

# **CONTRIBUȚII LA PROIECTAREA SUPRAFEȚELOR SELECTIVE ÎN FRECVENȚĂ CU APLICAȚII ÎN COMPATIBILITATE ELECTROMAGNETICĂ**

Teză destinată obținerii  
titlului științific de doctor inginer  
la  
Universitatea Politehnica Timișoara  
în domeniul INGINERIE ELECTRONICĂ,  
TELECOMUNICAȚII ȘI TEHNOLOGII INFORMAȚIONALE  
de către

**Ing. Petru – Adrian BUTA**

Conducător științific:	prof.univ.dr.ing Aldo De Sabata
Referenți științifici:	prof.univ.dr. ....
	prof.univ.dr.ing. ....
	conf.univ.dr.ing. ....

Ziua susținerii tezei: 2022

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

- |   |  |
|---|--|
| 1. Automatică                               | 9. Inginerie Mecanică                      |
| 2. Chimie                                   | 10. Știința Calculatoarelor                |
| 3. Energetică                               | 11. Știința și Ingineria Materialelor      |
| 4. Ingineria Chimică                        | 12. Ingineria sistemelor                   |
| 5. Inginerie Civilă                         | 13. Inginerie energetică                   |
| 6. Inginerie Electrică                      | 14. Calculatoare și tehnologia informației |
| 7. Inginerie Electronică și Telecomunicații | 15. Ingineria materialelor                 |
| 8. Inginerie Industrială                    | 16. Inginerie și Management                |

Universitatea Politehnica Timișoara a inițiat seriile de mai sus în scopul diseminării expertizei, cunoștințelor și rezultatelor cercetărilor întreprinse în cadrul Școlii doctorale a universității. Seriile conțin, potrivit H.B.Ex.S Nr. 14 / 14.07.2006, tezele de doctorat susținute în universitate începând cu 1 octombrie 2006.

Copyright © Editura Politehnica – Timișoara, 2013

Această publicație este supusă prevederilor legii dreptului de autor. Multiplicarea acestei publicații, în mod integral sau în parte, traducerea, tipărirea, reutilizarea ilustrațiilor, expunerea, radiodifuzarea, reproducerea pe microfilme sau în orice altă formă este permisă numai cu respectarea prevederilor Legii române a dreptului de autor în vigoare și permisiunea pentru utilizare obținută în scris din partea Universității Politehnica Timișoara. Toate încălcările acestor drepturi vor fi penalizate potrivit Legii române a drepturilor de autor.

România, 300159 Timișoara, Bd. Republicii 9,  
Tel./fax 0256 403823  
e-mail: editura@edipol.upt.ro

## Cuvânt înainte

Teza de doctorat a fost elaborată pe parcursul activității mele în cadrul Facultății de Electronică, Telecomunicații și Tehnologii Informaționale, Departamentul de Măsurări și Electronică Optică al Universității Politehnica Timișoara. Perioada de desfășurare a programului doctoral a fost Octombrie 2014 – Decembrie 2022.

Tema abordează un domeniu de interes actual și anume interacțiunea câmpului electromagnetic cu structurile periodice planare, din domeniul compatibilității electromagnetice. Această lucrare prezintă rezultatele teoretice și experimentale din perspectiva proiectării unor aplicații ce vizează filtrarea și ecranarea selectivă cu suprafețe selective în frecvență.

Îi mulțumesc cu precădere domnului Prof.univ.dr-habil.ing. Aldo De Sabata pentru încredere, îndumarea științifică și sprijinul necondiționat oferite pe tot parcursul realizării acestei lucrări. În calitate sa de conducător de doctorat, domnul profesor a concretizat acest sprijin prin suportul oferit în realizarea articolelor de cercetare și prin dirijarea parcurgerii etapelor necesare finalizării acestei lucrări.

De asemenea, doresc să îi mulțumesc domnului Assoc.Prof.dr.ing. Ladislau Matekovits pentru contribuția practică adusă în capitolul 4.5 (Suprafață selectivă în frecvență pentru filtrare și ecranare de bandă ultralargă – UWB) și pentru articolele de cercetare realizate împreună.

Recunoștința și mulțumirea mea se îndreaptă și spre colegul și prietenul meu ȘI.dr.ing. Andrei Silaghi, alături de care am realizat numeroase articole de cercetare, pentru ajutorul și sugestiile acordate pe toată perioada de cercetare.

Adresez mulțumiri membrilor comisiei de îndrumare pentru indicațiile oferite asupra modului de prezentare și a rezultatelor obținute în cadrul tezei.

Nu în ultimul rând, o adâncă recunoștință se îndreaptă către soția mea Mădălina, pentru înțelegerea acordată în tot acest timp, părinților mei, cărora doresc să le mulțumesc pentru susținerea și răbdarea oferită pe tot parcursul formării educaționale.

Timișoara, Noiembrie 2022

Petru-Adrian BUTA

Părinților mei.

Buta, Petru – Adrian

**Contribuții la proiectarea suprafețelor selective în  
frecvență cu aplicații în compatibilitate electromagnetică**

Teze de doctorat ale UPT, Seria X, Nr. YY, Editura Politehnica,  
2022, 100 pagini, 77 figuri, 6 tabele.

Cuvinte cheie:

suprafață selectivă în frecvență, celulă unitate, filtrare și ecranare  
selectivă, bandă interzisă.

Rezumat,

Teza abordează un domeniu de interes actual și anume interacțiunea câmpului electromagnetic cu structurile periodice planare din domeniul compatibilității electromagnetice. Această lucrare prezintă rezultatele teoretice și experimentale obținute din perspectiva proiectării unor aplicații ce vizează filtrarea și ecranarea selectivă cu suprafețe selective în frecvență.

## CUPRINS

1	INTRODUCERE .....	11
2	SUPRAFETE SELECTIVE ÎN FRECVENȚĂ .....	15
2.1	Introducere .....	15
2.2	Metasuprafețe: generalități.....	15
2.3	Perspectivă asupra dezvoltării și progreselor de referință ale cercetărilor în domeniul FSS .....	17
2.4	Filtre spațiale construite cu suprafețe selective în frecvență (FSS) .....	19
2.5	Clasificarea suprafețelor selective în frecvență .....	23
2.5.1	Structuri convolute.....	25
2.5.2	FSS pe bază de fractali .....	26
3	EFACTUL MODULAȚIEI GEOMETRICE AȘUPRA DIAGramei DE DISPERSIE A UNEI STRUCTURI PERIODICE 2D CONSTRUITĂ ÎN TEHNOLOGIA STRIPLINE .....	28
3.1	Introducere .....	28
3.2	Generalități și studiu bibliografic .....	28
3.3	Structura stripline .....	29
3.4	Diagrama de dispersie 2D a unei structuri stripline .....	29
3.5	Structura stripline modulată .....	32
3.6	Concluzii și contribuții .....	34
4	APLICAȚII ALE SUPRAFETELOR SELECTIVE ÎN FRECVENȚĂ .....	35
4.1	Introducere .....	35
4.2	Generalități și studiu bibliografic .....	35
4.3	Aplicații ale unei suprafețe selective în frecvență bazată pe o combinație a unei cruci de tip <i>Jerusalem</i> și a unui inel circular .....	37
4.3.1	Introducere .....	37
4.3.2	Structura și metoda .....	37
4.3.3	Suprafețele ecranate propuse.....	40
4.3.4	Filtru de bandă largă (WB filter).....	41
4.3.5	Filtru în banda X .....	42
4.3.6	Filtru de tip WLAN .....	43
4.3.7	Concluzii și contribuții.....	43
4.4	Structuri cu rezonatoare multiple pentru aplicații în domeniul Automotive .....	44
4.4.1	Introducere .....	44
4.4.2	Structura inițială, un singur rezonator .....	44
4.4.3	Structura modificată, rezonatoare multiple.....	45
4.4.4	Studiul parametric pentru structurile propuse .....	48
4.4.5	Structura propusă cu proprietăți de bandă largă .....	49
4.4.6	Concluzii și contribuții.....	51
4.5	Suprafață selectivă în frecvență pentru filtrare și ecranare de bandă ultralargă (UWB) .....	52
4.5.1	Introducere .....	52
4.5.2	Prezentarea structurii propuse .....	52
4.5.3	Modelul de circuit echivalent.....	55
4.5.4	Validarea experimentală .....	58
4.5.5	Concluzii și contribuții.....	63
4.6	Polarizor liniar de bandă largă, bazat pe o suprafață selectivă în frecvență .....	64
4.6.1	Introducere .....	64
4.6.2	Proiectarea și funcționarea structurii propuse .....	64
4.6.3	Concluzii și contribuții.....	68

4.7	Sumarul contribuțiilor în domeniul suprafețelor selective în frecvență ....	69
5	APLICAȚII ALE SUPRAFETELOR SELECTIVE ÎN FRECVENȚĂ CU MOTIV FRACTAL	70
5.1	Introducere .....	70
5.2	Generalități și studiu bibliografic .....	70
5.3	Fractal cu caracteristici de bandă largă .....	71
5.3.1	Introducere .....	71
5.3.2	Structura inițială .....	71
5.3.3	Structura de bandă largă .....	74
5.3.4	Studiu parametric .....	75
5.3.5	Concluzii și contribuții.....	77
5.4	Filtrarea benzilor: LTE, C și X.....	77
5.4.1	Introducere .....	77
5.4.2	Structura inițială .....	77
5.4.3	Studiu parametric .....	81
5.4.4	Concluzii și contribuții.....	84
5.5	Sumarul contribuțiilor în domeniul fractalizării .....	85
6	CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII PROPRII .....	86
6.1	Concluzii .....	86
6.2	Contribuții proprii .....	89
	BIBLIOGRAFIE .....	93

## LISTA FIGURI

Fig. 2-1 Funcționalitatea unei FSS (adaptată după [27]) .....	21
Fig. 2-2 Structură FSS periodică compusă din elemente rezonante complementare, circuitele lor echivalente și răspunsurile în frecvență. Elementele dipolare manifestă un răspuns capacitiv (filtru trece-jos), în timp ce elementele matricei de tip rețea metalică cu aperturi manifestă un răspuns inductiv (filtru trece-sus). Rezistențele modelează pierderile ohmice și dielectrice (adaptată după [27]) .....	22
Fig. 2-3 Geometria unei structuri convolute (adaptată după [42]) .....	25
Fig. 2-4 Geometriile cele mai utilizate în aplicațiile FSS (adaptată după [27]) .....	26
Fig. 2-5 Generarea cubei Kock [46].....	27
Fig. 3-1 Geometria celulei unitate a structurii periodice nemodulate [47] .....	30
Fig. 3-2 Diagrama de dispersie (DD) – primele 5 moduri [47].....	30
Fig. 3-3 Vitezele de grup pentru structura periodică nemodulată – modul 1 [47]... 31	31
Fig. 3-4 Vitezele de grup pentru structura periodică nemodulată – modul 2 [47]... 31	31
Fig. 3-5 DD cu perioada de doua ori mai mare în ambele direcții x și y: a) primele trei moduri corespunzătoare Fig. 3-2; b) detaliile primului mod [47].....	32
Fig. 3-6 Modelul CAD pentru modulația geometriei structurii periodice [47].....	32
Fig. 3-7 Diagrama de dispersie asociată structurii modulate: .....	33
Fig. 3-8 Viteza de grup a modurilor de propagare pentru: .....	33
Fig. 4-1 Celula unitate: vedere tridimensională [65].....	37
Fig. 4-2 Celula unitate: vedere superioară (Jerusalem Cross) [65] .....	38
Fig. 4-3 Celula unitate: vedere inferioară (inelul circular) [65].....	38
Fig. 4-4 Coeficientul de transmisie pentru Jerusalem Cross [65] .....	39
Fig. 4-5 Coeficientul de transmisie pentru inelul metalic [65].....	39
Fig. 4-6 Coeficientul de transmisie pentru incidență normală [65] .....	39
Fig. 4-7 WB1, coeficient de transmisie la diferite unghiuri de incidență, polarizare TE [65] .....	41
Fig. 4-8 WB1, coeficient de transmisie la diferite unghiuri de incidență, polarizare TM [65] .....	41
Fig. 4-9 WB2, coeficient de transmisie la diferite unghiuri de incidență, polarizare TM [65] .....	42
Fig. 4-10 Banda X, coeficient de transmisie la diferite unghiuri de incidență, polarizare TE [65].....	42
Fig. 4-11 WLAN, coeficient de transmisie la diferite unghiuri de incidență, polarizare TM [65] .....	43
Fig. 4-12 Modelul CAD pentru celula unitate inițială: a) vedere tridimensională; b) vedere frontală [71].....	44
Fig. 4-13 Răspunsul în frecvență pentru structura având celula unitate din Fig.4-12 (un singur rezonator) [71] .....	45
Fig. 4-14 Structură modificată cu două inele pătrate: a) vedere laterală; b) vedere frontală [71] .....	45
Fig. 4-15 Răspunsul în frecvență pentru structura din Fig. 4-12 (două rezonatoare) [71] .....	46
Fig. 4-16 Structura inelară pătratică modificată [71] .....	46
Fig. 4-17 Răspunsul în frecvență pentru structura din Fig. 4-14 (3 rezonanțe) [71]47	47
Fig. 4-18 Celula unitate din Fig.4-14 cu parametrii modificați [71] .....	48
Fig. 4-19 Răspunsul în frecvență pentru structura din Fig.4-16 (4 rezonanțe) [71] 48	48
Fig. 4-20 Studiul parametric pentru structura din Fig.4-14 ( $s_t$ – substrate tickness) [71] .....	49

Fig. 4-21 Studiul parametric pentru structura din Fig.4-16 ( $s_t$ – substrate tickness) [71] .....	49
Fig. 4-22 Modelul CAD pentru celula unitate cu metalizare pe ambele părți [71] ...	50
Fig. 4-23 Răspunsul în frecvență pentru polarizare TE (bandă largă) [71] .....	50
Fig. 4-24 Răspunsul în frecvență pentru polarizare TM (bandă largă) [71].....	50
Fig. 4-25 Studiul parametric pentru structura din Fig.4-18 ( $\theta$ - theta) [71] .....	51
Fig. 4-26 Geometria celei unitate – model CAD: a) Fața 1; (b) Fața 2; (c) redare cu substratul eliminat pentru a obține o vizibilitate mai bună [74].....	52
Fig. 4-27 Transmitanța suprafeței periodice la incidență normală: simulată (linia albastră continuă) și măsurată (linie roșie punctată). Nivelul de -10 dB se folosește pentru a determina lățimea de bandă [74].....	53
Fig. 4-28 Transmitanța la incidență normală a suprafețelor periodice cu modele metalice doar pe o singură față, după cum apare în Fig. 4-25: Fața 1 – linie continuă; Fața 2 – linie punctată [74].....	54
Fig. 4-29 Imagini de câmp ale densității curentului de suprafață, pentru suprafața periodică cu: (a) Fața 1 prezentă, la 6.87 GHz; (b) Fața 2 prezentă, la 11.58 GHz; (c) Fața 2 prezentă, la 15.06 GHz; (d) Vedere a Feței 1, când ambele metalizări sunt prezentate la 6.74 GHz [74].....	54
Fig. 4-30 Cicuitele echivalente pentru: a) celula unitate; b) impedanța Z [74].....	56
Fig. 4-31 Transmitanța structurii cu model metalic doar pe o singura față: calculată cu modelul de circuit al celulei unitate (linia punctată) și obținut prin simulare (linia continuă) - Fața 1; [74].....	59
Fig. 4-32 Transmitanța structurii cu model metalic doar pe o singura față: calculată cu modelul de circuit al celulei unitate (linia punctată) și obținut prin simulare (linia continuă) – Fața 2 [74] .....	59
Fig. 4-33 Transmitanța structurii complete: calculată cu modelul de circuit al celei unitate (linia punctată) și obținut prin simulare (linia continuă) [74] .....	60
Fig. 4-34 Validarea experimentală: cablaj imprimat prototip Față 1 (a), Față 2 (b); setup-ul de măsurare fără prototip (c) și cu prototipul montat (d) [74].....	61
Fig. 4-35 Transmitanța la incidență oblică a undelor TE: (a) simulată; (b) măsurată [74] .....	61
Fig. 4-36 Transmitanța la incidență oblică a undelor TM: (a) simulată; (b) măsurată [74] .....	62
Fig. 4-37 Limite ale benzii de oprire versus unghi de incidență [74] .....	62
Fig. 4-38 Celula unitate: a) vedere frontală; b) vedere tridimensională (substratul eliminat pentru asigurarea vizibilității) [79].....	64
Fig. 4-39 Transmitanța suprafeței selective în frecvență având modelul metalic pe o singură față [79] .....	65
Fig. 4-40 Transmitanța suprafeței selective în frecvență având modelul metalic pe ambele fețe ale celulei unitate [79].....	66
Fig. 4-41 Transmitanța parametrizată după theta cu $\phi=0$ , incidență $E  x$ [79] ...	66
Fig. 4-42 Transmitanța parametrizată după theta cu $\phi = 90$ , incidență $E  x$ [79]	67
Fig. 4-43 Transmitanța parametrizată după theta cu $\phi = 0$ , incidență $E  y$ [79] .	67
Fig. 4-44 Transmitanța parametrizată după theta cu $\phi = 90$ , incidență $E  y$ [79]	67
Fig. 5-1 Modelul CAD pentru celula unitate: a) inițială; b) prima iterație; c) a doua iterație [83] .....	72
Fig. 5-2 Răspunsul în frecvență pentru structurile din Fig.5-13. Notația subfigurilor este în corespondență [83] .....	73
Fig. 5-3 Celulă unitate cu cruce pe ambele părți ale substratului [83].....	74
Fig. 5-4 Celulă unitate cu cruce pe o parte a substratului și fractal cu două iterații de cealaltă parte ale substratului [83].....	74



Fig. 5-5 Răspunsul în frecvență pentru structura din Fig.5-16 – incidență normală [83]	75
Fig. 5-6 Coeficientul de transmisie la diferite unghiuri de colatitudine theta (modul TE) [83]	76
Fig. 5-7 Coeficientul de transmisie la diferite unghiuri de colatitudine theta (modul TM) [83]	76
Fig. 5-8 Studiul parametric pentru lățimea $w$ relativ la structura din Fig. 5-13(c) [83]	76
Fig. 5-9 Studiul parametric pentru lățimea $w$ relativ la structura din Fig. 5-16 [83]	77
Fig. 5-10 Fractal cu o singură iterație, un singur strat [84]	78
Fig. 5-11 Coeficientul de transmisie pentru suprafața selectivă în frecvență ce conține celula unitate din Fig. 5-1 [84]	79
Fig. 5-12 Fractal cu o singură iterație, având geometria metalică pe ambele fețe ale FSS [84]	79
Fig. 5-13 Răspunsul în frecvență pentru structura din Fig. 5-3 [84]	80
Fig. 5-14 Fractal cu două iterații, un singur strat [84]	80
Fig. 5-15 Răspunsul în frecvență pentru structura din Fig. 5-5 [84]	81
Fig. 5-16 Fractal cu două iterații, motiv metalic pe ambele fețe al FSS [84]	81
Fig. 5-17 Studiul parametric al grosimii substratului pentru structura din Fig. 5-3 [84]	82
Fig. 5-18 Coeficientul de transmisie la diferite unghiuri de colatitudine theta (modul TE) pentru structura cu celula unitate din Fig. 5-3 [84]	82
Fig. 5-19 Coeficientul de transmisie la diferite unghiuri de colatitudine theta (modul TM) pentru structura cu celula unitate din Fig. 5-3 [84]	83
Fig. 5-20 Studiul parametric pentru grosimea substratului relativ la structura din Fig. 5-7 [84]	83
Fig. 5-21 Coeficientul de transmisie la diferite unghiuri de colatitudine theta (modul TE) pentru suprafața selectivă în frecvență cu celula unitate din Fig. 5-7 [84]	84

## LISTA TABELE

Tabel 2-1 Principale categorii ale FSS (adaptată după [9]) .....	24
Tabel 4-1 Dimensiunile geometrice pentru suprafețele de ecranare propuse .....	40
Tabel 4-2 Compararea rezultatelor furnizate de CST și HFSS .....	40
Tabel 4-3 Elementele modelelor de circuit pentru celulele unitate .....	58
Tabel 4-4 Compararea efectelor diferiților parametri asupra performanțelor electrice ale celulei unitate.....	66
Tabel 5-1 Dimensiunile geometrice pentru structura propusă [mm].....	73

# 1 INTRODUCERE

Scopul acestei teze este de a prezenta unele contribuții aduse în domeniul de cercetare aferent interacțiunii câmpului electromagnetic cu structurile periodice planare.

Structurile periodice au fost folosite în trecut în diverse aplicații ale tehnicii microundelor și ale antenelor. O astfel de aplicație este tubul cu undă progresivă, a cărui funcționare se bazează pe posibilitatea structurilor periodice, unidimensionale în acest caz, de a imprima undelor electromagnetice o viteză de grup mult mai mică decât cea de fază, astfel că devine posibilă interacțiunea acestuia cu fasciculele de electroni [1]. O altă aplicație având o istorie îndelungată, începută în anii '40 ai secolului trecut, o reprezintă crearea de dielectrici artificiali prin incluziunea unei rețele periodice de particule dielectrice sau metalice într-un material dielectric cu rol de suport [2].

Metamaterialele au fost create pornind de la dezvoltările teoretice și experimentale referite mai sus. Acestea sunt structuri periodice care au ca scop sintetizarea unor materiale artificiale, având proprietăți electromagnetice speciale, inexistente în natură. Dacă lungimea de undă a radiației electromagnetice care interacționează cu metamaterialele este mult mai mare decât perioadele spațiale, atunci metamaterialele se comportă ca niște materiale cristaline obișnuite aflate în interacțiune cu undele electromagnetice. În consecință, se pot crea materiale izoptrope sau anizotrope cu parametri constitutivi (permitivitate și permeabilitate) care pot fi definiți de către utilizator.

Structurile electromagnetice periodice volumetrice (3D) prezintă însă și alte analogii cu materialele cristaline obișnuite, deoarece elementele constitutive ale perioadelor spațiale interacționează cu undele electromagnetice în mod asemănător interacțiunii dintre rețeaua cristalină și undele electronice. Astfel, se poate vorbi de armonici spațiale în conformitate cu teorema lui Bloch și de existența unor benzi permise și interzise. O bandă permisă este un domeniu de frecvențe în care există posibilitatea propagării câmpului electromagnetic prin material, în timp ce propagarea nu poate avea loc în domeniul de frecvențe corespunzător unei benzi interzise. Într-o bandă interzisă, materialul se comportă ca un filtru oprește-bandă.

Au fost raportate în literatura de specialitate metamateriale având proprietăți neobișnuite. Cea mai interesantă realizare constă în crearea unor metamateriale cu permitivități și permeabilități negative [3], acestea implementând construcții fizice ale unor astfel de medii de propagare, studiate din punct de vedere teoretic de către Veselago [4], fără să existe însă, în momentul publicării studiului, vreo realizare fizică pe care să se poate verifica predicțiile teoretice. Materialele cu parametri constitutivi negativi ar putea avea aplicații neobișnuite, cum sunt refracția și reflexia anormale, realizarea de lentile cu suprafața plană și altele [5].

Fabricația materialelor periodice volumetrice prezintă destul de multe dificultăți de ordin tehnologic. Din acest motiv, interesul cercetătorilor s-a deplasat către structurile periodice bidimensionale, mai ușor de fabricat, de exemplu prin corodarea plăcilor de circuit imprimat (PCB - "Printed Circuit Board"). Deși structurile bidimensionale au și ele o istorie mai lungă, au fost readuse în atenția comunității științifice din domeniul Electromagnetismului odată cu publicarea lucrării [6], dedicată suprafețelor de mare impedanță. După cum se știe, metalele reale sunt capabile să conducă unde superficiale și se caracterizează printr-o mărime numită *rezistență de suprafață*. Dacă se imprimă un motiv periodic pe o placă de circuit imprimat, a cărui

celulă unitate constă dintr-o metalizare de formă pătrată legată la planul de masă aflat pe fața opusă a plăcii printr-o via cu pereți metalici, de formă cilindrică (așa numita "structură cu ciuperci – mushroom structure"), atunci dispozitivul este capabil să conducă unde superficiale în anumite benzi de frecvență și să le blocheze în alte benzi de frecvență, în ultimul caz prezentând o impedanță foarte mare, de unde denumirea dată acestor suprafețe.

Originea impedanței superficiale este explicată în primă aproximație prin inductanțele introduse de vias și capacitățile care apar între metalizările de formă pătrată dintre celulele unitate adiacente. În felul acesta se crează un circuit periodic bidimensional de capacități conectate în serie și inductivități conectate în derivație, cu un capăt în contact cu planul de masă, care explică funcționarea de tip oprește-bandă a dispozitivului. Frecvența de lucru a suprafeței este aproximativ egală cu frecvența de rezonanță a circuitului selectiv  $LC$  descris mai sus. S-au propus ca aplicații ale suprafețelor de mare impedanță construcția de plane de masă comune pentru antene care au proprietatea de a bloca curenții dintre acestea, limitând astfel interacțiunea dintre ele și deci apariția lobilor secundari și deteriorarea diagramei de radiație, precum și construcția de pereți magnetici care, prin dualitate față de pereții electrici, anulează componenta intensității câmpului magnetic paralelă cu suprafața la frecvențe aflate în benzile interzise. Odată cu maturizarea acestei teme de cercetare, s-au propus multe alte structuri geometrice ale celulei unitate și s-au elaborat modele de circuit mai realiste [7].

Structurile planare care conduc unde electromagnetice superficiale au fost folosite la reducerea zgomotelor de plăci paralele din plăcile de circuit imprimat [8].

Suprafețele de mare impedanță au fost concepute pentru a interacționa cu undele electromagnetice superficiale. O altfel de categorie de structuri planare, periodice o reprezintă *suprafețele selective în frecvență* (FSS - "Frequency Selective Surfaces"), acestea fiind destinate să interacționeze cu undele electromagnetice spațiale. Istoria suprafețelor selective în frecvență este de asemenea destul de îndelungată, începând cu anii celui de-al doilea război mondial (dar având origini teoretice chiar mai vechi [9]), dar interesul pentru aceste obiecte electromagnetice a fost redescoperit în comunitatea științifică odată cu dezvoltarea noilor mijloace moderne de calcul. Suprafețele selective în frecvență au multiple aplicații în filtrarea spațială și ecranarea selectivă, rotația planului de polarizare a undelor electromagnetice liniar polarizate sau schimbarea polarizării din liniară în circulară și invers (aplicație importantă în contextul rețelelor 5G, deoarece undele circular polarizate au o imunitate superioară față de cele liniar polarizate în raport cu condițiile de mediu, dar și în imagistică radar și în sistemele de comunicații secretizate) [10] etc.

Domeniul de aplicații ale suprafețelor selective în frecvență este însă mai vast, acestea fiind folosite în structura dispozitivelor care absorb undele electromagnetice incidente (absorbere, radoame), precum și în concepția ariilor de dipoli care reflectă sau transmit în mod controlat undele electromagnetice incidente, etc.

Miniaturizarea FSS, înțelegând prin aceasta realizarea condiției ca dimensiunile celulei unitate să fie mult mai mici decât cea mai mică lungime de undă de lucru, fac ca structura periodică să interacționeze cu undele electromagnetice ca o suprafață efectivă. Prin analogie cu metamaterialele, FSS miniaturizate au fost denumite *metasuprafețe*. Printr-o proiectare adecvată, acestea pot realiza condiții la limită prescrise prin tema de proiectare pentru câmpul electromagnetic, astfel că se poate realiza controlul propagării undelor electromagnetice, precum și controlul parametrilor acestora cum sunt amplitudinea, faza și polarizarea. Au fost realizate de exemplu metasuprafețe cu gradient de fază (este vorba de diferența locală de fază

dintre undele incidente și cele reflectate sau refractate de către metasuprafață), suprafețe holografice etc. [11]. Conceptele prezentate sunt interesante atât pentru domeniile undelor centimetrice și milimetrice, cât și pentru domeniul optic [12].

În conformitate cu cele expuse, contribuțiile propuse de prezenta teză de doctorat acoperă diverse aspecte ale problematicii suprafețelor planare, periodice.

Capitolul al doilea tratează chestiuni legate de suprafețe selective în frecvență și metasuprafețe din perspectivă teoretică și prezintă unele realizări notabile din acest domeniu de cercetare. Se discută de asemenea clasificarea suprafețelor selective în frecvență în funcție de structura dipolilor rezonanți din componența celulelor unitate, tehnica de miniaturizare bazată pe convoluția elementelor geometrice ale acestora și problematica celulelor unitate ale căror motiv geometric este inspirat din teoria structurilor fractale. Scopul fractalizării elementelor de bază ale celulelor unitate este de asemenea realizarea miniaturizării suprafețelor.

În capitolul al treilea sunt raportate rezultatele obținute prin simulare cu un soft de proiectare electromagnetică asupra unei structuri originale, concepute în tehnologie stripline. În acest caz, în mod evident este relevantă comportarea structurii la interacțiunea cu undele electromagnetice superficiale (de fapt conduse în spațiul dintre planele metalice care mărginesc structura). Pe baza diagramelor de dispersie bidimensionale, este determinată structura de benzi permise și interzise, precum și câmpurile de fază și de grup, identificându-se zonele cu orientări opuse ale acestora. Apoi se propune o tehnică de modificare a structurii de benzi bazată pe modulația geometrică a celulei unitate, având scopul de a facilita adaptarea proprietăților legate de propagarea undelor de către dispozitiv la cerințe de proiectare specifice. Impactul modulației geometrice este explicat prin diagramele de dispersie bidimensionale modificate în raport cu cele ale structurii originale și prin reprezentări bidimensionale ale vitezelor de fază și de grup.

Capitolul al patrulea conține contribuțiile autorului la domeniul suprafețelor selective în frecvență. Sunt prezentate la început unele aspecte referitoare la teoria și aplicațiile acestor structuri electromagnetice. Apoi sunt descrise contribuțiile propuse, începând cu introducerea unei structuri inovative de celulă unitate constând dintr-o cruce de tip Ierusalim ("Jerusalem Cross") și un inel circular imprimat pe cele două fețe ale unei plăci de circuit imprimat, concepute în vederea aplicării ca filtru spațial sau ecran selectiv cu mai multe frecvențe de rezonanță. Sunt raportate studii parametrice efectuate pentru a sprijini activitatea de proiectare și se explică modul cum frecvențele de rezonanță pot fi grupate în vederea obținerii unui filtru de bandă largă, cu sensibilitate redusă la unghiul de incidență al undelor electromagnetice. Proiectarea este exemplificată prin soluțiile propuse pentru un filtru în banda X și un filtru WLAN.

O a doua contribuție raportată în capitolul al patrulea arată cum, pornind de la o celulă unitate a unei suprafețe selective în frecvență conținând un rezonator simplu în inel pătratic, se pot obține diverse soluții de filtrare spațială prin mărirea numărului de rezonatoare. Pe baza unor studii parametrice efectuate prin simulare electromagnetică, se arată cum mai multe rezonanțe de tip notch se pot combina pentru obținerea unor filtre spațiale de bandă largă cu o bună insensibilitate la incidențe oblice ale undelor plane. Soluțiile de filtrare sunt destinate unor benzi standardizate (WiFi, Bluetooth, X) frecvent utilizate în industria Automotive.

Pe baza rezultatelor obținute în utilizarea unor rezonatoare multiple, s-a putut trece la conceperea unui filtru de bandă ultra-largă destinat aplicațiilor în banda standardizată UWB (3,1..10,6 GHz). Acesta a fost un proiect de echipă, la care a participat și autorul prezentei lucrări în cadrul activității pentru doctorat. Proiectul a fost realizat pe baza unei structuri complexe a celulei unitate, implementate pe

ambele fețe ale plăcii de circuit imprimat, cu multiple rezonatoare într-o configurație cuasi-periodică aleasă astfel încât să se îndeplinească condiția de miniaturizare la frecvențe înalte, în timp ce dimensiunea mai largă a celulei unitate a asigurat operarea corespunzătoare la frecvențe joase. Funcționarea suprafeței selective a fost explicată atât pe baza imaginilor de câmp electromagnetic realizate cu un software specializat de CAD electromagnetic, cât și pe baza unui model de circuit elaborat în acest scop. Funcționarea structurii a fost demonstrată întâi prin simulare, apoi experimental prin măsurarea unui prototip realizat pe cablaj imprimat de tip FR4 într-o cameră anecoică, atât în incidență normală cât și în incidență oblică.

Ultimul proiect prezentat în capitolul al patrulea a fost destinat realizării unei suprafețe selective în frecvență construite în vederea polarizării undelor electromagnetice în urma trecerii prin structură. Inițial s-a obținut o soluție de bandă îngustă, apoi, prin aplicarea unor tehnici de lărgire a benzii a rezultat un dispozitiv de bandă largă, a cărui funcționare corectă a fost demonstrată prin simulare în incidență normală și oblică a undelor electromagnetice plane.

Capitolul al cincilea este destinat contribuțiilor aduse în cercetarea suprafețelor selective în frecvență având celulele unitate cu motiv fractal. După cum s-a arătat, fractalizarea contribuie la miniaturizarea structurii datorită multiplicării numărului de rezonatoare cu dimensiuni (deci frecvențe de rezonanță) diferite într-o arie geometrică dată. Evident că există constrângeri tehnologice care impun ca numărul de iterații ale structurii să fie limitat, astfel că motivul geometric este în realitate prefractal. Dar tehnica de realizare a acestui motiv este inspirată din teoria fractalilor.

După introducerea structurii fractale de bază și efectuarea unor studii parametrice pentru mai multe iterații, se propune o soluție de bandă largă ca o combinație între motivul fractal și un rezonator în cruce. Sunt furnizate rezultatele mai multor studii parametrice care se pot dovedi utile în proiectarea dispozitivelor de filtrare spațială sau ecranare selectivă în diverse aplicații (este avut în vedere în principal domeniul Automotive).

O a doua structură propusă de tip fractal, cu o structură geometrică originală a celulei unitate, are în vedere filtrarea benzilor standardizate LTE, C și X. Și în acest caz sunt raportați coeficienții de transmisie calculați prin simulare electromagnetică la diverse iterații, studii parametrice și validări ale funcționării corecte la diverse unghiuri de incidență și polarizări.

Ultimul capitol al lucrării prezintă concluziile și sintetizează contribuțiile proprii ale autorului.

## 2 SUPRAFEȚE SELECTIVE ÎN FRECVENȚĂ

### 2.1 Introducere

În acest capitol se prezintă o perspectivă asupra stadiului cercetării (aflat în creștere) al suprafețelor selective în frecvență (FSS), evaluând progresul din ultimii ani, cu accent pe clasificarea lor după importanța funcționalităților, pe proiectarea structurilor și pe aplicațiile existente. Se evidențiază relația dintre dezvoltarea teoretică, geometria structurii și cei mai semnificativi parametri de performanță. Pentru fiecare funcționalitate, răspunsurile în frecvență furnizate de către FSS trebuie legate de starea de rezonanță a elementelor geometrice ce compun celula unitate și de mecanismul fizic ce determină funcțiile lor. Cunoscând caracteristicile de rezonanță ale elementelor periodice ce compun FSS pentru o funcție specifică, inclusiv în ceea ce privește sensibilitatea la polarizarea undelor incidente, implementarea răspunsului necesar în anumite benzi de frecvență poate fi realizată într-un cadru teoretic coerent. Prin urmare, toate tipurile de FSS vor fi abordate din această perspectivă. Vor fi prezentate cele mai recente cercetări, incluzând tehnicile de fabricație și verificările experimentale în construcția FSS cu diferite funcționalități.

În următorul subcapitol 2.2, se realizează o prezentare generală a conceptului de metasuprafață și o clasificare a principalelor categorii, urmând ca în subcapitolul 2.3 să se prezinte un scurt istoric și progresele de referință din ultimii ani ale suprafețelor selective în frecvență, funcționalitatea acestora și cele mai importante proprietăți asociate. În subcapitolul 2.4 se descriu unele FSS relevante pentru studiul de față în detaliu, cu noțiunile teoretice necesare pentru studiul acestora, alături de o clasificare a diferitelor tipuri de FSS, proprietățile asociate, implementarea și tehnicile de fabricare ale acestora. La finalul prezentului capitol, sunt sintetizate unele provocări, tendințe, potențiale aplicații noi ale FSS, precum și viitoarele direcții de cercetare.

### 2.2 Metasuprafețe: generalități

Metasuprafețele denumesc, în sens larg, metamateriale planare cu celula unitate având dimensiuni mai mici decât de lungimea de undă, ce pot fi ușor fabricate pe plăci de circuit imprimat sau alte substraturi convenabile. Atât metamaterialele cât și metasuprafețele reprezintă direcții de cercetare cu dezvoltare rapidă, prin utilizarea lor fiind posibilă obținerea unor răspunsuri în domeniile EM sau optice cu variație spațială, cu dependență controlată în ceea ce privește dispersia fazei, amplitudinea și polarizarea. Printr-o selecție adecvată a materialelor și a modelului proiectat, structura ultra subțire a MS (metasuprafețelor) poate descrește considerabil pierderile prin atenuare pe direcția de propagare a undei. În ceea ce privește răspunsul la incidența undelor electromagnetice, toate metasuprafețele pot fi clasificate pe baza principiului de funcționare a elementului imprimat în celula unitate în următoarele patru categorii de bază: suprafețe selective în frecvență (FSS), suprafețe perfect absorbante, suprafețe cu impedanță ridicată, suprafețe reflectante.

Suprafețele selective în frecvență sunt, de regulă, create prin aplicarea de rețele metalice periodice de elemente pe un substrat dielectric și prezintă caracteristici de transmisie, absorbție și reflexie la o anumită sau la mai multe frecvențe de rezonanță. În mod similar, suprafețele perfect absorbante sunt structuri cu strat

subțire care absorb aproape întreaga putere incidentă a unei EM la o anumită frecvență, la un anumit unghi de incidență în intervale operaționale de frecvență de la microunde la unde optice [9].

Suprafețele cu impedanță ridicată (HIS – High Impedance Surfaces) [6, 13] reprezintă rețele bidimensionale periodice din punct de vedere geometric, concepute pentru a conduce undele electromagnetice de suprafață în anumite benzi de frecvențe și de a bloca propagarea acestora în benzile complementare.

Trebuie menționat faptul că, dacă perioada geometrică (spațierea inter-element) din HIS nu este foarte mică în comparație cu lungimea de undă din spațiul liber, pot exista mai multe moduri de propagare sub formă de unde superficiale numite armonici Bloch. Același lucru se poate spune despre FSS: dacă nu este respectată condiția de miniaturizare, la incidența unei unde electromagnetice poate lua naștere un număr mare de unde secundare în afară de cea corespunzătoare reflexiei speculare și transmisiei directe, precum și unde evanescente în direcția de propagare (perpendiculară pe planul FSS), care se propagă sub formă de unde superficiale în planul respectiv.

