



**UNIVERSITATEA POLITEHNICA
DIN BUCUREȘTI**



**Școala Doctorală de Electronică, Telecomunicații
și Tehnologia Informației**

Decizie nr. ____ din __-__-__

REZUMAT TEZĂ DE DOCTORAT

Ing. Cristina Adelaida HEIMAN

**TEHNICI DE TRANSFORMARE A POLARIZĂRII
PENTRU ANTENE DIRECTIVE**

**POLARIZATION TRANSFORMING
TECHNIQUES FOR DIRECTIVE ANTENNAS**

COMISIA DE DOCTORAT

Prof. Dr. Ing. Ion MARGHESCU Univ. Politehnica din București	Președinte
Prof. Dr. Ing. Răzvan TAMAȘ Univ. Politehnica din București	Conducător de doctorat
Prof. Dr. Ing. Tudor PALADE Univ. Tehnică din Cluj-Napoca	Referent
Conf. Dr. Ing. Alin DĂNIȘOR Univ. Maritimă din Constanța	Referent
Prof. Dr. Ing. Teodor PETRESCU Univ. Politehnica din București	Referent

BUCUREȘTI 2023

Cuprins

I. Introducere	1
1.1 Prezentarea domeniului tezei de doctorat	1
1.2 Scopul tezei de doctorat	2
1.3 Conținutul tezei de doctorat	2
II. Antene de tip horn piramidal excitate prin ghid de undă	4
2.1 Antena horn sectorială în planul E.....	4
2.1.1 Câmpurile produse la apertură	4
2.1.2 Câmpuri radiate.....	4
2.1.3 Directivitatea.....	5
2.2 Hornuri cu apertură racordată	5
2.3 Antena horn multimodală	5
2.4 Centrul de fază	5
2.5 Studiu de caz: caracterizarea unei antene horn piramidal pentru gama Ku	6
2.5.1 Conceperea antenei de tip horn piramidal.....	6
2.5.2 Caracterizarea antenei prin simulări și măsurători.....	7
III. Antene de tip horn dublu profilat cu excitație prin linie de transmisiuni	8
3.1 Conceperea antenei horn dublu profilat	8
3.1.1 Structura antenei horn	8
3.1.3 Conceperea profilului.....	9
3.1.4 Conceperea hornului	9
3.2 Caracterizarea antenei prin simulări	9
3.2.1 Antena horn dublu profilat cu dielectric de tip Rogers	9
3.2.2 Antena horn dublu profilat cu dielectric de tip teflon	10
IV. Caracteristicile propagării prin ionosferă în comunicațiile spațiale	11
4.1 Caracterizarea ionosferei	11
4.2 Indicele de refracție al ionosferei și conținutul total de electroni (TEC).....	11
4.3 Variabilitatea conținutului total de electroni.....	12
4.3.1 Variabilitatea TEC	12
4.3.2 Calcularea variabilității TEC la o frecvență dată	12
4.4 Estimarea efectelor conținutului total de electroni asupra propagării undelor radio ...	13
4.5 Rotirea polarizării în ionosferă	13
4.5.1 Polarizarea liniară	13
4.5.2 Polarizarea circulară.....	13

V. Transformarea polarizării unei antene de tip horn piramidal utilizând fante în ghidul de excitare.....	14
5.1 Conceperea ghidului de undă și a fantei	14
5.1.1 Ghidul de undă dreptunghiular	14
5.2 Conceperea antenei horn.....	15
5.3 Caracterizarea antenei prin simulări	16
VI. Transformarea polarizării unei antene de tip horn piramidal utilizând structuri de tip suprafață selectivă în frecvență.....	17
6.1 Suprafețe selective în frecvență	17
6.1.1 Tipuri de FSS și aplicațiile acestora.....	17
6.1.2 Geometria celulelor unitate FSS	18
6.1.3 Suprafețe selective în frecvență multistrat	18
6.2 Transformarea polarizării unei unde utilizând rețele de radiatori pasivi	18
6.2.1 Obținerea unei polarizări duale cu ajutorul unui radiator liniar înclinat față de distanța câmpului electric incident.....	18
6.2.2 Celule unitate FSS potențial utilizabile ca transformatoare de polarizare	19
6.3 Transformarea unei antene de tip horn piramidal în antenă cu polarizare circulară	19
6.3.1 Analiza antenei de tip horn piramidal	19
6.3.2 Sistemul radiant format din antena horn și straturi de tip FSS.....	20
6.3.2.1 Structura FSS cu $N \times N$ elemente în formă de cruce	20
6.3.2.2 Caracterizarea antenei prin simulărilor și măsurătorilor	21
6.3.3 Caracterizarea antenei prin simulărilor și măsurătorilor	21
6.3.4 Calibrarea unui sistem de localizare a unei surse de radiație electromagnetică.....	22
VII. Concluzii	23
7.1 Rezultate obținute	23
7.2 Contribuții originale.....	24
7.3 Lista lucrărilor originale	24
7.4 Perspective de dezvoltare ulterioară	25
Bibliografie	26

Capitolul 1

Introducere

În comunicațiile spațiale asigurarea unui raport semnal zgomot cât mai ridicat reprezintă unul dintre aspectele cele mai importante având în vedere distanțele mari la care se realizează astfel de legături radio, dar și puterile reduse ale emițătoarelor amplasate pe vehiculul spațial. Din acest motiv în cele mai multe aplicații se utilizează antene cu o directivitate ridicată, printre care antenele de tip horn fiind cele mai răspândite.

O altă provocare în conceperea antenelor pentru astfel de aplicații constă în asigurarea unei polarizări circulare, întrucât straturile superioare ale atmosferei produc rotirea polarizării undelor radio.

1.1 Prezentarea domeniului tezei de doctorat

Comunicațiile spațiale se referă atât la legăturile radio dintre un vehicul spațial (satelit, stație spațială orbitală, vehicul spațial de transport) și o stație terestră, cât și la comunicațiile dintre două vehicule spațiale (între doi sateliți dintr-o constelație). Aceste comunicații se referă atât la transmisiune de informație în ambele sensuri, dar și la semnale de comandă și control.

O categorie aparte de aplicații o constituie sistemele de orientare automată a antenei stației de sol în direcția vehiculului spațial cu care se realizează comunicația radio.

Cele mai multe antene directive pentru comunicații spațiale se prezintă sub forma uneia sau mai multor antene horn, uneori prevăzute cu un reflector parabolic. Asigurarea unei polarizări circulare, necesară pentru a răspunde rotirii polarizării undelor radio la trecerea prin ionosferă, se poate realiza fie intervenind în mediu de transmisiune care excită antena horn (de regulă, un ghid de undă), fie amplasând în apertură antenei elemente care să producă rotirea polarizării.

1.2 Scopul tezei de doctorat

Scopul lucrării îl constituie dezvoltarea unor metode care să permită schimbarea polarizării unor antene directive de tip horn piramidal, fără a interveni în sistemul de excitare al antenei. Comparativ cu soluția propusă în cele mai multe abordări din literatura de specialitate, care presupun introducerea unui polarizor (de exemplu o diafragmă prevăzută cu o fantă) în interiorul ghidului de undă care excită antena, în această lucrare se investighează posibilitatea de a obține rotirea polarizării prin amplasarea unor structuri periodice multistrat în apertura unei antene de tip horn piramidal.

După o analiză teoretică a metodelor care permit rotirea polarizării sunt analizate și comparate, atât prin simulare cât și prin determinări experimentale, mai multe configurații de astfel de structuri periodice.

1.3 Conținutul tezei de doctorat

Teza debutează cu un capitol teoretic (Capitolul 2) în care se prezintă tipuri de antene horn utilizate în comunicații spațiale și metodele de concepere a unei antene de tip horn piramidal excitată prin ghid de undă. Este prezentat un studiu de caz în care este caracterizată o antenă de tip horn piramidal pentru gama de frecvențe Ku. Studiul de caz constă în conceperea structurii antenei horn și validarea rezultatelor prin simulare și determinări experimentale.

În capitolul 3 se propune analiza unei antene horn dublu profilat, cu polarizare liniară, cu excitare prin linie de transmisiuni. Sunt dimensionate elementele componente ale antenei, iar apoi tot ansamblul este analizat pentru diferite tipuri de dielectric cu permitivitatea relativă maximă de 2,2 între cele două profile din interiorul antenei horn.

În cel de-al patrulea capitol sunt prezentate caracteristicile propagării prin ionosferă în comunicațiile spațiale, anume caracterizarea ionosferei, indicele de refracție, variabilitatea concentrației totale de electroni, estimarea efectelor concentrației totale de electroni asupra propagării în măsurarea unei surse radio și rotirea polarizării la trecerea prin ionosferă.

