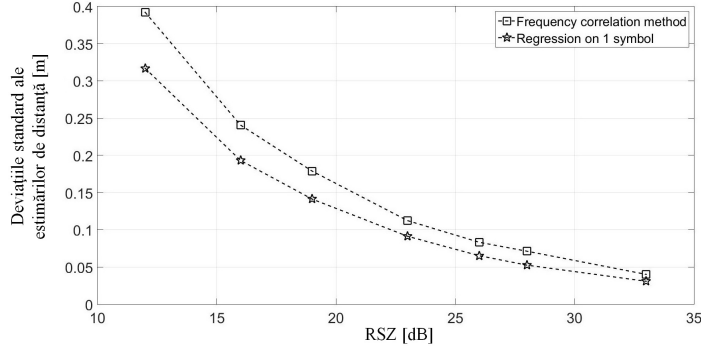


Figura 7.11: Deviațiile standard ale estimărilor de distanță vs. RSZ obținute din măsurătorile în timp real.

care este apoi rafinată prin măsurători de fază. EWL a fost dezvoltată în cadrul proiectului HybridNAVCOM.

Metoda EWL se bazează pe detecția maximului corelației între simbolul de antrenare recepționat  $y(t)$  și o replică locală,  $x(t)$ . Frecvența de eșantionare  $F_s$  impune o rezoluție  $\delta d = c/F_s$  în măsurarea distanței. De exemplu, pentru  $F_s = 7.68$  MHz, rezoluția este aproximativ 39 m, însemnând o eroare maximă de 19.5 m. Prin urmare, detecția maximului de corelație oferă doar o estimare grosieră a distanței  $\hat{d}_{coarse}$ .

Informație mai precisă despre distanță poate fi obținută din faza corelației. Similar cu tehnica descrisă în Capitolul 6, distanța poate fi estimată din faza maximului de corelație  $\phi_{max}$ :

$$d = \frac{c}{2\pi F_c} \phi_{max} = \frac{\lambda_c}{2\pi} \phi_{max} \quad (7.1)$$

Pentru a îmbunătăți rezoluția  $\delta d$ , cross-corelația se calculează folosind versiuni supraeșantionate ale semnalelor  $x$  și  $y$ . De asemenea, trebuie ținut cont și de sincronizarea în timp a ISL-ului. Metoda EWL impune ca sincronizarea în timp și supraeșantionarea semnalelor pentru obținerea estimării grosiere să se realizeze la aceeași frecvență. Se consideră cadrul TDD din Figura 7.14. La satelitul Master (SM) momentele de timp sunt fixe. Pentru o anumită distanță  $d$ , întârzierea semnalului pe DL datorată propagării este  $\Delta x$  eșantioane (Figura 7.14, jumătatea superioară). În cadrul sincronizării în timp, satelitul Slave (SS) ajustează momentele de timp ast-

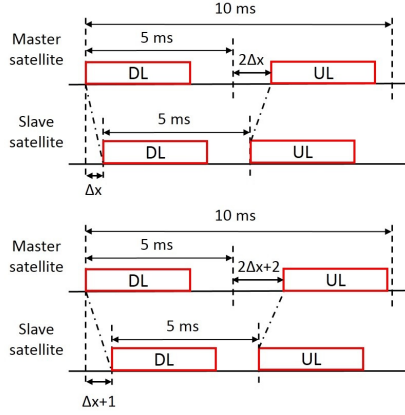


Figura 7.14: Timing-ul cadrului radio pentru estimarea grosieră de distanță pentru  $d$  (sus) și  $d + 2.441$  m (jos).

fel încât începutul cadrului radio să corespundă primului eșantion din semnalul DL. Apoi, SS transmite semnalul UL după exact 5 ms. La SM, întârzierea semnalului UL devine  $2\Delta x$  eșantioane. Pentru  $F_s = 7.68$  MHz și un factor de supraeșantionare de 8, atunci când  $d$  crește cu 2.441 m, întârzierea pe DL devine  $\Delta x + 1$ , iar cea pe UL văzută la SM este  $2\Delta x + 2$  eșantioane (Figura 7.14, jumătatea inferioară). Variația în distanță măsurată ar fi 4.882 m, prin urmare este necesară o împărțire la 2 pentru a obține valoarea corectă  $d_{coarse}$ .