Conform definiției din [14], FSS sunt metasupefețe care pot fi caracterizate printr-un răspuns electric, având în componență rețele bidimensionale de elemente structurale care posedă proprietăți considerate ca neobișnuite atunci când sunt comparate cu materialele existente în natură, dar utile, proprietăți oferite de elementele lor constitutive cu comportament rezonant. Pentru a defini selectivitatea în frecvență, la nivelul caracteristicilor de transmisie/reflexie este suficient să se ia în considerare doar mărimi precum transmitanța sau reflexivitatea, de exemplu, în cazul aplicațiilor care vizează filtrarea spațială. În aplicațiile ținând de ingineria antenelor și a microundelor, aceste suprafețe constau din rețele planare și periodice de straturi sau benzi metalice de diverse forme, amplasate pe un suport dielectric. Aceste straturi au o grosime neglijabilă în comparație cu lungimea de undă, dar suficient mai mare în comparație cu adâncimea de pătrundere a metalului. Prin urmare, o structură de acest gen poate fi considerată ca o matrice subțire și miniaturizată de elemente rezonante perfect conductoare. Această aproximare se aplică și în cazul structurilor complementare din FSS, adică aperturi în straturi metalice. În cazul FSS de tip apertură există o limitare, prin faptul că suprafața cavității/aperturii trebuie să fie mai mică decât suprafața celei unitate (rezultând o geometrie de tip rețea de fire metalice, cum este cazul ecranelor din construcția cuptoarelor cu microunde). În cazul FSS cu elemente metalice conductoare, lungimea acestora poate fi mărită prin tehnicile care țin de introducerea de meandre (elemente convolute) și de tehnicile fractale, după cum se va discuta în această lucrare. Sunt folosite în mod obișnuit celule unitate de tipul rețelelor de fire sau trasee metalice cu geometrii pătrate și hexagonale, acestea fiind denumite și rețele capacitive. Existența dimensiunii rezonante a elementului din celula unitate poate provoca apariția unor lobi secundari în câmpurile transmise și reflectate, aceasta constituind una dintre trăsăturile definitorii ale FSS [9].



## 2.3 Perspectivă asupra dezvoltării și progreselor de referință ale cercetărilor în domeniul FSS

FSS sunt investigate în detaliu de peste șase decenii, iar procesul evolutiv a dezvoltat o gamă variată de structuri, pornind de la geometriile simple la design-uri complexe cu aplicații în domeniul microundelor și în cel optic [15].

Cerințele stricte de performanță în aplicații avansate au declanșat progrese masive în tehnicile analitice, în managementul puterii de calcul utilizate în proiectare și în tehnologiile de fabricație. Potențialul uriaș al utilizării în scopuri militare a determinat studiul aprofundat al acestor suprafețe încă de la mijlocul anilor '60. Oficial, cel mai vechi brevet datează din anul 1919, aparținând bine-cunoscuților Marconi și Franklin.

Cercetările timpurii pe tema FSS au vizat dezvoltarea subrefletoarelor Cassegrain utilizate în antene parabolice. În timpul Războiului din Golful Persic, avionul Lockheed F-117 Nighthawk a fost lansat public de către forțele aeriene ale SUA, accentuându-se cu această ocazie importanța tehnologiei invizibile ("stealth") și a aplicării proprietăților FSS pentru realizarea acesteia. Deși controlul amprentei radar (RCS "Radar Cross-Section") este considerată cea mai relevantă aplicație a acestei tehnologii, se apelează la FSS în multe alte aplicații utile, acestea incluzând: radomuri [16] subrefletoare dicroice [17], echipamente RFID [18], antene de refracție [19] și ca ecranare împotriva interferențelor electromagnetice [20].

Performanța lor este oarecum limitată de complexitatea proiectării, inclusiv de cerințele de dimensiuni compacte și independență față de unghiul de incidență, precum și față de polarizarea undei EM, pentru acestea fiind impusă în mod constant optimizarea caracteristicilor de proiectare.

FSS tradiționale sunt de bandă îngustă și nu oferă un răspuns adecvat de filtrare spațială. Se fac cercetări ample cu scopul de a miniaturiza FSS și a optimiza răspunsul în frecvență cu o lățime de bandă (BW) cât mai mare, insensibilă la unghiuri de incidență cât mai ridicate și cu răspuns corespunzător în dublă polarizare. Structurile FSS monostrat s-au dovedit în multe cazuri ineficiente, având performanțe instabile la variația unghiului de incidență al undei EM și la polarizare. Pentru a depăși limitările FSS monostrat convenționale, au fost introduse FSS multistrat, care oferă un plus de flexibilitate la alegerea parametrilor geometrici și de material în vederea atingerii performanței dorite. În prezent, se apelează uneori la FSS bazate pe elemente fractale și arii miniaturizate, datorită naturii lor compacte [21]. Structurile FSS tridimensionale și FSS active au deschis noi orizonturi pentru tehnologia microundelor [22].

De asemenea, FSS încapsulate (cu tije și plăci metalice inserate, pe bază de rezonatoare cu diverse trepte de impedanță) [23], FSS integrate și structuri cu bandă electromagnetică interzisă (EBG) [24], FSS din metamateriale [25] fac parte dintre cele mai recente realizări implementate de cercetătorii din domeniul microundelor.

În trecut, proprietățile de dispersie ale FSS au fost deseori explorate prin tehnici de aproximare analitică, de exemplu, metoda circuitelor echivalente pentru a analiza caracteristicile de funcționare ale unor linii de transmisie echivalente (prin aproximare cvasistatică). Totuși, odată cu dezvoltarea structurilor mai complexe au fost din ce în ce mai mult exploatate metodele numerice ultramoderne, care folosesc condiții la limită (de frontieră) periodice (PBC – "Periodic Boundary Conditions") și care permit o analiză directă și o proiectare foarte precisă. Printre metodele numerice folosite se numără și metoda elementului finit (FEM), metoda momentelor (MoM),

metoda diferențelor finite în domeniul timp (FDTD), metoda ecuațiilor integrale (a elementelor limită) (IEM/BEM) etc. O tehnică bine cunoscută se bazează pe combinarea IEM/BEM cu MoM. Diferite modele de FSS și scheme de determinare a caracteristicilor EM prezentate de acestea sunt sintetizate în [9]. Prezentări generale ale diferitelor varietăți de FSS, din punct de vedere al conceptului structural, aplicațiilor și tipurilor de elemente de rețea, se găsesc în [26, 27].

În prezent, procesul de validare experimentală a înlocuit traductoarele tradiționale, de exemplu bolometrul, cu analizoare vectoriale de rețea moderne, cu capacități avansate de măsurare a amplitudinii și fazei câmpurilor EM dispersate de către structuri. Ușurința fabricării și eficiența economică (reducerea costurilor) sunt factori esențiali luați în considerare în proiectare, întrucât precizia imprimării motivului metalic impactează performanța unei FSS și se impune, de obicei, realizarea sa pe arii întinse ale unei suprafețe de acest gen.

Dacă se consideră o FSS simplă sau FSS multiple în cascadă, care prezintă o caracteristică de frecvență cu bandă trecere sau bandă de oprire, elementele de tip dipol și apertură, realizate prin metalizare pe o suprafață dielectrică sunt complementare și corelate în baza principiului lui Babinet. În general, aplicațiile cu FSS se bazează pe geometriile periodice și sunt reprezentate de o celulă unitate care se repetă la nesfârșit, dar implementările practice presupun o arie de celule unitate de dimensiuni finite. Acest lucru trebuie luat în considerare în proiectarea dispozitivelor bazate pe FSS care rezolvă diverse probleme ridicate de practica inginerescă.

De la introducerea termenului „metamaterial”, s-a remarcat o reală revitalizare a interesului față de structurile EM periodice, FSS inspirate de metamateriale fiind investigate în contextul filtrelor compacte, elementelor absorbante și aplicațiilor de detecție. Recent, a demarat cu mare interes folosirea structurilor periodice cu elemente tridimensionale (3D), acestea permițând curenților electrici să treacă prin componente la unghiuri adecvate până la suprafață și, astfel, putând fi proiectate geometrii de FSS insensibile la unghiurile de incidență ale undelor electromagnetice [28]. Structuri complexe, FSS sunt realizate cu tehnici avansate de fabricație prin îmbinarea straturilor consecutive de diverse forme și geometrii, cum ar fi caltrapul tetraedric, construit cu ajutorul unei imprimante care prin procesul de fabricație aplică filamente topite.

Odată cu intensificarea comunicațiilor prin satelit și dezvoltarea dispozitivelor de putere funcționând în impulsuri, FSS metalice nu s-au dovedit capabile să gestioneze eficient puterea/căldura generată de astfel de sisteme. În aplicații de acest gen, câmpul de mare intensitate, căldura generată de pierderi ohmice dielectrice și emisia periculoasă de electroni sunt probleme deosebit de frecvente având ca rezultate străpungerea și descărcarea electrică.

Ecranarea electromagnetică a avut întotdeauna parte de o atenție deosebită în domeniul cercetării, datorită aplicațiilor ce implică atenuarea interferențelor. Interferențele electromagnetice (EMI) pot provoca defectiuni echipamentelor electrice și electronice aflate în medii sensibile, iar ecranarea clasică a sursei de interferență poate să nu reprezinte cea mai bună soluție. În schimb, una dintre cele mai bune abordări o reprezintă protejarea dispozitivului sensibil prin utilizarea unei plase de sârmă sau a unei folii metalice ca ecran de tip EMI cu scopul de a proteja circuitele de câmpul radiat [9, 15]. Cu toate acestea, acest tip de tehnologie prezintă și un dezavantaj, și anume faptul că blochează toate transmisiile, indiferent de originea lor. Acest neajuns poate fi remediat prin utilizarea de suprafețe selective în frecvență, iar în plus FSS-urile de tip 2-D simplu strat prezintă niște avantaje considerabile în ceea ce privește miniaturizarea și ușurința de fabricare.

Multe configurații de suprafețe selective în frecvență raportate în literatura de specialitate existentă au fost construite pentru aplicații ce vizează ecranarea/izolarea electromagnetică. De exemplu, în [29] o spirală pătratică este utilizată pentru a absorbi radiația magnetică a radarului pentru banda X și banda Ku. Un pachet de elemente pătratice metalice perforate încorporate cu un substrat magnetic absorbant sunt raportate în [30] cu scopul de a îmbunătăți lățimea de bandă a absorbantelor radar. După cum este prezentat în [31], pe o structură dublu-strat, cu dipoli conductivi sub formă de cruce pe o parte a substratului și rezistivi pe cealaltă parte se asigură o bună ecranare WLAN. De asemenea, un element în formă de ancoră asigură o ecranare WLAN în două benzi de frecvență la 2.4 GHz și 5 GHz după cum este prezentat în [32]. Structurile fractale Minkowski sunt utilizate în componența unor FSS-uri multistrat pentru a asigura ecranare în banda X [33]. Inele metalice pătratice au fost utilizate ca absorbanți ai radiațiilor infraroșii, după cum este prezentat în [34]. În [35] este introdusă o structură FSS care este ușor de fabricat, bazată pe rezonatoare în inel metalizate pe un singur strat, cu rol de securizare a rețelelor fără fir (wireless). Un FSS alcătuit dintr-o matrice periodică de linii microstrip 2-D, având un răspuns ce prezintă o bandă interzisă largă, este propus în [36] pentru banda X. O suprafață selectivă în frecvență reglabilă, bazată pe o punte MEM a fost proiectată și fabricată pentru banda X [37]. Un polarizor circular multistrat a fost construit pe bază de inele circulare divizate, care acționează în banda Ka [38]. O topologie de structură periodică stabilă în trei benzi de frecvență este prezentată în [39], ea fiind alcătuită din bucle pătratice complementare suprapuse. Cu toate acestea, în majoritatea aplicațiilor amintite mai sus, caracteristica cea mai întâlnită a suprafețelor selective în frecvență este dată de limitarea la o lățime de bandă îngustă.

După cum se vede mai sus în lucrările citate, performanța unei suprafețe selective în frecvență depinde în mod semnificativ de mai mulți factori incluzând dar nelimitându-se doar la: geometria elementului, dimensiunea elementului, spațierea dintre elemente și permitivitatea relativă a substratului.

## **2.4 Filtre spațiale construite cu suprafețe selective în frecvență (FSS)**

Suprafețele selective în frecvență (FSS) reprezintă un subiect intens cercetat în domeniul compatibilității electromagnetice (EM), acestea reprezentând structuri periodice bidimensionale cu elemente de rețea metalică planară (dipoli sau aperturi) pe un substrat dielectric, capabile de transmisie și reflexie la o anumită frecvență de rezonanță [9]. În funcție de forma aleasă pentru elementul de rețea din celula unitate, o undă plană de intrare va fi transmisă, absorbită sau reflectată, integral sau parțial la anumite frecvențe. Acest lucru are loc când frecvența undei plane coincide cu frecvența de rezonanță a elementelor celulei unitate a FSS. Prin urmare, o FSS poate lăsa să treacă sau poate bloca undele EM având anumite frecvențe, care se propagă printr-un spațiu liber; de aceea, FSS având o astfel de proprietate sunt cel mai bine identificate drept filtre spațiale. În mod tradițional, dimensiunea elementului, forma și periodicitatea unei FSS generează fenomene de rezonanță.

Am putea spune că FSS sunt structuri periodice care exercită proprietăți de filtrare de tip trece-bandă sau oprește-bandă în funcție de frecvență și unghiul de incidență. Sunt construite de obicei în structuri de tip 2-D, 2,5-D sau 3-D. O caracteristică fundamentală ale FSS-urilor o reprezintă lățimea îngustă de bandă pe

care aceasta o exercită, ea ajutând la formarea de benzi interzise în anumite domenii de frecvență, respectiv de tipul de filtraj trece-bandă.

În intervale de frecvență din spectrul microundelor și al undelor optice, filtrarea spațială este cea mai răspândită operațiune din toate sistemele de procesare a semnalelor. Suprafețele selective în frecvență (FSS), denumite în acest caz și filtre spațiale, sunt folosite pentru a modifica unda EM incidentă pe suprafețe de acest gen și asigură caracteristici dispersive de transmisie și/sau reflexie. FSS sunt, de regulă, create de rețele metalice periodice de elemente pe un substrat dielectric. Modificarea adusă undei transmise poate avea loc atât în amplitudine și polarizare, cât și în fază în raport cu unda incidentă. Indiferent de situație, poate fi introdusă selectivitatea în raport cu polarizarea undei incidente pentru a atenua neregularitățile în funcționarea transmițătorului, selectivitate manifestată de asemenea printr-o modificare de fază sau de amplitudine a undei transmise. Pot fi facilitate o mulțime de aplicații în funcție de diverse cerințe, în funcție de natura modificării necesare a undei transmise. Profil redus, periodicitate redusă (număr redus de perioade necesar în implementarea practică), polarizare duală, stabilitate unghiulară, răspuns în frecvență multipolar cu un volum mai mare de rejecție în afara benzii și manufacturabilitate facilă sunt unele dintre proprietățile dorite ale FSS. Cu toate acestea, implementarea tuturor caracteristicilor de mai sus pentru a obține un design optimizat a reprezentat mereu o provocare pentru proiectanții de FSS [15]. Tehnici diferite de obținere a celor mai bune proprietăți EM utilizează diverse forme de elemente și parametri variabili de design geometric, precum ajustarea dimensiunii elementului structural (dipolul sau apertura), alegerea substratului dielectric și ajustarea spațierii inter-element.

### Teoria funcțională a FSS

Sunt cunoscute două metode de bază pentru a excita o structură periodică planară: o modalitate este reprezentată de unda plană incidentă (caz în care structura are un rol pasiv) iar alta apelează la generatoare atașate unor elemente individuale (structura având un rol activ). În prima metodă, o parte din unda plană incidentă ( $E_i$ ) va fi parțial transmisă în direcția propagării ( $E_t$ ), iar o parte se va reflecta specular ( $E_r$ ). Amplitudinea undei reflectate  $E_r$  poate fi calculată în raport cu unda incidentă  $E_i$ , pe baza coeficientului de reflexie pentru câmp electric. Coeficientul de reflexie speculară ( $\Gamma$ ) poate fi definit cu formula:

$$\Gamma = E_r/E_i \quad (1)$$

În mod similar, coeficientul de transmisie ( $T$ ) poate fi definit pe baza intensităților de câmp electric incident ( $i$ ) și transmis ( $t$ ) cu formula:

$$T = E_t/E_i \quad (2)$$

În cazul suprafețelor active, generatoarele de tensiune trebuie să prezinte aceeași amplitudine, precum și o variație liniară de fază la nivelul tuturor elementelor structurii pentru ca suprafața să poată fi considerată una periodică [9]. Rețelele dipolare și cele cu aperturi, având elemente de formă similară, constituie rețele complementare astfel încât, dacă cele două rețele sunt poziționate una deasupra celeilalte (în cascadă), se creează un plan conductor perfect. Coeficientul de transmisie al unei rețele este egal cu coeficientul de reflexie speculară al rețelei sale complementare, situație denumită în termeni simpli principiul lui Babinet. Pentru a obține o rezonanță stabilă la variația a unghiului de incidență a undei electromagnetice

pentru o suprafață periodică, o soluție constă în asigurarea unei spațieri inter-element foarte mici ( $<0,4\lambda$ ) [9]. Principiul lui Babinet se aplică dacă suprafața este infinit subțire, în caz contrar acesta descrie doar aproximativ situația reală.

Structurile FSS (capacitive și inductive), denumite și filtre spațiale, sunt similare filtrelor de microunde potrivit teoriei circuitelor echivalente. Caracteristicile de filtrare ale FSS pot fi clasificate în cele patru tipuri clasice cunoscute, pentru frecvențe joase (trece-jos), pentru frecvență ridicată (trece-sus), cu bandă de oprire și cu bandă de trecere. Filtrele cu FSS pentru frecvențe joase permit trecerea prin structură a unei game de frecvențe mai scăzute și facilitează rejecția semnalelor cu frecvențe mari. Funcționarea filtrelor FSS pentru frecvență ridicată este opusă funcționării filtrului pentru frecvențe joase, iar structura corespunzătoare se poate deduce aplicând principiul Babinet. În mod similar, filtrul FSS cu bandă de oprire blochează frecvențe nedorite, în timp ce filtrul FSS cu bandă de trecere permite trecerea semnalelor doar pentru un anumit interval de frecvență. Pentru o funcționare rezonantă dorită, FSS sunt proiectate ca arii periodice de dipoli metalici și/sau aperturi gravate pe un material dielectric. Selecția corespunzătoare de elemente ce vor alcătui matricea FSS, forma, dimensiunea și materialul substratului reprezintă cele mai importante aspecte ale procesului de proiectare.

Teoria funcțională a structurilor pe bază de FSS a fost explicată în detaliu de către Munk [9]. Fig. 2-1 prezintă funcționalitatea FSS realizată de o rețea autorezonantă. În termeni simpli, când undele EM sunt incidente pe structura FSS, acestea excită curenți electrici în elementele metalice. Nivelul energiei cuplate definește amplitudinea curenților produși. Acești curenți generați funcționează și ca surse de unde EM, generând câmpuri suplimentare dispersate. Câmpurile EM incidente combinate cu aceste câmpuri dispersate alcătuiesc câmpul rezultat din proximitatea FSS. Prin urmare, curenții necesari și caracteristicile de câmp se pot obține prin intermediul unor elemente corect proiectate și generează răspunsul cu efect de filtrare necesar.

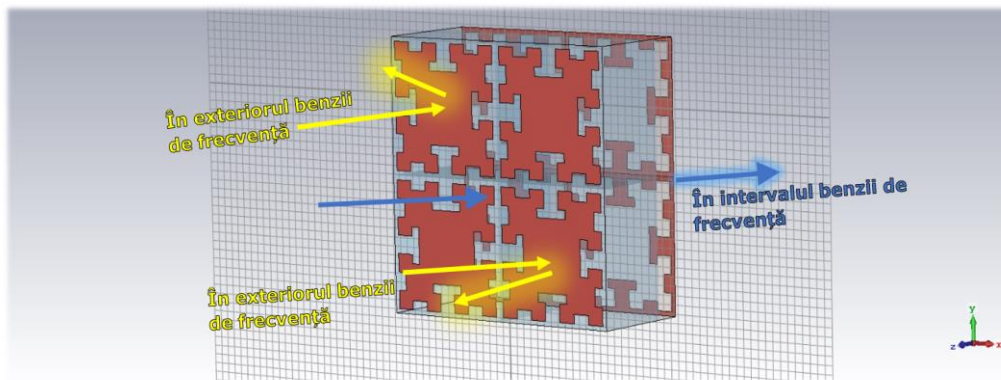


Fig. 2-1 Funcționalitatea unei FSS (adaptată după [27])

Elementele de tip dipol (FSS dipolare) sunt utilizate pentru a opera ca filtre cu bandă de oprire în calea undelor plane de intrare și funcționează ca suprafețe complet reflectante într-o bandă îngustă de frecvențe. Complementarele acestora, elementele de apertură (FSS cu fante), demonstrează caracteristici cu bandă de trecere, însemnând faptul că ele se comportă ca suprafețe transparente în raport cu unde EM incidente în cadrul benzii operaționale de frecvențe. Cu toate acestea, pentru a satisface necesitățile funcționale pentru o varietate de aplicații EM, FSS

convenționale, bazate pe structuri simple de dipoli și aperturi se caracterizează printr-o utilizare limitată, fapt cauzat de răspunsul de filtrare inadecvat, stabilitatea unghiulară redusă și lățime îngustă de bandă.

Fig. 2-2 prezintă două tipuri de bază de elemente, circuitele echivalente și răspunsurile de filtrare pentru FSS care permit trecerea unor frecvențe joase și ridicate [9]. Dipolii metalici ai FSS creează rezistență (R) și inductanță (L), în timp ce decalajele între elementele metalice generează capacitate electrică (C). Se aplică principii simple de electrostatică pentru a estima valorile elementelor pasive din structura FSS, de exemplu, inductanța (L) unui fir sau inductanța mutuală dintre două fire paralele, sau capacitate electrică (C) dintre două plăci paralele. Un răspuns necesar de filtrare este construit așadar prin combinarea acestor elemente capacitive și inductive. Totuși, orice modificare a parametrilor dimensionali ai FSS determină o variație echivalentă a valorilor L și C. Din punct de vedere fizic, când o celulă unitate a unei FSS este iluminată de o undă EM, aceasta poate fi convertită într-un circuit rezonant echivalent. Frecvența de rezonanță se poate determina de exemplu conform cu (3), unde L și C reprezintă inductanța, respectiv capacitatea electrică echivalente ale unei celule unitate din FSS și circuitul echivalent este de tip LC

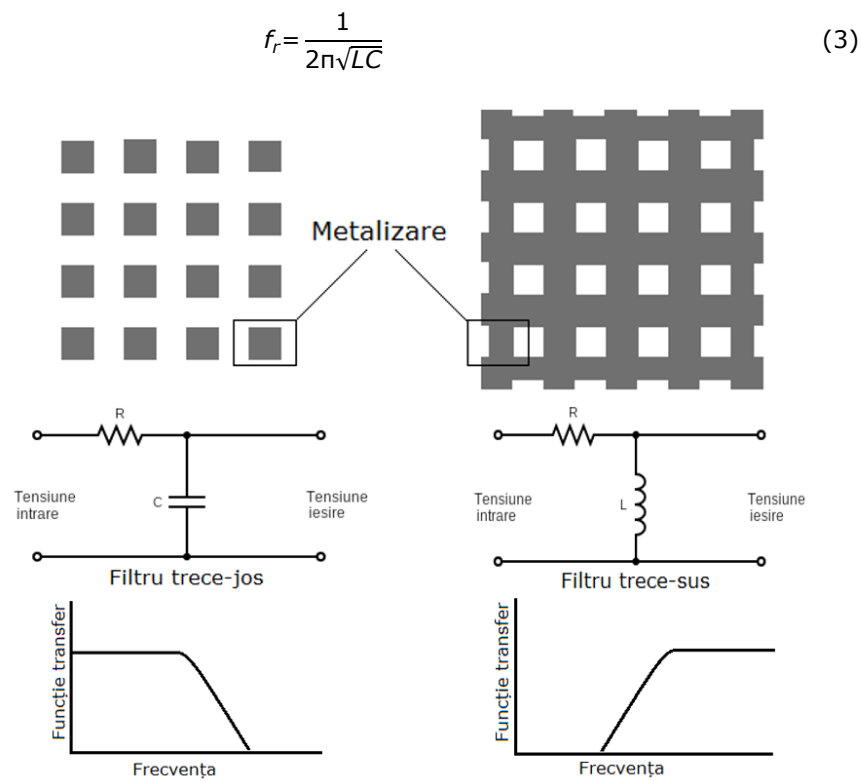


Fig. 2-2 Structură FSS periodică compusă din elemente rezonante complementare, circuitele lor echivalente și răspunsurile în frecvență. Elementele dipolare manifestă un răspuns capacitiv (filtru trece-jos), în timp ce elementele matricei de tip rețea metalică cu aperturi manifestă un răspuns inductiv (filtru trece-sus). Rezistențele modelează pierderile ohmice și dielectrice (adaptată după [27])

Alegerea unui element adecvat de rețea este esențială în proiectarea FSS. Deși au fost implementate diverse geometrii pentru celule unitate, unele dintre acestea sunt mai ușor controlabile și astfel au ajuns mai cunoscute în comunitatea științifică. Pe baza proprietăților rezonante ale acestora, o clasificare a elementelor celor mai frecvent utilizate în construcția FSS este sintetizată în [26]. De reținut faptul că numărul de rezonanțe se află în legătură directă cu numărul elementelor agregate și de interacțiunea dintre acestea este de asemenea important de amintit faptul că valorile elementelor schemelor circuitale echivalente depind de unghiul de incidență și de poalrizarea undei incidente. De obicei, aceste se construiesc pentru incidența normală a undei.

## 2.5 Clasificarea suprafețelor selective în frecvență

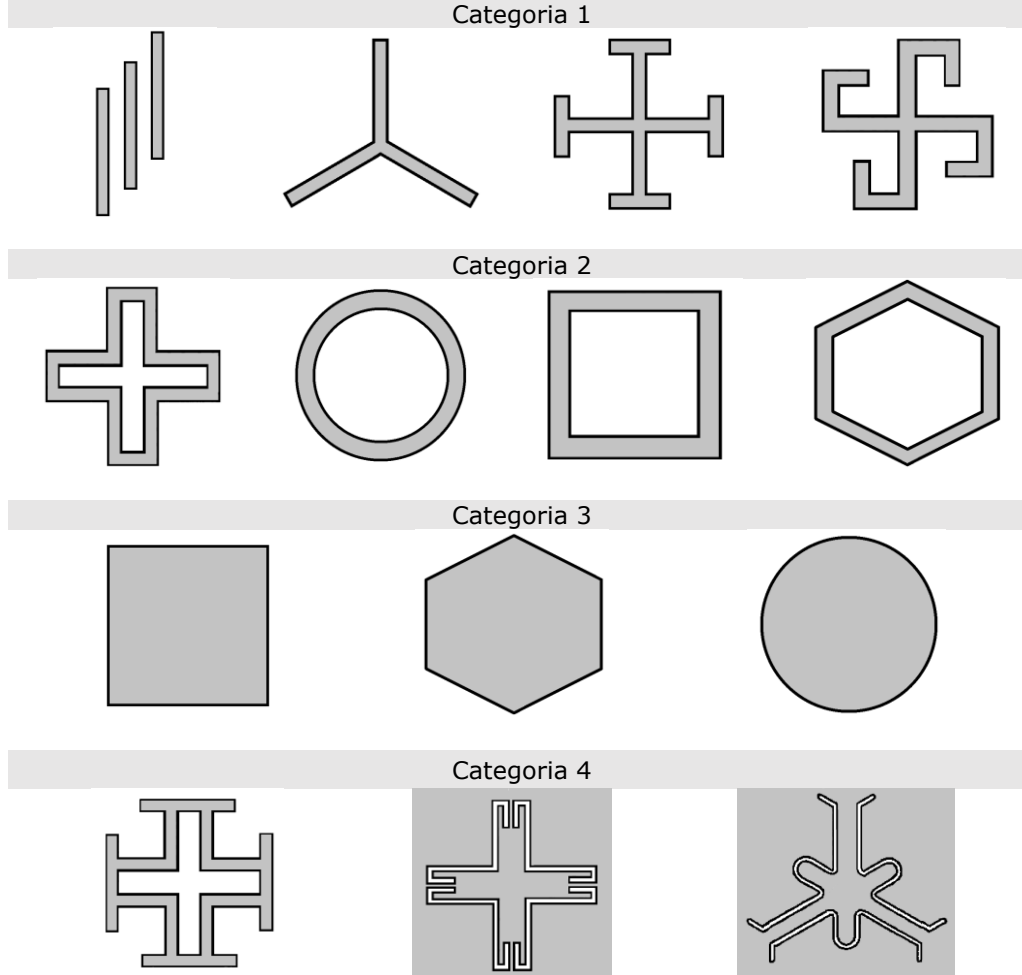
În următoarea secțiune este prezentată o clasificare a FSS pe baza elementului ce compune celula unitate, designului structural și din punctul de vedere al aplicațiilor.

Pe baza cercetărilor efectuate până în prezent, FSS pot fi grupate după trei criterii: în funcție de elementul constructiv al rețelei (cu element de bază, cu elemente convolute, cu elemente fractale), în funcție de structura constitutivă (monostrat, multistrat, antenă-filtru-antenă; tridimensionale) și în funcție de aplicație (FSS absorbante, active, portabile, optice etc) [9].

După elementul de bază, clasificarea se ramifică în următoarele patru categorii de elemente, după cum sunt ilustrate în tabelul 2-1. Acesta conține:

- Categoria 1: elemente drepte, dipoli conectați într-un punct central, dipoli de tip N, cruce de tip Jerusalem, spirală pătratică
- Categoria 2: bucle circulare, pătratice, hexagonale
- Categoria 3: microbenzi metalice cu interior solid sau metalizări de diverse geometrii
- Categoria 4: combinații ale grupurilor anterioare.

Tabel 2-1 Principale categorii ale FSS (adaptată după [9])



În funcție de permitivitate și cu o spațiere inter-element suficient de mare (pentru a minimiza interacțiunile dintre rezonatoarele din celule unitate adiacente), o FSS de acest gen rezonază când circumferința elementului este aproximativ egală cu lungimea de undă [9]. Lățimea de bandă crește când se reduce spațierea inter-element. Pe de altă parte, la o anumită distanță dintre celulele unitate mai mică, va crește și capacitatea electrică inter-element, împingând astfel frecvența de rezonanță către limita inferioară. Pentru a elimina această discrepanță și a reveni la frecvența dorită de rezonanță, circumferința unui element ar trebui să fie redusă.

În mod practic, o proprietate generală a FSS construite pe bază de dipoli sau aperturi este că acestea produc rezonanță când dimensiunea dipolilor sau a cavităților din celula unitate atinge o valoare echivalentă cu jumătate din lungimea de undă. Totuși, această limitare poate fi depășită minimizând dimensiunile electrice ale celulei unitate sau alegând periodicități spațiale la nivelul sublungimii de undă pentru a asigura lipsa sensibilității la variații ale unghiului de incidență și ale polarizării. Pentru



a facilita o astfel de cerință, în [40] autorul propune o FSS cu elemente miniaturizate, în cazul căreia rețeaua metalică periodică dipolară este imprimată pe o parte a unui substrat dielectric, realizând astfel o grilă capacitivă. Modele de tip rețea metalică cu aperturi (grilă inductivă) cu periodicitate la nivelul sublungimii de undă sunt dispuse pe cealaltă parte. Atât stratul capacitiv, cât și cel inductiv, în combinație cu substratul dielectric, produc un circuit LC paralel rezonant. Având o astfel de dispunere structurală, este posibilă organizarea unei cantități mari de celule unitate într-un spațiu compact, aspect de importanță practică pentru unele aplicații sensibile care necesită un spațiu restrâns, precum radomurile. De remarcat faptul că se poate obține în mod eficient un front arbitrar de fază folosind celule unitate miniaturizate, ceea ce poate reduce sensibilitatea unghiulară față de unda plană incidentă. Totuși, construcția structurilor cu FSS duble sau multistrat întâmpină și dificultăți introduse de erorile rezultate din procesul de fabricație, prezintă un răspuns sensibil la variația unghiulară, precum și pierderi semnificative de inserție la rezonanță, din cauza efectelor puternice produse de câmpul electric localizat în mediul dielectric cu pierderi.

### 2.5.1 Structuri convolute

Unele aplicații necesită FSS-uri miniaturizate, în special în cazul radomurilor, unde proprietatea suplimentară de flexibilitate mecanică reprezintă o provocare pentru proiectanții de FSS. Sunt de dorit suprafețele selective în frecvență cu dimensiuni electrice relativ mici, astfel încât dimensiunea celulei unitate să poată fi redusă fără a afecta stabilitatea unghiulară. S-a dovedit în [41] că geometria cu buclă pătratică convolută poate prezenta o mai bună stabilitate la polarizare comparativ cu elementul simplu. Mai mult, în [42] s-a demonstrat că celulele unitate mai mici sunt mai puțin distorsionate pentru o anumită valoare a curburii. Prin convoluția buclilor pătratice, aria elementului ce compune celula unitate poate fi minimizată cu un factor semnificativ care poate depăși un ordin de mărime.

Conceptul de convoluție a elementelor cu scopul de a reduce dimensiunea celulei unitate reprezintă o abordare constructivă menită să reducă aria structurilor curbate și evident să izoleze efectul lobilor secundari de rezonanță fundamentală.

Prima FSS cu elemente miniaturizate convolute a apărut în [41], iar în Fig. 2-3 este reprezentată o astfel de structură. După cum este prezentat în [42], acest tip de FSS oferă o ecranare eficientă în banda X, oferind un răspuns stabil atât la polarizări de tip TE cât și TM pe o gamă largă de unghiuri incidente cu valori cuprinse între 0 și 60°.

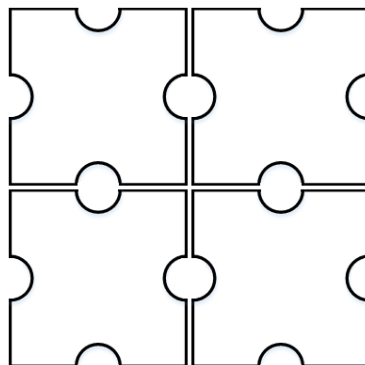


Fig. 2-3 Geometria unei structuri convolute (adaptată după [42])

### 2.5.2 FSS pe bază de fractali

În prezent, cercetări importante în ingineria microundelor sunt raportate în proiectarea și dezvoltarea unor designuri noi de FSS bazate pe teoria geometriei fractale, date fiind caracteristicile sale atractive [43]. Prin diverse tipare geometrice se pot genera fractali utilizând o procedură iterativă de un număr infinit de ori [44]. În practica FSS, numărul de iterații este însă redus, astfel că structurile utilizate sunt de fapt prefractale. Primele FSS cu elemente fractale au fost inițial propuse în [41] în ideea de a reduce dimensiunea structurii prin ocuparea mai densă a spațiului din celula unitate, aplicând curbele de umplere a spațiului propuse de Hilbert și Minkowski. Ulterior, publicarea unor noi structuri inovative, a conturat pentru ingineri perspective favorabile de investigare a aplicabilității în domeniul FSS a acestora. Caracteristici importante de performanță specifice rețelelor fractale includ: metodologii eficiente de reducere a dimensiunii celei unitate, comportament multibandă, design cu lobi secundari atenuați și algoritmi eficienți de optimizare pentru formarea fasciculelor difractate prin utilizarea caracterului recurent al fractalilor [45].

FSS fractale sunt cunoscute pentru autosimilaritatea lor, creând cu ajutorul acestora un răspuns de bandă multiplă și un aspect compact. De asemenea, impactul fractalizării asupra răspunsului în frecvență a fost investigat prin intermediul factorului de scalare, al nivelului de iterație și al lățimii elementelor metalice. Este dovedit faptul că, odată cu creșterea lungimii electrice a dipolilor fractali, se obține o scădere a frecvenței de lucru și, din acest motiv, se observă o diminuare a dimensiunilor structurale. Fig. 2-4 oferă o prezentare generală a formelor fractale cel mai des utilizate în cercetările recente [27].

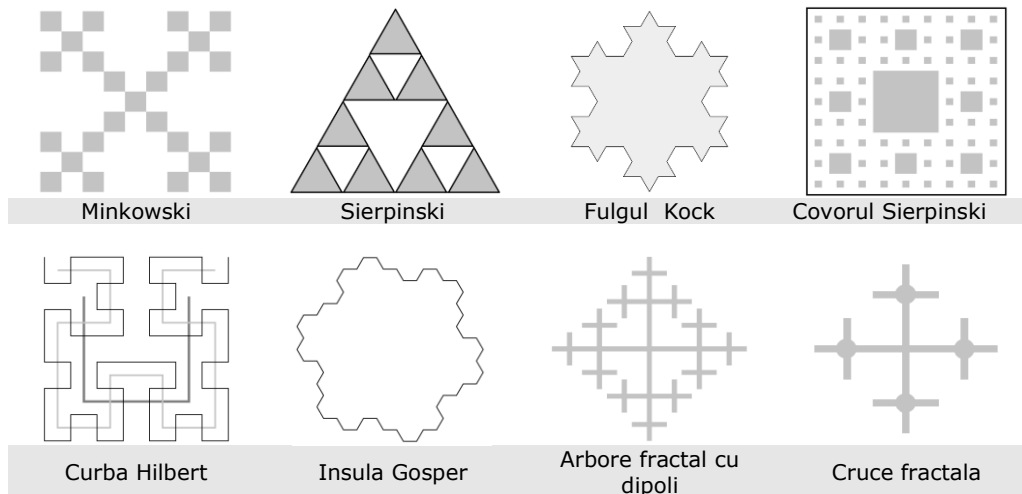


Fig. 2-4 Geometriile cele mai utilizate în aplicațiile FSS (adaptată după [27])

Fractalii ocupă o suprafață mică dată fiind eficiența lor în utilizarea spațiului. De exemplu, dipolul Koch este mult mai mic decât un dipol metalic liniar, în timp ce ambii rezonează la aceeași frecvență. O curbă Koch este generată printr-un proces iterativ, după cum este descris în [46] și în Fig. 2-5. Întreaga lungime a unei curbe Koch în a N-a sa iterație este  $(4/3)^N$  din lungimea de la iterație zero (o linie dreaptă). Prin urmare, un dipol Koch care începe și se termină în același puncte ca dipolul său liniar analog oferă, practic, o lungime mult mai mare și, în acest fel, o frecvență mai

redușă de rezonanță. Așadar, o proprietate interesantă a fractalilor este reprezentată de posibilitatea de a integra o curbă arbitrar de lungă în limitele unei suprafețe sau ale unui volum specificat.

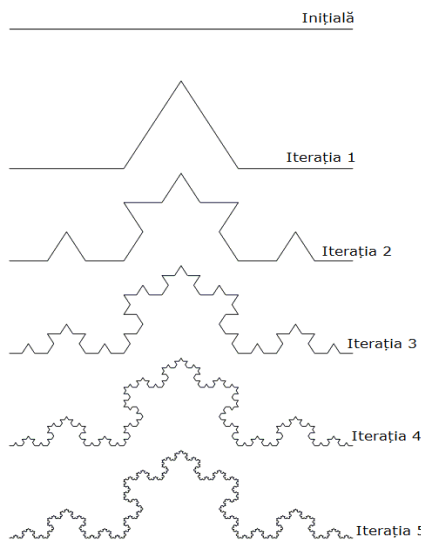


Fig. 2-5 Generarea cubei Kock [46]

### Dimensiunea fractalului și generarea sa prin sistem de iterații succesive

Pentru a obține figuri autosimilare, structura geometrică fractală va fi divizată printr-o funcție iterativă de scalare în jos cu replici ale sale. Dacă raportul de scalare îl vom nota cu „RS” iar „N” va reprezenta numărul de replici ale geometriei inițiale care urmează să fie realizate, atunci dimensiunea de autosimilaritate notată cu „DAS” va fi [46]:

$$DAS = \frac{\log N}{\log(1/RS)} \quad (4)$$

Ca exemplu, patru replici ale unui fractal de tip pătrat pot fi realizate cu  $RS = 1/2$ , nouă replici pot fi realizate cu un  $RS = 1/3$ , iar 16 replici pot fi realizate cu un raport  $RS = 1/4$ , sau  $M^2$  replici ale lui  $RS = 1/M$ . Folosind formula de mai sus, dimensiunea raportului de autosimilaritate va avea tot timpul valoarea 2. Utilizând acest tip de abordare, se poate determina dimensiunea de autosimilaritate a mai multor geometrii fractale.