O metodă de transformare a polarizării unei antene horn piramidal utilizând fante în ghidul de excitare, este prezentată în capitolul 5. Principiul general al metodei constă în introducerea unei diafragme cu fantă în interiorul ghidului de excitare a antenei horn.

O nouă metodă de transformare a polarizării unei antene horn piramidal este prezentată în capitolul 6. Metoda constă în obținerea unei polarizări duale cu ajutorul unui radiator liniar înclinat față de direcția câmpului electric incident. Schimbarea polarizării se realizează prin adăugarea unor structuri multistrat de tip suprafață selectivă în frecvență în apertura hornului.

În vederea validării antenei de tip horn piramidal cu suprafețe selective în frecvență în apertura hornului, s-au efectuat simulări folosind instrumente software (medii de dezvoltare precum ANSYS HFSS, MATLAB, Inventor) și determinări experimentale utilizând platforma de caracterizare a sistemelor radiante de la Universitatea Maritimă din Constanța.

Capitolul 7 prezintă concluziile tezei, contribuțiile originale, lista lucrărilor publicate pe parcursul programului de cercetare avansată și perspectivele de dezvoltare ulterioară a cercetărilor pe subiectul abordat. Se prezintă pe larg contribuțiile personale la optimizarea și îmbunătățirea unei antene convenționale de tip horn piramidal în vederea obținerii unei polarizări circulare.

Capitolul 2

Antene de tip horn piramidal excitate prin ghid de undă

2.1 Antena horn sectorială în planul E

2.1.1 Câmpurile produse la apertură

Câmpurile la apertura hornului sunt date de [1]:

$$E'_z = E'_x = H'_y = 0, \quad (2.1a)$$

$$E'_y(x', y') \simeq E_1 \cos\left(\frac{\pi}{a} x'\right) e^{-j[ky'^2/(2\rho_1)]}, \quad (2.1b)$$

$$H'_z(x', y') \simeq jE_1 \left(\frac{\pi}{ka\eta}\right) \sin\left(\frac{\pi}{a} x'\right) e^{-j[ky'^2/(2\rho_1)]}, \quad (2.1c)$$

$$H'_x(x', y') \simeq -\frac{E_1}{\eta} \cos\left(\frac{\pi}{a} x'\right) e^{-j[ky'^2/(2\rho_1)]}, \quad (2.1d)$$

2.1.2 Câmpuri radiate

Componentele câmpului electric radiate de horn în planul E și în planul H:

Planul E ($\phi = \pi/2$)

$$E_r = E_\phi = 0, \quad (2.43)$$

$$E_\theta = -j \frac{a\sqrt{\pi k \rho_1} E_1 e^{-jkr}}{8r} \left\{ -e^{j\left(\frac{k\rho_1 \sin^2 \theta}{2}\right)} \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 (1 + \cos \theta) F(t'_1, t'_2) \right\}, \quad (2.44)$$

$$t'_1 = \sqrt{\frac{k}{\pi\rho_1}} \left(-\frac{b_1}{2} - \rho_1 \sin \theta\right), \quad (2.45)$$

$$t'_2 = \sqrt{\frac{k}{\pi\rho_1}} \left(+\frac{b_1}{2} - \rho_1 \sin \theta\right). \quad (2.46)$$

Planul H ($\phi = 0^\circ$)

$$E_r = E_\theta = 0 \quad (2.47)$$

$$E_\phi = -j \frac{a\sqrt{\pi k \rho_1} E_1 e^{-jkr}}{8r} \left\{ (1 + \cos \theta) \left[\frac{\cos\left(\frac{ka}{2} \sin \theta\right)}{\left(\frac{ka}{2} \sin \theta\right)^2 - \left(\frac{\pi}{2}\right)^2} \right] F(t_1'', t_2'') \right\}, \quad (2.48)$$

$$t_1'' = -\frac{b_1}{2} \sqrt{\frac{k}{\pi \rho_1}}, \quad (2.49)$$

$$t_2'' = +\frac{b_1}{2} \sqrt{\frac{k}{\pi \rho_1}}. \quad (2.50)$$

2.1.3 Directivitatea

Directivitatea hornului în planului E:

$$D_E = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} = \frac{64a\rho_1}{\pi\lambda b_1} |F(t)|^2 = \frac{64a\rho_1}{\pi\lambda b_1} \left[C^2 \left(\frac{b_1}{\sqrt{2\lambda\rho_1}} \right) + S^2 \left(\frac{b_1}{\sqrt{2\lambda\rho_1}} \right) \right]. \quad (2.67)$$

2.2 Hornuri cu apertură racordată

Introducerea secțiunilor curbate la margini nu elimină difracțiile, ci înlocuiește difracțiile de margine cu difracțiile de suprafață curbă. În comparație cu hornurile convenționale, acest mecanism de radiație conduce la modele mai fluide, cu lobii laterali reduși și reflexii neglijabile înapoi în horn.

2.3 Antena horn multimodală

Un horn multimodal este hornul diagonal, liniile câmpului electric din secțiunea transversală constau dintr-o suprapunere a modurilor TE_{10} și TE_{01} într-un ghid de undă pătrat. Un alt tip de horn multimodal care prezintă lobi laterali reduși, deschideri egale ale lobului principal și polarizare încrucișată este hornul conic cu două moduri.

2.4 Centrul de fază

Fiecare componentă din câmpul îndepărtat radiat de o antenă, poate fi scrisă astfel:

$$E_u = \hat{u} E(\theta, \phi) e^{j\psi(\theta, \phi)} \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (2.74)$$

unde \hat{u} este versorul axei respective.

Punctul de referință care face $\psi(\theta, \phi)$ independent de θ și ϕ este cunoscut ca centrul de fază al antenei. Când se face referire la centrul de fază, antena produce unde sferice.

2.5 Studiu de caz: caracterizarea unei antene horn piramidal pentru gama Ku

2.5.1 Conceperea antenei de tip horn piramidal

Determinarea dimensiunilor unei antene horn depinde de câștig (20 dBi), de dimensiunile transversale ale ghidului de undă a și b și lungimea ghidului de undă L , astfel dimensiunile au valorile 15,7 mm, 9,4 mm și respectiv 31 mm.

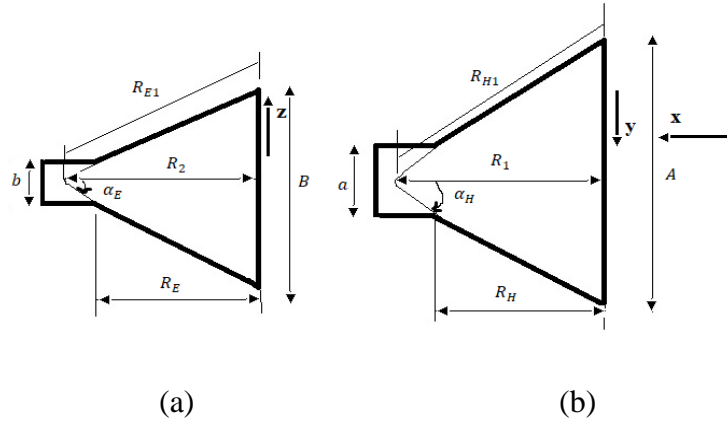


Figura 2. 1 Geometria aperturii în planul E (a) și în planul H (b) a antenei horn de-a lungul axei Oz (în direcția de propagare)

În continuare se vor determina dimensiunile rămase pentru a obține câștigul dorit ($A, B, \alpha_e, \alpha_h, R_E, R_H$) (Figura 2. 1) [1]. Dimensiunile aperturii în direcția planului E și a planului H sunt $A = \sqrt{3\lambda R_1}$ și $B = \sqrt{2\lambda R_2}$. Înălțimea hornului piramidal este dată de [1]:

$$R_E = (B - b) \left[\left(\frac{R_{E1}}{B} \right)^2 - \frac{1}{4} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (2.79)$$

$$R_H = (A - a) \left[\left(\frac{R_{H1}}{A} \right)^2 - \frac{1}{4} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (2.80)$$

Dimensiunile rămase ale antenei sunt legate de parametrii:

$$R_2^2 = R_{E1}^2 - \left(\frac{B}{2} \right)^2 = R_{E1}^2 - \left(\frac{\sqrt{2\lambda R_2}}{2} \right)^2, \quad (2.82)$$

$$R_1^2 = R_{H1}^2 - \left(\frac{A}{2} \right)^2 = R_{H1}^2 - \left(\frac{\sqrt{3\lambda R_1}}{2} \right)^2, \quad (2.83)$$

$$\alpha_E = \tan^{-1} \frac{B}{2R_2}, \quad (2.84)$$

$$\alpha_H = \tan^{-1} \frac{A}{2R_1}, \quad (2.85)$$

Abordarea iterativă a condus la șase valori posibile ale parametrilor, astfel toate antenele au fost simulate, iar cele mai bune rezultate sunt obținute pentru antena 3.