Al doilea aspect al EWL constă în transmitia simbolului de antrenare pe o a doua frecvență purtătoare și măsurând faza *wide-lane*  $\phi_{wl}$ . Cele două purtătoare trebuie alese astfel încât  $\lambda_{wl} \geq \delta d$ .

Estimarea corectă a distanței necesită și cunoașterea numărului întreg de cicluri *wide-lane*  $N_{wl}$  parcurs de semnal, cunoscut sub numele de ordin al ambiguității:

$$d_{wl} = (N_{wl} + \frac{\phi_{wl}}{2\pi})\lambda_{wl} \quad (7.2)$$

$N_{wl}$  poate fi estimat din  $\hat{d}_{coarse}$  precum urmează [31]:

$$\hat{N}_{wl} = \text{round}\left(\frac{\hat{d}_{coarse} - \lambda_{wl}\phi_{wl}/2\pi}{\lambda_{wl}}\right) \quad (7.3)$$

Precizia cu care se estimează distanța poate fi îmbunătățită rezolvând ambiguitatea pentru o singură frecvență:

$$\hat{N}_{F_{c2}} = \text{round}\left(\frac{\hat{d}_{wl} - \lambda_{c2}\phi_{max,F_{c2}}/2\pi}{\lambda_{c2}}\right) \quad (7.4)$$

și calculând distanța:

$$\hat{d}_{fine} = (\hat{N}_{F_{c2}} + \phi_{max,F_{c2}}/2\pi)\lambda_{c2} \quad (7.5)$$

### 7.4.1 Efectele reflexiilor și a dezalinierei în frecvență

Simulările MATLAB au arătat că pentru valori reziduale ale CFO de până la 150 Hz, eroarea care se obține la estimarea distanței este maxim 1.27 mm. SFO introduce erori neglijabile.

Bias-urile de fază cauzate de reflexii pot duce la erori de până la câțiva metri atunci când ordinea ambiguității este estimată greșit. Deși s-ar putea face o compensare a propagării multicale prin măsurători într-o cameră anecoidă, în cazurile în care partea fracționară a ordinului de ambiguitate este în jur de 0.5, chiar și bias-uri mici pot conduce la erori mari. Din acest motiv o formă de filtrare ar fi necesară pentru a elimina estimările greșite.

### 7.4.2 Rezultate experimentale

În această secțiune tehnica EWL este evaluată cu montajul folosind platformele USRP. Parametrii ISL sunt la fel ca în Capitolul 6. Puterea la emisie este variată pentru a obține mai multe valori de RSZ și se înregistrează 5000 de măsurători pentru fiecare RSZ.

Diagrama bloc a montajului care funcționează în timp real apare în Figura 7.20. Frecvența de referință este generată de Octoclock și este furnizată tuturor USRP-urilor. Distanța măsurată este de la TxS la RxM.

Valorile medii ale estimărilor sunt ilustrate în Figura 7.22. Curbele sunt apropiate de valoarea corectă de 4.6 m atât pentru  $d_{wl}$ , cât și pentru  $d_{fine}$ .