O îmbunătățire a lățimii de bandă a FSS se poate obține prin dispunerea în cascadă a două sau mai multe straturi de elemente fractale, iar o abordare privind dezvoltarea FSS în bandă duală sau bandă multiplă se axează pe crearea unor geometrii cu elemente fractale diferite. Integrarea unor geometrii cu motive fractale diferite permite obținerea unor caracteristici de filtrare multibandă cu domenii de frecvență diferite, precum și ajustarea frecvenței de rezonanță și a lățimii de bandă. Astfel de FSS multibandă au utilizare în proiectarea modernă a construcțiilor civile cu propagare optimizată pentru mediile din interior.

Unele aplicații ale structurilor fractale vor fi prezentate pe parcursul acestei lucrări.

# **3 EFECTUL MODULAȚIEI GEOMETRICE ASUPRA DIAGRAMEI DE DISPERSIE A UNEI STRUCTURI PERIODICE 2D CONSTRUITĂ ÎN TEHNOLOGIA STRIPLINE**

## **3.1 Introducere**

În acest capitol se prezintă impactul pe care îl are modulația geometrică asupra unei structuri metalice periodice, modul în care sunt modificate lățimile benzilor interzise, proprietățile de dirijare a undelor și viteza de grup asociate unor moduri de propagare [47].

## **3.2 Generalități și studiu bibliografic**

Tehnologia cablajelor imprimate (PCB – Printed Circuit Boards) oferă mijloace foarte convenabile pentru construirea structurilor care sunt periodice în două direcții ortogonale [6]. Mediul periodic este infinit prin definiție. Cu toate acestea, regiunile finite care conțin un număr suficient de perioade s-au dovedit a fi utile în diverse aplicații legate de inginerie, precum alimentarea antenelor, filtrarea semnalelor, suprimarea zgomotului de plăci paralele în circuitele de mare viteză (ținând de domeniul integrității semnalelor) și în aplicații de inginerie a dispersiei cum este holografia în domeniul microundelor. În plus, integrarea dispozitivelor semiconductoare, precum dioda varicap și tranzistorul, au permis construirea de medii periodice cu geometrie comutată electronic.

Propagarea undelor prin diverse medii periodice are o lungă istorie în diverse domenii ale științei și tehnologiei, precum Fizica și Optica [48, 49].

Un subiect de cercetare interesant este cel legat de modularea geometriei unei structuri periodice date pentru a obține o altă structură cu o perioadă diferită în cazul unei modulații coerente sau o structură neperiodică atunci când modulația este necoerentă. Cu o modulare coerentă se produce o divizare a benzii și se obține o nouă diagramă de dispersie (DD)[50] cu un conținut de benzi electromagnetice interzise (EBG – "Electromagnetic Band Gaps") mai consistent decât cel inițial, iar cu o modulație necoerentă, conținutul de EBG este de asemenea îmbogățit, având uneori o structură fractală. Un exemplu de modulare coerentă a unei structuri periodice 1D în domeniul de frecvență al microundelor a fost raportat în [51].

În secțiunea următoare se va evalua efectul modulației geometrice asupra propagării undelor electromagnetice într-o structură periodică construită în tehnologia stripline, prin intermediul diagramei complete de dispersie 2D calculată cu ajutorul programului CAD [52]. Deși consumă mult timp, s-a ales calcularea diagramelor de dispersie în format 3D (adică frecvența în funcție de spațiul numerelor de undă 2D), în acest fel putându-se trage concluzii privind frecvența modurilor corespunzătoare tuturor numerelor de undă, asupra EBG-urilor, iar viteza de grup poate fi determinată ca vector pentru toate direcțiile de propagare în mediul periodic. În următoarele

subcapitole sunt descrise geometria, parametrii materialului structurii și sunt prezentate rezultatele simulărilor.

### 3.3 Structura stripline

Celula unitate a unei structuri periodice inițiale este prezentată în Fig. 3-1. Această structură geometrică a fost introdusă pentru prima dată în [53] unde i-au fost evaluate performanțele din punct de vedere al aplicațiilor ce vizează integritatea semnalelor. Apoi, aceeași geometrie a mai fost folosită în [54], dar cu materiale și parametrii geometrici diferiți, în care s-a urmărit efectul modulației geometrice asupra conținutului de EBG al structurii periodice în funcție de diverși parametri. Evaluarea curentă diferă de [54] prin trei aspecte care aduc informații suplimentare: a) diagramele de dispersie sunt calculate în întregul plan  $k$ , în timp ce în [54] au fost evaluate pe marginile triunghiului spectral  $TXM\Gamma$  care are rolul de limită pentru prima zonă ireductibilă, Brillouin [50]; b) modulația geometriei are un parametru diferit și c) sunt studiate modificări ale vitezei de grup care au loc în urma modulației geometrice, acest lucru fiind posibil datorită cunoașterii diagramei de dispersie 3D.

Structura periodică a stripline-ului este delimitată de două planuri metalice, asemenea unui ghid de undă (planul metalic superior a fost îndepărtat în Fig. 3-1 pentru a se putea vizualiza interiorul celulei unitate). Celula unitate constă dintr-o metalizare ("patch") de formă eliptică, conectată la planul inferior metalic prin patru cilindri cu pereții metalici. Structura considerată este una neomogenă, deoarece este alcătuită din două straturi dielectrice cu constante dielectrice diferite așa cum este prezentat în Fig. 3-1. Valorile constantelor dielectrice au fost alese într-o anumită manieră pentru a asigura o gamă mică de frecvență pentru modurile de propagare (obținerea de moduri plate) și, prin urmare, valori convenabile de mari pentru EBG-uri [55]. Această caracteristică importantă va permite demonstrarea efectului modulației geometrice, după cum se va prezenta în subcapitolul următor. Două corugații metalice de formă eliptică sunt plasate pe partea superioară a întregului pachet metalic pentru a reduce viteza de fază a undelor, din motivele prezentate în [53]. Corugațiile eliptice au semiaxele,  $a_x = 4.5$  mm,  $b_x = 0.6$  mm și  $a_y = 3.6$  mm, respectiv  $b_y = 0.9$  mm, iar înălțimile  $h_c = t/2 = 0.32$  mm.

### 3.4 Diagrama de dispersie 2D a unei structuri stripline

Se poate realiza o înțelegere completă a efectului modulației prin calcularea diagramei de dispersie 2D corespunzătoare structurii periodice obținute prin repetarea infinită a celulei unitate din Fig. 3-1 în direcțiile  $x$  și  $y$ . Această diagramă de dispersie este reprezentată în Fig. 3-2 pentru primele cinci moduri de propagare. Se poate observa apariția unei EBG mari între modurile 1 și 2 și alte EBG-uri mai mici apar între modurile 2 și 3, respectiv 3 și 4. Intervalele de frecvență și lățimea de bandă ale EBG sunt după cum urmează:

- EBG1 = (1.0466 .. 5.4643) GHz = 4.4177 GHz
- EBG2 = (5.6093 .. 6.4822) GHz = 0.8728 GHz
- EBG3 = (6.6649 .. 8.2657) GHz = 1.6008 GHz

30 Efectul modulației geometrice asupra diagramei de dispersie a unei structuri periodice 2D construită în tehnologia Stripline - 3

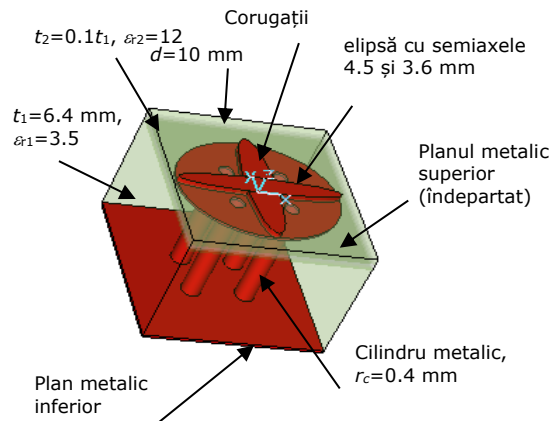


Fig. 3-1 Geometria celulei unitate a structurii periodice nemodulate [47]

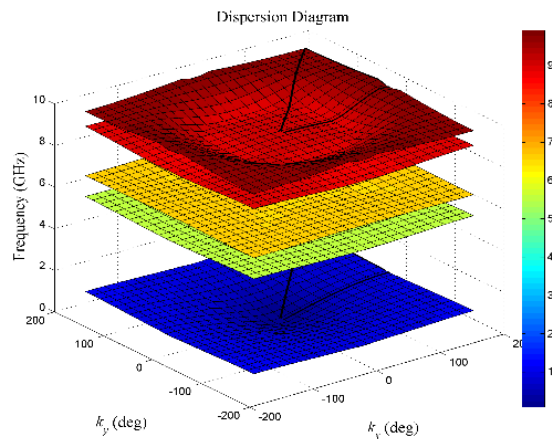


Fig. 3-2 Diagrama de dispersie (DD) – primele 5 moduri [47]

Vitezele de grup pentru modurile de propagare 1 și 2 sunt reprezentate în Fig. 3-3 și Fig. 3-4 ele fiind calculate pe baza gradientului suprafeței din DD. Cele 2 reprezentări ne arată că modul 1 are o regiune de izotropie mult mai mare decât modul 2. Cu toate acestea, în ambele cazuri viteza de grup este pozitivă, în sensul că vectorul asociat face un unghi mai mic de  $90^\circ$  cu vectorul vitezei de fază (produsul scalar al celor doi vectori este pozitiv).

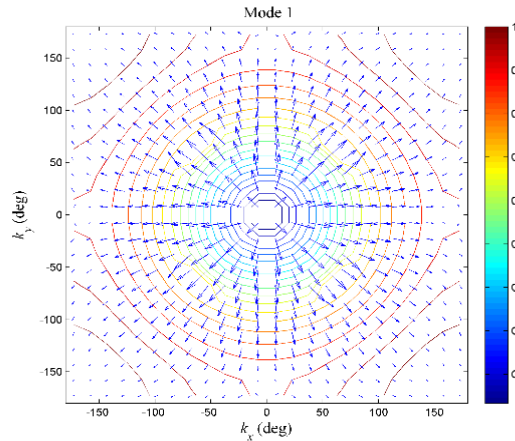


Fig. 3-3 Vitezele de grup pentru structura periodică nemodulată – modul 1 [47]

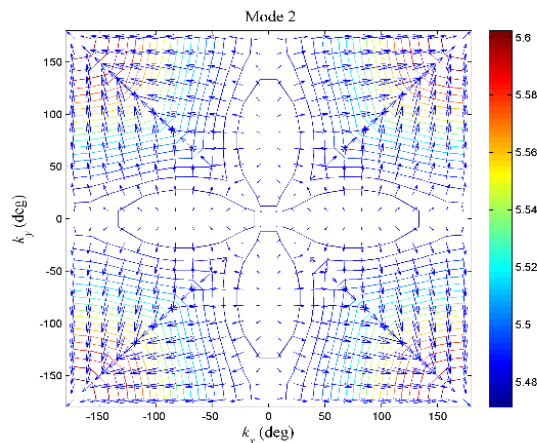


Fig. 3-4 Vitezele de grup pentru structura periodică nemodulată – modul 2 [47]

Fig. 3-5 reprezintă un alt mod de vizualizare a diagramei de dispersie, aceasta fiind calculată cu ajutorul modului de calcul „eigenmode solver” din [52], dar având în vedere o celulă unitate de patru ori mai mare decât cea adevărată (de două ori mai mare în ambele direcții  $x$  și  $y$  în raport cu sistemul de referință din Fig. 3-1. Fig. 3-5 (a) reprezintă graficul corespunzător primelor 3 moduri de propagare din Fig. 3-2 (de remarcat intervalul de frecvență al modurilor), în timp ce Fig. 3-5 (b) detaliază primul mod. Devine evident faptul că fiecare mod din Fig. 3-2 este redat de patru suprafețe în Fig. 3-5. Explicația provine din faptul că, în momentul când perioada este mărită de la  $d$  la  $2d$  în cele două direcții ortogonale, eigensolver-ul consideră  $2d$  ca fiind perioada reală a structurii și, pe de altă parte, va calcula aceleași frecvențe corespunzătoare numerelor de undă, indiferent de perioadă. Numerele de undă normalizate sunt în intervalul  $(-180^\circ \dots 180^\circ) \times (-180^\circ \dots 180^\circ)$  când perioada este

### 32 Efectul modulației geometrice asupra diagramei de dispersie a unei structuri periodice 2D construită în tehnologia Stripline - 3

$d$  în ambele direcții și în  $(-90^\circ \dots 90^\circ) \times (-90^\circ \dots 90^\circ)$  când perioada din fiecare direcție este  $2d$  (a se vedea Fig. 3-2) și Fig. 3-5). În consecință, relațiile dintre suprafețele de pe diagramele de dispersie din Fig. 3-2 și Fig. 3-5 sunt explicate printr-o simplă transformare între cele două game.

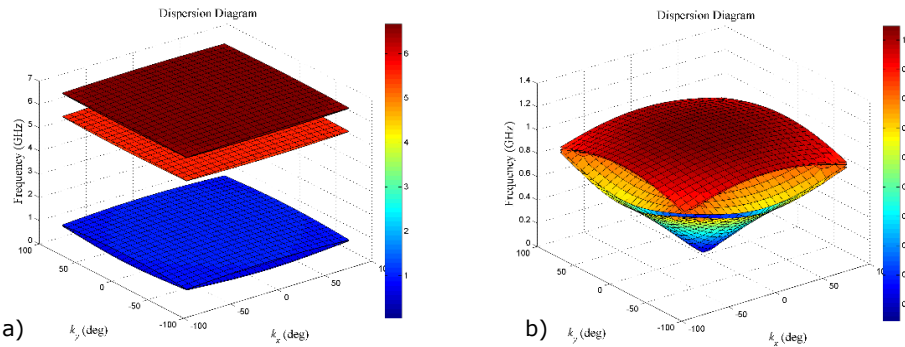


Fig. 3-5 DD cu perioada de doua ori mai mare în ambele direcții  $x$  și  $y$ : a) primele trei moduri corespunzătoare Fig. 3-2; b) detaliile primului mod [47]

### 3.5 Structura stripline modulată

Înălțimile corugațiilor au fost modulate pe direcția diagonalei, cu un indice de modulație de 50%, iar perioada adevărată în cele două direcții ortogonale este în acest moment  $2d$ , așa cum este prezentat în Fig. 3-6.

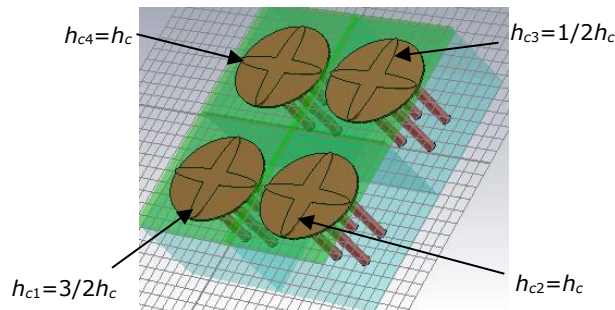


Fig. 3-6 Modelul CAD pentru modulația geometriei structurii periodice [47]

Diagrama de dispersie a structurii modulate prezintă noile benzi interzise (EBG) care se pot observa în Fig. 3-7 pentru (a) primele 5 moduri și detaliat (b) pentru primul mod. Suprafețele din Fig. 3-5 și 3-7 ocupă intervale de frecvență aproximativ similare. Cu toate acestea, în cazul structurii modulate, fiecare suprafață reprezintă un mod adevărat (spre deosebire de cazul din Fig. 3.5), astfel încat putem spune că fiecare mod al structurii nemondate s-a împărțit în patru moduri după modulare. Se poate vedea că cele patru moduri vizibile în Fig. 3-7 (b) sunt legate de primul mod din Fig. 3-7 (a). Noile game de frecvențe și lățimile primelor două EBG-uri prezentate în paragraful anterior sunt după cum urmează:

- EBG1 =  $(1.0669 \dots 5.3462)$  GHz = 4.2793 GHz



- EBG2 = (5.7439 .. 6.2874) GHz = 0.5435 GHz

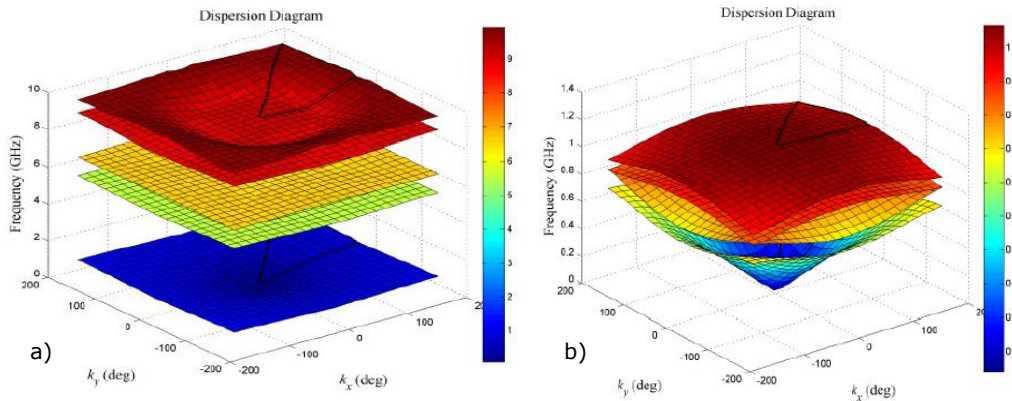


Fig. 3-7 Diagrama de dispersie asociată structurii modulate:  
a) pentru primele 5 moduri; b) primul mod detaliat [47]

O caracteristică importantă care trebuie luată în considerare, este reprezentată de impactul semnificativ asupra vitezei de grup al undelor în urma modulației. Viteza de grup pentru al doilea mod este reprezentată în Fig. 3-8 (a) pentru structura nemodulată, iar în Fig. 3-6 (b) pentru structura modulată. Comparând rezultatele din Fig. 3-8 (a) și (b) rezultă faptul că regiunile de izotropie sunt mai mari pentru structura modulată, aceasta reprezentând doar una dintre caracteristicile interesante pe care le oferă schema propusă.

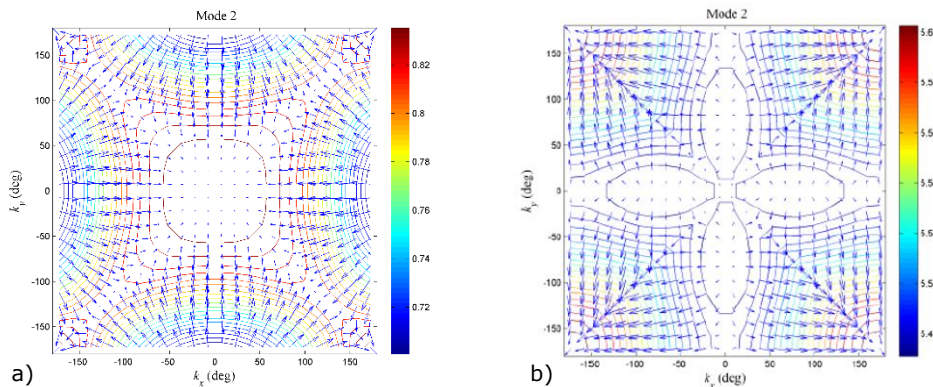


Fig. 3-8 Viteza de grup a modurilor de propagare pentru:  
a) structura nemodulată; b) structura modulată [47]

### **3.6 Concluzii și contribuții**

În acest capitol, a fost ilustrat efectul pe care îl are modulația geometrică asupra unei structuri metalice periodice, cum sunt modificate proprietățile de conducție a undelor și viteza de grup asociată modurilor de propagare pentru o structură construită în tehnologia stripline, evaluarea efectuându-se prin intermediul unei diagrame complete de dispersie 2D. A fost descrisă geometria structurii, parametrii materialului și au fost prezentate rezultatele simulărilor. S-a arătat că atât proprietățile de conducție a undelor cât și viteza de grup asociate unor moduri de propagare și-au schimbat direcția în urma modulației geometrice. Această modulare are de asemenea un impact asupra regiunilor de izotropie a structurilor. Modularea suprafețelor periodice stripline poate fi utilizată în construcția suprafețelor cu geometrii comutate electronic. Soluția propusă are aplicații cu potențial relevant în ingineria dispersiei.

## **4 APLICAȚII ALE SUPRAFETELOR SELECTIVE ÎN FRECVENȚĂ**

### **4.1 Introducere**

În acest capitol se vor prezenta structurile electromagnetice periodice, proiectate cu scopul de a filtra și ecrana undele electromagnetice în cadrul anumitor domenii de frecvență, acestea purtând numele de suprafețe selective în frecvență (FSS-Frequency Selective Surfaces), având aplicabilitate în domeniul de testare al compatibilității electromagnetice din industria autovehiculelor dar și în alte domenii, de exemplu cel militar.

Aplicațiile vizate se găsesc în intervalul de frecvență 1 – 20 GHz, și constau în ecranarea selectivă a semnalelor în vederea filtrării acestora în cadrul anumitor domenii specifice de frecvență, semnalele traversând nemodificate structura în cadrul altor benzi de frecvență.

Structurile periodice care urmează să fie prezentate au fost construite pe un substrat de tip FR4, iar modul de funcționare și comportamentul lor este analizat prin efectuarea de diverse studii parametrice cu ajutorul unui program de simulare electromagnetică – CST Microwave Studio [52], dar și confirmat prin măsurări experimentale.

### **4.2 Generalități și studiu bibliografic**

Suprafețele selective în frecvență au trezit interesul în ultimii ani în comunitatea științifică datorită proprietăților convenabile pe care le dețin, gamei largi de aplicabilitate și a ușurinței de fabricare. Fiind structuri predominant pasive și fixe, iar proiectarea lor neimplicând costuri substanțiale, acestea și-au găsit diverse aplicații precum: filtrarea și ecranarea undelor electromagnetice [15], antene (radoame, reflectoare selective) [16], absorbere selective [30], circuite de polarizare a undelor (polarizers) [38] etc. Un aspect important este reprezentat de faptul că lucrări numeroase în acest domeniu au fost realizate în funcție de particularitățile domeniilor de frecvență, de la gigahertz [56], trecând mai apoi la terahertz [57], iar în cele din urmă chiar în domeniul optic [58]. Au fost raportate și realizări reconfigurabile, dintre care unele conțin și elemente de comutare sau elemente active pentru a asigura amplificare [59].

O suprafață selectivă în frecvență bidimensională (2D) poate fi considerată ca fiind o matrice periodică cu elemente plane conductoare plasate pe o placă dielectrică foarte (infini) subțire. Cu toate acestea, într-un cadru practic, această foaie trebuie să aibe o anumită grosime, la fel și elementele conductoare. În aplicațiile care implică filtrarea spațială, undele electromagnetice se deplasează prin suprafață, în direcție ortogonală sau oblică față de planul de periodicitate, astfel încât distanța parcursă de undă prin dielectric este foarte scurtă. Prin urmare, atenuarea semnalelor reprezintă o problemă mai puțin importantă în ceea ce privește fenomenul de propagare a undelor, astfel permițând construirea de suprafețe selective în frecvență pe bază de materiale cu cost redus, cum este de exemplu FR4. Cu toate acestea, suprafețele selective în frecvență care sunt construite cu elemente care prezintă o extindere mai

mare în direcția ortogonală planului de periodicitate și-au găsit diverse aplicații [27]; astfel de structuri se mai numesc și suprafețe selective în frecvență tridimensionale (3D FSS).

Aplicațiile de ecranare pe bază de suprafețe selective în frecvență au atras foarte multă atenție în ultima perioadă, interesul fiind declanșat de către dezvoltarea tehnologiei wireless [11, 60]. Proprietățile de filtrare spațială ale suprafețelor selective în frecvență sunt utilizate pentru proiectarea eficientă a unor ecrane de bandă largă sau îngustă, fixe, comutate sau active, care au rolul de a transmite sau rejecta semnalele de tip: Bluetooth, WiMax, WLAN, ISM, LTE sau X-band.

Un aspect foarte important pentru aplicațiile de ecranare și filtrare ale suprafețelor selective în frecvență, o reprezintă miniaturizarea [61, 62], deoarece răspunsul în frecvență al structurii (periodice) depinde de rezonanțele interne ale celulei unitate. La dimensiuni mici ale celulei unitate față de lungimea de undă ("sub-wavelength"), modurile Floquet-Bloch superioare sunt evanescente, astfel încât structura transmite doar modul fundamental propagativ. De asemenea, pentru a avea un număr mare de celule unitate pe o placă de dimensiune fizică finită, dimensiunile celulei unitate ar trebui să fie de valori cât mai mici posibil, ceea ce este în general dificil de realizat în gama de frecvențe de ordinul GHz. Prin urmare, sunt necesare abordări inovatoare pentru a evita modele metalice complexe, având ca scop introducerea rezonanțelor de joasă frecvență [63].

Pentru a răspunde unei astfel de probleme practice, cu obiectivul final de a filtra banda Wi-Fi, Bluetooth și banda X, utilizate frecvent în industria autovehiculelor, în subcapitolul 4.3 va fi introdusă o structură periodică dreptunghiulară bazată pe o combinație a unei figuri de tip *Jerusalem Cross* cu un inel circular, iar în subcapitolul 4.4 va fi introdusă o structură mult mai simplă din punct de vedere geometric, ambele fiind destinate aplicațiilor de ecranare.

Unul dintre cele mai importante proprietăți ale undelor electromagnetice o reprezintă polarizarea. Conversia polarizării și filtrarea au devenit subiecte importante în ceea ce privește dezvoltarea sistemelor moderne de comunicație fără fir. De exemplu, o conversie a polarizării din liniară în cea circulară, asigură o stabilitate mai mare a undelor transmise la variația condițiilor canalului de propagare, un aspect important legat de implementarea tehnologiei de comunicații 5G [64].

Prin urmare, în subcapitolul 4.5 este reprezentată o structură mai elaborată pentru celula unitate a suprafeței selective în frecvență, care să permită mai multă libertate în ceea ce privește ajustarea frecvenței, dar fără a complica în mod excesiv proiectarea. În plus, prin duplicarea modelului metalic pe ambele părți ale substratului plăcii, se obține o funcționalitate de bandă mai largă.

## 4.3 Aplicații ale unei suprafețe selective în frecvență bazată pe o combinație a unei cruci de tip *Jerusalem* și a unui inel circular

### 4.3.1 Introducere

În acest subcapitol, se prezintă o FSS planară, destinată aplicațiilor de ecranare, iar mai multe variante ale acesteia sunt evaluate prin simulare numerică. Structura este construită pe un circuit imprimat de tip FR4, iar proprietățile de trecere, respectiv blocare a undelor sunt determinate de dimensiunile modelului periodic dreptunghiular, fiind bazată pe o combinație a unei geometrii de tip cruce *Ierusalim* (*JCross*) și unui inel circular [65]. Proprietățile de filtrare sunt demonstrate prin simulare numerică cu ajutorul unui solver comercial [52] și verificate pentru confirmare cu un al doilea [66]. Dimensiunile celulei unitate de formă pătratică, având lungimea dimensiunilor cuprinsă între 10-15 mm, sunt convenabile pentru intervalul operațional de frecvență 1 – 12 GHz, care încorporează spectrul de frecvență 3.1 – 10.6 GHz, alocat pentru comunicațiile UWB.

### 4.3.2 Structura și metoda

Celula unitate a suprafeței selective în frecvență este prezentată în Fig. 4-1. ea fiind compusă dintr-o metalizare de tip *Jerusalem Cross* [67, 68] din cupru pe partea superioară a substratului FR4 și dintr-un inel circular din cupru pe partea inferioară a celulei unitate.

Dimensiunile geometrice sunt definite în Fig. 4-2 și Fig. 4-3. Suprafața selectivă în frecvență rezultă prin repetarea prin periodicitate 2D a celulei unitate de-a lungul direcțiilor ortogonale în care sunt definiți parametrii  $d_x$  și  $d_y$ .

Dimensiunile concrete inițiale ale elementelor ce compun celula unitate sunt prezentate în prima linie din tabelul 4-1. Parametrul  $s_t$  indică grosimea substratului FR4 ( $\epsilon_r = 4.3$ ,  $\tan \delta = 0,025$ ) din care este confecționat suportul dielectric. Coeficientul de transmisie  $|S_{21}|$  a unei unde plane polarizate liniar în incidență normală este reprezentat în Fig. 4-6, acesta fiind calculat cu ajutorul programului CAD [52].

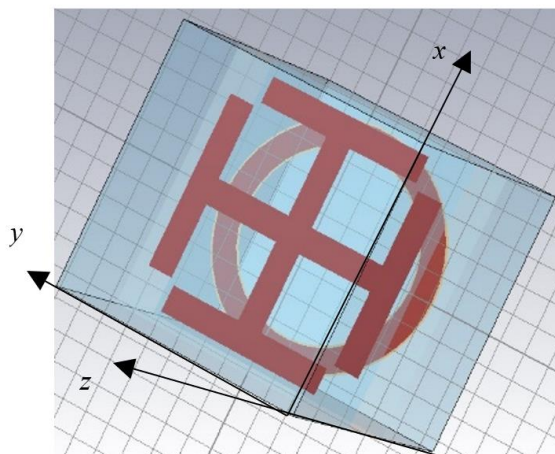


Fig. 4-1 Celula unitate: vedere tridimensională [65]

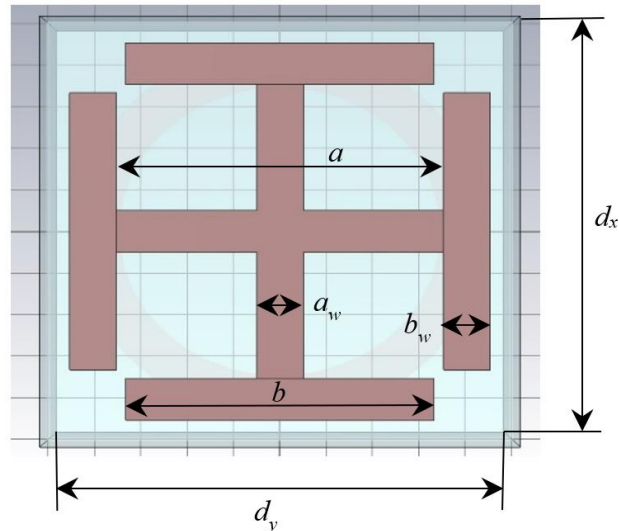
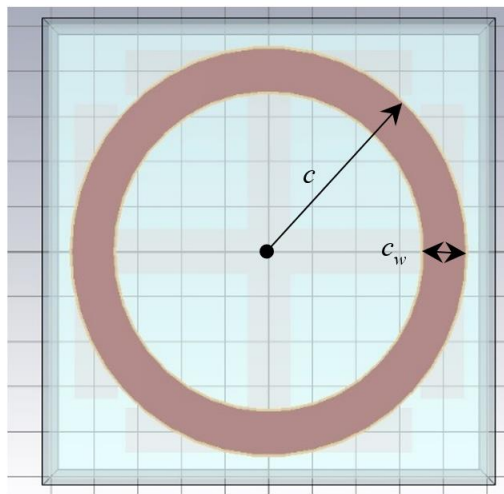
Fig. 4-2 Celula unitate: vedere superioară (*Jerusalem Cross*) [65]

Fig. 4-3 Celula unitate: vedere inferioară (inelul circular) [65]

În Fig. 4-4 este prezentat coeficientul de transmisie calculat în incidență normală pentru celula unitate conținând doar metalizarea de tip *Jerusalem Cross* de pe partea superioară (banda întâi: 4.38 - 5.71 GHz; banda a doua: 13.68 - 17.59 GHz), iar în Fig. 4-5 este reprezentată aceeași mărime pentru celula metalizată doar pe partea inferioară, cea care conține inelul circular (o singură bandă: 5.24 - 7,74 GHz).

4.3 – Aplicații ale unei suprafețe selective în frecvență bazată pe o combinație a unei cruci de tip *Jerusalem* și a unui inel circular

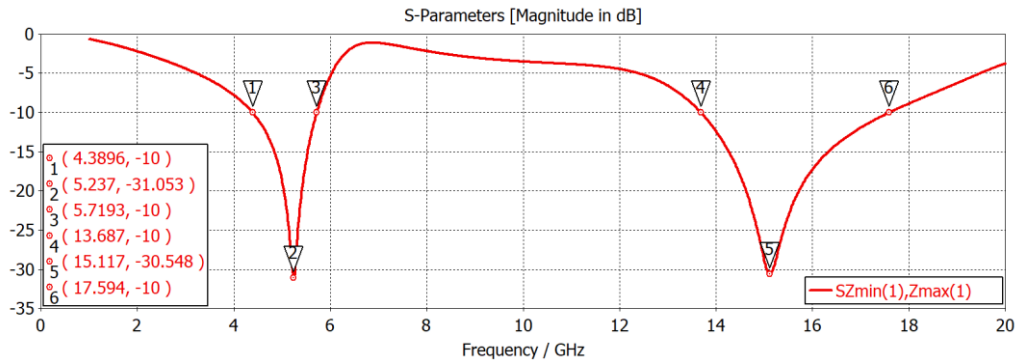


Fig. 4-4 Coeficientul de transmisie pentru *Jerusalem Cross* [65]

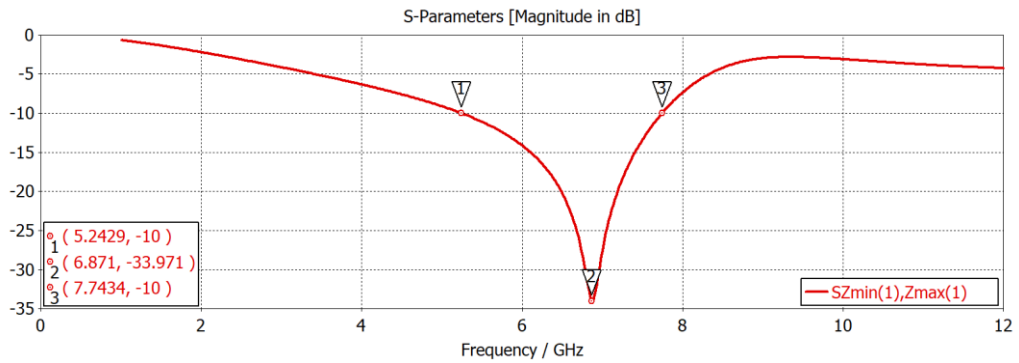


Fig. 4-5 Coeficientul de transmisie pentru inelul metalic [65]

Prima și a treia rezonanță din Fig. 4-6 sunt determinate în principal de *Jerusalem Cross*, în timp ce a doua este determinată în principal de către inelul circular.

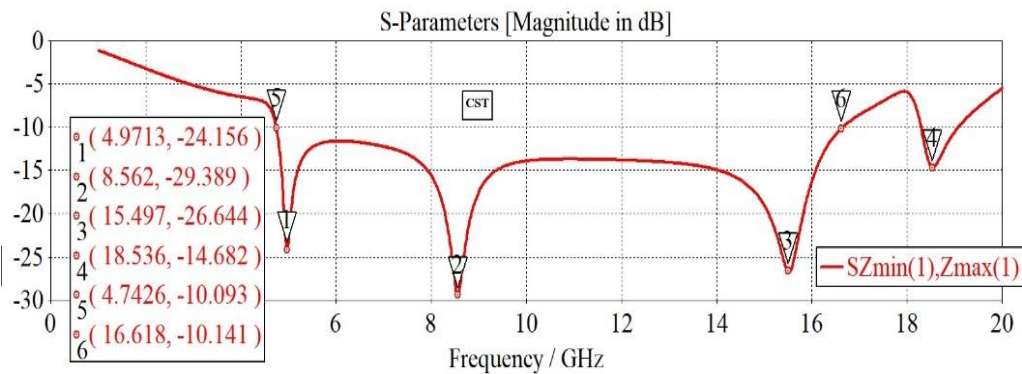


Fig. 4-6 Coeficientul de transmisie pentru incidență normală [65]

Se poate observa că elementele ce compun celula unitate interacționează, astfel încât, prin modificarea dimensiunilor elementelor dintr-o parte a structurii, se influențează rezonanțele determinate de elementele de pe cealaltă parte. Aceste fapte sunt în conformitate cu concluziile raportate în [56], unde a fost luată în considerare o structură similară, cu dimensiuni comparabile, dar cu un dipol simplu încrucișat, în loc de *Jerusalem Cross*. Adăugarea brațelor *Jerusalem Cross* are ca scop reducerea frecvenței de funcționare a suprafeței selective în frecvență prin mărirea capacității serie a suprafeței.

Din datele prezentate în Fig. 4-6, suprafața selectivă în frecvență acționează ca un ecran de bandă largă, cu o bandă interzisă definită sub -10 dB de la 4.74 GHz la 16.62 GHz, având o lățime de bandă de 11.88 GHz. Rezultatul obținut se compară favorabil atât în ceea ce privește limita de frecvență inferioară cât și în ceea ce privește lățimea de bandă cu rezultatele raportate în [11].

Pentru a valida rezultatele obținute cu [52], simularea a fost reprodusă folosind [66]. Rezultatele comparative privind diferitele puncte relevante indicate în Fig. 4-6 sunt raportate în tabelul 4-2, fapt ce demonstrează că cele două programe de simulare dau rezultate similare. Deoarece rezultatul acestei validări a fost pozitiv, restul simularilor prezentate mai jos, au fost facute cu [52].

Tabel 4-1 Dimensiunile geometrice pentru suprafețele de ecranare propuse

FSS	$t_t$	$s_t$	$a$	$a_w$	$b$	$b_w$	$c$	$c_w$	$d_x, d_y$
Inițial	–	3.2	7	1	6.6	1	4.5	1	10
WB1	–	3.2	8.5	0.5	8.4	0.2	4.6	0.4	10
WB2	4	3.2	8.7	1.5	8.4	0.3	4.6	0.3	10
X	4	3.2	8.5	0.7	8.4	0.2	4.0	0.4	10
WLAN	4	3.2	14	0.5	12	0.2	6.6	0.5	15

Tabel 4-2 Comparația rezultatelor furnizate de CST și HFSS

Pt.	CST		HFSS		Diferența	
	$f$ [GHz]	$ S_{21} $ [dB]	$f$ [GHz]	$ S_{21} $ [dB]	$f$ [% CST]	$ S_{21} $ [dB]
1	4.9713	-24.208	4.9951	-23.8599	0.4787	-0.3481
2	8.562	-29.407	8.7115	-29.3002	1.7461	-0.1068
3	15.497	-26.726	15.4474	-27.1583	-0.3201	0.4323
4	18.536	-14.716	18.5134	-14.3196	-0.1219	-0.3964
5	4.7426	-10.009	4.7485	-10.000	0.1244	-0.0090
6	16.618	-10.021	16.4830	-10.000	-0.8124	-0.0210

### 4.3.3 Suprafețele ecranate propuse

Acordarea pe anumite frecvențe a unei suprafețe selective în frecvență necesită o cunoaștere generală asupra impedanței suprafeței bazată pe circuite echivalente [9, 70]. Cu toate acestea, circuitele echivalente conțin elemente care depind de geometrie și dimensiuni, unghi de incidență, polarizarea undei incidente și alți posibili factori. Cunostințele de bază din electrostatică ne pot ajuta la operațiunea de ajustare, deoarece influența diferitelor elemente geometrice ale modelului poate fi înțeleasă și prezisă [70]. Folosind o astfel de înțelegere de bază, asociată cu o cunoaștere generală a circuitelor echivalente ale suprafețelor realizate cu modelul



*Jerusalem Cross* în [70] și inelul circular în [56], s-au conceput trei aplicații pentru modelul de suprafață selectivă în frecvență propusă: un filtru de bandă largă, un filtru în banda X și un filtru de tip WLAN. Rezultatele vor fi prezentate în subcapitolele următoare și au fost obținute prin simulare numerică cu ajutorul programului CAD de simulare electromagnetică [52].