2.5.2 Caracterizarea antenei prin simulări și măsurători

Antena a fost optimizată pentru frecvența de 13,3 GHz. $|S_{11}|$ în funcție de frecvență este prezentat în Figura 2.24. Rezultatele măsurătorilor sunt de asemenea incluse în grafic pentru comparație.

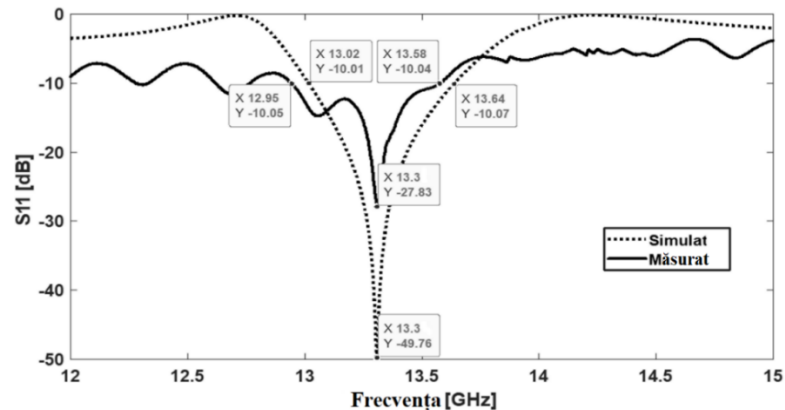


Figura 2.24 $|S_{11}|$ în funcție de frecvență

În direcția principală de radiației, câștigul simulat este de 21,36 dB, iar cel măsurat este de 21,88 dB, așa se observă în Figura 2.29. Din rezultatele experimentale s-a concluzionat că polarizarea antenei horn propusă este liniară.

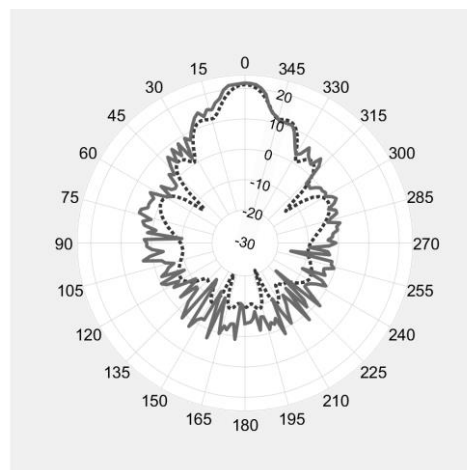


Figura 2.29 Variația caracteristicii de radiație cu unghiul de elevație la frecvența de 13,3 GHz în planul E (valorile simulate sunt reprezentate cu linie punctată, iar valorile măsurate sunt reprezentate cu linie continuă)

2.5.3 Studiarea unui șir de două antene horn

În acest paragraf, se prezintă rezultatele simulărilor unui șir format din două antene horn de tipul celor descrise anterior. Șirul de antene a fost excitat printr-un circuit Wilkinson pentru a împărți aceeași putere la cele două antene și apoi a fost conceput un circuit de adaptare a impedanței. Față de cazul unei singure antene, în cazul unui șir format din două antene se constată o creștere a câștigului, dar și a coeficientului de reflexie.

Capitolul 3

Antene de tip horn dublu profilat cu excitare prin linie de transmisiuni

3.1 Conceperea antenei horn dublu profilat

3.1.1 Structura antenei horn

Antena horn dublu profilat cuprinde trei zone: zona de excitare, ghidul de undă dublu profilat și apertura.

3.1.2. Conceperea ghidului de undă

Secțiunea transversală a ghidului de undă dublu profilat este prezentată în Figura 3.4.

Frecvența critică a ghidului de undă dublu profilat este [2]:

$$f'_c = \frac{1}{\pi\sqrt{\mu\varepsilon}\sqrt{\left(\frac{s}{a} + \frac{2cd}{\varepsilon}\right)(a-s)b}}, \quad (3.2)$$

Când frecvența tinde la infinit, impedanța de undă a modului dominant (TE_{10}) poate fi calculată astfel [2]:

$$Z_{0\infty} = \frac{120\pi}{\frac{2cd}{\varepsilon}\cos\left(\frac{s\lambda_c}{a\lambda'_c}\right)\frac{\pi}{2} + \frac{1\lambda'_c}{\pi a}\left(\sin\left(\frac{s\lambda_c\pi}{a\lambda'_c 2}\right) + \frac{d}{b}\cos\left(\frac{s\lambda_c\pi}{a\lambda'_c 2}\right)\right)\text{tg}\left(\left(1 - \frac{s}{a}\right)\frac{\lambda_c\pi}{\lambda'_c 2}\right)/2}. \quad (3.7)$$

Impedanța de undă la frecvența f poate fi calculată astfel [2]:

$$Z_0 = Z_{0\infty} / \sqrt{1 - \left(\frac{f'_c}{f}\right)^2}. \quad (3.8)$$

Dimensiunile ghidului de undă dublu profilat sunt următoarele: $a = 27$ mm, $b = 16$ mm, $s = 10$ mm și $d = 5,55$ mm.

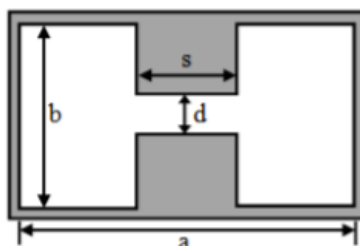


Figura 3.4 Secțiunea transversală a ghidului de undă dublu profilat

3.1.3. Conceperea profilului

Dimensiunile aperturii hornului sunt de $109,5$ mm \times $90,84$ mm, cu o lungime axială de $118,65$ mm. Profilul a fost construit din două părți: una cu variație liniară și cealaltă cu variație exponențială. Variația exponențială [2] este de forma:

$$y(z) = qe^{uz}, \quad (3.9)$$

unde u este o variabilă independentă și q este determinat din lungimea totală a profilului exponențial.

3.1.4. Conceperea hornului

Dimensiunile hornului sunt calculate pe același principiu prezentat în secțiunea 2.5.2. Hornul piramidal a fost proiectat la 12 GHz cu un câștig de 20 dB, iar dimensiunile transversale ale ghidului de undă sunt $a = 27$ mm și $b = 16$ mm. Astfel, dimensiunile aperturii sunt $A = \sqrt{3\lambda R_1} = 109,5$ mm, $B = \sqrt{2\lambda R_2} = 90,84$ mm, $R_{E1} = 151,7$ mm, $R_{H1} = 166,1$ mm, $R_2 = 165,04$ mm și $R_1 = 160$ mm. Lungimile hornului în cele două planuri sunt: $R_E = 118,65$ mm și $R_H = 118,65$ mm. Deoarece valorile R_E și R_H sunt egale, se poate concluziona că parametrii de proiectare care sunt selectați pentru antenă sunt corecți pentru a produce un câștig de 20 dB.

3.2 Caracterizarea antenei prin simulări

3.2.1 Antena horn dublu profilat cu dielectric de tip Rogers

Antena horn dublu profilat are o performanță bună în banda Ku prin adăugarea unui dielectric între cele două profile (Figura 3.1). În Figura 3.2 este reprezentat $|S_{11}|$ și se poate observa o îmbunătățire față de antena horn dublu profilat fără dielectric.