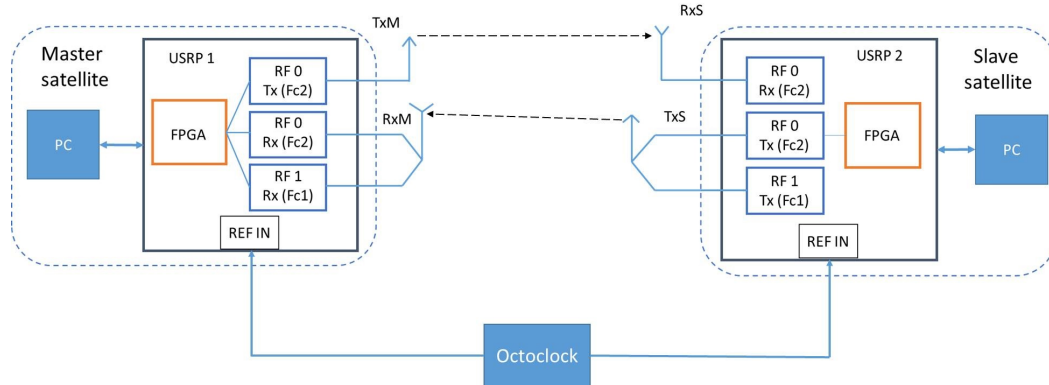


Figura 7.20: Schema montajului experimental pentru măsurarea distanței folosind EWL.

Deviațiile standard din Figura 7.23 arată îmbunătățiri consistente ale preciziei pentru gama de RSZ considerată. La RSZ de 28 dB, precizia este îmbunătățită de la 1 la 0.07 mm. Îmbunătățirea obținută prin simulări a fost similară (de la 0.8 la 0.05 mm).

A fost realizat un alt experiment cu scopul de a verifica faptul că precizia lui  $\hat{d}_{fine}$  se îmbunătățește la valori mai mici ale lungimii de undă  $\lambda_{c2}$  (frecvențe purtătoare mai mari). Pentru aceasta au fost realizate măsurători de fază pentru alte două frecvențe purtătoare  $F_{c2} = 1.7$  și 2 GHz ( $\lambda_{c2} = 17.64$  și 15 cm).

Deviațiile standard obținute sunt reprezentate în Figura 7.24. Valorile arată că micșorând  $\lambda_{c2}$ , precizia estimării se îmbunătățește la valori mici ale RSZ. De exem-

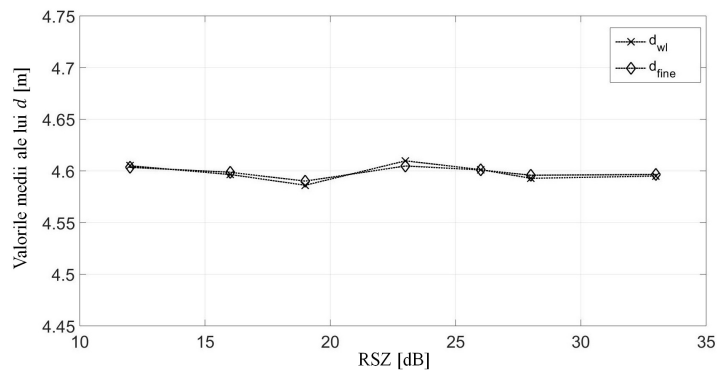


Figura 7.22: Valorile medii ale estimărilor de distanță vs. RSZ obținute din măsurători în timp real.

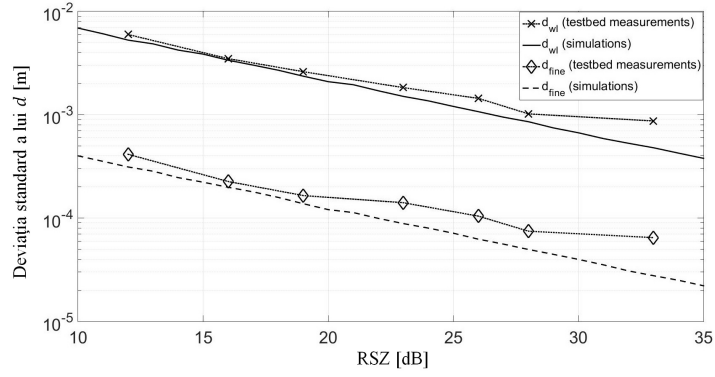


Figura 7.23: Deviațiile standard ale metodei EWL vs. RSZ obținute din simulări și măsurători în timp real.