#### 4.3.4 Filtru de bandă largă (WB filter)

Un filtru de bandă largă poate fi obținut din prototipul original al suprafeței selective în frecvență, utilizând dimensiunile enumerate în a doua linie a tabelului 4-1 (WB1). În Fig. 4-7 este reprezentat coeficientul de transmisie în raport cu frecvența pentru incidența de tip transversal electric (TE) iar în Fig. 4-8 pentru incidența de tip transversal magnetic (TM), ambele conținând unghiul de incidență theta ( $\theta$ ) ca parametru. Unghiul de incidență theta ( $\theta$ ) reprezintă colatitudinea (din cazul coordonatelor sferice) față de sistemul de referință din Fig. 4-1. Azimutul ( $\varphi$ ) este considerat ca fiind de valoare zero, acest lucru fiind motivat de simetria structurii. Un comportament de filtru opreste-bandă de bandă largă este obținut numai până la un unghi de incidență de 30 de grade, de la 4.29 GHz (cazul TM) până la 12.51 GHz (cazul TE) cu o lățime de bandă de 8.22 GHz.

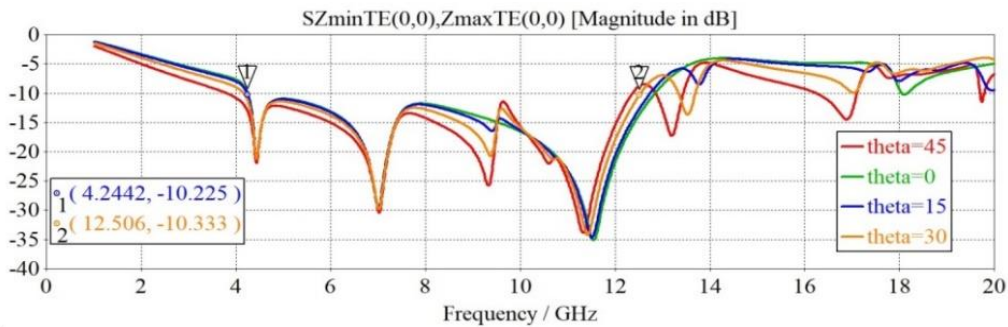


Fig. 4-7 WB1, coeficient de transmisie la diferite unghiuri de incidență, polarizare TE [65]

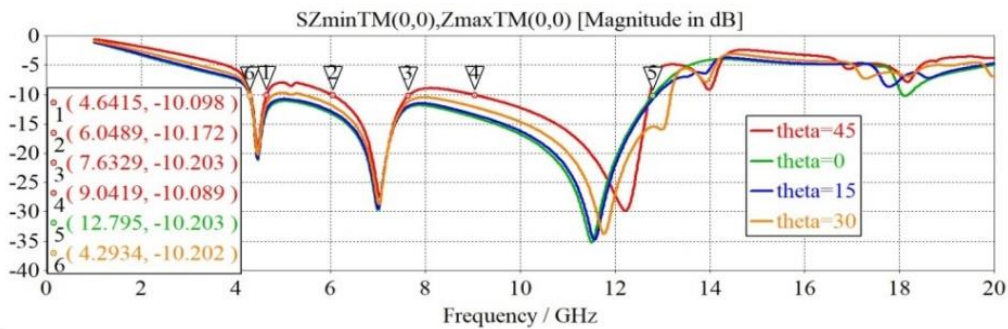


Fig. 4-8 WB1, coeficient de transmisie la diferite unghiuri de incidență, polarizare TM [65]

O metodă foarte bine cunoscută de scădere a sensibilității suprafeței selective în frecvență față de unghiul de incidență și polarizare o reprezintă încorporarea acestuia între două plăci dielectrice [9]. Pentru a menține construcția cât mai simplă

cu puțință, am luat în considerare adăugarea unei plăci de teflon ( $\epsilon_r = 2.1$ ,  $\tan \delta = 0.0002$ ), cu grosimea  $t_t = 4 \text{ mm}$  în partea superioară a structurii, care conține structura *Jerusalem Cross*. Alegând prin optimizare dimensiunile elementelor după cum este prezentat în a treia linie a tabelului 1 (WB2), s-au obținut coeficienții de transmisie din Fig. 4-9.

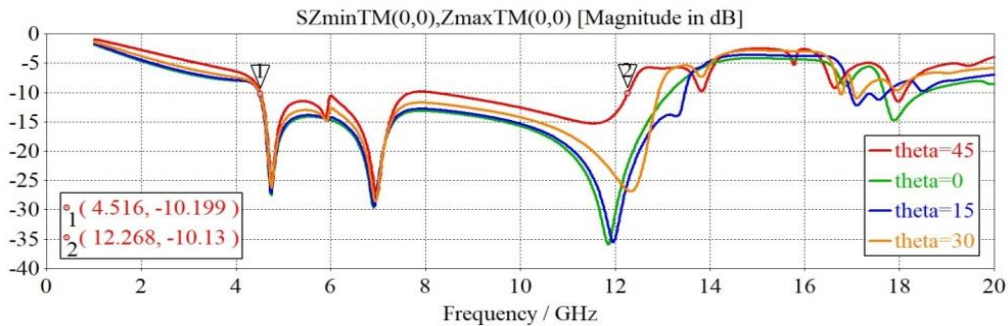


Fig. 4-9 WB2, coeficient de transmisie la diferite unghiuri de incidență, polarizare TM [65]

Este raportată doar incidența transversal magnetică, deoarece reprezintă cel mai defavorabil caz. De reținut faptul că, lățimea de bandă a fost redusă la 7.75 GHz, dar în acest moment suprafața selectivă în frecvență suportă o incidență de până la un unghi de 45 de grade.

#### 4.3.5 Filtru în banda X

Banda X acoperă intervalul de frecvență 8 – 12 GHz. În acest domeniu de frecvență s-a lucrat pentru a se realiza ecranări cu ajutorul suprafețelor selective în frecvență (de exemplu [60]). O soluție alternativă este reprezentată de suprafața propusă, prin utilizarea dimensiunilor enumerate în al patrulea rând din tabelul 4-1. Coeficienții de transmisie în polarizarea de tip transversal electric (este reprezentat cazul cel mai defavorabil) sunt prezentați în Fig. 4-10. De reținut este faptul că lățimea de bandă la -10 dB are ca margini ale intervalului 7.72 – 12.06 GHz, domeniul de frecvență care acoperă cu succes banda X.

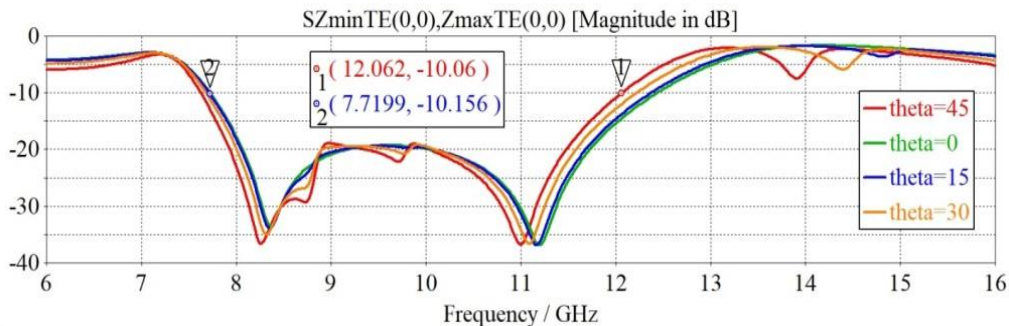


Fig. 4-10 Banda X, coeficient de transmisie la diferite unghiuri de incidență, polarizare TE [65]

#### 4.3.6 Filtru de tip WLAN

Referințele prezentate introduc diverse structuri pe bază de suprafețe selective în frecvență destinate a fi utilizate ca ecranări împotriva undelor electromagnetice asociate rețelelor de tip WLAN, care sunt omniprezente în stadiul actual de dezvoltare a comunicațiilor. Se va demonstra că suprafața selectivă în frecvență propusă, poate fi folosită pentru ecranarea benzilor de frecvență de tip WLAN pentru frecvențele 2.4 GHz, 4.9 GHz și 5 GHz. Pentru aceasta, dimensiunile celulei unitate trebuie alese în conformitate cu ultimul rând al tabelului 4-1. Un aspect important care trebuie avut în vedere este faptul că dimensiunile ortogonale ale celulei unitate trebuie mărite la 15 mm pentru a putea atinge cea mai mică frecvență, cea de 2.4 GHz. Coeficientul de transmisie în polarizarea de tip transversal magnetic (TM), cu unghiul de incidență ca parametru prezentat în Fig. 4-11 demonstrează faptul că structura funcționează corect până la un unghi de 45 de grade. În cazul polarizării de tip transversal electric (TE), se obțin benzi de oprire mai mari.

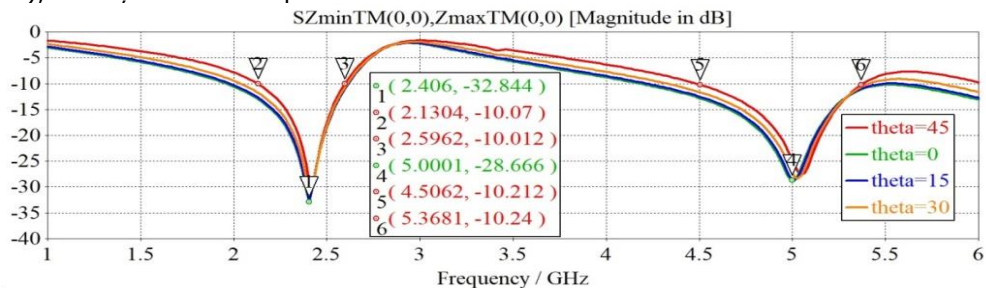


Fig. 4-11 WLAN, coeficient de transmisie la diferite unghiuri de incidență, polarizare TM [65]

#### 4.3.7 Concluzii și contribuții

În acest subcapitol s-a introdus o suprafață selectivă în frecvență destinată aplicațiilor de ecranare electromagnetică, iar mai multe cazuri particulare au fost evaluate din punct de vedere numeric. Structura a fost construită pe un substrat FR4, iar proprietățile de filtrare au fost demonstrate prin simulare numerică cu ajutorul unui pachet CAD de simulare electromagnetică, CST și reverificate cu un al doilea, HFSS pentru validare. În urma comparării rezultatelor obținute s-a obținut o bună corespondență între rezultatele furnizate de cele două programe de simulare.

În urma optimizărilor și experimentelor efectuate cu unde plane polarizate liniar pentru diferite unghiuri de incidență și polarizări, au fost concepute trei aplicații pentru modelul de suprafață selectivă în frecvență introdus: filtru de bandă largă (Wide Band), filtru pentru X-Band și filtru pentru frecvențe din standardul WLAN.

## 4.4 Structuri cu rezonatoare multiple pentru aplicații în domeniul Automotive

### 4.4.1 Introducere

Prezentul subcapitol propune o structură simplă pentru a răspunde unei probleme practice cu scopul final de a proiecta o soluție de filtrare a benzilor Wi-Fi, Bluetooth și banda X, benzi utilizate frecvent în industria autovehiculelor. Este oferită o prezentare etapizată a evoluției modelului metalic pentru obținerea proprietăților de transmisie dorite, adică o filtrare de bandă largă. Structura ce urmează a fi prezentată este construită pe un substrat de tip FR4 și prezintă mai multe inele pătratice metalizate de o parte și cealaltă a dielectricului. Proprietățile de filtrare sunt evaluate cu ajutorul unui solver comercial [52], iar studiile parametrice efectuate demonstrează posibilitatea deplasării cu ușurință a benzilor de oprire spre zonele de interes [71].

### 4.4.2 Structura inițială, un singur rezonator

Punctul de pornire pentru o astfel de aplicație constă în proiectarea unei celule unitate, după cum este prezentat în Fig. 4-12 (a) – vedere laterală și (b) – vedere frontală. Această celulă este formată dintr-o structură inelară metalică (rezonator în inel dreptunghiular) imprimată pe o parte a unui substrat dielectric de tip FR4 (având  $\epsilon_r = 4.3$ ,  $\tan \delta = 0.025$ ).

Dimensiunile geometrice ale elementelor celulei unitate sunt după cum urmează: dimensiunea celulei unitate  $d_x = d_y = 15$  mm (în raport cu sistemul de referință din Fig. 4-12 (b)), grosimea substratului este  $s_t = 3.2$  mm, lățimea laturii  $w = 0.5$  mm, iar distanța dintre marginea celulei unitate și latura pătratului  $L = 14.8$  mm. Suprafața selectivă în frecvență rezultă prin translația repetată a celulei unitate în direcțiile ortogonale reprezentate de  $d_x$  și  $d_y$ .

Coefficientul de transmisie al structurii cu un singur inel pătratic pe o singură parte a substratului a fost evaluat mai întâi prin utilizarea [52]. Un astfel de concept de proiectare prezintă o singură frecvență de rezonanță, determinată de perimetrul inelului pătratic [9].

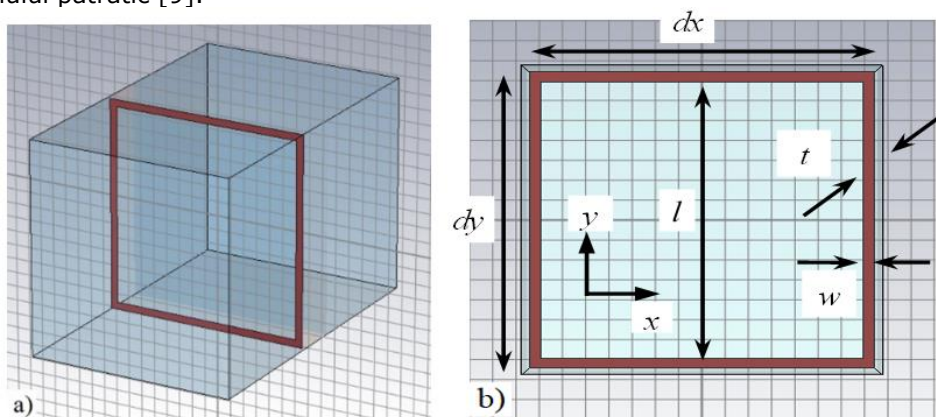


Fig. 4-12 Modelul CAD pentru celula unitate inițială: a) vedere tridimensională; b) vedere frontală [71]

În Fig. 4-13 este prezentat modulul coeficientului de transmisie  $S_{21}$  corespunzător unei unde plane polarizate liniar, în incidență normală. Inelul pătratic, cu diferite dimensiuni geometrice, este un caz particular față de structurile introduse de autorii lucrărilor [72, 73]. În acest caz particular, s-a obținut o rezonanță (centrată pe 2.1 GHz) Fig. 4-13, având o bandă de oprire de 1.46 GHz (69.52%) în intervalul de frecvență 1.43 GHz – 2.89 GHz (la -10dB), care acoperă benzile Wi-Fi și Bluetooth.

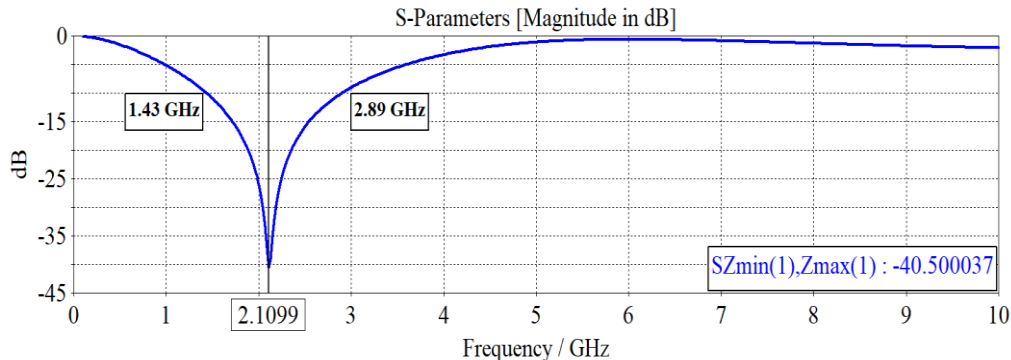


Fig. 4-13 Răspunsul în frecvență pentru structura având celula unitate din Fig.4-12 (un singur rezonator) [71]

#### 4.4.3 Structura modificată, rezonatoare multiple

O modificare a structurii metalice care va permite obținerea a două rezonatoare este prezentată în Fig. 4-14 (a) – vedere laterală, (b) – vedere frontală, ea constând în creșterea numărului de elemente rezonante prin introducerea unui inel pătratic suplimentar. Noul parametru introdus este reprezentat de către a doua lungime a laturii pătratului, ea fiind  $l_{in} = 7.55$  mm având aceeași lățime ca și pătratul inițial.

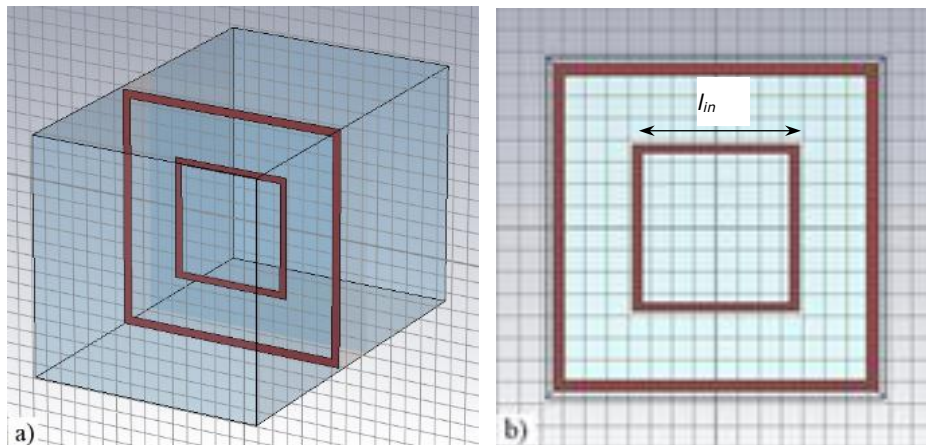


Fig. 4-14 Structură modificată cu două inele pătrate: a) vedere laterală; b) vedere frontală [71]

În Fig. 4-15 este reprezentat rezultatul simulării asupra proprietăților de transmisie ale acestei noi structuri (coeficientul de transmisie). Primul rezonator determină o bandă interzisă la -10 dB care se extinde de la 1.54 GHz până la 2.82 GHz având o lățime de bandă de 1.28 GHz centrată pe 2.18 GHz (58.72%), iar al doilea rezonator determină o bandă de rejecție care începe de la 7.36 GHz și se întinde până la 8.32 GHz cu o lățime de bandă de 0.96 GHz, fiind centrată pe 7.88 GHz (12.18%). Prima rezonanță este moștenită de la inelul pătratic exterior, iar cel de-al doilea inel pătratic determină cea de-a doua rezonanță. Cu toate acestea, se poate observa că atât frecvențele cât și lățimile de bandă sunt influențate și de interacțiunea dintre cele două inele [9].

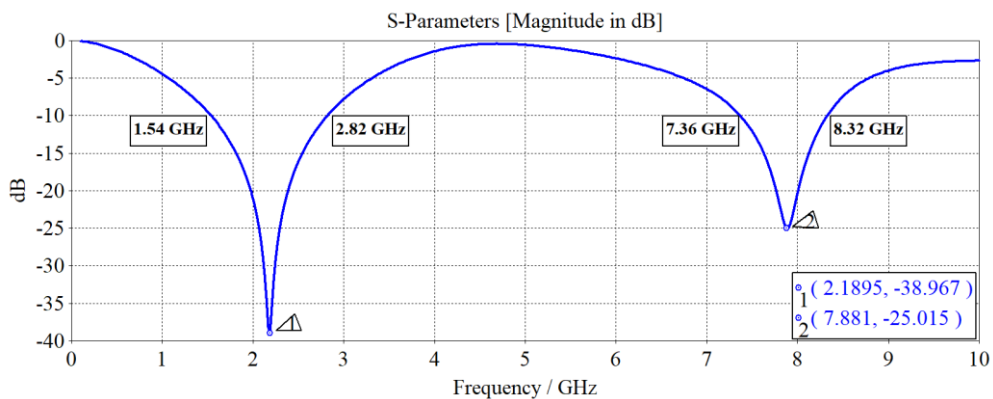


Fig. 4-15 Răspunsul în frecvență pentru structura din Fig. 4-12 (două rezonatoare) [71]

În Fig. 4-16 este prezentată celula unitate modificată cu forma și dimensiunile după cum urmează: lățimea laturilor a fost crescută de la 0.5 la 2 mm, iar pe inelul pătratic s-au adăugat patru elemente pătratice metalice pentru a crește numărul de rezonanțe și pentru a îmbunătăți răspunsul în frecvență. Lățimea pătratelor adăugate este  $pl = 5.5$  mm, lăsând lungimea totală a structurii nemodificată în direcțiile  $x$  și  $y$ . Partea metalică din regiunea de intersecție a pătratelor metalice cu interiorul inelului pătratic a fost decupată și eliminată.

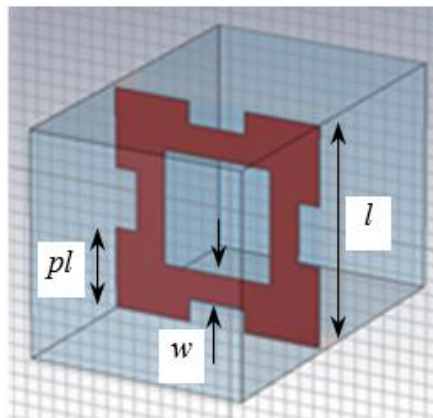


Fig. 4-16 Structura inelară pătratică modificată [71]

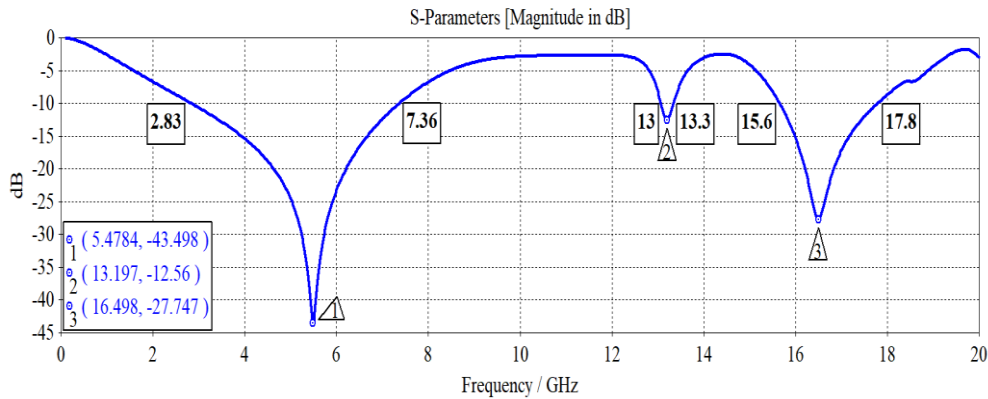


Fig. 4-17 Răspunsul în frecvență pentru structura din Fig. 4-14 (3 rezonanțe) [71]

În Fig. 4-17 este prezentat rezultatul obținut prin simulare asupra coeficientului de transmisie în polarizare transversal electrică (TE), în intervalul de frecvență 0 și 20 GHz pentru structura din Fig. 4-16. Rezultatul a fost obținut utilizând [52]. Se poate observa un comportament de filtru oprește-bandă de bandă largă și, de asemenea, apariția a două rezonanțe suplimentare. Prima rezonanță se datorează în principal inelului pătratic, aceasta aflându-se ușor deplasată spre frecvențe mai înalte față de situația inițială când inelul nu avea alte elemente metalice în vecinătate, la această deplasare contribuind de asemenea atât creșterea lățimii inelului cât și micșorarea distanței față de marginea structurii.

Banda de oprire începe de la 2.83 GHz și se oprește la 7.36 GHz, obținându-se un filtru oprește-bandă cu o lățime de bandă de 4.53 GHz centrat în 5.47 GHz (atenuare de 10 dB, bandă relativă 82.81 %). Deși lățimea de bandă absolută a benzii de oprire este mai mare pentru structura modificată (Fig. 4-16) față de cea inițială (Fig. 4-14) lățimea relativă de bandă este similară în acest caz, rezultând proprietăți similare celor de la proiectarea filtrelor cu componente concentrate. Următoarea bandă de oprire este obținută la 13.19 GHz, dar cu o atenuare mică a frecvenței centrale și o lățime mică a benzii la -10 dB; a treia bandă de oprire este centrată pe 16.49 GHz și prezintă un domeniu de frecvențe la -10 dB între 15.6 GHz și 17.8 GHz, având o lățime de bandă de 2.2 GHz (13.34 %).

Dimensiunile benzilor de oprire oferite de către coeficientul de transmisie este determinat de dimensiunile elementelor de rezonanță și de cuplajul reciproc dintre acestea. Modelul metalic propus al celei unitate oferă mai multe grade geometrice de libertate, care pot fi modificate pentru a obține cazuri particulare cu proprietăți de filtrare convenabile, potrivite pentru diverse aplicații. Au fost efectuate diverse studii parametrice pentru a evalua flexibilitatea oferită de suprafața selectivă în frecvență propusă. În Fig. 4-18, forma celei unitate a fost obținută prin modificarea formei structurii din Fig. 4-16. Modificările au fost următoarele: pătratele metalice au fost reduse  $p/l = 4.75$  mm, iar inelul pătrat interior a fost apropiat de centru cu 1.5 mm ( $q/l = 7.05$  mm). În Fig. 4-19 este prezentat răspunsul în frecvență pentru coeficientul de transmisie al noii structurii. În comparație cu Fig. 4-16 se poate observa apariția unei noi rezonanțe, aceasta structură oferind un total de 4 rezonanțe.

Prima bandă interzisă se extinde de la 3.4 GHz la 7.7 GHz (o bandă de 4.3 GHz centrată pe 6 GHz, bandă relativă de 71.66 %). A doua bandă interzisă este obținută la 12.79 GHz cu o mică bandă interzisă, dar cu o atenuare mai bună față de rezultatul anterior. A treia rezonanță are loc la 16.35 GHz cu o mica bandă interzisă cuprinsă

între 15.8 GHz și 17.1 GHz (având o lățime de bandă de 1.3 GHz, 7.95 %). Ultima rezonanță este centrată pe 20.17 GHz cu o atenuare de peste 10 dB cuprinsă între 19.7 GHz și 20.5 GHz (0.8 GHz, 3.96 %).

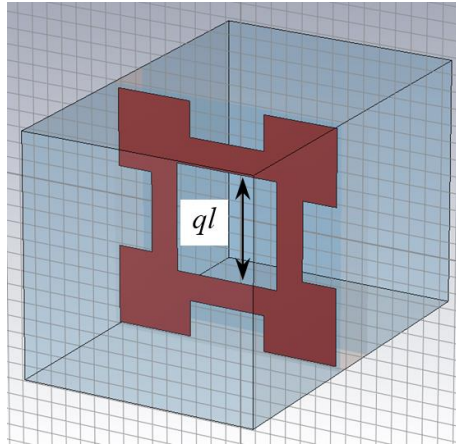


Fig. 4-18 Celula unitate din Fig.4-14 cu parametrii modificați [71]

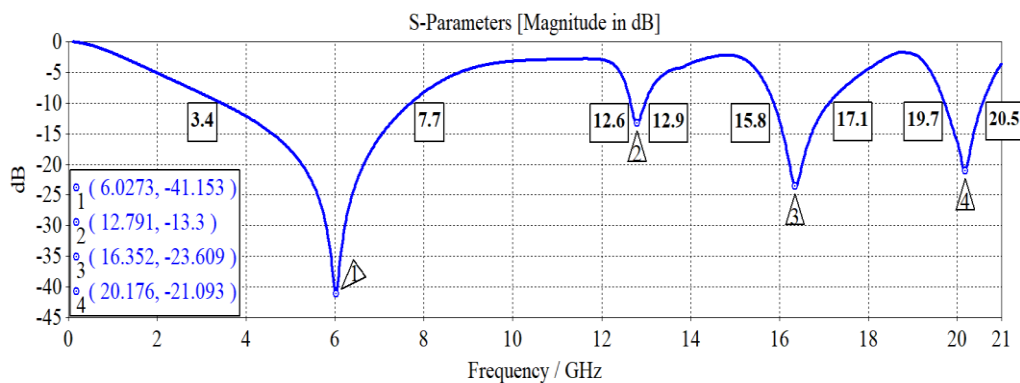
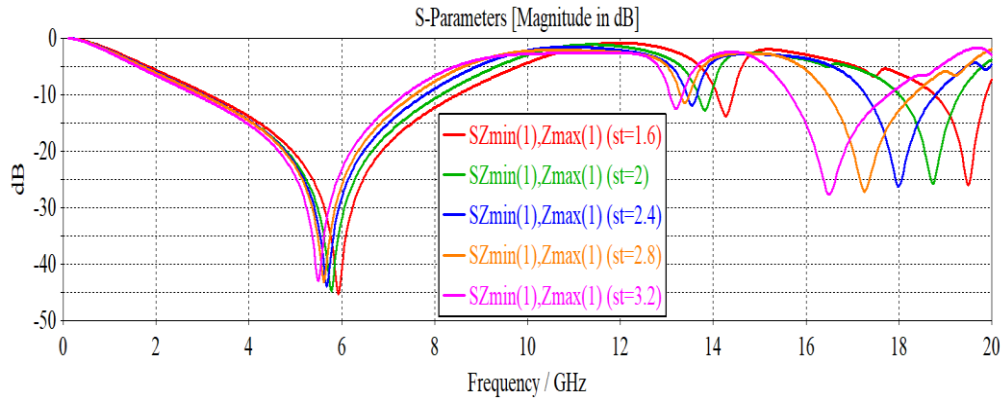


Fig. 4-19 Răspunsul în frecvență pentru structura din Fig.4-16 (4 rezonanțe) [71]

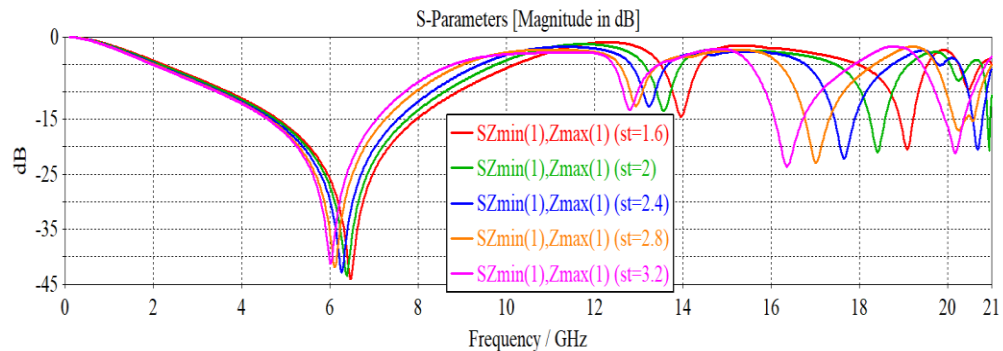
#### 4.4.4 Studiul parametric pentru structurile propuse

Un prim studiu parametric a fost realizat pentru structura din Fig. 4-16, fiind variată grosimea substratului dielectric FR4. Această modificare a grosimii substratului dielectric va avea impact asupra lungimii drumului unei în propagarea sa prin structură și va modifica răspunsul în frecvență [73]. După cum se poate vedea în Fig. 4-20, prin modificarea acestui parametru de la 3.2 la 1.6 mm (cu pas de 0.4 mm) pentru suprafața selectivă în frecvență ce conține ca celulă unitate structura din Fig. 4-16, banda interzisă și rezonanțele pot fi deplasate în frecvență.



Fig. 4-20 Studiul parametric pentru structura din Fig.4-14 ( $s_t$  – substrate tickness) [71]

Prin scăderea grosimii substratului dielectric rezonanțele vor fi deplasate către frecvențe mai înalte. În ceea ce privește prima bandă interzisă și cea mai largă, modificarea substratului nu are un impact atât de semnificativ, frecvența centrală acoperind un interval de aproximativ 0.5 GHz. Cu toate acestea, a doua rezonanță acoperă un interval de aproximativ 1.5 GHz, în timp ce a treia rezonanță acoperă un interval de aproximativ 3 GHz.

Fig. 4-21 Studiul parametric pentru structura din Fig.4-16 ( $s_t$  – substrate tickness) [71]

Același studiu parametric a fost repetat pentru structura cu celula unitate din Fig. 4-18, scăderea grosimii substratului dielectric având un efect similar cu cel din Fig. 4-20, dar a treia rezonanță acoperă o gamă mai mare, de aproximativ 5 GHz în acest caz.

#### 4.4.5 Structura propusă cu proprietăți de bandă largă

Este cunoscut faptul că duplicarea unui model metalic pe cealaltă parte a substratului are un impact foarte mare asupra coeficientului de transmisie, proprietate datorată cuplajului care are loc între cele două modele metalice [9]. Deși structura metalică este identică pe ambele părți, interacțiunea undei electromagnetice nu este identică cu cele două laturi ale plăcii, datorită diferitelor căi pe care unda trebuie să le parcurgă pentru a ajunge la cele două structuri metalice. În Fig. 4-22 este reprezentată celula unitate ce conține modelul metalizat pe ambele părți ale substratului dielectric. Structura este simetrică și constă în repetarea exactă a

structurii din Fig. 4-18. În Fig. 4-23 este prezentat răspunsul în frecvență în intervalul 0 – 12 GHz pentru structura din Fig. 4-22, aceste proprietăți legate de transmisie fiind obținute utilizând [52] pentru polarizare transversal electrică (TE). Rezultatul obținut este o bandă interzisă care începe de la 3.49 GHz și se oprește la 10.44 GHz, având astfel o lățime de 6.95 GHz (99.78 % în raport cu centrul intervalului). De asemenea, și pentru cazul polarizării transversal magnetice (TM) s-a demonstrat un rezultat similar Fig. 4-24, explicat prin simetria structurii.

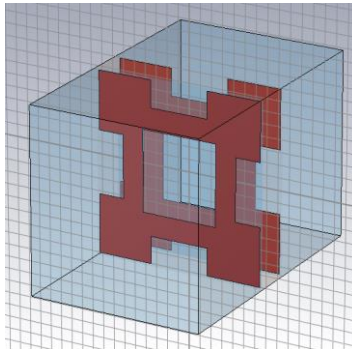


Fig. 4-22 Modelul CAD pentru celula unitate cu metalizare pe ambele părți [71]

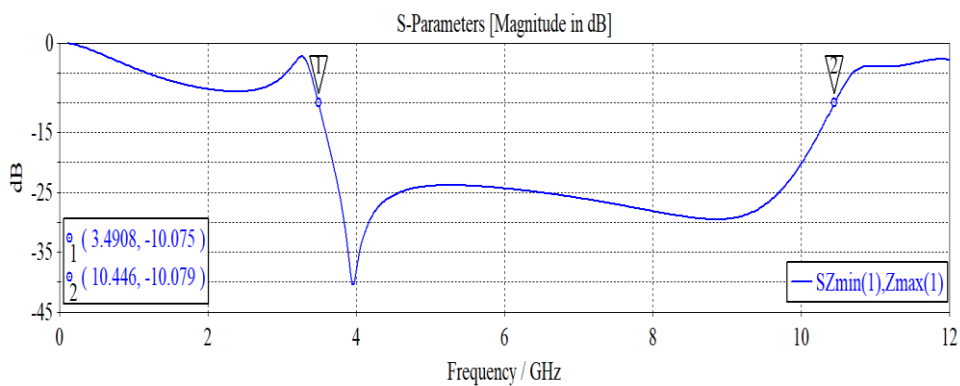


Fig. 4-23 Răspunsul în frecvență pentru polarizare TE (bandă largă) [71]

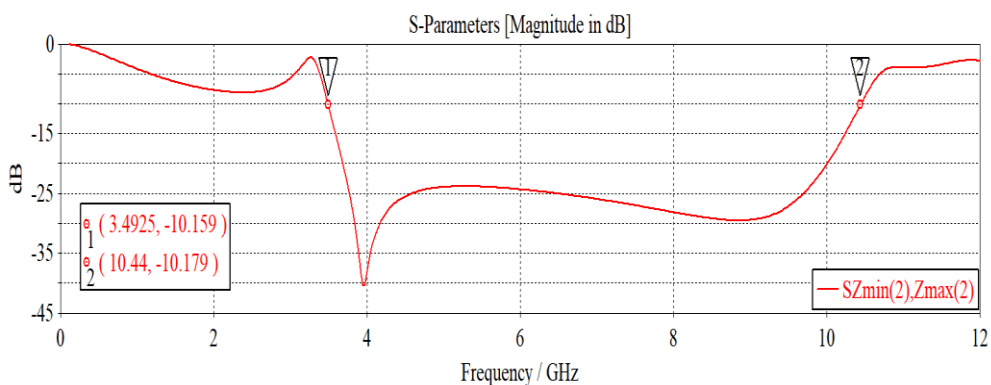


Fig. 4-24 Răspunsul în frecvență pentru polarizare TM (bandă largă) [71]

Extinderea benzii interzise este motivată de cuplajul care are loc între cele două structuri metalice. În cazul nostru are loc o intersecție cu banda X (intervalul de frecvență 8 – 12 GHz), astfel această structură poate fi utilizată pentru filtrare în această zonă. Modificând parametrii geometrici ai celei unitate, poziția benzii interzise poate fi deplasată în frecvență. În concluzie, prin plasarea de structuri metalizate pe ambele părți se obține un filtru spațial de bandă largă.

Pentru a evidenția sensibilitatea în raport cu unghiul de incidență al unei electromagnetice plane, am efectuat un studiu parametric asupra structurii din Fig. 4-22. Datorită simetriei pe care structura o prezintă, s-a luat în considerare pentru verificare doar variația coeficientului de transmisie cu unghiul de colatitudine. În Fig. 4-25 sunt prezentate rezultatele parametrice ale unghiului de colatitudine ( $\theta$ ), acest parametru fiind variat în patru pași, de la 0 la 45°. O funcționalitate de bandă largă poate fi observată pentru modul TE până la un unghi de 45°.

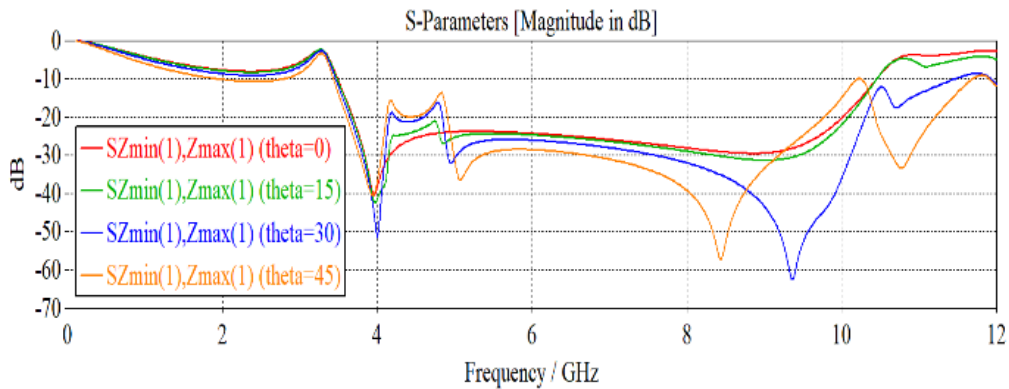


Fig. 4-25 Studiul parametric pentru structura din Fig.4-18 ( $\theta$  - theta) [71]

#### 4.4.6 Concluzii și contribuții

Acest subcapitol, a avut ca scop proiectarea și evaluarea funcțională ale unei suprafețe selective în frecvență construită pe un substrat FR4, alcătuită din celule unitate metalizate. Inițial forma celei unitate a fost creată pe baza unei structuri inelare pătratică pe o parte a substratului, iar mai apoi pe ambele părți. Potențialul suprafeței selective în frecvență propus pentru aplicații a fost demonstrat prin simulare cu ajutorul unui pachet CAD de simulare electromagnetică. Simularea parametrică legată de substrat a demonstrat posibilitatea de deplasare în frecvență a rezonanțelor, iar cea de variație a unghiului de incidență  $\theta$  a demonstrat o bună eficiență a filtrării de bandă largă până la un unghi de incidență de 45 de grade.