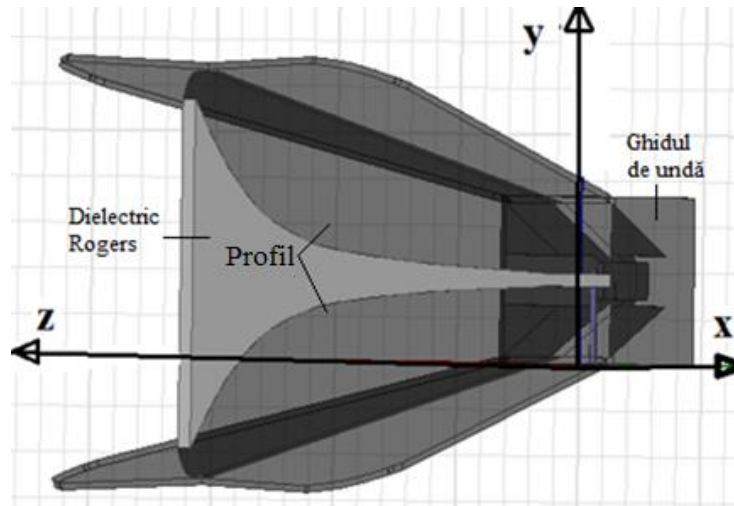


Figura 3.1 Antena horn dublu profilat cu dielectric între cele două profile

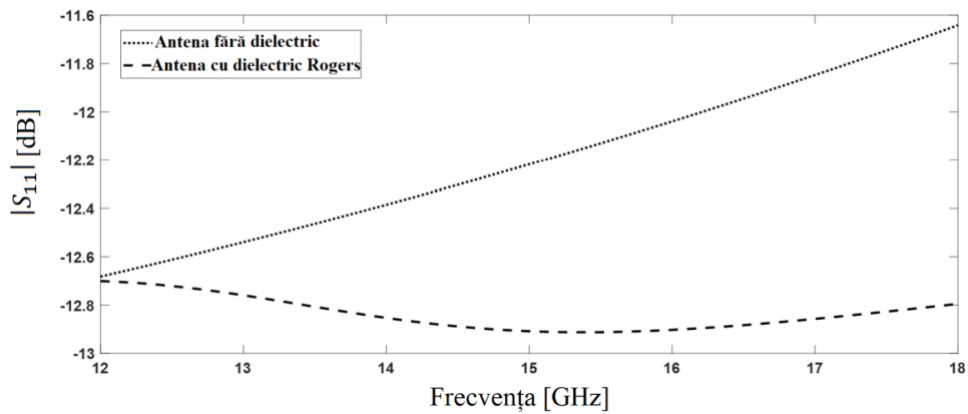


Figura 3.2 Coeficientul de reflexie pentru antena horn fără dielectric, respectiv cu dielectric de tip Rogers

3.2.2 Antena horn dublu profilat cu dielectric de tip teflon

În acest caz, se obține un coeficient de reflexie mai bun în cazul utilizării unui dielectric de tip Rogers între cele două profile decât utilizarea unui dielectric de tip Teflon.

Capitolul 4

Caracteristicile propagării prin ionosferă în comunicațiile spațiale

4.1 Caracterizarea ionosferei

Absorbția radiației solare scade odată cu altitudinea. Acest lucru se explică prin faptul că ionizarea este mai scăzută odată cu creșterea înălțimii [3]:

$$N_e(h) = N_e(h_m)e^{(k[1-Z-e^{-Z}])} = N_e e^{1-Z-\sec\chi e^{-Z}}, \quad (4.1)$$

unde h_m este înălțimea la densitatea maxima $N_e(h_m)$. Dacă q_0 este rata maximă de generare a ionilor ($\text{m}^{-3}\text{s}^{-1}$) și α rata de recombinare (m^3s^{-1}), densitatea maxima este dată de $N_e(h_m) = \sqrt{\frac{q_0}{\alpha_{rec}}}$. Parametrul χ elimină dependența unghiului de elevație solar de stratul Chapman și k reprezintă cele două formulări distincte ale proceselor din ionosferă: α -Chapman ($k = 0,5$) și β -Chapman ($k = 1$).

4.2 Indicele de refracție al ionosferei și conținutul total de electroni (TEC)

Unda electromagnetică care trece prin ionosferă este caracterizată de ecuația Appleton-Hartree [3]:

$$n^2 = \frac{X}{1 - jZ - \left(\frac{Y_T^2}{2(1-X-jZ)}\right) \pm \left(\frac{Y_T^4}{4(1-X-jZ)^2 + Y_L^2}\right)^{\frac{1}{2}}}, \quad (4.7)$$

unde n este indicele complex de refracție, X reprezintă mișcarea termică a electronilor, Y_L reprezintă forța Lorentz datorită interacțiunii electronilor cu câmpul magnetic, Y_T este componenta transversală a forței Lorentz.

Dacă frecvența de coliziune este neglijabilă, ecuația (4.7) devine:

$$n^2 = 1 - \frac{2X(1-X)}{2(1-X) - Y^2 \sin^2\theta \pm [Y^4 \sin^4\theta + 4Y^2 \cos^2\theta(1-X)^2]^{\frac{1}{2}}}. \quad (4.13)$$

La frecvențe mult mai mari decât frecvența giroscopică a electronilor / ionilor, ecuația (4.13) se reduce la:

$$n^2 \approx 1 - X = 1 - \frac{f_p^2}{f^2}, \quad (4.14)$$

unde f_p este frecvența plasmei și f este frecvența propagării undelor electromagnetice care se propagă prin plasmă.

4.3 Variabilitatea conținutului total de electroni

Observațiile asupra ionosferei la scări de timp mai mici relevă variații tranzitorii. Cauza variațiilor spațiale și temporale a fost corelată cu numeroase procese fizice [3].

4.3.1 Variabilitatea TEC

Variabilitatea este cauzată de mișcările straturilor atmosferice și de dinamica plasmei sub acțiunea proceselor electrodinamice. Undele gravitaționale din atmosferă și câmpurile electrice puternice dau naștere unor gradienti de densitate a plasmei care, la rândul lor, determină instabilități ale densității de electroni manifestate sub formă de variații ale TEC.

4.3.2 Calcularea variabilității TEC la o frecvență dată

Se calculează TEC de-a lungul căii de propagare ($I_{P\phi}$):

$$I_{P\phi} = \frac{1}{2 \cdot 40.308} f_1^2 [(P_1 - L_1 \lambda_1) + K + aLP], \quad (4.21)$$

unde f_1 este frecvența semnalului de la satelitul unui sistem de navigație, P_1 este calea suplimentară de propagare radio, L_1 este numărul de rotații de fază la frecvența semnalului, λ_1 este lungimea de undă, K este determinată de ambiguitatea măsurătorilor de fază și de timpul de propagare a semnalului și aLP reprezintă influența zgomotului asupra măsurătorilor de fază și de întârziere de grup la frecvența purtătoare.

Apoi, se calculează unghiurile de elevație și de azimut ale sateliților și se separă seriile de date în intervale de timp continue. Pentru estimarea TEC de-a lungul căii de propagare, I_M este:

$$I_M = S_j^i I_V(\phi, l, t) + I_{K,j}, \quad (4.22)$$

unde ϕ este latitudinea punctului de intersecție a direcției dintre satelit-receptor cu ionosfera, la o înălțime de 450 km, l este longitudinea acestui punct, I_V este valoarea TEC, I_K este o constanta definită pentru fiecare interval continuu și S_j^i este factorul oblic.

4.4 Estimarea efectelor conținutului total de electroni asupra propagării undelor radio

Se prezintă o metodă de estimate a efectelor perturbațiilor ionosferice. Se simulează măsurătorile parametrilor de fază diferențială și se folosesc observațiile GPS pentru a calcula valoarea TEC de-a lungul căii de propagare (sTEC) și valoarea fazei [3].

Distanța calculată utilizând măsurătorile de tip GPS pentru pseudo-codul P_c este în relație cu distanța reală ρ astfel:

$$P_c = \rho + \delta\rho^{ion} + \delta\rho^{trop} + c(\delta t_c^S - \delta t_c^R) + c(b^S + b^R) + \Delta, \quad (4.28)$$

unde $\delta\rho^{ion}$ și $\delta\rho^{trop}$ sunt erorile datorate întârzierilor ionosferice și troposferice, δt_c^S și δt_c^R sunt erorile de ceas între satelit și receptor, b^S și b^R sunt erorile de decalaj dintre satelit și receptor, Δ este eroarea datorată interferențelor dintre căile de propagare, decalajelor centrului de fază al satelitului (dependente de frecvență), precum și erorile aleatorii.

4.5 Rotirea polarizării în ionosferă

Semnalul recepționat suferă modificări [3], fluctuații la propagarea prin ionosferă, astfel apare un fenomen numit depolarizare cauzat de rotirea planului de polarizare al oscilațiilor undelor electromagnetice la trecerea prin medii ionizate (efect Faraday) și prin structuri conținând particule de apă sau de gheață. O soluție a problemei depolarizării constă în utilizarea a două unde polarizate circular în sensuri opuse.

4.5.1. Polarizarea liniară

Polarizarea verticală se obține când câmpul electric are direcție verticală față de direcția de propagare a unde electromagnetice. În schimb, polarizarea orizontală se obține atunci când câmpul electric este orizontal față de direcția de propagare.

4.5.2. Polarizarea circulară

O undă cu variație armonică în timp este polarizată circular dacă într-un punct dat din spațiu, vectorul câmpului electric (sau magnetic) descrie un cerc în funcție de timp. Vectorul câmp (electric sau magnetic) trebuie să îndeplinească următoarele condiții: câmpul trebuie să aibă două componente ortogonale cu polarizare liniară, cele două componente trebuie să aibă aceeași amplitudine și să aibă o diferență de fază multipli impari de 90° .