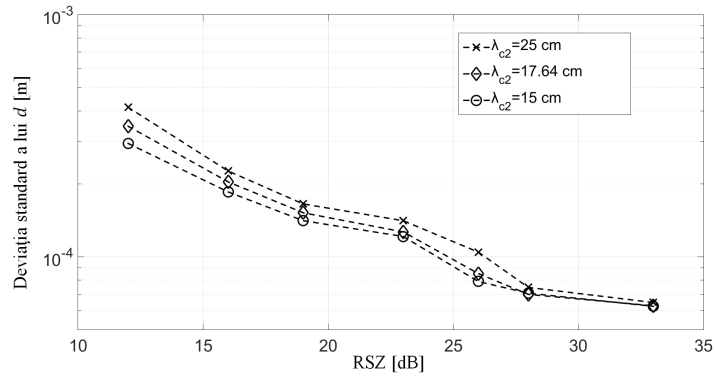


Figura 7.24: Deviațiile standard ale estimatorului EWL pentru mai multe valori ale lungimii de undă  $\lambda_{c2}$ .

plu, la 12 dB, deviația standard este 0.34 mm pentru  $\lambda_{c2} = 17.64$  cm și 0.3 mm pentru  $\lambda_{c2} = 15$  cm. La valori mari de RSZ, micșorarea lungimii de undă conduce la îmbunătățiri neglijabile ale preciziei.

# Capitolul 8

## Concluzii

Această teză prezintă rezultatele cercetării și experimentelor realizate cu scopul de a dezvolta noi tehnici RF de comunicație și metrologie pentru sateliți care zboară în formație. Teza începe cu prezentarea stadiului actual al tehnologiei pentru zborul în formație satelitar. Având în vedere misiunile examinate, este propusă o abordare duală comunicație-metrologie în care ISL-ul este folosit și pentru estimările de poziționare relativă. Avantajul unei astfel de soluții constă în reducerea costului și a consumului de energie, cu prețul scăderii preciziei estimării poziției comparativ cu sistemele de metrologie optice.

OFDM este propusă drept formă de undă pentru ISL considerând numeroasele avantaje oferite, cum ar fi robustețea la interferență inter-simbol, implementare eficientă prin TFR și egalizare de canal simplă.

Teza propune o soluție completă pentru estimarea poziției relative pentru zborul autonom în formație al sateliților. Estimarea orientării și distanței sunt tratate unitar și integrate într-un sistem de metrologie care funcționează pe aceleași principii. Mai precis, un simbol de antrenare OFDM este transmis pe două frecvențe purtătoare, iar poziția relativă se estimează prin măsurarea fazelor de corelație. Fiind un sistem în totalitate RF, care folosește legătura inter-satelitară de date, sincronizarea trans-



misiei a trebuit să fie și ea tratată. Rezolvarea noastră a fost una originală bazată pe corelația dintre semnalul recepționat și mai multe replici locale ale simbolului de antrenare care înglobează diverse offset-uri ale frecvenței purtătoare. Rezultatele tezei arată că soluția RF este viabilă și că un sistem de metrologie RF se poate apropia ca performanțe de sistemele optice sau hibride, care sunt mai precise dar și mai costisitoare în termeni de energie, masă și volum al satelitului.

Soluțiile noastre au fost amănunțit tratate în teză prin dezvoltări teoretice. Teoria a fost verificată mai întâi cu un simulator MATLAB special dezvoltat, apoi testată pe un banc de test cu USRP-uri, și el dezvoltat special. O atenție deosebită a fost acordată situației în care sateliții sunt aproape, altfel spus la valori mari ale RSZ. Preciziile estimărilor de distanță și US obținute din măsurătorile cu platformele USRP au fost de 0.07 mm (RSZ de 28 dB), respectiv 0.013° (RSZ de 30 dB). Contribuțiile originale ale tezei sunt prezentate detaliat în secțiunea următoare.

Cercetarea prezentată în această teză a fost realizată pe baza a două proiecte, HybridNAVCOM și Hybrid-ISL. Tehnicile dezvoltate pentru HybridNAVCOM au fost testate și validate în Laboratorul GMV Advanced Robotics Testbed din Madrid, Spania.