S-a stabilit că structura propusă poate funcționa ca filtru spațial pentru benzile Wi-Fi, Bluetooth și banda X, benzi utilizate frecvent în aplicații din domeniul automotive. Structurile propuse au prezentat două, trei și chiar patru benzi interzise în cazul unui cablaj imprimat pe o singură parte, și o bandă largă interzisă atunci când modelul metalizat a fost duplicat și pe partea opusă.

## 4.5 Suprafață selectivă în frecvență pentru filtrare și ecranare de bandă ultralargă (UWB)

### 4.5.1 Introducere

În acest subcapitol, se va prezenta o suprafață selectivă în frecvență cu o bandă de oprire foarte mare, ea fiind concepută cu scopul de a filtra semnalele electromagnetice în domeniul de frecvență standardizat pentru banda UWB (3.1 – 10.6 GHz). Pentru a se asigura o funcționare corectă, structura realizată practic oferă o lățime mai mare a benzii de oprire, față de domeniul vizat. Se obține o bandă de oprire în intervalul de frecvență 1.59 și 15.76 GHz la -10 dB, cu o lățime de bandă de 14.17 GHz. Soluția propusă, prezintă o lățime a benzii de oprire mult mai mare față de cele raportate în lucrările anterioare recent publicate, aceasta fiind inițial evaluată prin simulare numerică, iar mai apoi măsurată practic într-o cameră anecoică [74].

### 4.5.2 Prezentarea structurii propuse

Suprafața periodică propusă este realizată pe un substrat din FR4 monostrat ( $\epsilon_r = 4.3$ ,  $\tan \delta = 0.025$ ), cu grosimea  $s_t = 1.6$  mm, cu metalizare pe ambele fețe. Structura celei unitate, cu dimensiunile  $d_x = d_y = 15$  mm, este prezentată în Fig. 4-26. Modelul metalic de pe fața superioară a celei unitate, denumită „Fața 1” (Fig. 4-26 (a)), cuprinde o distribuție carteziană 2D de nouă pătrate, toate având latura  $L_2 = 2.2$  mm și fiind conectate, de-a lungul axelor proprii de simetrie, prin linii cu lățimea  $w_1 = 1$  mm; modelul este înconjurat de un inel pătratic cu lungimea externă  $L_1 = d_x - d = 14.9$  mm, unde  $d = 0.1$  mm este distanța între inelele paralele din celele unitate adiacente. Distanța între centrele oricăror două pătrate consecutive este  $L_1/3$  atât pe direcția  $x$ , cât și pe direcția  $y$ .

Fața numărul 2 (Fig. 4-26 (b)) conține patru pătrate metalice, cu latura  $L_{sq} = 5$  mm, unde punctele centrale se situează la o distanță  $T = d_x/2 - L_{sq}/2 - d/2$  de centrul celei unitate, atât pe direcția  $x$ , cât și pe direcția  $y$ , și un pătrat gol, situat în centrul celei unitate, având latura  $L_3 = 4.5$  mm, trasată cu o linie cu lățimea  $w_2 = 0.1$  mm.

Modelul 3D CAD al celei unitate este prezentat în Fig. 4-26 (c), având substratul eliminat pentru a se asigura vizibilitatea întregii metalizări de pe ambele fețe ale suportului dielectric.

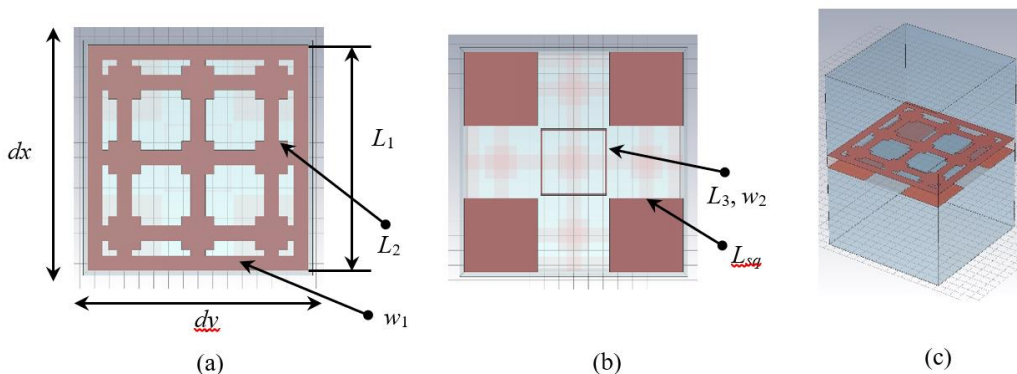


Fig. 4-26 Geometria celei unitate – model CAD: (a) Fața 1; (b) Fața 2; (c) redare cu substratul eliminat pentru a obține o vizibilitate mai bună [74]

Structura a fost mai întâi testată prin simulare, fiind supusă undelor plane în incidență normală, cu câmpul  $E$  paralel cu marginea  $d_y$  a celei unitate din Fig. 4-26 (a), o situație denumită polarizare TE sau  $s$  [52]. Polarizarea TM ( $p$ ) produce aceleași rezultate la o incidență normală ca urmare a simetriei structurii celei unitate.

Transmitanța simulată (modulul parametrului  $S_{21}$  în dB) este raportată în Fig. 4-27 (linia curbă continuă albastră). În aceeași figură este reprezentată printr-o linie roșie punctată și transmitanța măsurată, ca referință. Configurația experimentală și procedura de măsurare sunt explicate în subcapitolele următoare.

Fig. 4-27 relevă prezența unei benzi de oprire foarte ample, la -10 dB, între 1.59 și 15.76 GHz, care acoperă o lățime mare de bandă de 14.17 GHz (163,3% în raport cu frecvența centrală). Valorile simulate pentru limitele benzii de oprire au fost confirmate de cele măsurate, de 1.75, respectiv 15.44 GHz. Prin urmare, suprafața periodică acționează ca filtru cu bandă de oprire având o lățime de bandă ultralargă.

Filtrul propus a fost conceput, mai întâi, cuplând două rezonatoare cu răspunsuri complementare în frecvență, după cum se arată în Fig. 4-28. Transmitanța unei suprafețe periodice cu model metallic pe o singură față, mai exact Fața 1 din Fig. 4-26 (a), este afișată cu o linie roșie plină în Fig. 4-28. Transmitanța prezintă o bandă mare de oprire în jurul unei frecvențe de rezonanță de 6.87 GHz. Această rezonanță este introdusă de dipolii cu lungimea  $L_1$ , după cum arată imaginea de câmp a densității curentului de suprafață de pe Fața 1, în incidență TE normală, reprezentată în Fig. 4-29 (a) (metalizarea de pe Fața 2 a fost absentă când imaginea de câmp din Fig. 4-29 (a) a fost obținută prin simulare). Încărcarea reactivă a trei dintre cei cinci dipoli prezenți pe celula unitate oferă posibilitatea de a obține o lățime de bandă mai amplă. Această proprietate s-a utilizat pentru a optimiza dimensiunile dipolilor și a pătratelor și a obține astfel o lățime mare de bandă. Curentul care circulă pe direcție ortogonală ( $x$  în acest caz) este foarte slab, motiv pentru care și cuplajul cu polarizarea ortogonală ("cross-pol") este slab.

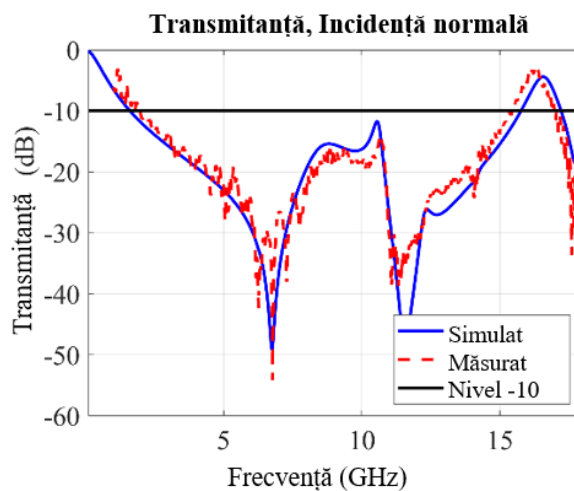


Fig. 4-27 Transmitanța suprafeței periodice la incidență normală: simulată (linia albastră continuă) și măsurată (linie roșie punctată). Nivelul de -10 dB se folosește pentru a determina lățimea de bandă [74]

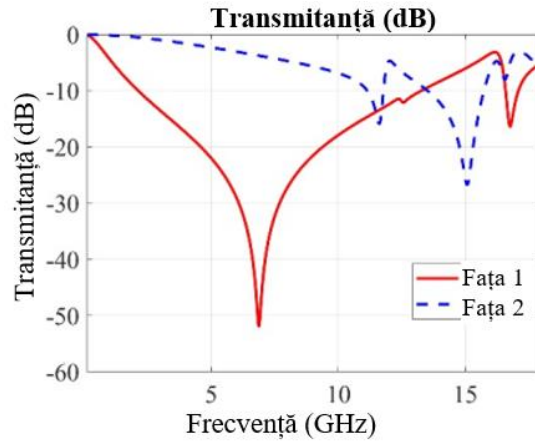


Fig. 4-28 Transmitanța la incidență normală a suprafețelor periodice cu modele metalice doar pe o singură față, după cum apare în Fig. 4-25: Fața 1 – linie continuă; Fața 2 – linie punctată [74]

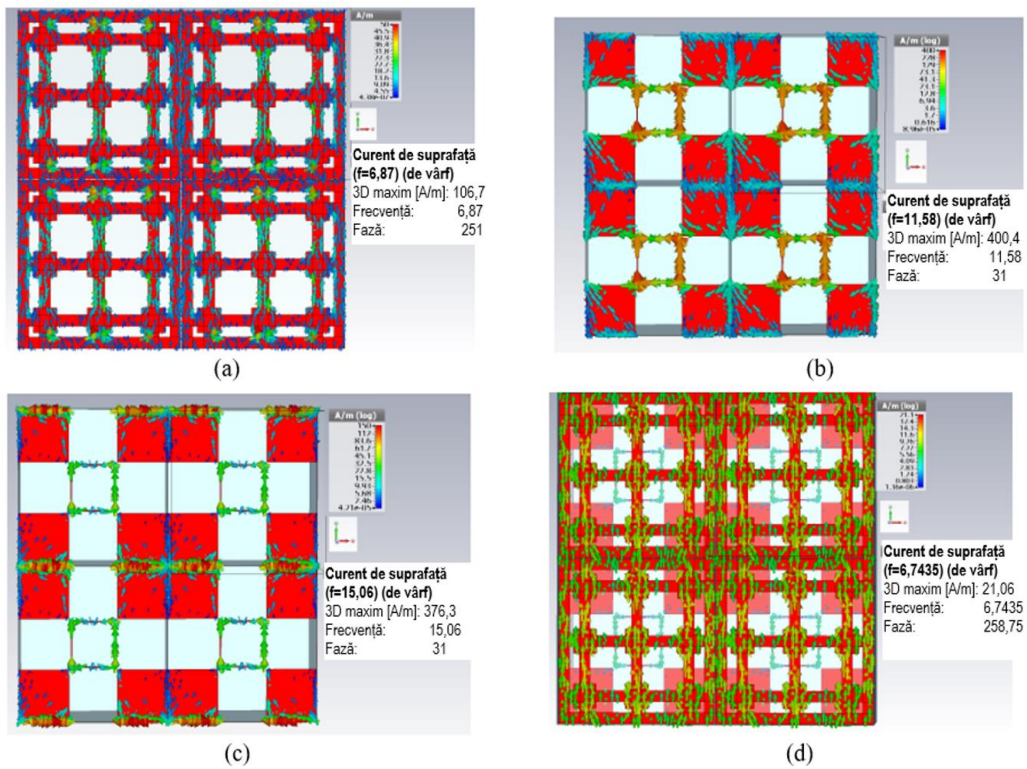


Fig. 4-29 Imagini de câmp ale densității curentului de suprafață, pentru suprafața periodică cu: (a) Fața 1 prezentă, la 6.87 GHz; (b) Fața 2 prezentă, la 11.58 GHz; (c) Fața 2 prezentă, la 15.06 GHz; (d) Vedere a Feței 1, când ambele metalizări sunt prezentate la 6.74 GHz [74]

După cum se poate observa în Fig. 4-28, suprafața periodică cu metalizare pe Fața 2 prezintă doar două frecvențe de rezonanță, la 11.58 și 15.06 GHz. Imaginile corespunzătoare de câmp sunt afișate în Fig. 4-29 (b), respectiv (c). Se poate reține faptul că rezonanța la 11.58 GHz este determinată în principal de dreptunghiurile goale, în timp ce rezonanța la 15.06 GHz este determinată în principal de cuplajul capacitiv dintre pătratele metalice. Când sunt prezente metalizări pe ambele laturi ale structurii periodice, Fig. 4-26 (c), suprafața periodică rezultată prezintă în continuare frecvențe de rezonanță la 6.74 și 11.59 GHz, care sunt foarte apropiate de frecvențele de rezonanță ale structurilor bazate strict pe Fața 1 sau Fața 2. Cu toate acestea, rezonanța în jurul frecvenței de 15 GHz nu mai este prezentă. Imaginea de câmp din Fig. 4-29 (d) confirmă faptul că funcționarea filtrului se determină în principal cu ajutorul modelului Feței 1 la 6.74 GHz.

Prin urmare, dacă se cuplează două filtre de tip oprește-bandă, unul cu o lățime mare de bandă la frecvențe joase și altul având o structură cu două benzi de oprire la frecvențe înalte, se va obține un filtru oprește-bandă cu bandă ultralargă. Optimizarea a fost posibilă prin luarea în calcul a impactului diverșilor parametri geometrici asupra răspunsului în frecvență.

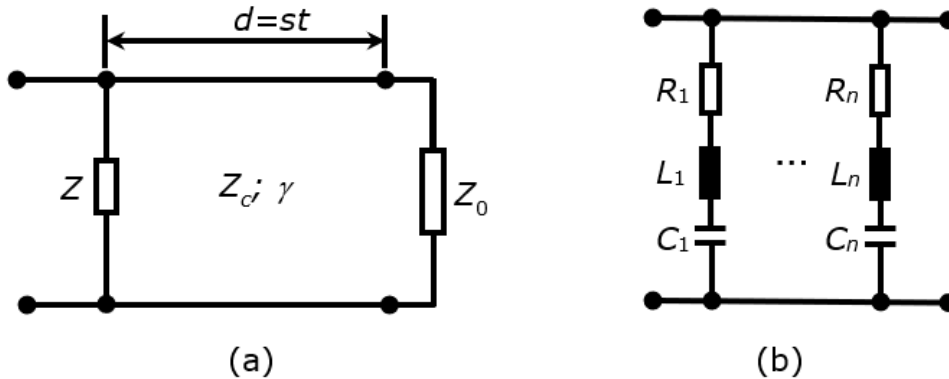
### 4.5.3 Modelul de circuit echivalent

Utilizarea modelelor de circuite echivalente îmbunătățește înțelegerea răspunsului în frecvență a unei FSS, luând în considerare rezonanțele introduse de structură care vor afecta undele electromagnetice în incidență normală. În continuare se vor prezenta modelele de circuit pentru celulele unitate de pe cele două fețe ale FSS propuse, precum și al celei unitate a FSS care rezultă din combinarea celor două fețe. Modelul de circuit pentru Fața 1 este prezentat în Fig. 4-30 (a). Unda incidentă este modelată printr-un generator de tensiune adaptat, conectat la bornele de intrare, având o impedanță internă egală cu impedanța undei în spațiul liber  $Z_0$ . FSS este reprezentată printr-o combinație de impedanță  $Z$  a shunt-ului, reprezentând modelul metalic și o linie de transmisie cu lungimea  $s_t$ , care reprezintă substratul. Impedanța caracteristică a liniei de transmisie este  $Z_c$ , iar constanta de propagare este  $\gamma$ , ambele fiind determinate de proprietățile materialului de substrat (FR4). Acești parametri se calculează în felul următor:

$$Z_c = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0 \epsilon_r (1 - j \tan \delta)}} \quad (4)$$

$$\gamma = j\omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r (1 - j \tan \delta)}$$

Terminalele de ieșire sunt conectate la o sarcină adaptată ce prezintă o impedanță egală cu ea a spațiului liber.

Fig. 4-30 Cicuitele echivalente pentru: a) celula unitate; b) impedanța  $Z$  [74]

Parametrii  $S_{21}$  ai celor două porturi din Fig. 4-30 sunt dați de:

$$S_{21} = \frac{2z_p}{1 + z_p} \cdot \frac{1 + \Gamma}{e^{\gamma d} + \Gamma e^{-\gamma d}} \quad (5)$$

unde

$$\Gamma = \frac{Z_0 - Z_c}{Z_0 + Z_c} \quad (6)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$$

și

$$z_p = \frac{z z_{in}}{z + z_{in}}; \quad z = \frac{Z}{Z_0}; \quad (7)$$

$$z_{in} = \frac{Z_c Z_0 + Z_c \tanh(\gamma d)}{Z_0 Z_c + Z_0 \tanh(\gamma d)}$$

Modelul de circuit al Feței 2, este derivat din schema de circuit prezentat în Fig. 4-30 (a) prin alimentarea celor două porturi la bornele dreapta și adaptând portul din stânga cu o sarcină potrivită. Datorită reciprocității, ecuațiile (2)-(4) pentru calcularea parametrului  $S_{21}$  continuă să se aplice. După cum se poate observa în Fig. 4-28, ambele fețe ale FSS introduc rezonanțe. Deoarece rezonanțele sunt larg separate ca frecvență, impedanța  $Z$  a șuntului (impedanței derivație) din Fig. 4-30 (a) este alcătuită din mai multe circuite rezonante necuplate, așa cum se arată în Fig. 4-30 (b). Prezența elementelor de disipare  $R_i$  din Fig. 4-30 (b) este motivată de pierderile introduse de substratul FR4 în câmp apropiat. Propagarea undelor în substrat introduce de asemenea pierderi. Cu toate acestea, pierderile de propagare sunt neglijabil de mici, după cum se obține din calculele parametrului  $S_{21}$ , efectuate prin luarea în considerare sau neglijarea alternativă a pierderilor în linia de transmisie de lungime foarte mică  $s_t$  (grosimea substratului) din Fig. 4-30 (a). Pentru a estima ordinul de mărime al elementelor circuitului, formule de aproximare cuasi-statice



binecunoscute pot fi folosite ca punct de plecare. Inductanța  $L$  a unei benzi metalice subțiri de lungime  $s$  și lățime  $w$  este data de:

$$L = \mu_0 \frac{s}{2\pi} \ln\left(\frac{2s}{w}\right) \quad (8)$$

Apoi, capacitatea  $C$  a circuitului rezonant poate fi calculată folosind frecvența de rezonanță  $f_r$  conform:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (9)$$

De exemplu, inductanța unei benzi având  $s = 5$  mm și  $w = 1$  mm, corespunzătoare rezonatorului de bandă din Fig. 4-29 (a), este de 2.28 nH și pentru  $s = 4.5$  mm și  $w = 0.1$  mm, corespunzătoare marginii dreptunghiului gol cu o densitate mare de curent din Fig. 4-29 (b), inductanța este de valoare 4.04 nH.

Ecuatiile (2)-(4) au fost implementate într-un script Matlab, iar transmitanța rezultată a fost comparată cu cea obținută prin simulare. După câteva iterații efectuate pentru optimizare, au fost găsite valorile elementelor de circuit. Valorile obținute pentru cele două inductanțe menționate anterior au fost de 0.62 respectiv 3.29 nH. Rezistențele din circuite au rolul de a asigura o valoare a factorului de calitate  $Q$  corespunzătoare.

În tabelul 4-3 sunt listate elementele de circuit pentru cele două fețe. Cea de-a doua coloană conține elementele de circuit și frecvențele de rezonanță asociate celei unitate ce conține Fața 1, iar cea de-a treia coloană include elementele asociate Feței 2. Pentru Fața 1, au fost luate în considerare trei frecvențe de rezonanță notate cu  $f_{r1}$  ( $n=3$  în Fig. 4-30 (b)) și patru frecvențe de rezonanță pentru Fața 2 ( $n=4$  în Fig. 4-30 (b)). Trebuie remarcat faptul că frecvența  $f_{r4}$  se află în afara intervalului de frecvență de operare a FSS, dar simulările au indicat prezența acesteia. Această frecvență de rezonanță influențează răspunsul în frecvență a FSS în domeniul de frecvențe operațional. Pentru comparare, transmitanța obținută cu modelul de circuit pentru Fața 1 este prezentată în Fig. 4-31, împreună cu transmitanța obținută prin simulare cu [52]. O reprezentare similară pentru Fața 2 este prezentată în Fig. 4-32, ambele rezultate indicând o bună potrivire.

Când cele două fețe sunt puse împreună (reunite) pentru a forma FSS, apar diverse cuplaje între elementele constitutive. Aceste cuplaje sunt complexe și greu de identificat individual din cauza numărului mare de rezonanțe care sunt prezente în celula unitate. Efectul de cuplare poate fi evidențiat la intrarea sau la ieșirea liniei de transmisie în modelul de circuit, sau chiar la ambele.

Ca soluție, s-a ales raportarea efectului de cuplaj la intrare, astfel încât elementele de circuit și rezonanțele să fie modificate corespunzător, iar rezonanțele suplimentare datorate impactului ieșirii (Fața 2) au fost echivalate la intrare (Fața 1). Această abordare este motivată prin faptul că rezonanța mare care are loc peste 6 GHz când doar Fața 1 este prezentă în simulare (vezi Fig. 4-28) apare și atunci când ambele fețe sunt prezentate, așa cum este prezentat de rezultatele de simulare și măsurare raportate în Fig. 4-27.

Modelul de circuit selectat a fost cel reprezentat în Fig. 4-30 (a), cu impedanța  $Z$  având structura din Fig. 4-30 (b). În acest caz au trebuit luate în considerare  $n=5$  rezonanțe, astfel încât cinci circuite RLC serie conectate în paralel au constituit structura impedanței derivației  $Z$ .

Pentru a calcula parametrul  $S_{21}$  al circuitului au fost folosite din nou ecuațiile (1)-(4) și au fost efectuate mai multe iterații pentru a obține valorile parametrilor prin optimizare, cunoscând ordinele de mărime din (5) și (6). Cea mai bună potrivire a fost obținută pentru frecvențele de rezonanță și valorile parametrilor listate în ultima coloană din tabelul 4-3. Transmitanța obținută cu modelul echivalent de circuit este reprezentată în Fig. 4-33, iar pentru comparație, transmitanța obținută prin simulare cu [52] este de asemenea reprodusă în aceeași figură. Se poate observa că transmitanța calculată cu modelul de circuit se potrivește cu cea obținută prin simulare într-un mod rezonabil în banda de -10 dB, care reprezintă banda de frecvență de interes. Se poate observa că modelul de circuit evaluează corect limitele benzii.

Tabel 4-3 Elementele modelelor de circuit pentru celulele unitate

	Fata 1	Fata 2	FSS
$f_{r1}$ [GHz]	6.87	11.65	6.72
$f_{r2}$ [GHz]	16.73	15.05	9.80
$f_{r3}$ [GHz]	12.48	16.55	11.57
$f_{r4}$ [GHz]	-	20.34	12.63
$f_{r5}$ [GHz]	-	-	18.3
$R_1$ [ $\Omega$ ]	0.74	27.52	0.74
$R_2$ [ $\Omega$ ]	20.73	5.65	32.04
$R_3$ [ $\Omega$ ]	263.89	94.25	0.42
$R_4$ [ $\Omega$ ]	-	0.42	13.31
$R_5$ [ $\Omega$ ]	-	-	0.4
$C_1$ [fF]	860	8.80	980
$C_2$ [fF]	5.50	34.0	75.5
$C_3$ [fF]	1.00	2.80	85.0
$C_4$ [fF]	-	41.0	105.0
$C_5$ [fF]	-	-	75.0
$L_1$ [nH]	0.62	21.21	0.57
$L_2$ [nH]	16.45	3.29	3.49
$L_3$ [nH]	162.63	33.03	2.23
$L_4$ [nH]	-	2.26	1.51
$L_5$ [nH]	-	-	1.01

#### 4.5.4 Validarea experimentală

Structura periodică propusă a fost realizată ca prototip pe o placă de circuit imprimat (PCB) pe suport FR4, care conține 30 de celule unitate pe fiecare dintre cele două direcții ortogonale, rezultând o întindere totală de 450×450 mm<sup>2</sup>. Fotografiiile prototipurilor asociate Feței 1 respectiv Feței 2 sunt prezentate în Fig. 4-34 (a) și (b). Măsurătorile au fost efectuate într-o cameră anecoică aplicând metoda substituției după cum este prezentat în [72], iar fotografiile de setup se pot vedea în Fig. 4-34 (c) și (d).

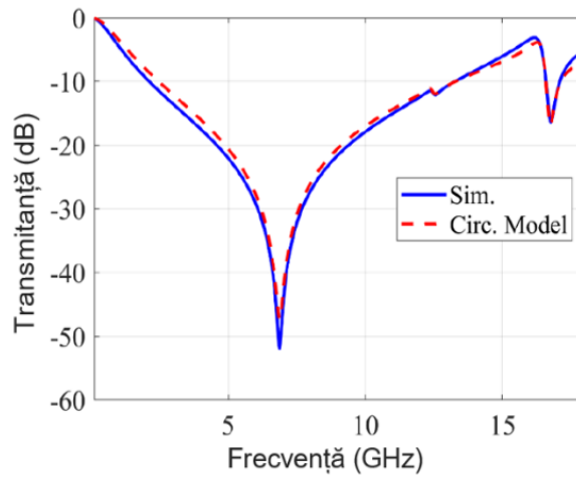


Fig. 4-31 Transmitanța structurii cu model metalic doar pe o singura față: calculată cu modelul de circuit al celei unitate (linia punctată) și obținut prin simulare (linia continuă) - Fața 1; [74]

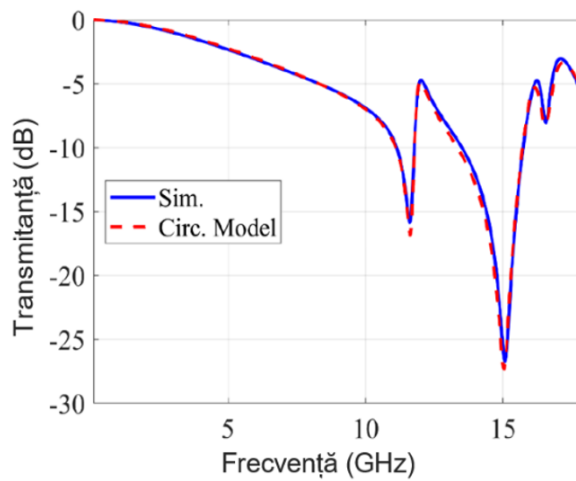


Fig. 4-32 Transmitanța structurii cu model metalic doar pe o singura față: calculată cu modelul de circuit al celei unitate (linia punctată) și obținut prin simulare (linia continuă) - Fața 2 [74]

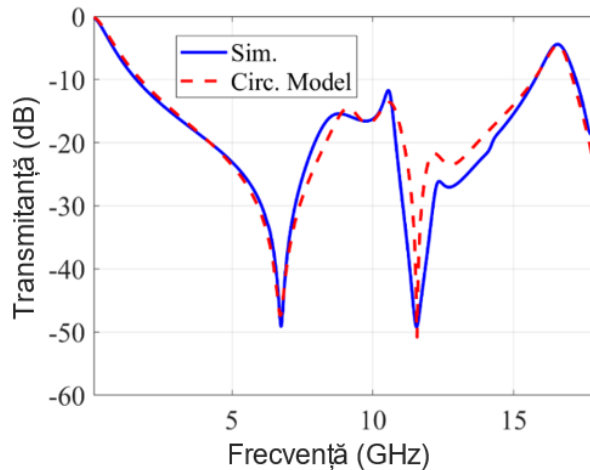


Fig. 4-33 Transmitanța structurii complete: calculată cu modelul de circuit al celei unitate (linia punctată) și obținut prin simulare (linia continuă) [74]

Transmitanța măsurată în incidență normală este reprezentată în Fig. 4-27 printr-o linie curbă roșie punctată, alături de cea simulată, pentru a se demonstra bună corelare a celor două. Transmitanța simulată pentru incidența TE, pentru colatitudine (unghiul  $\theta$  din coordonatele sferice) între 0 și 60°, precum și cea măsurată, sunt prezentate în Fig. 4-35 (a), respectiv (b). Măsurătorile s-au limitat la un unghi de incidență de 60°, întrucât apertura efectivă pentru undele incidente scade cu 50% la acest unghi în raport cu incidența normală. Aceleași curbe, însă pentru incidențele TM, sunt reprezentate în Fig. 4-36 (a), respectiv (b). Acest set de rezultate este suficient pentru a evalua variabilitatea transmitanței în incidență oblică datorită simetriei modelului metalic din celula unitate.

Datele raportate indică o bună corelare a rezultatelor simulării cu cele ale măsurătorilor. Există unele diferențe minore pentru valori mici de transmitanță, adică în banda de oprire, cauzate de variații ale geometriei și de neregularități ale dielectricului PCB, de toleranțe la nivelul metalizării și de moduri de ordin superior lansate ca unde de suprafață, care pot radia când ajung la marginile PCB. Acest fenomen din urmă ar putea fi semnificativ strict la anumite frecvențe, pentru unghiuri mari de incidență. De exemplu, transmitanța obținută prin simulare, în modul evanescent TM (-1,0) este de -8.38 dB la o frecvență de 9.26 GHz și o incidență la  $\theta = 60^\circ$ . Pentru același unghi de incidență, transmitanța modului TE (-1,0) (tot evanescent) este de -12.68 dB la 9.88 GHz și de -14.28 dB la 10.02 GHz. În general, toate modurile de ordin superior au transmitanțe sub -10 dB sau mult mai reduse, cu excepția de mai sus la  $\theta = 60^\circ$ . Modulul parametrilor S raportați pentru moduri evanescente a fost determinat prin simulare, la o distanță de 10 mm de structură.

4.5 – Suprafață selectivă în frecvență pentru filtrare și ecranare de bandă ultralargă (UWB) 61

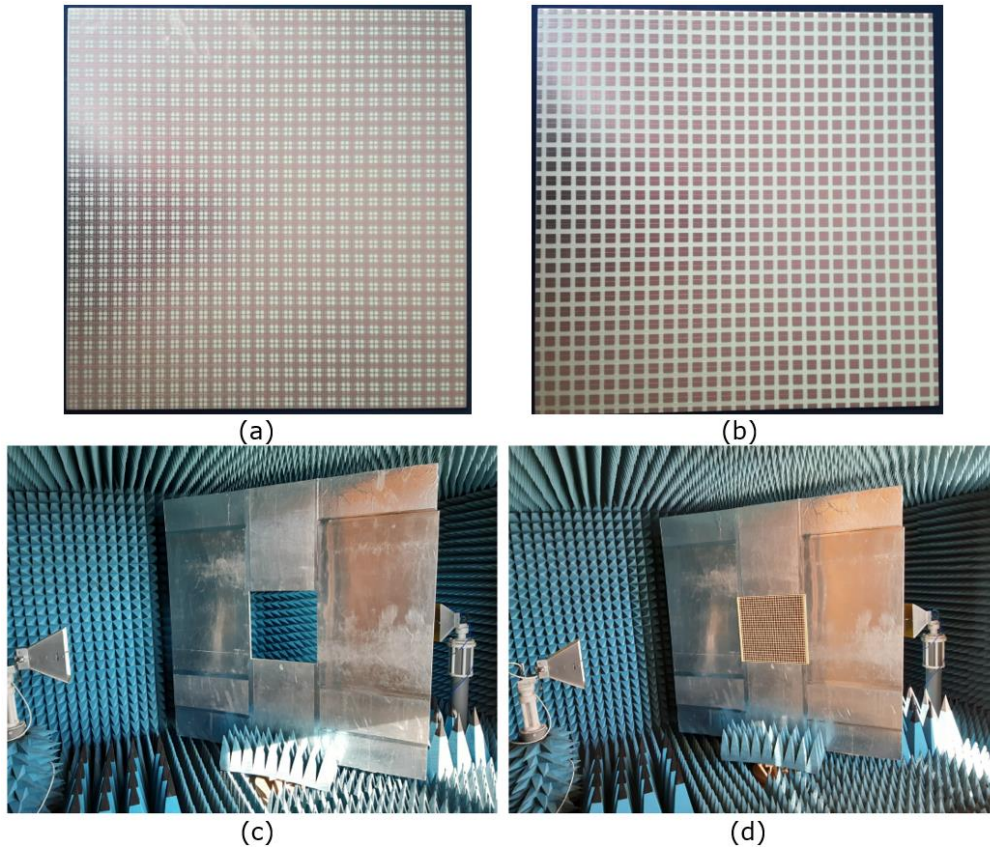


Fig. 4-34 Validarea experimentală: cablaj imprimat prototip Față 1 (a), Față 2 (b); set-up-ul de măsurare fără prototip (c) și cu prototipul montat (d) [74]

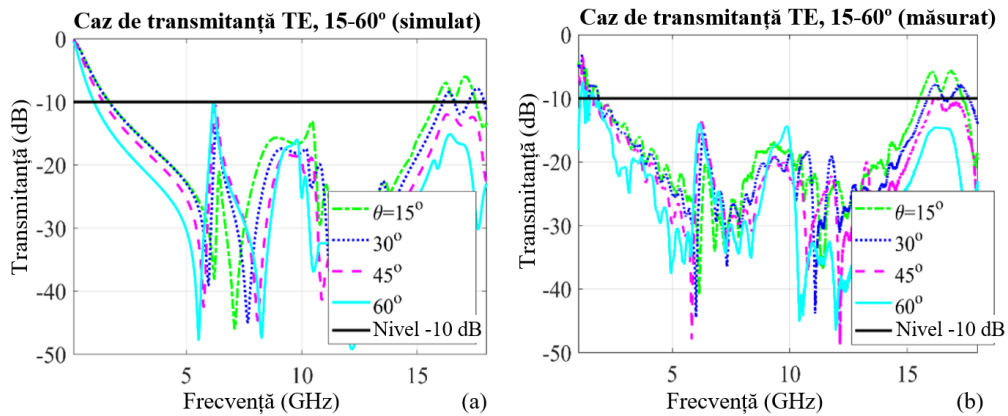


Fig. 4-35 Transmitanța la incidență oblică a undelor TE: (a) simulată; (b) măsurată [74]

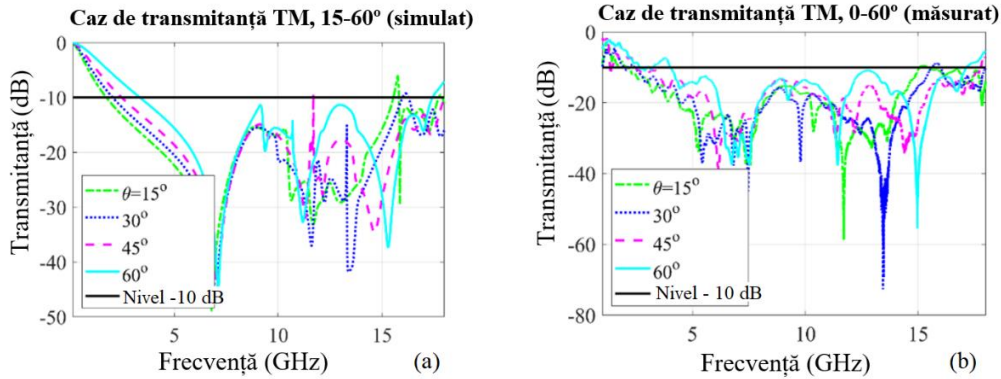


Fig. 4-36 Transmitanța la incidența oblică a undelor TM: (a) simulată; (b) măsurată [74]

Transmitanța structurii a fost măsurată apoi la incidențe TE și TM, pentru unghiuri de incidență între 0 și 60°, în trepte de 5°, iar banda de oprire a fost determinată în fiecare caz, aceasta fiind cel mai important parametru de filtrare al suprafeței propuse. Rezultatele sunt raportate în Fig. 4-36, banda de oprire pentru cazul TE fiind notată ca  $[f_{LTE}; f_{HTE}]$ , iar pentru cazul TM ca  $[f_{LTM}; f_{HTM}]$ .

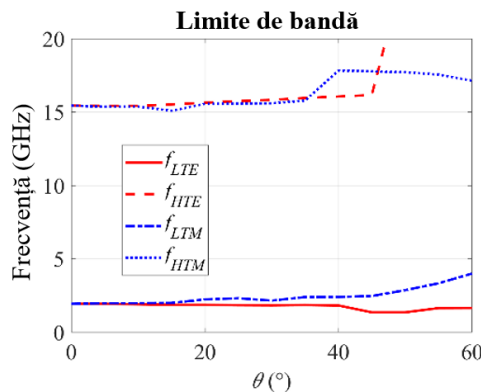


Fig. 4-37 Limite ale benzii de oprire versus unghi de incidență [74]

Rezultatele din Fig. 4-37 relevă faptul că banda de oprire este, practic constantă la incidență TE până la un unghi de incidență de 60° ( $f_{LTE}$  variază între 1.75 GHz la 0° și 1.66 GHz la 60°, iar  $f_{HTE}$  crește de la 15.44 GHz la 0° până la valori de peste 20 GHz între 45° și 60°). În cazul de incidență TM, stabilitatea benzii de oprire poate fi considerată rezonabilă până la un unghi de incidență de 50° ( $f_{LTM}$  crește de la 1.75 GHz la 0° până la 2.87 GHz la 50° și la 4.00 GHz la 60°, în timp ce  $f_{HTM}$  variază de la 15.44 GHz la 0° până la 17.72 GHz la 50° și la 17.13 GHz la 60°). Cu toate acestea, banda de oprire rămâne ultralargă pentru toate unghiurile de incidență, iar gama de frecvență UWB standardizată (3.1-10.6 GHz) este acoperită până la un unghi de incidență de 50° pentru ambele polarizări. Modificarea parametrilor de lățime de bandă în cazul incidenței TM oblice a fost semnalată și de către alți autori [75]. Aceasta este explicată prin scăderea amplitudinii înregistrate de proiecția intensității câmpului electric asupra planului celulei unitate, scădere care se produce în cazul polarizării TM, ceea ce afectează funcționarea rezonatoarelor care reacționează la câmpul electric.