Capitolul 5

Transformarea polarizării unei antene de tip horn piramidal utilizând fante în ghidul de excitare

5.1 Conceperea ghidului de undă și a fantei

Structura antenei de tip horn piramidal ce prezintă o polarizare circulară este prezentată în Figura 5.1.

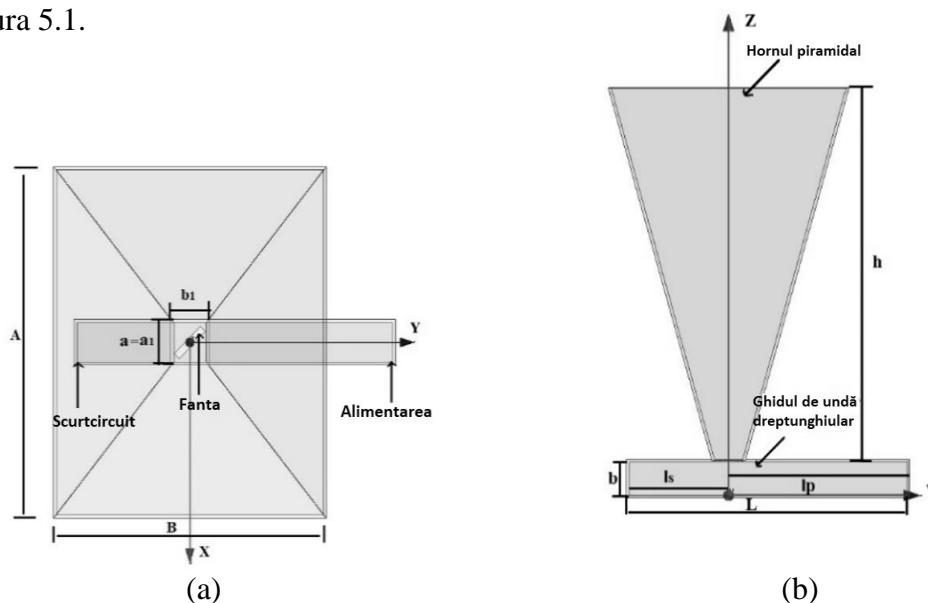


Figura 5.1 Dimensiunile antenei horn: vedere de sus (a) și vedere laterală (b)

5.1.1 Ghidul de undă dreptunghiular

Lungimea de undă în ghid se calculează conform următoarei ecuații [4]:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (5.1)$$

unde λ_c este lungimea de undă critică și λ_0 este lungimea de undă în spațiul liber.

Constanta de defazare β pentru modul TE_{mn} este exprimată prin [5] în:

$$\beta = \sqrt{(2\pi/\lambda_0)^2 - (m\pi/a)^2 - (n\pi/b)^2} \quad (5.2)$$

În funcție de lungimea ghidului de undă (L), pot apărea diferite defazaaje între ele de 90° [3]:

$$\beta_1 L - \beta_2 L = \pi/2 \quad (5.3)$$

unde β_1 reprezintă constanta de defazare a modului TE_{10} și β_2 reprezintă constanta de defazare a modului TE_{01} .

Dimensiunile transversale și lungimea ghidului de undă dreptunghiular sunt: $a = 12,23$ mm, $b = 11,9$ mm și $L = 102,65$ mm.

5.1.2 Fanta practică în peretele lateral al ghidului de undă

Componentele câmpului normat pentru modul de propagare TE_{10} sunt [4]:

$$H_z = j \cos \frac{\pi x}{a} e^{j(\omega t - \beta_{10} z)} \quad (5.4)$$

$$H_x = \frac{-\beta_{10}}{\pi/a} \sin \frac{\pi x}{a} e^{j(\omega t - \beta_{10} z)} \quad (5.5)$$

$$E_y = \frac{\omega \mu_0}{\pi/a} \sin \frac{\pi x}{a} e^{j(\omega t - \beta_{10} z)} \quad (5.6)$$

Pentru a obține polarizare circulară, fanta trebuie inserată pe partea superioară a peretelui ghidului de undă dreptunghiular cu o înclinare de 45° . Astfel, dimensiunile fantei sunt: $l_s = 0,53\lambda_g$, $l_p = 0,95\lambda_g$, lățimea fantei de $0,1\lambda_0$ și lungimea fantei de $0,52\lambda_0$.

5.2 Conceperea antenei horn

În hornul piramidal sunt excitate modurile TE_{10} și TE_{01} prin intermediul ghidului de undă, câmpul total în apertură este dat de [4]:

$$\begin{cases} E_s = \hat{y}E_y^{10} + \hat{x}jE_x^{01} \\ H_s = -\frac{\hat{x}E_y^{10}}{Z_0} + \frac{\hat{y}jE_x^{01}}{Z_0} \end{cases} \quad (5.7)$$

Dimensiunile hornului piramidal pot fi calculate cu ecuația optimă de proiectare a hornului piramidal [7] cunoscând câștigul ($G = 20$ dB), frecvența de operare ($f = 13$ GHz) și dimensiunile de la baza hornului (a_1 și b_1). Astfel, dimensiunile de la baza hornului sunt $a_1 = a = 12,23$ mm și $b_1 = 10,5$ mm, iar dimensiunile aperturii în cele două planuri sunt $A = 107,4$ mm, $B = 87$ mm și $h = 134$ mm.

5.3 Caracterizarea antenei prin simulări

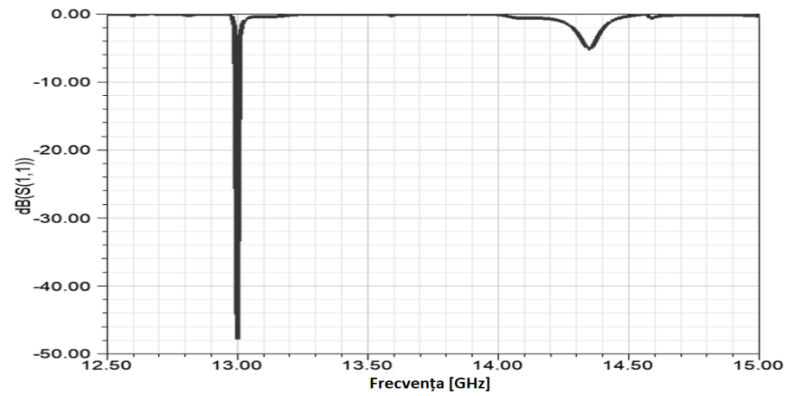


Figura 5.8 Simularea parametrului S_{11} în funcție de frecvență

$|S_{11}|$ din Figura 5.8 pentru frecvența de 13 GHz este de -47 dB. Diferența dintre cele două tipuri de polarizare este de aproximativ 9 dB, ceea ce este un lucru bun, deoarece acest tip de antenă a fost realizat pentru a avea o polarizare circulară dreaptă.

Capitolul 6

Transformarea polarizării unei antene de tip horn piramidal utilizând structuri de tip suprafață selectivă în frecvență

Se prezintă o modalitate alternativă de transformare a polarizării antenei, practic prin adăugarea mai multor straturi de suprafețe selective de frecvență în fața aperturii hornului piramidal. Suprafețele selective de frecvență (FSS) sunt mult mai simple și constau din dipoli liniari înclinați, de jumătate de lungime de undă. În comparație cu alte structuri cu mai multe straturi, straturile FSS au fost distanțate astfel încât să funcționeze pe principiul unei rețele de antene Yagi-Uda.

6.1 Suprafețe selective în frecvență

Termenul de suprafață selectivă în frecvență se referă la o multitudine de structuri rezonante care interacționează la anumite frecvențe cu radiația electromagnetică nehidată [5]. FSS sunt alcătuite, de regulă, dintr-o multitudine de elemente identice numite celule unitate, cu care unda electromagnetică interacționează [6]. O celulă unitate este alcătuită din materiale conductoare și izolatoare.

6.1.1 Tipuri de FSS și aplicațiile acestora

Prima aplicație este o structură numită ecranul Salisbury, care a reprezentat unul dintre primele concepte de suprafață selectivă în frecvență. A doua aplicație este aceea de a integra o astfel de FSS într-un dispozitiv numit radom pentru protejarea antenelor contra agenților atmosferici [7]. Alte aplicații implică o integrare directă a unei suprafețe selective în frecvență într-o antenă.

6.1.2 Geometria celulelor unitate FSS

În literatura de specialitate există o multitudine de geometrii folosite pentru celule FSS, iar elementul de tip cruce metalică este una dintre cele mai răspândite. Există structuri sub formă de bandă metalică [9], patch pătrat [10], patch circular [11], inel [12], buclă pătrată [13] sau cu formă de tip crucea Ierusalimului [14].