## 8.1 Contribuții originale

Contribuțiile originale dezvoltate în această teză, cu referire la lucrările publicate, sunt următoarele:

- Evaluarea mai multor tehnici de sincronizare timp-frecvență pentru semnale OFDM, cu scopul de a identifica o abordare potrivită pentru ISL-uri (articolul de conferință [13]);
- Dezvoltarea unui concept pentru un sistem dual de comunicație-navigație (articolul de conferință [18]);

- Dezvoltarea unui algoritm de sincronizare timp-frecvență bazat pe estimarea oarbă a offset-ului de frecvență (articolul de conferință [14]);
- Dezvoltarea unei tehnici de estimare a unghiului de sosire a ISL-ului (articolul de conferință [20] și articolul de revistă [21]);
- Comparația a două metode de estimare a distanței pentru OFDM și dezvoltarea unei îmbunătățiri pentru una dintre metodele considerate (articolele de conferință [20] și [27]);
- Dezvoltarea unei tehnici de estimare a distanței inter-satelitare pentru ISL-uri OFDM (articolul de revistă [28]).

## 8.2 Lista lucrărilor publicate

### 8.2.1 Articole în reviste

1. A. M. Crisan, A. Martian, R. Cacoveanu and D. Coltuc, "Angle-of-Arrival Estimation in Formation Flying Satellites: Concept and Demonstration," *IEEE Access* (IF 4.098, cuartila Q1), vol. 7, pp. 114116-114130, 2019. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2935620. WOS: 000483022100060
2. A. M. Crisan, A. Martian, R. Cacoveanu and D. Coltuc, "Distance estimation in OFDM inter-satellite links," *Measurement* (IF 2.791, cuartila Q2), vol. 154, March 2020. ISSN 0263-2241, doi: 10.1016/j.measurement.2020.107479. WOS: 0005170886000026

### 8.2.2 Articole în conferințe

1. A. Crisan, A. Martian, R. Cacoveanu and D. Coltuc, "Evaluation of synchronization techniques for inter-satellite links," *2016 International Conference on*

- Communications (COMM)*, Bucharest, Romania 2016, pp. 463-468 (Conf. IEEE indexată ISI). doi: 10.1109/ICComm.2016.7528259. WOS: 0003832219000094
2. P. Bajanaru, C.C. Chitu, R. Cacoveanu, A.M. Crisan and A. Martian, "Design and development of a satellite on-board communication system with navigation capabilities," *67th International Astronautical Congress (IAC)*, Guadalajara, Mexico, 2016.
  3. A. Crisan, A. Martian and D. Coltuc, "Relative orientation estimation in formation flying satellites," *2017 International Symposium on Signals, Circuits and Systems (ISSCS)*, Iasi, Romania, 2017, pp. 1-4 (Conf. IEEE indexată ISI). doi: 10.1109/ISSCS.2017.8034927. WOS:000517088600026
  4. A. Crisan, "Inter-Satellite Radio Frequency Ranging Techniques for OFDM Communication Systems," *2018 International Conference on Communications (COMM)*, Bucharest, 2018, pp. 391-394 (Conf. IEEE indexată ISI). doi: 10.1109/ICComm.2018.8484801. WOS: 000425211500065
  5. A. Crisan, A. Martian and D. Coltuc, "Inter-Satellite Radio Frequency Ranging in a Hybrid OFDM Communication-Metrology System," *2018 15th Workshop on Positioning, Navigation and Communications (WPNC)*, Bremen, 2018, pp. 1-5 (Conf. IEEE indexată ISI). doi: 10.1109/WPNC.2018.8555795. WOS: 000460539800018
  6. A. Crisan, C. Anghel and R. Cacoveanu, "A Novel Synchronization Algorithm for Hybrid Inter-Satellite Link Establishment," *15th Advanced International Conference on Telecommunications (AICT)*, Nice, France, 2019.

### 8.2.3 Perspective

Există numeroase perspective de cercetare pentru tehnici RF de comunicație-metrologie. Din punctul de vedere al legăturii de date, deși OFDM a fost studiat intens în ultimul deceniu, problema *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR) rămâne semnificativă. Soluțiile actuale pentru reducerea PAPR implică o creștere a complexității sistemului, prin urmare ar fi de folos dezvoltarea de metode eficiente de a obține simboluri cu PAPR mic.