#### 4.5.5 Concluzii și contribuții

În acest subcapitol s-a prezentat o FSS care funcționează ca filtru spațial, cu o bandă de oprire foarte largă, destinat filtrării în gama de frecvență standardizată UWB, care demonstrează insensibilitate ridicată la polarizare și o bună stabilitate unghiulară. Structura a fost implementată pe un substrat eficient din punct de vedere al costurilor, cel de tip FR4. S-a obținut o bandă de oprire foarte amplă, în intervalul 1.75-15.44 GHz. Acest rezultat este favorabil în raport cu alte lucrări, menționate în literatura de specialitate, care au avut obiective similare, mai exact [76], unde banda de filtrare obținută a fost de 2.5-13.23 GHz, și [77], unde s-a raportat o bandă de oprire de 3.1-13.3 GHz. Toate cele trei FSS luate în considerare în scopuri comparative au fost implementate pe substraturi din FR4 de grosime 1.6 mm. Testele de funcționare la incidență oblică au fost raportate în lucrarea de față, iar insensibilitatea unghiulară a fost obținută la peste 60° pentru undele TE, și la peste 50° pentru undele TM, în acoperirea gamei de frecvență UWB. În [76] a fost raportată insensibilitate de unghi de 80°, iar în [77] unghiul obținut a fost de 45°. Latura celulei unitate a fost de 8 mm în [76] și de 10 mm în [77] față de 15 mm în implementarea propusă. Valoarea mai mare a laturii în lucrarea de față este justificată de funcționarea la frecvențe mai joase (pornind de la 1,75 GHz). De asemenea, celula unitate a inclus un model cuasiregulat de rezonatoare de mici dimensiuni, care a compensat la frecvențe mari dimensiunea oarecum mare a celulei unitate. Structura propusă a fost evaluată prin simulare și măsurători într-o încăpere anecoidă. Rezultatele obținute au demonstrat o bună corelare a teoriei cu experimentele.

## 4.6 Polarizor liniar de bandă largă, bazat pe o suprafață selectivă în frecvență

### 4.6.1 Introducere

Se consideră o FSS construită pe un substrat de tip FR4 care furnizează două benzi de frecvență distincte, în care undele plane de intrare sunt filtrate în unde polarizate liniar ortogonal. A fost luat în considerare domeniul de frecvențe sub 10 GHz, domeniu care reprezintă interes pentru aplicațiile din industria autovehiculelor [78]. În lucrarea menționată, benzile de operare raportate au fost destul de înguste.

În acest subcapitol, se propune o structură mai elaborată pentru celula unitate a unei FSS, care să permită un grad mai mare de libertate în zona de acord a frecvenței de interes, dar fără a complica în mod excesiv proiectarea. În plus, prin replicarea modelului metallic pe ambele părți ale substratului de susținere, se obține o operare de bandă mai largă [79]. Proprietățile electromagnetice ale FSS propuse, sunt evaluate prin intermediul unui program de simulare numerică [52].

### 4.6.2 Proiectarea și funcționarea structurii propuse

Suprafața selectivă în frecvență (FSS) funcționând ca polarizor liniar a fost realizată pe un substrat de tip FR4, cu o grosime a substratului de 2.6 mm, pe baza unei celule unitate pătrate cu dimensiunea muchiilor  $d = 15$  mm, Fig. 4-38 (a). În configurația extinsă, distanța dintre cele două modele metalice adiacente a fost aleasă ca valoare  $\delta = 3$  mm, ceilalți parametrii geometrici fiind inițial de valoare  $L_r = 3$  mm și  $L_{in} = 1$  mm. De asemenea, a fost luat în considerare o lățime a traseului de valoare  $w = 0.2$  mm, iar inițial modelul metallic a fost plasat doar pe o singură parte a celulei unitate.

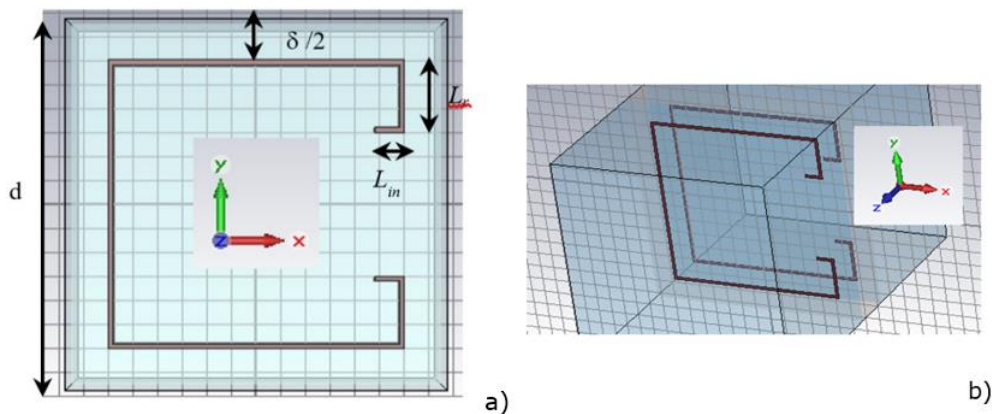


Fig. 4-38 Celula unitate: a) vedere frontală; b) vedere tridimensională (substratul eliminat pentru asigurarea vizibilității) [79]

Transmitanța suprafeței selective în frecvență calculată cu [52] este reprezentată în Fig. 4-39. Trasa roșie corespunde unei incidențe normale având vectorul electric paralel cu axa x ( $E||x$ ), iar trasa albastră cazului în care vectorul electric paralel este cu axa y ( $E||y$ ). După cum se poate observa, curba roșie prezintă o bandă de oprire cu limita de -10 dB la  $f_l = 4.09$  GHz,  $f_h = 5.31$  GHz și o frecvență



centrală  $f_c = 4.78$  GHz. Transmitanța curbei albastre la  $f_c$  este  $T_2 = -1.60$  dB. O undă plană incidentă pe suprafața structurii, polarizată în mod arbitrar, în această bandă de frecvență, va părăsi suprafața (în direcția opusă față de cea incidentă) polarizată în mod normal cu  $E||y$ . Curba albastră din Fig. 4-39 prezintă două benzi de oprire pentru undele plane incidente cu  $E||y$ . Parametrii benzilor de oprire sunt  $f_{l1} = 2.15$  GHz,  $f_{h1} = 2.49$  GHz,  $f_{c1} = 2.34$  GHz,  $T_1 = -2.42$  dB și  $f_{l2} = 6.09$  GHz,  $f_{h2} = 6.49$  GHz,  $f_{c2} = 6.31$  GHz. O undă plană incidentă pe această structură, polarizată în mod arbitrar în această bandă de frecvență, va fi transmisă fiind caracterizată printr-o polarizare practic liniară, cu  $E||x$ .

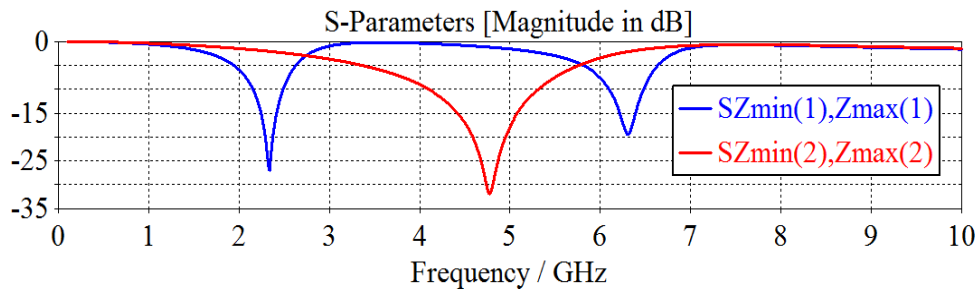


Fig. 4-39 Transmitanța suprafeței selective în frecvență având modelul metallic pe o singură față [79]

Diferența dintre cele două răspunsuri în frecvență se datorează geometriilor diferite. Concret, în direcția  $x$  există două structuri metalice identice asemănătoare unui dipol, deci cu aceeași frecvență de rezonanță. În mod contrar, în direcția  $y$  există o structură lungă asemănătoare unui dipol și una mai scurtă de lungime  $L_r$ . Lungimile diferite se reflectă în cele două rezonanțe. Datorită continuității traseelor metalice într-o geometrie de tip cartezian, ne putem aștepta la o mică componentă polarizată transversal, a undei reflectate și transmise față de cazul anterior.

Funcționarea structurii propuse este asemănătoare cu cea raportată în [79]. Pentru a obține o funcționare de bandă largă, am reprodus modelul metallic și pe cealaltă parte a suprafeței selective în frecvență. Vizualizarea tridimensională a celei unitate proiectate este prezentată în Fig. 4-38 (b).

Transmitanța noii suprafețe selective în frecvență este reprezentată în Fig. 4-40, pentru aceleași dimensiuni ale modelului metallic amintit anterior, cel cu celula unitate pe o singură față a cablajului. Se poate observa că s-a obținut o selectivitate de bandă largă, explicată prin prezența a două rezonanțe distincte în fiecare bandă. Acesta reprezintă rezultatul replicării modelului metallic de cealaltă parte a plăcii [9].

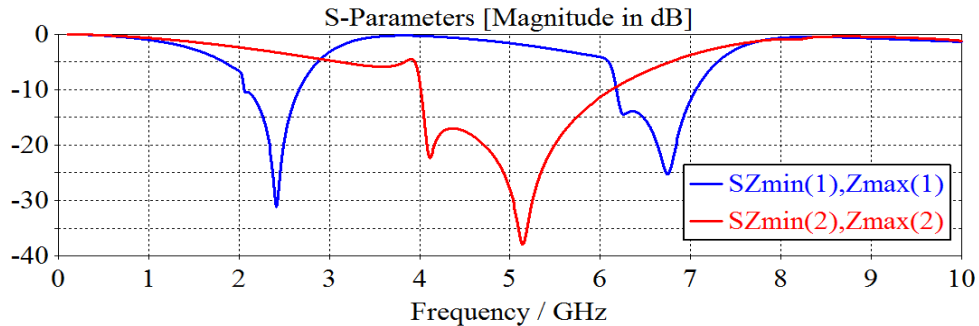


Fig. 4-40 Transmitanța suprafeței selective în frecvență având modelul metalic pe ambele fețe ale celulei unitate [79]

Valorile din prima linie a tabelului 4-4 intersectat cu coloana „Band” corespunde curbei roșii din Fig. 4-40, „Band 1” reprezintă banda de oprire din partea dreaptă a curbei albastre, iar „Band 2” corespunde benzii de oprire din partea stângă.

Un aspect important este reprezentat de faptul că „Band” și „Band 1” se intersectează la aproape -10 dB. Acest fenomen are loc în momentul în care  $L_{in} = 1$  mm, după cum indică rezultatele studiului parametric prezentat în tabelul 4-4.

Tabel 4-4 Comparația efectelor diferiților parametri asupra performanțelor electrice ale celulei unitate

w (mm)	$L_r$ (mm)	$L_{in}$ (mm)	Band (GHz)	Band1 (GHz)	Band2 (GHz)
0.2	1	1	4.44-6.80	6.86-7.49	2.25-2.95
0.2	2	1	4.16-6.42	6.42-4.22	2.11-2.78
<b>0.2</b>	<b>3</b>	<b>1</b>	<b>4.01-6.17</b>	<b>6.17-7.07</b>	<b>2.05-2.66</b>
0.2	4	1	3.84-5.88	5.88-6.89	2.05-2.54
0.2	5	1	3.69-5.65	5.65-6.78	2.02-2.38
0.2	5	2	3.56-5.44	5.39-6.64	1.92-2.22
0.5	5	3	3.48-5.63	5.26-7.01	1.91-2.20
0.5	5	5.5	3.23-4.66	4.82-6.60	1.77-1.96

Rezultatele studiului parametric din tabelul 4-4 pot fi utilizate pentru adaptarea parametrilor frecvențiali ai transmitanței suprafeței selective în frecvență la cerințele diferitelor aplicații. În efectuarea evaluării parametric, celelalte dimensiuni geometrice au fost menținute constante la valorile raportate mai sus.

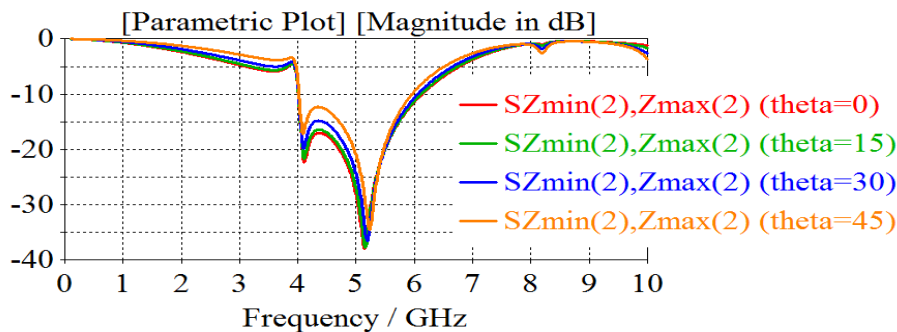
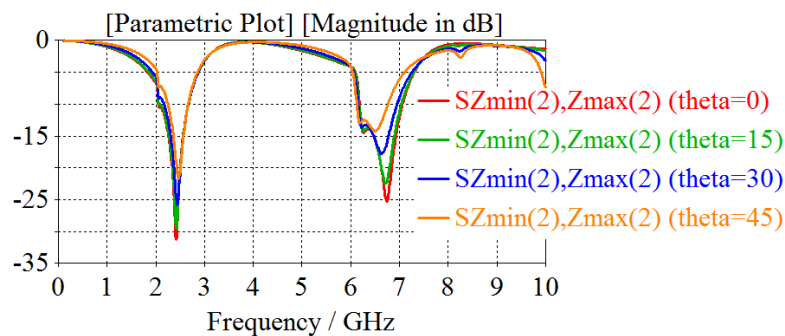
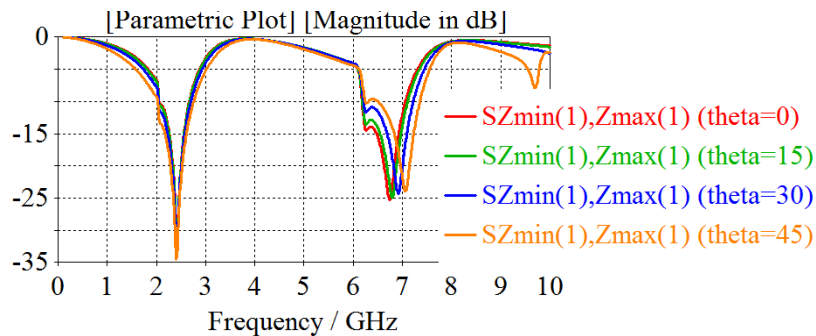
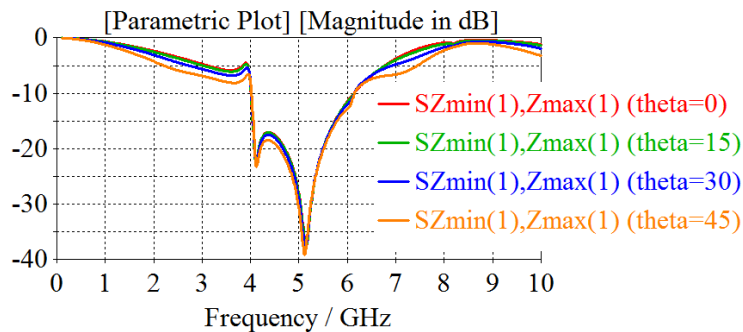


Fig. 4-41 Transmitanța parametrizată după theta cu  $\phi=0$ , incidență  $E||x$  [79]

Deoarece structura celei unitate nu este simetrică față de ambele axe (chiar dacă prezintă o singură axă de simetrie), la testarea stabilității pentru diferite unghiuri de incidență, cele două plane ( $xOz$  și  $yOz$ ), trebuie luate separat în considerare. S-a testat stabilitatea pentru diverse unghiuri de colatitudine  $\theta$  până la un unghi de 45 de grade (în raport cu axa de referință din Fig. 4-38) pentru  $\varphi = 0$  și  $\varphi = 90$  de grade, cu ambele polarizări (TE și TM). Unul dintre cele patru rezultate parametrizate este prezentat în Fig. 4-41 (parametrizare după theta, cu  $\phi = 0$  și  $E||x$ ), acesta indicând o stabilitate foarte bună. Celelalte cazuri sunt după cum urmează: parametrizare după theta, cu  $\phi = 90^\circ$  și  $E||x$  (Fig. 4-42),  $\phi = 0$  și  $E||y$  (Fig. 4-43),  $\phi = 90^\circ$  și  $E||y$  (Fig. 4-44). Toate aceste rezultate indică o bună stabilitate, excepția o face un singur caz, când  $f_{h1}$  scade ușor cu  $\theta$ .

Fig. 4-42 Transmitanța parametrizată după theta cu  $\phi = 90$ , incidență  $E||x$  [79]Fig. 4-43 Transmitanța parametrizată după theta cu  $\phi = 0$ , incidență  $E||y$  [79]Fig. 4-44 Transmitanța parametrizată după theta cu  $\phi = 90$ , incidență  $E||y$  [79]

### **4.6.3 Concluzii și contribuții**

În acest subcapitol s-a propus construirea unei suprafețe selective în frecvență pe un substrat FR4 care să realizeze o polarizare liniară diferită față de undele electromagnetice incidente transmise, fiind polarizate diferit în două benzi de frecvență adiacente. Inițial s-a pornit de la un model pe o singură față a cablajului imprimat, având o comportare de bandă îngustă, care a fost transformat ulterior într-una de bandă largă, replicând modelul metalic și pe cealaltă parte a substratului. S-a prezentat un studiu parametric și modul de funcționare a structurii, aceasta fiind supusă testării la incidentă oblică. Această lucrare a fost efectuată cu scopul de a avea aplicabilitate practică în domeniul autovehiculelor.

## 4.7 Sumarul contribuțiilor în domeniul suprafețelor selective în frecvență

Capitolul 4 vizează patru aplicații cu FSS, primele trei având ca scop principal construcția de FSS destinate filtrării spațiale a undelor electromagnetice, prima fiind realizată cu ajutorul unei structuri periodice dreptunghiulare bazate pe o combinație a unei cruci de tip Ierusalim (*Jerusalem Cross*) și a unui inel circular, iar cea de-a doua, respectiv a treia prezentând construcția de filtre spațiale de bandă largă. Cea de-a patra aplicație propune o soluție pentru construcția unui polarizor liniar de bandă largă, toate aplicațiile fiind construite pe un substrat dielectric de tip FR4.

Scopul primului proiect a fost identificarea unei soluții destinate aplicațiilor de ecranare cu suprafață selectivă în frecvență. În acest scop, a fost descris modul de proiectare al structurii, analiza proprietăților de filtrare și modul de validare a rezultatelor. În urma experimentelor efectuate cu unde plane polarizate liniar la diverse unghiuri de incidență și polarizări, au rezultat trei cazuri particulare care au fost evaluate din punct de vedere numeric: un filtru de bandă largă cu interval de frecvență de la 4.29 GHz până la 12.51 GHz, un filtru în banda X cu interval de frecvență de la 7.72 GHz până la 12.06 GHz și un filtru de tip WLAN pentru benzile de frecvență 2.4 GHz, 4.9 GHz și 5 GHz.

În cazul celui de-al doilea proiect, au fost prezentate etapele de construcție a unui filtru spațial de bandă largă, pornind inițial de la o structură metalică, inelară pătratică pe o singură parte a substratului, iar mai apoi pe ambele părți. În cadrul acestui subcapitol, s-au efectuat studii parametrice asupra substratului dielectric pentru două categorii de structuri, simplu strat respectiv dublu strat. Structurile obținute oferă două, trei chiar și patru benzi interzise în cazul cablajului imprimat pe o singură parte și o bandă largă interzisă, atunci când modelul metalizat este duplicat și pe partea opusă. Structura propusă poate funcționa ca filtru spațial pentru benzile Wi-Fi, Bluetooth și banda X, benzi de frecvență utilizate frecvent în aplicațiile din domeniul automotive.

Cel de-al treilea proiect a fost destinat construirii de suprafețe selective în frecvență destinate filtrării și ecranării în gama de frecvență ultralargă standardizată (UWB). În acest scop, a fost proiectată o structură cu o bandă de oprire foarte mare în intervalul de frecvență 1.75-15.44 GHz. Rezultatele simulărilor au demonstrat faptul că banda de oprire este constantă la incidență TE până la un unghi de incidență de 60° și până la un unghi de 50° în cazul unei incidențe de tip TM. A fost propus un model circuital care să explice funcționarea structurii spațiale introduse. Structura a fost evaluată atât prin simulare cât și prin măsurători în interiorul unei camere anecoice, rezultatele obținute dovedind o bună corelare a teoriei cu rezultatele experimentale.

În cadrul celui de-al patrulea proiect a fost prezentată construirea unei suprafețe selective în frecvență care să realizeze o polarizare liniară diferită față de undele electromagnetice incidente transmise, acestea rezultând polarizate liniar diferit (ortogonal) în două benzi de frecvență adiacente, în urma trecerii prin dispozitiv. Inițial s-a pornit de la o singură suprafață, având o comportare de bandă îngustă, care a fost transformată ulterior într-una de bandă largă prin duplicarea modelului metalic și pe partea opusă a substratului. S-a prezentat un studiu parametric și s-a explicat modul de funcționare al structurii, aceasta fiind supusă testării la incidență oblică. Proiect a fost realizat cu scopul de a avea aplicabilitate practică în domeniul autovehiculelor.

## 5 APLICAȚII ALE SUPRAFETELOR SELECTIVE ÎN FRECVENȚĂ CU MOTIV FRACTAL

### 5.1 Introducere

Acest capitol are ca scop prezentarea unor soluții convenabile pentru aplicațiile care necesită miniaturizare, filtrare și ecranare selectivă în domeniul de frecvențe 1-12 GHz. Soluțiile prezentate sunt implementate cu ajutorul unor structuri fractale periodice și vizează filtrarea benzilor Wi-Fi, LTE, banda C și banda X. Este urmărit controlul în frecvență al benzilor interzise, iterațiile succesive ale fractalilor, răspunsul în frecvență în urma cascaderii de geometrii metalice de ambele părți ale celei unitate și, de asemenea, sunt efectuate simulări parametrice asupra unor cazuri particulare și sunt analizați diverși parametri de interes utilizând [52].

### 5.2 Generalități și studiu bibliografic

Termenul de fractal a fost introdus pentru prima oară în anul 1975 de către Benoît Mandelbrot și presupune o figură geometrică fragmentată sau frântă, care va deveni divizată în mai multe părți, astfel încât fiecare dintre aceste părți să poată fi o copie miniaturală a întregului [80].

În prezent, sunt raportate cercetări semnificative în ingineria microundelor în proiectarea și dezvoltarea de noi modele ale suprafețelor selective în frecvență, o direcție modernă fiind cea bazată pe teoria geometriei fractale, direcție care a stârnit interes datorită aplicațiilor atractive pe care le poate oferi [43].

Din punct de vedere teoretic, un fractal începe de la o figură geometrică simplă. O transformare liniară implică de obicei copierea, scalarea și translatarea structurii inițiale. Transformarea este apoi aplicată din nou întregii structuri rezultate. Fractalul este generat prin repetarea acestei metodologii de un număr infinit de ori, în timp ce un prefractal este o structură rezultată de un proces iterativ trunchiat după un număr finit de iterații. Modelele geometrice considerate în acest capitol generează fractali printr-o procedură iterativă de un număr finit de ori deci sunt de natură prefractală [44].

Suprafețe selective în frecvență cu elemente fractale au fost propuse inițial în [41] pentru a reduce dimensiunea structurii măbind în același timp dimensiunile metalizărilor, prin aplicarea curbelor de umplere a spațiului concepute de Hilbert și Minkowski. Mai târziu, inovația raportată în cercetările ulterioare a adus perspective interesante pentru ingineri de a investiga nelimitat posibile configurații fractale care nu existau până atunci. Atribute importante de performanță realizate prin matrici fractale (care definesc transformările liniare referite mai sus) includ metodologii eficiente de reducere a dimensiunii elementelor, ducând la comportament de tip multi-bandă, modele radiative cu lobi secundari reduși și la îmbunătățirea algoritmilor de formare rapidă a fasciculului difractat prin utilizarea proprietăților recursive ale fractalilor [45].

Suprafețele selective fractale sunt cunoscute pentru modul lor de dezvoltare prin auto-similaritate, creând astfel un răspuns la radiația incidentă constând din benzi multiple și compacte. Datorită răspunsului multi-bandă în frecvență pe care fractalele de tip Sierpinski le oferă, acestea au fost folosite în mod intens în trecut,

pentru proiectarea suprafețelor selective în frecvență cu bandă dublă [81]. În plus, a fost investigat și impactul pe care îl prezintă asupra răspunsului în frecvență modificarea factorului de scalare, a nivelului de iterație și a lățimii elementelor metalice [82]. S-a dovedit faptul că odată cu creșterea lungimii electrice a elementului fractal, se realizează o scădere a frecvenței de lucru și din acest motiv se observă o diminuare a dimensiunilor electrice structurale (perioada spațială în raport cu lungimea de undă).

### 5.3 Fractal cu caracteristici de bandă largă

#### 5.3.1 Introducere

În acest subcapitol, se va prezenta o soluție alternativă pentru filtrarea de bandă largă a undelor electromagnetice pe baza unei suprafețe selective în frecvență. S-a luat în considerare pentru construcția inițială un dipol încrucișat situat pe diagonalele unei celule unitate de formă pătratică. Am considerat dipolul metalic ca fiind rezultat din două V-uri plasate simetric și am iterat aceste V-uri pentru a obține o structură prefractală. După cum era de așteptat, FSS bazată pe dipoli încrucișați prezintă o bandă interzisă care este invers proporțională cu lungimea dipolilor. Prin iterare geometrică a V-ului, se obține o structură prefractală cu răspuns de bandă interzisă într-un domeniu de frecvențe mai scăzute. Mai apoi, prin combinarea prefractalului rezultat cu dipolul încrucișat se obține un filtru de bandă largă, de tip oprește bandă. Se va determina banda filtrului în funcție de diverși parametri geometrice și se va prezenta răspunsul stabil al FSS la undele incidente de tip TE și TM, la diverse unghiuri de incidență [83]. Rezultatele au fost obținute prin simulare, cu ajutorul unui program de calcul numeric [52].

#### 5.3.2 Structura inițială

Celula unitate inițială, care este construită pe un substrat FR4 ( $\epsilon_r=4.3$ ,  $\tan \delta=0.025$ ) cu o grosime de 3.2 mm este ilustrată în Fig. 5-13 (a). Aceasta constă dintr-un model în cruce pe o parte a substratului, cealaltă parte rămânând inițial goală. Brațele crucii sunt rotite cu 45 de grade în raport cu laturile celulei unitate, astfel încât să poată realiza o extensie superioară la aceeași dimensiune a acesteia. Dimensiunile geometrice ale primei structuri (cazul I) pot fi vizualizate în primul rând din tabelul 1, unde  $w$  reprezintă lățimea brațelor crucii și  $l$  reprezintă lungimea acestora.

Suprafața selectivă în frecvență va rezulta prin translatia repetată a celulei unitate în direcțiile  $d_x$  și  $d_y$ , ambele având o valoare de 15 mm. Răspunsul în frecvență a fost evaluat pe baza coeficientului de transmisie  $|S_{21}|$  al unei unde plane polarizate liniar cu incidență normală, calculat cu [52] și este prezentat în Fig. 5-14 (a). O frecvență de rezonanță apare în intervalul frecvenței de interes, la 9.02 GHz (19.48 dB atenuare). În continuare vor fi prezentate unele soluții pentru îmbunătățirea valorii obținute pentru atenuare.

În Fig. 5-13 (b) se poate observa o primă iterație a fractalului. Dimensiunile geometrice sunt cele prezentate în al doilea rând din tabelul 1 (cazul II), unde  $w_2$  reprezintă lățimea brațelor primului fractal și  $l_2$  reprezintă lungimea brațelor primului fractal obținut prin iterație. Proprietățile sale de transmisie, evaluate prin modulul transmitanței, sunt ilustrate în Fig. 5-14 (b). Rezonanța care apare în acest caz este deplasată la frecvențe mai mici (la 5.8 GHz) și prezintă o atenuare de 31.82 dB. Deci, de la o primă iterație, putem observa o creștere a nivelului de atenuare. În Fig. 5-13 (c), se poate observa o a doua iterație a fractalului. Dimensiunile sale sunt cele enumerate în rândul al treilea din tabelul 1 (cazul III), unde  $w_3$  reprezintă lățimea

brațelor geometriei obținute la a doua iterație și  $l/3$  reprezintă lungimea brațelor acestuia. Proprietățile de transmisie ale acestei noi structuri sunt ilustrate în Fig. 5-14 (c). De această dată, se pot observa două rezonanțe: prima bandă de oprire este în jurul frecvenței de 4.5 GHz (atenuare -37 dB), iar cea de a doua în jurul frecvenței de 8.75 GHz (atenuare -20 dB). Astfel, folosind o a doua iterație s-a obținut o rezonanță suplimentară. Apariția celei de-a doua frecvențe de rezonanță sugerează că structura poate fi transformată într-una care să prezinte o bandă de oprire largă (wide-band) prin aplicarea procedeelelor cunoscute.

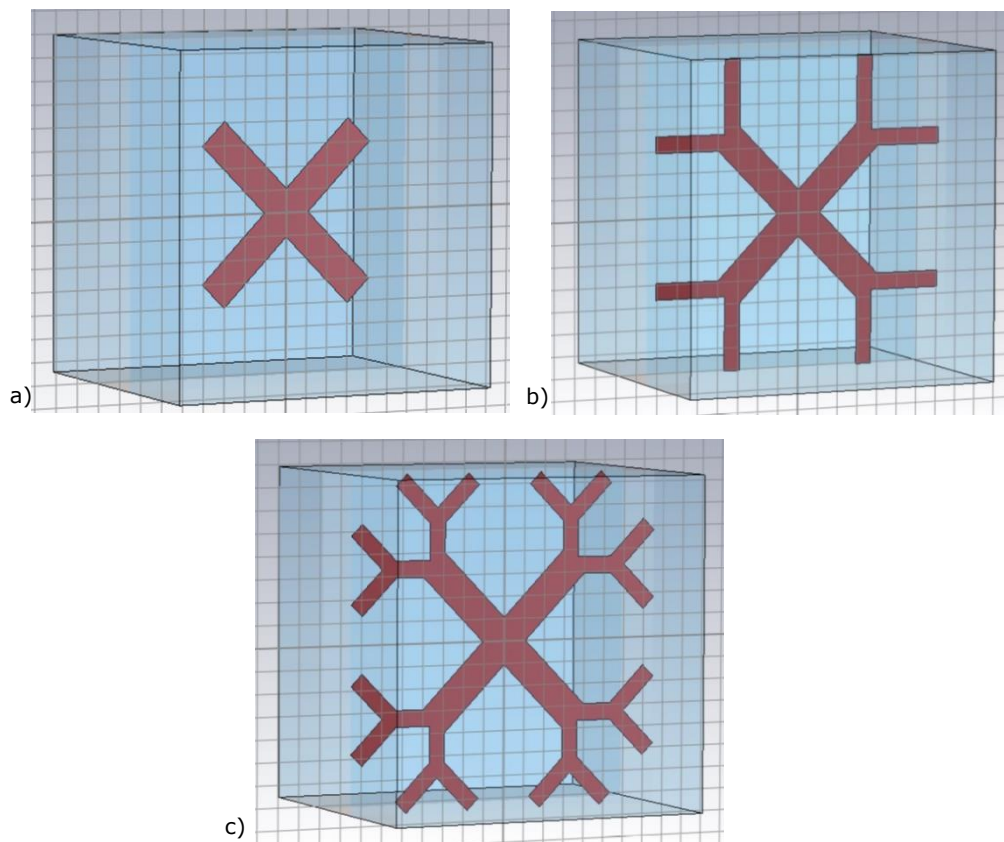


Fig. 5-1 Modelul CAD pentru celula unitate: a) inițială; b) prima iterație; c) a doua iterație [83]



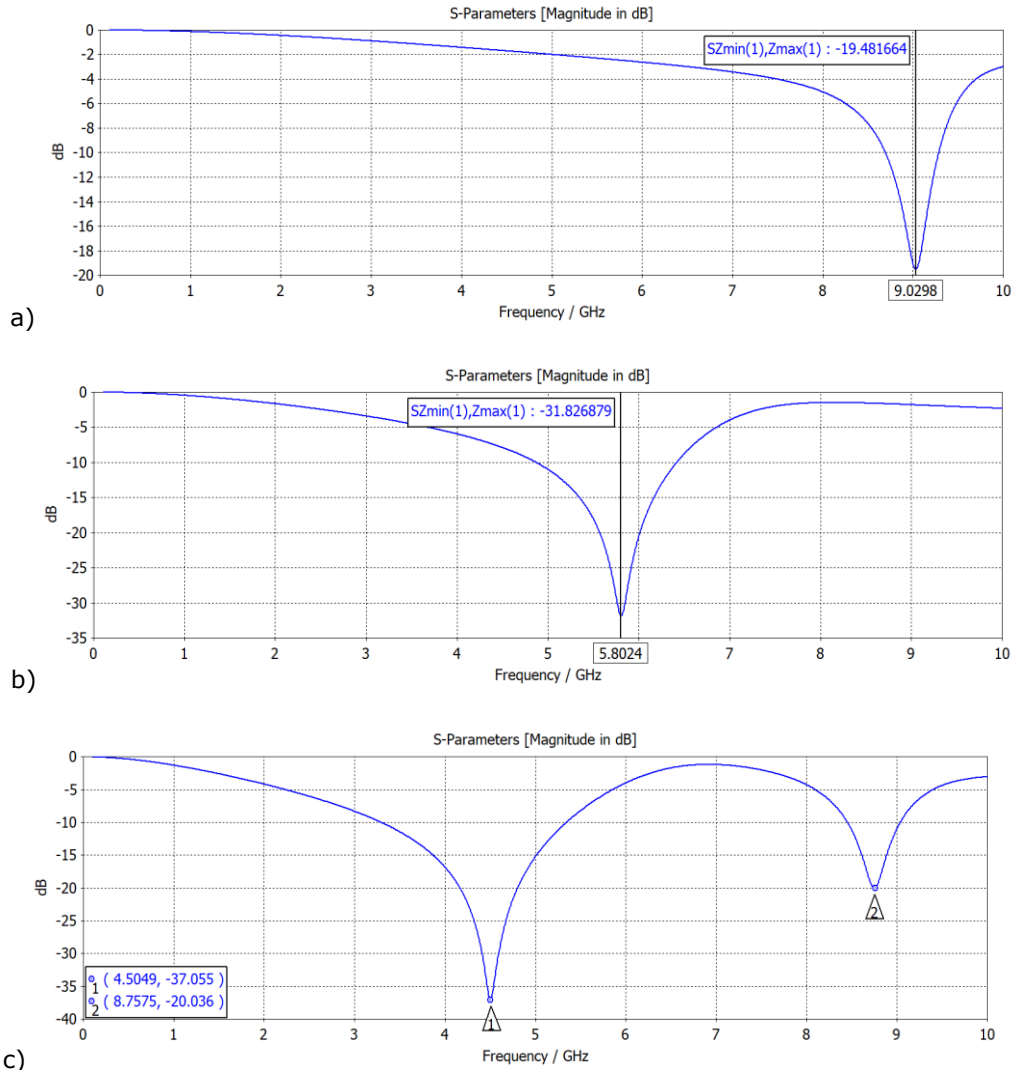


Fig. 5-2 Răspunsul în frecvență pentru structurile din Fig.5-13. Notăția subfigurilor este în corespondență [83]

Tabel 5-1 Dimensiunile geometrice pentru structura propusă [mm]

FSS	w	l	w2	l2	w3	l3	wb	lb
I	0.5	1	-	-	-	-	-	-
II	0.5	1	0.5	1.5	-	-	-	-
III	0.5	1	0.5	1	0.5	1	-	-
IV	1	1.8	-	-	-	-	1	1.8
V	0.5	1.2	0.6	0.8	0.4	0.5	1	1.8

### 5.3.3 Structura de bandă largă

Pentru îmbunătățirea suplimentară a structurii, un model de cupru a fost plasat și pe partea inferioară a substratului. În Fig. 5-15 se poate vizualiza cea de-a doua inserție metalică, de pe fața opusă, în acest caz o altă cruce. Dimensiunile geometrice sunt prezente în al patrulea rând din tabelul 5-1 (cazul IV), unde  $wb$  reprezintă lățimea laturilor, iar  $lb$  reprezintă lungimea laturilor crucii de pe spate. Suntem interesați doar de fractalizarea unei părți a structurii. În Fig. 5-16 este prezentată geometria structurii corespunzătoare cazului (1), cu două iterații pe o parte și (2) nici o iterație pe cealaltă parte (crucea rămânând neschimbată). Dimensiunile pentru această ultimă structură sunt prezentate în al cincilea rând al tabelului 5-1 (cazul V).

În Fig. 5-17 putem vedea răspunsul în frecvență pentru structura din Fig. 5-16. Se obține o suprafață selectivă în frecvență cu o bandă de oprire cuprinsă între 4.11 GHz și 7.55 GHz, adică o lățime de bandă de 3.44 GHz.

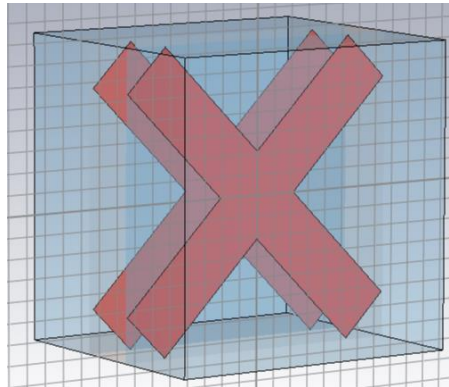


Fig. 5-3 Celulă unitate cu cruce pe ambele părți ale substratului [83]

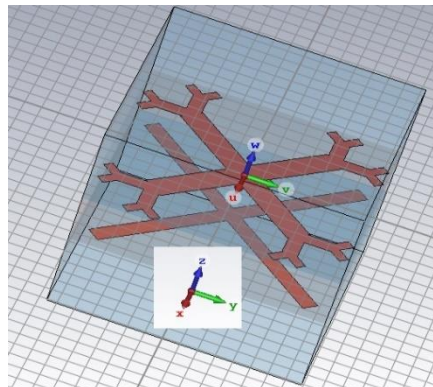


Fig. 5-4 Celulă unitate cu cruce pe o parte a substratului și fractal cu două iterații de cealaltă parte ale substratului [83]

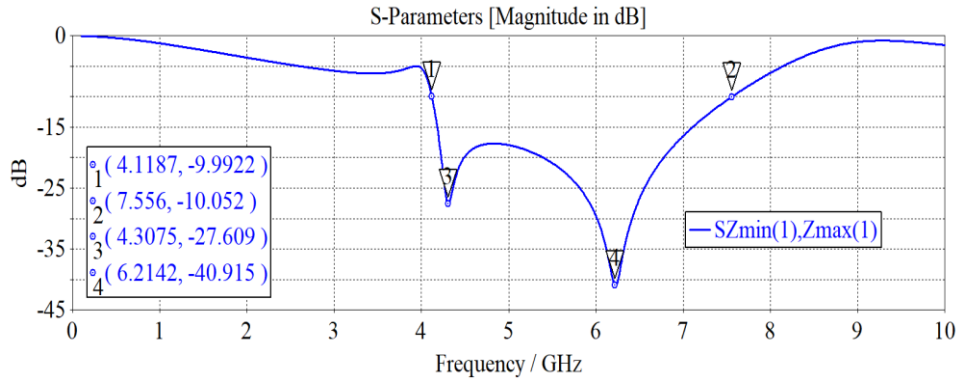


Fig. 5-5 Răspunsul în frecvență pentru structura din Fig.5-16 – incidență normală [83]

### 5.3.4 Studiu parametric

A fost efectuat un studiu parametric (în CST) pentru structura din Fig. 5-16 pentru a se evalua sensibilitatea proprietăților de interes în raport cu unghiul de incidență a unei plane electromagnetice. În Fig. 5-18 și Fig. 5-19 putem observa o variație a unghiului de colatitudine ( $\theta$ ) cu azimut  $\phi = 0$  (valoarea azimutului este considerată ca fiind 0, datorită simetriei structurii). Acest parametru a fost variat în 6 pași de la valoarea 0 la 60 de grade. Pentru acest caz, se poate observa consistența și stabilitatea răspunsului în frecvență pentru ambele moduri (TE și TM). Astfel se demonstrează că structura este insensibilă la modificările unghiulare ale direcției de incidență a unei plane electromagnetice.