6.1.3 Suprafețe selective în frecvență multistrat

Sunt descrise mai multe aplicații în care apar FSS multistrat. În prima aplicație este amplasat un convertor de polarizare bazat pe FSS în apertura unei antene standard, a doua aplicație prezintă un FSS activ, iar a treia aplicație prezintă un polarizor circular cu caracteristici de formare a fasciculului bazat pe FSS.

6.2 Transformarea polarizării unei unde utilizând rețele de radiatori pasivi

6.2.1 Obținerea unei polarizări duale cu ajutorul unui radiator liniar înclinat față de distanța câmpului electric incident

Se consideră o undă TEM care se propagă de-a lungul axei O_z . Vectorul intensitate câmp electric este:

$$\mathbf{E} = E_x(z, t)\hat{a}_x + E_y(z, t)\hat{a}_y, \quad (6.1)$$

$$E_x(z, t) = E_{x,0} \cos(\omega t - k_0 z), \quad (6.2)$$

$$E_y(z, t) = E_{y,0} \cos(\omega t - k_0 z + \Delta\Phi), \quad (6.3)$$

unde $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ și $\Delta\Phi$ este defazajul inițial dintre cele două componente ale câmpului E.

Dacă $\Delta\Phi = \frac{\pi}{2}$ și în plus, $E_{x,0} = E_{y,0} = E_0$ atunci:

$$\mathbf{E} = E_0 [\hat{a}_x \cos(\omega t - k_0 z) + \hat{a}_y \sin(\omega t - k_0 z)]. \quad (6.6)$$

În acest caz, $\mathbf{E} = ct$, iar polarizarea undei este una circulară.

Densitatea superficială de curent indusă pe suprafața radiatorului:

$$\mathbf{J}_s = \frac{2}{\sqrt{2}} \hat{n} \times \mathbf{H}_i, \quad (6.7)$$

unde \hat{n} este versorul normalei la suprafața conductorului.

Curentul indus poate fi găsit prin integrarea densității de curent pe suprafața laterală a radiatorului:

$$I = 2\pi a \frac{2H_i}{\sqrt{2}} = 4\pi a \frac{E_i}{Z_0 \sqrt{2}}, \quad (6.8)$$

unde Z_0 este impedanța de undă a spațiului liber.

Componentele câmpului electric total (incident și reradiate) sunt:

$$E_{x,tot} = -E_{rx} = jk_0 E_i \frac{a}{2r} \exp(-jk_0 r) ds', \quad (6.11)$$

$$E_{y,tot} = E_i + E_{ry} = \frac{E_i}{2r} (2r_0 - jk_0 ds' a) \exp(-jk_0 r), \quad (6.12)$$

unde r_0 este distanța dintre sursa primară de radiație și elementul de curent.

În condițiile în care $r_0 \gg a$, primul termen din expresia lui $E_{y,tot}$ este dominant, iar $E_{x,tot}$ și $E_{y,tot}$ vor fi defazate între ele cu o valoare apropiată de $\pi/2$.

6.2.2 Celule unitate FSS potențial utilizabile ca transformatoare de polarizare

Au fost analizate patru tipuri de celule unitate și s-au realizat simulări pentru diferite lățimi ale elementului rezonant în intervalul 1,5 mm și 3 mm cu pasul de 0,5 mm.

6.3 Transformarea unei antene de tip horn piramidal în antenă cu polarizare circulară

6.3.1 Analiza antenei de tip horn piramidal

S-a plecat de la o antenă horn existentă (Figura 6.14 (a)), pentru banda X (8÷12 GHz). Dimensiunile transversale ale ghidului de undă sunt $a = 22,86$ mm și $b = 10,16$ mm, iar lungimea este 90 mm. A este 81 mm, B este 61 mm, înălțimea hornului este 86 mm, lungimea monopolului este 7,5 mm, raza este 0,76 mm, iar poziția acestuia față de perete este 11,5 mm.

Câștigul simulat al antenei este 10,6 dBi, iar câștigul măsurat este 9,22 dBi (Figura 6.). Modulul parametrului S_{11} este sub valoarea de -11 dB în toată banda de frecvență, atât pentru valorile măsurate cât și pentru valorile simulate.



Figura 6.14 Antena horn piramidal: antena horn AT8912 (a) și modelul antenei în programul Ansoft HFSS

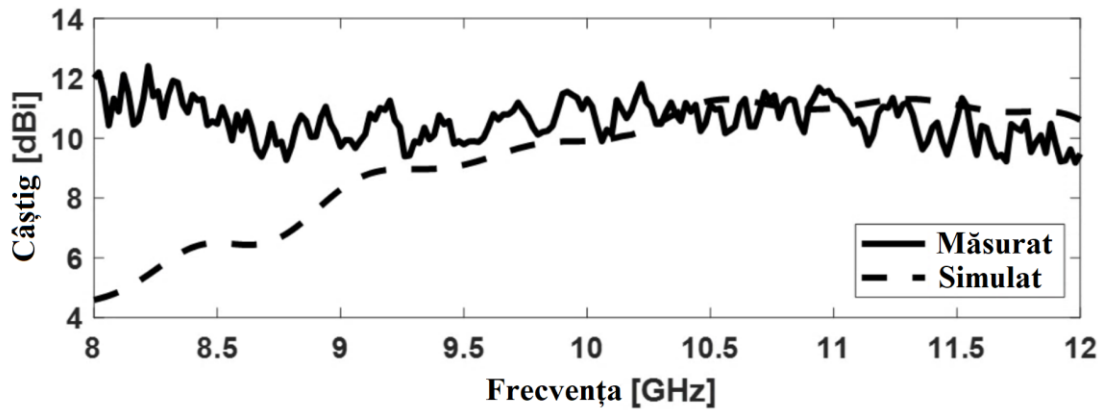


Figura 6.16 Câștigul antenei de tip horn piramidal în funcție de frecvență

6.3.2 Sistemul radiant format din antena horn și straturi de tip FSS

Prima etapă a constat în determinarea numărului optim de elemente ale unui strat FSS, acest studiu fiind efectuat pentru elemente rezonante în formă de cruce (+). A doua etapă a vizat stabilirea numărului optim de straturi FSS și optimizarea formei elementelor radiante.

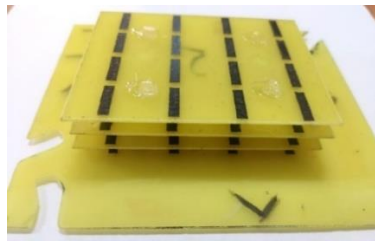
6.3.2.1 Structura FSS cu $N \times N$ elemente în formă de cruce

Sistemul funcționează pe principiul unui sistem de antenă Yagi-Uda constând din antene $\lambda/2$ de tip dipol. În apertura hornului piramidal se adaugă structura FSS cu rezonatorul de tip cruce (+), rotită la un unghi de 45° , astfel se realizează o serie de simulări pentru mai multe ansamble. În urma analizei performanțelor ansamblului format din antena horn și structuri de FSS, a rezultat că cea mai bună variantă este structura FSS cu 4×4 elemente rezonante.

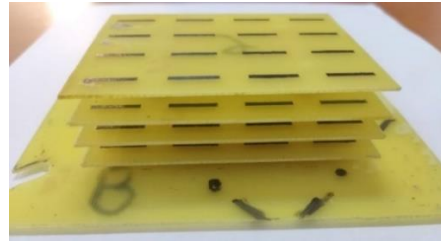
6.3.2.2 Structura FSS cu mai multe straturi

Dimensiunile dintre straturi se calculează utilizând un calculator online dedicat. Structura FSS este formată din 4×4 elemente rezonante. Se realizează trei tipuri de structuri FSS, variindu-se lățimea elementului rezonant, dar și numărul de straturi de structuri FSS din apertura hornului piramidal.

Variantele considerate ca fiind cele mai bune au fost alese în funcție de performanțele oferite, privind raportul axial și diferența dintre câștigul pentru polarizare încrucișată și pentru polarizare aliniată (co-polarizare). În Figura 6.22 sunt prezentate structurile FSS pentru fiecare variantă aleasă.