O altă potențială direcție de cercetare ar fi modelarea canalului de comunicație inter-satelitar. Pentru această modelare trebuie considerate și orbitele sateliților pentru a ține cont de efecte precum scintilația ionosferică.

Cercetarea dezvoltată în această teză a demonstrat că propagarea multicală este principala sursă de erori în estimarea poziției relative. Direcțiile viitoare de cercetare trebuie orientate către dezvoltarea de tehnici de mitigare a efectelor reflexiilor sau trebuie dezvoltate noi metode de estimare în care să se facă un compromis între complexitate și robustețe la multicală.

# Bibliografie

- [1] <https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/t/tandem-x>, last accessed 8 Feb. 2020.
- [2] J.-S. Ardaens, S. D'Amico, D. Ulrich, D. Fischer, "TanDEM-X Autonomous Formation Flying System", in *3rd International Symposium on Formation Flying, Missions (FFMT) and Technologies*, ESA/ESTEC, Noordwijk, The Netherlands, April 23-25, 2008.
- [3] J. Kim and B. D. Tapley, "Error Analysis of a Low-Low Satellite-to-Satellite Tracking Mission," in *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, vol. 25, no. 6 (2002), pp. 1100-1106.
- [4] J. Kim and S. W. Lee, "Flight performance analysis of GRACE K-band ranging instrument with simulation data," in *Acta Astronautica*, vol. 65, issues 11-12, pp. 1571-1581, December 2009.
- [5] O. Montenbruck, M. Delpech, J.-S. Ardaens, N. Delong, S. D'Amico and J. Harr, "Cross-validation of GPS- and FFRF-based relative navigation for the PRISMA Mission," in *Proceedings of NAVITEC 2008, 4th ESA Workshop on Satellite Navigation User Equipment Technologies GNSS User Technologies in the Sensor Fusion Era*, Noordwijk, The Netherlands, December 2008.
- [6] M. Delpech, P. Y. Guidotti, S. Djalal, T. Grelier and J. Harr, "RF Based Navigation For PRISMA and other Formation Flying Missions in Earth Orbit," in *Advances in the Astronautical Sciences*, 2009.
- [7] P. Rodrigues, R. Mendes, P. Sinogas, A. Oliveira and K. Mellab, "Enabling Inter-Satellite Link platform for multi-satellite missions," in *Proceedings of the 66th International Astronautical Congress (IAC)*, Jerusalem, Israel, October 2015.
- [8] M. Speth, S. Fechtel, G. Fock and H. Meyr, "Optimum receiver design for OFDM-based broadband transmission. II. a case study," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, pp. 571-578, Apr 2001.
- [9] C. Oberli, "ML-based Tracking Algorithms for MIMO-OFDM," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 7, pp. 2630-2639, July 2007.

- [10] M. Nassar, P. Schniter and B. L. Evans, "A Factor Graph Approach to Joint OFDM Channel Estimation and Decoding in Impulsive Noise Environments," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 62, no. 6, pp. 1576-1589, March 2014.
- [11] ITU-R ionospheric propagation recommendation: [https://www.itu.int/dms\\_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.531-11-201202-S!!PDF-E.pdf](https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.531-11-201202-S!!PDF-E.pdf), last accessed 14 July 2019.
- [12] HybridNAVCOM Scientific and Technical Report, 2016.
- [13] A. Crisan, A. Martian, R. Cacoveanu and D. Coltuc, "Evaluation of synchronization techniques for inter-satellite links," in *2016 International Conference on Communications (COMM)*, Bucharest, 2016, pp. 463-468.
- [14] A. Crisan, C. Anghel and R. Cacoveanu, "A Novel Synchronization Algorithm for Hybrid Inter-Satellite Link Establishment," in *15th Advanced International Conference on Telecommunications (AICT)*, Nice, France, 2019.
- [15] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, no. 12, pp. 1613-1621, Dec. 1997.
- [16] J. J. van de Beek, M. Sandell and P. O. Borjesson, "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 45, no. 7, pp. 1800-1805, July 1997.
- [17] <http://www.ni.com/ro-ro/support/model.usrp-2952.html>, last accessed 16 May 2019.
- [18] P. Bajanaru, C.C. Chitu, R. Cacoveanu, A.M. Crisan and A. Martian, "Design and Development of a Satellite on-Board Communication System with Navigation Capabilities," in *Proceedings of the 67th IAC (International Astronautical Congress)*, Guadalajara, Mexico, 2016.
- [19] D. Niculescu and B. Nath, "Ad hoc positioning system (APS) using AOA," in *Twenty-second Annual Joint Conf. of the IEEE Comp. and Comm. Soc.*, pp. 1734-1743, vol. 3, 2003. doi: 10.1109/INFCOM.2003.1209196
- [20] A.M. Crisan, A. Martian and D. Coltuc, "Relative orientation estimation in formation flying satellites," in *IEEE Int. Symp. on Signals, Circuits and Systems (ISSCS)*, pp. 1-4, 2017. do: 10.1109/ISSCS.2017.8034927
- [21] A. M. Crisan, A. Martian, R. Cacoveanu and D. Coltuc, "Angle-of-Arrival Estimation in Formation Flying Satellites: Concept and Demonstration," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 114116-114130, 2019. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2935620