Lățimile de bandă și frecvențele de rezonanță ale unei suprafețe selective în frecvență pot fi ajustate prin variația unor parametri geometrici ai structurii.

Un prim studiu parametric a fost efectuat asupra structurii din Fig. 5-13(c) (cupru pe o singură parte și două iterații pentru fractalizare). În Fig. 5-20 se pot observa efectele modificării lățimii  $w$  între 0.2 și 0.8 mm cu pași liniari de 0.2 mm. Creșterea lățimii  $w$  are ca efect mutarea primei rezonanțe spre frecvențe mai înalte (de la 4.32 GHz la 5.28 GHz și modificarea atenuării de la -33 dB la -37 dB). Această modificare schimbă de asemenea a doua rezonanță în aceeași manieră (de la 8.6 GHz la 9.8 GHz și atenuarea de la -16 dB la -21 dB).

Un alt studiu parametric a fost realizat pentru structura de bandă largă din Fig. 5-16. Rezultatele obținute pentru modulul transmitanței prin modificarea lățimii  $w$  pot fi vizualizate în Fig. 5-21. Lățimea  $w$  ia valori de la 0.2 la 1 mm în pași liniari de 0.2 mm. În acest caz, prin creșterea  $w$ , banda interzisă se extinde de la 4.4 GHz la 8.1 GHz, astfel obținându-se cel mai bun caz de lățime de bandă de ecranare, de 3.7 GHz.

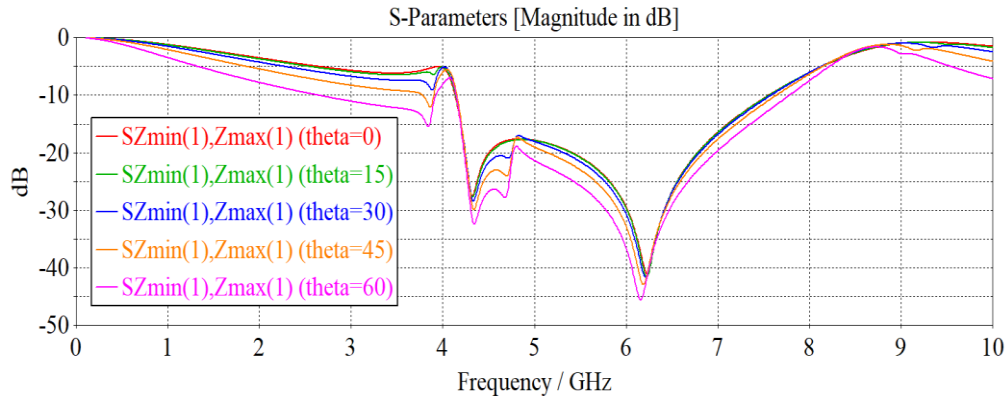


Fig. 5-6 Coeficientul de transmisie la diferite unghiuri de colatitudine theta (modul TE) [83]

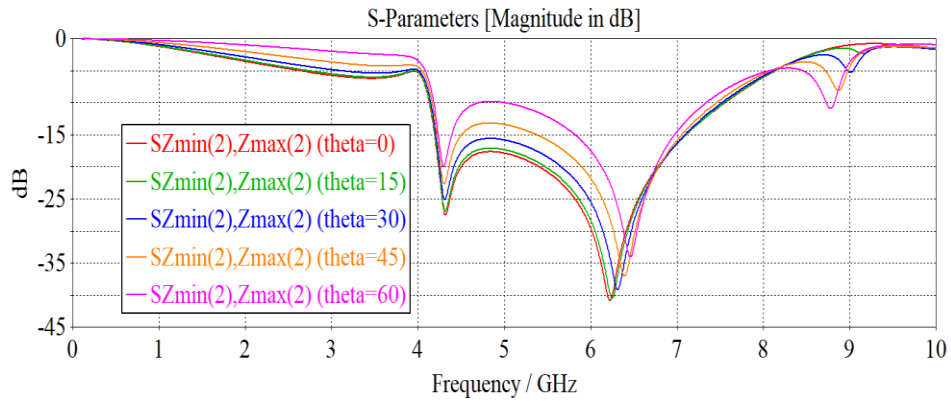


Fig. 5-7 Coeficientul de transmisie la diferite unghiuri de colatitudine theta (modul TM) [83]

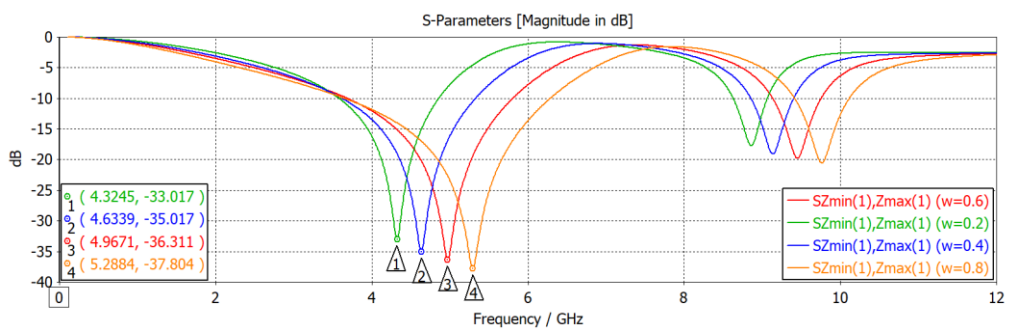


Fig. 5-8 Studiul parametric pentru lățimea w relativ la structura din Fig. 5-13(c) [83]

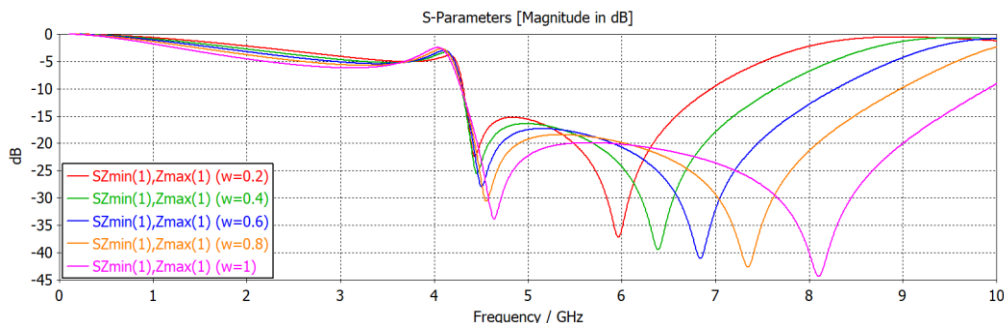


Fig. 5-9 Studiul parametric pentru lățimea  $w$  relativ la stuctura din Fig. 5-16 [83]

### 5.3.5 Concluzii și contribuții

În acest subcapitol, am prezentat modul prin care o structură metalică periodică imprimată pe o placă de circuit imprimat inițială, cu comportament de filtru oprește-bandă spațial poate fi fractalizată, obținându-se succesiv, prin iterare, mai multe benzi interzise, iar mai apoi un ecran de bandă mai largă. Dipolul inițial, sub formă de cruce metalică, a fost folosit pentru obținerea unei benzi interzise înguste.

Versiunea prefractală a dipolului inițial a oferit posibilitatea de control în frecvență asupra benzii interzise, prin modificarea lungimii brațului metalic, dar fără a afecta dimensiunile celei unitate. Combinația obținută prin cascada dipolului fractalizat cu crucea metalică inițială a permis conceperea unui filtru cu două benzi interzise, cu invarianța coeficientului de transmisie la o undă incidentă până la un unghi de 60 de grade.

Prin efectuarea studiilor parametrice s-a demonstrat că poziția frecvențelor ce determină banda de oprire poate fi controlată prin geometrie. S-a demonstrat de asemenea fezabilitatea unui filtru de bandă largă, de tip oprește-bandă, care poate fi aplicat la ecranarea selectivă în diverse aplicații, precum testele de compatibilitate electromagnetică din industria autovehiculelor.

## 5.4 Filtrarea benzilor: LTE, C și X

### 5.4.1 Introducere

În acest subcapitol, vom considera o structură fractală care are ca punct de plecare un pătrat metalic, această structură reprezentând o conversie a structurii din [71], structură care acum este suplimentar fractalizată. Prin iterare geometrică succesivă a modelului metalic, am obținut o structură prefractală care prezintă o bandă interzisă care acoperă parțial banda C și banda X, iar mai apoi am duplicat modelul metalic și pe cealaltă parte a substratului obținând astfel un filtru (de oprire) de bandă largă [84].

### 5.4.2 Structura inițială

Punctul de plecare la proiectarea celei unitate pentru aplicația propusă a fost de a filtra banda LTE-TDD (centrată pe 5.2 GHz) cu o suprafață selectivă în frecvență, aceasta fiind reprezentată în Fig. 5-1. Structura este construită pe un

substrat de tip FR4 pe o singură parte ( $\epsilon_r = 4.3$ ,  $\tan \delta = 0.025$ ) cu o grosime de 3.2 mm. Construcția structurii a început prin modelarea unui pătrat de cupru cu latura de 8 mm, poziționat în centrul celulei unitate.

Pentru a crea o primă iterație a structurii, valoarea dimensiunii utilizate pentru primul pătrat a fost împărțită la valoarea 2; au fost adăugate patru pătrate suplimentare, care au fost poziționate în jurul pătratului inițial, cu o suprapunere de  $\frac{1}{4}$  a noilor pătrate. Inițial, conceptul a fost creat pe o singură parte a dielectricului, cealaltă suprafață rămânând goală [83]. Acest tip de structură fractală, este cunoscută în literatură sub denumirea de „T-square” și se găsește frecvent în aplicații ce vizează proiectarea antenelor [85]. În continuare, se va prezenta comportamentul acesteia pe post de componentă a celulei unitate a unei suprafețe selective în frecvență.

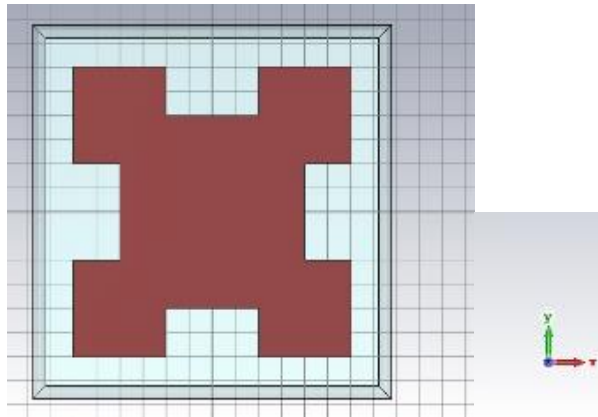


Fig. 5-10 Fractal cu o singură iterație, un singur strat [84]

Suprafața selectivă în frecvență este obținută printr-o repetare 2D a celulei unitate în direcțiile  $d_x$  și  $d_y$ , ambele având o perioadă spațială de 15 mm. Comportamentul în frecvență al structurii poate fi observat în Fig. 5-2 prin modulul coeficientului de transmisie  $|S_{21}|$  al unei unde plane polarizate liniar în incidență normală, calculată cu ajutorul [52]. Un prim obiectiv pentru noi a fost construirea unui filtru oprește-bandă acordat în banda X (8 – 12 GHz), utilizat în mod obișnuit în testarea automotive. Structura inițială prezintă o rezonanță în intervalul zonei de frecvență de interes (la 8.83 GHz cu un nivel de atenuare de 32.65 dB), cu o bandă de oprire la 10 dB în intervalul de frecvență 6.89 GHz – 9.06 GHz (cu o lățime de bandă de 2.96 GHz), care acoperă o parte a benzii menționate mai sus.

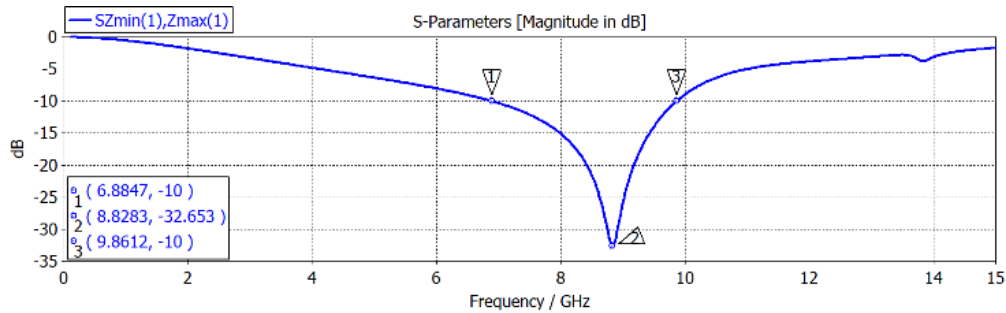


Fig. 5-11 Coeficientul de transmisie pentru suprafața selectivă în frecvență ce conține celula unitate din Fig. 5-1 [84]

Pentru a obține un filtru de bandă largă, același model de cupru (Fig. 5-1) a fost plasat și pe partea opusă a dielectricului. După cum este ilustrat în Fig. 5-3, cele două structuri metalizate prezintă aceeași amprentă geometrică și s-a demonstrat că duplicarea unui model și pe cealaltă parte a structurii are un impact semnificativ asupra coeficientului de transmisie, fapt datorat cuplării care are loc între cele două geometrii metalice [9]. De asemenea, frecvența de rezonanță a modelului duplicat este deplasată față de cea originală, acest comportament fiind influențat de calea diferită pe care unda o parcurge la traversarea structurii [83].

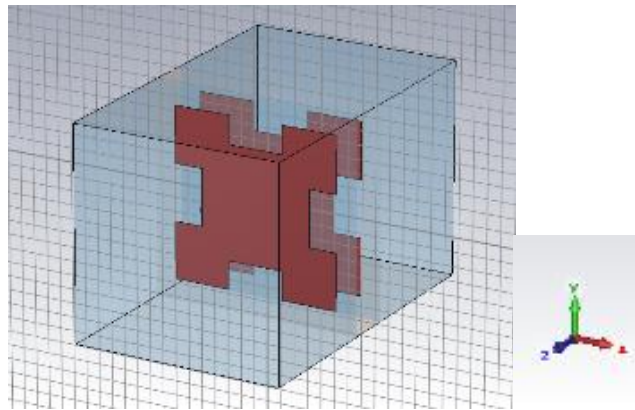


Fig. 5-12 Fractal cu o singură iterație, având geometria metalică pe ambele fețe ale FSS [84]

În Fig. 5-4, se poate observa răspunsul în frecvență la o incidență normală pentru structura din Fig. 5-3, cu o bandă de oprire cuprinsă între 0 și 14 GHz, rezultatul fiind obținut utilizând [52]. Se poate observa un comportament de suprafață selectivă în frecvență de bandă largă, cu o lățime de bandă de 6.88 GHz, cuprinsă în intervalul de frecvențe 5.29 GHz – 12.17 GHz și rezonanțe: 5.72 GHz respectiv 11.48 GHz. Creșterea lățimii benzii interzise și apariția unei rezonanțe suplimentare reprezintă efectul rezultat în urma duplicării modelului pe ambele straturi ale suprafeței selective în frecvență, după cum s-a mai arătat și în alte cazuri.

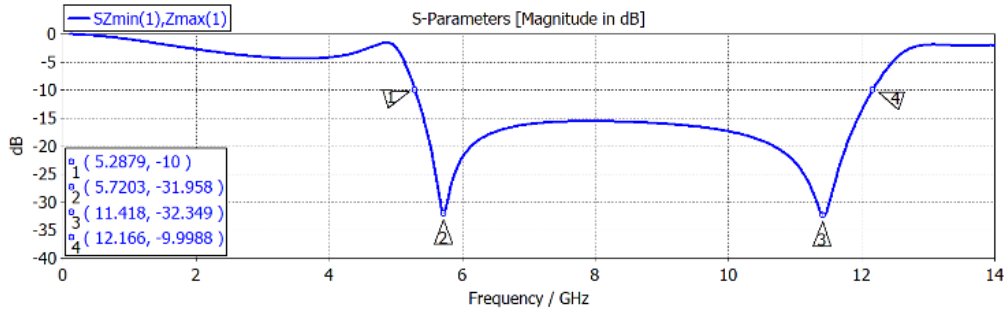


Fig. 5-13 Răspunsul în frecvență pentru structura din Fig. 5-3 [84]

Fractalizarea structurii constă în exinderea primei componente create prin iterații succesive, fiecare iterație constând în adăugarea componente anterioare la extremitățile structurii, cu valoarea dimensiunilor împărțite la 2. Pentru a respecta această condiție, în Fig. 5-5 au fost adăugate trei pătrate metalice suplimentare în fiecare colț al structurii cu dimensiunile împărțite la valoarea 2 în raport cu componenta pătratică anterioară.

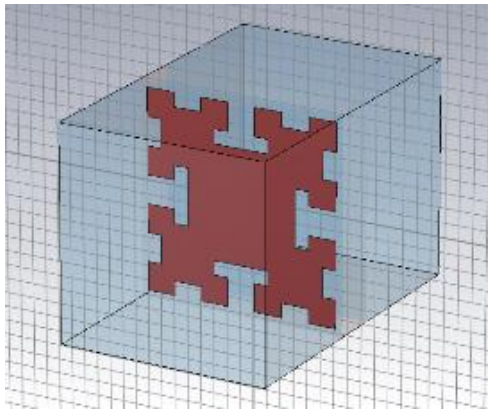


Fig. 5-14 Fractal cu două iterații, un singur strat [84]

În Fig. 5-6 este reprezentat coeficientul de transmisie pentru suprafața selectivă în frecvență ce conține celula unitate din Fig. 5-5. Rezonanța inițială a fost mutată către frecvențe mai mici (de la 8.83 la 7.01 GHz) cu o creștere a nivelului de atenuare (-37 dB) și cu o bandă interzisă la 10 dB mai largă, comparativ cu cea din Fig. 5-2, de la 4.32 GHz la 8.07 GHz (lățimea de bandă: 3.75 GHz, cu o creștere de 26.3%). Limita inferioară a benzii de oprire este deplasată spre frecvențe joase cu 2.57 GHz, în timp ce limita superioară este și ea deplasată spre frecvențe mici cu 1.79 GHz. Această bandă de oprire are o acoperire foarte bună asupra benzii C (4 – 8 GHz), unde întâlnim comunicație fără fir de tip Wi-Fi (4.9 - 6 GHz), banda LTE 46 (5.1 – 5.9 GHz) și benzile U-NII-5 - 8 (5.9 – 7.1 GHz).



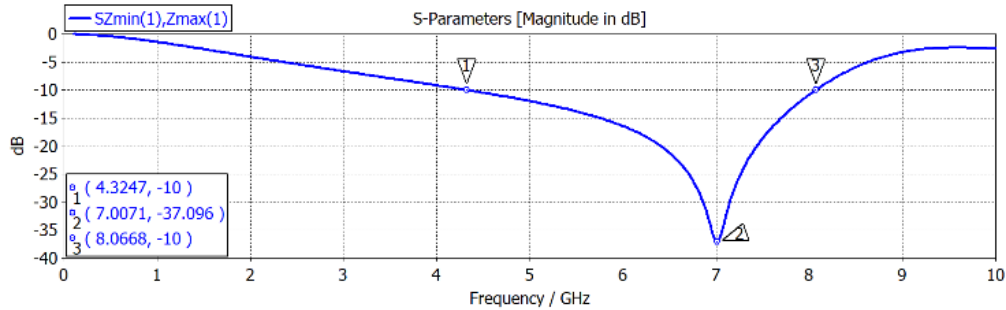


Fig. 5-15 Răspunsul în frecvență pentru structura din Fig. 5-5 [84]

Pentru a evalua în continuare capabilitățile structurii, același model de cupru a fost adăugat și pe partea inferioară a PCB-ului, după cum este reprezentat în Fig. 5-7, proprietățile benzii de oprire ale structurii astfel obținute fiind reprezentate în Fig. 5-8. Comportamentul de filtrare în bandă largă este obținut de această dată între 4.06 GHz și 9.57 GHz, cu o lățime de bandă de 5.51 GHz (la o atenuare de 10 dB), care poate fi utilizată din nou pentru filtrarea benzilor de frecvență Wi-Fi și LTE. Frecvența primei rezonanțe a iterației anterioare este redusă cu 1.12 GHz, iar cea de-a doua rezonanță este mutată spre frecvențe mai mici cu 2.48 GHz.

Rezultatele prezentate în această secțiune demonstrează clar că fractalizarea unui model inițial, al unei celule unitate, este o soluție pentru miniaturizare, prin deplasarea benzilor de filtrare relevante spre frecvențe mai mici. Mai mult decât atât, duplicarea modelului introduce frecvențe de rezonanță suplimentare care contribuie la mărirea benzilor de oprire.

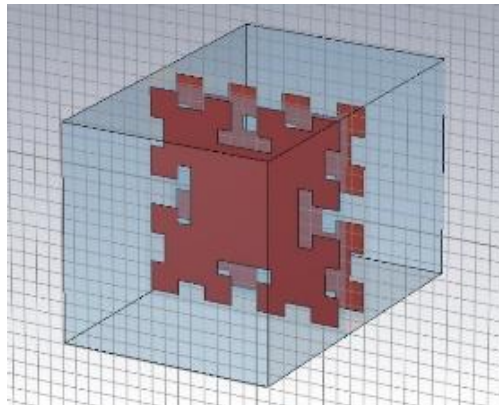


Fig. 5-16 Fractal cu două iterații, motiv metalic pe ambele fețe al FSS [84]

### 5.4.3 Studiu parametric

Pentru a evalua impactul unor parametri de interes asupra răspunsului în frecvență al suprafeței periodice, s-au efectuat studii parametric pe structurile cu strat dublu, Fig. 5-3 și Fig. 5-7.

### A. O iterație, strat dublu

Primul studiu parametric a fost realizat asupra impactului grosimii substratului FR4, pentru structura din Fig. 5-3. Acesta a constatat în variația parametrului de grosime a substratului de la 3.2 la 1.6 mm în trepte de 0.4 mm. După cum este prezentat în Fig. 5-9, schimbarea acestui parametru spre o grosime mai mică a substratului va translațta atenuarea de bandă largă la frecvențe mai mari și, de asemenea, va reduce nivelul de atenuare. Acest comportament poate fi motivat de creșterea cuplajului care are loc între cele două structuri metalice de pe cele două fețe ale circuitului imprimat și de modificarea traseului undelor prin dielectric ca urmare a acestui fapt. Apoi, pentru aceeași structură (Fig. 5-3) s-a efectuat o variație parametrică a unghiului de colatitudine ( $\theta$ ) la azimut  $\phi = 0$  (valoarea de 0 pentru azimut este motivată de simetria dublă a structurii, care reduce dependența de acest parametru). Unghiul de colatitudine a fost variat în 5 pași cu valori cuprinse între 0 și 60 de grade. Rezultatele sunt reprezentate grafic în Fig. 5-10 (modul TE) și Fig. 5-11 (modul TM). În ciuda apariției diferitelor rezonanțe la incidență oblică, suprafața selectivă în frecvență propusă se comportă în continuare ca un filtru de bandă largă pentru undele TE incidente. În plus, răspunsul în frecvență pentru undele incidente în modul TM este rezonabil până la 45 de grade.

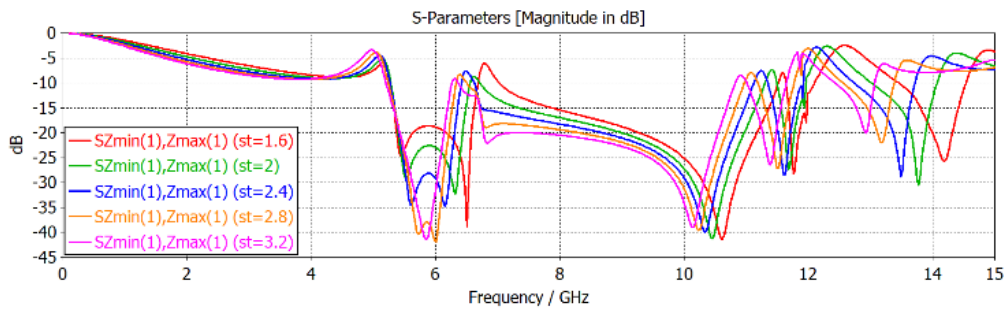


Fig. 5-17 Studiul parametric al grosimii substratului pentru structura din Fig. 5-3 [84]

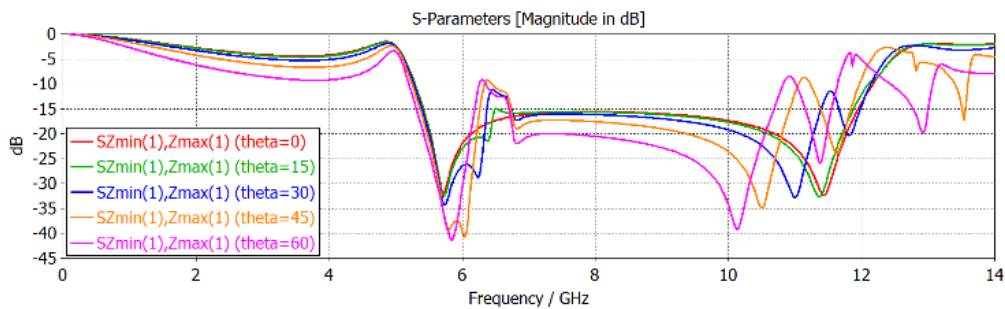


Fig. 5-18 Coeficientul de transmisie la diferite unghiuri de colatitudine  $\theta$  (modul TE) pentru structura cu celula unitate din Fig. 5-3 [84]

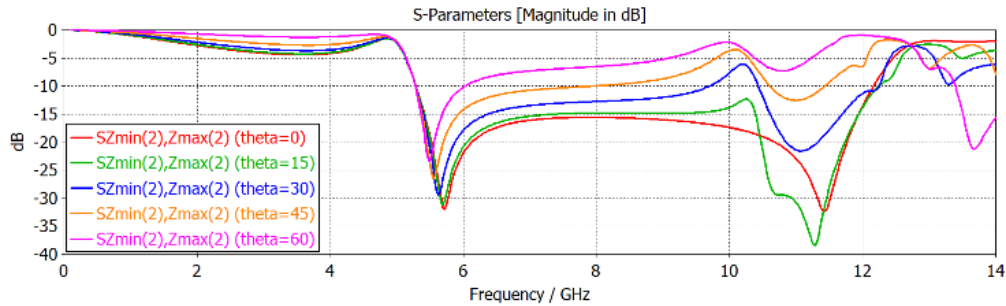


Fig. 5-19 Coeficientul de transmisie la diferite unghiuri de colatitudine theta (modul TM) pentru structura cu celula unitate din Fig. 5-3 [84]

### B. Două iterații, strat dublu

Următorul studiu parametric a fost realizat relativ la grosimea substratului FR4, pentru structura din Fig. 5-7. Ca și mai sus, acesta a constatat din nou în variația grosimii parametrului substrat, de la 3.2 mm la 1.6 mm cu pași de 0.4 mm. Așa cum se poate observa în Fig. 5-12, schimbarea acestui parametru la o valoare mai mică este o modalitate convenabilă de a muta banda largă la frecvențe mai mari. Nivelul de la rezonanță este de asemenea îmbunătățit. Deoarece grosimea substratului scade, rezultă că atenuarea mai mare este datorată cuplajului mai strâns și nu atenuării de material a substratului. Studiul parametric final (din Fig. 5-12) a fost efectuat pentru a arăta influența unghiului de incidență pentru modul TE, Fig. 5-7. Rezultatul demonstrează o bună stabilitate a limitelor benzii de oprire la incidența oblică a undelor electromagnetice.

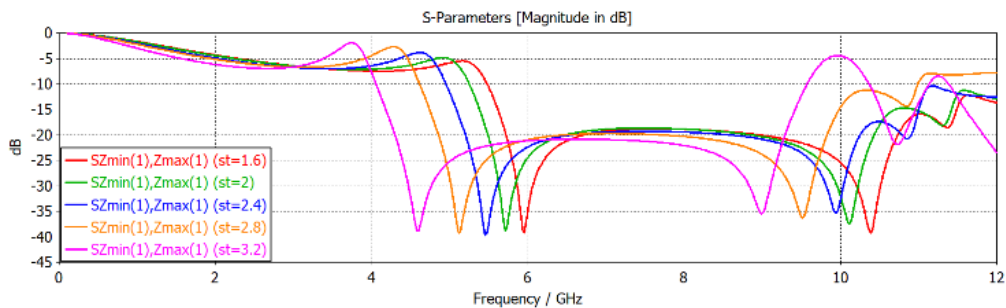


Fig. 5-20 Studiul parametric pentru grosimea substratului relativ la structura din Fig. 5-7 [84]

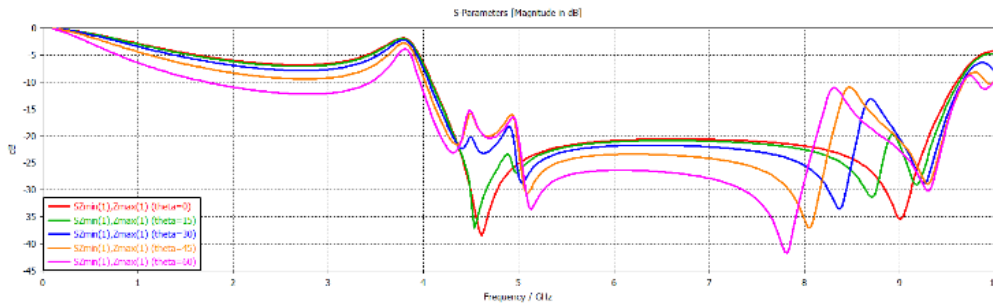


Fig. 5-21 Coeficientul de transmisie la diferite unghiuri de colatitudine theta (modul TE) pentru suprafața selectivă în frecvență cu celula unitate din Fig. 5-7 [84]

#### 5.4.4 Concluzii și contribuții

În acest subcapitol, am ilustrat modul prin care poziția benzii de oprire a unui filtru spațial bazat pe o FSS poate fi deplasată către frecvențe inferioare prin fractalizare și cum prin duplicarea modelului metalic pe ambele părți ale substratului este mărită lățimea de bandă a benzii interzise. S-a demonstrat faptul că structura propusă poate funcționa ca un filtru spațial pentru banda X, Wi-Fi și banda LTE.

Inițial, pentru construcția structurii s-a început prin modelarea unui pătrat de cupru pe un substrat dielectric de tip FR4, cu scopul de a obține un filtru acordat pe banda LTE. Prin duplicarea modelului de cupru pe ambele părți ale dielectricului s-a obținut un filtru de bandă largă, cuprinsă în intervalul de frecvență 5.29 – 12.17 GHz și două frecvențe de rezonanță la 5.72 GHz, respectiv 11.48 GHz (cu o lățime de bandă de aproximativ 7 GHz). În acest domeniu de frecvență intră aplicațiile ce vizează comunicația fără fir de tip WI-FI, sistemele radar de supraveghere a vremii, aplicații de comunicație cu sateliții, aplicații asociate TLPR (aplicații de radiolocație, radiodetecție, radionavigație, aeronautice, de explorare a pământului prin satelit) atât civil cât și militar.

Pentru a evalua sensibilitatea răspunsului în frecvență la variația parametrilor de interes, a fost efectuat un studiu parametric pe două structuri fractale, fractalul cu o singură iterație, respectiv fractalul cu două iterații dublu-strat. Rezultatele obținute în urma analizelor numerice obținute cu ajutorul unui pachet CAD de simulare electromagnetică demonstrează clar că fractalizarea unei celule unitate reprezintă o excelentă soluție de miniaturizare, prin deplasarea benzilor de filtrare relevante spre frecvențe mai mici păstrând aceleași perioade spațiale ale celulei unitate (prin urmare, prin creșterea lungimii electrice a metalizării), iar duplicarea modelului pe ambele părți ale dielectricului introduce frecvențe de rezonanță suplimentare care contribuie la mărirea benzilor de oprire.

S-a demonstrat că creșterea gradului de cuplaj dintre metalizările de pe cele două fețe ale celulei unitate prin reducerea grosimii substratului poate duce la o atenuare superioară în banda de lucru și soluția poate fi folosită pentru poziționarea acestei benzi conform unor cerințe ale aplicației concrete avute în vedere.

## 5.5 Sumarul contribuțiilor în domeniul fractalizării

Capitolul 5 a prezentat concepția a două aplicații din domeniul fractalizării:

Prima aplicație a demonstrat cum o bandă de oprire poate fi controlată prin modificarea geometriei celulei unitate, iar cea de-a doua aplicație a vizat filtrarea și ecranarea benzilor LTE, C și X în intervalul de frecvență 8-12 GHz.

Prima parte a acestui capitol a descris modul prin care o structură metalică inițială poate fi fractalizată succesiv, obținându-se mai multe benzi interzise, iar în cele din urmă a fost conceput și descris un ecran de bandă largă cu aplicabilitate în domeniul de frecvență 4.11-7.55 GHz. În acest capitol, s-a evaluat prin simulare numerică sensibilitatea răspunsului în frecvență la variația mai multor parametri de interes, pornind inițial de la un dipol sub formă de cruce metalică, care a fost fractalizat prin iterare, obținându-se mai multe benzi de oprire. În cele din urmă, a fost conceput un ecran de bandă largă, dar având motive geometrice diferite de o parte și de cealaltă a substratului dielectric, una dintre aceste geometrii fiind concepută prin iterare fractalică.

Rezultatele studiilor parametrice au demonstrat că pozițiile marginilor benzii de oprire pot fi controlate prin geometrie, aceasta soluție fiind convenabilă în aplicațiile care necesită filtrare și ecranare selectivă.

În cea de-a doua parte a acestui capitol, a fost concepută o suprafață selectivă în frecvență pe bază de motiv metalic fractal, construcția structurii pornind de la modelarea unei geometrii pătratice din material de cupru pe un substrat de tip FR4.

Am prezentat în mod succesiv rezultatele obținute prin calcularea coeficientului de transmisie corespunzător iterațiilor dar și avantajul pe care îl oferă duplicarea modelului geometric pe ambele părți ale dielectricului, de exemplu obținerea unei benzi interzise mai largi.

După cum a fost prezentat mai sus, a fost evaluat prin simulare numerică impactul asupra transmitanței a variației mai multor parametri de interes, iar în urma studiilor parametrice efectuate, s-a demonstrat impactul pozitiv pe care îl prezintă fractalizarea celulei unitate pentru aplicațiile care necesită miniaturizare. S-a demonstrat de asemenea și în cadrul studiilor parametrice faptul că duplicarea geometriei de pe o față a dielectricului pe fața opusă introduce frecvențe de rezonanță suplimentare, care pot contribui semnificativ la creșterea lățimii benzilor interzise.

## 6 CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII PROPRII

### 6.1 Concluzii

În acest capitol final sunt prezentate concluziile tezei de doctorat și sunt sintetizate contribuțiile autorului.

Cercetările doctorale au vizat proiectarea unor Suprafețe Selective în Frecvență având o multitudine de aplicații din domeniul Compatibilității Electromagnetice, accentul fiind pus pe domeniul Automotive.

În capitolul 2 s-a realizat un studiu bibliografic vast legat de metamateriale în general și, în particular, de suprafețele selective în frecvență. Au fost prezentate progresele realizate în cercetările efectuate asupra FSS în ultimii ani pe plan mondial, în domeniile cele mai importante cu aplicabilitate în miniaturizare, ecranare selectivă a interferențelor electromagnetice, pornind de la geometrii simple și ajungând la structuri complexe. În acest capitol au fost subliniate importanța și impactul pe care îl are elementul de metalic de bază al celei unitate. În acest sens s-a prezentat și o clasificare pe baza elementului ce compune celula unitate și s-au prezentat cele mai importante proprietăți ale FSS, dintre care se amintesc: reducerea dimensiunilor structurilor prin miniaturizare, filtrarea selectivă în funcție de frecvență și unghi de incidență, oferirea unui răspuns corespunzător în dublă polarizare etc.

În capitolul 3 a fost ilustrat efectul pe care îl are modulația geometrică asupra unei structuri metalice periodice: modul în care se modifică lățimile benzilor interzise și viteza de grup asociată modurilor de propagare pentru o structură construită în tehnologia stripline. A fost descrisă geometria structurii propuse (ea fiind considerată una neomogenă, pentru că este alcătuită din două straturi dielectrice cu constante dielectrice diferite) și au fost specificați parametrii materialului. Folosind diagrame de dispersie 2D calculate cu un program de simulare electromagnetică, s-a efectuat evaluarea proprietăților structurii periodice.

S-au comentat rezultatele simulărilor: apariția unui EBG mare între modurile 1 și 2 și a altor EBG mai mici între modurile 2 și 3, respectiv 3 și 4. Legat de viteza de grup, s-au folosit două reprezentări bazate pe gradientul suprafețelor de dispersie și s-a constatat că în ambele ea este pozitivă în raport cu viteza de fază pentru structura nemodulată. S-a arătat că, în urma folosirii unei modulații geometrice, atât proprietățile de conducție a undelor (fiecare mod al structurii nemodulate s-a împărțit în patru moduri după modulare) cât și viteza de grup asociate unor moduri de propagare și-au schimbat direcția. Regiunile de izotropie ale DD au rezultat mai mari pentru structura modulată decât pentru cea nemodulată.

În capitolul 4 s-a trecut la descrierea unor structuri de FSS realizate pentru a filtra semnale în diverse benzi destinate utilizării în domeniul Automotive (vizând domeniul de frecvență 1-20 GHz).

Urmărindu-se obținerea unor structuri care să permită filtrarea în benzi precum WLAN sau X, a fost introdusă în sub-capitolul 4.3 o structură complexă realizată dintr-o cruce Jerusalem și un inel circular. S-a descris geometria structurii cu dimensiunile implicate și s-au prezentat rezultatele obținute prin simulare a coeficientului de transmisie a undei plane polarizate liniar, în incidență normală. S-a studiat și efectul separat al celor două componente metalice, pentru a elucida motivul apariției benzilor de filtrare.

Pe lângă filtrarea în benzile amintite anterior, această structură se comportă ca și una de bandă largă care se întinde de la 4.74 GHz la 16.62 GHz, având o lățime

de bandă de 11.88 GHz (în funcție de dimensiunile parametrilor ce fac parte din celula unitate). De asemenea, s-au validat rezultatele obținute cu [52], repetând simularea folosind [66], demonstrând că cele două programe de simulare dau rezultate similare.

În final s-au realizat studii parametrice legate de unghiul de incidență  $\theta$  pentru structurile propuse și s-a concluzionat că: pentru filtrul de bandă largă acest comportament se menține până la un unghi de incidență de 30 de grade, iar pentru filtrele din banda X respectiv WLAN până la un unghi de incidență de 45 de grade.

În sub-capitolul 4.4 s-a dorit obținerea unor structuri cu unul, două, trei sau patru benzi interzise pentru a filtra benzile X, Wi-Fi și Bluetooth. De data aceasta, s-au folosit inele pătrate metalice în componența celulei unitate.

S-a început prin a calcula coeficientul de transmisie al structurii cu un singur inel pătratic pe o singură parte a substratului, obținând filtrare în benzile Wi-Fi și Bluetooth (frecvența centrală fiind 2.1 GHz). Ulterior, obținerea celui de-al doilea rezonator (centrat pe 7.8GHz) a fost posibilă prin introducerea unui inel pătratic suplimentar. Prin modificarea dimensiunilor celulei unitate s-au obținut trei și patru rezonanțe.