(a)



(b)



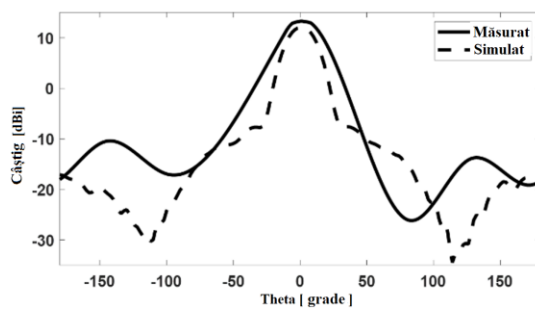
(c)



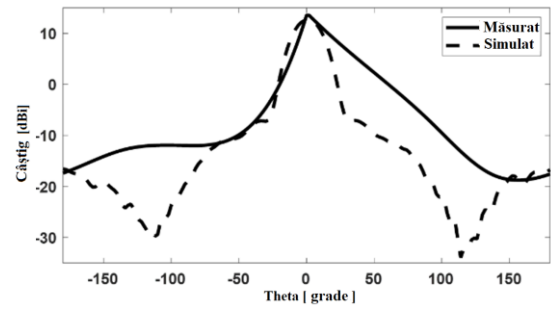
(d)

Figura 6.22 Vedere tridimensională a structurilor FSS fabricate pentru variantele alese 5 – (a), 1 – (b), 2 – (c) și 8 – (d)

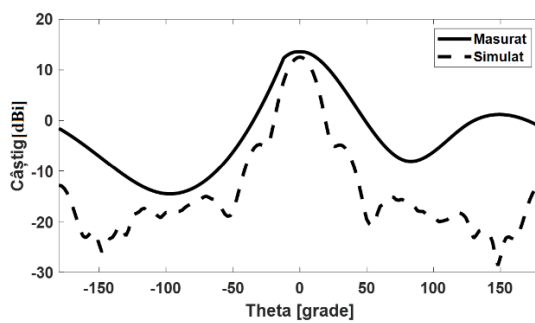
6.3.3 Caracterizarea antenei prin simulărilor și măsurătorilor



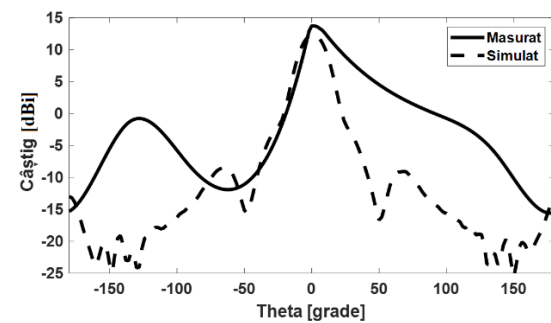
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 6.30 Variația caracteristicii de radiație cu unghiul de elevație la frecvența de 12 GHz în planul H pentru cele patru variante de suprafață selectivă în frecvență

Variația modului parametrului S_{11} în funcție de frecvență pentru cele patru structuri FSS este sub -10 dB pe toată gama de frecvențe atât pentru valorile măsurate cât și pentru cele simulate.

În Figura 6.30 este prezentată o comparație între caracteristica de radiație a ansamblului format din antena horn și FSS măsurată și simulată la frecvența de 12 GHz, după cum se observă, acestea fiind asemănătoare. Figura 6.38 arată raportul axial pentru fiecare configurație în parte.

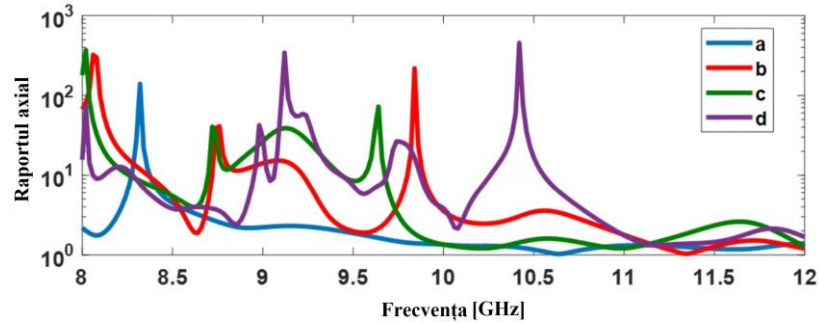


Figura 6.38 Raportul axial simulat în funcție de frecvență pentru $\theta = 0^\circ$ și $\Phi = 0^\circ$

6.3.4 Calibrarea unui sistem de localizare a unei surse de radiație electromagnetică

Efectuând o calibrare în zona de câmp îndepărtat într-o cameră anecoidă, se poate calcula un factor de corecție care poate fi stocat într-o matrice:

$$\varepsilon(\varphi, f) = \Delta\Phi(\varphi, f) - k_0 D \sin\varphi \quad (6.14)$$

unde f este frecvența.

Faza factorului de transfer, S_{21} , este măsurată succesiv prin conectarea portului 1 al analizorului vectorial în fiecare antenă, în timp ce cealaltă antenă este terminată pe o sarcină. Factorul de corecție rezultat este afișat în Figura 6.44.

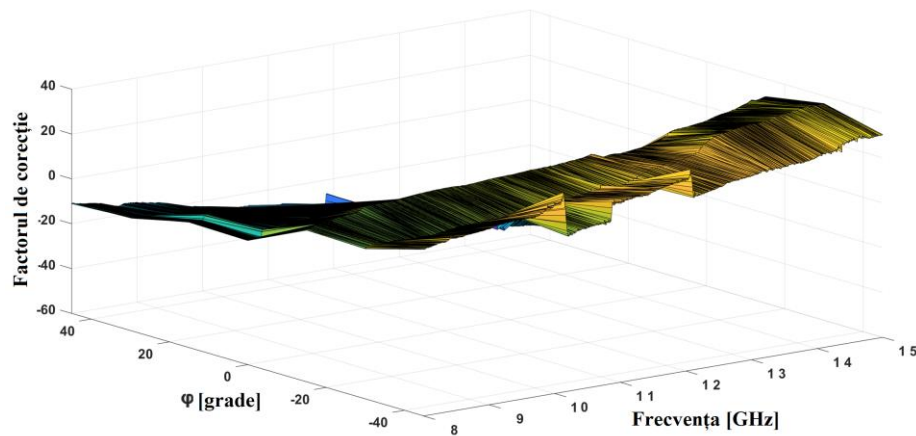


Figura 6.44 Factorul de corecție

Capitolul 7

Concluzii

În această lucrare s-a prezentat o metodă de obținere a polarizării circulare atașând în apertura unei antene de tip horn piramidal o structură alcătuită din mai multe straturi de suprafețe selective în frecvență. Distanța dintre acestea fiind calculată după același principiu utilizat în cazul sistemelor radiante de tip Yagi-Uda. Fundamentarea teoretică prezentată permite explicarea modului în care polarizarea liniară a antenei de tip horn piramidal este transformată în polarizare circulară. Au fost analizate mai multe structuri de tip suprafață selectivă în frecvență, cu diferite forme de rezonatori și cu un număr diferit de straturi succesive.

Simulările și rezultatele experimentale arată că o astfel de soluție conduce la o polarizare circulară cu un raport axial foarte apropiat de unitate la o frecvență de 12 GHz, obținându-se în același timp și o creștere a câștigului cu circa 3 dB față de o antenă convențională de tip horn.

Soluția adoptată, care poate fi aplicată oricărei antene convenționale de tip horn, are avantajul unui cost mult mai redus față de abordările din literatura de specialitate care presupun realizarea de structuri de excitare în ghidul de undă, dedicate.

7.1 Rezultate obținute

În cadrul tezei, au fost analizate două direcții majore de obținere a polarizării circulare cu o antenă de tip horn piramidal: prin introducerea unui defazor în ghidul de excitație, respectiv prin amplasarea unei suprafețe selective în frecvență multistrat în apertura antenei.

În capitolul 5 a fost prezentată o tehnică de obținere a polarizării circulare constând în intercalarea între antena horn și ghidul de excitație a unei fante. La frecvența de rezonanță, câștigul este de 20 dB.

Capitolul al șaselea este dedicat transformării polarizării unei antene de tip horn piramidal prin introducerea în apertura antenei a unor suprafețe selective în frecvență, multistrat. Suprafața selectivă în frecvență a fost optimizată atât în ceea ce privește forma rezonatorilor cât și numărul de straturi succesive. În urma simulărilor și determinărilor experimentale efectuate pe un număr de zece configurații a rezultat o structura optimă din punct de vedere al raportului axial, câștigului și al benzii de frecvență. Această structură constă în patru straturi cu 4×4 rezonatori liniari în $\lambda/2$ și asigură un raport axial aproape constant și egal cu unitatea între 11 GHz și 12 GHz și o bună adaptare de impedanță în întreaga gamă de frecvență de interes. Câștigul sistemului radiant a crescut cu 3 dB în comparație cu antena convențională de tip horn piramidal. Avantajul major al sistemului radiant propus cu FSS în apertura hornului este costul de fabricație, deoarece o antenă convențională, de uz general,

poate fi ușor convertită într-o antenă CP cu FSS imprimat pe un substrat cu un singur strat de metal.