- [22] M. H. El-Shafey, T. Abdul-Rahman and Y. H. Dakroury, "Relaxing the Half-Wavelength Condition for Estimating Signal AoA at a Line of Sensors," in *16th European Signal Proc. Conf.*, pp. 1-5, Lausanne, Aug. 2008.
- [23] K. O'Keefe, M. Petovello, W. Cao, G. Lachapelle and E. Guyader, "Comparing Multicarrier Ambiguity Resolution Methods for Geometry-Based GPS and Galileo Relative Positioning and Their Application to Low Earth Orbiting Satellite Attitude Determination," in *Int. Journal of Navigation and Observation*, vol. 2009, 2009. doi: 10.1155/2009/592073
- [24] T. Grelier, et al., "Formation Flying RadioFrequency Instrument: First Flight Results from the PRISMA Mission," in *2010 5th ESA Workshop on Satellite Navigation Technologies and European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing (NAVITEC)*, pp. 1-8, Noordwijk, Dec. 2010. doi: 10.1109/NAVITEC.2010.5708059
- [25] Octoclock: <https://www.ettus.com/product/details/OctoClock>, last accessed 5 Dec. 2018.
- [26] A. Crisan, "Inter-Satellite Radio Frequency Ranging Techniques for OFDM Communication Systems," in *2018 International Conference on Communications (COMM)*, Bucharest, 2018, pp. 391-394. doi: 10.1109/ICComm.2018.8484801
- [27] A. Crisan, A. Martian and D. Coltuc, "Inter-Satellite Radio Frequency Ranging in a Hybrid OFDM Communication-Metrology System," in *2018 15th Workshop on Positioning, Navigation and Communications (WPNC)*, Bremen, 2018, pp. 1-5. doi: 10.1109/WPNC.2018.8555795
- [28] A. M. Crisan, A. Martian, R. Cacoveanu and D. Coltuc, "Distance estimation in OFDM inter-satellite links," in *Measurement*, vol. 154, March 2020. ISSN 0263-2241, doi: 10.1016/j.measurement.2020.107479
- [29] G. Ren, C. Sun, H. Ni and Y. Bai, "OFDM-Based Precise Ranging Technique in Space Applications," in *IEEE Trans. on Aerospace and Electr. Syst.*, vol. 47, no. 3, pp. 2217-2221, July 2011.
- [30] L. Dai, Z. Wang, J. Wang and Z. Yang, "Positioning with OFDM signals for the next-generation GNSS," in *IEEE Trans. on Cons. Electr.*, vol. 56, no. 2, pp. 374-379, May 2010.
- [31] B. Forssell, M. Martin-Neira and R. A. Harris, "Carrier Phase Ambiguity resolution in GNSS-2," in *Proc. of ION GPS-97*, pp. 1727-1736, Kansas City, 16-19 Sept. 1997.