În acest subcapitol s-a realizat și un studiu parametric detaliat, legat de grosimea substratului dielectric FR4, obținând astfel posibilitatea de deplasare în frecvență a rezonanțelor. Filtrarea în banda X a fost realizată prin duplicarea modelului metalic pe partea opusă a substratului dielectric. Variația unghiului  $\theta$  până la o valoare de 45 de grade nu a influențat comportamentul de bandă largă.

În subcapitolul 4.5 s-a propus, simulat și realizat practic o structură selectivă în frecvență de bandă ultra largă. S-a început cu descrierea structurii: folosind modele metalice pe ambele părți ale substratului s-a obținut o filtrare acoperind banda UWB (3.1 GHz - 10.6 GHz). Apoi s-a demonstrat prin imagini de câmp ale densității curentului de suprafață modul în care fiecare față prezintă frecvențe de rezonanță.

Folosind modele de circuit s-a explicat funcționarea acestui FSS. Unda incidentă a fost modelată printr-un generator de tensiune adaptat conectat la terminalele de intrare, având o impedanță internă egală cu impedanța de undă a spațiului liber. Efectul spațiului liber asupra structurii a fost modelat printr-o impedanță de sarcină egală cu cea a spațiului liber. Substratul a fost modelat ca o linie cu pierderi, iar metalizările au fost modelate ca circuite selective serie conectate în paralel la intrarea liniei.

S-a realizat practic structura simulată pe un suport dielectric de tip FR4 dublu-strat cu o grosime de 1.6mm. Celula unitate ocupat astfel o suprafață de  $15 \times 15 \text{ mm}^2$ . Rezultatele simulărilor numerice au fost validate cu precizie de către rezultatele experimentale.

În sub-capitolul 4.6 s-a propus o altfel de structură de FSS și anume un polarizor liniar de bandă largă. Substratul folosit a fost tot un FR4, iar într-o primă etapă s-a pus metalizarea doar pe o singură parte a substratului.

Transmitanța obținută a arătat apariția fenomenului de polarizare în incidență normală: în cazul care vectorul câmp electric  $E$  este paralel cu axa  $x$  se poate observa o bandă de oprire cu limita de -10 dB la o frecvență centrală  $f_c = 4.78$  GHz (o undă plană incidentă pe suprafața structurii, polarizată în mod arbitrar, în această bandă de frecvență, va părăsi suprafața (în direcția opusă față de cea incidentă) polarizată în mod normal cu  $E \parallel y$ ), iar în cazul în care vectorul câmp electric  $E$  este paralel cu axa  $y$ , sunt prezente două frecvențe centrale:  $f_{c1} = 2.34$  GHz și  $f_{c2} = 6.31$  GHz (de data aceasta o undă plană incidentă pe această structură, polarizată în mod arbitrar în această bandă de frecvență, va fi transmisă fiind caracterizată printr-o polarizare ortogonală față de primul caz, adică  $E \parallel x$ ).

În continuare, dorind să se obțină pentru acest polarizor o funcționare de bandă largă, a fost duplicat modelul metalic pe cealaltă parte a substratului. De asemenea, s-a realizat și un studiu parametric legat de dimensiunile modelului metalic (lungime și lățime) care a demonstrat posibilitate folosirii în diverse benzi de frecvență. În finalul subcapitolului, s-a realizat un alt studiu parametric, de data aceasta în funcție de unghiul de incidență  $\theta$  (variat între 0 și 45 de grade), punând unghiul azimutal  $\varphi = 0$  sau 90 grade (structura nefiind simetrică). Astfel, au rezultat patru combinații posibile pentru cele două moduri de propagare TE și TM, toate demonstrând o bună stabilitate a structurii propuse.

În capitolul 5, s-au prezentat aplicații ale suprafețelor selective în frecvență cu motiv de fractal, iar în subcapitolul 5.2 s-a realizat un studiu bibliografic despre FSS realizat în paradigma de fractal.

În subcapitolul 5.3 s-a proiectat o structură pentru fractalizare și anume un dipol încrucișat situat pe diagonalele unei celule unitate pătratice. S-a început prin descrierea dimensiunilor structurii și prin reprezentarea coeficientului de transmisie al unei unde plane polarizate liniar cu incidență normală.

Primul rezultat a ilustrat obținerea unei rezonanțe centrate pe 9 GHz având o atenuare de aproape 20dB. Pentru a mări atenuarea, s-a trecut la fractalizarea structurii, reușind să se deplaseze rezonanța la frecvențe mai mici (la 5.8GHz) și cu o atenuare mărită de aproape 32 dB. În continuare s-a dorit modificarea structurii pentru a prezenta o bandă de oprire largă (wide-band), reușind acest lucru printr-o a doua iterație a fractalizării a metalizării. Astfel, a apărut o a doua rezonanță, ceea ce a deschis calea spre posibilitatea transformării structurii într-un filtru de bandă largă.

Răspunsul în frecvență obținut prin replicarea structurii cu două iterații a arătat o bandă de oprire de aproape 3.5 GHz, între 4 și 7.5 GHz. Studiile parametrice au fost realizate pentru structura de bandă largă (fractalizare cu două iterații) demonstrând astfel că structura este insensibilă la modificările unghiulare ale direcției de incidență a unei electromagnetice (direcțiile testate au fost de data aceasta între 0 și 60 de grade).

În subcapitolul 5.4 s-a considerat o variantă alternativă de motiv de fractal pentru fractalizare, pornind de la un pătrat metalic și ajungând să se obțină filtrare în benzile C, X și LTE. Subcapitolul a fost inițiat prin descrierea structurii de bază a celulei unitate („T-square”) și s-a obținut cu aceasta filtrare într-o bandă centrată pe frecvența de 8.83 GHz, acoperind parțial banda X. Filtrul de bandă largă obținut prin replicarea „T-square” pe partea opusă a substratului dielectric, s-a întins pe un spectru de aproape 7 GHz, având două rezonanțe centrate pe 5.72 GHz, respectiv pe 11.48 GHz. S-au obținut apoi filtrări în benzile Wi-Fi, C și LTE prin fractalizarea structurii folosind două iterații (adăugarea a trei pătrate metalice suplimentare în fiecare colț al structurii cu dimensiunile împărțite la valoarea 2 în raport cu componenta pătratică anterioară).

În continuare, același model de cupru (fractalizare cu două iterații) a fost adăugat și pe partea inferioară a PCB-ului, comportamentul de filtrare în bandă largă fiind obținut de această dată între 4.06 GHz și 9.57 GHz, putând fi utilizat din nou pentru filtrarea benzii de frecvență Wi-Fi. În final au fost realizate studii parametrice pentru structurile cu strat dublu (o iterație și două iterații) atât în ceea ce privește grosimea substratului cât și în ceea ce privește variația unghiului de incidență ajungând la concluzia că, prin modificarea grosimii, banda largă se poate muta la frecvențe mai mari.



## 6.2 Contribuții proprii

În cadrul programului doctoral am studiat 85 titluri bibliografice și de asemenea am publicat 1 articol în revistă ISI (la o revistă ISI Q2 – MDPI Sensors), 10 articole la conferințe indexate ISI Proceedings, și 4 articole la conferințe indexate BDI. Doresc să remarc faptul că un articol din cadrul tezei a fost citat în IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility (revistă ISI indexată Q3). Enumăr mai jos contribuțiile proprii aduse în această teză.

### În capitolul introductiv (*capitolul 2*):

- Am prezentat și comentat un studiu bibliografic vast legat de metamateriale în general și de suprafețele selective în frecvență în particular.
- Am prezentat conceptele de metasuprafață, suprafața selectivă în frecvență, am realizat o clasificare după importanța funcționalităților și aplicațiilor existente, punând accent pe parametrii de funcționare și ai răspunsurilor în frecvență.
- Am evidențiat cele mai importante avantaje ale FSS: filtrarea și ecranarea selectivă a semnalelor în funcție de frecvență și la unghiuri de incidență ridicate, precum și prelucrarea polarizării undelor electromagnetice plane.
- Am prezentat conceptul de structură convolută și cea de fractal pentru aplicațiile care necesită reducerea dimensiunilor structurilor.

### În capitolul 3:

- Am prezentat și comentat subiectul particular al unei structuri periodice planare: și anume impactul folosirii unei modulații geometrice asupra diagramei de dispersie a structurii respective.
- De asemenea, am realizat un studiu bibliografic la începutul capitolului, legat de suprafețe electromagnetice cu impedanță ridicată, respectiv suprafețe care prezintă benzi interzise.
- În locul unei prezentări teoretice generale, ușor de găsit în literatura de specialitate, am ales descrierea și comentarea simulărilor pe bază de software de CAD electromagnetic concrete la care am luat parte, precum și evaluarea lor din perspectiva analizei aferente teoriei metamaterialor.
- Am prezentat totodată contribuțiile proprii aduse până în prezent în legătură cu această problematică:
  - Am descris geometria structurii stripline propuse: celula unitate considerată nefiind una omogenă, a fost realizată dintr-o metalizare de formă eliptică, conectată la planul inferior metalic prin patru cilindri cu pereții metalici.
  - Am realizat, folosind un mediu de simulare electromagnetică, diagrama de dispersie a acelei structuri pentru primele 5 moduri de propagare, obținând un EBG de bandă mare și două EBG de benzi mici (folosind modul de calcul eigenmode solver al programului de CAD electromagnetic).
  - Am calculat vitezele de grup pentru primele două moduri de propagare.
  - Apoi, am efectuat modulația structurii stripline (cu un indice de modulație de 50%), acest lucru fiind vizibil și în cadrul noii diagrame

de dispersie, fiecare mod al structurii nemodulate împărțindu-se în patru moduri după modulare.

#### **În capitolul 4:**

- În acest capitol am prezentat structuri periodice selective în frecvență (FSS), proiectate cu scopul de a filtra și ecrana undele electromagnetice în cadrul anumitor domenii de frecvență, având aplicabilitate în domeniul de testare a autovehiculelor din punctul de vedere al compatibilității electromagnetice.
- În sub-capitolul 4.2 am comentat concepte-cheie legate de FSS, realizând și un studiu bibliografic legat de aplicațiile lor în diverse domenii.
- Legat de contribuția proprie adusă în acest capitol, am început în sub-capitolul 4.3 cu prezentarea unei structuri formate dintr-un inel circular și o cruce Jerusalem. Am continuat cu detalierea geometriei și dimensiunilor celei unitate, adaptate pentru a filtra în banda de frecvență 1-12 GHz.
- Folosind un mediu de simulare electromagnetică am proiectat diverse combinații de structuri pentru a obține: un filtru de bandă largă, un filtru în banda X și un filtru în banda WLAN.
- Anterior am simulat cele două structuri în mod separat (mai întâi inel circular și apoi crucea Jerusalem) pentru a elucida proveniența exactă a rezonanțelor care determină existența benzilor filtrate.
- În subcapitolul 4.4, am trecut la realizarea unei structuri cu rezonatoare multiple. Am obținut astfel filtrări în benzi folosite intensiv în domeniul Automotive: Wi-Fi, Bluetooth și banda X.
- Din nou, am început cu descrierea celei unitate inițiale (dimensiuni și materiale folosite în simulare) și cu calcularea coeficientului de transmisie corespunzător unei unde plane polarizate liniar, în incidență normală.
- De data aceasta, am ales ca formă a metalizării în celula unitate un inel pătratic, cu dimensiuni diferite de cele existente în literatură, obținând astfel un element rezonator. Prin introducerea unui nou inel pătratic în interiorul celui existent inițial am reușit creșterea numărului de elemente rezonatoare (2,3,4 elemente).
- De asemenea, am realizat și un studiu parametric legat de grosimea substratului dielectric și am duplicat modelul metalic pe cealaltă parte a acestui substrat obținând o filtrare de bandă largă.
- În sub-capitolul 4.5 am propus, simulat și realizat practic o suprafață selectivă în frecvență de bandă ultra largă. Astfel, am realizat o filtrare cu atenuare de peste 10dB pentru o lățime de bandă de peste 14 GHz între 1.59 GHz și 15.76 GHz (soluția prezintă o bandă de oprire mult mai mare decât cele existente în literatură).
- Am prezentat totodată contribuțiile proprii aduse până în prezent în legătură cu acest subiect:
  - Am propus modele de circuit pentru a explica în detaliu răspunsul în frecvență al FSS propuse;
  - Am demonstrat stabilitatea structurii la variația unghiului de incidență: în modul TE peste 60 de grade, iar în TM peste 50 grade;

- Am realizat practic această structură și am testat-o într-o cameră anecoică demonstrând o bună similaritate între simulare și rezultate experimentale.
- În subcapitolul final al capitolului 4 (4.6) am realizat și demonstrat prin simulare electromagnetică o structură de tip polarizor liniar de bandă largă.
- Contribuțiile proprii pot fi sintetizate astfel:
  - realizarea prin simulare a unei structuri FSS construite pe un substrat FR4, la care undele plane de intrare au fost filtrate în unde polarizate liniar, cu polarizare ortogonală în două benzi de frecvențe diferite;
  - pentru cazul în care vectorul câmp electric este paralel cu axa x am obținut o bandă de oprire cu frecvență centrală de 4.78 GHz iar pentru cazul în care vectorul câmp electric este paralel cu axa y, am remarcat prezența a două benzi de oprire centrate pe 2.34 GHz, respectiv pe 6.31 GHz;
  - Pentru a obține o funcționare de bandă largă, am reprodus modelul metalic și pe cealaltă parte a suprafeței selective în frecvență;
  - Am realizat și un studiu parametric legat de dimensiunile celulei unitate, prin care structura poate fi adaptată pentru diferite aplicații;
  - În final am testat stabilitatea structurii la diverse unghiuri de incidență, obținând un comportament adecvat până la un unghi de 45 de grade.

#### În capitolul 5:

- Am prezentat și comentat altfel de aplicații pentru FSS și anume folosirea paradigmei fractalice.
- Conform cerințelor, am început expunerea subiectului, în subcapitolul 5.2, printr-un studiu bibliografic, legat de folosirea fractalizării în domeniul suprafețelor selective în frecvență.
- În subcapitolul 5.3 am urmărit obținerea unei FSS de bandă largă printr-o structură fractalizată, modelul folosind o cruce pe o parte a substratului, cealaltă parte rămânând inițial goală (brațele crucii fiind rotite cu 45 de grade în raport cu laturile celulei unitate pentru a asigura posibilități de dimensionare corespunzătoare).
- Cu structura inițială am obținut astfel o frecvență de rezonanță centrată pe 9 GHz. Am arătat că folosind o primă iterație a fractalului putem deplasa rezonanța la frecvențe mai mici (sub 6 GHz) iar prin folosirea celei de-a doua iterații a fost introdusă o nouă rezonanță.
- Structuri de bandă largă au fost obținute folosind una sau două iterații replicate pe partea opusă a substratului dielectric, iar prin studiile parametrice efectuate asupra dimensiunilor porțiunilor metalizate am demonstrat posibilitate modificării în frecvență a rezonanțelor.
- În subcapitolul 5.4, am propus structuri fractalizate diferite cu scopul de la filtra semnale în benzile LTE, C și X; structura inițială folosită a fost una de tip „T-square”, reușind o primă filtrare între 7 și 9 GHz (o parte din banda X).

- Am obținut și în cazul structurii FSS fractalizate un filtru de bandă largă (aproximativ între 5 – 12 GHz), replicând modelul pe partea opusă a substratului.
- Continuând procedeul fractalizării, am obținut rejecții în benzile C și LTE.
- În finalul subcapitolului am realizat studii parametrice pentru grosimea substratului și pentru a testa stabilitatea structurii la diverse unghiuri de incidență, în cazurile expuse anterior.

## BIBLIOGRAFIE

1. R.E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, second edition, New York: McGraw-Hill, 1992.
2. R.E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*, second edition, New York: IEEE Press, 1990]; [C.C. Njoku, W.G. Whittow, Y.C. Vardaxoglu, "Study on the Variation in Dielectric Properties of Heterogeneous Substrates Composed of Nanomaterials", Proc. EUCAP, Rome, Italy, 11-15 April. pp. 488-492, 2011.
3. D.R. Smith, N. Kroll, "Negative Refractive Index in Left-Handed Materials", Phys. Rev. Lett. 85, 2933, 2000] [J.B. Pendry, , A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart. " Magnetism from conductors and enhanced non-linear phenomena ", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol 47, no. 11, pp. 2075-2084, 1999.
4. V. G. Veselago, The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$ , UFN, Vol. 92, No. 3, pp. 517–5268, 1967.
5. J.B. Pendry, "Negative Refraction Makes a Perfect Lens", Phys. Rev. Lett. 85, 3966, October 2000] [S.A. Cummer, "Simulated causal subwavelength focusing by a negative refractive index slab", Appl. Phys. Lett. 82, 1503, 2003.
6. D. Sievenpiper, L. Zhang, F.J. Boas, N.G. Alexopoulos, E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band", IEEE Trans. Microw Theory Tech., 47(11), 2059-2074, (1999).
7. S. Clavijo, R.E. Diaz, W.E. McKinzie III, "Design methodology for Sievenpiper high-impedance surface: an artificial magnetic conductor for positive gain electrically small antennas", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 51, no.10, pp. 2678-2690, 2003.
8. S.D. Rogers, Electromagnetic-bandgap layers for broad-band suppression of TEM modes in power planes, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 53, no. 8, pp. 2495-2505, (2005), [A. De Sabata, L. Matekovits, L.: Electromagnetic Band-Gap Solution for Mitigation of Parallel-Plate Noise in Power Distribution Networks, Microw. Optical Tech. Lett., vol. 54, no. 7, pp. 1689-1692, (2012).
9. B.A. Munk, *Frequency-Selective Surfaces – Theory and Design*, Wiley, New York (2000), ] [R.S. Anwar, L. Mao, H. Ning, "Frequency selective surfaces: a review", Appl. Sci., 8, 1689, 47 pp., 2018.
10. H.B. Wang, Y.J. Cheng, "Single-layer dual-band linear-to-circular polarization converter with wide axial ratio bandwidth and different polarization modes", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 67, no. 6, pp. 4296-4301, 2019] [A-M. Silaghi, A. De Sabata and L. Matekovits, "Single-Layered Frequency Selective Surface for Polarization Processing by Transmission Through Elementary Simple Structure Unit Cell Array," in IEEE Access, vol. 9, pp. 30615-30625, 2021.
11. H.-T. Chen, A.J. Taylor, N. Yu, "A review of metasurfaces: physics and applications", Rep. Prog. Phys., 79, 076401 40 pp., 2016.
12. M. Chen, M. Kim, A.M.H Wong, G.V.Eleftheriades, "Huygens' Metasurfaces form Microwaves to Optics: a review", Nanophotonics, vol. 7, no. 6, pp. 1207-1231, 2018.
13. Costa, F.; Genovesi, S.; Monorchio, A. On the bandwidth of high-impedance frequency selective surfaces. IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett. 2009, 8, 1341–1344.

14. Glybovski, S.B.; Tretyakov, S.A.; Belov, P.A.; Kivshar, Y.S.; Simovski, C.R. Metasurfaces: From microwaves to visible. *Phys.Rep.* 2016, 634, 1-72.
15. Vardaxoglou, J.C. *Frequency Selective Surfaces: Analysis and Design*; Research Studies Press: Boston, MA, USA, 1997.
16. Liu, N.; Sheng, X.; Zhang, C.; Guo, D. Design of Frequency Selective Surface Structure with High Angular Stability for Radome Application. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* 2018, 17, 138-141.
17. Agahi, S.; Mittra, R. Design of a cascaded frequency selective surface as a dichroic subreflector. In *Proceedings of the Antennas and Propagation Society International Symposium: AP-S Merging Technologies for the 90' (Digest)*, Dallas, TX, USA, 7-11 May 1990; pp. 88-91.
18. Costa, F.; Genovesi, S.; Monorchio, A.; Manara, G. A robust differential-amplitude codification for chipless RFID. *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* 2015, 25, 832-834.
19. Awaleh A. A., S.H. Dahlan, M. Z. M. Jenu. A Compact Flat Lens Antenna with Aperture-Coupled Patch Elements. *IEEE Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics (APACE)*, 2014
20. Li, D.; Li, T.-W.; Li, E.-P.; Zhang, Y.-J. A 2.5-D Angularly Stable Frequency Selective Surface Using Via-Based Structure for 5G EMI Shielding. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* 2018, 60, 768-775.
21. Campos, A.L.P.; de Oliveira, E.E.C.; da Fonseca Silva, P.H. Design of miniaturized frequency selective surfaces using Minkowski island fractal. *J. Microw. Optoelectron. Electromagn. Appl. (JMoe)* 2010, 9, 43-49.
22. Rashid, A.K.; Li, B.; Shen, Z. An overview of three-dimensional frequency-selective structures. *IEEE Antennas Propag. Mag.* 2014, 56, 43-67.
23. Li, B.; Shen, Z. Bandpass frequency selective structure with wideband spurious rejection. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* 2014, 13, 145-148.
24. Huang, C.; Ji, C.; Wu, X.; Song, J.; Luo, X. Combining FSS and EBG Surfaces for High-Efficiency Transmission and Low-Scattering Properties. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2018, 66, 1628-1632.
25. Song, K.; Mazumder, P. Design of highly selective metamaterials for sensing platforms. *IEEE Sens. J.* 2013, 13, 3377-3385.
26. Panwar, R.; Lee, J.R. Progress in frequency selective surface-based smart electromagnetic structures: A critical review. *Aerosp. Sci. Technol.* 2017, 66, 216-234.
27. Rana Sadaf Anwar, L. Mao, H. Ning, "Frequency selective surfaces: a review," *Appl. Sci.*, vol. 8, pp. 1-47, 2018.
28. J. A. Mackay, B. Sanz-Izquierdo, E.A. Parker, "Evolution of Frequency Selective Surfaces", *Forum for Electromagnetic Research Methods and Application Technologies (FERMAT)*, vol. 2, pp. 1-7, Mar-Apr. 2014.
29. J. Zhou, S. Bie, D. Wan, H. Xu, Y. Xu, and J. Jiang, "Realization of thin and broadband magnetic radar absorption materials with the help of resistor FSS," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 24-27, 2015.
30. L. Zhang, P. Zhou, H. Zhang, L. Lu, G. Zhang, H. Chen, H. Lu, J. Xie, and L. Deng, "A broadband radar absorber based on perforated magnetic polymer composites embedded with FSS," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 5, pp. 1-5, May 2014.

31. G. I. Kiani, A. R. Weily, and K. P. Esselle, "A novel absorb/transmit FSS for secure indoor wireless networks with reduced multipath fading," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, no. 6, pp. 378–380, Jun. 2006.
32. M. Yan, S. Qu, J. Wang, J. Zhang, H. Zhou, H. Chen, and L. Zheng, "A miniaturized dual-band FSS with stable resonance frequencies of 2.4 ghz/5 ghz for wlan applications," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 895–898, 2014.
33. Y. Li, L. Li, Y. Zhang, and C. Zhao, "Design and synthesis of multilayer frequency selective surface based on antenna-filter-antenna using minkowski fractal structures," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 1, pp. 133–141, Jan. 2015.
34. B. Monacelli, J. B. Pryor, B. A. Munk, D. Kotter, and G. D. Boreman, "Infrared frequency selective surface based on circuit-analog square loop design," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 2, pp. 745–752, Feb. 2005.
35. P. S. Taylor, A. C. M. Austin, E. A. Parker, M. J. Neve, J. C. Batchelor, J. T.-P. Yiin, M. Leung, G. B. Rowe, A. G. Williamson, and K. W. Sowerby, "Angular independent frequency selective surfaces for interference control in indoor wireless environments," *Electron. Lett.*, vol. 48, no. 2, pp. 61–62, Jan. 2012.
36. A. K. Rashid and Z. Shen, "A novel band-reject frequency selective surface with pseudo-elliptic response," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 4, pp. 1220–1226, Apr. 2010.
37. M. Safari, C. Shafai, and L. Shafai, "Development of a mems-enabled frequency selective surface," in *Proc. 16th Int. Symp. Antenna Technol. Appl. Electromagn.*, Jul. 2014, pp. 1–2.
38. L. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, J. I. Martinez-Lopez, and A. E. Martynyuk, "A multilayer circular polarizer based on bisected splitting frequency selective surfaces," *IEEE Antennas Wireless Propagation Lett.*, vol. 13, pp. 153–156, 2014.
39. D. Wang, W. Che, Y. Chang, K.-S. Chin, and Y. L. Chow, "A lowprofile frequency selective surface with controllable triband characteristics," *IEEE Antennas Wireless Propagation Lett.*, vol. 12, pp. 468–471, 2013.
40. Sarabandi, K.; Behdad, N. A frequency selective surface with miniaturized elements. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2007, 55, 1239–1245.
41. Parker, E.A. Convolutional array elements and reduced size unit cells for frequency-selective surfaces. In *IEE Proceedings H (Microwaves, Antennas and Propagation)*; IET Digital Library: Stevenage, UK, 1991; pp. 19–22.
42. Nauman, M.; Saleem, R.; Rashid, A.K.; Shafique, M.F. A miniaturized flexible frequency selective surface for X-band applications. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* 2016, 58, 419–428.
43. Gianvittorio, J.P.; Romeu, J.; Blanch, S.; Rahmat-Samii, Y. Self-similar prefractal frequency selective surfaces for multiband and dual-polarized applications. *IEEE Trans. Antennas Propag.*
44. Peitgen, H.-O.; Jürgens, H.; Saupe, D. *Chaos and Fractals: New Frontiers of Science*; Springer Science & Business Media: Berlin, Germany, 2006.
45. Werner, D.H.; Ganguly, S. An overview of fractal antenna engineering research. *IEEE Antennas Propag. Mag.* 2003, 45, 38–57.
46. Vinoy, K.; Abraham, J.K.; Varadan, V.K. On the relationship between fractal dimension and the performance of multi-resonant dipole antennas using Koch curves. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2003, 51, 2296–2303.
47. L. Matekovits, A. De Sabata, O. Lipan, A. Silaghi, S. Baderca, **A. BUTA**, "Effect of geometry modulation on the Full Dispersion Diagram of a 2D Periodic

- Structure built Stripline Technology", 2016 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (AP-S/URSI 2016), 26 June -1 July 2016, Fajardo, Puerto Rico, pp. 1961-1962, 2016.
48. N. W. Ashcroft, N. D. Mermin, *Solid State Physics*, Saunders College Publishing, 1976.
  49. B. E. A. Saleh, M. C. Teich, *Fundamentals of Photonics*, Wiley Series in Pure and Applied Optics, 2007.
  50. L. Brillouin, *Wave Propagation in Periodic Structures*, New York, Dover, 1953.
  51. U. Kuhl, H.-J. Stöckmann, "Microwave realization of the Hofstadter Butterfly", *Phys. Rev. Lett.*, vol. 80, no. 15, pp. 3232-3235, 1998.
  52. Computer Simulation Technology, Microwave Studio.
  53. L. Matekovits, A. De Sabata, "Signal Integrity applications of an EBG surface", *Advances in Electrical and Computer Engineering*, vol. 15, No. 2, pp. 3-8, 2015.
  54. A. De Sabata, L. Matekovits, O. Lipan, "Band Splitting in 2D EBG Structure by Geometry Modulation", *Proc. of. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propag.*, Vancouver, BC, Canada, 19-24 July 2015, pp. 1590-1591, 2015.
  55. A. De Sabata, L. Matekovits, "Unit cell geometry in stripline technology featuring sequential band-gaps between every two consecutive modes", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 97-100, 2012J. Clerk Maxwell, *A Treatise on Electricity and Magnetism*, 3rd ed., vol. 2. Oxford: Clarendon, 1892, pp.68-73.
  56. I. S. Syed, Y. Ranga, L. Matekovits, K. P. Esselle, and S. G. Hay, "A single-layer frequency-selective surface for ultrawideband electromagnetic shielding," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 56, no. 6, pp. 1404-1411, Dec. 2014.
  57. Z. Hamzavi-Zarghani, A. Yahaghi and L. Matekovits, "Dynamically tunable scattering manipulation of dielectric and conducting cylinders using nanostructured graphene metasurfaces, *IEEE Access*, vol. 7, pp. 15556-15562, 2019.
  58. M. Majidzadeh, C. Ghobadi, J. Nourinia, "Quadruple filtering mechanism through an effective sketch of reconfigurable frequency selective surface", *IET Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 10, no. 15, pp. 1605-1612, 2016.
  59. R. Sivasamy, B. Moorthy, M. Kanagasabai, V.R. Samsingh, M.G.N. Alsath, "A wideband frequency tunable fss for electromagnetic shielding applications", *IEEE Trans. Electromag. Compat.*, vol. 60, no. 1, pp. 280-283, Feb. 2018.
  60. M. Bashiri, C. Ghobadi, J. Nourinia, and M. Majidzadeh, "Wimax, wlan, and x-band filtering mechanism: Simple-structured triple-band frequency selective surface," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 3245-3248, 2017.
  61. M.N. Hussein, J. Zhou, Y. Huang, M. Kod, A.P. Sohrab, "Frequency selective surface structure miniaturization using interconnected array elements on orthogonal layers", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 5, pp. 2376-2385, May 2017.
  62. F.-C. Huang, C.-N. Chiu, T.-L. Wu, Y.-P. Chiou, "A circular-ring miniaturized-element metasurface with many good features for frequency-selective shielding applications", *IEEE Trans. on Electromag. Compat.*, vol. 57, no. 3, pp. 365-374, Feb. 2018.
  63. A. De Sabata, L. Matekovits, "Unit cell geometry in stripline technology featuring sequential band-gaps between every two consecutive modes ", *IEEE Antennas and Wireles Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 97-100, 2012.



64. M. Akbari, M. Farahani, A.-R. Sebak, T.A. Denidni, "Ka-band linear to circular polarization converter based on multilayer slab with broadband performance," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 17927-17937, 2017.
65. **A. BUTA**, A. De Sabata, A. Silaghi, C. Iftode, L. Matekovits, „Applications of a Frequency Selective Surface based on a Combination of the Jerusalem cross and circular ring”, 2018 International Conference on Communications (COMM 2018), 14-16 June 2018, Bucharest, Romania, pp. 239-242, 2018.
66. Ansys HFSS.
67. S.E. Melais, T.M. Weller, "A multilayer Jerusalem cross frequency selective surface", *Wireless and Microw. Technology Conf. WAMICON*, Clearwater, FL, USA, pp. 1-4, 2009.
68. H.-Y Chen, Y. Tao, K.-L. Hung, "Bandwidth enhancement using dual-band frequency selective surface with Jerusalem cross elements for 2.4/5.8 GHz WLAN antennas", *Wireless Inf. and Technol. Syst. Conf.*, Honolulu, Hi, USA, pp. 1-4, 2010.
69. M. Hosseinpanah, Q. Wu, "Equivalent circuit model for designing of Jerusalem cross-based artificial magnetic conductors", *Radioengineering*, vol. 18, no. 4, pp. 544-550, Dec. 2009.
70. F. Costa, A. Monorchio, G. Manara, "An overview of equivalent circuit modeling techniques of frequency selective surfaces and metasurfaces", *Appl. Comput. Electromag. Soc. J.*, vol. 29, no. 12, pp. 960-976, Dec. 2014.
71. **A. BUTA**, Andrei Silaghi, Aldo De Sabata, Ladislau Matekovits, "Multiple-Notch Frequency Selective Surface for Automotive Applications", 2020 International Conference on Communication (COMM 2020), 18-20 June 2020, Bucharest, Romania, pp. 439-442, 2020.
72. L. Matekovits, A. De Sabata, and A. Silaghi, "Frequency Selective Surfaces with Two Quasi-Independent Notch Frequencies," *IEEE Access*, Vol.7, Issue 1, pp. 77261-77267, June 2019.
73. A. De Sabata, L. Matekovits and A. Silaghi, "Frequency Selective surface with two Notch frequencies and Good Incidence Angle Stability for Screening Applications ", 2018 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEEA 2018), 10-14 September 2018, Cartagena de Indias, Columbia, pp. 679-682, 2018.
74. A. De Sabata, L. Matekovits, **A. BUTA**, G. Dassano, A. Silaghi, „Frequency Selective Surfaces for UWB Filtering and Shielding”, *MDPI Sensors*, 22(5), 1896, pp. 1-16, February 2022 (FI 3.847, revistă indexată Q2, WOS:000773637200001).
75. S. Ghosh and K. V. Srivastava, "Broadband polarization-insensitive tunable frequency selective surface for wideband shielding," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 60, no. 1, pp. 166–172, 2018.
76. G. S. Paul and K. Mandal, "Polarization-insensitive and angularly stable compact ultrawide stop-band frequency selective surface," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 9, pp. 1917–1921, 2019.
77. S. S. Sampath and R. Sivasamy, "A single-layer uwb frequency-selective surface with band-stop response" *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 62, no. 1, pp. 276–279, 2020.
78. A.M. Silaghi, A. De Sabata, L. Matekovits, "Parametric Analysis of a Dual Band Polarized Frequency Selective Surface," 2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, 7-12 July 2019, Atlanta (USA), pp. 941-943 , 2019.

79. A. De Sabata, L. Matekovits, A. Silaghi, **A. BUTA**, "Wide-Band Linear Polarizer Based on a Frequency Selective Surface", URSI 2021, 28 August - 4 September 2021, Rome, Italy, pp. 1-4, 2021 (Scopus).
80. B. B. Mandelbrot, *The Fractal Geometry of Nature*, New York, W. H. Freeman, 1983.
81. Romeu, J.; Rahmat-Samii, Y. Dual band FSS with fractal elements. *Electron. Lett.* 1999, 35, 702–703
82. S. Zheng, Y. Yin, J. Fan, X. Yang, B. Li, W. Liu, " Analysis of miniature frequency selective surfaces based on fractal antenna–filter–antenna arrays", *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 11, pp.240-243, 2012.
83. **A. Buta**, A. Silaghi, A. De Sabata, L. Matekovits, "Fractal Based Frequency Selective Surface with Broadband Characteristics", 2019 International Symposium on Signals, Circuits and Systems (ISSCS), 11-13 July 2019, Iasi (Romania), 2019.
84. **A. BUTA**, A. Silaghi, A. De Sabata, L. Matekovits, "LTE Band Filtering Applications of a Fractal based Frequency Selective Surface", 2020 14th International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC 2020), 5-6 November 2020, Timisoara, Romania, pp. 1-4, 2020.
85. O. A. Safia, M. Nedil, "Ultra-broadband V-band fractal T-Square antenna", 2017 IEEE Int. Symp. on Antennas and Propag., July, 2017.

**LISTA PUBLICAȚIILOR REZULTATE ÎN URMA  
CERCETĂRII DOCTORALE,  
PUBLICATE SAU ACCEPTATE SPRE PUBLICARE, SUB  
AFILIERE UPT**

**Ing. Petru-Adrian BUTA student doctorand**

**1. Lucrări științifice publicate în reviste indexate Web of Science-WoS (ISI)**

1. A. De Sabata, L. Matekovits, **A. BUTA**, G. Dassano, A. Silaghi, „Frequency Selective Surfaces for UWB Filtering and Shielding”, MDPI Sensors, 22(5), 1896, pp. 1-16, February 2022 (FI 3.847, revistă indexată Q2, WOS:000773637200001).

**2. Lucrări științifice publicate în volumele unor manifestări științifice (Proceedings) indexate Web of Science-WoS (ISI) Proceedings**

1. L. Matekovits, A. De Sabata, O. Lipan, A. Silaghi, S. Baderca, **A. BUTA**, "Effect of geometry modulation on the Full Dispersion Diagram of a 2D Periodic Structure built Stripline Technology", 2016 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (AP-S/URSI 2016), 26 June -1 July 2016, Fajardo, Puerto Rico, pp. 1961-1962, 2016 (WOS:000388377100953).

2. A. Silaghi, A. De Sabata, F. Alexa, **A. BUTA**, S. Baderca, "Measurement of Radiated Immunity in the semi-anechoic chamber", 2016 12th International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC 2016), 27-28 October 2016, Timisoara, Romania, pp. 25-28, 2016 (WOS:000390717800006).

3. A. Silaghi, E. Tolan, A. De Sabata, **A. BUTA**, "Measurement of Radiated Emissions from an automotive cluster", 2016 12th International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC 2016), 27-28 October 2016, Timisoara, Romania, pp. 21-24, 2016 (WOS:000390717800005).

4. **A. BUTA**, A. De Sabata, A. Silaghi, C. Iftode, L. Matekovits, „Applications of a Frequency Selective Surface based on a Combination of the Jerusalem cross and circular ring”, 2018 International Conference on Communications (COMM 2018), 14-16 June 2018, Bucharest, Romania, pp. 239-242, 2018 (WOS:000449526000044).

5. R. Aipu, A. Silaghi, **A. BUTA**, P. M. Nicolae, A. De Sabata, „Interlaboratory comparison of Radiated Emissions in Automotive EMC”, 2018 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2018), 27-30 August 2018, Amsterdam, Netherlands, pp. 994-997, 2018 (WOS:000454901100184).

6. **A. BUTA**, C. Pirvu, C. Balan, R. Aipu, A. De Sabata, "Stripline Measurements in Automotive EMC: A Case Study", 2018 13th International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC 2018), 8-9 November 2018, Timisoara, Romania, pp. 172-175, 2018 (WOS:000463031500038).

7. **A. BUTA**, A. Silaghi, A. De Sabata, L. Matekovits, "Fractal based Frequency Selective Surface with Broadband characteristics", 2019 International Symposium on Signals, Circuits and Systems (ISSCS 2019), 11-12 July 2019, Iasi, Romania, pp. 1-4, 2019 (WOS:000503459500036).

8. **A. BUTA**, A. Silaghi, A. De Sabata, "Interlaboratory comparison of Conducted Emissions in Automotive EMC", 2019 IEEE 25th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME 2019), 23-26 October 2019, Cluj, Romania, pp. 308-311, 2019 (WOS: 000564733700065).

9. **A. BUTA**, Andrei Silaghi, Aldo De Sabata, Ladislau Matekovits, "Multiple-Notch Frequency Selective Surface for Automotive Applications ", 2020 International

Conference on Communication (COMM 2020), 18-20 June 2020, Bucharest, Romania, pp. 439-442, 2020 (WOS:000612723900078).

10. **A. BUTA**, A. Silaghi, A. De Sabata, L. Matekovits, "LTE Band Filtering Applications of a Fractal based Frequency Selective Surface", 2020 14th International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC 2020), 5-6 November 2020, Timisoara, Romania, pp. 1-4, 2020 (WOS:000612681000026).

**3. Lucrări științifice publicate în volumele unor manifestări științifice (Proceedings) indexate BDI** (cu specificarea BDI)

1. A. Silaghi, **A. BUTA**, S. Baderca, A. De Sabata, "Methods for reducing Conducted Emissions levels", 22nd IMEKO TC4 International Symposium and 20th International Workshop on ADC Modelling and Testing 2017, 14-15 September 2017, Iasi, Romania, pp. 352-355, 2017 (Scopus).

2. A. Silaghi, F. Mueller, A. De Sabata, **A. BUTA**, P.-M. Nicolae, "Analysis of Shielding Effectiveness of an Automotive Display through Simulation and Testing", 2020 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2020), 23-25 September 2020, Rome, Italy, pp. 1-4, 2020 (Scopus).

3. A. De Sabata, L. Matekovits, A. Silaghi, **A. BUTA**, "Wide-Band Linear Polarizer Based on a Frequency Selective Surface", URSI 2021, 28 August - 4 September 2021, Rome, Italy, pp. 1-4, 2021 (Scopus).

4. A. Silaghi, A. De Sabata, L. Matekovits, **A. BUTA**, "Ultra-Wide Band Frequency Selective Surface: design and experimental verification of performances for wide incident angle", 2022 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA 2022), 5-9 Septembrie, Cape Town, South Africa, pp. 1-4, 2022 (IEEE Xplore).