7.2 Contribuții originale

1. Optimizarea multicriterială a unei antene de tip horn piramidal convențional pentru banda Ku din punct de vedere al câștigului, benzii de frecvență și adaptării de impedanță: [LO3], [LO4], paragrafele 2.5.1 și 2.5.2 din teză.
2. Optimizarea unei antene de tip horn dublu profilat pentru banda Ku în vederea îmbunătățirii formei diagramei de radiație în partea superioară a gamei de frecvență: [LO1], Capitolul 3 din teză.
3. Îmbunătățirea metodei de obținere a polarizării circulare constând în introducerea unei fante în ghidul de excitație: [LO2], Capitolul 5 din teză.
4. Dezvoltarea și fundamentarea teoretică a unei noi metode de obținere a polarizării circulare bazată pe rezonatori liniari: [LO6], paragraful 6.2.1 din teză.
5. Optimizarea formei rezonatorilor liniari în vederea obținerii polarizării circulare, din punct de vedere al defazajului dintre componentele ortogonale ale câmpului electric: [LO6], paragraful 6.2.2 din teză.
6. Conceperea unei noi configurații de structură multistrat selectivă în frecvență în care distanțarea dintre straturile succesive se face pe principiul utilizat în cazul sistemelor radiante de tip Yagi-Uda: [LO6], paragraful 6.3.2.2 din teză.
7. Optimizarea suprafețelor selective în frecvență multistrat din punct de vedere al numărului de straturi și al numărului de rezonatori din fiecare strat: [LO6], paragraful 6.3.2 din teză.
8. Conceperea, realizarea și validarea teoretică și experimentală a unei structuri inovante de antenă horn piramidal cu polarizare circulară având în apertură suprafețe multistrat selective în frecvență: [LO6], paragrafele 6.3.2 și 6.3.3 din teză.
9. Conceperea, realizarea și validarea teoretică și experimentală a unui ansamblu de două antene horn cu aplicații în localizarea unei surse de radiație electromagnetică: [LO5], [LO7], paragrafele 2.5.3 și 6.3.4 din teză.
10. Conceperea unei metode de calibrare a unui sistem de două antene horn cu suprafețe selective în frecvență în apertură în vederea compensării efectelor cuplajului mutual și deformării diagramei de radiație, cu aplicații în localizarea unei surse de radiație electromagnetică: [LO7], paragraful 6.3.4 din teză.

7.3 Lista lucrărilor originale

[LO1] **A. Heiman**, A. Badescu, *A Novel Design and Simulation of a Ku Broadband Double Ridged Guide Horn Antenna for Satellite Communications*, in **Proceedings of the Photonics & Electromagnetics Research Symposium - Spring**, Roma, Italy, pp. 923-929, doi: 10.1109/PIERS-Spring46901.2019.9017369, WOS: 000550769300136, 17-20 June 2019 – *indexat WoS și IEEE Explore*.

[LO2] **A. Heiman**, A. Badescu, *Circularly Polarized Pyramidal Horn Antenna for Ku Band*, in **Proceedings of the IEEE International Conference on Wireless for Space and Extreme Environments**, Vicenza, Italy, pp. 45-48, doi: 10.1109/WiSEE44079.2020.9262465, WOS: 000646221000009, 12-14 Oct. 2020 – *indexat WoS și IEEE Explore*.

[LO3] **A. Heiman**, A. Badescu, *Design of a conventional horn antenna for Ku band*, in **Proceedings of the IEEE International Workshop on Antenna Tehnology**, Bucharest, Romania, doi: 10.1109/iWAT48004.2020.1570612766, WOS: 000627803200028, 25-28 Feb. 2020 – *indexat WoS și IEEE Explore*.

[LO4] **A. Heiman**, A. Badescu, *Analysis of Pyramidal Horn Antenna for Ku Band Applications*, in **Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation**, Taipei, Taiwan, doi: 10.23919/ISAP47258.2021.9614429, 19-22 Oct. 2021 – *IEEE Explore*.

[LO5] **A. Heiman**, *A Horn Antenna Array Design for the Ku Band*, in **Proceedings of the International Symposium on Electronics and Telecommunications**, Timisoara, Romania, doi: 10.1109/ISETC56213.2022.10009942, 10-11 Nov. 2022 – *indexat IEEE Explore, în curs de indexare WOS*.

[LO6] **A. Heiman**, R.D. Tamas, *Transforming Linear to Circular Polarization on Horn Antennas by Using Multiple-Layer Frequency Selective Surfaces*, **Sensors**, vol.22. no. 20, doi: 10.3390/s22207838, WOS: 000873439600001, Oct. 2022 – *indexat WoS, QI*.

[LO7] **A. Heiman**, R.D. Tamas, *Calibration procedure for two-antenna direction of arrival syst ems*, in **Proceedings of the IEEE International Workshop on Antenna Tehnology**, 2023 – *indexat WoS și IEEE Explore; trimis spre publicare*.

Alte lucrări publicate în domeniu

[C1] **Cristina-Adelaida Heiman**, Alina-Mihaela Badescu, *Antenna and Propagation. Laboratory guidebook*, MATRIX ROM, 2020 (ISBN: 978-606-25-0595-0)

[C2] **A. Heiman**, A. Badescu, A. Saftoiu, *A new Multiple Input Multiple Output V2V automotive antenna for Long Term Evolution band applications*, in **Proceedings of the International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering**, Bucuresti, Romania, doi: 10.1109/ISFEE.2018.8742480, WOS: 000480396400073, 01-03 Nov. 2018 – *indexat WoS și IEEE Explore*

[C3] D. Tomescu, **A. Heiman**, A. Badescu, *An Automatic Remote Monitoring System for Large Networks*, in **Proceedings of the IEEE International Conference on Computational Science and Engineering (CSE) and IEEE International Conference on Embedded and Ubiquitous Computing (EUC)**, New York, USA, pp. 71-73, doi: 10.1109/CSE/EUC.2019.00023, WOS: 000521797300014, 01-03 Aug. 2019 – *indexat WoS și IEEE Explore*

7.4 Perspective de dezvoltare ulterioară

Sistemul de două antene horn piramidal cu suprafețe selective multistrat propus în această lucrare, destinat localizării unei surse de radiație electromagnetică poate fi ameliorat studiind efectul cuplajului mutual dintre structurile FSS multistrat amplasate în aperturile celor două antene.

În urma unui astfel de studiu se pot concepe și realiza elemente pasive care să asigure reducerea cuplajului mutual. De asemenea operația de calibrare propusă în această lucrare poate fi îmbunătățită prin utilizarea unei tranziții ghid-cablu coaxial pentru ambele antene, iar precizia de localizare va putea fi evaluată urmărind o sursă reală de radiație electromagnetică situată la mare distanță (de exemplu un satelit).

Bibliografie

- [1] C. A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis And Design*, John Wiley, 2016.
- [2] M. Abbas-Azimi, F. Arazm și J. Rashed-Mohassel, *Design of a New Broadband EMC Double Ridged Guide Horn Antenna*, în EuCAP, Nice, 2006.
- [3] J. Botai Ondego, *Ionospheric Total Electron Content Variability and its influence in Radio Astronomy*.
- [4] F. Stevenson, *Theory of slots in rectangular waveguides*, Journal of Applied Physics, vol. 19, pp. 24-38, 1948.
- [5] R. S. Elliot, *Antenna theory & design*, Canada: IEEE Press Series on Electromagnetic wave theory, 2003.
- [6] L. J. Wang, X. Gao și F. L. Yu, *A compact and broadband circularly polarized horn antenna*, Chengdu, 2018.
- [7] A. E. Farahat și K. F. A. Hussein, *Spatial Filters for Linearly Polarized Antennas Using Free Standing Frequency Selective Surfaces*, Electromagnetics Research, vol. 2, pp. 167-188, 2008.
- [8] N. Landy, *Perfect Metamaterial Absorber*, Physics Re. Lett., 2008.
- [9] D. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley & Song, 2005.
- [10] K. Delihacioglu, *Frequency Selective Surfaces With Multiple-Strip Group Elements*, IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett., vol. 11, pp. 1370-1373, 2012.
- [11] D. Cure, T. Weller și F. Miranda, *A comparison between Jerusalem Cross and Square Patch Frequency Selective Surfaces for low profile antenna applications*, în International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, 2011.
- [12] R. Mittra, R. C. Hall și T. Chich-Hsing, *Spectral-domain analysis of circular patch frequency selective surfaces*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 32, pp. 533-536, 1984.
- [13] L. Bin, B. Ming, M. Hui, Z. Haibo și M. Jungang, *Four-band frequency selective surface with circular ring patch elements*, în International Conference on Microwave and Milimeter Wave Technology, 2012.
- [14] W. Te-Kao, *Four-band frequency selective surface with double-square-loop patch elements*, IEEE Trans. on Antennas and Propag., vol.42, pp. 1659-1663, 1994.